



(19)
 Bundesrepublik Deutschland
 Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 10 2004 047 718 B4** 2009.01.02

(12)

Patentschrift

(21) Aktenzeichen: **10 2004 047 718.3**
 (22) Anmeldetag: **30.09.2004**
 (43) Offenlegungstag: **13.04.2006**
 (45) Veröffentlichungstag
 der Patenterteilung: **02.01.2009**

(51) Int Cl.⁸: **H04L 1/00** (2006.01)
H04M 11/06 (2006.01)
H04B 3/20 (2006.01)

Innerhalb von drei Monaten nach Veröffentlichung der Patenterteilung kann nach § 59 Patentgesetz gegen das Patent Einspruch erhoben werden. Der Einspruch ist schriftlich zu erklären und zu begründen. Innerhalb der Einspruchsfrist ist eine Einspruchsgebühr in Höhe von 200 Euro zu entrichten (§ 6 Patentkostengesetz in Verbindung mit der Anlage zu § 2 Abs. 1 Patentkostengesetz).

(73) Patentinhaber:
Infineon Technologies AG, 81669 München, DE

(74) Vertreter:
**PAe Reinhard, Skuhra, Weise & Partner GbR,
 80801 München**

(72) Erfinder:
Schenk, Heinrich, 81476 München, DE

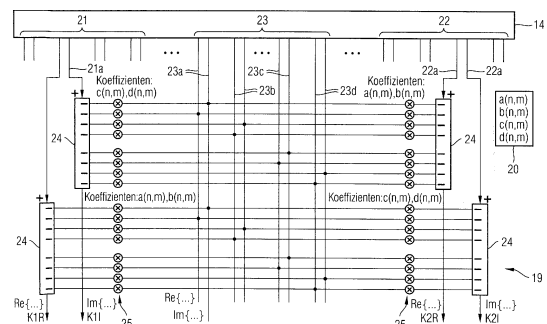
(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
 gezogene Druckschriften:
DE 102 45 282 A1
DE 698 11 716 T2
DE 697 14 241 T2
WO 03/0 39 088 A1

WO 01/95 580 A2
**FANUCCI, L. u.a.: VLSI Design of a digital RFI Can-
 cellation Scheme for VDSL Tranceivers. In:**
Euromic
ro Symposium on Digital System Design
2004, DSD 200
4, 31. Aug. - 3. Sept. 2004, S. 182-189; SCHWARZ,
J.; BAUER, C.: Detection and compensation of
narrow
band interference for wireline multi-carrier modu-
lation systems. In: First International Symposium
on Control, Communications and Signal
Processing 2
004, 27. Sept. 2004 (posted) S. 377-380;

(54) Bezeichnung: **Verfahren und Empfängerschaltung zur Reduzierung von RFI-Störungen**

(57) Hauptanspruch: Verfahren zur Kompensation zumindest eines einem empfangenen DMT-Empfangssignal permanent überlagerten RFI-Störsignals bei einer DMT-Übertragung, bei dem das DMT-Empfangssignale in eine Vielzahl von Kanälen (21–23) aufgeteilt ist, von den ein erster Teil als Nutzkanäle (21, 22) für die Datenübertragung vorgesehen ist und ein zweiter Teil einen nicht für die Datenübertragung vorgesehenen Beobachtungsbereich (23) definiert, bei dem zur Erzeugung eines Kompensationssignals zum Kompensieren des RFI-Störungssignals folgende Verfahrensschritte vorgenommen werden:

- Bereitstellen zumindest eines Referenzkanals (23a–23d) aus der Vielzahl von Kanälen (21–23);
- Bereitstellen von kanalindividuellen Koeffizienten (a(n,m), b(n,m), c(n,m), d(n,m)) für zumindest einen zu kompensierenden Nutzkanal (21, 22), die eine Korrelation des einem jeweiligen Nutzkanal (21, 22) überlagerten RFI-Störsignals bezogen auf einen jeweiligen Referenzkanal (23a–23d) angeben;
- Zur Generierung eines Kompensationssignals werden pro DMT-Rahmen für jeden zu kompensierenden Nutzkanal (21, 22) die Empfangssignale der Referenzkanäle (23a–23d) mit den kanalindividuellen Koeffizienten (a(n,m), b(n,m), c(n,m), d(n,m)) bewertet und aufsummiert, wobei zur...



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Empfängerschaltung zur Reduzierung von RFI-Störungen bei einer DMT Datenübertragung.

[0002] In der modernen Telekommunikation spielt die hochbitratige Datenübertragung auf einer Teilnehmerleitung eine zunehmend größere Rolle, insbesondere deshalb, da man sich von ihr eine größer nutzbare Bandbreite der zu übertragenden Daten kombiniert mit einer bidirektionalen Datenkommunikation verspricht.

[0003] Eine Technik, die in jüngster Zeit immer mehr an Bedeutung gewinnt, ist die so genannte Mehrträger-Datenübertragung, die auch als "Multi-Carrier"-Übertragung, als „Discrete Multi-Tone“-Übertragung (DMT) oder als „Orthogonal Frequency Division Multiplexing“-Übertragung (OFDM) bekannt ist. Die DMT-Übertragung eignet sich insbesondere für die Datenübertragung über linear verzerrte Kanäle. Gegenüber der Einträgerdatenübertragung ergeben sich auch Vorteile hinsichtlich der Flexibilität bei der Anpassung der Datenrate oder des Sendespektrums an den Übertragungskanal oder an die Störumgebung. Die DMT-Übertragung wird beispielsweise bei leitergebundenen Systemen, aber auch im Funkbereich, für Broadcast-Systeme und für den Zugang zu Datennetzen verwendet. Anwendungen der DMT-Übertragung sind zum Beispiel der digitale Rundfunk (DAB = Digital Audio Broadcast) und das digitale Fernsehen (DVB = Digital Video Broadcast).

[0004] Ein Vertreter der DMT-Übertragung ist beispielsweise die ADSL-Technik, wobei ADSL für „Asymmetric Digital Subscriber Line“ steht, also den digitalen asymmetrischen Teilnehmeranschluss über eine normale Telefonleitung. Mit ADSL ist eine Technik bezeichnet, die die Übertragung eines hochbitratigen Bitstromes von einer Zentrale zu einem Teilnehmer und eines niederbitratigen, vom Teilnehmer zu einer Zentrale führenden Bitstromes erlaubt. Bei dieser Technik wird die Telekommunikationsleitung in zumindest einen Kanal für herkömmliche Telefondienste (also Sprachübertragung) und mindestens einen weiteren Kanal für die Datenübertragung unterteilt. Neben der ADSL-Technik existieren noch weitere Vertreter der so genannten xDSL-Technik, so zum Beispiel der breitbandige Teilnehmeranschluss (VDSL = Very High speed digital Subscriber Line).

[0005] DMT-Übertragungssysteme verwenden eine Vielzahl von Trägerfrequenzen, wobei der zu sendende Datenstrom in viele parallele Teilströme zerlegt wird, welche im Frequenzmultiplex übertragen werden. Diese Teilströme werden auch als Einzelträger bezeichnet. Für die Modulation setzt sich das Sendesignal aus vielen sinusförmigen Signalen zusammen, wobei jedes einzelne Sinussignal sowohl in der Amplitude als auch in der Phase moduliert wird. Man erhält somit eine Vielzahl von quadraturamplitudenmodulierten Signalen. Für die DMT-Übertragung verwendet man im Sender eine IFFT-Transformation und im Empfänger eine FFT-Transformation. Sowohl für die IFFT wie auch für die FFT existieren effiziente und schnelle Signalverarbeitungsalgorithmen.

[0006] Wenngleich bereits sehr viele Probleme bei DMT-Übertragungssystemen wie ADSL und VDSL gelöst sind, bleiben immer noch einige Probleme ungelöst.

[0007] Ein vor allem mit der sehr breitbandigen DMT-Übertragung einher gehendes Problem ergibt sich dadurch, dass sich der nutzbare Frequenzbereich bis über 12 MHz und mehr erstreckt. Allerdings befinden sich in diesem weiten Frequenzbereich auch Frequenzbänder anderer Dienste, wie zum Beispiel die Frequenzbänder für den Mittelwellen- und Kurzwellen-Rundfunk oder die Frequenzbereiche für den Amateurfunk. Je nach räumlicher Lage können die Teilnehmerendgeräte der DMT-Übertragung durch diese Dienste, die den gleichen Frequenzbereich der DMT-Übertragung nutzen, gestört werden. Man spricht hier von so genannten RFI-Störungen, wobei RFI für "Radio Frequency Interference" steht. Diese RFI-Störungen stellen bezogen auf den für die DMT-Übertragung genutzten, sehr breitbandigen Frequenzbereich Schmalbandstörungen, so genannte Narrow-Band Interferences, dar, da diese störenden RFI-Frequenzbereiche typischerweise nur einige wenige Kilohertz breit sind.

[0008] Wird ein solches schmalbandiges Störsignal dem DMT-Empfangssignal überlagert, dann wird dadurch das demodulierte DMT-Empfangssignal negativ beeinflusst. Dabei werden nicht nur die Werte (Trägerfrequenzen) in der unmittelbaren Nähe der Schwerpunktsfrequenz dieser Störung gestört. Auch viel weiter von dieser Störfrequenz entfernt liegende Trägerfrequenzen (bzw. Nutzkanäle) des DMT-Empfangssignals werden gestört.

[0009] Dies sei anhand eines Beispiels im Falle einer VDSL-Datenübertragung und einer angenommenen, rein sinusförmigen Störung der Frequenz $f_0 = 1211,1$ kHz erläutert. Der DMT-Empfänger demoduliert das empfangene DMT-Empfangssignal mit Hilfe einer FFT-Transformation. Gemäß dem VDSL-Standard beträgt der

Frequenzabstand der einzelnen synchronen Trägerfrequenzen genau $\Delta f = 4,3125$ kHz. Die Störfrequenz f_0 entspricht somit keiner der bei der DMT-Übertragung verwendeten Trägerfrequenz, das heißt die Störfrequenz ist zu den Trägerfrequenzen der DMT-Übertragung asynchron.

[0010] [Fig. 1](#) zeigt die normierte Leistungsdichte P_{st} eines Störsignals der Frequenz $f_0 = 1211,1$ kHz nach der FFT-Demodulation in der Umgebung der normierten Störfrequenz $f_0/\Delta f \approx 281$ in Abhängigkeit von der Trägerfrequenz f . Die Trägerfrequenz f ist hier auf den Frequenzabstand Δf normiert. In [Fig. 1](#) ist das sich ergebende Störspektrum – auf den Maximalwert der Störfrequenz $f_0/\Delta f$ normiert – in dB dargestellt. Man erkennt, dass das Störspektrum ohne weitere Maßnahmen erst nach etwa 50 Trägerfrequenzen ($f/\Delta f$) unterhalb und oberhalb der Störfrequenz $f_0/\Delta f$ um etwa 50 dB abgeklungen ist. Das bedeutet, dass Nutzkanäle des DMT-Empfangssignals, die bezogen auf die Bandbreite des Störsignals relativ weit von der Schwerpunktfrequenz $f_0/\Delta f$ des Störsignals entfernt liegen, immer noch durch eben diese Störung gestört werden. Dies liegt daran, dass das schmalbandige Störsignal typischerweise nicht orthogonal bzw. synchron zu den für die Übertragung genutzten Trägerfrequenzen vorliegt und damit auch nicht vollständig eliminiert wird.

[0011] Bei den RFI-Störungen handelt es sich, wie bereits oben erwähnt, um relativ schmalbandige Störungen, die zum Beispiel auf Rundfunkwellen oder auf Amateurfunkwellen zurückzuführen sind. Beim Mittelwellen- oder Kurzwellenrundfunk werden die gesendeten Signale mit Hilfe einer Zweiseitenband-Amplitudenmodulation mit Trägern moduliert und ausgesendet. Folglich ist hier mit einer permanenten Störung, die eine konstante Mittenfrequenz aufweist, zu rechnen (Störung erster Art). Hingegen verwendet man beim Amateurfunk eine Einseitenband-Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger. Hier treten daher keine permanenten Störungen auf (Störung zweiter Art). Vielmehr sind hier die Störungen vom Amateurfunk-Sender, also dem Sprecher, abhängig.

[0012] In dem Artikel "A Narrow-Band Interference Canceller for OFDM-based Systems" von Rickard Nilsson, Frank Sjöberg und James P. LeBlanc in Proceedings of 4th European Personal Mobile Communications Conference (EPMCC 2001), Wien, 17.–22. Februar 2001 wird ein Verfahren zur Lösung dieses Problems beschrieben. Dieses Verfahren behandelt sowohl das Auftreten von Störungen der ersten Art als auch Störungen der zweiten Art. Bei dem dort beschriebenen Verfahren wird davon ausgegangen, dass die Trägerfrequenzen in der unmittelbaren Umgebung der Störfrequenz, im so genannten Beobachtungsintervall, nicht für die Datenübertragung genutzt werden. Dazu wird nach der FFT-Demodulation im Empfänger zunächst die genaue spektrale Lage des Störsignals bestimmt. Durch geeignete Verarbeitung der komplexen Frequenzwerte in dem Beobachtungsintervall, in dem auch die Störfrequenz liegt und in dem keine Anteile des Nutzsignals enthalten sind, kann ein Kompensationssignal in Form eines komplexen Signalvektors generiert werden. Dieser komplexe Signalvektor wird anschließend von dem demodulierten Signalvektor der Datenübertragung subtrahiert.

