



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 602 06 538 T2** 2006.06.22

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 235 356 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **602 06 538.0**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **02 290 222.5**

(96) Europäischer Anmeldetag: **31.01.2002**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **28.08.2002**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **12.10.2005**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **22.06.2006**

(51) Int Cl.<sup>8</sup>: **H04B 1/30** (2006.01)  
**H04L 25/06** (2006.01)

(30) Unionspriorität:  
**0102391 22.02.2001 FR**

(73) Patentinhaber:  
**TCL & Alcatel Mobile Phones Ltd., Tsim Sha Tsui,  
Hong Kong, CN**

(74) Vertreter:  
**Dreiss, Fuhlendorf, Steimle & Becker, 70188  
Stuttgart**

(84) Benannte Vertragsstaaten:  
**AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT,  
LI, LU, MC, NL, PT, SE, TR**

(72) Erfinder:  
**Da Rocha, Alexandre, Santa Clara, US; Perrin,  
Jean-Hugues, 95100 Argenteuil, FR;  
Anandanarayanan, Paul, 94800 Villejuif, FR**

(54) Bezeichnung: **Empfänger für ein mobiles Funkkommunikationsendgerät**

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**

**[0001]** Die vorliegende Erfindung betrifft eine Empfangsvorrichtung für ein mobiles Funkkommunikationsendgerät. Die Erfindung bezieht sich folglich insbesondere auf das Gebiet der Telekommunikationssysteme.

**[0002]** Im Hochfrequenzteil eines mobilen Funkkommunikationsendgeräts verursachen die verwendeten analogen Bauelemente Fehler in dem von der Antenne gelieferten Empfangssignal.

**[0003]** Dies ist insbesondere bei dem Hilfsoszillator der Fall. Der Hilfsoszillator erzeugt ein Hochfrequenzsignal, das gleichzeitig mit dem Empfangssignal an den Frequenzumsetzer angelegt wird, um die Trägerfrequenz, auf der das Empfangssignal in dem Wellenausbreitungskanal übertragen wird, zu beseitigen.

**[0004]** Der Frequenzumsetzer ermöglicht nämlich, die Frequenz des Empfangssignals auf eine niedrigere Frequenz umzusetzen.

**[0005]** Nun sind aber dem Betrieb des Hilfsoszillators und des Frequenzumsetzers Störungen eigen.

**[0006]** Insbesondere fügt der Hilfsoszillator eine kontinuierliche Komponente, die folglich die Frequenz 0 Hz (Hertz) aufweist, zu dem Empfangssignal hinzu. Diese kontinuierliche Komponente bewirkt eine Verschiebung des Empfangssignals nach oben oder nach unten, wobei seine Amplitude von dem Chip und der Isolierung der Karte abhängt.

**[0007]** Außerdem wird der Hilfsoszillator durch Streuungen beeinträchtigt, die in die Atmosphäre abgestrahlt werden, nachdem sie an die Antenne des mobilen Funkkommunikationsendgeräts weitergeleitet worden sind. Diese Streuungen werden dann infolge von Reflexionen an Hindernissen in der Umgebung in die Empfangsvorrichtung zurückkommen und auf diese Weise ein Störsignal zusätzlich zu dem Empfangssignal erzeugen. Dieses Störsignal stellt die dynamische Komponente der durch das Verhalten des Hilfsoszillators und des Frequenzumsetzers an dem Empfangssignal hervorgerufenen Störungen dar.

**[0008]** Die Frequenzposition der Störwelle, die in Erscheinung tritt, wobei sie auf das Phänomen der Hin- und Herbewegung wie oben erläutert zurückzuführen ist, kann nicht beherrscht werden, insbesondere wegen des Zeitpunktes, zu dem sich die Reflexion ereignet, und der Bewegungsgeschwindigkeit des mobilen Funkkommunikationsendgeräts. Die Frequenz der dynamischen Komponente steht folglich mit dem Dopplereffekt in Verbindung und hängt von der Geschwindigkeit des mobilen Funkkommunikationsendgeräts ab.

**[0009]** Die Amplitude dieser dynamischen Komponente kann ebenfalls nicht beherrscht werden.

**[0010]** Der Betrieb des Hilfsoszillators und des Frequenzumsetzers im Empfänger des mobilen Funkkommunikationsendgeräts zieht folglich Störungen auf dem Niveau des Empfangssignals nach sich. Diese Störungen äußern sich einerseits im Auftreten einer kontinuierlichen oder statischen Komponente mit der Frequenz von 0 Hz und andererseits im Auftreten einer dynamischen Komponente mit einer beliebigen Frequenz und Amplitude.

