



(19)
 Bundesrepublik Deutschland
 Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 10 2004 054 070 A1** 2006.05.18

(12)

Offenlegungsschrift

(21) Aktenzeichen: **10 2004 054 070.5**

(22) Anmeldetag: **09.11.2004**

(43) Offenlegungstag: **18.05.2006**

(51) Int Cl.⁸: **H04B 1/62** (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

H04J 11/00 (2006.01)

H04L 5/06 (2006.01)

(71) Anmelder:
Infineon Technologies AG, 81669 München, DE

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

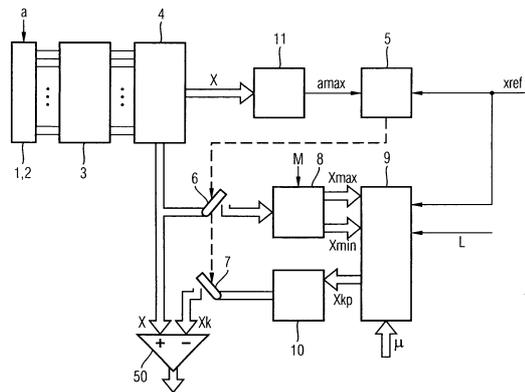
(74) Vertreter:
**Patent- und Rechtsanwälte Kraus & Weisert,
 80539 München**

Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

(54) Bezeichnung: **Verfahren und Vorrichtung zur Verringerung des Crestfactors eines Signals**

(57) Zusammenfassung: Es wird ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Reduzieren des Crestfactors eines Signals bereitgestellt, wobei ein Korrektursignal als Kombination einer Mehrzahl von Teilkorrektursignalen mit jeweiligen vorgegebenen Frequenzen erzeugt wird und ein Signal mit reduziertem Crestfaktor als Differenz zwischen dem Korrektursignal (X_k) und dem Signal (X) ausgegeben wird. Erfindungsgemäß werden die jeweiligen vorgegebenen Frequenzen derart gewählt, dass das Korrektursignal mit einer Periodenlänge, welche kleiner ist als eine Länge des Signals, periodisch ist. Dementsprechend wird erfindungsgemäß nur eine Periode (X_{kp}) des Korrektursignals bestimmt und dann das Korrektursignal als periodische Fortsetzung der einen Periode bestimmt. Hierdurch kann ein Rechenaufwand insbesondere bei VDSL-Systemen deutlich reduziert werden.



Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Verringern des Crestfaktors eines Signals, wobei der Crestfaktor das Verhältnis des Spitzenwerts zum durchschnittlichen Wert des Signals ist. Insbesondere bezieht sie sich auf ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Verringern des Crestfaktors eines Kommunikationssignals, welches basierend auf einem Mehrträgerverfahren wie der diskreten Multiton-Modulation (DMT) übertragen wird. Derartige Mehrträgerverfahren werden insbesondere bei xDSL-Kommunikationssysteme (Digital Subscriber Line) wie ADSL-(Asymmetric Digital Subscriber Line) oder VDSL-(Very High Bit Rate Digital Subscriber Line) Systemen und unter der Bezeichnung ODFM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) auch beim digitalen Rundfunk (DAB, Digital Audio Broadcast) eingesetzt.

Stand der Technik

[0002] In Fig. 13 ist ein derartiges Mehrträgerübertragungssystem schematisch dargestellt. Ein serieller digitaler Datenstrom a wird dabei einem Seriell/Parallel-Wandler **1** zugeführt, welcher den seriellen digitalen Datenstrom a in Datenpakete mit $N/2$ Unterpaketen aufteilt, wobei N eine gerade Zahl ist. Jeweils ein Datenpaket wird parallel an einen Codierer **2** übertragen, welcher jedes der Unterpakete auf einen eigenen Träger mit einer vorgegebenen Trägerfrequenz („Ton“) moduliert, beispielsweise mit dem Verfahren der Quadraturamplitudenmodulation (QAM). Hierdurch wird ein erster digitaler Signalvektor erzeugt, welcher einer Einrichtung zur inversen Fouriertransformation **3** zugeführt wird. Durch inverse Fouriertransformation des ersten digitalen Signalvektors wird ein zweiter digitaler Signalvektor erzeugt, welcher N Abtastwerte eines Sendesignals umfasst. Diesem zweiten digitalen Signalvektor werden gegebenenfalls (beispielsweise im Fall von VDSL) noch eine Prefix und eine Suffix zugefügt, und der zweite digitale Signalvektor wird dann einem Parallel/Seriell-Wandler **4** zugeführt, welcher die entsprechenden Abtastwerte seriell ausgibt. Der zweite digitale Signalvektor wird auch als IFFT-Rahmen oder DMT-Rahmen („Frame“) bezeichnet.

[0003] Die Abtastwerte werden mit einem digitalen Filter **35** gefiltert, mit einem Digital/Analog-Wandler **36** in ein analoges Signal umgewandelt und in einer Treiberstufe **37** („Line Driver“) verstärkt. Das so erzeugte analoge Sendesignal wird über einen Übertragungskanal **38** übertragen, wobei dem Signal ein Rauschen b hinzugefügt wird, was durch einen Addierer **39** symbolisiert wird. Auf der Empfängerseite wird das so empfangene Signal einer Anordnung **40** zugeführt, welche einen Entzerrer, Filter sowie einen Analog/Digital-Wandler umfasst. Dann wird das Signal decodiert, indem im Wesentlichen die umgekehrten Schritte wie auf Sendeseite durch die Blöcke **1–4** durchgeführt werden, wozu ein Seriell/Parallel-Wandler **30**, eine Einrichtung zur Fouriertransformation **31**, ein Decoder **32**, ein Slicer bzw. Entscheider **33** und ein Parallel/Seriell-Wandler **34** vorgesehen sind. Der Parallel/Seriell-Wandler **34** gibt schließlich einen Empfangsdatenstrom a' aus, welcher – falls keine Übertragungsfehler auftreten – mit dem Sendedatenstrom a übereinstimmt.

[0004] Ein derartiges Kommunikationssystem ist beispielsweise aus der US 6,529,925 B1 bekannt.

[0005] Da das über den Übertragungskanal **38** übertragene Sendesignal aus einer Vielzahl von unterschiedlichen Signalen, insbesondere Sinussignalen, mit verschiedenen Trägerfrequenzen zusammengesetzt ist, deren jeweilige Amplituden und Phasen durch den seriellen Datenstrom a bestimmt werden und somit keine vorgegebenen Beziehungen zueinander aufweisen, weist die Amplitude des Sendesignals näherungsweise eine Gaußsche Verteilung auf. Kurve **41** aus Fig. 14 zeigt die Wahrscheinlichkeit p des Auftretens einer Amplitude A des Sendesignals, welche durch eine Simulation für ein mit dem Verfahren der diskreten Multitonmodulation (DMT) modulierte Sendesignal mit einer Rahmenlänge von 256 berechnet wurde.

[0006] Bei dieser Gaußschen Verteilung ist der Crestfaktor des Sendesignals relativ hoch, d.h., verglichen mit dem Durchschnittswert der Amplitude können sehr hohe Maximalamplituden auftreten. Da die Blöcke **35**, **36**, **37** und **39** aus Fig. 13, insbesondere die Digital/Analog-Wandler bzw. Analog/Digital-Wandler und die Treiberstufen, zur Verarbeitung sämtlicher möglicher Amplitudenwerte, d.h. auch der Maximalamplitudenwerte, ausgelegt sein müssen, ist hier ein relativ hoher Realisierungsaufwand nötig, welcher eine große Chipfläche benötigt und somit zusätzliche Kosten verursacht. Daher ist es wünschenswert, den Crestfaktor, insbesondere die maximale Amplitude, zu verringern.

[0007] Hierzu sind neben Verfahren, welche die maximale Amplitude auf Kosten einer Störung des Signals reduzieren, Verfahren bekannt, welche eine oder mehrere der Trägerfrequenzen dazu benutzen, das Sendesignal derart zu modifizieren, dass die maximale Amplitude verringert wird. Die für diesen Zweck benutzten Trägerfrequenzen können nicht oder nur teilweise für die tatsächliche Datenübertragung benutzt werden.

[0008] Beispielsweise ist aus der US 6,424,681 B1 ein Verfahren zur Verringerung des Crestfaktors unter Benutzung einer Mehrzahl von Trägerfrequenzen bekannt. Diese Trägerfrequenzen sind bevorzugt gleichmäßig über den gesamten nutzbaren Frequenzbereich verteilt. Aus diesen Trägerfrequenzen wird ein normalisiertes Korrektursignal, ein so genannter Kernel, erzeugt, welcher eine möglichst „Dirac-ähnliche“ Form aufweist, d.h. im Wesentlichen ein einziges Maximum umfasst. Um ein Sendesignal zu korrigieren, wird die Phase und die Amplitude dieses Korrektursignals mit einem geeigneten Skalierungsfaktor angepasst. Das so angepasste Korrektursignal wird von dem Sendesignal abgezogen, was iterativ wiederholt werden kann, um mehrere Spitzenwerte des Sendesignals zu verringern.

[0009] Aus der US 6,529,925 B1 ist ein Verfahren zur Verringerung des Crestfaktors bekannt, bei welcher allein die Nyquistfrequenz als Trägerfrequenz zur Korrektur verwendet wird, das heißt die letzte Frequenz der inversen Fouriertransformation, welche bei ADSL-Systemen nicht zur Datenübertragung benutzt wird. Da jedoch nur eine einzige Trägerfrequenz zur Korrektur verwendet wird, ist die Leistungsfähigkeit dieses Verfahrens begrenzt. Weiterhin ist dieses Verfahren nicht auf VDSL-Signale anwendbar, da die Nyquistfrequenz hier außerhalb des benutzbaren Frequenzbereichs sowohl für Downstream- als auch für Upstream-Übertragung liegt.

[0010] Insbesondere bei VDSL-Systemen tritt weiterhin das Problem auf, dass die Rahmenlänge, d.h. die Anzahl von Abtastwerten in einem DMT-Rahmen, mit 8192 Abtastwerten sehr groß ist und dementsprechend auch ein Korrektursignal bzw. ein Korrekturvektor mit 8192 Abtastwerten berechnet werden muss, was relativ aufwändig ist.

Aufgabenstellung

[0011] Es ist daher eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein Verfahren und eine Vorrichtung zur Verringerung des Crestfaktors eines Signals bereitzustellen, wobei insbesondere ein Crestfaktor von VDSL-Signalen und anderen DMT-modulierten Signalen mit großer Rahmenlänge mit möglichst geringem Rechenaufwand verringert werden soll.

[0012] Diese Aufgabe wird gelöst durch ein Verfahren nach Anspruch 1 und eine Vorrichtung nach Anspruch 20. Die abhängigen Ansprüche definieren vorteilhafte oder bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung.

[0013] Erfindungsgemäß wird ein Verfahren zum Reduzieren des Crestfaktors eines Signals vorgeschlagen, wobei ein Korrektursignal als Kombination einer Mehrzahl von Teilkorrektursignalen mit jeweiligen vorgegebenen Frequenzen erzeugt wird und das Korrektursignal von dem Signal subtrahiert wird, um ein korrigiertes Signal mit reduziertem Crestfaktor zu erzeugen. Dabei werden die jeweiligen vorgegebenen Frequenzen derart ausgewählt, dass das Korrektursignal mit einer Periodenlänge, welche kleiner ist als eine Länge des Signals, periodisch ist. Zum Erzeugen des Korrektursignals wird dann eine Periode des Korrektursignals bestimmt und das Korrektursignal als periodische Fortsetzung der einen Periode bestimmt.

[0014] Dementsprechend muss nur eine Periode des Korrektursignals bestimmt werden, was den Rechenaufwand für die Bestimmung des Korrektursignals deutlich reduziert. Die Periodenlänge des Korrektursignals kann dabei insbesondere die Länge des Signals geteilt durch eine ganze Zahl sein.

[0015] Das Signal kann ein digitales Signal mit einer vorgegebenen Anzahl N von Abtastwerten sein. Insbesondere kann $N = 2^n$ sein. In diesem Fall werden die jeweiligen vorgegebenen Frequenzen bevorzugt in der Form $2^\lambda \cdot v \cdot f_0$ gewählt, wobei λ und v ganze Zahlen, $\lambda < n$, und f_0 ein vorgegebener Frequenzabstand sind.

[0016] Hierdurch weisen alle Teilkorrektursignale eine Periodenlänge $2^{n-\lambda}$ auf.

[0017] Zur Bestimmung der Teilkorrektursignale und somit des Korrektursignals kann dabei mindestens ein Hilfssignal bestimmt werden, welches eine Länge einer Periode des Korrektursignals aufweist und maximale und/oder minimale Werte des Signals enthält. Die Periode des Korrektursignals wird dann zunächst zur Korrektur dieses mindestens einen Hilfssignals bestimmt.

[0018] Dabei kann insbesondere eine Amplitude und eine Phase der Teilkorrektursignale derart bestimmt werden, dass ein Maximum der Teilkorrektursignale mit einer maximalen absoluten Amplitude des mindestens einen Hilfssignals übereinstimmt. Ein so bestimmtes Teilkorrektursignal kann dann von dem mindestens einen Hilfssignal subtrahiert werden, um ein neues mindestens ein Hilfssignal für ein ggf. folgenden weiteren Iterati-

onsschritt zu bestimmen.

[0019] Es ist aber prinzipiell auch möglich, aus der Mehrzahl von Teilkorrektursignalen mit den jeweiligen vorgegebenen Frequenzen ein Zwischenkorrektursignal zu bestimmen, welches möglichst nur ein ausgeprägtes Maximum aufweist, und die Periode des Korrektursignals durch Phasenverschiebung und Amplitudenanpassung dieses Zwischenkorrektursignals zu bestimmen.

[0020] Um Auswirkungen eines Sendefilters oder anderer Einheiten, welche das korrigierte Signal verarbeiten, zu berücksichtigen, kann die Bestimmung des Korrektursignals unter Verwendung einer Nachbildung des Sendefilters bzw. der entsprechenden Einheiten vorgenommen werden, so dass Auswirkungen des Sendefilters auf Maximalwerte des Signals berücksichtigt werden können.