[0013] Bei diesem Verfahren wird zur Generierung des Kompensationssignals allerdings eine exakte a priori Information über das empfangene Störsignal vorausgesetzt, zum Beispiel in Form einer vorab bekannten oder ermittelten, möglichst exakten spektralen Leistungsdichte des Störsignals. Ferner ist eine möglichst genaue Kenntnis der Art und des Verlaufs, also der Form, des Störsignals erforderlich, also ob die Störung zum Beispiel sinusförmig ist. Dieses Verfahren versucht nun, den Verlauf der Störung außerhalb des Beobachtungsintervalls möglichst genau nachzubilden, was allein schon deshalb sehr kompliziert ist. Dadurch wird aber die Anwendbarkeit, die Leistungsfähigkeit und damit der Nutzen dieses bekannten Verfahrens signifikant eingeschränkt. Außerdem ist für die Realisierung und Implementierung dieses Verfahrens ein exorbitant hoher Hardware- und Software-Aufwand für die Ermittlung der a priori Informationen sowie für die Berechnung der entsprechenden Kompensationssignale erforderlich.

[0014] Die DE 102 45 282 A1 beschreibt eine Schaltungsanordnung und ein Verfahren zur Kompensation von Störungen bei einer DMT-Datenübertragung. Jeder Nutzkanal weist dabei eine Trägerfrequenz mit einem Signalsektor auf, der mit einem Störsignal überlagert sein kann. Zur Kompensation ist zumindest ein Fehlersignalsektor vorgesehen, der für einen nicht genutzten Nutzkanal bereitgestellt wird. Für die Kompensation werden die Störsignal- überlagerte Signal-Sektoren, die durch Multiplizieren mit einstellbaren Koeffizienten gewonnen wird, miteinander addiert, was zur fehlerkorrigierten Signalsektoren auf den Nutzkanälen führt.

[0015] Die WO 01/95580 A2 beschreibt ein System und ein Verfahren zur Reduzierung von RFI-Störungen, die auf Nutzkanälen eines DMT-Datenübertragungssystems überlagert sind. Das dort beschriebene DMT-Datenübertragungssystem umfasst einen ersten Betriebsmodus, bei dem das Datenübertragungssystem in einem so genannten Lernbetrieb oder Trainingsbetrieb befindlich ist, und einen zweiten Betriebsmodus, bei dem das Datenübertragungssystem im normalen Betriebsmodus betrieben wird. In dieser Druckschrift wird beschrieben, dass die Reduzierung der RFI-Störungen sowohl im ersten als auch im zweiten Betriebsmodus

durchgeführt wird.

[0016] Darüber hinaus beschreiben auch die folgenden Druckschriften ein Verfahren zur Reduzierung von RFI-Störungen bei einer DMT-Datenübertragung:

- FANUCCI, L. u. a.: VLSI Design of a digital RFI Cancellation Scheme for VDSL Transceivers. In: Euromicro Symposium on Digital System Design 2004. DSD 2004. 31. Aug. – 3. Sept. 2004, S. 182–189;
- DE 697 14 241 T2;
- DE 698 11 716 T2;
- WO 03/039088 A1;
- SCHWARZ, J.; BAUER, C.: Detection and compensation of narrowband interference for wireline multi-carrier modulation systems. In: First International Symposium on Control, Communications and Signal Processing 2004. 27. Sept. 2004 (posted), S. 377–380.

[0017] Vor diesem Hintergrund liegt der vorliegenden Erfindung daher die Aufgabe zugrunde, vor allem bei breitbandigen DMT-Übertragungssystemen eine effektive, schnelle und möglichst einfache Reduzierung einer RFI-Störung zu ermöglichen.

[0018] Erfindungsgemäß wird diese Aufgabe durch ein Verfahren mit den Merkmalen des Patentanspruchs 1 sowie durch eine Empfängerschaltung mit den Merkmalen des Patentanspruchs 17 gelöst.

[0019] Demgemäß ist vorgesehen:

- Ein Verfahren zur Kompensation zumindest eines einem empfangenen DMT-Empfangssignal permanent überlagerten RFI-Störsignals bei einer DMT-Übertragung, bei dem das DMT-Empfangssignal in eine Vielzahl von Kanälen aufgeteilt ist, von den ein erster Teil als Nutzkanäle für die Datenübertragung vorgesehen ist und ein zweiter Teil einen nicht für die Datenübertragung vorgesehenen Beobachtungsbereich definiert, bei dem zur Erzeugung eines Kompensationssignals zum Kompensieren des RFI-Störungssignals folgende Verfahrensschritte vorgenommen werden:
 - (a) Bereitstellen zumindest eines Referenzkanals aus der Vielzahl von Kanälen;
 - (b) Bereitstellen von kanalindividuellen Koeffizienten für zumindest einen zu kompensierenden Nutzkanal, die eine Korrelation des einem jeweiligen Nutzkanal überlagerten RFI-Störsignals bezogen auf einen jeweiligen Referenzkanal angeben;
 - (c) Zur Generierung eines Kompensationssignals werden pro DMT-Rahmen für jeden zu kompensierenden Nutzkanal die Empfangssignale der Referenzkanäle mit den kanalindividuellen Koeffizienten bewertet und aufsummiert, wobei zur Generierung der Kompensationssignale jeweils ein benachbarter Kanal des zu kompensierenden Nutzkanals als Referenzkanal herangezogen wird. (Patentanspruch 1)
- Eine Empfängerschaltung für ein DMT-Datenübertragungssystem, mit einer Empfangsschaltung zum Empfangen eines gesendeten Datensignals; mit einer der Empfangsschaltung nachgeschalteten FFT-Einrichtung, die zur Gewinnung spektraler Werte das DMT-Empfangssignal einer FFT unterzieht; mit einem der FFT-Einrichtung nachgeschalteten RFI-Kompensator, der mittels eines erfindungsgemäßen Verfahrens eine Kompensation eines dem empfangenen Datensignal überlagerten Störsignals durchführt. (Patentanspruch 17)

[0020] Die der vorliegenden Erfindung zugrunde liegende Idee besteht darin, dass vorzugsweise Störungen der oben genannten ersten Art, also permanente Störungen, kompensiert oder zumindest wesentlich reduziert werden, ohne jedoch die Erfindung aus schließlich darauf zu beschränken. Insgesamt wird dadurch ein wesentlich größerer Teil des zur Verfügung stehenden Frequenzbereichs genutzt und somit die Datenrate gesteigert.

[0021] Ähnlich wie bei bekannten Verfahren werden auch hier die Trägerfrequenzen in der Umgebung der Störfrequenz typischerweise nicht für die Datenübertragung benutzt. Die nach der Demodulation (FFT) sich ergebenden Werte in diesen Frequenzkanälen werden also weitgehend nur durch die RFI-Störung selbst verursacht. Diese ungenutzten Kanäle können dann die Referenzkanäle für den erfindungsgemäßen RFI-Kompensator darstellen.

[0022] Die der vorliegenden Erfindung zugrunde liegende Idee besteht darin, dass für die Erzeugung eines Kompensationssignals zum Kompensieren oder Reduzieren eines Störsignals für jeden zu kompensierenden Nutzkanal die Signale zumindest eines einzigen Referenzkanals, jeweils Real- und Imaginärteil getrennt, mit entsprechenden kanalindividuellen Koeffizienten bewertet und aufsummiert werden. Dabei werden die Bewertungskoeffizienten nach einem vorgegebenen Schema bezeichnet.

[0023] In der vorliegenden Patentanmeldung wird somit ein Verfahren beschrieben, mit dem bei relativ geringen Realisierungsaufwand eine insbesondere in der Nähe der Schwerpunktsfrequenz bessere Kompensation der Schmalbandstörung erzielt werden kann.

[0024] Vorteilhafte Ausgestaltungen und Weiterbildungen sind den Unteransprüchen sowie der Beschreibung unter Bezugnahme auf die Zeichnung entnehmbar.

[0025] In einer vorteilhaften Ausgestaltung werden für die Generierung des Kompensationssignals jeweils Real- und Imaginärteil getrennt behandelt.

[0026] In einer vorteilhaften Ausgestaltung werden die kanalindividuellen Koeffizienten nach einem fest vorgegebenen Bezeichnungsschema dem jeweiligen Realteil und Imaginärteil des zu kompensierenden Nutzkanals abhängig von dem Realteil und Imaginärteil des jeweiligen Referenzkanals zugeordnet.

[0027] In einer vorteilhaften Ausgestaltung werden die kanalindividuellen Koeffizienten während eines Testbetriebs, bei dem keine Daten gesendet und empfangen werden, direkt aus dem Empfangssignal ermittelt oder daraus abgeleitet. In einer alternativen Ausgestaltung können die kanalindividuellen Koeffizienten auch adaptiv während einer laufenden Datenübertragung ermittelt werden.

[0028] In einer vorteilhaften Ausgestaltung werden für jeden zu kompensierenden Nutzkanal jeweils vier kanalindividuellen Koeffizienten ermittelt und entsprechend in einem Speicher abgespeichert.

[0029] In einer vorteilhaften Ausgestaltung ist ein einziger Referenzkanal für alle zu kompensierenden Nutzkanäle vorgesehen. Vorzugsweise werden zur Generierung der Kompensationssignale mehrere unbenutzte Kanäle aus dem Beobachtungsbereich zu dem einzigen Referenzkanal verknüpft. Dabei werden typischerweise nur Referenzkanäle aus dem Beobachtungsbereich herangezogen.

[0030] Vorzugsweise wird ein Nutzkanal als Referenzkanal herangezogen. Der für die Korrektur erforderliche Störanteil dieses Referenzkanals wird mit Hilfe eines Entscheiders, der das kompensierte Empfangssignal dieses Referenzkanals schätzt, generiert und von dem nicht kompensierten frequenzverzerrten Empfangssignal dieses Referenzkanals abgezogen.

[0031] In einer vorteilhaften Ausgestaltung werden die Kompensationssignale für jeden DMT-Rahmen neu berechnet werden.

[0032] Typischerweise werden die Kompensationssignale von dem mit dem Störsignal überlagerten komplexen Empfangssignal subtrahiert, um daraus das kompensierte Empfangssignal zu erzeugen.

[0033] Ein weiterer Aspekt der Erfindung sieht vor, dass die Berechnung der Kompensationssignale lediglich für solche zu kompensierende Nutzkanäle außerhalb des Beobachtungsintervalls erfolgt, bei denen der Betrag der Störleistungsdichte des Störsignals und/oder der Kompensationssignale oberhalb einer vorgegebenen Schwelle liegt. Typische Werte für die vorgegebene Schwelle liegen im Bereich zwischen 60 dB und 45 dB, insbesondere bei etwa 50 dB.

[0034] Ein weiterer Aspekt der Erfindung sieht vor, dass die Breite des verwendeten Beobachtungsintervalls (23) von der Art des Störsignals und/oder der Art der verwendeten Fensterung gewählt wird.

[0035] In einer sehr vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung ist die Breite des verwendeten Beobachtungsintervalls einstellbar.

[0036] Die Erfindung wird nachfolgend anhand der in den Figuren der Zeichnung angegebenen Ausführungsbeispiele näher erläutert. Es zeigt dabei:

[0037] [Fig. 1](#) die normierte Leistungsdichte eines asynchronen Störsignals nach der Demodulation bezogen auf den Maximalwert der Störung;

[0038] [Fig. 2](#) ein prinzipielles Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen DMT-Übertragungssystems;

[0039] [Fig. 3](#) ein Blockschaltbild für ein erstes Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen RFI-Kompensators;

[0040] [Fig. 4](#) ein Blockschaltbild für ein zweites Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen RFI-Kompensators;

[0041] [Fig. 5](#) ein Blockschaltbild für ein drittes, besonders bevorzugtes Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen RFI-Kompensators;

[0042] [Fig. 6](#) ein schmalbandiges Störsignal für das betrachtete Simulationsbeispiel;

[0043] [Fig. 7](#) ein Spektrum des Störsignals nach der Demodulation (FFT) im Empfänger in der Umgebung der Störfrequenz;

[0044] [Fig. 8](#) simulierte Reststörungen in dB für erfindungsgemäße RFI-Kompensationseinrichtungen mit einem einzigen Referenzkanal im Vergleich zu einer Anordnung ohne Kompensation.

[0045] In allen Figuren der Zeichnung sind gleiche und funktionsgleiche Elemente, Signale und Funktionen – sofern nichts anderes angegeben ist – mit denselben Bezugszeichen versehen worden.

[0046] [Fig. 2](#) zeigt ein Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen DMT-Übertragungssystems.

