



(19)

REPUBLIK  
ÖSTERREICH  
Patentamt

(10) Nummer:

AT 408 395 B

(12)

# PATENTSCHRIFT

(21) Anmeldenummer:

2127/98

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>: H04B 1/68

(22) Anmeldetag:

21.12.1998

(42) Beginn der Patentdauer:

15.03.2001

(45) Ausgabetag:

26.11.2001

(56) Entgegenhaltungen:

DE 19625054A1 US 5610908A

(73) Patentinhaber:

ERICSSON AUSTRIA AKTIENGESELLSCHAFT  
A-1121 WIEN (AT).

(72) Erfinder:

BALDEMAIR ROBERT DIPLO.ING.  
WIEN (AT).

## (54) VERFAHREN ZUR UNTERDRÜCKUNG VON SCHMALEN FREQUENZBÄNDERN

AT 408 395 B

(57) Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wobei für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern mit auf Null gesetzter Modulation erstreckenden Frequenzwissenbereich zusätzlich jeweils ein Impuls zur Kompensation der im Ausblendbereich durch Nebensprechen auftretenden Nebenkeulen übertragen wird, welcher Impuls jeweils ein den in den Frequenzwissenbereichen auftretenden Nebenkeulen ähnliches Frequenzspektrum aufweist und der entsprechend den Datenwerten der in den jeweiligen Frequenzwissenbereichen auftretenden Nebenkeulen moduliert wird, wobei der oder die Kompensationsimpulse orthogonal zu den informationsübertragenden Subträgern übertragen werden.

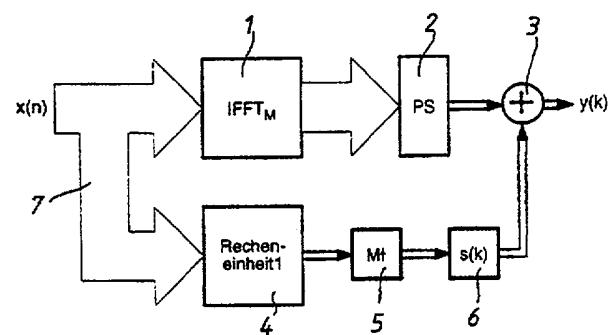


FIG. 11

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, zwischen nahen Subträgern auftretende Nebenkeulen aufweist, wobei zur Unterdrückung eines schmalen Ausblend-Frequenzbandes die Modulation aller in diesem schmalen Ausblendband enthaltenen Subträger und weiterer, an das schmale Ausblendband angrenzender Subträger auf Null gesetzt wird.

Bei einer Vielzahl von bekannten Datenübertragungssystemen findet eine Übertragung im Frequenzmultiplex statt. Die dabei verwendeten Verfahren sind als Mehrträgerverfahren, Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) und Discrete Multitone (DMT) bekanntgeworden. Ein vorgegebenes, breites Frequenzband wird dabei in sehr viele, sehr schmale Frequenzbänder bzw. Subkanäle unterteilt, über welche Daten mit verschiedenen Modulationsverfahren und Datenraten übertragen werden können. Zur Verteilung der Daten im Sender kann die Inverse-Fast-Fourier-Transformation (IFFT) und zur Rekonstruktion im Empfänger entsprechend die Fast-Fourier-Transformation (FFT) verwendet werden. Problematisch ist hierbei die starke Überlappung der Subkanäle im Frequenzbereich, da jeder aus Haupt- und Nebenkeulen zusammengesetzte Subkanal von den Nebenkeulen mehrerer, benachbarter Subkanäle überlagert wird. Die IFF-Transformation bewirkt jeweils eine Filterung der Subkanäle mit frequenzverschobenen Versionen eines einzigen Prototypfilters. Die geringe Dämpfung der Nachbarsubkanäle verursacht die erwähnte Überlappung durch die Nebenkeulen.

Eine übliche Frequenzmultiplex-Übertragung wie sie mittels DMT-Verfahren realisierbar ist, kann dabei ein sehr breites Frequenzband, z.B. von 300 kHz bis 30 MHz überstreichen, das mit gleich beabstandeten Trägerfrequenzen aufgefüllt ist.

Entsprechend der national jeweils unterschiedlichen Frequenzbereichsnormen treten praktisch in jedem breiten Sendespektrum verbotene Bereiche auf, die für besondere Anwendungen reserviert sind. Diese können durch Amateurfunk-Bereiche, Notrufsendebereiche oder andere bekannte Sendebereiche belegt sein. Dadurch ist es unumgänglich, bestimmte Frequenzbereiche freizuhalten, um den Sendebetrieb dieser festgelegten Bereiche nicht zu stören.

Wie vorstehend bereits erwähnt, weist jeder Subkanal neben einer zentralen Hauptkeule symmetrisch um die Trägerfrequenz abfallende Nebenkeulen auf.

Um nun eine ausreichende Unterdrückung eines bestimmten Frequenzbereiches zu erreichen, ist es nicht ausreichend, die in diesem Bereich vorhandenen Subkanäle ohne Modulation zu betreiben, welcher Vorgang auch als Null-Laden der Subträger bezeichnet wird, da aufgrund der geringen Nebenkeulendämpfung ein so starkes Nebensprechen in den benachbarten Kanälen auftritt, daß die von diesen ausgehende Störung immer noch zu groß ist, um den gewünschten Ausblendbereich freizuhalten. Die Leistungsdichte in diesem Ausblendbereich besitzt aufgrund der Nebenkeulen dann immer noch einen nicht zu vernachlässigenden Wert.

Bei bisher bekannten Systemen mußten daher relativ viele zu dem freizuhaltenden Bereich benachbart liegende Kanäle unausgesteuert gehalten werden, um so eine ausreichende Absenkung der Nebenkeulen im Ausblendbereich zu erreichen. Nachteilig ist dabei aber der hohe Grad an nicht ausgenutzten Subkanälen, die dafür erforderlich sind, wodurch sich eine relativ schlechte Ausnutzung des gesamten Frequenzbereiches des angewandten Sende-Verfahrens ergibt.

In der US 5 610 908 A ist ein OFDM-Übertragungssystem beschrieben, das in einem breiten Frequenzband mit eng beabstandeten Trägerfrequenzen sendet und empfängt. Vor Anwendung einer FFT-Transformation werden die Träger mittels QPSK-Modulation moduliert, wobei über kurze Zeiträume relativ hohe Spannungsspitzen auftreten können, wenn die Träger gerade gleiche Phasenlage aufweisen. Um das Verhältnis dieser auftretenden Spitzenleistungen zur mittleren Leistung möglichst gering zu halten, wird zumindest eine zusätzliche FFT- und IFFT-Operation durchgeführt. Die modulierten Signale werden nach einer Transformation aus dem Frequenzbereich in den Zeitbereich noch nicht gesendet, sondern zuerst in ihrer Amplitude begrenzt und danach erneut in eine Vielzahl von Signalen im Frequenzbereich umgewandelt. Ein Teil dieser Signale wird in der Phase und der Amplitude berichtet und die Gesamtheit der Signale wieder in den Zeitbereich

transformiert, um dann gesendet zu werden. Auf diese Weise werden die durch die Amplitudenbegrenzung entstandenen Intermodulationsprodukte eliminiert. Ein durch Nebenkeulen auftretendes Nebensprechen in benachbarten Kanälen wird in diesem Dokument nicht erwähnt. Auch die Kompensation dieses Nebensprechens wird nicht angesprochen.

5 Gleichfalls ein Verfahren zur Übertragung von Mehrträgersignalen mit einem reduzierten Spitz-/Mittelwert-Verhältnis ist in der DE 196 25 054 A1 beschrieben, bei dem mittels spezieller Formungswörter der zeitliche Verlauf eines Mehrträgersignals derart verändert wird, daß die Spitzenwerte gekappt werden. Auf der Grundlage einer Trellisstruktur werden zulässige Formungswörter erzeugt, wobei für jeden zulässigen Pfad durch ein Trellis-Diagramm eine entsprechende Folge 10 von Formungswörtern geliefert und der jeweils günstigste Pfad ausgewählt wird. Als Metrik wird dabei die Spitzenleistung des Mehrträgersignals im Zeitbereich gewählt. Die Pfadauswahl kann aber auch im Frequenzbereich erfolgen, wodurch eine Verringerung der Verarbeitungszeit erreicht wird. Somit werden die mit den einzelnen Trägern des Mehrträgersignals zu modulierenden Symbole im Sender auf geeignete Weise vorverarbeitet und modifiziert. Den Symbolnummern werden 15 geeignete Formungswörter überlagert und dann den Trägern aufmoduliert. Das Problem der bei einem Ausblendbereich auftretenden Beeinflussungen durch die diesem benachbarte Träger wird in diesem Dokument nicht behandelt.

Aufgabe der Erfindung ist es, ein Verfahren bzw. ein Übertragungssystem der eingangs genannten Art anzugeben, mit dem eine Erhöhung der Anzahl der nutzbaren Subkanäle erreichbar 20 ist.

Erfindungsgemäß wird dies bei einem eingangs genannten Verfahren dadurch erreicht, daß für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern mit auf Null gesetzter Modulation erstreckenden Frequenzzwischenbereich zusätzlich jeweils ein Impuls zur Kompensation der im Ausblendbereich durch Nebensprechen auftretenden Nebenkeulen übertragen wird, welcher Impuls jeweils ein den in den Frequenzzwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen ähnliches Frequenzspektrum aufweist und der entsprechend den Datenwerten der in den jeweiligen Frequenzzwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen moduliert wird, wobei der oder die Kompensationsimpulse orthogonal zu den informationsübertragenden Subträgern übertragen werden.

30 Es kann gezeigt werden, daß die Beträge der Nebenkeulen jedes Subkanals sich nur in der Amplitude unterscheiden. Die Störungen, die ein beliebiger Subkanal in dem Ausblendbereich hervorruft, besitzt daher ein zu allen anderen Störungen ähnliches Spektrum, sodaß die resultierende Gesamtstörung ebenfalls dem einer Nebenkeule ähnelt.

In weiterer Ausbildung der Erfindung kann vorgesehen sein, daß aus den Datenwerten einer vorbestimmbaren Anzahl von Subkanälen die Amplitude und Phase der Nebenkeulenspektren für den Ausblendbereich berechnet und der zu jedem Frequenzzwischenbereich gehörige Kompensationsimpuls durch Addition der einzelnen, dafür berechneten komplexen Nebenkeulenspektren ermittelt wird, und daß vor der Übertragung der oder die so ermittelten Kompensationsimpulse dem Sendesignal so überlagert werden, daß der Ausblendbereich von störenden Nebenkeulen befreit wird.

Durch Subtraktion eines Kompensationsimpulses mit gleichem Betragsfrequenzgang und gleichem Phasengang wie die Störung im Ausblendbereich kann das Störspektrum im Ausblendbereich genügend stark reduziert werden, um den gewünschten Dämpfungsfaktor zu erzielen.

In weiterer Ausbildung der Erfindung kann vorgesehen sein, daß außer den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern die Modulation nur der an der Grenze des Ausblendbereichs und gegebenenfalls ein oder wenige unmittelbar außerhalb der Grenze des Ausblendbereiches gelegenen Subträger auf Null gesetzt wird.

50 Damit werden neben den im Inneren des Ausblendbereiches befindlichen Subträgern jeweils immer nur ein oder wenige, zur Grenze des Ausblendbereiches benachbarter bzw. benachbarte Subträger mit Null beladen und somit eine sehr geringe Anzahl an Subträgern ohne Modulation belassen, wodurch die zur Übertragung nicht verwertbaren Subträger auf ein Minimum reduziert werden können.

Weiters betrifft die Erfindung ein Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei 55 dem ein vorbestimmtes breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zuge-

ordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, im Bereich naher Subträger auftretende Nebenkeulen aufweist.

5 Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, ein vorstehend genanntes Verfahren zu schaffen, mit dem die Anzahl der verwendbaren Subträger zur Übertragung von Information gegenüber bisher üblichen Werten gesteigert werden kann und wobei ein geringerer technischer Aufwand erforderlich ist.

10 Erfindungsgemäß wird dies dadurch erzielt, daß für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern erstreckenden Frequenzbereich die in diesen Frequenzzwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen und daraus die erforderliche Modulation der im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen angrenzenden Subträger berechnet werden bzw. wird, um eine Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen zu erreichen, und daß die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. 15 die an diesen angrenzenden Subträger - in an sich bekannter Weise - mit der durch Berechnung abgeänderten Modulation übertragen werden, wobei die verbleibenden, restlichen Subträger unverändert bleiben.