Ausführungsbeispiel

[0021] Die Erfindung wird nachfolgend unter Bezugnahme auf die beigefügte Zeichnung anhand eines bevorzugten Ausführungsbeispiels näher erläutert. Es zeigen:

[0022] [Fig. 1](#) ein Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Vorrichtung zur Reduzierung des Crestfaktors,

[0023] [Fig. 2](#) ein Flussdiagramm eines erfindungsgemäßen Verfahrens zur Reduzierung des Crestfaktors,

[0024] [Fig. 3](#) ein Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Vorrichtung zur Reduzierung eines Crestfaktors unter Berücksichtigung eines Sendefilters,

[0025] [Fig. 4A](#) und [Fig. 4B](#) Frequenzbereiche von VDSL-Signalen, wobei [Fig. 4A](#) eine Downstream-Richtung und [Fig. 4B](#) eine Upstream-Richtung zeigt,

[0026] [Fig. 5](#) Abtastwerte eines DMT-Rahmens,

[0027] [Fig. 6](#) Maximal- und Minimalwerte der Abtastwerte aus [Fig. 5](#),

[0028] [Fig. 7](#) Maximal- und Minimalwerte des Signals aus [Fig. 5](#) in Abhängigkeit von einer Anzahl von Iterationen des erfindungsgemäßen Verfahrens,

[0029] [Fig. 8](#) Abtastwerte eines weiteren DMT-Rahmens,

[0030] [Fig. 9](#) Maximal- und Minimalwerte der Abtastwerte aus [Fig. 8](#),

[0031] [Fig. 10](#) Maximal- und Minimalwerte der Abtastwerte von [Fig. 8](#) in Abhängigkeit von einer Anzahl von Iterationen des erfindungsgemäßen Verfahrens,

[0032] [Fig. 11A](#) und [Fig. 11B](#) Simulationsergebnisse des erfindungsgemäßen Verfahrens in Downstream-Richtung,

[0033] [Fig. 12A](#) und [Fig. 12B](#) Simulationsergebnisse des erfindungsgemäßen Verfahrens in Upstream-Richtung,

[0034] [Fig. 13](#) eine Kommunikationsvorrichtung gemäß dem Stand der Technik, und

[0035] [Fig. 14](#) eine Wahrscheinlichkeitsverteilung für Amplitudenwerte bei DMT-Modulation.

[0036] Wie bereits in der Beschreibungseinleitung dargelegt, werden bei Mehrträgermodulationsverfahren wie der diskreten Multitonmodulation (DMT) Daten parallel auf eine Mehrzahl von Trägerfrequenzen bzw. Tönen aufmoduliert und dann durch eine inverse Fouriertransformation Abtastwerte eines Sendesignals erzeugt. Bei Verfahren wie ADSL oder VDSL, bei welchen benachbarte Trägerfrequenzen einen konstanten Frequenzabstand f_0 aufweisen, können die Trägerfrequenzen dabei in der Form $\mu \cdot f_0$ geschrieben werden, wobei μ eine Nummer der jeweiligen Trägerfrequenz bzw. des jeweiligen Trägers ist. Im Folgenden wird der Wert μ allgemein für die Bezeichnung der Trägerfrequenzen verwendet.

[0037] Wie bei den in der Beschreibungseinleitung dargestellten Verfahren zur Reduzierung des Crestfaktors eines Signals wird auch bei dem im Folgenden beschriebenen erfindungsgemäßen Verfahren eine Anzahl von Trägerfrequenzen zur Korrektur des Signals verwendet, das heißt, Amplitude und Phase der entsprechenden Träger werden nicht zur Übertragung von Daten moduliert, sondern derart bestimmt, dass der Crestfaktor des Signals möglichst verringert wird. Diese zur Korrektur verwendeten Trägerfrequenzen werden im Folgenden auch als Korrekturfrequenzen bezeichnet.

[0038] Wie in der Beschreibungseinleitung beschrieben wird bei der diskreten Multitonmodulation ein so genannter DMT-Rahmen mit N Abtastwerten eines Sendesignals erzeugt. Diese N Abtastwerte können als Vektor X mit den Abtastwerten als Komponenten $x(k)$, $k = 1 \dots N$ geschrieben werden, also

$$x = [x(1), x(2), \dots, x(N)]^T. \quad (1)$$

[0039] Generell werden im Folgenden mit Großbuchstaben Vektoren und mit Kleinbuchstaben deren Komponenten bezeichnet.

[0040] Ein Teilkorrektursignal, welches auf einer Trägerfrequenz μ beruht, kann als Vektor $Xk^{(\mu)}$ mit Komponenten

$$xk^{(\mu)}(k) = c_\mu \cdot \cos\left(2\pi\mu \frac{k-1}{N} + \varphi_\mu\right) \quad (2)$$

geschrieben werden, wobei μ die Nummer der jeweiligen Korrekturfrequenz bzw. die Nummer des jeweiligen Korrekturträgers, c_μ eine Amplitude und φ_μ eine Phase des Teilkorrektursignals darstellt. k entspricht der Nummer des jeweiligen Abtastwertes und somit im Wesentlichen der Zeit, da die Abtastwerte zeitlich hintereinander gesendet werden.

[0041] Ein Korrekturvektor Xk zur Reduzierung des Crestfaktors des Vektors X ergibt sich dann als Superposition der Teilkorrekturvektoren, also

$$Xk = \sum_{\mu} Xk^{(\mu)}, \quad (3)$$

wobei über alle zur Korrektur verwendeten Frequenzen μ summiert wird.

[0042] Erfindungsgemäß werden die Korrekturfrequenzen nun derart gewählt, dass der Korrekturvektor Xk periodisch mit einer Periode kleiner als die Anzahl N der Elemente $x(k)$ des Vektors X ist.

[0043] Bei dem bevorzugten Ausführungsbeispiel der diskreten Multitonmodulation kann dabei ausgenutzt werden, dass N immer eine Zweierpotenz ist, das heißt

$$N = 2^n, \quad (4)$$

wobei n eine natürliche Zahl ist, was an der bei der diskreten Multitonmodulation wie in der Beschreibungseinleitung erläutert verwendeten inversen schnellen Fouriertransformation bzw. schnellen Fouriertransformation liegt. Wählt man die Korrekturfrequenzen nun so, dass

$$\mu = 2^{\lambda} \cdot \nu \quad (5)$$

gilt, wobei λ und μ natürliche Zahlen sind, ergibt sich für die Komponenten des Vektors $Xk^{(\mu)}$

$$xk^{(\mu)}(k) = c_\mu \cos\left(2\pi 2^{\lambda} \nu \frac{k-1}{2^n} + \varphi_\mu\right) \quad (6)$$

oder

$$xk^{(\mu)}(k) = c_\mu \cos\left(2\pi \nu \frac{k-1}{2^{n-\lambda}} + \varphi_\mu\right). \quad (7)$$

[0044] Wie aus Gleichung (7) ersichtlich ist der Teilkorrekturvektor $X_k^{(u)}$ periodisch, das heißt die Komponenten des Teilkorrekturvektors $X_k^{(u)}$ wiederholen sich mit der Periode $M = 2^{n-\lambda}$. Werden entsprechend nur Korrekturfrequenzen gemäß Gleichung (5) ausgewählt, gilt diese Periode für alle Teilkorrekturvektoren $X_k^{(u)}$ und somit auch für den Korrekturvektor X_k . Somit muss nur ein Periode, das heißt M Werte, des Korrekturvektors X_k berechnet werden, der gesamte Korrekturvektor kann dann durch periodische Fortsetzung dieser Werte bestimmt werden. Hierdurch wird der Rechenaufwand zur Bestimmung des Korrekturvektors insbesondere bei Systemen, bei welchen n groß ist, beispielsweise VDSL-Systemen, deutlich verringert.

[0045] Im Folgenden soll anhand eines bevorzugten Ausführungsbeispiels dargestellt werden, wie ein derartiger Korrekturvektor bei einer Wahl von Trägerfrequenzen gemäß Gleichung (5) bestimmt werden kann. [Fig. 1](#) zeigt eine erfindungsgemäße Vorrichtung hierzu. Dabei sind Elemente, welche die gleiche oder eine entsprechende Funktion wie Elemente in der bereits in der Beschreibungseinleitung beschriebenen [Fig. 13](#) durchzuführen, mit den gleichen Bezugszeichen gekennzeichnet.

[0046] Insbesondere wird bei der Vorrichtung in [Fig. 1](#) ebenso wie in der Vorrichtung von [Fig. 13](#) ein serieller digitaler Datenstrom a einem Seriell/Parallel-Wandler **1** zugeführt, welcher den seriellen digitalen Datenstrom a in Datenpakete mit $N/2$ Unterpaketen aufteilt, wobei N entsprechend Gleichung (4) die Form 2^n aufweist. In einem Codierer **2**, welcher hier zusammen mit dem Seriell-Parallel-Wandler **1** als ein Block dargestellt ist, wird jeweils ein Unterpaket eines Datenpakets parallel auf einen eigenen Träger mit einer vorgegebenen Trägerfrequenz moduliert, im Falle der diskreten Multitonmodulation mit dem Verfahren der Quadraturamplitudenmodulation. Ein so erzeugter erster digitaler Signalvektor wird einer Einrichtung zur inversen Fouriertransformation **3** zugeführt, in welcher durch inverse Fouriertransformation, insbesondere inverse schnelle Fouriertransformation (IFFT), der Signalvektor X aus Gleichung (1) erzeugt wird. Dieser wird einem Parallel/Seriell-Wandler **4** zugeführt, welcher die Elemente $x(k)$ des Signalvektors X seriell ausgibt.

[0047] Der Signalvektor X wird Maximumbestimmungsmitteln **11** zugeführt, welche ein Maximum a_{\max} der Beträge der Werte des Vektors X bestimmen, das heißt

$$a_{\max} = \max\{|x(k)|\}; k = 1 \dots N. \quad (8)$$

[0048] Dabei bezeichnen im Rahmen dieser Anmeldung geschweifte Klammern stets eine Menge, d.h. $\{|x(k)|\}$ steht für $\{|x(1)|, |x(2)|, \dots, |x(N)|\}$.

[0049] Dieser Maximalwert a_{\max} wird in Vergleichsmitteln **5** mit einem vorgegebenen Referenzwert x_{ref} verglichen. Ist a_{\max} kleiner als x_{ref} , so ist keine Erzeugung eines Korrekturvektors nötig, da a_{\max} , welches einen Spitzenwert des Signalvektors X darstellt, innerhalb vorgegebener Schranken liegt. Daher steuern in diesem Fall die Vergleichsmittel **5** Schalter **6, 7** derart an, dass die Schalter **6, 7** geöffnet sind. In diesem Fall wird kein Korrekturvektor X_k erzeugt, so dass in einem Subtrahierer **50** keine Korrektur des Signalvektors X durchgeführt wird und der Signalvektor X direkt ausgegeben wird.

[0050] Dabei ist zu bemerken, dass die Schalter **6, 7** keine physikalischen Schalter sein müssen. Die Maximumbestimmungsmittel **11**, die Vergleichsmittel **5** sowie die nachfolgend beschriebenen Mittel zur Berechnung des Korrekturvektors X_k können beispielsweise auch im Rahmen eines digitalen Signalprozessors oder dergleichen realisiert sein. In diesem Fall bedeutet ein Öffnen der Schalter **6, 7**, dass kein Korrekturvektor X_k berechnet wird, während bei geschlossenen Schaltern **6, 7** die Berechnung durchgeführt wird.

[0051] Ist a_{\max} hingegen größer als x_{ref} , steuern die Vergleichsmittel **5** die Schalter **6** und **7** derart an, dass sie geschlossen werden. Der Signalvektor X wird demnach über den geschlossenen Schalter **6** Vektorbestimmungsmitteln **8** zugeführt. Des Weiteren wird den Vektorbestimmungsmitteln **8** die Periodenlänge M , welche wie oben beschrieben $2^{n-\lambda}$ ist, zugeführt. In den Vektorbestimmungsmitteln **8** werden zwei Vektoren, X_{\max} und X_{\min} , mit jeweils M Elementen derart bestimmt, dass für die Komponenten $x_{\max}(k)$, $k = 1 \dots M$ des Vektors X_{\max} gilt:

$$x_{\max}(k) = \max\{x(k + jM)\}; j = 0 \dots \left(\frac{N}{M} - 1\right); k = 1 \dots M \quad (9)$$

das heißt jedes Element des Vektors X_{\max} ist das Maximum derjenigen Werte des Vektors X , welche in jeder Periode M an einer dem jeweiligen Element entsprechenden Stelle stehen.

[0052] Der Vektor X_{\max} kann bestimmt werden, indem zunächst die ersten M Werte des Vektors X als Startwerte für den Vektor X_{\max} übernommen werden. Dann werden die Werte des Vektors X_{\max} mit den zweiten

M Werten des Vektors X der Reihe nach verglichen. Wenn ein Wert dieser zweiten M Werte größer als der entsprechende Wert des Vektors Xmax ist, dann wird dieser Wert anstelle des zuvor vorhandenen Wertes in den Vektor Xmax übernommen. Dieser Vorgang wird mit den nächsten M Werten des Vektors X fortgesetzt, bis das Ende des Vektors X erreicht ist.

[0053] Entsprechend werden Elemente $x_{\min}(k)$ des Vektors Xmin, $k = 1, \dots, M$, gemäß

$$x_{\min}(k) = \min\{x(k + jM)\}; j = 0 \dots \left(\frac{N}{M} - 1\right); k = 1 \dots M \quad (10)$$

bestimmt, wozu ein analoges Verfahren wie für den Vektor Xmax verwendet werden kann.

[0054] Zu beachten ist, dass hierbei nicht – im Gegensatz zu Gleichung (8) – die Betragswerte der Elemente des Vektors X betrachtet werden, so dass im Allgemeinen der Vektor Xmax positive Werte und der Vektor Xmin negative Werte enthalten wird. Der Wert amax kann dann entweder dem größten Wert des Vektors Xmax oder dem kleinsten Wert des Vektors Xmin entsprechen.

[0055] In den Berechnungsmitteln **9** wird auf Basis der Vektoren Xmax und Xmin eine Periode des Korrekturvektors Xk, im Folgenden mit Xkp bezeichnet, berechnet. Ein Flussdiagramm zur erfindungsgemäßen Berechnung von Xkp ist in [Fig. 2](#) dargestellt.