[0047] In [Fig. 2](#) ist mit Bezugszeichen **1** das erfindungsgemäße DMT-Übertragungssystem bezeichnet, wobei nachfolgend davon ausgegangen wird, dass es sich bei dem DMT-Übertragungssystem **1** um ein so genanntes VDSL-Übertragungssystem **1** handelt. Das DMT-Datenübertragungssystem **1** besteht aus einem senderseitigen Teil **2**, aus einem empfängerseitigen Teil **3** sowie einer zwischen Sender **2** und Empfänger **3** angeordneten Datenübertragungsstrecke **4**. Der Sender **2** sowie der Empfänger **3** können beispielsweise Teilnehmer-Endgeräte, wie zum Beispiel ein analoges oder digitales Telefon, ein PC, ein Modem oder dergleichen, sein. Wenn gleich bei dem Sender **2** lediglich der Sendepfad und bei dem Empfänger **3** lediglich der Empfangspfad dargestellt sind, versteht sich von selbst, dass diese gegebenenfalls zusätzlich auch einen Empfangspfad bzw. einen Sendepfad aufweisen können. Der Übersichtlichkeit halber wurden diese in [Fig. 2](#) allerdings nicht dargestellt.

[0048] Im vorliegenden Ausführungsbeispiel weist der Sender **2** einen Seriell-/Parallelwandler **5** auf, dem eingangsseitig die zu übertragenden Datensignale S_0 aufgeführt werden. Dem Seriell-/Parallelwandler **5** ist nacheinander ein Codierer **6**, ein IFFT-Block **7**, ein Parallel-/Seriellwandler **8**, ein Digital-/Analogwandler **9** und ein Leitungstreiber **10** nachgeschaltet angeordnet. Der Leitungstreiber **10** bildet dabei die senderseitige physikalische Schnittstelle des Senders **2** zu der Datenübertragungsstrecke **4**, welche im Wesentlichen eine analoge Leitung **11**, die auch als Kanal bezeichnet wird, aufweist. Nach der Codierung, also am Ausgang des Codierers **6**, liegen die zu übertragenden Daten in Form von Frequenzpunkten vor. Diese werden in dem IFFT-Block **7** einer inversen Fast-Fourier-Transformation unterzogen und anschließend in dem Parallel-/Seriellwandler **8** in einen seriellen Datenstrom gewandelt.

[0049] Der Empfänger **3** weist eingangsseitig einen Entzerrer **12** auf, der die empfängerseitige physikalische Schnittstelle zu der Datenübertragungsstrecke **4** bildet. Dem Entzerrer **12** ist ausgangseitig ein Seriell-/Parallelwandler **13**, ein FFT-Block **14**, ein Entzerrer **15**, ein Entscheider **16**, ein Decodierer **32** sowie ein Parallel-/Seriellwandler **17** nachgeschaltet. Der Entzerrer **15** nimmt eine Entzerrung der empfangenen Datensignale im Frequenzbereich vor und der nachgeschaltete Entscheider **16** nimmt, da die Datenübertragung typischerweise nicht ideal ist, eine Zuordnung der richtigen Datenwerte vor. Ausgangsseitig des Parallel-/Seriellwandlers **17** liegen dann die empfangenen Datensignale S_2 in entsprechend aufbereiteter serieller Form vor.

[0050] An dieser Stelle sei angemerkt, dass der Aufbau des Senders **2** und des Empfängers **3** in [Fig. 2](#) lediglich schematisch dargestellt wurde und nicht den Anspruch auf Vollständigkeit erhebt. Insbesondere versteht es sich von selbst, dass ein Sender **2** ausgangseitig der IFFT-Einrichtung **7** noch ein Sendefilter und gegebenenfalls eine Schaltungsanordnung zur Crestfaktorreduzierung aufweisen kann und das nach dem Digital-Analog-Wandler **9** gegebenenfalls ein analoges Filter vorgesehen sein kann. Auch sind typischerweise im Empfänger **3** unmittelbar nach dem Entzerrer **12** ein analoges Filter, ein Analog-Digital-Wandler, eine Addiereinrichtung sowie ein Empfangsfilter vorgesehen.

[0051] Typischerweise ist das über den Kanal **11** übertragene Datensignal **1**, welches dem eingangsseitig eingekoppelten Datensignal S_0 entsprechen soll, mit einem mehr oder weniger starken Störsignal überlagert. Im gezeigten Beispiel kann dieses Störsignal ein schmalbandiges Störsignal SS und/oder ein breitbandiges Störsignal BS sein. Diese Störsignale BS , SS werden im Kanal **11** dem übertragenen Datensignal S_1 überlagert,

was in [Fig. 2](#) durch dem Block **18** angedeutet wird. Das in den Entzerrer **12** eingekoppelte, übertragene Datensignal $S1'$ ist somit gegenüber dem ausgangsseitig des Leitungstreibers **10** ausgegebenen Signal $S1$ mit einem Störsignal BS, SS überlagert.

[0052] Um dieses Störsignal BS, SS im Empfänger **3** zumindest zu reduzieren oder idealerweise gänzlich zu kompensieren, weist der Empfänger **3** eine erfindungsgemäße Kompensationseinrichtung **19** auf. Typischerweise erfolgt dabei keine 100%-ige Kompensation, sondern lediglich eine Reduzierung des Einflusses des Störsignals BS, SS .

[0053] Im vorliegenden Ausführungsbeispiel ist die Kompensationseinrichtung **19**, die nachfolgend kurz als RFI-Kompensator **19** bezeichnet wird, unmittelbar dem FFT-Block **14** nachgeschaltet angeordnet, jedoch wäre auch denkbar den RFI-Kompensator **19** dem Entzerrer **15** nachzuschalten. Einen möglichen Aufbau und die Funktionsweise dieses RFI-Kompensators **19** wird nachfolgend detailliert beschrieben.

[0054] [Fig. 3](#) zeigt das Prinzipschaltbild für einen erfindungsgemäßen RFI-Kompensator, anhand dem nachfolgend die erfindungsgemäße RFI-Kompensation erläutert werden soll. Die in [Fig. 3](#) eingezeichneten Doppelpfeile sollen verdeutlichen, dass es sich bei den jeweiligen Signalen um komplexe Signale bestehend aus einem Realteil und einem Imaginärteil handelt.

[0055] Der RFI-Kompensator **19** weist eine Speichereinrichtung **20** auf, in der kanalindividuelle Koeffizienten $a(n,m)-d(n,m)$ für die einzelnen Kanäle des empfangenen Datensignals abgelegt sind. Pro Nutzkanal **21, 22** sind dabei jeweils vier dieser Koeffizienten $a(n,m)-d(n,m)$ vorgesehen. Diese Koeffizienten $a(n,m)-d(n,m)$ geben eine Korrelation zwischen dem Störsignal und dem eigentlichen Datensignal, dem dieses Störsignal überlagert ist. In der Speichereinrichtung **20** sind somit jeweils vier kanalindividuelle Koeffizienten $a(n,m)-d(n,m)$ für jeden zu kompensierenden Nutzkanal **21, 22** abgelegt. Die Ermittlung dieser Koeffizienten $a(n,m)-d(n,m)$ in einer Testphase bzw. Trainingsphase, in der keine Datenübertragung stattfindet, sondern lediglich das Störsignal aufgenommen wird, wird nachfolgend noch detailliert beschrieben.

[0056] In [Fig. 3](#) ist der RFI-Kompensator **19** dem FFT-Block **14** nachgeschaltet, so dass bei dem RFI-Kompensator **19** eingangsseitig die Signale der unterschiedlichen Kanäle zugeführt werden. Mit Bezugszeichen **23** sind dabei die Referenzkanäle im Beobachtungsbereich bezeichnet, mit Bezugszeichen **21** die Nutzkanäle unterhalb dieses Beobachtungsbereiches **23** und mit Bezugszeichen **22** die Nutzkanäle oberhalb des Beobachtungsbereiches **23**.

[0057] In [Fig. 3](#) wurde der besseren Übersichtlichkeit halber unter Darstellung der Funktion des RFI-Kompensators **19** lediglich ein Nutzkanal **21a** unterhalb des Beobachtungsbereiches **23** und ein Nutzkanal **22a** oberhalb des Beobachtungsbereiches **23** dargestellt, ohne jedoch die Erfindung auf die Verwendung jeweils eines einzigen Nutzkanals **21a, 21b** zu beschränken. Jedem dieser Nutzkanäle **21a, 22a** sind jeweils zwei Verknüpfungseinrichtungen **24**, jeweils eine Verknüpfungseinrichtung für den Realteil und eine Verknüpfungseinrichtung für den Imaginärteil des jeweiligen Nutzkanals **21a, 22a**, zugeordnet. In diesen Verknüpfungseinrichtungen, die hier als Subtraktionseinrichtungen ausgebildet sind, erfolgt eine Verknüpfung des empfangenen Signals dieses Kanals mit einem Signal, welches aus dem Signal der Referenzkanäle **23a-23d** abgeleitet ist und mit einem Koeffizienten $a(n,m)-d(n,m)$ bewertet wurde.

[0058] Im vorliegenden Ausführungsbeispiel sind beispielhaft vier Referenzkanäle **23a-23d** des Beobachtungsbereiches **23** dargestellt, jedoch können auch mehr oder weniger Referenzkanäle **23a-23d** vorgesehen sein.

[0059] Zur Ermittlung der Kompensationssignale enthalten die Referenzkanäle **23a-23d** im Beobachtungsbereich **23** keinerlei Datensignale, d. h. sie sind lediglich mit dem (permanentem) Störsignal beaufschlagt. Aus diesen Referenzkanälen **23a-23d** wird nun unter Verwendung der Koeffizienten $a(n,m)-d(n,m)$ das Störsignal oder ein Maß für das Störsignal im jeweils betrachteten Nutzkanal **21a, 22a** abgeleitet. Hierzu wird der Wert eines jeweiligen Referenzkanals **23a-23d**, aufgeteilt in Imaginärteil und Realteil, in einer jeweiligen Multiplikationseinrichtung **25** mit dem jeweiligen kanalindividuellen Koeffizienten $a(n,m)-d(n,m)$ multipliziert und in den jeweiligen Subtraktionseinrichtungen **24** aufsummiert, also von dem jeweiligen Realteil oder Imaginärteil des Empfangssignals des entsprechenden Nutzkanals **21a, 22a** abgezogen. Pro Nutzkanal **21, 22** ergibt sich somit jeweils ein kompensiertes Teilsignal $K1R, K1I; K2R, K2I$, aufgeschlüsselt in den jeweiligen Realteil $K1R, K2R$ und Imaginärteil $K1I, K2I$.

[0060] Die Zuordnung der jeweiligen Koeffizienten $a(n,m)-d(n,m)$, mit der die Werte des jeweiligen Referenz-

kanals **23a–23d** in der Multiplikationseinrichtung **25** multipliziert wird, wird anhand des Zuordnungsschemas in der nachfolgenden Tabelle 1 beschrieben. Die kanalindividuellen Bewertungskoeffizienten $a(n,m)$, $b(n,m)$, $c(n,m)$, $d(n,m)$ werden nach dem in der nachfolgenden Tabelle 1 angegebenen Bezeichnungsschema bezeichnet.

		Referenzkanal n	
		Realteil	Imaginärteil
zu kompensierender Kanal m	Realteil	$a(n,m)$	$b(n,m)$
	Imaginärteil	$c(n,m)$	$d(n,m)$

Tabelle 1

[0061] Zur Einstellung des RFI-Kompensators **19** und damit zur Ermittlung der kanalindividuellen Bewertungskoeffizienten $a(n,m)$, $b(n,m)$, $c(n,m)$, $d(n,m)$ wird zunächst eine Einstellphase (Testphase), zum Beispiel vor Beginn der Datenübertragung oder in Pausen der Datenübertragung, verwendet, während der also keine Nutzdaten ausgesendet und empfangen werden. In dieser Einstellphase werden also nur Störsignale der ersten Art (permanente Störungen) empfangen, da diese permanent vorhanden sind, also auch dann, wenn keine Datenübertragung stattfindet. Während dieser Einstellphase wird zunächst geprüft, ob überhaupt ein schmalbandiges Störsignal vorliegt. Dies ist der Fall, wenn nach der FFT-Transformation im Empfänger ein oder mehrere Betragsmaxima bei bestimmten Frequenzwerten in jedem FFT-Rahmen festgestellt werden. In dieser Einstellphase können die Auswirkungen einer schmalbandigen Störung daher auf allen Frequenzkanälen, also auf den Nutzkanälen **21**, **22** und den Referenzkanälen **23**, unmittelbar nach der FFT-Transformation abgegriffen und dadurch sämtliche Bewertungskoeffizienten $a(n,m)$, $b(n,m)$, $c(n,m)$, $d(n,m)$ für den RFI-Kompensator **19** ermittelt werden.

[0062] In der Testphase wird somit die Korrelation eines Störsignals innerhalb des Beobachtungsintervalls **23** und die Auswirkungen dieses Störsignals auf die Nutzkanäle **21**, **22** außerhalb des Beobachtungsintervalls **23** angegeben. In der anschließenden Datenübertragungsphase wird diese bekannte Korrelation dazu verwendet, aus der bekannten Korrelation bzw. den ermittelten Bewertungskoeffizienten $a(n,m)$, $b(n,m)$, $c(n,m)$, $d(n,m)$ ein Kompensationssignal zu ermitteln, welches dem permanenten Störsignal entspricht, das dem Datensignal in den jeweiligen Nutzkanälen überlagert ist. Die Kompensationssignale werden also unter Berücksichtigung der bekannten Korrelation direkt aus dem übertragenen, mit einem Störsignal überlagerten Datensignal abgeleitet.