**[0011]** Die statische und die dynamische Komponente müssen unbedingt unterdrückt werden, um den korrekten Betrieb des Empfängers des mobilen Funkkommunikationsendgeräts sicherzustellen.

**[0012]** Eine Lösung des Standes der Technik sieht vor, den Empfänger des Endgeräts mit einem Filter zu versehen, um die statische Komponente und die dynamische Komponente der Störungen des Empfangssignals, die durch den Hilfsoszillator und den Frequenzumsetzer hervorgerufen werden, zu beseitigen.

**[0013]** Das verwendete Filter ist ein Filter vom Hochpasstyp. Es ist im Empfänger des mobilen Funkkommunikationsendgeräts zwischen dem Frequenzumsetzer und dem Analog-/Digital-Umsetzer angeordnet. Diese Lösung wird folglich im Analogbereich verwirklicht.

**[0014]** Gleichwohl weist die Verwendung eines solchen Filters in dem Empfänger erhebliche Nachteile auf. Diese Nachteile sind in [Fig. 1](#) veranschaulicht.

**[0015]** [Fig. 1](#) zeigt die statische Komponente **1** mit null Hertz, die dynamische Komponente **2** mit einer Frequenz  $f_d$ , die Spektralcharakteristik **3** des verwendeten Hochpassfilters sowie das Nutzsignals **4**, d. h. das empfangene Signal, das die gewünschten Informationen trägt.

[0016] Das Filter ist durch eine Steigung und durch eine Grenzfrequenz  $f_c$  gekennzeichnet. Die Grenzfrequenz  $f_c$  ist hinreichend hoch gewählt, damit das Maximum der Verschiebung der dynamischen Komponente 2, d. h.  $f_c = f_{dmax}$ , ertragen werden kann. Die Positionierung der dynamischen Komponente 2 hinsichtlich der Frequenz, die teilweise von der Bewegungsgeschwindigkeit des mobilen Funkkommunikationsendgeräts abhängt, wie weiter oben erläutert worden ist, kann nämlich nicht beherrscht werden und schwankt entsprechend der Dopplerfrequenz. Folglich zeichnet sich das verwendete Hochpassfilter dadurch aus, dass der Empfänger einen bestimmten Geschwindigkeitsbereich und folglich beträchtliche Schwankungen der dynamischen Komponente, die bis zu diesem Geschwindigkeitsbereich gehen, ertragen kann.

[0017] Nun ist aber das Filter fest und kann nicht an alle Situationen angepasst werden.

[0018] In dem Beispiel von [Fig. 1](#) dämpft folglich das verwendete Filter, obwohl es ermöglicht, die zwei Komponenten, die statische und die dynamische, wirksam zu unterdrücken, auch den gesamten Anteil des modulierten Nutzsignals, der in [Fig. 1](#) mit  $a$  bezeichnet ist.

[0019] Die unerwünschte Dämpfung des Anteils  $a$  des Nutzsignals geht mit erheblichen Güteverminderungen einher. Infolgedessen verschlechtert sich die Leistungsfähigkeit der Demodulation, was in einer Verschlechterung der Bitfehlerrate BER zum Ausdruck kommt, wobei das Absinken dieser Leistungsfähigkeit in direktem Zusammenhang mit den Eigenschaften des verwendeten Hochpassfilters steht, insbesondere mit der Grenzfrequenz des Filters.

[0020] Eine zweite Lösung des Standes der Technik besteht darin, die statische Komponente und die dynamische Komponente der Störungen des Empfangssignals zu beseitigen, indem das Signal nach seiner Analog-/Digital-Umsetzung mittels eines Algorithmus vom Typ LMS, Akronym für den angelsächsischen Ausdruck "Least Mean Square", verarbeitet wird. Die Verarbeitung des Empfangssignals erfolgt dann vollständig im digitalen Bereich.

[0021] Jedoch ist dieser Typ von Algorithmus einerseits sehr schwer umzusetzen, und andererseits erfordert er eine sehr hohe Rechenleistung, die zum Hindernis wird und nicht zulässt, auch den Analog-/Digital-Umsetzer zu optimieren.