[0056] Dieses Verfahren ist, wie im Folgenden dargestellt, ein iteratives Verfahren, da keine geschlossene mathematische Lösung existiert, mit welcher ein optimaler Korrekturvektor, welcher ein minimales Betragsumaximum der Elemente der Vektoren Xmax und Xmin ergibt, nachdem der Korrekturvektor von diesen abgezogen wurde, ermittelt werden kann. Es ist jedoch möglich, eine untere Schranke für einen erreichbaren Spitzenwert anzugeben, womit die Leistungsfähigkeit des erfindungsgemäßen Verfahrens kontrolliert werden kann. Dieser theoretisch erreichbare Wert ist jedoch je nachdem, welche Frequenzen μ für die Korrektur vorgesehen werden, erreichbar oder nicht erreichbar.

[0057] Wird mit imax eine Position des betragsmäßig größten Elementes der Vektoren Xmax und Xmin in dem jeweiligen Vektor bezeichnet, das heißt

$$\begin{aligned} x_{\min}(i_{\max}) &= \max\{|x_{\min}(k)|; |x_{\max}(k)|\} \text{ oder} \\ x_{\max}(i_{\max}) &= \max\{|x_{\min}(k)|; |x_{\max}(k)|\}; k = 1 \dots M \end{aligned} \quad (11)$$

so gilt für eine untere Schranke $x_{\max\text{opt}}$ des Maximalwertes des Vektors Xmax nach Korrektur

$$x_{\max\text{opt}} = x_{\max}(i_{\max}) - \frac{1}{2} (x_{\max}(i_{\max}) + x_{\min}(i_{\max})), \quad (12)$$

während für eine obere Schranke $x_{\min\text{opt}}$ für einen Minimalwert des Vektors Xmin nach Korrektur

$$x_{\min\text{opt}} = x_{\min}(i_{\max}) - \frac{1}{2} (x_{\max}(i_{\max}) + x_{\min}(i_{\max})) = -x_{\max\text{opt}} \quad (13)$$

gilt, wobei $x_{\max\text{opt}} > 0$ und $x_{\min\text{opt}} < 0$ ist und $x_{\max\text{opt}}$ und $x_{\min\text{opt}}$ betragsmäßig gleich sind.

[0058] Zur Bestimmung einer Periode Xkp des Korrekturvektors Xk in den Berechnungsmitteln **9** aus [Fig. 1](#) wird nun in Schritt **12** des Verfahrens aus [Fig. 2](#) zunächst eine zu bearbeitende Korrekturfrequenz vorgegeben, wobei diese Korrekturfrequenz μ Gleichung (5) erfüllt. Diese Vorgabe kann anhand einer in einem Speicher abgelegten Reihenfolge von Frequenzen, welche für die Korrektur verwendet werden, geschehen. Beispielsweise können die zu verwendenden Korrekturfrequenzen μ in einem Speicher mit einem Adressbereich von 1 bis Nk abgelegt sein, wobei Nk eine Anzahl von zu verwendenden Korrekturfrequenzen ist.

[0059] In Schritt **13** wird dann ein betragsmäßig größter Wert umax der Vektoren Xmax und Xmin bestimmt, also

$$u_{\max} = \max\{|x_{\max}(k)|; |x_{\min}(k)|\} = \max\{x_{\max}(k); x_{\min}(k)\}; k = 1 \dots M. \quad (14)$$

[0060] Bei einer ersten Iteration entspricht der Wert $|\mu_{\max}|$ dem Wert amax aus Gleichung (8).

[0061] In einem Schritt **14** wird dann eine Position imax dieses Maximums bestimmt, also diejenige Position, an welcher der betragsmäßig größte Wert umax im Vektor Xmax oder Xmin auftritt:

$i_{\max} = \text{Position}(u_{\max})$. (15)

[0062] In Schritt 15 werden dann zwei Hilfsvektoren X_{h1} und X_{h2} mit Komponenten $x_{h1}(k)$ bzw. $x_{h2}(k)$ gemäß

$$\begin{aligned} x_{h1}(k) &= x_{\max}(k) \cos(2\pi\mu_N^{k-i_{\max}}) \\ k &= 1 \dots M \\ x_{h2}(k) &= x_{\min}(k) \cos(2\pi\mu_N^{k-i_{\max}}) \end{aligned} \quad (16)$$

bestimmt. Die Hilfsvektoren werden also durch Multiplikation der Elemente der Vektoren X_{\max} bzw. X_{\min} mit den Werten einer Kosinusfunktion mit Frequenz μ , welche in Schritt 12 vorgegeben wurde, erhalten, wobei die Kosinusfunktion um i_{\max} verschoben wird, so dass der betragsmäßig größte Wert u_{\max} weiterhin an derselben Stelle auftritt, da für $k = i_{\max}$ die Kosinusfunktionen den Wert 1 annehmen.

[0063] Zur Reduktion des Realisierungsaufwands ist es auch möglich, nur die Vorzeichen der Kosinusfunktion zu verwenden, also

$$\begin{aligned} x_{h1}(k) &= x_{\max}(k) \text{sgn}[\cos(2\pi\mu_N^{k-i_{\max}})] \\ k &= 1 \dots M. \\ x_{h2}(k) &= x_{\min}(k) \text{sgn}[\cos(2\pi\mu_N^{k-i_{\max}})] \end{aligned} \quad (17)$$

[0064] In diesem Fall sind keine „echten“ Multiplikationen nötig, sondern es muss lediglich das Vorzeichen angepasst werden. Die Werte der Kosinusfunktion bzw. nur die Vorzeichen können vorab abgespeichert werden, wobei für jede Korrekturfrequenz μ M Werte benötigt werden. Hierdurch wird die Berechnung verschleunert.

[0065] In Schritt 16 werden ein Maximalwert $x_{h\max}$ und ein Minimalwert $x_{h\min}$ der Hilfsvektoren X_{h1} , X_{h2} gemäß

$$\begin{aligned} x_{h\max} &= \max\{x_{h1}(k); x_{h2}(k)\} \\ k &= 1 \dots M \\ x_{h\min} &= \min\{x_{h1}(k); x_{h2}(k)\} \end{aligned} \quad (18)$$

bestimmt, wobei auch in diesem Fall das Vorzeichen mitberücksichtigt wird, so dass $x_{h\min}$ im Allgemeinen ein negativer Wert sein wird. Aus den Werten $x_{h\max}$ und $x_{h\min}$ wird eine erste Korrekturamplitude Δx_1 gemäß

$$\Delta x_1 = \frac{1}{2} (x_{h\max} + x_{h\min}) \quad (19)$$

bestimmt.

[0066] In Schritt 17 wird eine zweite Korrekturamplitude Δx_2 gemäß

$$\Delta x_2 = \frac{1}{2} (\max\{x_{\max}(k)\} + \min\{x_{\min}(k)\}) \quad (20)$$

berechnet. Diese zweite Korrekturamplitude Δx_2 berechnet sich demnach aus dem Maximalwert des Vektors X_{\max} und dem Minimalwert des Vektors X_{\min} . Die Verwendung dieser zweiten Korrekturamplitude Δx_2 verbessert das Konvergenzverhalten des Verfahrens. Prinzipiell ist es aber auch möglich, Schritt 17 wegzulassen, was zu einer Verringerung des Rechenaufwandes bei gleichzeitig etwas verschlechtertem Konvergenzverhalten führt.

[0067] In Schritt 18 wird eine Gesamtkorrekturamplitude Δx gemäß

$$\Delta x = \Delta x_1 \cdot g_1 + \Delta x_2 \cdot g_2 \quad (21)$$

berechnet, wobei g_1 und g_2 Gewichtungsfaktoren sind.

[0068] Selbstverständlich können die Faktoren $\frac{1}{2}$ aus Gleichungen (19) und (20) mit den Gewichtungsfaktoren g_1 und g_2 kombiniert werden. Die Gewichtungsfaktoren können auf einem konstanten Wert, beispielsweise 1 oder $\frac{1}{2}$, gehalten werden, oder von Iterationsschritt zu Iterationsschritt verringert werden, um ein besseres Konvergenzverhalten zu erreichen. Im Allgemeinen wird g_1 größer als g_2 sein, z.B. $g_1 = 0,75$ und $g_2 = 0,1875$.

[0069] Mittels der Gesamtkorrekturamplitude Δx wird dann ein Teilkorrekturvektor ΔX_{kp} mit Komponenten $\Delta x_{kp}(k)$ gemäß

$$\Delta x_{kp}(k) = \Delta x \cdot \cos(2\pi \mu_N^{k-i_{\max}}); k = 1 \dots M \quad (22)$$

berechnet.

[0070] In Schritt **19** wird der Vektor ΔX_{kp} zu dem Korrekturvektor für eine Periode X_{kp} eines vorhergehenden Iterationsschrittes hinzuaddiert. Für einen ersten Iterationsschritt werden die Elemente des Vektors X_{kp} mit 0 initialisiert. Es gilt also

$$X_{kp} := X_{kp} + \Delta X_{kp}. \quad (23)$$

[0071] In Schritt **20** werden schließlich die Vektoren X_{\max} und X_{\min} mit dem Teilkorrekturvektor ΔX_{kp} korrigiert, um Vektoren X_{\max} , X_{\min} für einen folgenden Iterationsschritt zu erzeugen, also

$$\begin{aligned} X_{\max} &:= X_{\max} - \Delta X_{kp} \\ X_{\min} &:= X_{\min} - \Delta X_{kp}. \end{aligned} \quad (24)$$

[0072] In Schritt **21** wird überprüft, ob eine vorgegebene Maximalanzahl L von Iterationen, welche auch gleich 1 sein kann, welche den Berechnungsmitteln **9** aus [Fig. 1](#) vorgegeben wird, bereits erreicht sind. Falls nein, wird eine nächste Iteration beginnend mit Schritt **12** mit einer nächsten vorgegebenen Korrekturfrequenz und den in Schritt **20** berechneten neuen Werten für X_{\max} und X_{\min} begonnen. Falls nein, wird der in Schritt **19** iterativ berechnete Korrekturvektor für eine Periode X_{kp} in Schritt **22** als Ergebnis des Verfahrens ausgegeben und, wie in [Fig. 1](#) gezeigt, an Fortsetzungsmittel **10** übermittelt.

[0073] In dem in [Fig. 2](#) dargestellten Verfahren kann zudem in Schritt **13** überprüft werden, ob der Wert u_{\max} bereits kleiner als der Wert x_{ref} ist. In diesem Fall kann das Verfahren direkt mit Schritt **22** fortgesetzt werden, das heißt der zuletzt bestimmte Vektor X_{kp} wird als Ergebnis ausgegeben.

[0074] Zu beachten ist noch, dass in der Regel in einem ersten Iterationsschritt die größte Korrektur vorgenommen wird, was dazu führt, dass eine Leistung des Korrekturtons, dessen Frequenz μ in dem ersten Iterationsschritt verwendet wird, am größten ist. Daher ist es vorteilhaft, während des Betriebs der Vorrichtung von [Fig. 1](#) eine Reihenfolge der Abarbeitung der Korrekturfrequenzen laufend zu verändern. Dies kann bei der oben beschriebenen Speicherung der Korrekturfrequenzen in einem Speicher mit einem Adressbereich von 1 bis N_k dadurch realisiert werden, dass bei jedem zu korrigierenden Signalvektor X eine Startadresse für die Korrekturfrequenzen um 1 erhöht wird, so dass bei jedem Signalvektor X mit einer anderen Korrekturfrequenz begonnen wird. Hierdurch erreicht man eine gleichmäßige Leistungsverteilung über die Korrekturfrequenzen.

[0075] In den Fortsetzungsmitteln **10** von [Fig. 1](#) wird dann der Korrekturvektor X_k durch periodische Fortsetzung des Vektors X_{kp} bestimmt, das heißt, es werden N/M Vektoren X_{kp} aneinander gereiht, um den Vektor X_k zu bilden, was durch

$$x_k(k) = x_{kp}(k \bmod M); k = 1 \dots N \quad (25)$$

beschrieben werden kann, wobei \bmod der Modulooperator ist, welcher einen Rest der entsprechenden Teilung k/M ergibt. Dieser Vektor X_k wird dann in dem Subtrahierer **50** von dem Signalvektor X komponentenweise subtrahiert, und die Elemente des entsprechenden Differenzvektors $X - X_k$ werden sequenziell als zu sendende Werte ausgegeben, das heißt bei einer Anordnung entsprechend der Anordnung von [Fig. 12](#) an einen Sendefilter **35** ausgegeben.

[0076] Im Folgenden soll noch eine Alternative zur Berechnung des Korrekturvektors für eine Periode X_{kp} beschrieben werden, welche einen geringeren Rechenaufwand erfordert, allerdings auch etwas weniger leistungsfähiger als das unter Bezugnahme auf [Fig. 2](#) beschriebene Verfahren ist. Wie bei dem Verfahren von [Fig. 2](#) ist eine Mehrzahl von Korrekturfrequenzen μ gegeben, welche Gleichung (5) erfüllen, das heißt $\mu = 2^{\lambda} \cdot v$.

[0077] Aus diesen Korrekturfrequenzen wird nun ein normierter Korrekturvektor X_n mit Komponenten $x_n(k)$, $k = 1 \dots M$, gemäß

$$x_n(k) = \frac{1}{Nk} \sum_{j=1}^{Nk} \cos\left(2\pi\mu(j) \cdot \frac{k}{N}\right) \quad (26)$$

berechnet, wobei Nk wiederum eine Anzahl der zur Korrektur verwendeten Korrekturfrequenzen und $\mu(j)$ die Korrekturfrequenz mit Nummer j , beispielsweise die an Adresse j in dem bereits beschriebenen Speicher abgelegte Korrekturfrequenz ist. Dieser normierte Korrekturvektor X_n weist ein Maximum bei $k = 0$ auf und ist mit der Periodendauer M periodisch, da die Korrekturfrequenzen μ Gleichung (5) erfüllen. Eine Periode dieses normierten Korrekturvektors X_n , das heißt $x_n(0)$ bis $x_n(M - 1)$ oder $x_n(1)$ bis $x_n(M)$, werden vorab berechnet und in einem Speicher abgelegt. Wie in den Schritten 13 und 14 werden dann Werte u_{\max} und i_{\max} entsprechend Gleichungen (14) und (15) bestimmt. Als Korrekturamplitude Δx wird dann der Wert

$$\Delta x = \frac{1}{2} (x_{\max(i_{\max})} + x_{\min(i_{\max})}) \quad (27)$$

berechnet. Δx entspricht dem Wert, um welchen nach Gleichungen (12), (13) der Spitzenwert des Signalvektors X maximal verringert werden kann. Ein Teilkorrekturvektor ΔX_{kp} mit Komponenten $\Delta x_{kp}(k)$ wird dann gemäß

$$\Delta x_{kp}(k) = \Delta x \cdot g \cdot x_n((k - i_{\max}) \bmod M); k = 1 \dots M \quad (28)$$

berechnet, wobei g ein Gewichtungsfaktor ist. Der Ausdruck $(k - i_{\max}) \bmod M$ bedeutet, dass die Werte $x_n(k)$ derart innerhalb der Periode M zyklisch (durch den MOD-Operator) verschoben werden, dass das Maximum, welches entsprechend Gleichung (26) bei $k = 0$ liegt, auf $k = i_{\max}$ verschoben wird, also auf die Position des Spitzenwertes des Vektors X_{\max} bzw. X_{\min} .