[0063] Es sei nun angenommen, dass ein Betragsmaximum bei der Frequenz Nummer i_0 , das von einer Schmalbandstörung herrührt, detektiert wurde (ohne jedoch die Erfindung dahingehend zu beschränken). Zunächst wird der Beobachtungsbereich definiert, der im Betrieb nicht mit Daten belegt werden darf und der also die Frequenzen der ungenutzten Referenzkanäle (Nutzkanäle) enthält. Dieser reicht von der Frequenz $i_0 - \Delta$ bis zu der Frequenz $i_0 + \Delta$. Für den Beobachtungsbereich $n = 2 \cdot \Delta + 1$ werden also Frequenzwerte als Referenzkanäle herangezogen. Der Wert Δ , der die Anzahl der Referenzkanäle oberhalb und unterhalb des Betragsmaximums an der Stelle i_0 , definiert, kann dabei von der Größe des detektierten Betragsmaximums, das heißt von der Stärke der Störung, abhängig gemacht werden. Die Werte der Referenzkanäle im FFT Rahmen k werden nachfolgend mit

$$X_k(\mu) + j \cdot Y_k(\mu) \text{ mit } \mu = i_0 - \Delta, \dots, i_0, \dots, i_0 + \Delta$$

bezeichnet, wobei $X_k(\mu)$ den Realteil und $Y_k(\mu)$ den Imaginärteil darstellen.

[0064] Nachfolgend wird eine Berechnungsvorschrift angegeben, wie die Bewertungskoeffizienten $a(n,m)$, $b(n,m)$, $c(n,m)$, $d(n,m)$ aus dem aufgenommenen Signal während des Testbetriebs abgeleitet werden können. Hierbei ist mit m ein beliebiger Kompensationskanal (oder Nutzkanal **21**, **22**) außerhalb des Beobachtungsbereichs **23** bezeichnet. Für die Berechnungsvorschrift werden insgesamt M empfangene FFT-Rahmen betrachtet. Ferner werden jeweils zwei Gleichungssysteme zur Berechnung der Koeffizienten für einen jeweiligen Kompensationskanal **21**, **22** aufgestellt.

[0065] Im ersten Gleichungssystem soll gelten, dass nach Multiplikation der Frequenzwerte (Real- und Imaginärteil) der Referenzkanäle mit den zunächst noch unbekanntem Koeffizienten und Summierung sich der Realteil des zu kompensierenden Kanals m ergibt. Im zweiten Gleichungssystem soll eine Übereinstimmung mit

dem Imaginärteil des entsprechenden Kanals m gelten.

[0066] Dementsprechend ergibt sich zur Berechnung der unbekannt Koeffizienten

$a(i_0 - \Delta, m)$, $b(i_0 - \Delta, m)$, $a(i_0 - \Delta + 1, m)$, $b(i_0 - \Delta + 1, m)$, ... $a(i_0 + \Delta, m)$, $b(i_0 + \Delta, m)$

für das erste Gleichungssystem

$$\begin{bmatrix} X_1(i_0 - \Delta) & Y_1(i_0 - \Delta) & X_1(i_0 - \Delta + 1) & Y_1(i_0 - \Delta + 1) & \cdots & X_1(i_0 + \Delta) & Y_1(i_0 + \Delta) \\ X_2(i_0 - \Delta) & Y_2(i_0 - \Delta) & X_2(i_0 - \Delta + 1) & Y_2(i_0 - \Delta + 1) & \cdots & X_2(i_0 + \Delta) & Y_2(i_0 + \Delta) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ X_M(i_0 - \Delta) & Y_M(i_0 - \Delta) & X_M(i_0 - \Delta + 1) & Y_M(i_0 - \Delta + 1) & \cdots & X_M(i_0 + \Delta) & Y_M(i_0 + \Delta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a(i_0 - \Delta, m) \\ b(i_0 - \Delta, m) \\ a(i_0 - \Delta + 1, m) \\ b(i_0 - \Delta + 1, m) \\ \vdots \\ a(i_0 + \Delta, m) \\ b(i_0 + \Delta, m) \end{bmatrix} = \dots$$

$$\dots = \begin{bmatrix} X_1(m) \\ X_2(m) \\ \vdots \\ X_M(m) \end{bmatrix}$$

und zur Berechnung der unbekannt Koeffizienten

$c(i_0 - \Delta, m)$ $d(i_0 - \Delta, m)$ $c(i_0 - \Delta + 1, m)$ $d(i_0 - \Delta + 1, m)$... $c(i_0 + \Delta, m)$ $d(i_0 + \Delta, m)$

das Gleichungssystem

$$\begin{bmatrix} X_1(i_0 - \Delta) & Y_1(i_0 - \Delta) & X_1(i_0 - \Delta + 1) & Y_1(i_0 - \Delta + 1) & \cdots & X_1(i_0 + \Delta) & Y_1(i_0 + \Delta) \\ X_2(i_0 - \Delta) & Y_2(i_0 - \Delta) & X_2(i_0 - \Delta + 1) & Y_2(i_0 - \Delta + 1) & \cdots & X_2(i_0 + \Delta) & Y_2(i_0 + \Delta) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ X_M(i_0 - \Delta) & Y_M(i_0 - \Delta) & X_M(i_0 - \Delta + 1) & Y_M(i_0 - \Delta + 1) & \cdots & X_M(i_0 + \Delta) & Y_M(i_0 + \Delta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c(i_0 - \Delta, m) \\ d(i_0 - \Delta, m) \\ c(i_0 - \Delta + 1, m) \\ d(i_0 - \Delta + 1, m) \\ \vdots \\ c(i_0 + \Delta, m) \\ d(i_0 + \Delta, m) \end{bmatrix} = \dots$$

$$\dots = \begin{bmatrix} Y_1(m) \\ Y_2(m) \\ \vdots \\ Y_M(m) \end{bmatrix}$$

[0067] In kompakter Weise können die beiden Gleichungssysteme wie folgt dargestellt werden:

$$XY \cdot ab = X$$

und

$$XY \cdot cd = Y$$

[0068] Die unterstrichenen Symbole stellen dabei Matrizen oder Vektoren dar.

[0069] Die Anzahl der Gleichungen und somit die Anzahl der betrachteten FFT-Rahmen soll nun viel größer als die Anzahl der unbekannt Koeffizienten, also größer als $2 \cdot n$, sein. In diesem Fall können die Koeffizienten

nach dem Kriterium des kleinsten quadratischen Fehlers berechnet werden und man erhält:

$$ab = (XY^T \cdot XY)^{-1} \cdot XY^T \cdot X$$

sowie

$$cd = (XY^T \cdot XY)^{-1} \cdot XY^T \cdot Y$$

oder

$$ab = A \cdot X$$

sowie

$$cd = A \cdot Y$$

[0070] Dabei stellt das hochgestellte T den Transponierungsoperator dar.

[0071] Die Koeffizienten für den RFI-Kompensator erhält man mit Hilfe einer Multiplikation der Matrix A bestehend aus M Spalten und 2·n Zeilen mit dem Vektor X bzw. mit dem Vektor Y mit jeweils M Elementen. Die Koeffizienten der Matrix A können aus den Werten der Referenzkanäle mit Hilfe der Beziehung

$$A = (XY^T \cdot XY)^{-1} \cdot XY^T$$

berechnet werden. Die Elemente der Vektoren X und Y stellen unmittelbar die Realteilwerte bzw. die Imaginärteilwerte des zu kompensierenden Frequenzkanals der entsprechenden FFT Rahmen dar.

[0072] Bei einer reinen sinusförmigen Störung, wie zum Beispiel der in [Fig. 1](#) dargestellten Störung, können alle Störsignale der Nutzkanäle mit einem einzigen Referenzkanal vollständig kompensiert werden. In diesem Fall sind für die Kompensation jedes Nutzkanals lediglich jeweils vier reelle Koeffizienten erforderlich.

[0073] Bei einem rauschartigen, schmalbandigen Störsignal ist eine vollständige Kompensation der Nutzkanäle zwar nicht möglich, jedoch kann hier die Störung weitgehend reduziert werden. Dabei hängt die Reduktion vom Rauschsignal bzw. von der Bandbreite des Rauschsignals und von der Anzahl der Referenzträger ab. Wird lediglich ein Referenzträger für die Ermittlung des Kompensationssignal verwendet, ist die Qualität und damit die Güte der Kompensation geringer, jedoch ist auch der Aufwand für die Berechnung des Kompensationssignal signifikant kleiner. Mit steigender Anzahl der verwendeten Referenzträger steigt zwar die Qualität der Kompensation, jedoch ist dann auch der Berechnungsaufwand größer.

[0074] Untersuchungen der Anmelderin haben gezeigt, dass auch lediglich mit zwei Referenzträgern im Beobachtungsbereich bereits eine signifikante Reduzierung der RFI-Störung erzielt wird, wenn zum Beispiel als Referenzträger die beiden Träger am äußersten Rand des Beobachtungsbereichs verwendet werden. Für die zu kompensierenden Kanäle unterhalb der Schwerpunktfrequenz werden als Referenzkanal der Frequenzkanal $i_0 - \Delta$ und für die Kanäle oberhalb der Schwerpunktfrequenz der Frequenzkanal $i_0 + \Delta$ verwendet. Die erzielbare Störunterdrückung hängt hier von der Bandbreite der Störung sowie von der Größe des Beobachtungsbereichs ab, also wie viele Referenzkanäle dem Beobachtungsbereichs zugeordnet sind. Bei Verwendung lediglich zweier Referenzkanäle kann auch der Aufwand sowohl für die Berechnung der Kompensator-koeffizienten während der Initialisierungsphase als auch für die Kompensation im Datenbetrieb signifikant reduziert werden.

[0075] Im Folgenden wird einen RFI-Kompensator mit nur zwei Referenzkanälen betrachtet. Dabei wird für die Nutzkanäle unterhalb der Schwerpunktfrequenz der Schmalbandstörung der Kanal $i_0 - \Delta$ und für die Nutzkanäle oberhalb der Schwerpunktfrequenz der Kanal $i_0 + \Delta$ als Referenzkanal für den Kompensator ausgewählt. Für diesen Spezialfall ergibt sich die Berechnungsvorschrift für die Koeffizienten wie folgt.

[0076] Die Matrix XY vereinfacht sich zu einer (M×2)-Matrix der Form

$$\underline{\mathbf{XY}} = \begin{bmatrix} X_1(i_{ref}) & Y_1(i_{ref}) \\ X_2(i_{ref}) & Y_2(i_{ref}) \\ \vdots & \vdots \\ X_M(i_{ref}) & Y_M(i_{ref}) \end{bmatrix}$$

[0077] Die Nummer des Referenzkanals kann entweder $i_0 - \Delta$ oder $i_0 + \Delta$ sein.

[0078] Für die Matrix $(\mathbf{XY}^T \cdot \mathbf{XY})$ erhält man eine symmetrische (2×2) -Matrix, die in der Form

$$(\underline{\mathbf{XY}}^T \cdot \underline{\mathbf{XY}}) = \begin{bmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} \\ x_{2,1} & x_{2,2} \end{bmatrix}$$

darstellbar ist. Die Matrixelemente ergeben sich zu

$$x_{1,1} = \sum_{k=1}^M (X_k(i_{def}))^2,$$

$$x_{2,2} = \sum_{k=1}^M (Y_k(i_{def}))^2,$$

$$x_{1,2} = x_{2,1} = \sum_{k=1}^M X_k(i_{def}) \cdot Y_k(i_{def})$$

[0079] Für die dazu inverse Matrix erhält man

$$(\underline{\mathbf{XY}}^T \cdot \underline{\mathbf{XY}})^{-1} = \frac{1}{x_{1,1} \cdot x_{2,2} - x_{1,2}^2} \begin{bmatrix} x_{2,2} & -x_{1,2} \\ -x_{1,2} & x_{1,1} \end{bmatrix}$$

[0080] Durch eine Matrixmultiplikation lässt sich zunächst die A-Matrix berechnen. Danach lassen sich die unbekannt Koeffizientenvektoren ab und cd mit jeweils zwei Elementen bestimmen. Näherungsweise werden die beiden Koeffizientenvektoren zu einem komplexen Koeffizienten zusammengefasst. Mit den beiden Koeffizientenvektoren

$$\underline{ab} = \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix},$$

$$\underline{cd} = \begin{bmatrix} c \\ d \end{bmatrix}$$

ergibt sich dann die folgende Symmetriebedingung

$$a = d,$$

$$b = -c$$

[0081] Man erhält somit den komplexen Koeffizienten

$$\gamma = a + j \cdot b = d - j \cdot c$$

[0082] Für die Ermittlung des Kompensationssignal für jeden Nutzkanal sind also insgesamt vier reelle Multiplikationen erforderlich. Die Berechnungsvorschrift für den Real- und Imaginärteil des komplexen Kompensationskoeffizienten kann durch ein Gleichungssystem, das die beiden Gleichungssysteme für den reellen Ansatz zusammenfasst, angegeben werden.