20 Auf diese Weise müssen nicht erst Kompensationsimpulse entworfen und dem Sendesignal überlagert werden, sondern es kann die Subträgerbeladung der sonst auf Null gesetzten Subträger innerhalb des Ausblendbereiches bzw. an diesen angrenzend so eingestellt werden, daß dadurch eine Kompensation der störenden Nebenkeulen ermöglicht wird.

25 Weiters betrifft die Erfindung ein Übertragungssystem zur Übertragung von Daten mittels eines Mehrträgerverfahrens, z.B. DMT (Discrete Multitone), und zur Unterdrückung mindestens eines schmalen Ausblend-Frequenzbereiches, mit einer eine Inverse-Diskrete-Fourier-Transformations- 30 einheit (IDFT) umfassenden Sendeeinheit, mit der eine Vielzahl den Sendefrequenzbereich unterteilende Subkanäle mit zugeordneten Subträgern modulierbar ist und einer eine Diskrete-Fourier- Transformationseinheit (DFT) umfassenden Empfangseinheit, wobei in der IDFT-Einheit die Modulation aller im Ausblendbereich beinhalteten bzw. die an den Ausblendbereich anschließenden Subträger auf Null setzbar ist, insbesondere zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens.

35 Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, ein vorstehend genanntes Übertragungssystem anzugeben, mit dem die Anzahl der zur Modulation verfügbaren Subträger erhöht werden kann.

Erfindungsgemäß wird dies dadurch erreicht, daß für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen anschließenden Subträgern erstreckenden Frequenzbereich eine Recheneinheit zur Berechnung von durch außerhalb des Ausblendbereiches liegenden Subkanäle hervorgerufenen Nebenkeulen vorgesehen ist, wobei am Eingang der Recheneinheit die zu übertragenden Daten anlegbar und am Ausgang der Recheneinheit die berechnete Amplitude und Phase der summierten Nebenkeulen abgreifbar sind, daß an den Ausgang jeder Recheneinheit ein Kompensationsfilter angeschlossen ist, dessen Übertragungsfunktion 40 gleich oder ähnlich dem Spektrum der Nebenkeulen des entsprechenden Frequenzzwischenbereiches ist, und daß der Ausgang des Kompensationsfilters mit einem ersten Eingang eines Subtraktionsglieds und der Ausgang der IDFT-Einheit mit einem zweiten Eingang des Subtraktionsglieds verbunden ist, sodaß am Ausgang des Subtraktionsglieds ein störungskompensierte Sendesignal abgreifbar ist.

45 Durch das Vorsehen einer Recheneinheit kann vor dem Absenden jedes Datenblocks die im Ausblendbereich bewirkte Störung errechnet und kompensiert werden, sodaß dieser Bereich frei von störenden Frequenzen gehalten werden kann.

Weiters betrifft die Erfindung ein Übertragungssystem zur Übertragung von Daten mittels eines Mehrträgerverfahrens, z.B. DMT (Discrete Multitone), und zur Unterdrückung mindestens eines schmalen Ausblend-Frequenzbereiches, mit einer eine Inverse-Diskrete-Fourier-Transformations- 50 einheit (IDFT) umfassenden Sendeeinheit, mit der eine Vielzahl den Sendefrequenzbereich unterteilende Subkanäle mit zugeordneten Subträgern modulierbar ist und einer eine Diskrete-Fourier- Transformationseinheit (DFT) umfassenden Empfangseinheit, insbesondere zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens.

55 Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, ein vorstehend genanntes Übertragungssystem

anzugeben, mit dem die Anzahl der zur Modulation verfügbaren Subträger erhöht und der technische Aufwand möglichst gering gehalten werden kann.

Erfnungsgemäß wird dies dadurch erreicht, daß vor die IDFT-Einheit für jeden im Ausblendbereich beinhalteten bzw. an diesen anschließenden Subträger eine Recheneinheit zur Berechnung von durch außerhalb des Ausblendbereiches liegende Subkanäle hervorgerufenen Nebenkeulen geschaltet ist, wobei am Eingang der Recheneinheit die zu übertragenden Daten anlegbar sind und am Ausgang der Recheneinheit die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen anschließenden Subträger mit einer die Nebenkeulen kompensierenden Modulation abgreifbar sind, welche zusammen mit den unveränderten Modulationen der restlichen, außerhalb des Ausblendbereiches liegenden Subträger von der IDFT-Einheit einlesbar sind.

Auf diese Weise ist die Überlagerung der Kompensationsimpulse mit dem Sendesignal hinfällig und die Subträger im Ausblendbereich werden bereits so geladen, daß eine ausreichende Kompensation der Nebenkeulen erzielt werden kann.

Nachfolgend wird die Erfindung anhand der in den Zeichnungen dargestellten Ausführungsbeispiele eingehend erläutert. Es zeigt dabei

- Fig.1 den Betragsfrequenzgang eines Prototypfilters;
- Fig.2 den durch Interferenz von drei Subkanälen hervorgerufenen Betragsfrequenzgang;
- Fig.3 ein Ersatzschaltbild einer Inversen-Diskreten-Fourier-Transformation;
- Fig.4 den Betragsfrequenzgang eines Prototypfilters;
- Fig.5 den Phasenfrequenzgang eines Prototypfilters;
- Fig.6 den Betrag der Übertragungsfunktionen von drei Subträgern;
- Fig.7 den Phasengang der Übertragungsfunktionen von drei Subträgern;
- Fig.8 die übereinandergeschobenen und normierten Nebenkeulen eines Prototypfilters für  $M=16$ ;
- Fig.9 den Betragsfrequenzgang mit einem Ausblendbereich;
- Fig.10a und 10b jeweils eine schematische Darstellung eines Ausblendbereiches;
- Fig.11 ein Blockschaltbild des Sendeteils einer Ausführungsform des erfundungsgemäßen Übertragungssystems;
- Fig.12 ein Blockschaltbild des Sendeteils einer weiteren Ausführungsform des erfundungsgemäßen Übertragungssystems;
- Fig.13 den Betragsfrequenzgang von Übertragungsfunktionen mit einem Ausblendbereich;
- Fig.14 den Betrag der Sollübertragungsfunktionen für einen Kompensationsimpuls;
- Fig.15 das Sendesignal bei Verwendung eines zyklischen Prefix;
- Fig.16 und Fig.17 Betragsfrequenz- und Phasengang der Übertragungsfunktionen von Subträgern;
- Fig.18 eine schematische Darstellung der Vektoren  $g(n)$ ;
- Fig.19 die Sollübertragungsfunktion und zwei Kompensationsimpulse unterschiedlicher Länge;
- Fig.20 eine schematische Darstellung von  $v(n)$ ;
- Fig.21 Leistungsdichtespektrum für Übertragung mit  $M=512$  Subkanälen;
- Fig.22 bis 24 vergrößerte Ausschnitte der Ausblendbereiche aus Fig.21;
- Fig.25 Leistungsdichtespektrum für Übertragung mit  $M=1024$  Subkanälen;
- Fig.26 bis 28 vergrößerte Ausschnitte der Ausblendbereiche aus Fig.25;
- Fig.29 Leistungsdichtespektrum für Übertragung mit  $M=2048$  Subkanälen;
- Fig.30 bis 32 vergrößerte Ausschnitte der Ausblendbereiche aus Fig.21;
- Bei auf Frequenzmultiplex beruhenden Übertragungssystemen, die unter den Bezeichnungen Mehrträgerverfahren, Orthogonal Frequency Multiplex (OFDM) und Discrete Multitone (DMT) bekanntgeworden sind, ist ein breites Frequenzband in eine Vielzahl sehr schmaler Frequenzbänder bzw. Subkanäle unterteilt, denen jeweils gleichmäßig voneinander beabstandete Subträger zugeordnet sind.
- Eine Vielzahl von Anwendungen des DMT-Verfahren haben die xDSL-Übertragungsverfahren, z.B. ADSL, HDSL o.ä. mit sich gebracht.
- Die Modulation der Sendedaten auf der Senderseite erfolgt durch eine Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT), während die übertragenen Daten empfängerseitig mit Hilfe der Diskreten-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden.
- Zur Vereinfachung der im folgenden dargelegten Überlegungen wird zunächst die Übertragung

über einen völlig dispersionsfreien Kanal betrachtet, sodaß keine Verzerrungen der übertragenen Sendesignale auftreten.

Der zu übertragende Datenstrom  $A_k=0,1,2,\dots$  wird in Blöcken der Länge M zusammengefaßt, wobei M die Anzahl der Subkanäle bedeutet.

$$\begin{aligned} 5 \quad 0. \text{ Block } A_0 &= [A_0 \quad A_1 \quad \dots \quad A_{M-1}]^T \\ 10 \quad 1. \text{ Block } A_M &= [A_M \quad A_{M+1} \quad \dots \quad A_{2M-1}]^T \\ &\vdots \\ m. \text{ Block } A_{mM} &= [A_{mM} \quad A_{mM+1} \quad \dots \quad A_{mM+M-1}]^T \\ &\vdots \end{aligned}$$

10 Die Blocklänge der Inversen-Diskreten-Fourier-Transformation ist gleich der Anzahl M der Subkanäle.

$$\begin{aligned} a_0 &= [a_0 \quad a_1 \quad \dots \quad a_{M-1}]^T = \sqrt{M} \cdot \text{IDFT}_M\{A_0\} \\ a_M &= [a_M \quad a_{M+1} \quad \dots \quad a_{2M-1}]^T = \sqrt{M} \cdot \text{IDFT}_M\{A_M\} \\ &\vdots \\ 15 \quad a_{mM} &= [a_{mM} \quad a_{mM+1} \quad \dots \quad a_{mM+M-1}]^T = \sqrt{M} \cdot \text{IDFT}_M\{A_{mM}\} \\ &\vdots \end{aligned}$$

Das hochgestellte  $T$  bedeutet transponiert.

Die Blöcke  $a_{kM}$ ,  $k=0,1,2,\dots$  werden seriell an den Ausgang gelegt und übertragen.

In Fig.1 ist für ein Übertragungssystem mit  $M=16$  Subkanälen das Übersprechen eines Subkanals 0 auf die übrigen Subkanäle dargestellt. Ein Subkanal setzt sich im Frequenzbereich somit aus einer Hauptkeule und mehreren Nebenkeulen zusammen. Eine Überlagerung von drei der insgesamt sechzehn Subträgern ist in Fig.2 gezeigt.

Die Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) kann durch einen Transmultiplexer, welcher in Fig.3 abgebildet ist, dargestellt werden, wobei die seriellen Daten parallel einem Satz von Filtern  $h_k(n)$  zugeleitet werden,  $k=0,1,2,\dots,M-1$ . Das Filter  $h_0(n)$  ist dabei ein Prototypfilter, dessen Zeitbereich über die Länge M läuft, alle anderen Filter  $h_k(n), k=1,2,\dots,M-1$  stellen frequenzverschobene Versionen dieses Prototypfilters  $h_0(n)$  dar.

$$30 \quad h_0(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{M}} & \text{für } n=0,1,\dots,M-1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \Leftrightarrow H_0(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\sin \frac{M\theta}{2}}{\sin \frac{\theta}{2}} e^{-j\frac{M-1}{2}}$$

Die weiteren Filter  $h_k(n)$ ,  $k=1,2,M-1$  ergeben sich durch Verschiebung des Prototypfilters  $H_0(e^{j\theta})$  um  $(2\pi/M) \cdot k$ .

$$35 \quad h_k(n) = h_0(n) e^{j \frac{2\pi}{M} kn} \Leftrightarrow H_k(e^{j\theta}) = H_0\left(e^{j(\theta - \frac{2\pi}{M} k)}\right) \quad (1)$$

In Fig.4 und Fig.5 ist das zugehörige Bode-Diagramm des Prototypfilters für eine IDF-Transformation mit einer Blocklänge von  $M=16$  dargestellt. Die Nebenkeulen unterscheiden sich relativ deutlich hinsichtlich ihrer Amplituden, die symmetrisch zur Hauptkeule bei  $\theta/\pi=0$  abfallen. Kein wesentlicher Unterschied ist hingegen in den Frequenzgängen zu beobachten, wobei das Prototypfilter eine lineare Phase in allen Nebenkeulen aufweist. Das durch einen beliebigen Nutzkanal in einem Ausblendbereich hervorgerufene Störspktrum ist daher bis auf einen komplexen Skalierungsfaktor den durch andere Nutzkanäle hervorgerufenen Störspktrren ähnlich.

45 Gemäß Fig.3 steuert das Datum k eines M-langen Datenblocks das Filter  $h_k(n)$  bzw.  $H_k(e^{j\theta})$  an. Der größte Anteil der Signalleistung wird im Band  $(k-1)2\pi/M \leq \theta < (k+1)2\pi/M$  übertragen.

