(19) **Bundesrepublik Deutschland**
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 698 15 113 T2** 2004.04.08

(12) # Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 006 665 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **698 15 113.5**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **98 309 935.9**
(96) Europäischer Anmeldetag: **04.12.1998**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **07.06.2000**
(97) Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA: **28.05.2003**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **08.04.2004**

(51) Int Cl.[7]: **H03M 13/00**

(73) Patentinhaber:
Lucent Technologies Inc., Murray Hill, N.J., US

(74) Vertreter:
Patentanwälte Westphal Mussgnug & Partner, 78048 Villingen-Schwenningen

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE, ES, FI, FR, GB, IT, SE

(72) Erfinder:
Marvasti, Farokh A., Northwood Hills, Middlesex HA6 1LB, GB

(54) Bezeichnung: **Fehlerverschleierung und -korrektur für Sprach-, Bild- und Videosignale**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung

Technisches Gebiet

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft Verfahren und Vorrichtungen zur Fehlerunterdrückung oder Fehlerkorrektur bei Signalen, wie zum Beispiel Sprach-, Bild- und Videosignalen, und inbesondere Signalen, die über drahtlose und ATM-Kanäle übertragen werden.

Allgemeiner Stand der Technik

[0002] Aus Marvasti und Nafie, "Sampling theorem: A Unified Outlook on Information Theory, Block and Convolutional Codes", IEICE Trans. Fundamentals, Band E76-A, Nr. 9, September 1993 (im Folgenden "ST" genannt), und Marvasti, Hasan und Echhart, "Speech Recovery with Bursty Losses", Proc. of ISCAS '98, Monterey, CA, USA, 31.5.–3.6.1998 (im Folgenden "BL" genannt) ist eine Technik zur Fehlerunterdrückung, oder -korrektur bei einem analogen Signal unter Verwendung der diskreten Fouriertransformation (DFT) bekannt. Das Signal wird abgetastet und zu Blocks geformt, und die DFT wird genommen. Danach wird die DFT so modifiziert, dass M aufeinander folgende Komponenten gleich Null sind (man denke an die zyklische Beschaffenheit der Koeffizienten in einer DFT, so dass für eine Blocklänge von N der N-te Koeffizient und der erste aufeinander folgend sind). Für die Fehlerkorrektur werden diese Komponenten in das DFT-Spektrum eingesetzt, so dass die Blockgröße größer als die ursprüngliche Anzahl von Abtastwerten wird, während man bei der Fehlerunterdrückung M Komponenten der DFT auf Null setzt, so dass bestimmte Informationen in dem Signal verloren gehen. Dann wird die inverse Fouriertransformation genommen, und das resultierende neue Signal wird nach der üblichen Blockverarbeitung übertragen. Wie in ST erwähnt wird, können die Positionen der nullwertigen Komponenten so gewählt werden, und werden bevorzugt auch so gewählt, dass die inverse DFT ein Signal mit reellen Werten ergibt, vorausgesetzt, dass das ursprüngliche Signal reelle Werte aufweist. In ST wird gezeigt, dass es möglich ist, bis zu M Löschungen pro Block zu korrigieren, und es werden einige Verfahren dafür beschrieben. Wenn die Blocklänge des übertragenen Signals N und die Anzahl von auf Null gesetzten Koeffizienten M ist und N = K + M gilt, umfassen mögliche Verfahren das Invertieren einer K × K-Matrix und das Interpolieren der fehlenden Werte unter Verwendung der Lagrange-Interpolation. Beide Verfahren werden für große N rechnerisch aufwändig, und BL zeigt ein rekursives Verfahren, das wesentlich gangbarer ist. Wie in BL erwähnt wird, akkumulieren sich leider Rundungsfehler, wenn die Blockgröße groß wird, besonders wenn die Löschungen, die korrigiert werden, in aufeinander folgenden Abtastwerten auftreten, und es hat sich gezeigt, dass die Behebungsverfahren für Blockgrößen von mehr als N = 64 instabil werden.