[0083] Der erfindungsgemäße RFI-Kompensator **19** kann noch erweitert oder modifiziert werden. [Fig. 4](#) zeigt ein Blockschaltbild für ein zweites Ausführungsbeispiel zur Generierung eines einzigen Referenzkanals für den erfindungsgemäßen RFI-Kompensator **19**.

[0084] In dieser Modifikation wählt man als einzigen Referenzkanal **27** nicht einfach einen Kanal innerhalb des Beobachtungsbereichs **23**, wenngleich dies ebenfalls denkbar und vorteilhaft wäre. Vielmehr setzt man diesen Referenzkanal **27** aus mehreren oder alternativ aus allen Kanälen **23a–23d** innerhalb des Beobachtungsbereichs **23** zusammen. Eine Realisierung für ein solches erweitertes Verfahren wird nachfolgend kurz beschrieben.

[0085] Dabei wird ein beliebiger zu kompensierender Kanal **21a**, beispielsweise unterhalb der Störfrequenz betrachtet. Es sind also für die Kompensation eines einzigen Nutzkanals **21a** stets vier reelle Multiplikationen erforderlich. Dieser Referenzkanal **27** wird aus allen Kanälen **23a–23d** des Beobachtungsbereichs **23** zusammengesetzt.

[0086] Die Generierung des Referenzkanals **27** wird zunächst in zwei Anteile aufgeteilt. Der erste Anteil besteht nur aus einem einzelnen Kanal **23a** des Beobachtungsintervalls **23**, beispielsweise des Kanals **23a** am Rand des Beobachtungsintervalls **23**, also dem Kanal mit der Frequenznummer $i_0 - \Delta$. Bei der Kompensation eines Kanals **22a** oberhalb der Störfrequenz ist dies der Kanal mit der Frequenznummer $i_0 + \Delta$. Der zweite Anteil setzt sich aus einer gewichteten Summe der übrigen Kanäle **23b–23e** des Beobachtungsbereichs **23** zusammen. Dabei sind die Gewichtungsfaktoren α und β so gewählt, dass sich für den zweiten Anteil ein Wert des Kanals ergibt, der für den ersten Anteil herangezogen wird. Diese Gewichtungsfaktoren α und β werden in den Multiplikationseinrichtungen **29** mit den Werten eines jeweiligen Kanals **23b–23e** multipliziert und in einer Additionseinrichtung **30** zu einem einzigen Wert zusammengeführt, wobei hier Real- und Imaginärteil der einzelnen Kanäle **23b–23e** getrennt behandelt werden. Zur Generierung des einzigen Referenzkanals **27** wird der erste Anteil in jeweils einer Multiplikationseinrichtung **28** mit dem Gewichtungsfaktor k bewertet und in einer Additionseinrichtung **31** zu dem zweiten Anteil hinzu addiert, so dass sich daraus der Imaginärteil und der Realteil und damit der einzige Referenzkanal **27** ergibt, wobei auch hier wieder Real- und Imaginärteil getrennt zu behandeln sind.

[0087] Mit einer derartigen Anordnung kann die Reststörung signifikant verringert werden, obwohl nur ein einziger Referenzkanal **27** verwendet wird. Es ist hier allerdings ein etwas erhöhter Aufwand für die Generierung des einzigen Referenzkanals **27** erforderlich.

[0088] Die Gewichtungskoeffizienten α , β lassen sich in analoger Weise – wie oben für die Berechnung eines Koeffizientensatzes $a(n,m) - d(n,m)$ zur Kompensation eines Nutzsignals gezeigt ist – angeben. Diese Koeffizienten α , β können also so wie die Koeffizienten $a(n,m) - d(n,m)$ zur Kompensation der Nutzkanäle **21**, **22** während einer Testphase, in der keine Datenübertragung stattfindet, berechnet werden.

[0089] Zusätzlich oder alternativ lassen sich diese Gewichtungskoeffizienten α , β aber auch während des Betriebs bei Änderung der Eigenschaften der schmalbandigen Störung korrigieren, da zur Berechnung der Koeffizienten α , β nur die Kanäle **23b–23d** des Beobachtungsbereichs **23** herangezogen werden müssen und diese Kanäle **23b–23d** ohnehin nicht für die Datenübertragung vorgesehen sind. Dieser Modus wird nachfolgend auch als adaptive Kompensation bezeichnet.

[0090] Anhand des Blockschaltbildes in [Fig. 5](#) wird nachfolgend eine weitere modifizierte Anordnung eines erfindungsgemäßen RFI-Kompensators **19** dargestellt. Im Unterschied zu den Ausführungsbeispielen in den [Fig. 3](#) und [Fig. 4](#) wird in [Fig. 5](#) als Referenzkanal für einen zu kompensierenden Nutzkanal immer der diesem Kanal jeweils benachbarte Kanal herangezogen. Für Frequenzen oberhalb der Störfrequenz ist dies der nächst niedrigere Frequenzkanal, für Frequenzen unterhalb der Störfrequenz ist dies der nächst höhere Frequenzkanal. In diesem Fall muss der Referenzkanal auch nicht unbenutzt bleiben, sondern kann auch für die Datenübertragung verwendet werden. Da der Referenzkanal nun aus einem benutzten Kanal abgeleitet wird, muss der für die Korrektur erforderliche Störanteil der Schmalbandstörung mit Hilfe eines Entscheiders **41**, der die gesendeten Symbole schätzt, generiert werden.

[0091] Zunächst wird der erste Nutzkanal **43** ($i_0 - \Delta - 1$) unmittelbar unterhalb des Beobachtungsintervalls **23** kompensiert, also unterhalb des Referenzkanals **42** ($i_0 - \Delta$). Die Kompensation erfolgt hier jedoch unmittelbar nach dem Frequenzbereichsentzerrer **40**. In dem Frequenzbereichsentzerrer **40** wird das Signal dieses Nutzkanals **43** mit einem komplexen Wert multipliziert, um in bekannter Weise die im Nutzkanal **43** vorhandenen Verzerrungen auszugleichen. Daher ist es sinnvoll, den Referenzkanal **42**, der in diesem Fall den ersten un-

genutzten Kanal **42** im Beobachtungsbereich **23** darstellt, ebenfalls mit dem Frequenzbereichsentzerrer **40** zu bewerten.

[0092] Für die Kompensation werden die Werte des Referenzkanals **42** in Multiplikationseinrichtungen **44** mit den Koeffizienten $a(n,m)$ – $d(n,m)$ bewertet und – analog zu dem Ausführungsbeispiel in der [Fig. 3](#) – wird der so ermittelte Wert in den Verknüpfungseinrichtungen **45** von den entsprechenden Werten des Nutzkanals **43** abgezogen, wobei auch hier Real- und Imaginärteil der einzelnen Kanäle **42**, **43** wieder getrennt behandelt werden. Nach dieser Kompensation für den Nutzkanal **43**, bei dem der Kanal **42** als Referenzkanal fungiert hat, wird mit Hilfe eines Entscheiders **41** der tatsächlich gesendete Wert geschätzt. Die durch die schmalbandige Störung im Nutzkanal **43** verursachte Störung erhält man nun durch Differenzbildung der Werte vor der Kompensation, also nach dem Frequenzbereichsentzerrer **40**, und nach dem Entscheider **41**. Für diese Differenzbildung ist jeweils eine eigens dafür ausgebildete Einrichtung **46** zur Differenzbildung vorgesehen. Die dadurch gewonnenen Werte können wiederum als Referenzwerte zur Kompensation des nächsten Kanals **47** ($i_0 - \Delta - 2$) herangezogen werden, dass heißt für diesen Kanal **47** wird der dazu benachbarte Kanal **43** ($i_0 - \Delta - 1$) nun als Referenzkanal herangezogen.

[0093] Mit der Anordnung in [Fig. 5](#) erhält man insgesamt eine sehr geringe Reststörung, insbesondere in der Nähe der Störfrequenz.

[0094] In einer nicht dargestellten Modifikation können bei dieser Anordnung in [Fig. 5](#) die Koeffizienten $a(n,m)$ – $d(n,m)$ auch in geschlossener Form berechnet werden. Dabei wird wieder ein Kompensator mit nur einem Referenzkanal vorgegeben. Der Referenzkanal ist aber hier der benachbarte Kanal. Außerdem ist für die Berechnung der demodulierten Werte der Frequenzbereichsentzerrer **40** zu berücksichtigen. Diese stellen jeweils den Kehrwert der Kanalübertragungsfunktion bei der entsprechenden Frequenz dar und werden ebenfalls während des Verbindungsaufbaus berechnet.

[0095] Die Koeffizienten des erfindungsgemäßen RFI-Kompensators in [Fig. 5](#) mit den verschiedenen Varianten lassen sich vorteilhafterweise auch während der eigentlichen Datenübertragung nachstellen, da – wie eingangs vorausgesetzt – die Störung permanent einwirkt. Dies ist dann besonders zweckmäßig, wenn sich die Eigenschaften des Störsignals im Laufe der Zeit verändern, zum Beispiel aufgrund einer geringen Veränderung der Trägerfrequenz des Störers. Dazu ist während des Datenbetriebs für jeden Kanal ein Fehlersignal zu generieren, das sich aus der Differenz der Werte vor und nach dem Entscheider ergibt. Es handelt sich hier nicht um das gleiche Fehlersignal, das für die Kompensation mit der oben beschriebenen modifizierten Kompensatorstruktur mit den benachbarten Trägern als Referenzkanäle benötigt wird. Mit diesem Fehler werden die Koeffizienten des RFI-Kompensators adaptiert. Als Adaptionsalgorithmus kann zum Beispiel der LMS-Algorithmus (LMS = Least Mean Square), wie er beispielsweise zur Einstellung von Entzerrerkoeffizienten oder der Koeffizienten eines Echokompensators angewendet wird, herangezogen werden. Es sind auch vereinfachte Varianten des LMS-Algorithmus möglich, bei denen nur die Vorzeichen der Signale verarbeitet werden.

[0096] Die Wirksamkeit und die Vorteile der vorstehend beschriebenen, erfindungsgemäßen Kompensationsverfahrens werden nachfolgend anhand einiger Simulationsbeispiele, die von der Anmelderin durchgeführt wurden, beschrieben.

[0097] Für die Simulation werden DMT-Rahmen im Zeitbereich generiert, die der besseren Überprüfbarkeit der Wirksamkeit des erfindungsgemäßen Verfahrens nur Störsignale, jedoch keine Nutzdaten enthalten. Diese DMT-Rahmen werden mit einer geeigneten Fensterfunktion überlagert, mittels FFT in den Frequenzbereich transformiert und als Eingangssignale für den RFI-Kompensator verwendet.

[0098] Das schmalbandige Störsignal $u_{RFI}(k)$ wird in folgender Weise berechnet:

$$u_{RFI}(k) = g \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{f_0}{f_A} \cdot k\right) + (1 - g) \cdot \left(u_{TP}(k) \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{f_0}{f_A} \cdot k\right)\right)$$

[0099] Dabei stellt das Signal $u_{TP}(k)$ ein schmalbandiges Basisband-Rauschsignal (Tiefpass Signal) dar. k bezeichnet den Zeitindex, f_0 die Trägerfrequenz der Amplitudenmodulation und f_A die Abtastfrequenz des zeitdiskreten schmalbandigen Rauschsignals.

[0100] Man erhält somit ein amplitudenmoduliertes Zweiseitenbandsignal mit Trägerzusatz. Mit dem Parameter g kann dabei die Stärke des zugesetzten Trägers eingestellt werden. Mit $g = 1$ erhält man als Störsignal lediglich das Trägersignal und mit $g = 0$ ein reines Zweiseitenbandsignal ohne Trägerzusatz.

[0101] Fig. 6 zeigt die vorgegebene Spektralmaske im Tiefpassbereich (Fig. 6(a)), die spektrale Leistungsdichte des schmalbandigen Störsignals (Fig. 6(b)) und einen Ausschnitt aus dem Zeitsignal der schmalbandigen Störung (Fig. 6(c)).

[0102] Für das hier betrachtete Simulationsbeispiel sei $g = 0,15$. Als Trägerfrequenz für die Störung wird $f_0 = 264,5 \cdot \Delta f$ gewählt.

[0103] Diese Trägerfrequenz liegt somit genau zwischen zwei für die DMT-Datenübertragung verwendeten Trägerfrequenzen. Bezüglich einer Störbeeinflussung auf die Nachbarkanäle ergibt sich hier daher ein ungünstigstes (worst case) Fall-Beispiel. In diesem Fall erhält man nicht nur bei einer Frequenz nach der FFT im Empfänger ein Maximum, sondern bei zwei benachbarten Frequenzen jeweils etwa gleich große Störanteile. Dies wird auch aus Fig. 7, in dem das Störspektrum nach der Demodulation (FFT) im Empfänger in der Umgebung der Störfrequenz dargestellt ist, deutlich.

[0104] Es ist daher sinnvoll, für den Beobachtungsbereich den Bereich zwischen den Trägerfrequenzen $264 - \Delta$ und $265 + \Delta$ zu wählen. Weiterhin wird in dem Simulationsbeispiel ein Überlappungsbereich für die Fensterung vor der FFT im Empfänger von 4 Werten angenommen, wobei die Länge eines FFT Blockes 1024 Werte beträgt. Der gesamte Frequenzbereich nach der Demodulation reicht daher von der Frequenznummer 0 bis zur Frequenznummer 512.