[0078] Wie in Schritten 19 und 20 des Verfahrens aus [Fig. 2](#) werden dann der Vektor X_{kp} sowie die Vektoren X_{\max} und X_{\min} für einen folgenden Iterationsschritt gemäß Gleichungen (23) und (24) angepasst. Dann werden bis zu einer vorgegebenen Maximalzahl L von Iterationen weitere Iterationen durchgeführt, wobei vorteilhafterweise der Gewichtungsfaktor g von Iterationsschritt zu Iterationsschritt reduziert wird. Diese weiteren Iterationen sind vorteilhaft, da zum einen je nach Wahl des Gewichtungsfaktors g auch nach der ersten Iteration bei $k = i_{\max}$ weiterhin ein Spitzenwert vorliegen kann, zum anderen durch die vorgenommene Korrektur Spitzenwerte an anderen Positionen auftreten können.

[0079] Im Vergleich zu dem unter Bezugnahme auf [Fig. 2](#) beschriebenen Verfahren werden hier nicht für jede Korrekturfrequenz μ separate Amplituden und Phasen berechnet, sondern nur eine Funktion entsprechend Gleichung (26), welche vorab berechnet und gespeichert werden kann. Der Speicheraufwand ist dabei insbesondere unabhängig von der Anzahl der verwendeten Korrekturfrequenzen. Andererseits werden bei der Berechnung des normierten Korrekturvektors X_n die Phasen der einzelnen Korrekturträger mit den jeweiligen Korrekturfrequenzen fest auf 0 und die Amplituden konstant auf $\frac{1}{Nk}$ gesetzt, womit mögliche Freiheitsgrade nicht genutzt werden und die Leistungsfähigkeit des Verfahrens reduziert wird.

[0080] Wie unter Bezugnahme auf [Fig. 1](#) beschrieben, wird von dem Subtrahierer 50 der Differenzvektor $X - X_k$ ausgegeben und beispielsweise an einen Sendefilter weitergeleitet, um die Werte des Vektors $X - X_k$ zu senden. Dabei kann das Problem auftreten, dass – je nach Übertragungsfunktion des Sendefilters – neue Spitzenwerte auftreten, welche durch die vorstehend beschriebenen Verfahren nicht erfasst werden, da diese die Komponenten des Signalvektors X vor dem Sendefilter zu Grunde legen.

[0081] [Fig. 3](#) zeigt eine Abwandlung der Vorrichtung aus [Fig. 1](#), wobei auch ein Sendefilter berücksichtigt wird.

[0082] Die Blöcke 1–4 entsprechen den Blöcken 1–4 aus [Fig. 1](#), wobei hier bei dem Seriell/Parallel-Wandler 4 explizit dargestellt ist, dass einem DMT-Rahmen eine Präfix 4a und eine Suffix 4b hinzugefügt werden. Zudem kann auch ein so genanntes Guardintervall zur Trennung aufeinanderfolgender Signalvektoren eingefügt werden. Im Fall von [Fig. 3](#) bilden Präfix, Suffix und DMT-Rahmen zusammen den Vektor X . Dies ist selbstverständlich auch bei der Vorrichtung von [Fig. 1](#) möglich.

[0083] Ähnlich wie in [Fig. 1](#) wird in einem Subtrahierer 23 von dem Signalvektor X ein Korrekturvektor X_k zur Reduzierung eines Spitzenwertes subtrahiert, der durch den Subtrahierer 23 gebildete Differenzvektor $X - X_k$ wird einem Sendefilter 35 zugeführt, welcher hieraus ein Sendesignal d erzeugt.

[0084] Zur Erzeugung des Korrekturvektors X_k wird der Signalvektor X einer Filternachbildung 25 zugeführt,

welche durch ein digitales Filter realisiert ist, welches möglichst genau die Eigenschaften des Sendefilters **35** nachbildet. Um nach dem Sendefilter **35** potenziell auftretende Spitzenwerte möglichst genau erfassen zu können, ist dabei am Ausgang der Filternachbildung **25** eine höhere Abtastrate als am Eingang der Filternachbildung **25**, das heißt eine höhere Abtastrate als diejenige des Signalvektors X , erforderlich. Dies wird durch eine Interpolation bzw. Überabtastung erreicht, welche durch den nach oben weisenden Pfeil in der Filternachbildung **25** in [Fig. 3](#) angedeutet ist. Dabei wird die Abtastfrequenz im Allgemeinen um einen ganzzahligen Wert w erhöht, beispielsweise $w = 4$. Der genaue Wert für w stellt dabei generell einen Kompromiss dar, da für eine möglichst korrekte Erfassung aller Spitzenwerte eines ohne Verwendung des Korrekturvektors X_k von dem Sendefilter **35** ausgegebenen Signals eine möglichst hohe Abtastrate erforderlich ist, andererseits jedoch mit steigender Abtastrate der Realisierungsaufwand steigt.

[0085] Ein so entstehender gefilterter Signalvektor Y enthält um den Faktor w mehr Werte als der Signalvektor X . In Bestimmungsmitteln **26** wird entsprechend der vorstehend beschriebenen Verfahren ein Korrekturvektor Y_k für den gefilterten Signalvektor Y erzeugt, das heißt ein Korrekturvektor basierend auf Korrekturtönen mit Frequenzen entsprechend Gleichung (5), welcher einen Spitzenwert des gefilterten Signalvektors Y reduziert. Dabei kann sowohl das Verfahren entsprechend [Fig. 2](#) als auch das als Alternative beschriebene Verfahren, welches den normierten Korrekturvektor aus Gleichung (26) verwendet, zum Einsatz kommen. Da der gefilterte Signalvektor Y wie bereits beschrieben um einen Faktor w mehr Werte enthält als der Signalvektor X und dies entsprechend auch für den Korrekturvektor Y_k gilt, ist gerade hier die Auswahl der Korrekturfrequenzen gemäß der vorliegenden Erfindung nach Gleichung (5) sehr effektiv, da wiederum nur eine Periode des Korrekturvektors Y_k berechnet werden muss und dann der Vektor Y_k durch periodische Fortsetzung gebildet werden kann.

[0086] Der Korrekturvektor Y_k wird dann einem so genannten Inversfilter **27** zugeführt, wobei das Inversfilter **27** derart ausgestaltet ist, dass zum einen der Vektor Y_k bzw. die entsprechenden Amplituden- und Phasenwerte der Korrekturtöne mit den jeweiligen Korrekturfrequenzen in entsprechende Werte des Vektors X_k umgerechnet werden und zum anderen, wie durch einen nach unten weisenden Pfeil angedeutet, die Abtastfrequenz wieder um den Faktor w erniedrigt wird. Zu dieser Umrechnung wird sowohl ein Amplitudenfrequenzgang als auch ein Phasenfrequenzgang, also im Wesentlichen die Übertragungsfunktion der Filternachbildung **25** für die verschiedenen Abtastphasen, berücksichtigt, um den Korrekturvektor X_k zu erzeugen. Im Wesentlichen werden hierbei die Amplituden und Phasen der den Korrekturvektor Y_k bildenden Teilkorrektursignale entsprechend dem Amplitudenfrequenzgang bzw. dem Phasenfrequenzgang der Filternachbildung **25** umgerechnet.

[0087] Durch die in [Fig. 3](#) dargestellte Vorrichtung kann daher ein Korrekturvektor X_k bestimmt werden, welcher eine möglichst gute Korrektur des Spitzenwertes des Sendesignals d nach dem Sendefilter **35** ermöglicht.

[0088] Im Folgenden soll nun die Leistungsfähigkeit des erfindungsgemäßen Verfahrens anhand von Simulationen dargestellt werden. Hierzu wird ein VDSL-System betrachtet. Gemäß dem VDSL-Standard werden hier standardmäßig insgesamt 4097 Frequenzwerte ($\mu = 0, 1, \dots, 4096$) äquidistant verteilt von der Frequenz 0 bis zur halben Abtastfrequenz definiert. Ein DMT-Rahmen weist somit 8192 Signalwerte auf. Der Abstand der Trägerfrequenzen (f_0) beträgt wie auch bei ADSL-Systemen 4,3125 kHz, die Abtastfrequenz beträgt entsprechend 35,328 MHz.

[0089] Für Datenübertragung in Downstream-Richtung, das heißt von einer zentralen Vermittlungsstelle zu einem Endbenutzer, und in Upstream-Richtung, das heißt von dem Endbenutzer zu der zentralen Vermittlungsstelle, sind verschiedene Frequenzbereiche definiert, welche in [Fig. 4A](#) und [Fig. 4B](#) dargestellt sind, wobei [Fig. 4A](#) die für die Downstream-Richtung reservierten Frequenzbereiche und [Fig. 4B](#) die für die Upstream-Richtung reservierten Frequenzbereiche zeigt. Somit sind für die Downstream-Richtung die Trägerfrequenzen Nummer 257–695 sowie 1182–1634 und für die Upstream-Richtung die Frequenzen mit den Nummern 696–1181 sowie 1635–2782 für die Datenübertragung vorgesehen.

[0090] Da im vorliegenden Beispiel $N = 8192 = 2^{13}$ ist, müssen beispielsweise für eine Periodenlänge $M = 64$ die Korrekturfrequenzen einen Frequenzabstand von $2^8 = 256$ und für eine Periodenlänge von $M = 64$ einen Frequenzabstand von $2^7 = 128$ aufweisen.

[0091] Zunächst soll ein Beispiel für eine Datenübertragung in Downstream-Richtung betrachtet werden. Hierbei liegen bei einem Frequenzabstand von 256 (oder Vielfachen hiervon) nur die Trägerfrequenzen $\mu = 512, 1280$ und 1536 und bei einem Frequenzabstand von 128 nur die Trägerfrequenzen $\mu = 384, 512, 640, 1280, 1408$ und 1536 innerhalb der in [Fig. 4A](#) gezeigten zur Verfügung stehenden Bereiche. Bei einer ge-

wünschten Periodenlänge des Korrekturvektors X_k von $M = 32$ sind daher nur maximal drei verschiedene Korrekturfrequenzen und für $M = 64$ maximal sechs verschiedene Korrekturfrequenzen möglich. Bei den hier betrachteten Simulationsbeispielen wurde eine Periodenlänge $M = 32$ und die drei möglichen Trägerfrequenzen $\mu = 512$, $\mu = 1280$ und $\mu = 1536$ gewählt.

[0092] In [Fig. 5](#) zeigt eine Kurve **28** Werte eines DMT-Rahmens, das heißt eines Signalvektors X , wobei hier die Elemente $x(k)$ des Vektors X über dem Index k aufgetragen sind. Der gezeigte DMT-Rahmen weist einen sehr großen Spitzenwert auf. In der Tat ist der auftretende Spitzenwert $x_{\max} = 6,34$ der größte Spitzenwert, welcher bei einer Simulationsdauer von mehr als 600000 DMT-Rahmen aufgetreten ist. Dies entspricht bei 8192 Werten je DMT-Rahmen einer Auftrittswahrscheinlichkeit für diesen Spitzenwert von etwa $2 \cdot 10^{-10}$. Der minimal auftretende Wert x_{\min} in diesem Rahmen beträgt $-5,6$, eine Signalleistung des Signals wurde auf 1 normiert.

[0093] In [Fig. 6](#) sind die Werte der entsprechend Gleichungen (9) und (10) bestimmten Elemente $x_{\max}(k)$, $x_{\min}(k)$ der Vektoren X_{\max} und X_{\min} über dem Index k , $k = 1 \dots 32$, aufgetragen. Dabei ist ersichtlich, dass der maximale Wert x_{\max} des Maximumvektors X_{\max} und der minimale Wert x_{\min} des Minimumvektors X_{\min} an verschiedenen Positionen innerhalb der Periode liegen. Bei der Position des Maximalwertes x_{\max} des Vektors X_{\max} ist $x_{\min}(k) = -2,18$. Gemäß Gleichung (12) beträgt die untere Schranke für den bestenfalls erreichbaren Spitzenwert demnach 4,26.

[0094] In [Fig. 7](#) ist die Auswirkung des erfindungsgemäßen Verfahrens von [Fig. 2](#) auf den Maximalwert x_{\max} des Vektors X_{\max} und den Minimalwert x_{\min} des Vektors X_{\min} dargestellt, wobei x_{\max} und x_{\min} betragsmäßig über eine Anzahl in dem Verfahren aus [Fig. 2](#) durchgeführten Iterationen angetragen sind. Die Gewichtungsfaktoren aus Gleichung (21) betragen $g_1 = 0,75$ und $g_2 = 0,1875$. Linie **42** kennzeichnet den maximal erreichbaren Wert 4,26. Wie zu erkennen ist, wird dieser theoretische Grenzwert, welcher mit einem periodischen Korrekturvektor X_k der Periodenlänge $M = 32$ im besten Fall möglich ist, mit den hier verwendeten Korrekturfrequenzen nicht erreicht. Der minimal erreichbare Wert beträgt hier 4,66, was einer Reduktion des Spitzenwertes von etwa 2,7 dB entspricht. Dieser Wert wird nach etwa zwanzig Iterationsschritten erreicht.

[0095] In [Fig. 8](#) ist ein weiterer DMT-Rahmen bzw. Elemente $x(k)$ eines weiteren Signalvektors X als Kurve **43** dargestellt. Der absolute Spitzenwert ist hier der minimale Wert $x_{\min} = -6,2$ und ist somit etwas geringer als der Spitzenwert des DMT-Rahmens von [Fig. 5](#). Der Maximalwert x_{\max} beträgt hier 4,19. Die entsprechenden Vektoren X_{\max} und X_{\min} sind in [Fig. 9](#) dargestellt, wobei die Darstellung derjenigen von [Fig. 6](#) entspricht. Im Gegensatz zu dem Beispiel der [Fig. 5–Fig. 7](#) liegt hier beim Spitzenwert $x_{\min} = -6,2$ ein relativ hoher Wert $x_{\max}(k)$ von 4,03 vor. Daher beträgt der Grenzwert für den minimal erreichbaren Spitzenwert hier 5,12. Die theoretisch erreichbare Verringerung des Spitzenwertes ist also bei diesem DMT-Rahmen geringer als im vorherigen Fall.