[0022] Außerdem ist das Ziel, das die vorliegende Erfindung erreichen möchte, die gleichzeitige Unterdrückung der statischen Komponente und der dynamischen Komponente der Störungen des Empfangssignals, die durch den Betrieb des Hilfsoszillators und des Frequenzumsetzers hervorgerufen werden, zu ermöglichen, wobei den Nachteilen des Standes der Technik abgeholfen wird, d. h. ohne die Leistungsfähigkeit der Demodulation des mobilen Funkkommunikationsendgeräts zu verschlechtern und ohne vernunftwidrige Komplexität.

[0023] Dazu schlägt die Erfindung vor, die zwei Lösungen, die zuvor dargelegt worden sind, zu kombinieren.

[0024] Gemäß der Erfindung wird die Verarbeitung des Signals für die Beseitigung der statischen Komponente und der dynamischen Komponente der Störungen in zwei Teilen durchgeführt.

[0025] Ein erster Teil wird am Analogsignal ausgeführt, und ein zweiter Teil wird am digitalen Signal ausgeführt.

[0026] So wird die Unterdrückung der statischen Komponente und der dynamischen Komponente zwischen dem Analogbereich und dem digitalen Bereich aufgeteilt.

[0027] Die Erfindung betrifft folglich eine Empfangsvorrichtung eines mobilen Funkkommunikationsendgeräts in einem Telekommunikationssystem wie im Anspruch 1 definiert.

[0028] Die Merkmale des Oberbegriffs des Anspruchs 1 sind aus dem Dokument EP 0 719 013 A2 bekannt.

[0029] Außerdem betrifft die Erfindung ein Verfahren, wie es im Anspruch 7 definiert ist.

[0030] Weitere Merkmale und Vorteile der Erfindung werden klarer beim Lesen der folgenden Beschreibung eines Ausführungsbeispiels anhand der Figuren, wobei

[0031] [Fig. 1](#) ein Schema zur Veranschaulichung der Nachteile des Standes der Technik ist, das weiter oben schon beschrieben worden ist;

**[0032]** [Fig. 2](#) ein Schema ist, das die Empfangsvorrichtung gemäß der vorliegenden Erfindung veranschaulicht;

**[0033]** [Fig. 3](#) ein genaueres Schema ist, das einen Teil des Schemas von [Fig. 2](#) wieder aufnimmt.

**[0034]** In [Fig. 2](#) erzeugen die Hochfrequenzsignal-Erzeugungsmittel (5) ein Hochfrequenzsignal, das an einen ersten Eingangsanschluss der Frequenzumsetzungsmittel 6 angelegt wird, während gleichzeitig das Empfangssignal an einen zweiten Eingangsanschluss angelegt wird, um die Frequenz des Empfangssignals in eine niedrigere Frequenz umzusetzen.

**[0035]** Die Hochfrequenzsignal-Erzeugungsmittel 5 sind typisch ein Hilfsoszillator, und die Frequenzumsetzungsmittel 6 sind typisch ein Frequenzumsetzer.

**[0036]** Am Ausgang des Frequenzumsetzers 6 sind vor den Mitteln zur Digitalisierung 9 des Empfangssignals Filtermittel 7 vom Typ Hochpassfilter angeordnet. Die Digitalisierungsmittel 9 können die Form eines Analog-/Digital-Umsetzers aufweisen.

**[0037]** In vorteilhafter Weise kann ein Zwischenverstärker 8 zwischen den Filtermitteln 7 und dem Umsetzer 9 vorgesehen sein, um die Amplitude des Signals an den Umsetzer 9 anzupassen.

**[0038]** Die Ausgänge des Analog-/Digital-Umsetzers 9 sind einerseits mit einer Korrekturvorrichtung 11 und andererseits mit einem digitalen Filter 10 verbunden. Das digitale Filter 10 ist vom Typ Hochpassfilter, wobei es ein Filter mit einer endlichen Impulsantwort sein kann.

**[0039]** Die Ausgänge des digitalen Filters 10 sind ebenfalls mit der Korrekturvorrichtung 11 verbunden.

**[0040]** Die ersten Filtermittel 7 führen folglich eine Filterung vom Hochpasstyp durch, die ermöglicht, die gesamte statische Komponente sowie einen Teil der dynamischen Komponente der Störungen des Empfangssignals, die durch den Betrieb der Hochfrequenzsignal-Erzeugungsmittel 5 und durch den Betrieb der Frequenzumsetzungsmittel 6 hervorgerufen werden, zu beseitigen.