[0105] Zunächst wird ein RFI-Kompensator mit einem einzigen Referenzkanal ohne Modifikation betrachtet. Als Referenzkanal wird dabei für die zu kompensierenden Frequenzkanäle unterhalb der Störfrequenz der Kanal mit der Frequenznummer $264 - \Delta$ und für die Frequenzkanäle oberhalb der Störfrequenz der Kanal mit der Frequenznummer $265 + \Delta$ verwendet.

[0106] Für die Berechnung der Kompensatoroeffizienten wurden zunächst 128 FFT Blöcke (Rahmen) simuliert und jeweils in den Frequenzbereich transformiert. Mit den daraus resultierenden Werten wurden dann nach den oben angegebenen Beziehungen die Koeffizienten für den Störkompensator bestimmt. Mit den sich damit ergebenden Koeffizienten wurde anschließend eine weitere Simulation über 256 FFT Rahmen durchgeführt und der mittlere Restfehler ermittelt.

[0107] Fig. 8 zeigt die sich daraus ergebende Reststörung in dB für einen erfindungsgemäßen RFI-Kompensator mit einem einzigen Referenzkanal. In Fig. 8(a) ist dabei die Frequenzskala im Bereich der Störfrequenz gedehnt dargestellt, sodass das Verhalten in der unmittelbaren Nähe der Störfrequenz besser erkennbar ist.

[0108] Die obere Kurve (Kurve a) zeigt das Störverhalten nach der FFT ohne Kompensation. Den resultierenden Restfehler mit einem einfachen RFI-Kompensator mit einem einzigen Referenzkanal zeigt die mittlere Kurve (Kurve b) in Fig. 8. Dabei wurde $\Delta = 1$ gewählt. Der Beobachtungsbereich enthält somit insgesamt vier Frequenzkanäle. Die jeweils unterste Kurve (Kurve c) in Fig. 8 zeigt den Restfehler, der sich mit einem Störkompensator mit einem modifizierten Referenzkanal ergibt. Dabei wurde für den im Fig. 4 definierten Faktor k der Wert $k = -0,1$ gewählt.

[0109] Mit dem einfachen erfindungsgemäßen RFI-Kompensator (Kurve b) erhält man – im Vergleich zu der Konstellation ohne Kompensation (Kurve a) – vorteilhafterweise eine Reduktion der Störung bis zu 12 dB in einem weiten Frequenzbereich um die Störfrequenz.

[0110] Mit dem erfindungsgemäß, zum Beispiel entsprechend den Beispielen in den Fig. 4 modifizierten RFI-Kompensator (Kurve c), der ebenfalls nur einen einzigen Referenzkanal verwendet, ergibt sich eine weitere Reduktion des Restfehlers um etwa 8 dB, sodass hier insgesamt die Störung bis zu 20 dB reduziert werden kann.

[0111] Obwohl die vorliegende Erfindung vorstehend anhand bevorzugter Ausführungsbeispiele beschrieben wurde, ist sie darauf nicht beschränkt, sondern ist auf vielfältige Weise modifizierbar.

[0112] Insbesondere ist die Erfindung nicht auf die vorstehenden Datenübertragungssysteme und Verfahren beschränkt, sondern lässt sich zum Zwecke der RFI-Kompensation auf sämtliche, auf Multiträger-Datenübertragung basierende Systeme und Verfahren erweitern. Insbesondere sei die Erfindung nicht auf eine VDSL-Datenübertragung beschränkt, sondern lässt sich auf sämtliche xDSL-Datenübertragungen erweitern. Denkbar sind auch mobile Anwendungen wie DAB (= Digital Audio Broadcasting) oder DVB-T (= Digital Video Broadcasting-Terrestrial) oder OFDM-basierte WLAN-Anwendungen (Wireless Local Area Network).

[0113] Es versteht sich, dass die Elemente der erfindungsgemäßen Kompensationseinrichtung sowie die angegebenen FFT-Module, IFFT-Module und Filter herkömmliche Hardware-Komponenten sind, die aber auch softwaremäßig realisiert werden können. Statt einer FFT- bzw. IFFT-Transformation lassen sich auch beliebig andere, für Mehrträgerübertragung geeignete Transformationen verwenden.

[0114] Insbesondere sei die Erfindung nicht auf die vorstehenden Zahlenangaben beschränkt, sondern lässt sich im Rahmen der Erfindung und des fachmännischen Wissens in beliebiger Weise abändern.

[0115] In der vorliegenden Patentanmeldung ist der Terminus "Kompensation von RFI-Störungen" immer auch als "Reduzierung von RFI-Störungen" zu verstehen.

Bezugszeichenliste

1	DMT-Übertragungssystem, VDSL-Übertragungssystem
2	senderseitigen Teil, Sender
3	empfängerseitigen Teil, Empfänger
4	Datenübertragungsstrecke
5	Seriell-/Parallelwandler
6	Codierer
7	IFFT-Block
8	Parallel-/Seriellwandler
9	Digital-/Analogwandler
10	Leitungstreiber
11	analoge Leitung
12	Entzerrer
13	Seriell-/Parallelwandler
14	FFT-Block
15	Empfangsfilter
16	Einrichtung
17	Parallel-/Seriellwandler
18	Block
19	Kompensationseinrichtung, RFI-Kompensator
20	Speichereinrichtung
21, 22	zu kompensierende Kanäle, Nutzkanäle
21a, 22a	Nutzkanäle
23	Beobachtungsbereich
23a–23d	Kanäle des Beobachtungsbereichs, Referenzkanäle
24	Verknüpfungseinrichtung, Additionseinrichtung
25	Multiplikationseinrichtung
27	Referenzkanal
28	Multiplikationseinrichtung
29	Multiplikationseinrichtungen
31	Additionseinrichtung
40	Frequenzbereichsentzerrer
41	Entscheider
42	Referenzkanal, Nutzkanal
43	Referenzkanal
44	Multiplikationseinrichtungen
45	Verknüpfungseinrichtungen
46	Einrichtung zur Differenzbildung
47	Kanal
a, b, c, d	kanalindividuelle Koeffizienten
K1R, K2R, K1I, K2I	kompensierte Signale

Patentansprüche

1. Verfahren zur Kompensation zumindest eines einem empfangenen DMT-Empfangssignal permanent überlagerten RFI-Störsignals bei einer DMT-Übertragung, bei dem das DMT-Empfangssignale in eine Vielzahl von Kanälen (**21–23**) aufgeteilt ist, von den ein erster Teil als Nutzkanäle (**21, 22**) für die Datenübertragung vorgesehen ist und ein zweiter Teil einen nicht für die Datenübertragung vorgesehenen Beobachtungsbereich

(23) definiert, bei dem zur Erzeugung eines Kompensationssignals zum Kompensieren des RFI-Störungssignals folgende Verfahrensschritte vorgenommen werden:

- (a) Bereitstellen zumindest eines Referenzkanals (23a–23d) aus der Vielzahl von Kanälen (21–23);
- (b) Bereitstellen von kanalindividuellen Koeffizienten ($a(n,m)$, $b(n,m)$, $c(n,m)$, $d(n,m)$) für zumindest einen zu kompensierenden Nutzkanal (21, 22), die eine Korrelation des einem jeweiligen Nutzkanal (21, 22) überlagerten RFI-Störsignals bezogen auf einen jeweiligen Referenzkanal (23a–23d) angeben;
- (c) Zur Generierung eines Kompensationssignals werden pro DMT-Rahmen für jeden zu kompensierenden Nutzkanal (21, 22) die Empfangssignale der Referenzkanäle (23a–23d) mit den kanalindividuellen Koeffizienten ($a(n,m)$, $b(n,m)$, $c(n,m)$, $d(n,m)$) bewertet und aufsummiert, wobei zur Generierung der Kompensationssignale jeweils ein benachbarter Kanal (43) des zu kompensierenden Nutzkanals (42) als Referenzkanal (43) herangezogen wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass für die Generierung des Kompensationssignals jeweils Real- und Imaginärteil getrennt behandelt werden.

3. Verfahren nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die kanalindividuellen Koeffizienten ($a(n,m)$, $b(n,m)$, $c(n,m)$, $d(n,m)$) nach folgenden Bezeichnungsschema dem jeweiligen Realteil und Imaginärteil des zu kompensierenden Nutzkanals (21, 22) abhängig von dem Realteil und Imaginärteil des jeweiligen Referenzkanals (23a–23d) zugeordnet werden:

		Referenzkanal n	
		Realteil	Imaginärteil
zu kompensierender Kanal m	Realteil	$a(n,m)$	$b(n,m)$
	Imaginärteil	$c(n,m)$	$d(n,m)$

4. Verfahren nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die kanalindividuellen Koeffizienten ($a(n,m)$, $b(n,m)$, $c(n,m)$, $d(n,m)$) während eines Testbetriebs, bei dem keine Daten gesendet und empfangen werden, aus dem Empfangssignal ermittelt werden.

5. Verfahren nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die kanalindividuellen Koeffizienten ($a(n,m)$, $b(n,m)$, $c(n,m)$, $d(n,m)$) adaptiv während der Datenübertragung ermittelt werden.

6. Verfahren nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass für jeden zu kompensierenden Nutzkanal (21, 22) jeweils vier kanalindividuellen Koeffizienten ($a(n,m)$, $b(n,m)$, $c(n,m)$, $d(n,m)$) ermittelt und abgespeichert werden.

7. Verfahren nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass ein einziger Referenzkanal (23a–23d) für alle zu kompensierenden Nutzkanäle (21, 22) vorgesehen ist.

8. Verfahren nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass zur Generierung der Kompensationssignale mehrere unbenutzte Kanäle (23a–23e) aus dem Beobachtungsbereich (23) zu dem einzigen Referenzkanal (27) verknüpft werden.

9. Verfahren nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass zur Generierung der Kompensationssignale nur Referenzkanäle (23a–23d) aus dem Beobachtungsbereich (23) herangezogen werden.

10. Verfahren nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass zur Generierung der Kompensationssignale ein Nutzkanal (43) als Referenzkanal (43) herangezogen werden, wobei der für die Korrektur erforderliche Störanteil dieses Referenzkanals (43) mit Hilfe eines Entscheiders (41), der das kompensierte Empfangssignal dieses Referenzkanals (43) schätzt, generiert wird und von dem nicht kompensierten frequenzentzerrten Empfangssignal dieses Referenzkanals (43) abzieht.

11. Verfahren nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Kompensationssignale für jeden DMT-Rahmen neu berechnet werden.

12. Verfahren nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Kompensationssignale von dem mit dem Störsignal überlagerten komplexen Empfangssignal subtrahiert wer-

den und daraus kompensierte Empfangssignal erzeugt werden.

13. Verfahren nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Berechnung der Kompensationssignale lediglich für solche zu kompensierende Nutzkanäle (**21**, **22**) außerhalb des Beobachtungsintervalls (**23**) erfolgt, bei denen der Betrag der Störleistungsdichte (P_{st}) des Störsignals und/oder der Kompensationssignale oberhalb einer vorgegebenen Schwelle liegt.

14. Verfahren nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass die vorgegebene Schwelle im Bereich zwischen 60 dB und 45 dB, insbesondere 50 dB, beträgt.

15. Verfahren nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Breite des verwendeten Beobachtungsintervalls (**23**) von der Art des Störsignals und/oder der Art der verwendeten Fensterung gewählt wird.

16. Verfahren nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Breite des verwendeten Beobachtungsintervalls (**23**) einstellbar ist.

17. Empfängerschaltung für ein DMT-Datenübertragungssystem,
– mit einer Empfangsschaltung zum Empfangen eines gesendeten Datensignals;
– mit einer der Empfangsschaltung nachgeschalteten FFT-Einrichtung (**14**), die zur Gewinnung spektraler Werte das DMT-Empfangssignal einer FFT unterzieht;
– mit einem der FFT-Einrichtung nachgeschalteten RFI-Kompensator (**19**), der unter Einsatz eines Verfahrens nach einem der vorstehenden Ansprüche eine Kompensation eines dem empfangenen Datensignal überlagerten Störsignals durchführt.

18. Empfängerschaltung nach Anspruch 17, dadurch gekennzeichnet, dass der RFI-Kompensator (**19**) eine Speichereinrichtung (**20**) aufweist, in der die kanalindividuellen Koeffizienten ($a(n,m)$, $b(n,m)$, $c(n,m)$, $d(n,m)$) abgelegt sind.