[0096] [Fig. 10](#) zeigt in einer Darstellung entsprechend [Fig. 7](#) den Verlauf von $|x_{\min}|$ und x_{\max} über der Anzahl der durchgeführten Iterationen mit dem Verfahren aus [Fig. 2](#). Linie **24** zeigt hier den im günstigsten Fall erreichbaren Wert, welcher in diesem Fall mit dem erfindungsgemäßen Verfahren tatsächlich erreicht wird. Da jedoch dieser bestenfalls erreichbare Wert größer ist als in dem Beispiel der [Fig. 5–Fig. 7](#), beträgt die Verringerung des Spitzenwertes hier 1,7 dB und ist daher geringer als für den DMT-Rahmen aus [Fig. 5](#).

[0097] Bei einer Simulation über eine große Anzahl von DMT-Rahmen (etwas mehr als 600000) werden die in [Fig. 11A](#) und [Fig. 11B](#) dargestellten so genannten Clipping-Wahrscheinlichkeiten erhalten. Die Clipping-Wahrscheinlichkeit gibt dabei an, mit welcher Wahrscheinlichkeit ein Signalwert des DMT-Rahmens einen bestimmten Wert überschreitet. Bei der Simulation wurde dabei das Signal auf eine Sendeleistung von 1 skaliert, wodurch die Clipping-Wahrscheinlichkeit gleichzeitig die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten eines bestimmten Crestfaktors c darstellt, wobei in [Fig. 11](#) der Crestfaktor c als Signalwert und in [Fig. 11B](#) in Dezibel dargestellt ist. Auf der Hochachse sind jeweils die Wahrscheinlichkeiten angetragen. Kurven **44** in [Fig. 11A](#) und **49** in [Fig. 11B](#) zeigen dabei den Verlauf der Clipping-Wahrscheinlichkeit für eine Gaußverteilung der Signalwerte entsprechend [Fig. 14](#), Kurve **45** in [Fig. 11A](#) bzw. **47** in [Fig. 11B](#) zeigt die Clipping-Wahrscheinlichkeit ohne Verwendung des erfindungsgemäßen Verfahrens bzw. der erfindungsgemäßen Vorrichtung zur Verringerung des Crestfaktors, und Kurven **46** bzw. **48** zeigen die Clipping-Wahrscheinlichkeiten unter Einsatz des erfindungsgemäßen Verfahrens. Als Grenzwert x_{ref} für die Aktivierung des erfindungsgemäßen Verfahrens (vgl. [Fig. 1](#)) wurde dabei $x_{\text{ref}} = 4,3$ festgesetzt.

[0098] Wie aus den Figuren deutlich ersichtlich, sind die Clipping-Wahrscheinlichkeiten für Crestfaktoren über diesem Wert durch den Einsatz des erfindungsgemäßen Verfahrens deutlich reduziert. Die folgende Tabelle

zeigt dabei die Crestfaktoren für ausgewählte Wahrscheinlichkeiten mit und ohne die erfindungsgemäße Korrektur.

Clipping-Wahrscheinlichkeit	c ohne Korrektur	c mit Korrektur	c ohne Korrektur in dB	c ohne Korrektur in dB
10^{-7}	5.3	4.5	14.5	13.0
10^{-8}	5.75	4.7	15.1	13.4
10^{-9}	6.10	4.90	15.7	13.8

[0099] Schließlich soll noch ein Beispiel für den Einsatz des erfindungsgemäßen Verfahrens in Upstream-Richtung dargestellt werden. Hier liegen bei einem Frequenzabstand von 256 ($M = 64$) sechs Trägerfrequenzen ($\mu = 768, 1024, 1792, 2048, 2304$ und 2560) und bei einem Frequenzabstand von 128 ($M = 32$) dreizehn Trägerfrequenzen ($\mu = 768, 896, 1024, 1152, 1664, 1792, 1920, 2048, 2176, 2304, 2432, 2560$ und 2688) innerhalb der entsprechend [Fig. 4B](#) für die Upstream-Richtung vorgesehenen Frequenzbereiche. Als Simulationsbeispiel wurde wiederum eine Periodendauer von $M = 32$ und drei Korrekturfrequenzen, nämlich $\mu = 1024, 2048$ und 2560 , ausgewählt. Die Simulation wurde über mehr als 1,5 Millionen DMT-Rahmen durchgeführt.

[0100] [Fig. 12A](#) und [Fig. 12B](#) zeigen entsprechende Simulationsergebnisse, wobei die Darstellung derjenigen der [Fig. 11A](#) und [Fig. 11B](#) entspricht. Kurven **51** bzw. **54** zeigen dabei den Verlauf bei einer Gaußverteilung der Signalwerte, Kurven **52** bzw. **55** den Verlauf ohne das erfindungsgemäße Verfahren zur Reduzierung des Crestfaktors und Kurven **50** bzw. **53** den Verlauf der Wahrscheinlichkeit unter Einsatz des erfindungsgemäßen Verfahrens. Zu bemerken ist hier, dass bei Crestfaktoren größer etwa 5,5 die Wahrscheinlichkeiten ohne das erfindungsgemäße Verfahren höher liegen als für einen Gaußprozess, was an starken Korrelationen wegen des nur teilweise genutzten Frequenzbandes liegt. Daher ist in Upstream-Richtung eine Reduzierung des Crestfaktors noch wichtiger als in Downstream-Richtung.

[0101] Die nachfolgende Tabelle zeigt wiederum mit entsprechenden Wahrscheinlichkeiten sich ergebenden Crestfaktoren:

Clipping-Wahrscheinlichkeit	c ohne Korrektur	c mit Korrektur	c ohne Korrektur in dB	c ohne Korrektur in dB
10^{-7}	5.3	4.5	14.5	13.1
10^{-8}	5.8	4.8	15.3	13.6
10^{-9}	6.6	5.0	16.2	13.9

[0102] Je nach Wahrscheinlichkeit ergibt sich durch das erfindungsgemäße Verfahren eine Reduktion des Crestfaktors um etwa 1,5–2 dB. In den Fällen, bei welchen die Clipping-Wahrscheinlichkeiten über denjenigen einer Gaußschen Verteilung liegen, ist sogar eine noch größere Reduktion des Crestfaktors möglich.

[0103] Selbstverständlich sind auch Abwandlungen von den zuvor beschriebenen Verfahren möglich. Insbesondere können die Korrekturvektoren X_k auch auf andere Weise als angegeben erzeugt werden. Zudem ist zu bemerken, dass entsprechende Verfahren auch prinzipiell für analoge Signale, möglich sind. Insbesondere ist die im Rahmen der vorliegenden Beschreibung verwendete Vektorschreibweise für die Signale lediglich als einfache Darstellung und nicht als Einschränkung zu verstehen. Weiterhin können verglichen mit den dargestellten Simulationsbeispielen auch mehr Korrekturfrequenzen verwendet werden, was einerseits den Rechenaufwand erhöht, andererseits aber zu einer effektiveren Reduktion des Crestfaktors führt.

Patentansprüche

1. Verfahren zum Reduzieren des Crestfaktors eines Signals (X), wobei ein Korrektursignal (X_k) als Kombination einer Mehrzahl von Teilkorrektursignalen mit jeweiligen vorgegebenen Frequenzen erzeugt wird und wobei das Korrektursignal (X_k) von dem Signal (X) subtrahiert wird, um ein korrigiertes Signal mit reduziertem Crestfaktor zu erzeugen,

dadurch gekennzeichnet,

dass die jeweiligen vorgegebenen Frequenzen derart ausgewählt werden, dass das Korrektursignal (X_k) mit einer Periodenlänge, welche kleiner ist als eine Länge des Signals, periodisch ist,

dass eine Periode (X_{kp}) des Korrektursignals (X_k) bestimmt wird, und
dass das Korrektursignal (X_k) als periodische Fortsetzung der einen Periode (X_{kp}) bestimmt wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Periodenlänge gleich der Länge des Signals geteilt durch eine ganze Zahl ist.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass das Signal (X) ein digitales Signal mit einer vorgegebenen Anzahl N von Abtastwerten ist.

4. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass die vorgegebene Anzahl von Abtastwerten $N = 2^n$ ist, wobei n eine natürliche Zahl ist, und dass die jeweiligen vorgegebenen Frequenzen die Form $2^\lambda \cdot v \cdot f_0$ aufweisen, wobei λ eine natürliche Zahl kleiner n , v eine natürliche Zahl und f_0 ein vorgegebener Frequenzabstand ist.

5. Verfahren nach Anspruch 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet, dass mindestens ein Hilfssignal (X_{max} , X_{min}) mit M Abtastwerten, wobei M der Periodenlänge entspricht, bestimmt wird, und dass die eine Periode des Korrektursignals derart bestimmt wird, dass bei einer Subtraktion der einen Periode des Korrektursignals von dem mindestens einen Hilfssignal (X_{max} , X_{min}) ein Spitzenwert des mindestens einen Hilfssignals (X_{max} , X_{min}) reduziert wird.

6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass das mindestens eine Hilfssignal ein erstes Hilfssignal

$$x_{max}(k) = \max\{x(k + jM)\}; j = 0 \dots \left(\frac{N}{M} - 1\right); k = 1 \dots M$$

und ein zweites Hilfssignal

$$x_{min}(k) = \min\{x(k + jM)\}; j = 0 \dots \left(\frac{N}{M} - 1\right); k = 1 \dots M$$

umfasst, wobei $x_{max}(k)$ ein k -ter Abtastwert des ersten Hilfssignals, $x_{min}(k)$ ein k -ter Abtastwert des zweiten Hilfssignals und $x(k)$ ein k -ter Abtastwert des Signals ist, wobei $\{x(k + j \cdot M)\}$ die Menge aller Abtastwerte $x(k + jM)$ für alle Werte j des Signals (X) darstellt.

7. Verfahren nach Anspruch 5 oder 6, dadurch gekennzeichnet, dass die Bestimmung der einen Periode des Korrektursignals folgende Schritte umfasst:
(i) Setzen der einen Periode des Korrektursignals (X_{kp}) auf 0
(ii) Auswählen einer Frequenz der jeweiligen vorgegebenen Frequenzen
(iii) Bestimmen einer Periode eines Zwischenteilkorrektursignals mit der in Schritt (ii) ausgewählten Frequenz derart, dass ein Spitzenwert des mindestens einen Hilfssignals (X_{max} , X_{min}) reduziert wird, wenn die Periode des Zwischenteilkorrektursignals von dem mindestens einen Hilfssignal (X_{max} , X_{min}) subtrahiert wird
(iv) Subtrahieren der Periode des Zwischenteilkorrektursignals von dem mindestens einen Hilfssignal, um das mindestens eine Hilfssignal für eine folgende Iteration zu erzeugen
(v) Addieren der Periode des Zwischenteilkorrektursignals zu der Periode des Korrektursignals,
(vi) Erhöhen eines Zählers um 1, und
(vii) Fortsetzung bei Schritt (ii) zur Durchführung der folgenden Iteration, falls der Zähler kleiner ist als ein vorgegebener Wert.

8. Verfahren nach den Ansprüchen 4, 6 und 7, dadurch gekennzeichnet, dass Schritt (iii) umfasst:
– Bestimmen einer Position i_{max} eines betragsmäßig größten Abtastwertes des ersten Hilfssignals und des zweiten Hilfssignals in dem ersten Hilfssignal bzw. zweiten Hilfssignal,
– Bilden eines ersten Zwischenhilfssignals $x_{h1}(k)$ und eines zweiten Zwischenhilfssignals $x_{h2}(k)$ gemäß

$$x_{h1}(k) = x_{max}(k) \cos\left(2\pi \mu_N^{k-i_{max}}\right)$$

$$k = 1 \dots M,$$

$$x_{h2}(k) = x_{\min}(k) \cos(2\pi\mu_N^{k-i_{\max}})$$

wobei $\mu = 2^\lambda \cdot v$ ist,

– Bestimmen eines Maximalwertes $x_{h\max}$ und eines Minimalwertes $x_{h\min}$ des ersten Zwischenhilfssignals und des zweiten Zwischenhilfssignals gemäß

$$x_{h\max} = \max\{x_{h1}(k); x_{h2}(k)\}$$

$k = 1 \dots M$,

$$x_{h\min} = \min\{x_{h1}(k); x_{h2}(k)\},$$

wobei $\{x_{h1}(k); x_{h2}(k)\}$ eine Menge aller Abtastwerte des ersten und des zweiten Zwischenhilfssignals ist,

– Bestimmen einer Teilamplitude Δx_1 gemäß

$$\Delta x_1 = \frac{1}{2}(x_{h\max} + x_{h\min}),$$

– Bestimmen einer Amplitude Δx in Abhängigkeit von der Teilamplitude Δx_1 , und

– Bestimmen der Periode des Zwischenteilkorrektursignals gemäß

$$\Delta x_{kp}(k) = \Delta x \cdot \cos(2\pi\mu_N^{k-i_{\min}}); k = 1 \dots M,$$

wobei $\Delta x_{kp}(k)$ ein k -ter Abtastwert der Periode des Zwischenteilkorrektursignals ist.

9. Verfahren nach den Ansprüchen 4, 6 und 7,

dadurch gekennzeichnet,

dass Schritt (iii) umfasst:

– Bestimmen einer Position i_{\max} eines betragsmäßig größten Abtastwertes des ersten Hilfssignals und des zweiten Hilfssignals in dem ersten Hilfssignal bzw. zweiten Hilfssignal,

– Bilden eines ersten Zwischenhilfssignals $x_{h1}(k)$ und eines zweiten Zwischenhilfssignals $x_{h2}(k)$ gemäß

$$x_{h1}(k) = x_{\max}(k) \operatorname{sgn}[\cos(2\pi\mu_N^{k-i_{\min}})]$$

$k = 1 \dots M$,

$$x_{h2}(k) = x_{\min}(k) \operatorname{sgn}[\cos(2\pi\mu_N^{k-i_{\min}})]$$

wobei $\mu = 2^\lambda \cdot v$ ist,

– Bestimmen eines Maximalwertes $x_{h\max}$ und eines Minimalwertes $x_{h\min}$ des ersten Zwischenhilfssignals und des zweiten Zwischenhilfssignals gemäß

$$x_{h\max} = \max\{x_{h1}(k); x_{h2}(k)\}$$

$k = 1 \dots M$,

$$x_{h\min} = \min\{x_{h1}(k); x_{h2}(k)\},$$

wobei $\{x_{h1}(k); x_{h2}(k)\}$ eine Menge aller Abtastwerte des ersten und des zweiten Zwischenhilfssignals ist,

– Bestimmen einer Teilamplitude Δx_1 gemäß

$$\Delta x_1 = \frac{1}{2}(x_{h\max} + x_{h\min}),$$

– Bestimmen einer Amplitude Δx in Abhängigkeit von der Teilkorrekturamplitude Δx_1 , und

– Bestimmen der Periode des Zwischenteilkorrektursignals gemäß $\Delta x_{kp}(k) = \Delta x \cdot \cos(2\pi\mu_N^{k-i_{\min}})$; $k = 1 \dots M$, wobei $\Delta x_{kp}(k)$ ein k -ter Abtastwert der Periode des Zwischenteilkorrektursignals ist.