[0003] Um Normen in der Telekommunikation zu genügen, wie zum Beispiel den Normen G.729 oder GSM, müssen Abtastwerte in Blöcken bestimmter Größe übertragen werden, nämlich 80 Abtastwerte im Fall von G.729 und 160 Abtastwerte im Fall von GSM. Da Löschungen verursachende Übertragungsfehler ein Ausbleiben kompletter Blöcke verursachen, muss die Länge der Blocks ein Vielfaches der Länge der Blöcke sein. Anders ausgedrückt, müssen Blocklängen viel größer als N = 64 sein. Außerdem bedeutet der Verlust eines Blocks einen Verlust von 80 oder 160 aufeinander folgenden Abtastwerten, so dass die Stabilität des Fehlerbehebungsverfahrens unter beträchtlichem Druck steht.

[0004] Eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist die Bereitstellung einer Technik zur Fehlerunterdrückung oder Fehlerkorrektur mit verbesserter Stabilität bei großen Blockgrößen.

Kurze Darstellung der Erfindung

[0005] Die Erfindung wird in den unabhängigen Ansprüchen definiert.

[0006] Die Erfindung basiert auf der Entdeckung einer modifizierten Form der diskreten Fouriertransformation, die insofern formal der normalen DFT ähnlich ist, als dieselben Fehlerbehebungsverfahren wie bei ST und BL verwendet werden können, bei der aber die Instabilität nicht mehr im selben Ausmaß auftritt. Wenn die Transformation und die inverse Transformation tatsächlich ausgeführt werden, kann außerdem das herkömmliche FFT-Verfahren verwendet werden, so dass viele existierende Hardware und Software in der modifizierten Technik verwendet werden kann.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0007] Ausführungsformen der Erfindung werden nun anhand von Beispielen unter Bezugnahme auf die beigefügten Zeichnungen beschrieben. Es zeigen:

[0008] **Fig.** 1 in Diagrammform die Erfindung realisierende Übertragungsvorrichtungen,

[0009] **Fig.** 2 in Diagrammform die Erfindung realisierende Empfangsvorrichtungen,

[0010] **Fig.** 3 in Diagrammform eine Ausführungsform des Fehlerunterdrückungsteils von **Fig.** 2 und

[0011] **Fig.** 4 in Diagrammform eine weitere Ausführungsform des Fehlerunterdrückungsteils von **Fig.** 2.

Ausführliche Beschreibung

Fehlerbehebung unter Verwendung der DFT

[0012] Um die modifizierte DFT und die modifizierte Fehlerbehebungstechnik zu verstehen, wird es zunächst nützlich sein, an die herkömmliche DFT und die aus BL bekannte Fehlerbehebungstechnik zu erinnern.
[0013] Wenn x (i) (i = 0 . . . N – 1) eine Reihe von N Abtastwerten ist, dann ist die DFT X(k) definiert durch

$$X(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} x(i) \exp\left(\frac{2\pi jki}{N}\right)$$

wobei j die Wurzel aus –1 ist . Aus Gründen, die später offensichtlich werden, schreibt man dies folgendermaßen um:

$$X(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} x(i) \exp(jkiq)$$

wobei $q = \frac{2\pi}{N}$ ist. Die inverse Transformation lautet:

$$x(i) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp(-jikq) \ .$$

[0014] Bei der bekannten Fehlerunterdrückungstechnik hat man ursprünglich eine Reihe von Abtastwerten x(i), und man bildet die DFT X(k). Dann setzt man M aufeinander folgende der DFT-Koeffizienten gleich Null, um eine neue DFT X(k) zu bilden, mit X(k) = X(k) für k ∉ μ und X(k) = 0 für k ∈ μ, wobei μ die Menge der auf Null gesetzten Koeffizienten ist. Dann bildet man die inverse DFT x(i), die eine gefilterte Version von x(i) ist. Wenn man μ so wählt, dass die auf Null gesetzten Koeffizienten den höchsten Frequenzkomponenten entsprechen, ist es eine tiefpassgefilterte Version. Im Fall der Fehlerkorrektur stopft man M Nullen in das Spektrum, anstatt M Koeffizienten auf Null zu setzen, so dass keine Informationen verloren gehen, aber x(i) ist nicht einfach eine gefilterte Version von x(i). Es folgt eine Besprechung nur des Falls der Fehlerunterdrückung – die Prinzipien können aber gleichermaßen auch auf die Fehlerkorrektur angewandt werden. Das übertragene Signal ist x(i), das Redundanz enthält, da im Voraus bekannt ist, dass die M Komponenten von X(k), die Werten von k in μ entsprechen, gleich Null sind.
[0015] Es soll nun angenommen werden, dass das empfangene Signal d(i) gleich x(i) ist, mit Ausnahme einer Menge von Abtastwerten $x(i_m)$, von denen bekannt ist, dass sie falsch empfangen wurden, und die deshalb verworfen werden. Es soll die Redundanz in x(i) verwendet werden, um die fehlenden Abtastwerte zu interpolieren und x(i) wiederherzustellen. Man schreibt die Anzahl verworfener Abtastwerte als $s\tau$, wobei s die für die Übertragung verwendete Blockgröße und τ die Anzahl verworfener Blöcke ist. Die fehlenden Abtastwerte können nun wiedergewonnen werden, wenn $s\tau$ kleiner oder gleich M ist. Man definiert den Fehler e(i) = x(i) – d(i) und seine DFT E(k) . Man beachte, dass e(i) = 0 für $i \notin \{i_m\}$ und $e(i_m) = x(i_m)$ für alle im.
[0016] Bei Kenntnis der Positionen i_m der fehlenden Abtastwerte kann man ein Polynom (das "Fehlerfindepolynom") als das folgende Produkt konstruieren:

$$H(z) = \prod_{m=1}^{s\tau} (z - z_{i_m}) \qquad (1)$$

mit z_i = exp (jiq),und man kann dies als eine Summe umschreiben iumschreiben:

$$H(z) = \prod_{t=0}^{s\tau} h_t z^t \qquad (2)$$

[0017] In der Praxis besteht eine effiziente Methode zur Berechnung der Koeffizienten h_t darin, H(z) unter Verwendung der Produktform (**1**) für mindestens $s\tau + 1$ gleich beabstandete Werte auf dem Einheitskreis und unter

Verwendung des FFT-Algorithmus zu berechnen.

[0018] Man beachte, dass

$$H(z_{i_m}) = 0$$

für alle Positionen der verworfenen Abtastwerte. Deshalb kann man

$$H(z_{i_m})$$

in der Form von Gleichung (2) mit

$$e(i_m)Z_{i_m}^r$$

multplizieren und über m summieren und erhält dadurch

$$\sum_{m=1}^{s\tau} e(i_m) \sum_{t=0}^{s\tau} h_t z_{i_m}^{t+r} = 0$$

[0019] Durch Umkehren der Summationsreihenfolge erhält man

$$\sum_{t=0}^{s\tau} h_t \sum_{m=1}^{s\tau} e(i_m) z_{i_m}^{t+r} = 0$$

oder umgeschrieben:

$$\sum_{t=0}^{s\tau} h_t E(t+r) = 0$$

[0020] Durch Umordnen erhält man daraus

$$E(r) = -\frac{1}{h_0} \sum_{t=1}^{s\tau} h_t E(r+t) \; . \qquad (3)$$

[0021] Wenn beliebige sτ aufeinander folgende Werte von E(r + t) gegeben sind, kann man also einen weiteren zusammenhängenden Wert berechnen und so alle Werte rekursiv berechnen. Man weiß aber, dass für k ∈ μ X(k) = 0 ist, also E(k) = – D(k). Deshalb hat man am Anfang M ≥ sτ aufeinander folgende bekannte Werte und kann alle anderen berechnen. Bei gegebener DFT der Fehler E(k) kann man leicht die von Null verschiedenen DFT-Koeffizienten der Abtastwerte X(k) = D(k) + E(k) berechnen und dadurch die Abtastwerte x(i) wiederherstellen.

[0022] Andere Verfahren zur Wiederherstellung der verlorenen Abtastwerte sind zum Beispiel Matrixinversion und Lagrange-Interpolation, wie in ST besprochen, das gerade skizzierte Verfahren ist jedoch zur Zeit das bevorzugte, da es rechnerisch weniger intensiv ist.