Es folgen 8 Blatt Zeichnungen

FIG 1

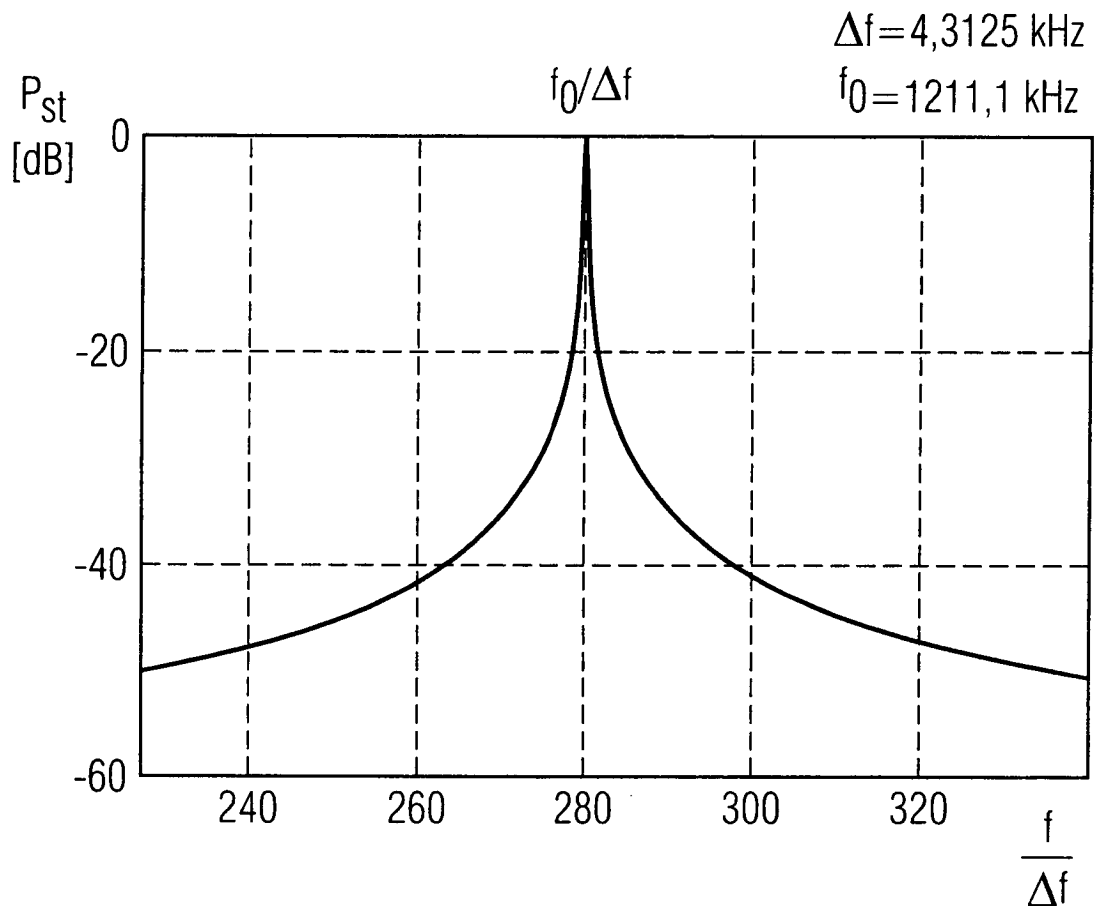


FIG 2

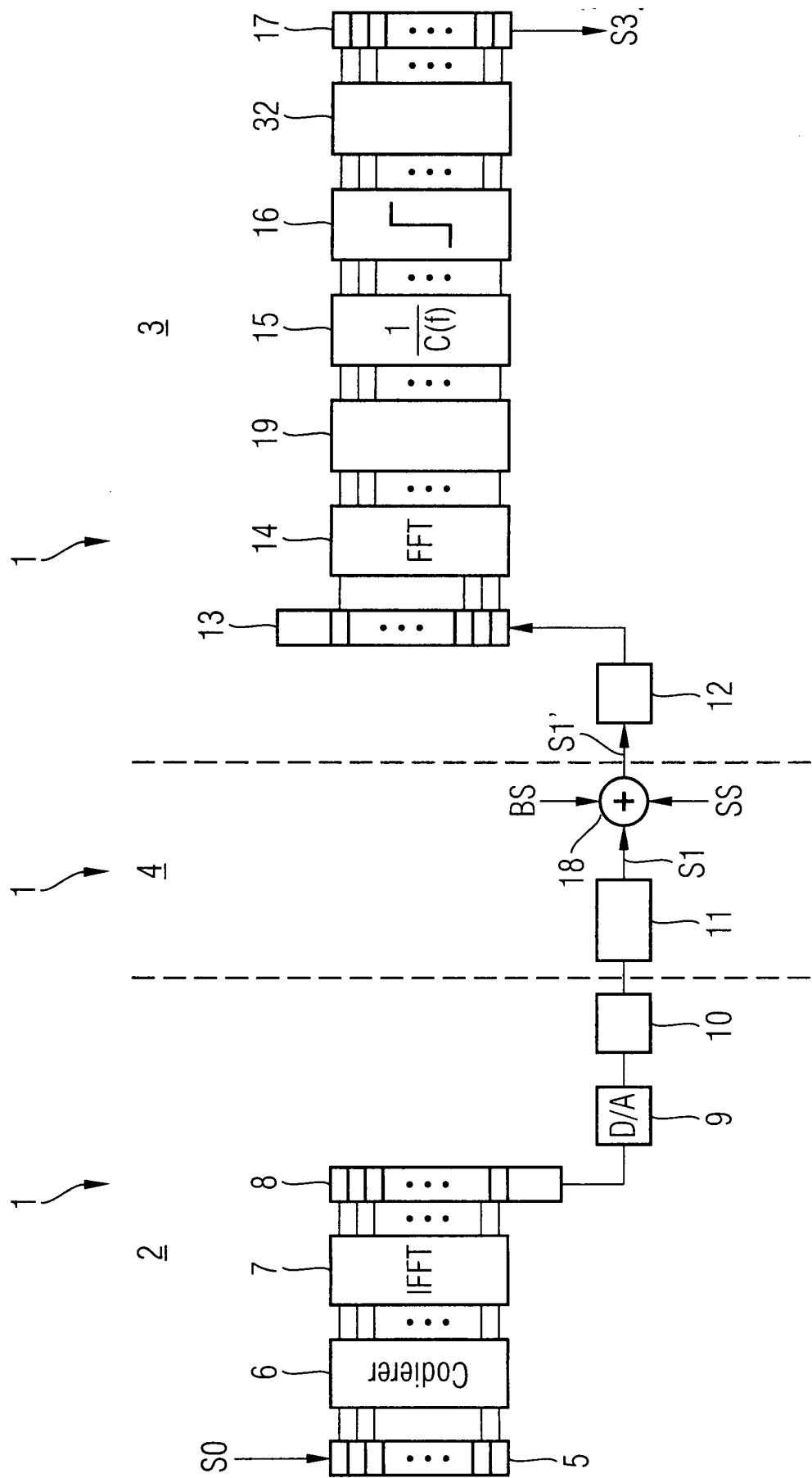
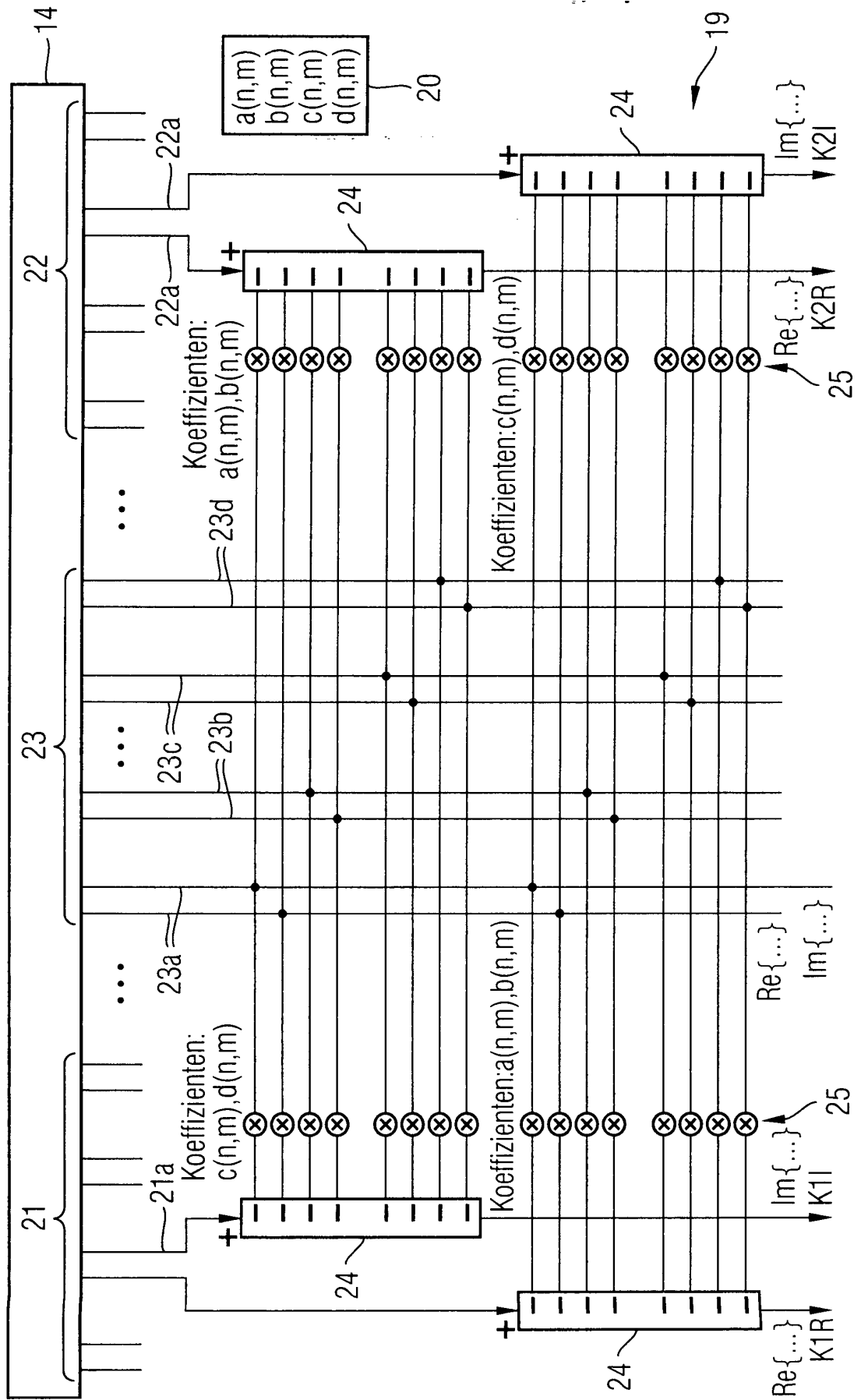