Aufgrund der Nebenkeulen der Übertragungsfunktion  $H_k(e^{j\theta})$  wird aber auch ein nicht zu vernachlässigender Anteil in den Nachbarkanälen übertragen. Soll die Leistungsdichte in einem bestimmten Frequenzbereich unter einem bestimmten Wert bleiben, ist es daher auch nicht ausreichend, das oder die diesem Bereich entsprechenden Filter nicht anzuregen, da die Nebenkeulen in den Übertragungsfunktionen benachbarter Kanäle bewirken, daß die Leistungsdichte noch immer einen nicht zu vernachlässigenden Wert besitzt. Durch das langsame Abklingen der Nebenkeulen wirken diese sich als Übersprechen in den benachbarten Kanälen aus, wobei die erste Nebenkeule ein nur um 13 dB geringeres Maximum als die Hauptkeule aufweist (Fig.4).

55 In Fig.6 und 7 sind der besseren Übersichtlichkeit wegen bei einem  $M=16$  Subkanäle aufwei-

senden Frequenzbereich nur die Beträge und Phasen der Übertragungsfunktionen für die Kanäle  $k=2,3$  und  $13$  abgebildet. Aus Fig.6 und 7 geht klar hervor, daß das Ansteuern der drei gezeigten Filter nicht nur in deren eigenen Subkanälen sondern aufgrund der geringen Nebenkeulendämpfung auch in den anderen Subkanälen zu beachtlichen Leistungsdichten führt, wobei im gezeigten Fall jeder Subkanal eine Auswirkung auf alle Subkanäle hat, sodaß sich insgesamt fünfzehn Nebenkeulen in jedem Subkanal überlagern. Jeder Subkanal entspricht dabei einem Frequenzbereich von  $2\pi/16$ . Bei wesentlich höherer Subkanalanzahl ist die effektive Nachbar-Wechselwirkung nur auf die jeweils nächsten Subkanäle beschränkt.

Werden die Nebenkeulen der drei gezeigten Übertragungsfunktionen in einem Subkanal z.B.  $4\cdot2\pi/16 \leq \Theta < 5\cdot2\pi/16$  betrachtet, so ist ersichtlich, daß ihr Maximum zwar unterschiedliche Werte besitzt, aber alle sich überlappenden Nebenkeulen einen ähnlichen Verlauf besitzen.

Dies wird aus der Darstellung gemäß Fig. 8 deutlich, in der alle Nebenkeulen des Prototypfilters  $h_0(n)$  für  $M=16$  auf den Wert 1 normiert und im Frequenzbereich übereinander geschoben sind. Alle Nebenkeulen besitzen einen ähnlichen Verlauf bezüglich ihres Betragsspektrums.

Wie aus Gleichung 1 zu bereits ersehen ist, besitzt das Prototypfilter und alle verschobenen weiteren Filter eine lineare Phase. In Fig.7 sind die Phasenverläufe für die Übertragungsfunktionen von drei verschiedenen Subkanälen wiedergegeben, sie besitzen alle die gleiche Steigung und können durch Addition einer konstanten Phase ineinander übergeführt werden.

In dem gezeigten Frequenzband kann es nun erforderlich sein, bestimmte verbotene Bereiche in ihrer Leistungsdichte so herabzusetzen, daß sie keine störende Auswirkung auf bereits existierende Sendebereiche, z.B. Amateur- und Rettungsfunkbereiche, haben können. Ein konkretes Beispiel für eine solche Absenkung kann darin bestehen, die Leistungsdichte in einem Bereich von 7 bis 7,1 MHz von -60 dBm auf -80 dBm verlässlich zu reduzieren.

Im folgenden wird zunächst angenommen, daß der Ausblendbereich genau zwischen zwei Subträgern  $k$  und  $k+1$  lokalisiert ist, sodaß der entsprechende Frequenzbereich zwischen  $k\cdot2\pi/M \leq \Theta < (k+1)\cdot2\pi/M$  liegt. Die beiden angenommenen Träger  $k$  und  $k+1$  übertragen den Hauptanteil ihrer Sendeleistung in dem gewählten Ausblendbereich und müssen daher auf jeden Fall auf Null gesetzt werden. Weiter entfernt liegende Träger, z.B.  $k-1, k-2, k+2, k+3$ , wirken zwar nicht durch ihre Haupt- aber durch ihre Nebenkeulen auf den auszublendenen Frequenzbereich. Die Gesamtstörung der Nachbarträger errechnet sich daher durch die komplexe Addition aller in der Intensität noch relevanten Nebenkeulen.

Die Störung eines Nachbarkanals auf den Ausblendbereich ist das Datum des Nachbarkanals multipliziert mit der Wirkung der Nebenkeule im Ausblendbereich.

Fig.9 stellt die Störungen der Nachbarkanäle für ein System mit  $M=8$  Subträgern dar. Der ausgewählte Ausblendbereich ist  $2\cdot2\pi/8 \leq \Theta < 3\cdot2\pi/8$ . Träger 2 und 3 sind auf Null gesetzt, die Belegung der restlichen Träger ist beliebig. Gemäß Stand der Technik war es bisher üblich, auch weiter außerhalb des unmittelbaren Ausblendbereiches liegende Subträger mit Null zu laden, um damit zu erreichen, daß die durch sie bewirkten Nebenkeulen nicht im Ausblendbereich stören können. Dadurch war man aber gezwungen auf eine relativ große Anzahl an Subkanälen außerhalb des Ausblendbereiches zu verzichten. Die Umsetzung des erfindungsgemäßen Verfahrens behebt diesen Nachteil auf die im folgenden beschriebene Weise.

Da wie vorstehend bereits festgestellt, alle Nebenkeulen einen ähnlichen Betragsverlauf besitzen, muß die Gesamtstörung im Ausblendbereich einen Betragsverlauf besitzen, welcher dem der Nebenkeulen ähnlich ist. Diese Eigenschaft ist unabhängig von den Daten der Nachbarkanäle, welche nur das Maximum und die Phase der Gesamtstörung bestimmen.

Es ist daher möglich, einen Impuls zu entwerfen, der innerhalb des Ausblendbereiches ein Spektrum besitzt, das dem der Gesamtstörung möglichst ähnlich ist und diesen mit dem Sendespektrum zu übertragen. Außerhalb dieses Bereiches soll sein Spektrum möglichst klein sein. Die Daten der Nachbarkanäle bestimmen nur die Anregung des Filters.

Wird der Ausblendbereich nicht durch zwei benachbarte Subträger begrenzt, so müssen zusätzlich alle Subträger innerhalb des Ausblendbereiches Null gesetzt werden. Ein solcher Fall ist in Fig.10a dargestellt. Die mit "\*" gekennzeichneten Subträger sind auf Null zu setzen.

Endet der Ausblendbereich nicht genau bei einem sondern zwischen zwei Subträgern, so muß der jeweils äußere ebenfalls auf Null gesetzt werden, wie aus Fig.10b ersichtlich ist.

Umfaßt der Ausblendbereich mehrere Subträger, so reicht es nicht aus, nur einen Kompensa-

tionsimpuls zu übertragen, da das störende Maximum der Nebenkeulen jeweils zwischen zwei benachbarten Subträgern auftritt. In Fig.10a müssen daher fünf und in Fig.10b sechs Kompensationsimpulse erzeugt werden.

Erfnungsgemäß wird daher für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern mit Nullladung erstreckenden Frequenzbereich zusätzlich jeweils ein Impuls zur Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen übertragen, welcher Impuls jeweils ein den in den Zwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen ähnliches Frequenzspektrum aufweist und der entsprechend den Datenwerten der in den jeweiligen Zwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen ausgesteuert wird, wobei der oder die Kompensationsimpulse orthogonal zu den informationsübertragenden Subträgern übertragen werden.

Aus den Datenwerten einer vorbestimmbaren Anzahl von Subkanälen wird die Amplitude und Phase der Nebenkeulenspektren für den Ausblendbereich berechnet und der zu jedem Frequenzzwischenbereich gehörige Kompensationsimpuls durch Addition der einzelnen, dafür berechneten komplexen Nebenkeulenspektren ermittelt. Vor der Übertragung werden der oder die so ermittelten Kompensationsimpulse dem Sendesignal so überlagert, daß der Ausblendbereich von störenden Nebenkeulen befreit wird.

Eine besonders hohe Anzahl an nutzbaren Subträgern lässt sich erreichen, indem außer den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern nur die an der Grenze des Ausblendbereichs bzw. die am nächsten außerhalb der Grenze des Ausblendbereiches gelegenen Subträger mit Null geladen werden.

In Fig.11 und 12 sind Varianten von Sendeteilen eines erfundungsgemäßen Übertragungssystem in Form von Prinzipblockschaltbildern angegeben, mit denen das erfundungsgemäße Verfahren durchgeführt werden kann.

In Fig.11 umfaßt die Sendeeinheit eine Inverse-Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (IDFT) 1, mit der eine Vielzahl den Sendefrequenzbereich unterteilende Subkanäle mit zugeordneten Subträgern modulierbar ist. Die nicht dargestellte Empfangseinheit beinhaltet eine entsprechende Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (DFT), mit der die übertragenen Daten demoduliert werden können.

Über die IDFT-Einheit 1 können alle im Ausblendbereich beinhalteten bzw. die an den Ausblendbereich anschließenden Subträger mit Null geladen werden, sodaß im gewünschten Ausblendbereich keine Hauptkeulen von Subträgern auftreten können.

Die zu übertragenden Daten werden über die Eingabeeinheit 7 als Vektor  $x(n)$  an die IDFT-Einheit 1 und an eine Recheneinheit 4 weitergegeben. Letztere dient der Berechnung von durch außerhalb des Ausblendbereiches liegende Subkanäle hervorgerufenen Nebenkeulen. Aus diesen kann die Amplitude und Phase der Gesamtstörung im Ausblendbereich durch Addition der Einzelstörungen berechnet werden. Umfaßt der Ausblendbereich mehrere Subträger, so ist für jeden ganz oder teilweise innerhalb des Ausblendbereiches auftretenden Frequenzbereich zwischen zwei Subträgern jeweils eine eigene Recheneinheit 4 vorgesehen, die an ihrem Ausgang jeweils mit dem Eingang eines zugeordneten Kompensationsfilters 6 verbunden ist, dessen Übertragungsfunktion gleich oder ähnlich dem Spektrum der Nebenkeulen des entsprechenden Frequenzzwischenbereiches ist. In Fig.11 ist ein Blockschaltbild für nur einen Frequenzzwischenbereich dargestellt.

Der Ausgang des Kompensationsfilters 6 ist mit einem ersten Eingang eines Subtraktionsglieds 3 und der Ausgang der IDFT-Einheit 1 mit einem zweiten Eingang des Subtraktionsglieds 3 verbunden, sodaß am Ausgang des Subtraktionsglieds 3 ein störungskompensierte Sendesignal abgreifbar ist.

Wird das Filter 6 durch einen Impuls mit der in der Recheneinheit 4 berechneten Amplitude und Phase der Gesamtstörung angeregt, ergibt sich im Ausblendbereich ein Kompensationssignal, dessen Spektrum dem der Störung sehr ähnlich ist.

Der Ausgang der IDFT-Einheit 1 berechnet die inverse diskrete Fouriertransformation des anliegenden Datenvektors  $x(n)$  und eine Parallel/Serienwandel-Einheit 2 wandelt den parallelen, aus der IDFT-Einheit 1 kommenden Datenstrom in einen seriellen Symbolfluß um. Weil im Datenvektor  $x(n)$  die an den Ausblendbereich anschließenden Subträger mit Null geladen worden sind, setzt sich das gesamte Signal in diesem Frequenzbereich nur aus Übersprechanteilen zusammen. Das

Ausgangssignal des Filters 6 besitzt innerhalb des Ausblendbereiches ein ähnliches Spektrum wie das Spektrum des Übersprechsignals. Durch Subtraktion dieser beiden Signale wird das Sendespektrum im Ausblendbereich stark reduziert, z.B. um mehr als 20 dB.

Liegt der Ausblendbereich nicht genau zwischen zwei benachbarten Subträgern, sondern dehnt sich dieser über mehrere Subkanäle aus bzw. soll das Leistungsdichtespektrum in mehreren, voneinander getrennten Bändern unterdrückt werden, muß der Zweig mit der Recheneinheit 4 und dem Filter 6 für jeden Frequenzbereich zwischen zwei Subträgern zusätzlich ausgeführt werden. Die jeweiligen Filter  $s_i(k)$  der einzelnen Zweige müssen dann das Störspektrum im jeweiligen Zwischenbereich nachbilden.