**[0041]** Daher ist die Grenzfrequenz  $f_c$  der Filtermittel folgendermaßen bestimmt:

$$f_c = f_{dmax} \cdot (1 - x),$$

wobei  $f_{dmax}$  der Wert der maximalen Dopplerfrequenz ist, die der Empfänger ertragen kann. Anders ausgedrückt,  $f_{dmax}$  entspricht der höchsten Frequenzpositionierung der dynamischen Komponente der Störungen des Empfangssignals, die der Empfänger ertragen kann.

**[0042]** In der oben angegebenen Relation, die ermöglicht, die Grenzfrequenz  $f_c$  der ersten Filtermittel 7 festzulegen, ist  $x$  in Prozent ausgedrückt.

**[0043]**  $x$ , und folglich die Grenzfrequenz  $f_c$ , ist so bestimmt, dass die Anzahl der Bits für die Verarbeitung der Digitalisierungsmittel 9 verringert wird. Die auf diese Weise bestimmte Grenzfrequenz ermöglicht dann, einen ersten Teil der Komponenten der Störungen des Empfangssignals zu beseitigen. Dieser erste beseitigte Teil umfasst die statische Komponente sowie einen Teil der dynamischen Komponente. Diese dynamische Komponente wird folglich soweit wie möglich "abgehobelt", so dass sie schon reduziert ist, wenn das Signal in den Umsetzer eingeht.

**[0044]** Was den verbleibenden Teil der dynamischen Komponente der Störungen des Empfangssignals betrifft, so wird er einerseits durch das digitale Filter 10, das hinter den Digitalisierungsmitteln 9 angeordnet ist, und andererseits durch die Korrekturvorrichtung 11 vollständig beseitigt.

**[0045]** Bei der nachfolgenden Erläuterung wird ein Telekommunikationssystem vom Typ WCDMA, Akronym für den angelsächsischen Ausdruck "Wideband Code Division Multiple Access", betrachtet.

**[0046]** In einem Telekommunikationssystem vom Typ WCDMA genügen die übertragenen Signale einem besonderen Format. So werden die Signale in Form von Rahmen übertragen, wobei jeder Rahmen in fünfzehn Zeitschlitze, "slots" (engl.) genannt, unterteilt ist. In einem WCDMA-System enthält jeder Zeitschlitz 2560 Werte.

**[0047]** Die Empfangsvorrichtung gemäß der vorliegenden Erfindung ist jedoch für jeden Telekommunikationssystemtyp geeignet. Die folgende Erläuterung im Rahmen eines Systems vom Typ WCDMA ist einfach als Beispiel gegeben und darf nicht als eine Einschränkung der Tragweite der Erfindung interpretiert werden.

**[0048]** Das von dem Analog-/Digital-Umsetzer 9 ausgegebene Signal  $S_n$  enthält das gewollte Signal  $S_n^{\text{gewollt}}$ , das von weiteren Nutzern innerhalb der momentanen Zelle kommende Signal  $S_n^{\text{intra-interf}}$ , die Interferenzen, die Signalen entsprechen, die von anderen, benachbarten Zellen kommen  $S_n^{\text{inter-interf}}$ , additives Gaußsches weißes Rauschen  $n_n$  und schließlich die noch verbleibende dynamische Komponente  $DC_k$  der Störungen des Empfangssignals, die durch die Hochfrequenzsignal-Erzeugungsmittel 5 und durch die Frequenzumsetzungsmittel 6 hervorgerufen werden. Folglich ist:

$$S_n = S_n^{\text{gewollt}} + S_n^{\text{intra-interf}} + S_n^{\text{inter-interf}} + n_n + DC_k$$

**[0049]** Folglich muss noch die verbleibende dynamische Komponente  $DC_k$ , die von den vor dem Umsetzer 9 verwirklichten ersten Filtermitteln 7 vom Hochpasstyp nicht beseitigt worden ist, geschätzt werden.

**[0050]** Dazu wird das Signal  $S_n$  in dem digitalen Filter 10, das hinter dem Umsetzer 9 angeordnet ist, verarbeitet. Die Funktion des digitalen Filters 10 besteht folglich darin, die verbleibende dynamische Komponente  $DC_k$  zu berechnen und dann das Signal, das für diese verbleibende Komponente der Störungen des Empfangssignals repräsentativ ist, an die Korrekturvorrichtung 11 zu liefern.