FIG 3



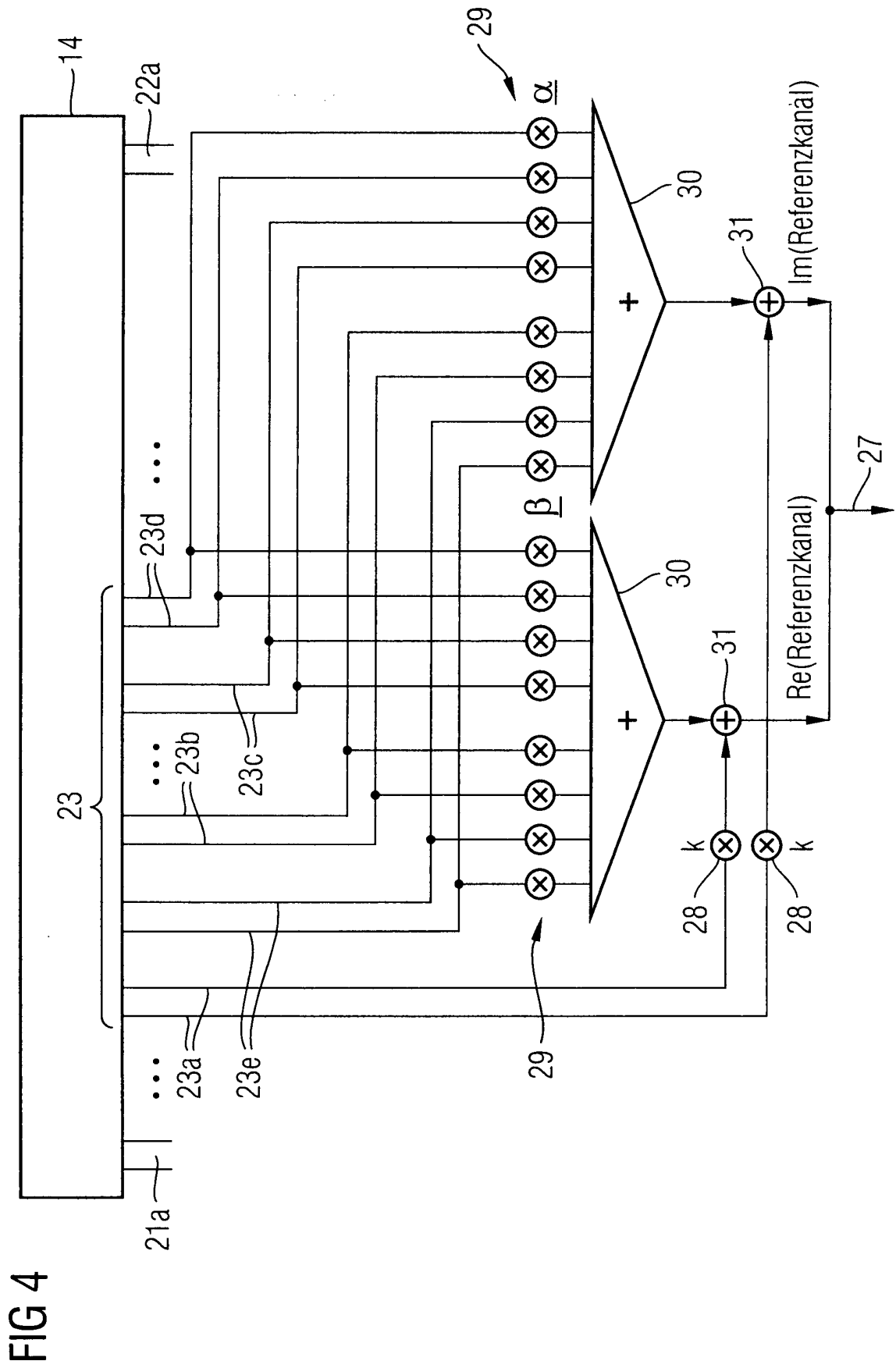


FIG 6A

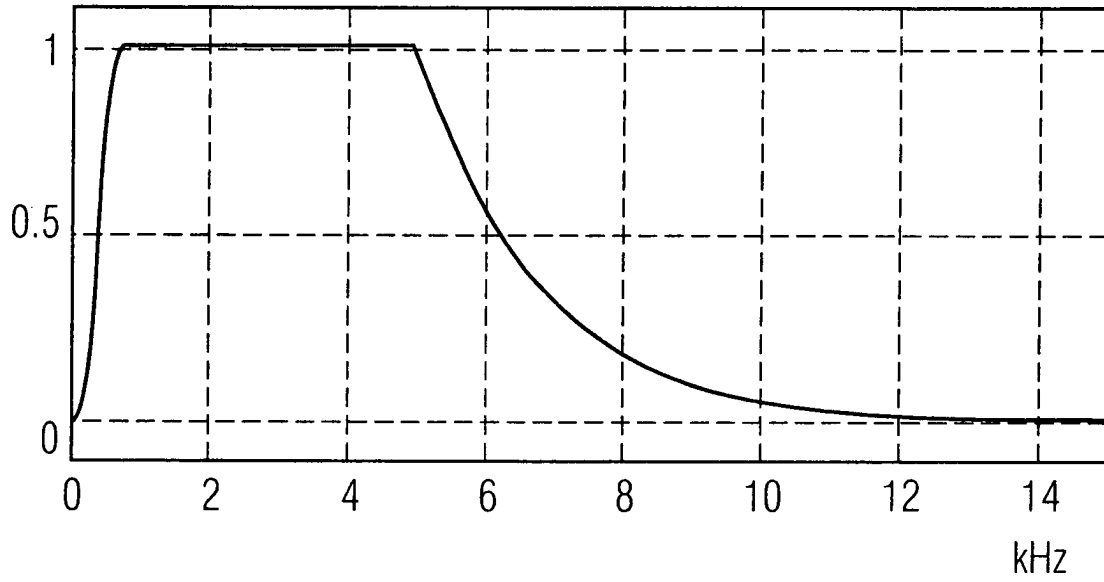


FIG 6B

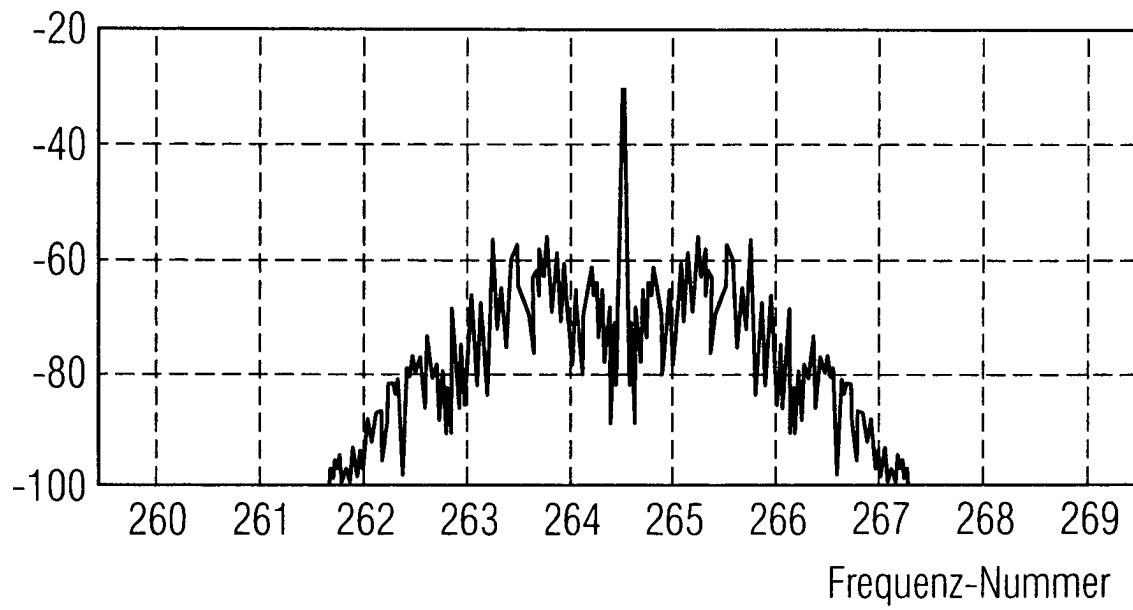


FIG 6C

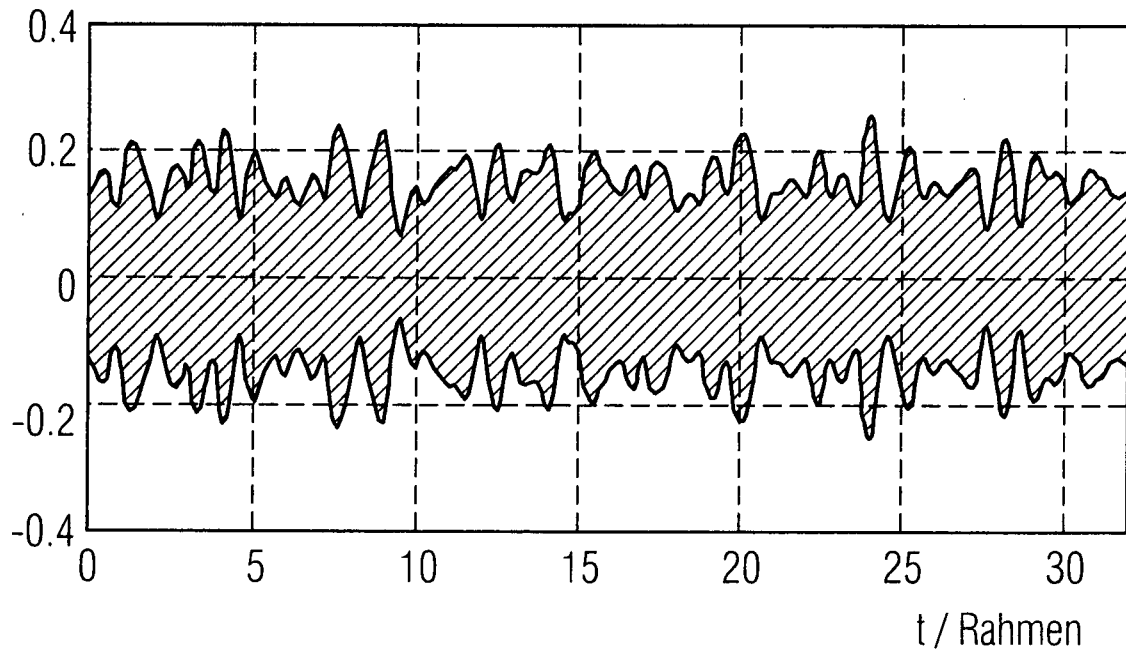


FIG 7

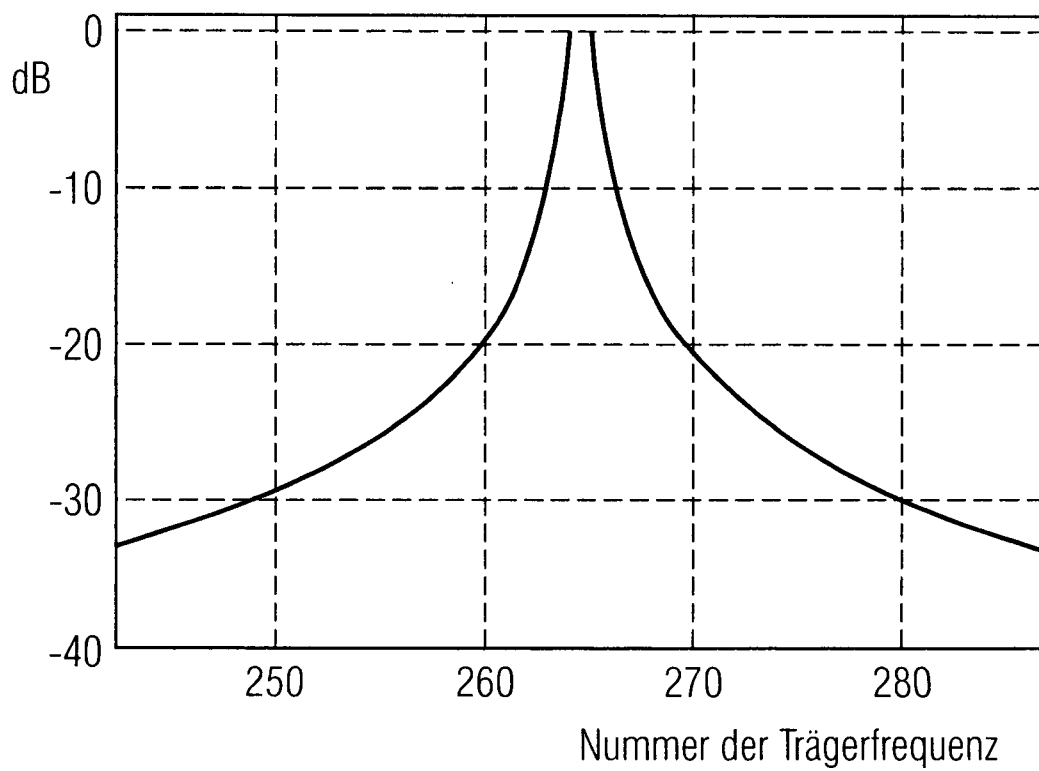


FIG 8A

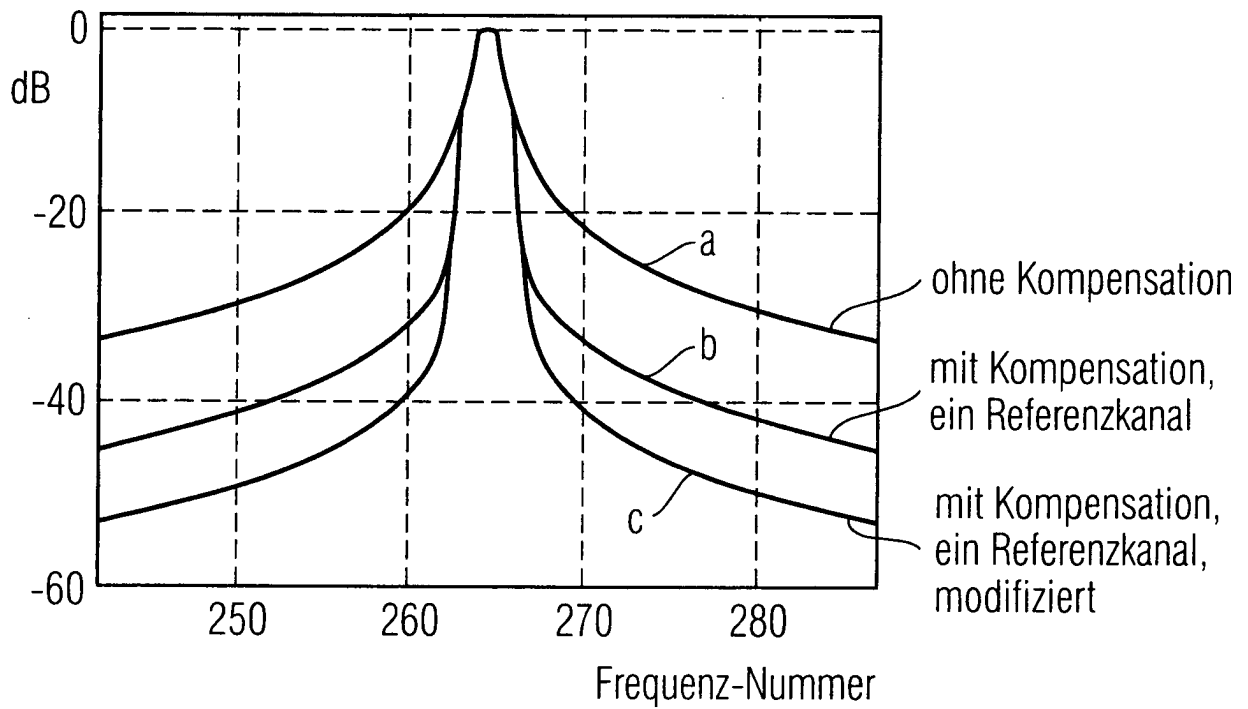


FIG 8B