10. Verfahren nach Anspruch 8 oder 9, dadurch gekennzeichnet, dass die Amplitude Δx durch Multiplikation der Teilamplitude Δx_1 mit einem Gewichtungsfaktor bestimmt wird.

11. Verfahren nach Anspruch 8 oder 9, dadurch gekennzeichnet, dass eine weitere Teilamplitude Δx_2 gemäß

$$\Delta x_2 = \frac{1}{2}(\max\{x_{\max}(k)\} + \min\{x_{\min}(k)\})$$

bestimmt wird und die Amplitude Δx gemäß

$$\Delta x = \Delta x_1 \cdot g_1 + \Delta x_2 \cdot g_2$$

bestimmt wird, wobei g_1 und g_2 Gewichtungsfaktoren sind.

12. Verfahren nach Anspruch 5 und 6, dadurch gekennzeichnet, dass eine Periode eines normierten Korrektursignals durch Kombination der Teilkorrektursignale mit den jeweiligen vorgegebenen Frequenzen bestimmt wird, und dass zur Bestimmung der Periode des Korrektursignals folgende Schritte ausgeführt werden:

- (i) Setzen der Periode des Korrektursignals auf 0,
- (ii) Bestimmen einer Position i_{\max} eines betragsmäßig größten Abtastwertes des ersten Hilfssignals und des zweiten Hilfssignals in dem ersten Hilfssignal oder in dem zweiten Hilfssignal,
- (iii) Zyklisches Verschieben von Abtastwerten der Periode des normierten Korrektursignals derart, dass ein Maximum der Periode des normierten Korrektursignals an der Position i_{\max} liegt, um ein zyklisch verschobene Periode zu erhalten,
- (iv) Bestimmen einer Amplitude in Abhängigkeit von dem betragsmäßig größten Abtastwert des ersten Hilfssignals bzw. des zweiten Hilfssignals,
- (v) Subtrahieren der mit der Amplitude multiplizierten zyklisch verschobenen Periode von dem mindestens einen Hilfssignal, um ein neues mindestens eines Hilfssignal für eine folgende Iteration zu erhalten,
- (vi) Addieren der mit der Amplitude multiplizierten zyklisch verschobenen Periode zu der Periode des Korrektursignals,
- (vii) Erhöhen eines Zählers um 1, und
- (viii) Sprung zu Schritt (ii) für eine folgende Iteration, falls der Zähler kleiner ist als ein vorgegebener Wert.

13. Verfahren nach Anspruch 4 und Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass die Periode des normierten Korrektursignals gemäß

$$x_n(k) = \frac{1}{Nk} \sum_{j=1}^{Nk} \cos\left(2\pi\mu(j) \cdot \frac{k}{N}\right)$$

bestimmt wird, wobei Nk eine Anzahl von Teilkorrektursignalen und $\mu(j)$ der Wert $2^{\lambda-v}$ für die jeweiligen Teilkorrektursignale ist.

14. Verfahren nach Anspruch 6 und einem der Ansprüche 12 oder 13, dadurch gekennzeichnet, dass die Amplitude gemäß

$$\Delta x = \frac{1}{2}(x_{\max(i)} + x_{\min(i)})$$

berechnet wird.

15. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das Verfahren nur durchgeführt wird, wenn ein absoluter Maximalwert des Signals (X) größer als ein vorgegebener Grenzwert (x_{ref}) ist.

16. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass das Signal (X) ein an ein Filter (**35**) auszugebendes Signal ist, dass das Signal (X) mit einer Nachbildung (**25**) des Filters gefiltert wird, um ein gefiltertes Signal (Y) zu erzeugen, dass mit dem gefilterten Signal (Y) als Signal das Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 15 durchgeführt wird, um ein weiteres Korrektursignal (Y_k) für das gefilterte Signal (Y) zu erhalten, und dass das Korrektursignal (X_k) für das Signal (X) in Abhängigkeit von dem weiteren Korrektursignal (Y_k) und in Abhängigkeit von einer Übertragungsfunktion der Nachbildung (**25**) bestimmt wird.

17. Verfahren nach Anspruch 16, dadurch gekennzeichnet, dass die Nachbildung (**25**) eine Abtastrate des Signals (X) erhöht.

18. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das Signal (X) ein mit dem Verfahren der diskreten Multitonmodulation erzeugtes Signal ist.

19. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das Signal (X)

ein VDSL-Signal ist.

20. Vorrichtung zum Reduzieren des Crestfaktors eines Signals (X), mit Mitteln (**8, 9, 10, 26**) zum Erzeugen eines Korrektursignals (X_k) als Kombination einer Mehrzahl von Teilkorrektursignalen mit jeweiligen vorgegebenen Frequenzen, und mit Subtraktionsmitteln (**50, 23**) zum Subtrahieren des Korrektursignals (X_k) von dem Signal (X), um ein korrigiertes Signal mit reduziertem Crestfaktor zu erzeugen, dadurch gekennzeichnet, dass die jeweiligen vorgegebenen Frequenzen derart ausgewählt sind, dass das Korrektursignal mit einer Periodenlänge, welche kleiner ist als eine Länge des Signals, periodisch wird, und dass die Mittel zur Bestimmung des Korrektursignals derart ausgestaltet sind, dass sie eine Periode des Korrektursignals (X_k) bestimmen und das Korrektursignal (X_k) als periodische Fortsetzung der einen Periode bestimmen.

21. Vorrichtung nach Anspruch 20, dadurch gekennzeichnet, dass die Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1–19 ausgestaltet ist.

22. Sendevorrichtung zum Senden eines Signals, dadurch gekennzeichnet, dass die Vorrichtung eine Vorrichtung zum Reduzieren des Crestfaktors des zu sendenden Signals nach einem der Ansprüche 20 oder 21 umfasst.