**[0051]** Die Korrekturvorrichtung 11 wird dann auf sich nehmen, aus dem Signal  $S_n$ , das von dem Analog-/Digital-Umsetzer 9 ausgegeben wird, diese verbleibende Komponente zu extrahieren.

**[0052]** Die in dem digitalen Filter 10 durchgeführte Verarbeitung besteht darin, das Signal  $S_n$  über eine bestimmte Anzahl von Rahmen und folglich über eine bestimmte Anzahl von Zeitschlitzen zu mitteln.

**[0053]** Obwohl die folgende Erläuterung mit Bezug auf ein System vom Typ WCDMA gegeben wird, kann diese Verarbeitung in jedem Telekommunikationssystemtyp durchgeführt werden.

**[0054]** In einem ersten Schritt wird der Mittelwert  $m_k$  des empfangenen Signals über einen vollständigen Zeitschlitz oder über einen Abschnitt des Zeitschlitzes berechnet. Diese Berechnung wird für den Zeitschlitz mit dem Index  $k$  folgendermaßen vorgenommen:

$$m_k = \sum_{n=1}^{2560(1-p)} S_n = \sum_{n=1}^{2560(1-p)} S_n^{\text{gewollt}} + \sum_{n=1}^{2560(1-p)} S_n^{\text{intra-interf}} + \sum_{n=1}^{2560(1-p)} S_n^{\text{inter-interf}} + \sum_{n=1}^{2560(1-p)} n_n + \sum_{n=1}^{2560(1-p)} DC_k$$

**[0055]** Die Variable  $p$  ermöglicht, den Zeitschlitz-Abschnitt zu bestimmen, über den die Berechnung ausgeführt wird. Beispielsweise wird für  $p$  gleich 0,2 die Berechnung von  $m_k$  über 80% der Werte des Zeitschlitzes vorgenommen.

**[0056]** In einem System vom Typ WCDMA sind alle Signale um null zentriert. Die Mittelwerte der Signale  $S_n^{\text{gewollt}}$ ,  $S_n^{\text{intra-interf}}$ ,  $S_n^{\text{inter-interf}}$ ,  $n_n$  sind folglich gleich null, und es ergibt sich:

$$m_k = 2560 \cdot (1 - p) \cdot DC_k$$

**[0057]** Die verbleibende dynamische Komponente  $DC_k$  ändert sich nämlich so gut wie nicht über dem Intervall des betrachteten Zeitschlitzes mit dem Index  $k$ .

**[0058]** Ein zweiter Schritt besteht darin, den Abstand  $P$ , ausgedrückt durch die Anzahl der Zeitschlitze, zu bestimmen, der zwischen zwei aufeinander folgenden Berechnungen  $m_k$  des Mittelwertes des Signals über einen Zeitschlitz oder einen Zeitschlitz-Abschnitt zu berücksichtigen ist.

**[0059]** Es ist nämlich nicht erforderlich, das Signal über aufeinander folgende Zeitschlitze zu mitteln. Die ausführliche Rechnung des vorhergehenden Schrittes, um den Mittelwert  $m_k$  des Signals entweder über einen vollständigen Zeitschlitz oder über einen Zeitschlitz-Abschnitt zu erhalten, kann folglich für jeden Zeitschlitz, jeden zweiten Zeitschlitz, jeden dritten Zeitschlitz usw. ausgeführt werden.

**[0060]** Die Variable  $P$  bestimmt diesen Abstand, und je nach gewünschter Konfiguration wird  $P$  verschiedene Werte annehmen. Und zwar wird  $P$  gleich 14, wenn nur eine Schätzung  $m_k$  pro Rahmen ausgeführt werden

soll, und P wird gleich 28 sein, wenn zwei Schätzungen  $m_k$  pro Rahmen ausgeführt werden sollen usw. Außerdem genügt es, um mehrere Schätzungen  $m_k$  pro Rahmen zu erhalten,  $P < 14$  zu nehmen. Bei den Erläuterungen, die folgen, ist  $P < 14$  gewählt worden.

**[0061]** Ein dritter Schritt besteht darin, die Anzahl N der Terme  $m_k$  zu bestimmen, die den Mittelwert des Signals über einen vollständigen Zeitschlitz oder über einen Zeitschlitz-Abschnitt repräsentieren und bei der Ausführung der Schätzung der verbleibenden dynamischen Komponente der Störungen des Empfangssignals zu berücksichtigen sind.