Die in Fig.12 dargestellte Variante benutzt die im Ausblendbereich enthaltenen Subträger, um die Kompensation der störenden Nebenkeulen durchzuführen.

Die Übertragungsfunktion der Filter  $s_i(k)$  spannen einen Vektorraum auf. Um die Daten im Empfänger durch Anwenden einer Diskreten Fourier-Transformation rückgewinnen zu können, ist es erforderlich, daß die Übertragungsfunktionen der Filter  $s_i(k)$  orthogonal zu den Übertragungsfunktionen der verwendeten Inversen-Fourier-Transformationseinheit gewählt werden. In diesem Fall bietet sich als Basis des durch die  $s_i(k)$  aufgespannte Vektorraumes das Set der Übertragungsfunktionen der nicht verwendeten IFFT-Kanäle an.

Werden diese Funktionen als Basis verwendet, so ist es möglich, die Filterungen mit den  $s_i(k)$  in die Inverse Fourier-Transformation hineinzuziehen. In diesem Fall werden die Subkanäle, welche mit den Ausblendbereichen überlappen, nicht mit Null sondern mit in der Recheneinheit 4' berechneten Werten geladen, sodaß IDFT und Filterung die gleichen Ergebnisse liefern. Die Recheneinheit 4' berechnet die neuen Werte, mit denen die Subkanäle, welche mit den Ausblendbereichen überlappen, geladen werden müssen. Die Daten in den anderen Subkanälen werden dabei nicht verändert.

Dazu sind am Eingang der Recheneinheit 4' die zu übertragenden Daten anlegbar und am Ausgang der Recheneinheit 4' die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen anschließenden Subträger mit einer die Nebenkeulen kompensierenden Beladung abgreifbar, welche zusammen mit den unveränderten Beladungen der restlichen, außerhalb des Ausblendbereiches liegenden Subträger von der IDFT-Einheit 1 einlesbar sind. In der Einheit 2 wird die Umwandlung der parallelen Daten in ein serielles Sendesignal vorgenommen.

Somit werden für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern erstreckenden Frequenzbereich die in diesen Frequenzzwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen und daraus die erforderliche Beladung der im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen angrenzenden Subträger berechnet, um eine Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen zu erreichen, wobei die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. die an diesen angrenzenden Subträger mit der berechneten Beladung übertragen werden und wobei die verbleibenden, restlichen Subträger unverändert bleiben.

Zur Demonstration des erfindungsgemäßen Verfahrens wurden drei Beispiele für eine VDSL-Übertragungsstrecke gerechnet. Als Nyquist-Frequenz wurde 10,5 MHz gewählt. Das analoge Sendefilter besitzt einen Durchlaßbereich von 0,3 MHz bis 10,1 MHz. Innerhalb dieses Bereiches befinden sich drei Amateurfunkbänder, nämlich 1,81 MHz - 2,00 MHz, 3,50 MHz - 3,80 MHz und 7,00 MHz - 7,10 MHz.

In den Beispielen gemäß Fig.21-24, Fig.25-28 und Fig.29-32, in denen die erzielten Leistungsdichtespektren gezeigt sind, wird eine Möglichkeit zur Unterdrückung der Amateurfunkbänder mit Hilfe des erfindungsgemäßen Verfahrens gezeigt, das Abfallen des Leistungsdichtespektrums unterhalb von 0,3 MHz bzw. oberhalb von 10 MHz muß mit dem analogen Sendefilter erfolgen und wird nicht weiter berücksichtigt. Die Anzahl der Kanäle M beträgt 512 (Fig.21-24), 1024 (Fig.25-28) und 2048 (Fig.29-32). Die grau hinterlegten Flächen stellen jeweils die Amateurfunkbänder dar, wobei Fig. 22-24, Fig.26-28 und Fig.30-32 Vergrößerungen der Ausblendbereiche sind.

In den nachstehend angegebenen Tabellen sind die Parameter für die einzelnen Bereiche angeführt. In der ersten Spalte wird angegeben, in welchen Subkanälen ein Kompensationsimpuls übertragen wird. Die zweite Spalte gibt an, welche Subträger für die Erzeugung der Kompensationsimpulse verwendet und nicht mit Informationssymbolen geladen werden. Wird das erfindungsgemäße Verfahren nicht verwendet, müssen die Kanäle, welche in der letzten Spalte angegeben

sind, mit Null geladen werden.

	Kompensationsimpulse	benötigte Subkanäle	Nullsetzen
5	1. Band $k = 43, 44, \dots, 49$	$k = 42, 43, \dots, 51$	$k = 37, 38, \dots, 56$
	2. Band $k = 85, 86, \dots, 92$	$k = 84, 85, \dots, 94$	$k = 79, 80, \dots, 99$
	3. Band $k = 170, 171, 172, 173$	$k = 170, 171, \dots, 174$	$k = 163, 164, \dots, 180$

	Kompensationsimpulse	benötigte Subkanäle	Nullsetzen
10	1. Band $k = 87, 88, \dots, 97$	$k = 86, 87, \dots, 99$	$k = 82, 83, \dots, 103$
	2. Band $k = 170, 171, \dots, 185$	$k = 168, 169, \dots, 188$	$k = 165, 166, \dots, 191$
	3. Band $k = 340, 341, \dots, 346$	$k = 339, 340, \dots, 347$	$k = 335, 336, \dots, 353$

	Kompensationsimpulse	benötigte Subkanäle	Nullsetzen
15	1. Band $k = 176, 177, \dots, 195$	$k = 175, 176, \dots, 197$	$k = 171, 172, \dots, 200$
	2. Band $k = 341, 342, \dots, 349$ $363, 364, \dots, 371$	$k = 339, 340, \dots, 373$	$k = 336, 337, \dots, 376$
	3. Band $k = 682, 683, \dots, 692$	$k = 681, 682, \dots, 694$	$k = 677, 678, \dots, 698$

20 In allen drei Beispielen sind sowohl die untersten als auch die mittleren Subträger nicht geladen. Dieses Nullsetzen wird nicht zum Ausblenden der Amateurfunkbänder benötigt, soll aber das Leistungsdichtespektrum bei tiefen und hohen Frequenzen reduzieren.

25 Für die Symbole der Subträger  $M/2+1$  bis  $M-1$  gilt  $A_l = A_{M-l}^*$ ,  $l=M/2+1, M/2+2, \dots, M-1$ . Diese Ladevorschrift ist für ein reelles Sendesignal notwendig.

Beim dritten Beispiel (Fig.29-32) liegt das zweite Amateurfunkband über den Kanälen 341 bis 370. Es werden aber nur für die Subbänder 341, 342, ..., 349, 363, 364, ..., 371 Kompensationsimpulse entworfen. In den mittleren Subbändern sind die Störungen schon stark genug gedämpft, es müssen keine Kompensationsimpulse angewandt werden.

30 Die Berechnung des Kompensationsimpulses wird nachfolgend angegeben.  
Es kann gezeigt werden, daß die Energie einer Impulsantwort eines Filters in einem Frequenzbereich  $\Theta_1$  bis  $\Theta_2$  sich als quadratische Form darstellen läßt. Die Impulsantwort  $s(n)$  sei  $M$  Taps lang, sodaß die Energie  $E_s$  definiert ist als

$$35 E_s = \frac{1}{2\pi} \int_{\Theta_1}^{\Theta_2} s^T \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) s d\theta = \frac{1}{2\pi} s^T \int_{\Theta_1}^{\Theta_2} \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) d\theta s = \frac{1}{2\pi} s^T \Theta(\Theta_1, \Theta_2) s \quad (7)$$

$$40 s = [s(0) \ s(1) \ \dots \ s(M-1)]^T \text{ ist die Impulsantwort, } \psi(e^{j\theta}) \text{ ist} \\ \psi(e^{j\theta}) = [1 \ e^{-j\theta} \ \dots \ e^{-j\theta(M-1)}]^T. \quad (6)$$

wobei

$$45 \Theta(\Theta_1, \Theta_2) = \int_{\Theta_1}^{\Theta_2} \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) d\theta.$$

$s^T$  bedeutet  $s$  transponiert und konjugiert.

Für jeden Frequenzzwischenbereich (oder Teilband), welcher von zwei benachbarten Subträgern begrenzt wird und innerhalb des Ausblendbereiches liegt, muß ein eigener Kompensationsimpuls entworfen werden.

50 Innerhalb dieses Frequenzzwischenbereiches muß der Kompensationsimpuls das Spektrum der Störung möglichst gut wiedergeben. Zu diesem Zweck muß der Kompensationsimpuls innerhalb dieses Zwischenbereiches eine noch zu bestimmende Übertragungsfunktion besitzen.

55 Außerdem diese Frequenzzwischenbereiche ist zwischen den Zwischenbereichen, welche ebenfalls im Ausblendbereich liegen, und Zwischenbereichen, welche außerhalb des Ausblend-

bereiches liegen, zu unterscheiden. Da die Kompensationsimpulse in anderen Frequenzbändern selbst als Störer wirken, müssen diese für die benachbarten Subkanäle, die innerhalb des Ausblendbereiches liegen, eine möglichst geringe Übertragungsfunktion aufweisen, um dort keine zusätzlichen Störungen hervorzurufen. In außerhalb des Ausblendbereiches liegenden Frequenzbereichen ist die Forderung nach einer stark gedämpften Übertragungsfunktion nicht ganz so streng, muß aber ebenfalls berücksichtigt werden. Der Grund dafür liegt darin, daß durch den deterministischen Zusammenhang zwischen der Anregung des Kompensationsimpulses und den Daten der genutzten Subträger konstruktive Interferenzen außerhalb des Ausblendbereiches entstehen können, welche zu Leistungsüberhöhungen führen.

Im Empfänger sollen die Daten mittels einer Diskreten Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden. Die DFT kann genauso wie die IDFT in einen Transmultiplexer übergeführt werden, dessen Filter orthogonal zueinander sind. Damit nach der Demodulation mit Hilfe der DFT alle Daten voneinander unabhängig sind, müssen alle Sendefilter ebenfalls orthogonal sein. Das Prototypfilter und die durch Verschiebung daraus abgeleiteten Filter erfüllen diese Forderung bereits. Zusätzlich muß der Kompensationsimpuls auf die Filter jener Subträger, welche Nutzdaten übertragen, orthogonal sein. Das sind all jene Subträger, welche nicht mit Null geladen werden. Die einzelnen Kompensationsimpulse müssen untereinander nicht orthogonal sein.

Wie vorstehend bereits erwähnt, muß der Kompensationsimpuls innerhalb jenes Frequenzzwischenbereiches, für das er entworfen worden ist, eine nachstehend noch genau erläuterte Übertragungsfunktion möglichst gut approximieren. Das Spektrum innerhalb des Zwischenbereiches muß jenem der Störung möglichst ähnlich sein.

Die Störung setzt sich aus der Überlagerung mehrerer Nebenkeulen zusammen, wobei die Nebenkeulen mit dem größten Betragmaximum den stärksten Störeinfluß haben. Aus diesem Grund wird die Sollübertragungsfunktion des Kompensationsimpulses aus den Übertragungsfunktionen der beiden großen Nebenkeulen zusammengesetzt. Außerhalb seines Teilbandes ist die Sollübertragungsfunktion ident Null.

Soll der Kompensationsimpuls für das Teilband  $k \cdot 2\pi/M \leq \Theta < (k+1) \cdot 2\pi/M$  entworfen werden, so sind die beiden benachbarten Impulse  $H_{k-1}(e^{j\Theta})$  und  $H_{k+2}(e^{j\Theta})$  hauptverantwortlich für die Störungen im betrachteten Frequenzzwischenbereich, wie in Fig.13 für  $M=16$  und  $k=2$  und dem Betrag der Übertragungsfunktionen  $H_1(e^{j\Theta})$  und  $H_4(e^{j\Theta})$  dargestellt ist. Die Übertragungsfunktionen für die beiden Subträger  $k-1$  und  $k+2$  lauten

$$H_{k-1}(e^{j\Theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\sin \frac{M}{2} \left( \Theta - \frac{2\pi}{M} (k-1) \right)}{\sin \frac{1}{2} \left( \Theta - \frac{2\pi}{M} (k-1) \right)} e^{-j \left( \Theta - \frac{2\pi}{M} (k-1) \right) \frac{M-1}{2}} \quad (10)$$

$$H_{k+2}(e^{j\Theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{\sin \frac{M}{2} \left( \Theta - \frac{2\pi}{M} (k+2) \right)}{\sin \frac{1}{2} \left( \Theta - \frac{2\pi}{M} (k+2) \right)} e^{-j \left( \Theta - \frac{2\pi}{M} (k+2) \right) \frac{M-1}{2}}. \quad (11)$$

Im betroffenen Frequenzbereich von  $0,25 \leq \Theta/\pi < 0,375$  sind die Nebenkeulen von diesen beiden Übertragungsfunktionen als Hauptstörungsquelle angenommen worden. Die weiter entfernten Übertragungsfunktionen liefern einen entsprechend niedrigeren Störbeitrag, der für die Berechnung vernachlässigt wird.