Es folgen 10 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

FIG 1

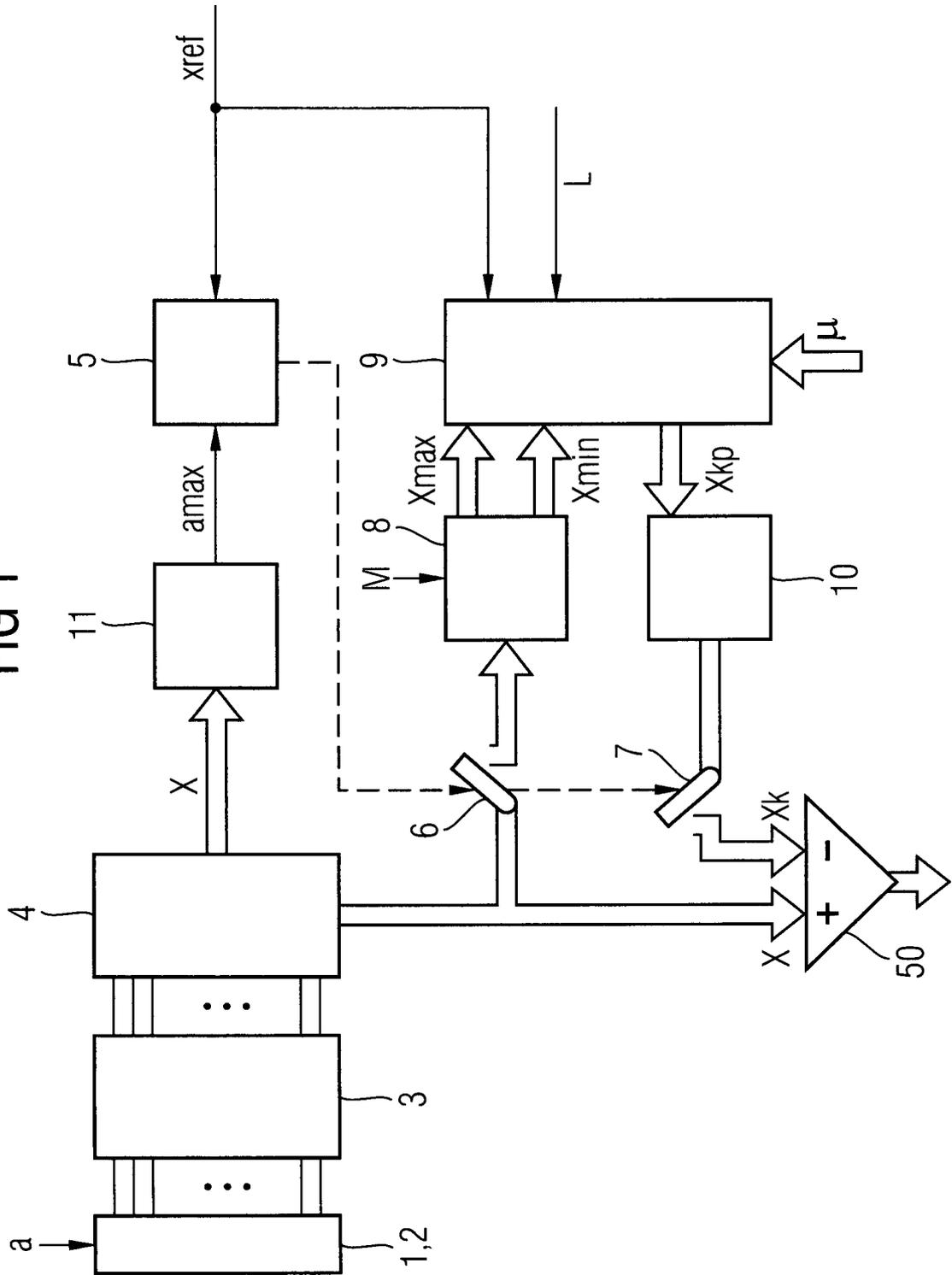


FIG 2

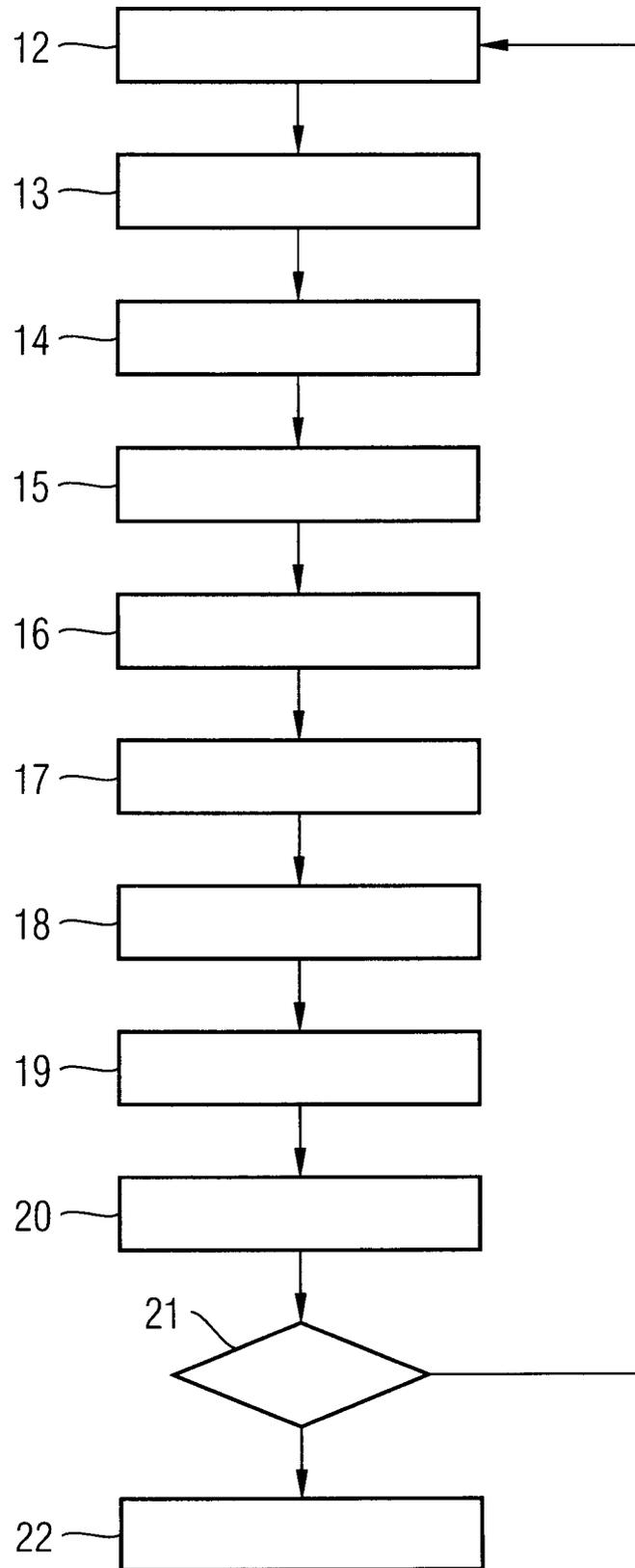


FIG 3

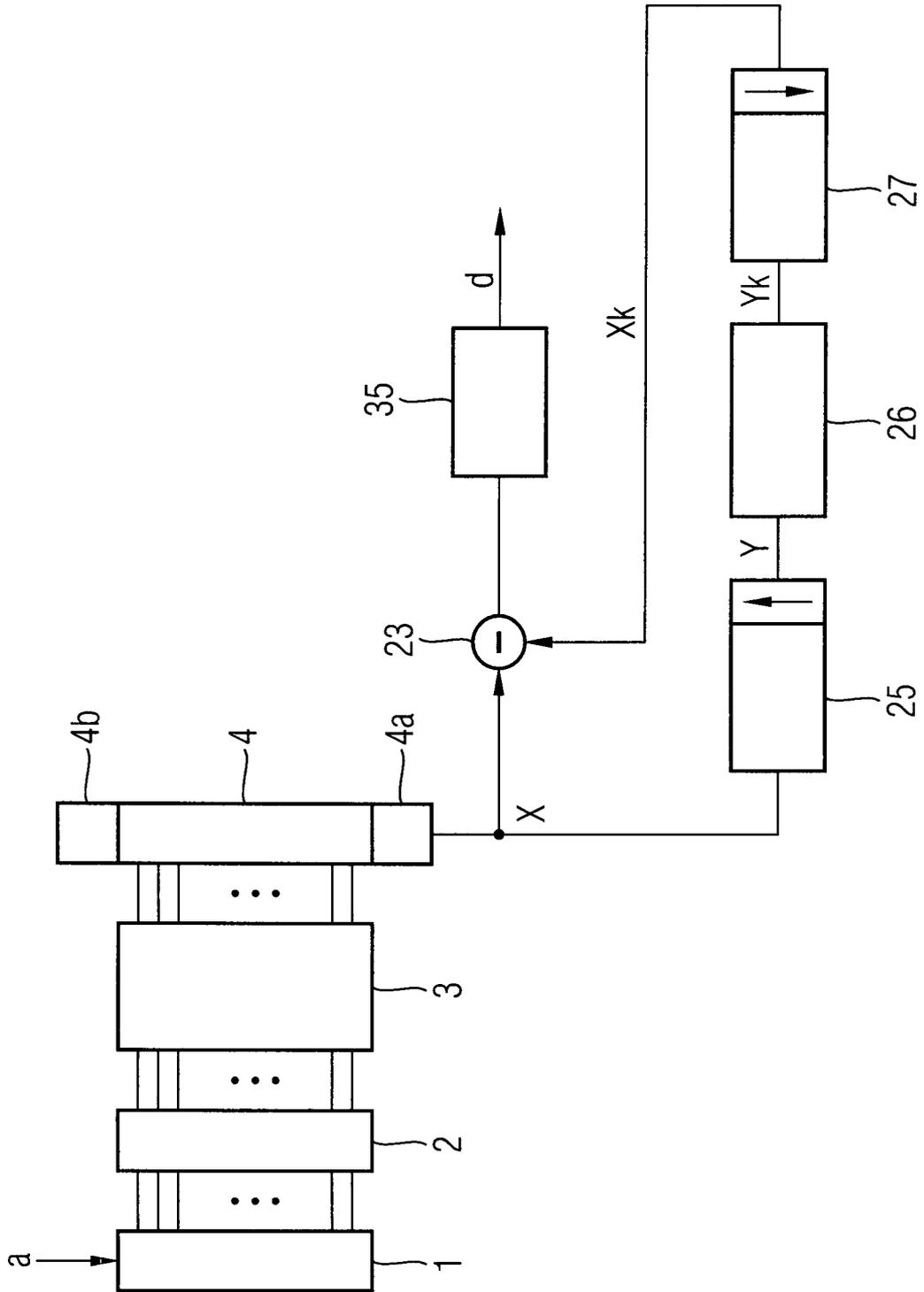


FIG 4A

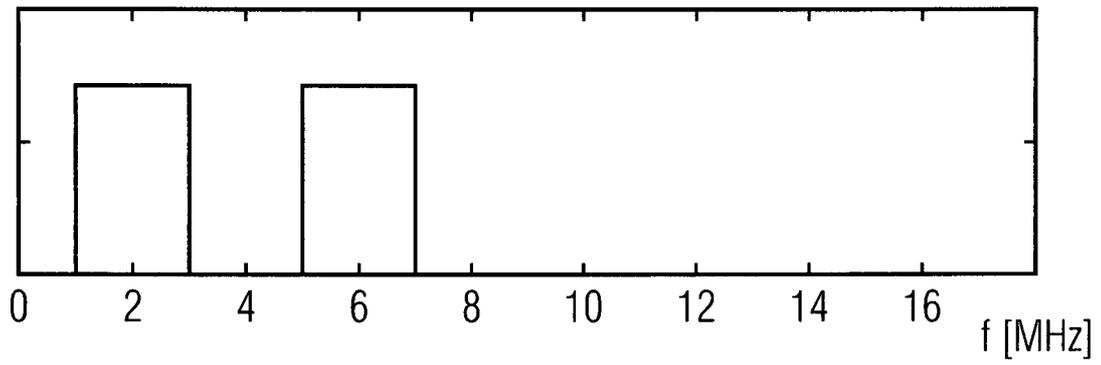


FIG 4B

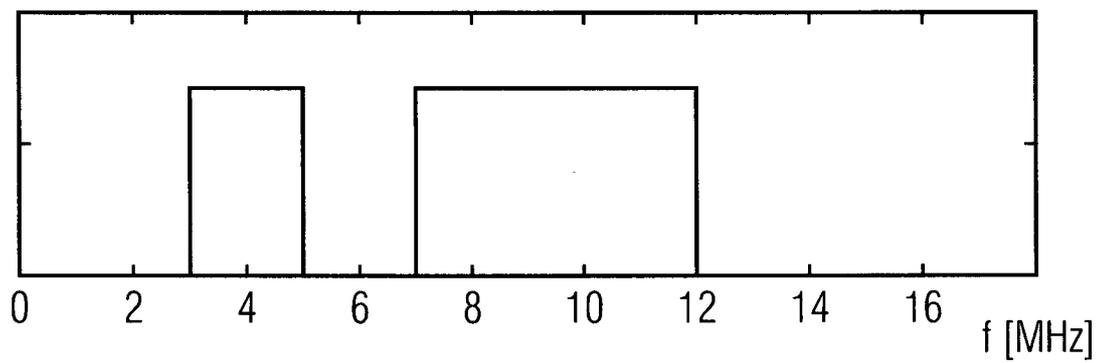


FIG 5

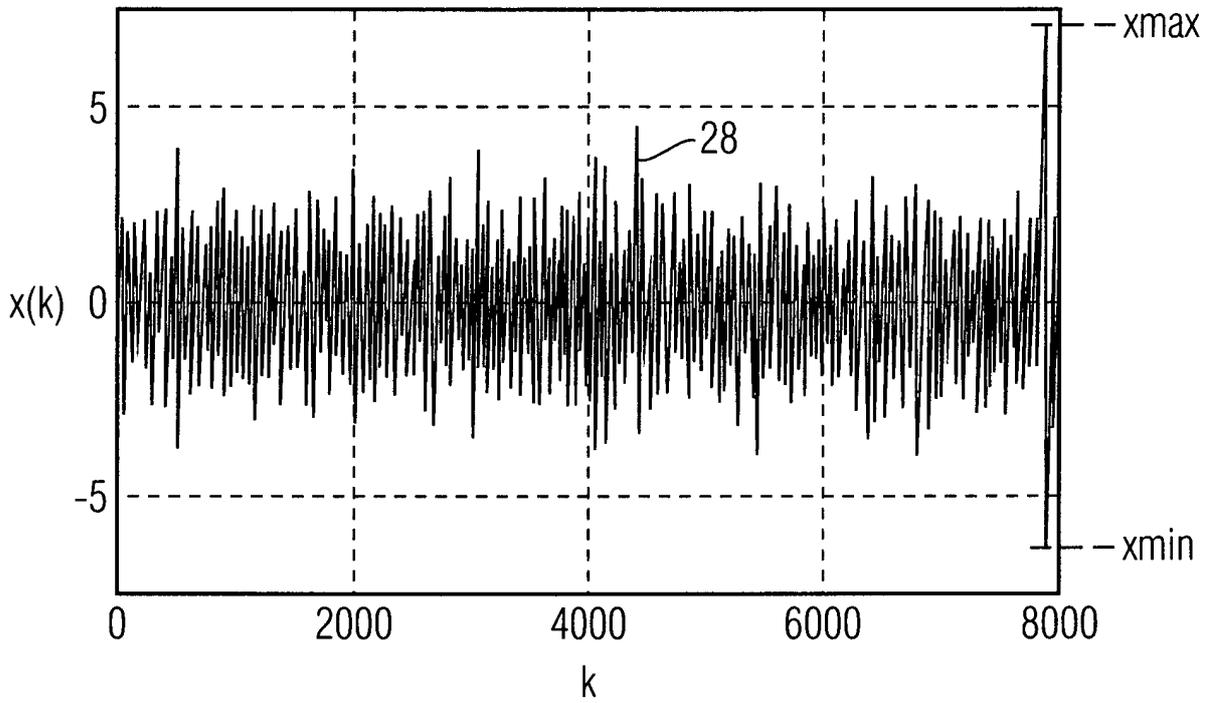


FIG 6