[0023] Das Problem bei der oben beschriebenen Technik besteht darin, dass sie für große Blockgrößen instabil wird, und es wird vermutet, dass dies mit dem Umstand zusammenhängt, dass die Menge μ von auf Null gesetzten Koeffizienten zusammenhängend sein muss, zumindest für das obige rekursive Verfahren und das Verfahren der Lagrange-Interpolation, und um sicher zu sein, dass die zu invertierende Matriz nicht singulär ist.

Die erfindungsgemäße Modifikation

[0024] Die vorliegende Erfindung basiert auf der Beobachtung, dass die ganze oben dargelegte Argumentation, einschließlich des Fourierschen Theorems selbst, immer noch gilt, wenn man, statt

$$q = \frac{2\pi}{N}$$

zu definieren,

$$q = \frac{2\pi p}{N}$$

definiert, wobei p und N zueinander prime ganze Zahlen sind und p > 1 ist. Die modifizierte DFT wird nun definiert als

$$X_p(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} x(i) \exp\left(\frac{2\pi jpi}{N}\right)$$

[0025] Dies ist einer Permutation der Koeffizienten äquivalent, so dass

$$X_p(k) = X(p(k)) \quad (4)$$

mit p(k) = pk mod N. Wenn man also die modifizierte Transformation benutzt und M aufeinander folgende Koeffizienten auf Null setzt, ist dies dasselbe wie das Benutzen der herkömmlichen DFT und Nullsetzen von Komponenten p(k), wobei k M aufeinander folgende Werte annimmt. Wenn p geeignet gewählt wird, hat dies den Effekt, die Nullen über das Spektrum zu verstreuen, wodurch der Wiederherstellungsprozess auch für große Blockgrößen viel stabiler wird.

[0026] Außer dem Umstand, dass p und N relativ prim sein müssen, bestehen zwei sich widersprechende Anforderungen an die Wahl von p; die erste ist, dass man ein solches p benötigt, dass die Decodierung stabil ist. Für Stabilität ist es notwendig, dass das Fehlerfindepolynom den Einheitskreis überspannt, d.h., zi für i ∈ μ sollte über den Einheitskreis verteilt sein. Anders ausgedrückt fordert man pM ≥ N. Andererseits erzeugt das Filtern in dem neuen Transformationsbereich gewisse Verzerrungen an dem ursprünglichen Quellensignal. Um diese Verzerrungen zu verringern, muss p so gewählt werden, dass die auf Null gesetzten Koeffizienten energiearme Koeffizienten sind. Wenn p um N/2 liegt, bleibt fast die Hälfte der Frequenzkoeffizienten der FFT im hochfrequenten Bereich der neuen Transformation. Die Transformation ist jedoch nicht sehr stabil (aber immer noch nicht so schlimm wie die herkömmliche DFT). Außerdem läßt sich zeigen, dass die Transformation für p = N/2 + e für gerade N die Konjugation von N/2 – e ist. Deshalb kann durch Hörtests ein Kompromisswert für p im Bereich von N/M ≤ p < N/2 gewählt werden. Um zum Beispiel in der Lage zu sein, einen fehlenden Block zu ersetzen, wobei N = 480 und s = 160 ist, so dass M = 160 erforderlich ist, kann experimentell p = 197 als der beste Kompromiss gefunden werden.

[0027] Zusätzlich zu dem rekursiven Verfahren ist die Argumentation in ST, die zeigt, dass eine Matrixinversion ausgeführt werden kann (d. h., dass die zu invertierende Matrix nicht singulär ist) und dass die x(i) durch Lagrange-Interpolation wiedergewonnen werden können, auch mit der modifizierten DFT weiter gültig. Diese Verfahren könnten deshalb anstelle des rekursiven Verfahrens verwendet werden, obwohl sie (insbesondere die Matrixinversion) rechnerisch intensiver und nicht bevorzugt sind.