Das Maximum der rechten und der linken Hauptnebenkeule von  $H_{k-1}(e^{j\Theta})$  bzw.  $H_{k+2}(e^{j\Theta})$  tritt bei  $\Theta = (2\pi/M) (k+0,5)$  auf. Einsetzen an dieser Stelle liefert

$$H_{k-1}(e^{j\Theta}) \Big|_{\Theta=\left(k+\frac{1}{2}\right)\frac{2\pi}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{-1}{\sin \frac{3\pi}{2M}} e^{-j \frac{3\pi}{2} \left(1 - \frac{1}{M}\right)} \quad (12)$$

$$H_{k+2}(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=\left(k+\frac{1}{2}\right)\frac{2\pi}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{-1}{\sin \frac{3\pi}{2M}} e^{\frac{j3\pi}{2}(1-\frac{1}{M})}. \quad (13)$$

5 Die beiden Nebenkeulen besitzen, wie aus Fig.13 ersichtlich, das gleiche Betragsmaximum jedoch unterschiedliche Phase. Die Phasendifferenz beider Nebenkeulen an der Stelle  $\Theta = (2\pi/M)/(k+0,5)$  ist

$$10 \Delta\phi = \arg\{H_{k+2}(e^{j\theta})\} - \arg\{H_{k-1}(e^{j\theta})\} \Big|_{\theta=\left(k+\frac{1}{2}\right)\frac{2\pi}{M}} = 3\pi - \frac{3\pi}{M}. \quad (14)$$

15 Aus diesem Grund wird die Sollübertragungsfunktion

$$20 S(e^{j\theta}) = \begin{cases} -\frac{1}{2} \left( e^{\frac{j\Delta\phi}{2}} H_{k-1}(e^{j\theta}) + e^{-\frac{j\Delta\phi}{2}} H_{k+2}(e^{j\theta}) \right) & \text{für } k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (15)$$

gewählt, wie aus den Fig. 13 und 14 ersichtlich. Diese Wahl der Sollübertragungsfunktion erfolgt relativ heuristisch und kann durch eine optimiertes Kriterium möglicherweise verbessert werden. Da die Sollübertragungsfunktion nur innerhalb des Ausblendbereiches einen von Null verschiedenen Wert aufweist, wirkt sie auch in anderen Frequenzbereichen nicht störend.

25 Als weitere Einschränkung der Klasse an möglichen Kompensationsimpulsen muß allerdings das Orthogonalitätskriterium vorgesehen werden, damit der Empfang der einzelnen Filter ungestört bleibt. Damit die Daten im Empfänger mit Hilfe einer DFT-Transformation demoduliert und getrennt werden können, ist es erforderlich, daß der Kompensationsimpuls orthogonal auf die Übertragungsfunktionen aller verwendeter, d.h. nicht mit Null geladener Subkanäle steht.

30 Die Indizes aller geladener Subträger mögen in der Menge  $\mathcal{K}$  zusammengefaßt sein. Die  $K$  Funktionen

$$35 h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{\frac{j2\pi}{M} kn} \quad \text{für } k \in \mathcal{K}, n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (16)$$

spannen eine orthonormale Basis für den  $K$ -dimensionalen Unterraum  $\mathcal{K}$  auf. In der Menge  $\mathcal{M}$  seien die Indizes aller Subträger zusammengefaßt,  $\mathcal{M} = \{0, 1, \dots, M-1\}$ . Die Funktionen

$$40 h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{\frac{j2\pi}{M} kn} \quad \text{für } k, n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (17)$$

spannen den  $M$ -dimensionalen Raum  $\mathcal{M}$  auf, wobei  $\mathcal{K}$  ein Unterraum von  $\mathcal{M}$  ist. Die Übertragungsfunktionen der verwendeten Subträger liegen im Unterraum  $\mathcal{K}$ . Der Kompensationsimpuls muß orthogonal auf diese Funktionen sein, d.h. er muß in einem zu  $\mathcal{K}$  senkrechten Unterraum  $\mathcal{L} = \mathcal{M}/\mathcal{K}$  liegen. Der sich hier anbietende Raum ist die Differenz  $\mathcal{L} = \mathcal{M}/\mathcal{K}$ . Für diesen  $L=M-K$ -dimensionalen Unterraum stellen die Funktionen

$$50 h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{\frac{j2\pi}{M} kn} \quad \text{für } k \in \mathcal{L}, n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (18)$$

eine orthonormale Basis dar. Die Menge  $\mathcal{L}$  ist definiert als  $\mathcal{L} = \mathcal{M}/\mathcal{K}$ . Der Kompensationsimpuls kann nun durch Linearkombination der Basisvektoren (18) dargestellt werden,

$$55 g(n) = \sum_{l \in \mathcal{L}} c_l h_l(n) \quad \text{bzw. } \mathbf{g} = \mathbf{H} \mathbf{c} \quad (19)$$

in Vektorschreibweise, wobei  $\mathbf{g} = [g(0) g(1) \dots g(M-1)]^T$  gilt. Im Spaltenvektor  $\mathbf{c}$  sind die Koeffizienten  $c_i$  der Linearkombination zusammengefaßt. Die Spalten der Matrix  $H$  sind die Basisvektoren (18),

$$H = [\mathbf{h}_{l_0} \mathbf{h}_{l_1} \dots \mathbf{h}_{l_{L-1}}] \text{ mit } \{l_0 l_1 \dots l_{L-1}\} = \mathcal{L} \quad (20)$$

5

Zur Berechnung des Kompensationsimpulses kann nun folgende Optimierungsaufgabe ange- schrieben werden:

$$10 \quad g(n) = \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} |G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta})|^2 d\theta + \sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} |G(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (21)$$

$G(e^{j\theta})$  ist die Fourier Transformation von  $g(n)$ , dem gesuchten Kompensationsimpuls. Die Minimierung erfolgt also über alle Funktionen des Raums  $\mathcal{L}$ , welcher ja senkrecht auf die verwendeten Übertragungsfunktionen steht. Das erste Integral stellt die Abweichung von  $G(e^{j\theta})$  von der Sollübertragungsfunktion  $S(e^{j\theta})$  dar. Diese Abweichung wird innerhalb des Teilbandes  $k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M}$  berechnet. Außerhalb dieses Bandes ist die Sollübertragungsfunktion  $S(e^{j\theta})$  ja ident Null. Das zweite Integral berechnet die Energie von  $G(e^{j\theta})$  innerhalb der Bänder  $\theta_{l_1} \leq \theta < \theta_{l_2}$ . Wie erwähnt, soll der Kompensationsimpuls außerhalb seines Bandes eine stark gedämpfte Übertragungsfunktion besitzen. Die Summation erfolgt über Bereiche, in denen eine verschieden starke Unterdrückung gewünscht wird. Innerhalb des Ausblendbereichs wird eine größere Dämpfung erforderlich sein als außerhalb. Dieses Verhalten kann mittels der Gewichtsfaktoren  $W_l$  eingestellt werden.

Ausmultiplizieren von (21) liefert

$$25 \quad g(n) = \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} (G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta}))^* (G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta}))^T d\theta + \sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} G(e^{j\theta})^* (G(e^{j\theta})^T)^T d\theta \quad (22)$$

$$30 \quad = \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} (\mathbf{g}^T \psi^*(e^{j\theta}) - \mathbf{s}^T \psi^*(e^{j\theta})) (\psi^T(e^{j\theta}) \mathbf{g} - \psi^T(e^{j\theta}) \mathbf{s}) d\theta + \quad (23)$$

$$40 \quad \sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} \mathbf{g}^T \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) \mathbf{g} d\theta \\ 45 \quad = \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1 \int_{k \frac{2\pi}{M}}^{(k+1) \frac{2\pi}{M}} (\mathbf{g}^T \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) \mathbf{g} - \mathbf{s}^T \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) \mathbf{g} - \mathbf{g}^T \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) \mathbf{s} + \mathbf{s}^T \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) \mathbf{s}) d\theta + \quad (24)$$

$$50 \quad \sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} \mathbf{g}^T \psi^*(e^{j\theta}) \psi^T(e^{j\theta}) \mathbf{g} d\theta$$

55

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} W_1(g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g - s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g - g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s + s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s) + \\ 5 \sum_{l=2}^Q W_l g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g \quad (25)$$

$$= \arg \min_{g(n) \in \mathcal{L}} \sum_{l=1}^Q W_l g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g - \\ 10 W_1(s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) g + g^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s - s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s) \quad (26)$$

In der vorletzten Zeile wurde Gl. (8) eingesetzt. Zur kürzeren Schreibweise sind weiters die beiden Größen  $\theta_{l_1} = k \frac{2\pi}{M}$  und  $\theta_{l_2} = (k+1) \frac{2\pi}{M}$  eingeführt worden. Im Spaltenvektor  $s$  ist die Impulsantwort der Sollübertragungsfunktion zusammengefaßt,

$$[s]_n = -\frac{1}{2} \left( e^{j \frac{\Delta \phi}{2}} h_{k-1}(n) + e^{-j \frac{\Delta \phi}{2}} h_{k+2}(n) \right) \quad \text{für } n = 0, 1, \dots, M-1. \quad (27)$$

Die direkte Minimierung über  $g(n)$ , wie sie in (26) durchgeführt wird, ist aus zwei Gründen nicht sinnvoll: Erstens muß über eine große Anzahl von Parametern ( $M$  Koeffizienten) minimiert werden, und zweitens muß die Optimierung unter der Randbedingung  $g(n) \in \mathcal{L}$  stattfinden. Sinnvoller ist es, über den Koeffizientenvektor  $c$  aus (19) zu minimieren: Erster wird die Anzahl der zu optimierenden Parameter kleiner, und zweitens kann die Minimierung ohne Nebenbedingungen erfolgen, denn der Ansatz (19) berücksichtigt die Nebenbedingung  $g(n) \in \mathcal{L}$  bereits. Einsetzen von (19) in (26) liefert folgendes:

$$c_{opt} = \arg \min_c \sum_{l=1}^Q W_l c^t H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H c - \\ 30 \quad (28)$$

$$W_1(s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) H c + c^t H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s - s^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s) \quad (29)$$

Die Lösung dieser Optimierungsaufgabe lautet

$$c_{opt} = H^{-1} \left( H^t \sum_{l=1}^Q W_l \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) \right)^{-1} W_1 H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s. \quad (30)$$

Einsetzen in (19) liefert die Impulsantwort des gesuchten Kompensationsimpulses.

$$g = H c_{opt} = \left( H^t \sum_{l=1}^Q W_l \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) \right)^{-1} W_1 H^t \Theta(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) s \quad (31)$$

Simulationen haben gezeigt, daß dieser Impuls die geforderten Eigenschaften nur ungenügend erfüllt. Aus diesem Grund muß für den Kompensationsimpuls eine Länge größer als  $M$  zugelassen werden. An diesem Punkt ist es nun auch sinnvoll, die Einschränkung des verzerrungsfreien Kanals fallenzulassen.

Es wird angenommen, daß der Kanal eine Gedächtnislänge von maximal  $P$  besitzt, die Impulsantwort des Kanals also maximal  $P+1$  Taps lang ist. Für DMT Systeme wird ein zyklisches Prefix verwendet, welches die Entzerrung im Empfänger wesentlich vereinfacht.

Beim zyklischen Prefix werden die letzten  $P$  Symbole eines Datenblocks zu Beginn eines Blocks vorgesendet, siehe Fig.15. Wird nur die Übertragung eines einzigen Impulses betrachtet, so kann für die Übertragungssequenz  $y(n)$

$$y(n) = \begin{cases} a_{M-P+n} & \text{für } n = 0, 1, \dots, P-1 \\ a_{n-P} & \text{für } n = P, P+1, \dots, N+P-1 \end{cases} \quad (32)$$

5 geschrieben werden. Einsetzen der IDFT für  $a_n$  liefert

$$y(n) = \begin{cases} \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{\frac{j2\pi}{M} k(M-P+n)} & \text{für } n = 0, 1, \dots, P-1 \\ \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{\frac{j2\pi}{M} k(n-P)} & \text{für } n = P, P+1, \dots, N+P-1. \end{cases} \quad (33)$$

10 Wie zu sehen ist, fällt aufgrund der M-Periodizität der IDFT die Fallunterscheidung weg, die Übertragungssequenz lautet

$$y(n) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} A_k e^{\frac{j2\pi}{M} k(n-P)} \quad \text{für } n = 0, 1, \dots, N+P-1. \quad (34)$$

15 Dieses Sequenz kann ebenfalls wieder durch einen Transmultiplexer erzeugt werden, wobei

$$h_k(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{\frac{j2\pi}{M} (n-P)}, \quad n = 0, 1, \dots, N+P-1, \quad (35)$$

20 gilt. Fig.16,17 zeigt einige Übertragungsfunktionen für ein System mit  $M=16$  und  $P=5$ . Es ist deutlich zu sehen, daß es hier zu keiner schönen Überlagerung der Nebenkeulen kommt. Aus diesem Grund kann die Kompensationsmethode hier nicht verwendet werden.