**[0062]** Durch den Parameter N ermöglicht der Algorithmus, die verbleibende dynamische Komponente auf der Grundlage eines vollständigen Rahmens oder auch auf der Grundlage eines Rahmenabschnitts zu schätzen. Folglich werden nur N aufeinander folgende, um P Zeitslitze beabstandete Mittelwerte  $m_k$  bei der Schätzung der verbleibenden dynamischen Komponente berücksichtigt.

**[0063]** Schließlich besteht ein letzter Schritt darin, über den aktuellen Rahmen T die geschätzte verbleibende dynamische Komponente zu berechnen.

**[0064]** Dieser Schritt besteht darin, die folgende Berechnung vorzunehmen:

$$DC_T^{\text{geschätzt}} = \frac{1}{N \cdot 2560 \cdot (1 - p)} \sum_{k=0}^{N-1} m_k$$

**[0065]** Die Schätzung der verbleibenden dynamischen Komponente  $DC_T^{\text{geschätzt}}$  entspricht der momentanen Schätzung für den mit T bezeichneten aktuellen Rahmen.

**[0066]** Um den Einfluss eines Fehlers der momentanen Schätzung so gering wie möglich zu halten, wird die Historie der Schätzungen der verbleibenden dynamischen Komponente berücksichtigt. Dazu wird ein Vergessensfaktor  $\alpha$  eingeführt, und der Wert der verbleibenden dynamischen Komponente wird wie folgt über den aktuellen Rahmen T gemittelt:

$$DC_T^{\text{gemittelt}} = (1 - \alpha) \cdot DC_T^{\text{geschätzt}} + \alpha DC_{T-1}^{\text{gemittelt}};$$

$$0 \leq \alpha < 1$$

**[0067]** Entsprechend dem Wert von  $\alpha$  wird folglich das Ergebnis in Abhängigkeit vom Wert der verbleibenden dynamischen Komponente  $DC_{T-1}^{\text{gemittelt}}$ , die über den mit T - 1 bezeichneten vorhergehenden Rahmen berechnet worden ist, stärker oder schwächer gewichtet.

**[0068]** Schließlich liefert das digitale Filter **10** das Signal, das für die verbleibende dynamische Komponente der Störungen des Empfangssignals repräsentativ ist,  $DC_T^{\text{gemittelt}}$ , an die Korrekturvorrichtung **11**.

**[0069]** Die Korrekturvorrichtung **11** extrahiert dann diese Komponente aus dem Signal, das von den Digitalisierungsmitteln **9** ausgegeben worden ist, mit Hilfe von Subtraktionsmitteln **12**, siehe [Fig. 3](#).

**[0070]** Das Ausgangssignal der Korrekturvorrichtung **11** ist folglich gleich der Differenz zwischen dem von dem Umsetzer **9** ausgegebenen Signal und dem von dem digitalen Filter **10** berechneten Signal, das die verbleibende dynamische Komponente der Störungen des Empfangssignals darstellt.

**[0071]** Der verwirklichte Algorithmus ist folglich viel weniger kompliziert als ein Algorithmus vom Typ LMS und lässt außerdem eine große Flexibilität bei der Berechnung der verbleibenden dynamischen Komponente zu.

**[0072]** Außerdem ermöglicht die Erfindung, den Anwendungsbereich des Analog-/Digital-Umsetzers zu optimieren, da ein Teil der Komponenten der Störungen des Empfangssignals vor der Umsetzung in ein digitales Signal durch die ersten Filtermittel unterdrückt wird. Seine Leistungsaufnahme ist folglich vermindert.

### Patentansprüche

1. Empfangsvorrichtung eines mobilen Funkkommunikationsendgeräts in einem Telekommunikationssystem, in dem das Signal in Form von in Zeitslitze unterteilten Rahmen übertragen wird, mit Hochfrequenzsignal-Erzeugungsmitteln (**5**), die mit Frequenzumsetzungsmitteln (**6**) zusammenwirken, um die Frequenz des