Übertragungsvorrichtungen

[0028] **Fig.** 1 zeigt einen Prozessor **1** für schnelle Fouriertransformation (FFT), der so angeordnet ist, dass er ein abgetastetes Sprachsignal $s_x(i)$ in Blocks von N Abtastwerten empfängt und Fourier-Koeffizienten X(k) erzeugt. Das Ausgangssignal des FFT-Prozessors **1** wird durch einen Verzerrungsprozessor **2** zu dem Invers-FFT-Prozessor **3** geleitet, um ein gefiltertes Signal x(i) zu erzeugen. Der Verzerrungsprozessor setzt bestimmte der Koeffizienten X(k) gleich Null. Bei der in BL beschriebenen bekannten Technik wäre dies eine Menge von M aufeinander folgenden Koeffizienten, entsprechend hochfrequenten Komponenten des Signals, bei der vorliegenden Technik sind es jedoch die mit p(k) bezifferten Koeffizienten, wobei k M aufeinander folgende Werte annimmt. Während bei der bekannten Technik x(i) ein tiefpassgefiltertes Signal ist, ist bei der vorliegenden Technik die auf das Signal angewandte Filterung subtiler und besteht aus einer Anzahl von niederfrequenten Kerben, die über das Spektrum verstreut sind. Das Ausgangssignal des Invers-FFT-Prozessors **3** wird dann an einen herkömmlichen Sprachcodierer **4** und einen herkömmlichen Kanalcodierer **5**, der das Signal zur Übertragung in Blöcken anordnet, angelegt.

Empfangsvorrichtungen

[0029] **Fig.** 2 zeigt einen herkömmlichen Kanaldecodierer **6**, der so angeordnet ist, dass er das übertragene Signal aus der Vorrichtung von **Fig.** 1 empfängt. Der Kanaldecodierer **6** macht die Blockstruktur des Signals rückgängig und identifiziert Blöcke I_m, die bei der Übertragung verfälscht oder nicht empfangen wurden. Die solchen Blöcken entsprechenden Abtastwerte werden auf Null gesetzt, und es wird ein diese verlorenen Abtastwerte darstellendes Signal i_m erzeugt. Das Ausgangssignal des Kanaldecodierers wird zu einem herkömmlichen Sprachdecodierer geleitet, der das Gegenstück des Sprachcodierers **4** von **Fig.** 1 ist und das Signal d(i) erzeugt, das, wenn keine Blöcke verfälscht oder nicht empfangen wurden, mit dem gefilterten Signal x(i) übereinstimmen sollte, andernfalls aber das gefilterte Signal x(i) ist, von dem ein oder mehrere Blöcke voll Abtastwerte auf Null gesetzt sind. Das Signal d(i) wird zu einem Fehlerunterdrückerprozessor **8** geleitet, der auch so

geschaltet ist, dass er das die verlorenen Abtastwerte darstellende Signal I_m empfängt. Der Fehlerunterdrückerprozessor **8** führt den rekursiven Prozess aus, um die verlorenen Abtastwerte wiederzugewinnen und das gefilterte Signal x(i) zu rekonstruieren.

Fehlerunterdrücker

[0030] **Fig.** 3 zeigt eine Ausführungsform des Fehlerunterdrückerprozessors **8** von **Fig.** 2 ausführlicher.
[0031] Ein Koeffizientenkalkulatorprozessor **9** ist so angeordnet, dass er das die verlorenen Abtastwerte identifizierende Signal im aus dem Kanaldecodiererprozessor **6** von **Fig.** 2 empfängt und die Koeffizienten h_t des Fehlerfindepolynoms H(z) gemäß Gleichung (2) berechnet, und zwar durch Berechnen von H(z) unter Verwendung von Gleichung (1) für eine Anzahl von Werten von z, die um den Einheitskreis herum gleich beabstandet sind, und Berechnen der Koeffizienten h_t unter Verwendung eines FFT-Prozessors. Bei der Berechnung von H(z) müssen die Werte von $z_i = \exp(jiq)$ mit $q = 2\pi p/N$ berechnet werden, so dass die Positionen der Nullen bei dem modifizierten Verfahren anders sind.
[0032] Ein FFT-Prozessor **10** ist so geschaltet, dass er das Signal d(i) von dem Sprachcodiererprozessor **7** von **Fig.** 2 empfängt und die DFT D(k) ableitet. Ein modifizierter Rekursionsprozessor **11** ist so geschaltet, dass er die DFT D(k) von dem FFT-Prozessor **10** und die Koeffizienten h_t von dem Koeffizientenkalkulatorprozessor **9** empfängt und die Fehler-DFT-Koeffizienten E(k) unter Verwendung der modifizierten Form der Rekursionsrelation (**3**), beginnend mit den Werten, die den im Voraus bekannten Werten von $X(p(k)) = 0$ für $k \notin \mu$ entsprechen, ableitet. Die modifizierte Form der Rekursionsrelation (**3**) lautet:

$$E(p(r)) = -\frac{1}{h_0}\sum_{t=1}^{\Lambda\pi} h_t E(p(r+t))$$

[0033] Ein Korrekturprozessor **12** ist so geschaltet, dass er die Fehler-DFT-Koeffizienten E(k) von dem Koeffizientenkalkulatorprozessor **9** und die DFT-Koeffizienten D(k) von dem FFT-Prozessor **10** empfängt und E(k) und D(k) addiert, um die DFT-Koeffizienten X(k) des wiedergewonnenen gefilterten Signals zu berechnen. Ein Invers-FFT-Prozessor **13** ist so geschaltet, dass er die DFT-Koeffizienten X(k) empfängt und das wiedergewonnene gefilterte Signal x(i) berechnet.
[0034] **Fig.** 4 zeigt eine alternative Ausführungsform des Fehlerunterdrückerprozessors **8** von **Fig.** 2. In diesem Fall verwendet der Rekursionsprozessor **11** die unmodifizierte Form der Rekursionsrelation (**3**), aber der FFT-Prozessor **10** und der Invers-FFT-Prozessor **13** sind insofern modifiziert, als der modifizierte FFT-Prozessor **10** den normalen FFT-Algorithmus ausführt, dem eine Permutation folgt, wie in Gleichung (4) gezeigt, und der modifizierte Invers-FFT-Prozessor eine inverse Permutation ausführt, der der normale FFT-Algorithmus folgt.
[0035] Bezeichnet man die DFT mit F, die Permutation mit P und den rekursiven Schritt mit R, führen beide Ausführungsformen den Prozess $F^{-1}P^{-1}RPF$ aus, aber die Ausführungsform von **Fig.** 3 tut es in der Form $F\text{-}^{1}R'F$, wobei $R' = P^{-1}RP$ ist, und die Ausführungsform von **Fig.** 4 in der Form $F'^{-1}RF'$, wobei $F' = PF$ ist.

Implementierung

[0036] Die für die oben beschriebenen Vorrichtungen erforderlichen Prozessoren können als ausführbarer Code in Verbindung mit einem Mikroprozessor- oder Signalprozessorchip oder einer Kombination beider implementiert werden.

Patentansprüche

1. Verfahren zum Einfügen erhöhter Redundanz in ein diskretes Signal zum Zweck der Fehlerunterdrückung oder -korrektur von diskontinuierlichen Verlusten und/oder Blockverlusten, wobei das Verfahren aufweist:
Bilden der diskreten Fourier-Transformierten (**1**) eines Blocks von Abtastwerten des Signals;
Modifizieren der Fouriertransformierten (**2**) um einen Block von Koeffizienten der Blocklänge N zu erzeugen, in welchem eine vorherbestimmte Gruppe von M Fourier-Koeffizienten gleich Null ist; und
Bilden der inversen diskreten Fouriertransformierten (**3**) des Blocks von Fourier-Koeffizienten, um das Signal mit erhöhter Redundanz zu bilden,
dadurch gekennzeichnet , dass
die vorherbestimmte Gruppe von Fourier-Koeffizienten aus den Koeffizienten p(k) besteht, wobei k M aufeinanderfolgende ganzzahlige Werte annimmt und p(k) definiert ist als p(k) = pkmodN, wobei p eine positive ganze Zahl größer als N und relativ prim zu N ist.

2. Verfahren nach Anspruch 1, das weiterhin das Übertragen des Signals mit erhöhter Redundanz in Blöcken von s-Abtastwerten (**5**) umfasst, wobei s ein ganzzahliger Faktor der Blocklänge N ist und M größer oder gleich s ist.