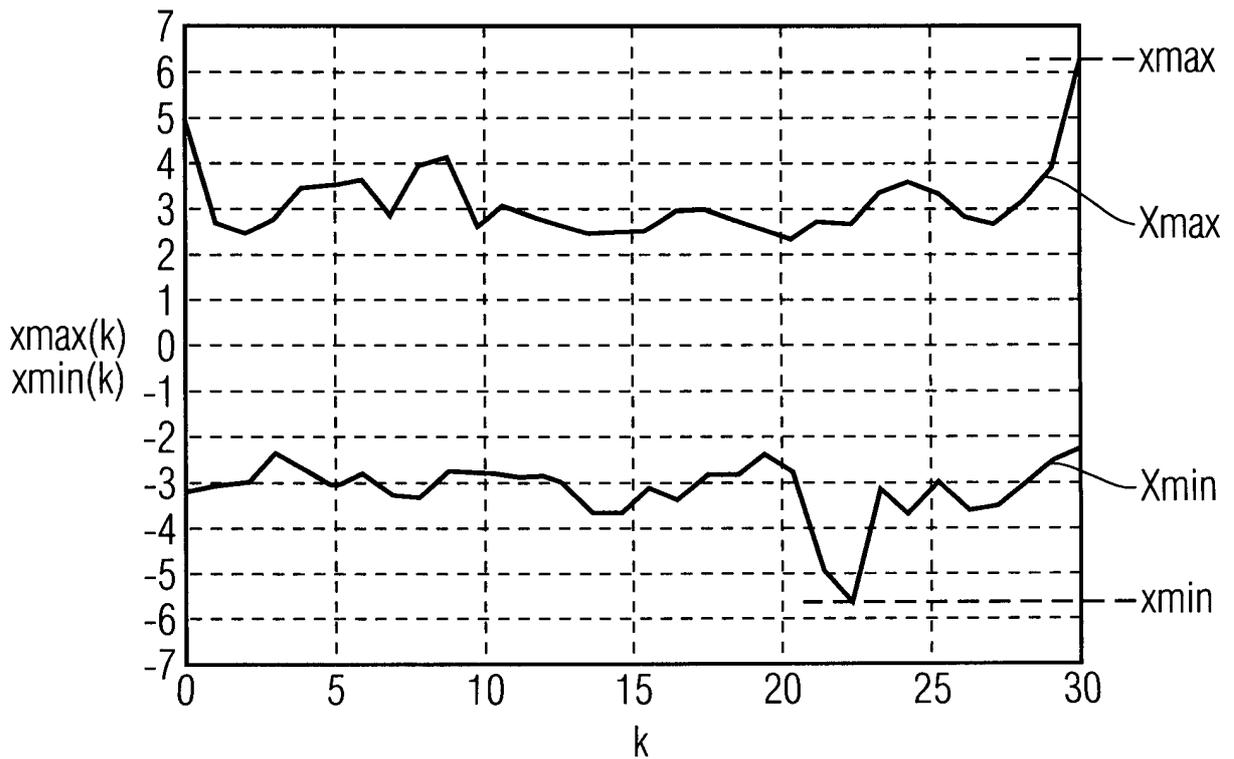


FIG 7

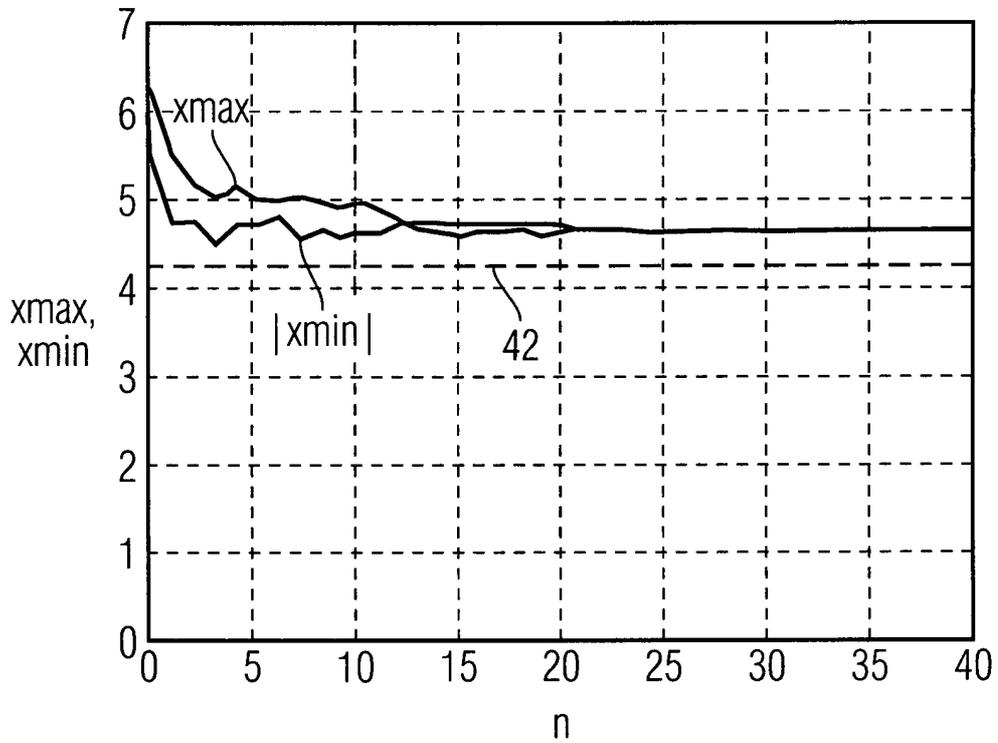


FIG 8

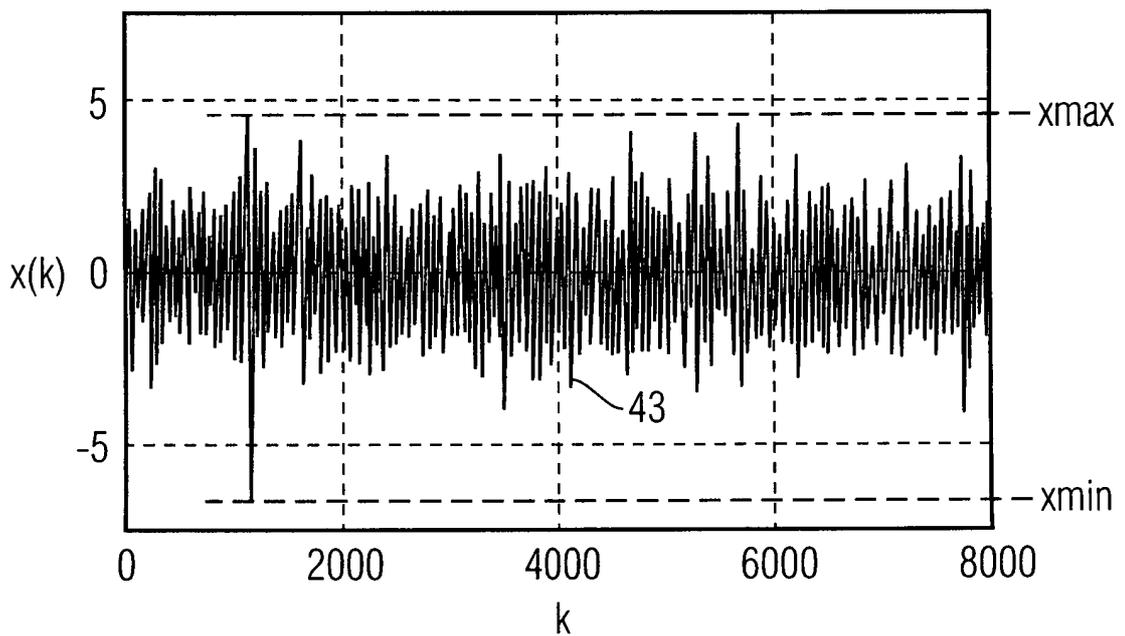


FIG 9

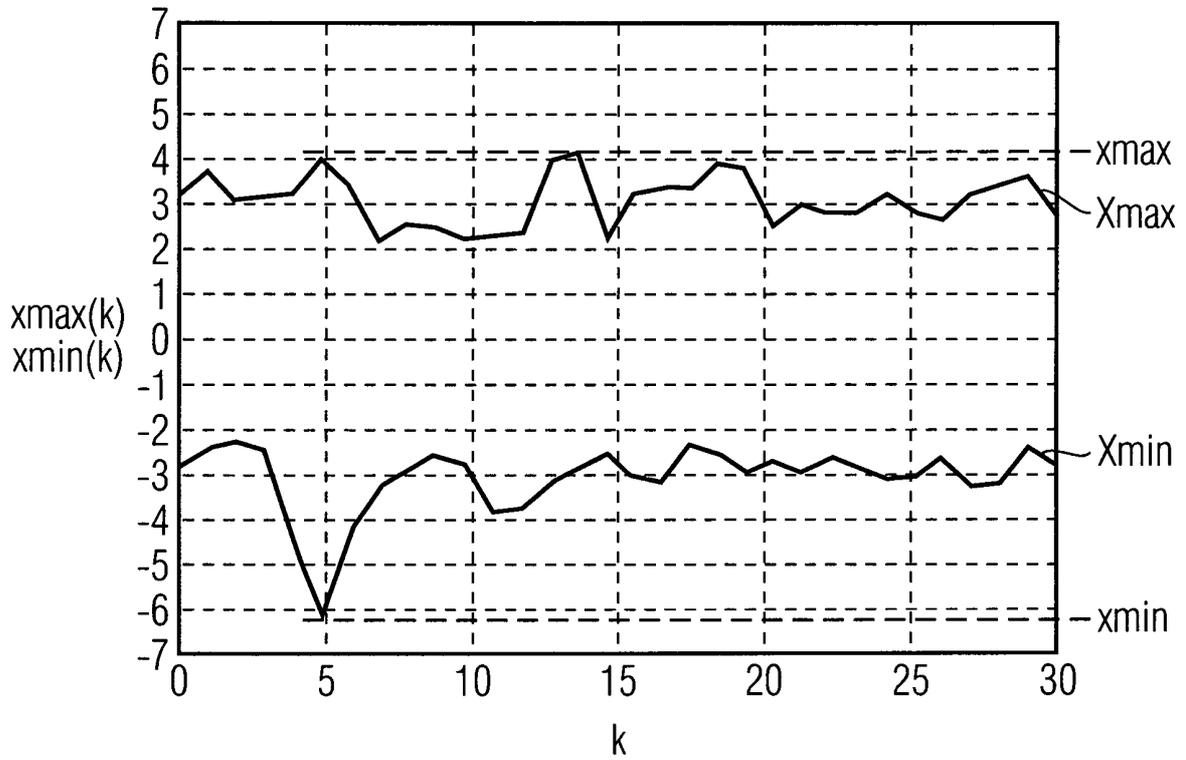


FIG 10

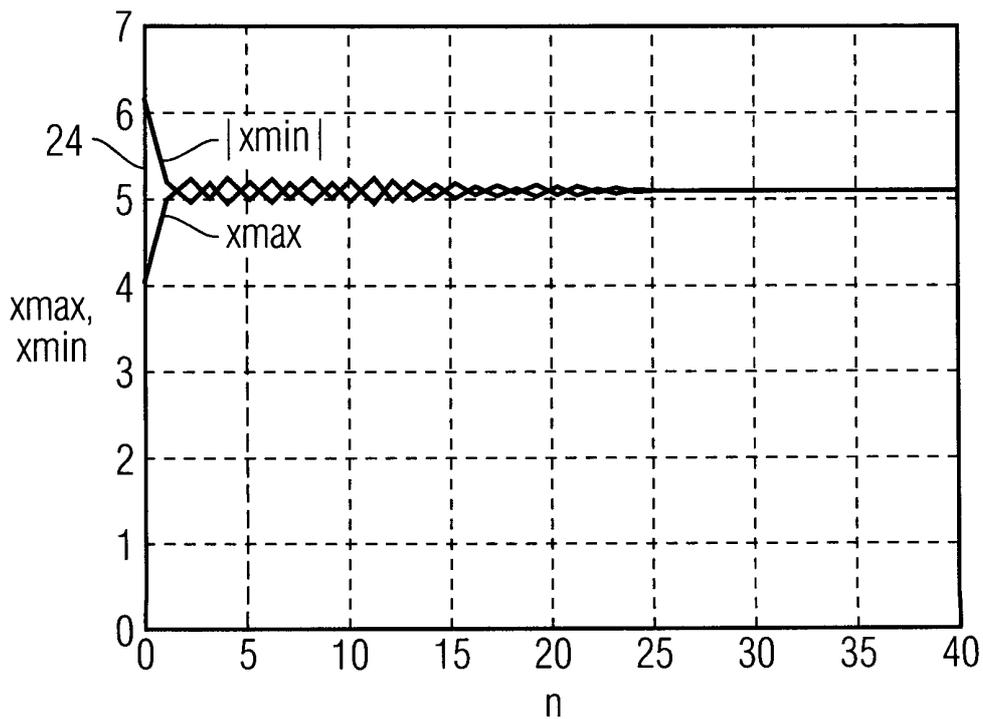


FIG 11A

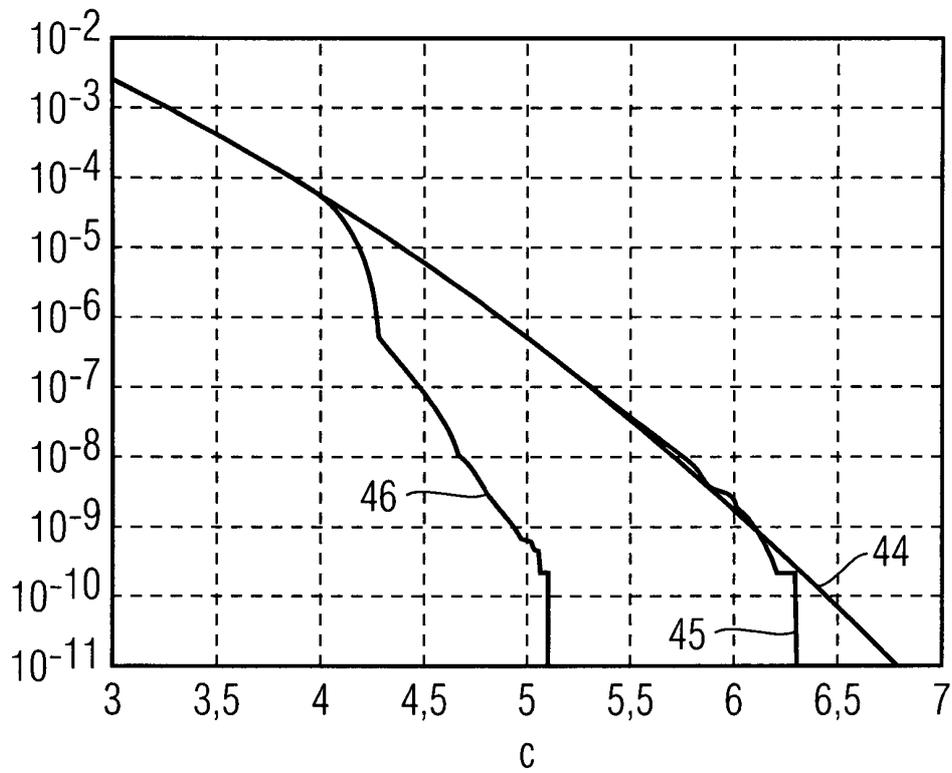


FIG 11B

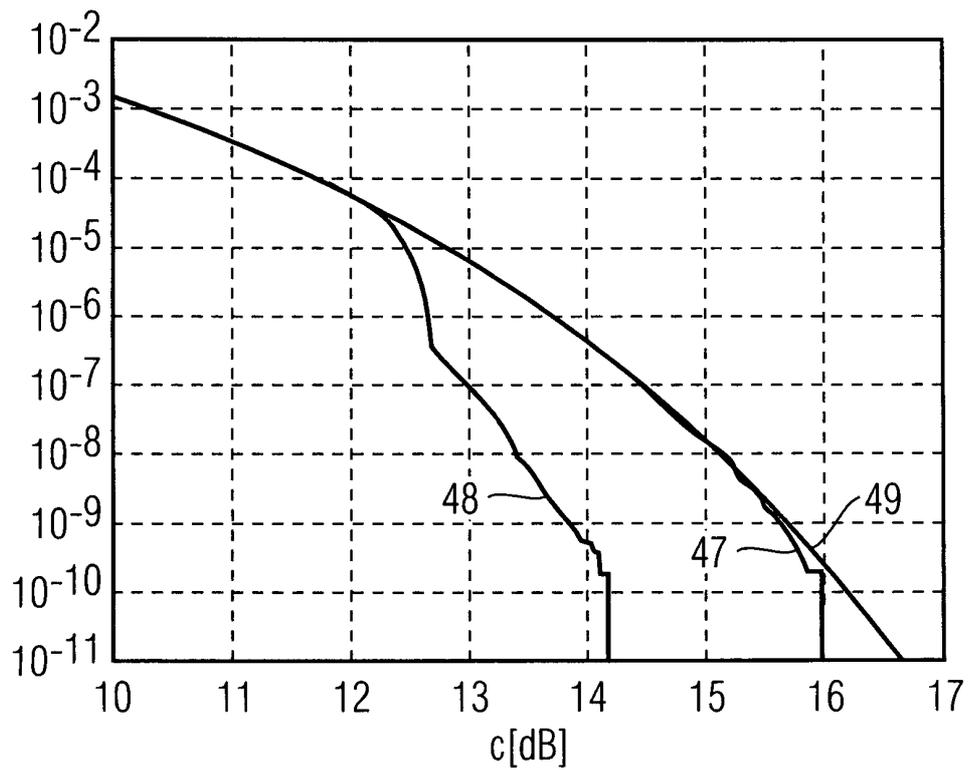


FIG 12A

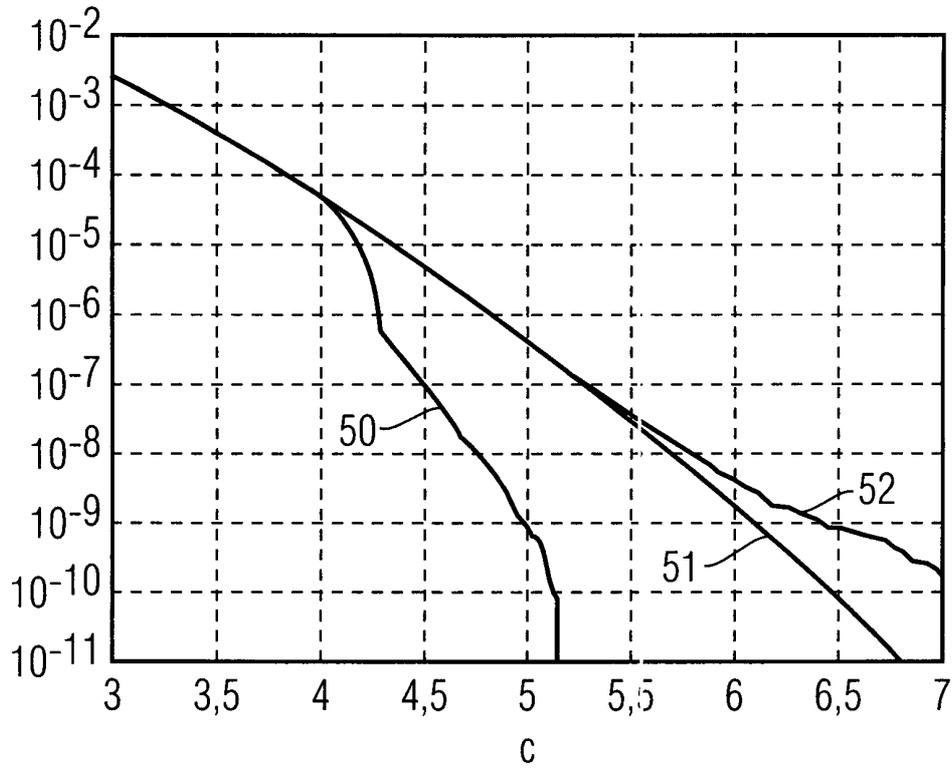


FIG 12B