Aus diesem Grund wird bei der Übertragung kein zyklisches Prefix verwendet, sondern ein Guard Interval der Länge  $P$ .

25 Der im vorigen Abschnitt berechnete Kompensationsimpuls genügt dieser Bedingung. Soll der Kompensationsimpuls jedoch länger als  $M$  Taps sein, müssen nach  $M$  Koeffizienten immer  $P$  Nullen folgen. Diese Konstruktion bewirkt, daß die Sendesequenz nach  $M$  Werten ein Guard Interval der Länge  $P$  beinhaltet.

$$g = [g_0^T \mathbf{0}_P g_1^T \mathbf{0}_P \dots g_{R-1}^T]^T \quad (36)$$

30 35 Die Vektoren  $g_k$  beinhalten jeweils  $M$  Koeffizienten. Die anschließenden  $P$  Nullen sind im Zeilenvektor  $\mathbf{0}_P$  enthalten. Damit im Empfänger die Demodulation und Trennung der Daten ebenfalls wieder durch eine DFT erfolgen kann, müssen alle Vektoren  $g_k$  im Unterraum  $\mathcal{L}$  liegen. Für den Kompensationsimpuls kann folgende Optimierungsaufgabe angeschrieben werden:

$$g(n) = \arg \min_{\substack{g_0(n) \in \mathcal{L} \\ g_1(n) \in \mathcal{L} \\ \vdots \\ g_{R-1}(n) \in \mathcal{L}}} W_1 \int_{\frac{k2\pi}{M}}^{\frac{(k+1)2\pi}{M}} |G(e^{j\theta}) - S(e^{j\theta})|^2 d\theta + \sum_{l=2}^Q W_l \int_{\theta_{l-1}}^{\theta_l} |G(e^{j\theta})|^2 d\theta \quad (37)$$

40 45 Aufgrund der Nebenbedingung  $g_k \in \mathcal{L}$  kann wieder

$$g_k = H c_k \quad (38)$$

50 angesetzt werden. Die Matrix  $H$  ist in (20) definiert. Unter Berücksichtigung von (36) und (38) wird der Frequenzgang des Kompensationsimpulses zu

$$G(e^{j\theta}) = \sum_{n=0}^{(R-2)(M+L)+M} g(n) e^{-jn\theta} = \sum_{k=0}^{R-1} g_k^T \psi_k(e^{j\theta}) = \sum_{k=0}^{R-1} c_k^T H^T \psi_k(e^{j\theta}). \quad (39)$$

**Fig.18:** Schematische Darstellung von  $g(n)$ , wenn die Länge größer als  $M$  ist.  
Die neu eingeführte Größe  $\psi_k(e^{j\theta})$  lautet

$$\psi_k(e^{j\theta}) = [e^{-jk(M+L)\theta} \ e^{-j(k(M+L)+1)\theta} \dots \ e^{-j(k(M+L)+M-1)\theta}]^T. \quad (40)$$

5

Wird in (37) eingesetzt und ausmultipliziert, ergibt sich folgendes Minimierungsproblem:

$$10 \quad \begin{pmatrix} \mathbf{c}_0 \\ \mathbf{c}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{c}_{R-1} \end{pmatrix} = \arg \min_{\substack{\mathbf{c}_0 \in \mathcal{L} \\ \mathbf{c}_1 \in \mathcal{L} \\ \vdots \\ \mathbf{c}_{R-1} \in \mathcal{L}}} W_1 \sum_{l=1}^Q W_l \sum_{k=0}^{R-1} \sum_{\kappa=0}^{R-1} \mathbf{c}_k^T \mathbf{H}^T \Theta_{k,\kappa}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) \mathbf{H} \mathbf{c}_\kappa - \quad (41)$$

$$15 \quad W_1 \left( \sum_{m=0}^{R-1} (\mathbf{s}^T \Theta_{0,m}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) \mathbf{H} \mathbf{c}_m + \mathbf{c}_m^T \mathbf{H}^T \Theta_{m,0}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) \mathbf{s}) - \mathbf{s}^T \Theta_{0,0}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) \mathbf{s} \right) \quad (42)$$

Die Matrix  $\Theta_{k,\kappa}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2})$  ist

$$20 \quad \Theta_{k,\kappa}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) = \int_{\theta_{l_1}}^{\theta_{l_2}} \psi_k^*(e^{j\theta}) \psi_\kappa^T(e^{j\theta}) d\theta. \quad (43)$$

Die Lösung für obiges Minimierungsproblem lautet

$$25 \quad \begin{pmatrix} \mathbf{c}_0 \\ \mathbf{c}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{c}_{R-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{0,0} & \mathbf{A}_{0,1} & \dots & \mathbf{A}_{0,R-1} \\ \mathbf{A}_{1,0} & \mathbf{A}_{1,1} & \dots & \mathbf{A}_{1,R-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{A}_{R-1,0} & \mathbf{A}_{R-1,1} & \dots & \mathbf{A}_{R-1,R-1} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{B}_0 \\ \mathbf{B}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{R-1} \end{pmatrix} \quad (44)$$

30 mit

$$35 \quad \mathbf{A}_{m,n} = \mathbf{H}^T \sum_{l=1}^Q W_l \Theta_{m,n}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}) \mathbf{H} \quad \text{und} \quad \mathbf{B}_m = \mathbf{H}^T \Theta_{m,0}(\theta_{l_1}, \theta_{l_2}). \quad (45)$$

Mit (36) und (38) kann der Kompensationsimpuls berechnet werden.

40 **Fig.19** zeigt die Sollübertragungsfunktion sowie Kompensationsimpulse unterschiedlicher Länge für ein System mit  $M=16$  und  $P=2$ . In diesem Beispiel wurde der Ausblendbereich von  $0.25 \leq \theta/\pi < 0.625$  gewählt. Die Kompensationsimpulse sind für das Band  $0.375 \leq \theta/\pi < 0.5$  entworfen. Außerhalb des Ausblendbereichs sind die Bewertungsfaktoren sehr gering gewählt, wodurch die Überhöhung entstehen. Der Kompensationsimpuls der Länge 34 besitzt deutlich bessere Eigenschaften als jener der Länge 16.

Der Ausblendbereich sei der Bereich  $k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M}$ , das dafür berechnete Kompensationsfilter  $S(e^{j\theta})$ . Wird im Kanal  $l$  das Informationssymbol  $A_l$  übertragen, so wirkt dieses mit der Übertragungsfunktion  $N_l(e^{j\theta}) = \frac{1}{\sqrt{M}} H_l(e^{j\theta})$  auf den Kanal (der Vorfaktor  $\frac{1}{\sqrt{M}}$  kommt wegen  $\frac{1}{M}$  in der IDFT). Das Spektrum am Ausgang des Kompensationsfilters  $S(e^{j\theta})$  soll innerhalb des Ausblendbereichs möglichst gut mit  $N_l(e^{j\theta})$  übereinstimmen.

$$45 \quad K_l S(e^{j\theta}) \approx A_l N_l(e^{j\theta}) \quad \text{für } k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M} \quad (46)$$

Der Faktor  $K_l$  ist die Anregung des Filters  $G(e^{j\theta})$ , mit welchem ja  $S(e^{j\theta})$  approximiert wird. Eine totale Übereinstimmung ist innerhalb des gesamten Ausblendbereichs nicht möglich. Aus diesem Grund soll obige Gleichung bei der Frequenz  $(k+\frac{1}{2}) \frac{2\pi}{M}$  exakt mit einem Gleichheitszeichen erfüllt sein.

$$55 \quad K_l S(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2}) \frac{2\pi}{M}} = A_l N_l(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2}) \frac{2\pi}{M}} \quad (47)$$

Die Übertragungsfunktionen ausgewertet an der Stelle  $\theta = (k + \frac{1}{2}) \frac{2\pi}{M}$  ergeben

$$5 \quad N_l(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = \frac{(-1)^{k-l}}{M \sin\left(\frac{\pi}{M}\left(k-l+\frac{1}{2}\right)\right)} e^{j\pi(k-l+\frac{1}{2})(-1+\frac{1}{M})} \quad (48)$$

$$10 \quad S(e^{j\theta}) \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = \frac{1}{\sqrt{M} \sin\frac{3\pi}{2M}}, \quad (49)$$

die Anregung des Filters  $G(e^{j\theta})$  ist somit

$$15 \quad K_l = A_l \frac{N_l(e^{j\theta})}{S(e^{j\theta})} \Big|_{\theta=(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{M}} = A_l \frac{\sin\frac{3\pi}{2M}}{\sqrt{M} \sin\left(\frac{\pi}{M}\left(k-l+\frac{1}{2}\right)\right)} e^{j\pi(k-l+\frac{1}{2})(-1+\frac{1}{M})} (-1)^{k-l}. \quad (50)$$

20 Mit dieser Anregung wird das Übersprechen kompensiert, welches das Informationssymbol  $A_l$  des Kanals  $l$  im Ausblendbereich verursacht. Jeder geladene Kanal bewirkt über die Nebenkeulen seiner Übertragungsfunktion eine Störung im Ausblendbereich. In der Menge  $\mathcal{K}$  seien die Indizes aller geladener Subträger zusammengefaßt. Um das Übersprechen aller geladener Subträger im

Bereich  $k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M}$  zu kompensieren, muß das Filter  $G(e^{j\theta})$  mit

$$25 \quad K = \sum_{l \in \mathcal{K}} K_l = \sum_{l \in \mathcal{K}} A_l \frac{\sin\frac{3\pi}{2M}}{\sqrt{M} \sin\left(\frac{\pi}{M}\left(k-l+\frac{1}{2}\right)\right)} e^{j\pi(k-l+\frac{1}{2})(-1+\frac{1}{M})} (-1)^{k-l} \quad (51)$$

30 angeregt werden. Es zeigt sich, daß nicht alle geladenen Kanäle berücksichtigt werden müssen. Im allgemeinen ist es ausreichend, nur die Kanäle innerhalb eines gewissen Bereichs um den Ausblendbereich herum zu berücksichtigen.

Im allgemeinen wird sich der Ausblendbereich über mehrere Teilbänder erstrecken. In diesem

35 Fall muß für jedes Teilband  $k \frac{2\pi}{M} \leq \theta < (k+1) \frac{2\pi}{M}$ ,  $k \in \mathcal{U}$ , ein eigenes Kompensationsfilter  $G_k(e^{j\theta})$  mit entsprechender Anregung vorgesehen werden. In der Menge  $\mathcal{U}$  sind die Indizes aller Subkanäle zusammengefaßt, in welchen ein Kompensationsimpuls übertragen werden soll. Wird der Kompensationsimpuls  $g(n)$  direkt als FIR Filter implementiert, so muß jeder Koeffizient des Filters mit der Ansteuerung multipliziert werden. Bei großen Filterlängen wird der damit verbundene Rechenaufwand inakzeptabel. Eine effizientere Implementierung ist möglich, wenn berücksichtigt wird, daß sich der Kompensationsimpuls als Linearkombination der Basisfunktionen  $h_l$ ,  $l \in \mathcal{L}$ , darstellen läßt (vgl. Gl. (19)).

$$45 \quad Kg = K [g_0^T \mathbf{0}_P g_1^T \mathbf{0}_P \dots g_{R-1}^T]^T = K [\mathbf{H}^T \mathbf{c}_0^T \mathbf{0}_P \mathbf{H}^T \mathbf{c}_1^T \mathbf{0}_P \dots \mathbf{H}^T \mathbf{c}_{R-1}^T]^T \quad (52)$$

Die Matrix  $\mathbf{H}$  ist in Gl. (20) definiert. Die Spalten der Matrix  $\mathbf{H}$  sind die Basisfunktionen der Linearkombination.  $K$  ist die im letzten Kapitel berechnete notwendige Ansteuerung des Kompensationsimpulses. Einsetzen von (20) liefert

$$50 \quad Kg = K \begin{pmatrix} \mathbf{h}_{l_0}^T \\ \mathbf{h}_{l_1}^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{l_{L-1}}^T \end{pmatrix} \cdot \mathbf{c}_0^T \mathbf{0}_P \begin{pmatrix} \mathbf{h}_{l_0}^T \\ \mathbf{h}_{l_1}^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{l_{L-1}}^T \end{pmatrix} \cdot \mathbf{c}_1^T \mathbf{0}_P \dots \begin{pmatrix} \mathbf{h}_{l_0}^T \\ \mathbf{h}_{l_1}^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{l_{L-1}}^T \end{pmatrix} \cdot \mathbf{c}_1^T \end{pmatrix}^T. \quad (53)$$

Obige Gleichung bedeutet, daß zum Sendezeitpunkt des aktuellen Datenblocks die Basisfunktionen  $h_l$ ,  $l \in \mathcal{L}$ , mit  $Kc_0^T$  angeregt werden müssen. Zum Sendezeitpunkt des nächsten Datenblocks müssen diese Basisfunktionen mit  $Kc_1^T$  ausgesteuert werden, usw. Das gilt nur dann, wenn nach dem ersten Block nur mehr Nullblöcke gesendet werden. Im normalen Sendebetrieb werden die Anregungsvektoren  $v(n)$  zum Zeitpunkt  $n$  durch eine Faltung berechnet, siehe dazu auch **Fig.20**.

$$v(n) = \sum_{l=0}^{R-1} K(n-l)c_l \quad (54)$$

Die Überlappung der einzelnen Anregungssequenzen wird durch die Länge des Kompensationsimpulses hervorgerufen. Ist der Kompensationsimpuls  $g(n)$  genau eine Symbolperiode lang ( $M$  Taps), so wird der Anregungsvektor  $v_n$  zu  $v(n) = K(n)c_0^T$ .