3. Verfahren zur Fehlerunterdrückung oder -korrektur eines abgetasteten analogen Signals, wobei ein Signal aus einem empfangenen Signal wieder gewonnen wird, wobei einige Abtastwerte nicht korrekt empfangen wurden, unter Verwendung von Redundanz, die dem übertragenen Signal zugefügt wird, wobei die Redundanz aus einer vorherbestimmten Gruppe von M Fourierkomponenten, die gleich Null sind, in jeden Block der diskreten Fouriertransformierten des übertragenen Signals der Blocklänge N besteht,
dadurch gekennzeichnet, dass
die vorherbestimmte Gruppe von Fourierkoeffizienten aus den Koeffizienten p(k) besteht, wobei k M aufeinanderfolgende ganzzahlige Werte annimmt und p(k) definiert ist als p(k) = pkmodN definiert ist, wobei p eine positive ganze Zahl kleiner als 0 ist, die relativ prim zu N ist.

4. Verfahren nach Anspruch 3, das aufweist:
Bilden der diskreten Fouriertransformierten D(k) eines Blocks von N Abtastwerten des empfangenen Signals d(i) (**10**);
Verwenden von D(k), um rekursiv ein Fehlersignal E(k) zu berechnen (**11**);
Verwenden des Fehlersignals E(k) und der diskreten Fouriertransformierten D(k) des empfangenen Signals, um die diskrete Fouriertransformierte X(k) des übertragenen Signals (**12**) zu rekonstruieren; und
Rekonstruieren des abgetasteten analogen Signals durch Bilden einer diskreten Fouriertransformierten von X(k) (**13**).

5. Verfahren nach Anspruch 4, das den Schritt umfasst, eine Gruppe von Koeffizienten h_t eines Fehlersuchpolynoms H(z) aus den Positionen i_m der verlorenen Abtastwerte in dem Block zu bilden, und wobei der Schritt des rekursiven Berechnens des Fehlersignals die Koeffizienten h_t verwendet.

6. Verfahren nach Anspruch 5, bei dem der Schritt des rekursiven Berechnens des Fehlersignals die rekursive Beziehung benutzt:

$$E(p(r)) = -\frac{1}{h_0}\sum_{t=1}^{\nu} h_t E(p(r+t))$$

wobei v die Anzahl der verlorenen Abtastwerte ist.

7. Verfahren nach Anspruch 5, bei dem auf den Schritt des Bildens der diskreten Fouriertransformierten des empfangenen Signals eine Permutation der Koeffizienten gemäß p(k) folgt, wobei dem Schritt des Bildens der inversen Fouriertransformierten eine Permutation der Koeffizienten invers zu p(k) vorausgeht und wobei der Schritt des rekursiven Berechnens des Fehlersignals die rekursive Beziehung nutzt:

$$E(r) = -\frac{1}{h_0}\sum_{t=1}^{\nu} h_t E(r+t)$$

wobei v die Anzahl der verlorenen Abtastwerte ist.

8. Verfahren nach einem der Ansprüche 3 bis 7, bei dem das Signal mit erhöhter Redundanz in Blöcken mit s Abtastwerten empfangen wird, wobei s ein ganzzahliger Faktor der Blocklänge N ist und M größer oder gleich s ist.

9. Verfahren nach Anspruch 2 oder 8, bei dem M ein ganzzahliges Vielfaches von s ist.

10. Vorrichtung zur Verwendung bei der Fehlerunterdrückung oder -korrektur für diskontinuierliche Verluste und/oder Blockverluste eines diskreten Signals,
gekennzeichnet durch
Mittel, die derart angeordnet sind, dass sie jeden der Schritte eines Verfahrens gemäß einem der vorrangehenden Ansprüche ausführen.