Empfangssignals in eine niedrigere Frequenz umzusetzen, Hochpassfiltermitteln (7), um die statische Komponente und die dynamische Komponente von Störungen des Empfangssignals, die durch den Betrieb der Hochfrequenzsignal-Erzeugungsmittel (5) und der Frequenzumsetzungsmittel (6) eingeführt werden, zu filtern, und Digitalisierungsmitteln (9), wobei die Kappungsfrequenz ( $f_c$ ) der Hochpassfiltermittel (7) in der Weise vorgegeben ist, dass die statische Komponente und ein Teil der dynamischen Komponente beseitigt werden, bevor das Signal in die Digitalisierungsmittel (9) eintritt, wobei die Vorrichtung **dadurch gekennzeichnet** ist, dass sie ein digitales Filter (10) umfasst, das hinter den Digitalisierungsmitteln (9) angeordnet und so beschaffen ist, dass es das von den Digitalisierungsmitteln (9) ausgegebene Signal ( $S_n$ ) über eine bestimmte Anzahl von Rahmen mittelt, derart, dass die verbleibende dynamische Komponente berechnet wird, und dass sie eine Korrekturvorrichtung (11) umfasst, die so beschaffen ist, dass sie die durch das digitale Filter (10) berechnete verbleibende dynamische Komponente des von den Digitalisierungsmitteln (9) ausgegebenen Signals extrahiert.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass das digitale Filter (10) vom Hochpasstyp ist.

3. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Korrekturvorrichtung (11) Subtraktionsmittel (12) umfasst, um die verbleibende dynamische Komponente des von den Digitalisierungsmitteln (9) ausgegebenen Signals zu extrahieren.

4. Vorrichtung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Subtraktionsmittel (11) an der Differenz zwischen dem von den Digitalisierungsmitteln (9) ausgegebenen Signal und dem Signal, das die von dem digitalen Filter (10) ausgegebene verbleibende dynamische Komponente repräsentiert, arbeiten.

5. Verfahren zum Empfangen eines Hochfrequenzsignals in einem Telekommunikationssystem, in dem das Signal in Form von in Zeitschlitz unterteilten Rahmen übertragen wird, das die Schritte umfasst, die darin bestehen:

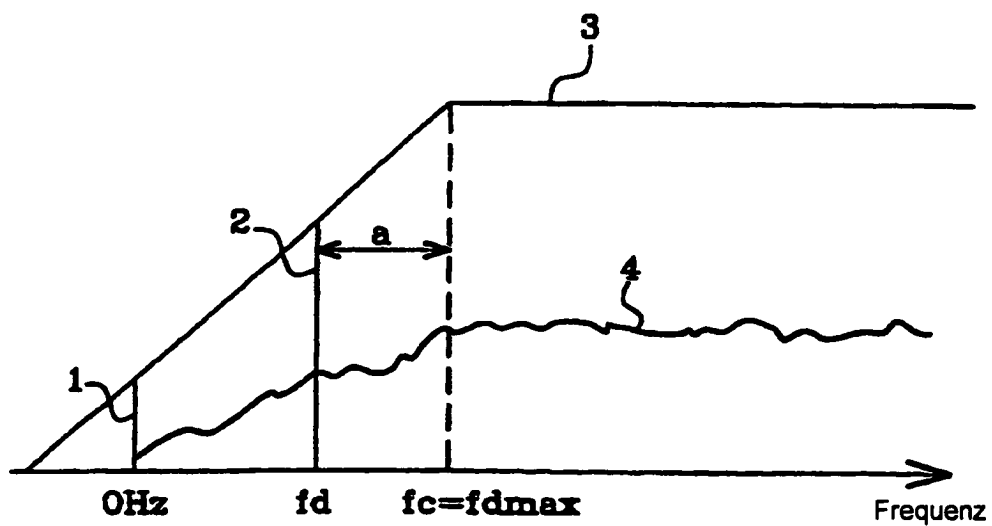
- die statische Komponente und einen Teil der dynamischen Komponente des empfangenden Hochfrequenzsignals zu filtern;
- ein von einem Funkkommunikationsendgerät empfangenes Hochfrequenzsignal zu digitalisieren; dadurch gekennzeichnet, dass es außerdem die Schritte umfasst, die darin bestehen:
  - den Mittelwert des Signals über einen Zeitschlitz und über eine bestimmte Anzahl von Rahmen zu berechnen;
  - den Abstand zwischen zwei aufeinander folgenden Berechnungen des Mittelwerts des Signals über einen Zeitschlitz zu bestimmen, wobei der Abstand durch die Anzahl von Zeitschlitz ausgedrückt wird;
  - die Anzahl von Termen zu bestimmen, die den Mittelwert des Signals über einen betrachteten Zeitschlitz repräsentieren;
- eine verbleibende dynamische Komponente der Störungen des Empfangssignals auf der Grundlage des bestimmten Abstandes und der bestimmten Anzahl von Termen zu berechnen;
- die verbleibende dynamische Komponente des digitalisierten Signals zu extrahieren.