Die Basisfunktion  $h_l$ ,  $l \in \mathcal{L}$ , ist nichts anderes als die Übertragungsfunktionen des IDFT Kanals  $l$ , skaliert mit  $\sqrt{M}$ . Zum Zeitpunkt  $n$  müssen die Kanäle  $l$ ,  $l \in \mathcal{L}$ , der IDFT mit  $\sqrt{M}v(n)$  belegt werden.

Erstreckt sich der Ausblendbereich über mehrere Teilbänder, so ist obige Zerlegung für jedes Kompensationsfilter notwendig. Ist eine Basisfunktion in mehreren Kompensationsfiltern enthalten, so müssen die Anregungen für diese Basisfunktion addiert werden.

### PATENTANSPRÜCHE:

1. Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes, breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum eine Hauptkeule und mehrere, zwischen nahen Subträgern auftretende Nebenkeulen aufweist, wobei zur Unterdrückung eines schmalen Ausblend-Frequenzbandes die Modulation aller in diesem schmalen Ausblendband enthaltenen Subträger und weiterer, an das schmale Ausblendband angrenzender Subträger auf Null gesetzt wird, **dadurch gekennzeichnet**, daß für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern mit auf Null gesetzter Modulation erstreckenden Frequenzzwischenbereich zusätzlich jeweils ein Impuls zur Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen übertragen wird, welcher Impuls jeweils ein den in dem Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen ähnliches Frequenzspektrum aufweist und der entsprechend den Datenwerten der in den jeweiligen Frequenzzwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen moduliert wird, wobei der oder die Kompensationsimpulse orthogonal zu den informationsübertragenden Subträgern übertragen werden.
2. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß aus den Datenwerten einer vorbestimmbaren Anzahl von Subkanälen die Amplitude und Phase der Nebenkeulenspektren für den Ausblendbereich berechnet und der zu jedem Frequenzzwischenbereich gehörige Kompensationsimpuls durch Addition der einzelnen, dafür berechneten komplexen Nebenkeulenspektren ermittelt wird, und daß vor der Übertragung der oder die so ermittelten Kompensationsimpulse dem Sendesignal so überlagert werden, daß der Ausblendbereich von störenden Nebenkeulen befreit wird.
3. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet**, daß außer den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern die Modulation nur der an der Grenze des Ausblendbereichs und gegebenenfalls ein oder wenige unmittelbar außerhalb der Grenze des Ausblendbereiches gelegenen Subträger auf Null gesetzt wird.
4. Verfahren zur Unterdrückung von schmalen Frequenzbändern bei der Übertragung von Daten durch ein Mehrträgerverfahren, z.B. DMT (Discrete Multitone), bei dem ein vorbestimmtes, breites Frequenzband in eine Vielzahl von Subkanälen mit diesen zugeordneten Subträgern unterteilt ist und die zu übertragenden Daten im Sender durch Inverse-Diskrete-Fourier-Transformation (IDFT) moduliert und im Empfänger durch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) demoduliert werden, wodurch jeder Subkanal im Spektrum

eine Hauptkeule und mehrere, im Bereich naher Subträger auftretende Nebenkeulen aufweist, **dadurch gekennzeichnet**, daß für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen angrenzenden Subträgern erstreckenden Frequenzbereich die in diesen Frequenzwischenbereichen auftretenden Nebenkeulen und daraus die erforderliche Modulation der im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen angrenzenden Subträger berechnet werden bzw. wird, um eine Kompensation der im Ausblendbereich auftretenden Nebenkeulen zu erreichen, und daß die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. die an diesen angrenzenden Subträger - in an sich bekannter Weise - mit der durch Berechnung abgeänderten Modulation übertragen werden, wobei die verbleibenden, restlichen Subträger unverändert bleiben.

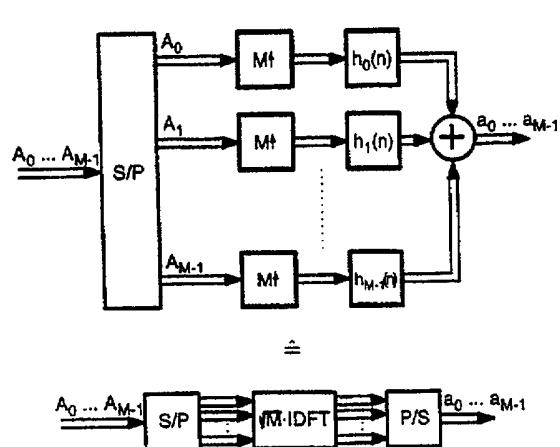
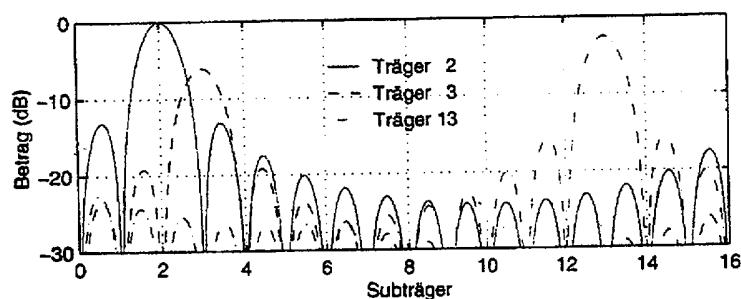
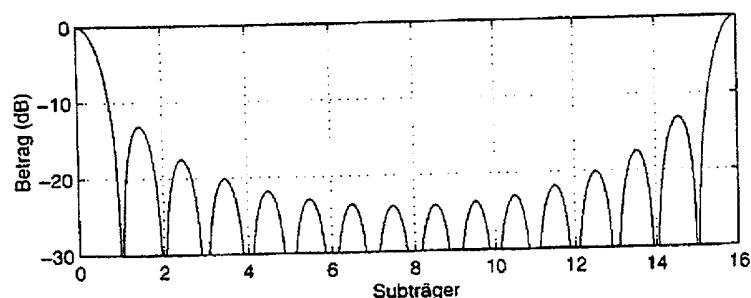
5. Übertragungssystem zur Übertragung von Daten mittels eines Mehrträgerverfahrens, z.B. DMT (Discrete Multitone), und zur Unterdrückung mindestens eines schmalen Ausblendfrequenzbereiches, mit einer eine Inverse-Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (IDFT) umfassenden Sendeeinheit, mit der eine Vielzahl den Sendefrequenzbereich unterteilende Subkanäle mit zugeordneten Subträgern modulierbar ist und einer eine Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (DFT) umfassenden Empfangseinheit, wobei in der IDFT-Einheit die Modulation aller im Ausblendbereich beinhalteten bzw. die an den Ausblendbereich anschließenden Subträger auf Null setzbar ist, insbesondere zur Durchführung eines Verfahrens nach einem der Ansprüche 1, 2 oder 3, **dadurch gekennzeichnet**, daß für jeden sich zwischen den im Ausblendbereich beinhalteten Subträgern bzw. an diesen anschließenden Subträgern erstreckenden Frequenzbereich eine Recheneinheit (4) zur Berechnung von durch außerhalb des Ausblendbereiches liegenden Subkanäle hervorgerufenen Nebenkeulen vorgesehen ist, wobei am Eingang der Recheneinheit (4) die zu übertragenden Daten anlegbar und am Ausgang der Recheneinheit (4) die berechnete Amplitude und Phase der summierten Nebenkeulen abgreifbar sind, daß an den Ausgang jeder Recheneinheit (4) ein Kompensationsfilter angeschlossen ist, dessen Übertragungsfunktion gleich oder ähnlich dem Spektrum der Nebenkeulen des entsprechenden Frequenzwischenbereiches ist, und daß der Ausgang des Kompensationsfilters (6) mit einem ersten Eingang eines Subtraktionsglieds (3) und der Ausgang der IDFT-Einheit (1) mit einem zweiten Eingang des Subtraktionsglieds (3) verbunden ist, sodaß am Ausgang des Subtraktionsglieds (3) ein störungskompensierte Sendesignal abgreifbar ist.

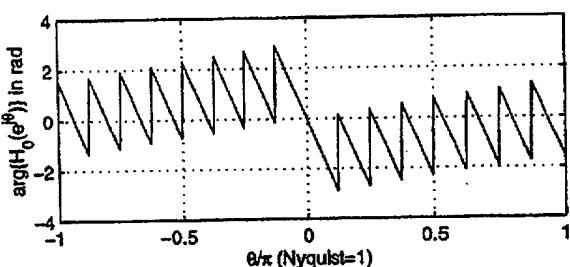
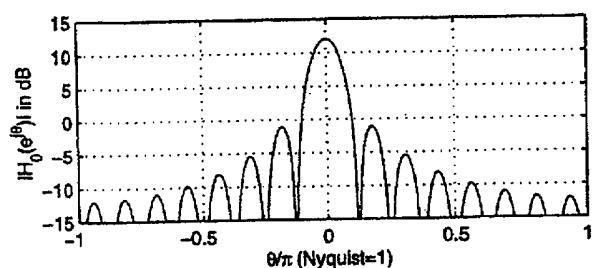
6. Übertragungssystem zur Übertragung von Daten mittels eines Mehrträgerverfahrens, z.B. DMT (Discrete Multitone), und zur Unterdrückung mindestens eines schmalen Ausblendfrequenzbereiches, mit einer eine Inverse-Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (IDFT) umfassenden Sendeeinheit, mit der eine Vielzahl den Sendefrequenzbereich unterteilende Subkanäle mit zugeordneten Subträgern modulierbar ist und einer eine Diskrete-Fourier-Transformationseinheit (DFT) umfassenden Empfangseinheit, insbesondere zur Durchführung eines Verfahrens nach Anspruch 4, **dadurch gekennzeichnet**, daß vor die IDFT-Einheit (1) für jeden im Ausblendbereich beinhalteten bzw. an diesen anschließenden Einheit (1) für jeden im Ausblendbereich beinhalteten bzw. an diesen anschließenden Subträger eine Recheneinheit (4') zur Berechnung von durch außerhalb des Ausblendbereiches liegende Subkanäle hervorgerufenen Nebenkeulen geschaltet ist, wobei am Eingang der Recheneinheit (4') die zu übertragenden Daten anlegbar sind und am Ausgang der Recheneinheit (4') die im Ausblendbereich beinhalteten Subträger bzw. an diesen anschließenden Subträger mit einer die Nebenkeulen kompensierenden Modulation abgreifbar sind, welche zusammen mit den unveränderten Modulationen der restlichen, außerhalb des Ausblendbereiches liegenden Subträger von der IDFT-Einheit (1) einlesbar sind.