Es folgen 2 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

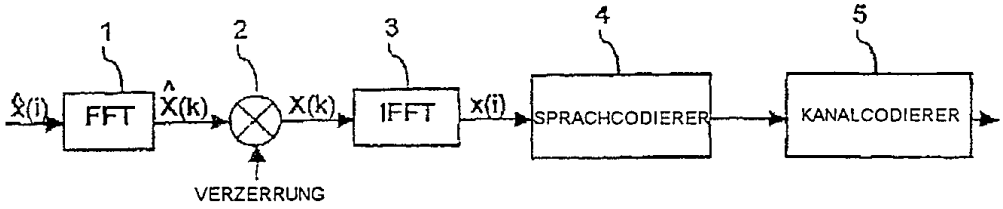

FIG. 1

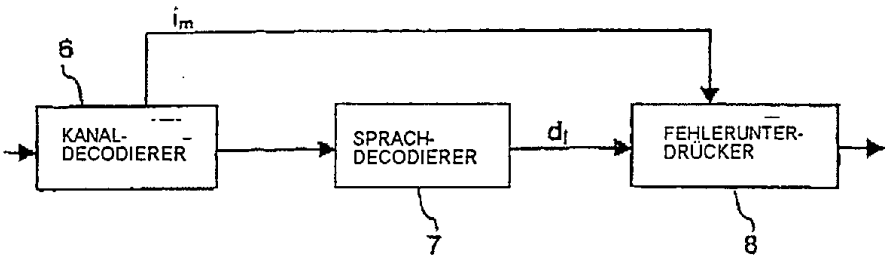

FIG. 2

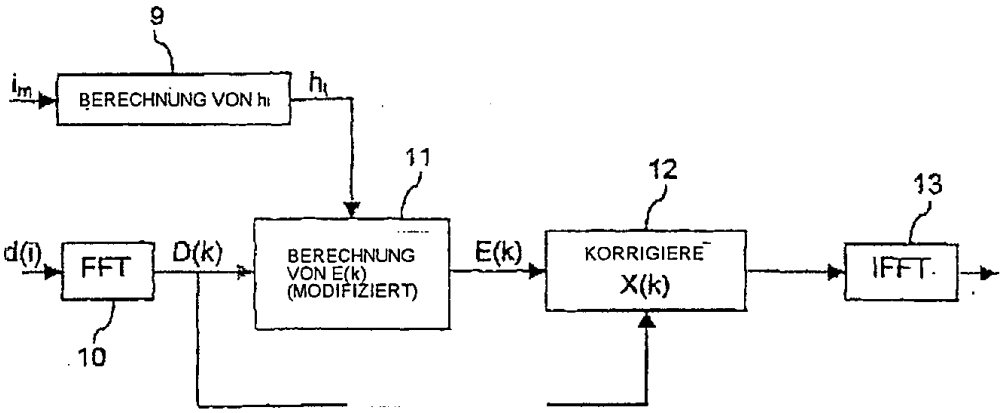

FIG. 3

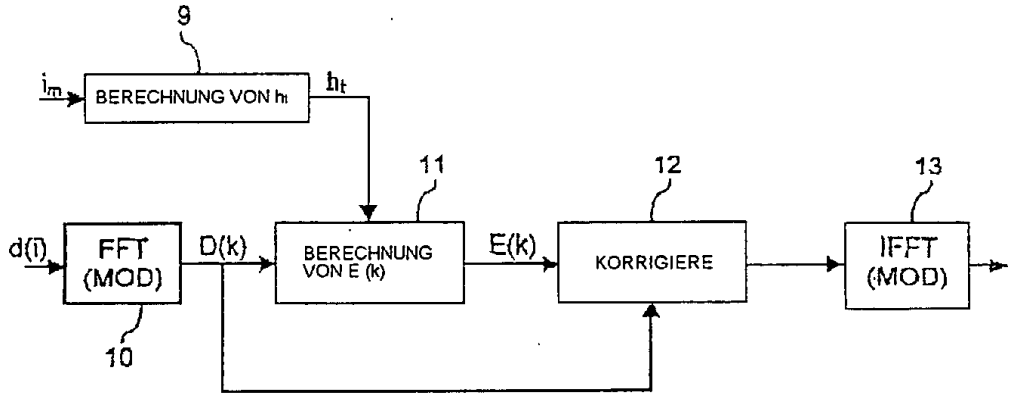
9
i_m
BERECHNUNG VON h_t
h_t
11
12
13
d(i)
FFT (MOD)
D(k)
BERECHNUNG VON E (k)
E(k)
KORRIGIERE
IFFT (MOD)
10

FIG. 4