6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass die Berechnung des Mittelwerts des Signals an einem Zeitschlitz-Abschnitt ausgeführt wird.

7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass der Schritt des Berechnens der dynamischen Komponente des Signals darin besteht, zunächst die momentane Schätzung der verbleibenden dynamischen Komponente zu berechnen und dann diese Schätzung zu mitteln, indem ein Vergessensfaktor eingeführt wird, der die Historie der Schätzungen der verbleibenden dynamischen Komponente berücksichtigt.

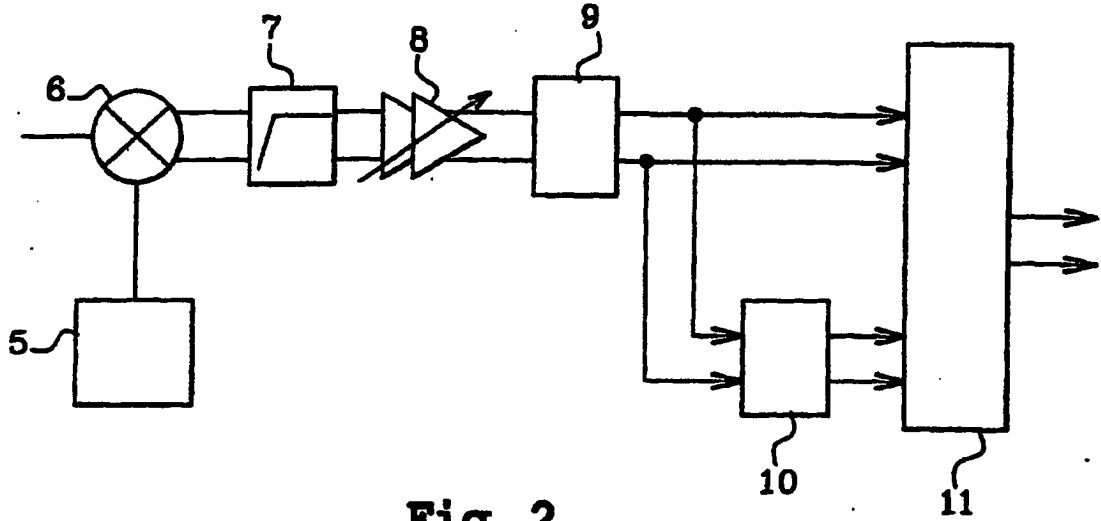
8. Verfahren nach einem der Ansprüche 5 bis 7, dadurch gekennzeichnet, dass die verschiedenen Schritte in einem digitalen Filter (10) ausgeführt werden, das hinter den Digitalisierungsmitteln (9) angeordnet ist.

Es folgen 2 Blatt Zeichnungen

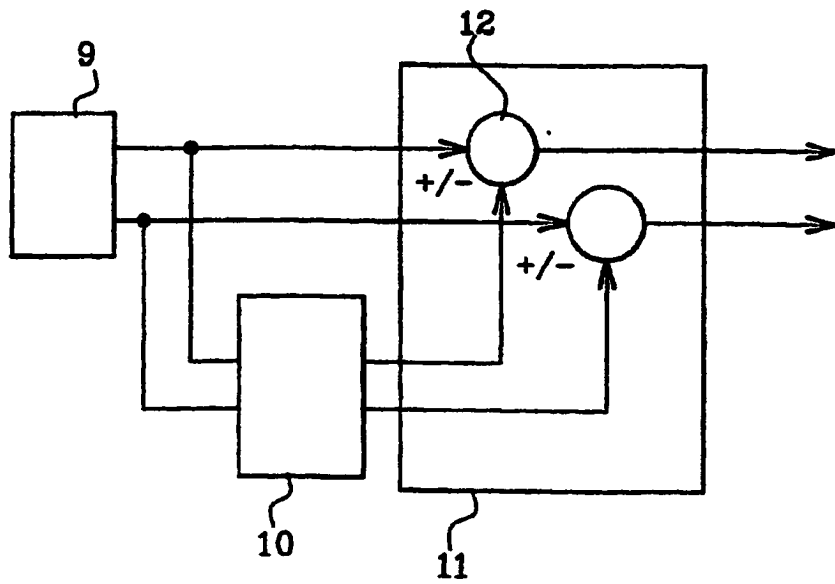


**Fig. 1**





**Fig. 2**



**Fig. 3**