## HIEZU 8 BLATT ZEICHNUNGEN

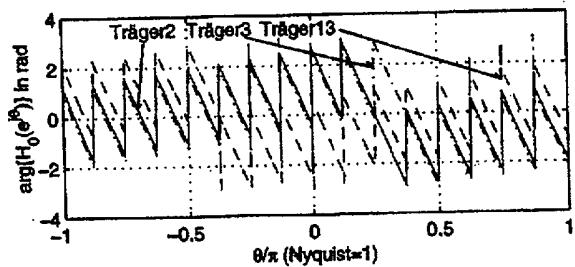
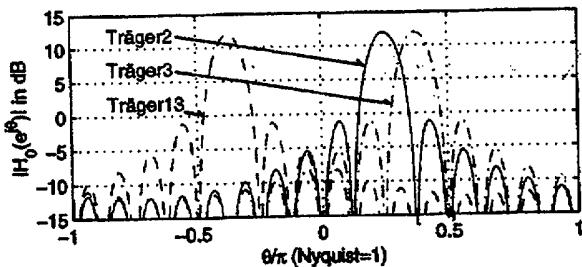
50

55





Prototypfilter  $H_0(e^{j\theta})$  für  $M = 16$ .



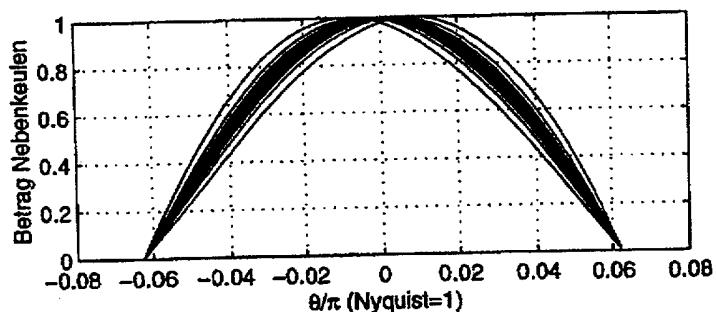


FIG. 8

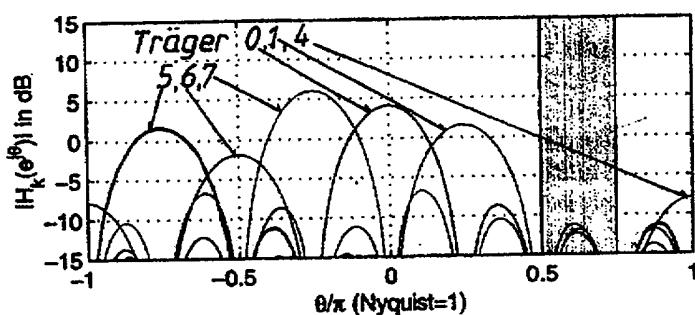


FIG. 9

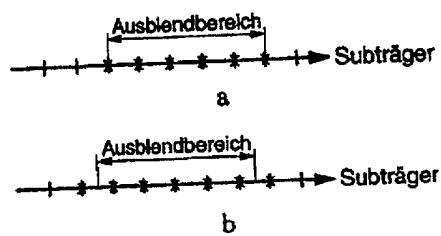


FIG. 10

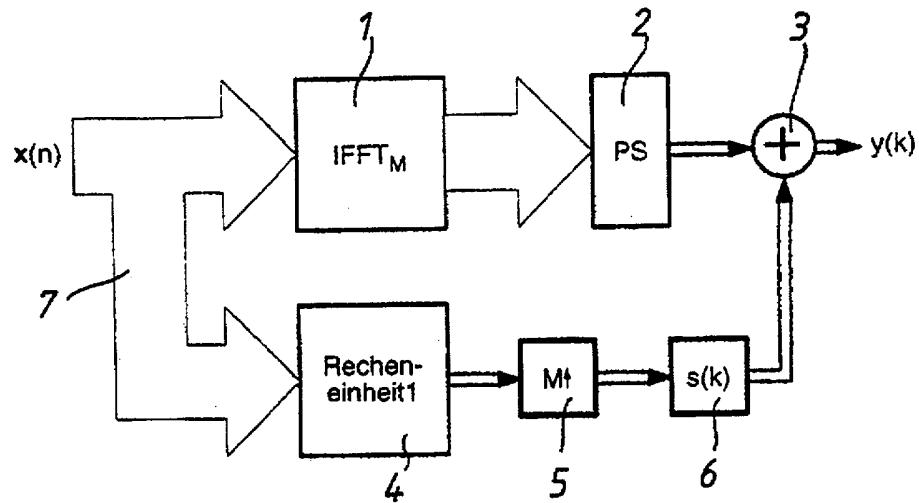


FIG. 11

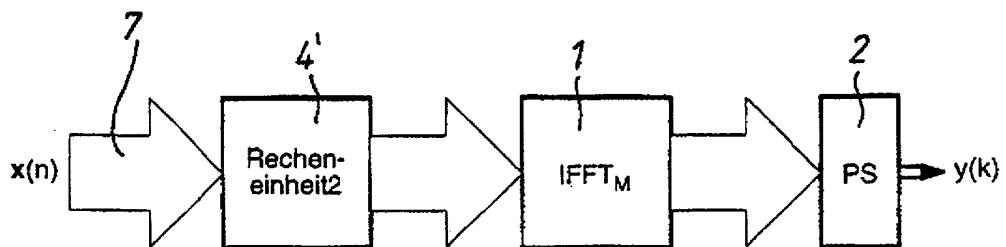


FIG. 12

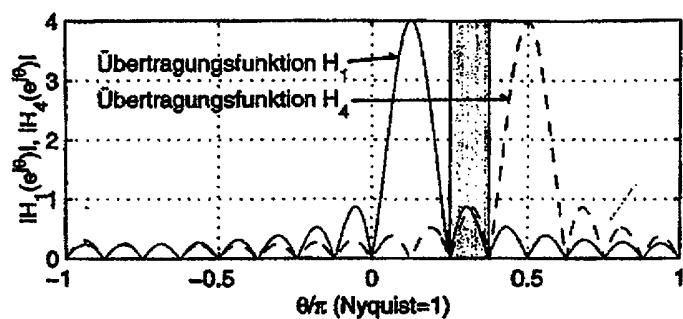


FIG. 13

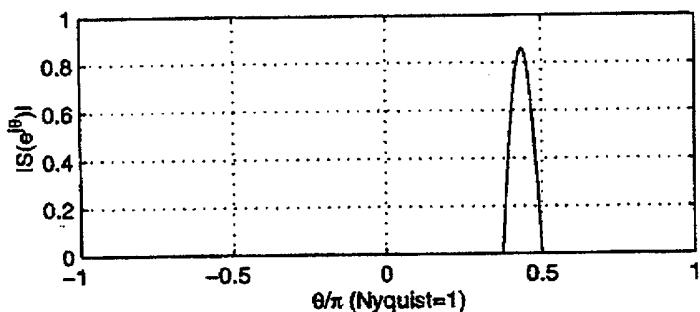


FIG. 14

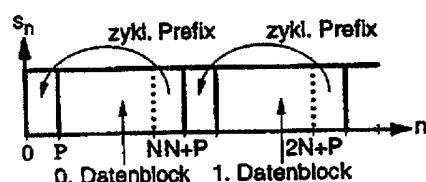


FIG. 15

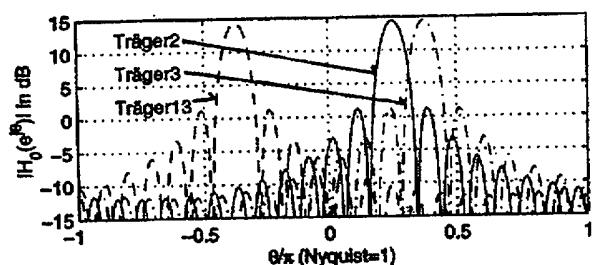


FIG. 16

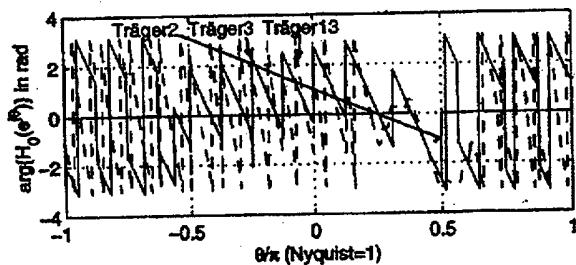


FIG. 17

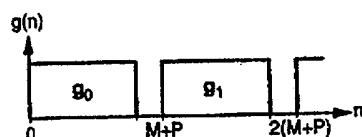


FIG. 18

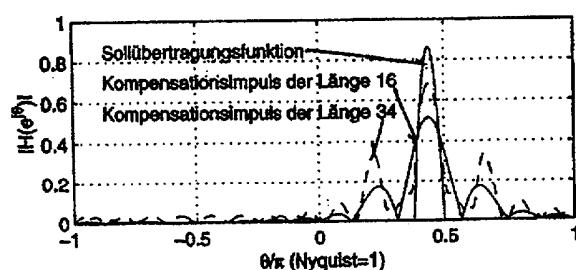


FIG. 19

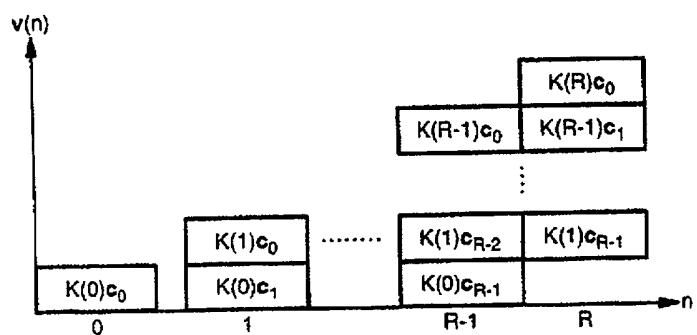


FIG. 20

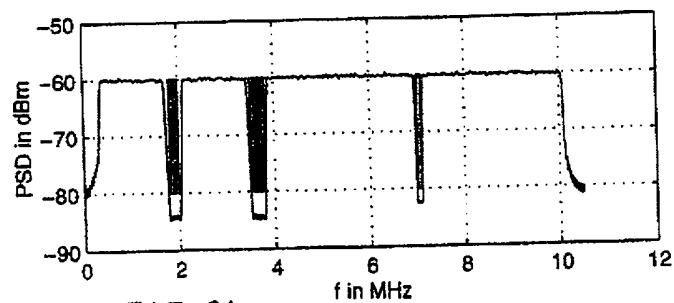


FIG. 21

a

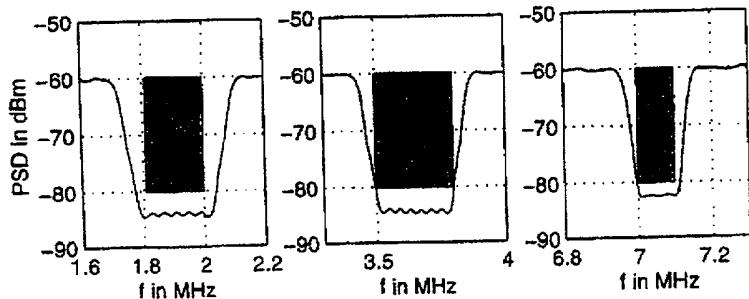
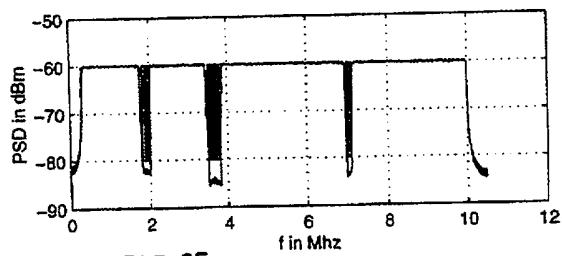


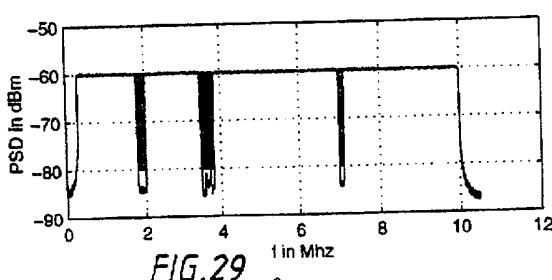
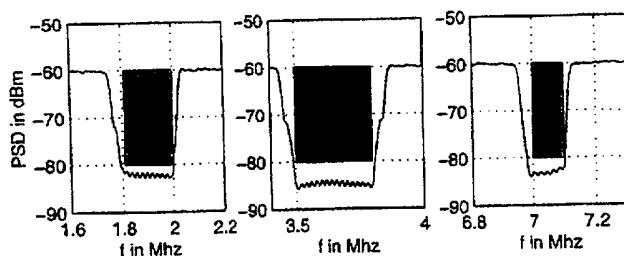
FIG. 22

FIG. 23

FIG. 24



a



a

