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

(10) **DE 601 02 570 T2** 2005.01.05

(12) # Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 261 148 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **601 02 570.9**
(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/ES01/00035**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **01 903 794.4**
(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 01/061885**
(86) PCT-Anmeldetag: **08.02.2001**
(87) Veröffentlichungstag der PCT-Anmeldung: **23.08.2001**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **27.11.2002**
(97) Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA: **31.03.2004**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **05.01.2005**

(51) Int Cl.[7]: **H04B 7/15**

(30) Unionspriorität:
200000379 18.02.2000 ES

(73) Patentinhaber:
Mier Communicaciónes S.A., La Garriga, ES

(74) Vertreter:
Patent- und Rechtsanwälte Bardehle, Pagenberg, Dost, Altenburg, Geissler, 81679 München

(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:
BARBA MIQUEL, Xavier, 08530 La Garriga, ES; IBORRA ARCHS, Domènec, 08530 La Garriga, ES; MIER ALBERT, Pedro, E-08530 La Garriga, ES; MERITXELL LAMARCA OROZCO, Maria, E-08008 Barcelona, ES; NAJAR MARTON, Montserrat, E-08940 Cornellà de Llobregat, ES; PEREZ NEIRA, Ana Isabel, E-08338 Premià de Dalt, ES; VAZQUEZ GRAU, Gregori, E-08013 Barcelona, ES

(54) Bezeichnung: **VERFAHREN ZUR ZWISCHENVERSTÄRKUNG VON ISOFREQUENZSIGNALEN UND ISOFREQUENZSIGNAL-ZWISCHENVERSTÄRKER**

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 Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zur Wiederübertragung einzelner Frequenzsignale, von dem Typ, der in einem Einzelfrequenzsignal-Repeater verwendet wird, und die Schritte umfasst: [a] Empfangen eines ersten Funkfrequenzsignals durch eine Empfangsantenne, wobei das erste Funkfrequenzsignal eine Empfangsleistung hat, [b] optionaler Weise, Konvertieren des ersten Funkfrequenzsignals in ein Prozesssignal, [c] Filterung des Signals, [d] Verstärkung des Signals, [e] automatische Steuerung der Signalverstärkung, [f] Rückkonvertierung, falls notwendig, des Prozesssignals in ein zweites Funkfrequenzsignal, [g] Verstärkung der Leistung des zweiten Funkfrequenzsignals, [h] Ausgangsfilterung des zweiten Funkfrequenzsignals, und [i] Übertragung des zweiten Funkfrequenzsignals über eine Sendeantenne, wo eine Kopplung zwischen der Sendeantenne und der Empfangsantenne stattfindet [j] ein Schritt zur adaptiven Aufhebung mit einem adaptiven Algorithmus der Kopplung zwischen der Sendeantenne und der Empfangsantenne, wobei der Schritt zur adaptiven Aufhebung ein negatives Feedback eines Feedbacksignals umfasst und wobei der Schritt zur adaptiven Aufhebung auf digitalisierten Signalen arbeitet.

[0002] Die Erfindung bezieht sich auch auf einen Einzelfrequenzsignal-Repeater, von dem Typ, der umfasst: [a] eine Empfangsantenne zum Empfangen eines Funkfrequenzsignals, das eine Empfangsleistung hat, [b] eine Basiseinheit zum Konvertieren, optional, des ersten Funkfrequenzsignals in ein Prozesssignal, Filtern des Signals, Verstärken des Signals, automatisches Steuern der Signalverstärkung, und Rückkonvertierung, falls notwendig, des Prozesssignals in ein zweites Funkfrequenzsignal, [c] eine Leistungsverstärkereinheit, [d] ein Ausgangsfilter, und [e] eine Sendeantenne, wo die Sendeantenne und die Empfangsantenne einer Kopplung unterworfen werden können, und [f] eine adaptive Vorrichtung mit einem adaptiven Algorithmus zum Aufheben der Kloppung zwischen der Sendeantenne und der Empfangsantenne, wobei die adaptive Vorrichtung ein negatives Feedback eines Feedbacksignals umfasst, wobei die adaptive Vorrichtung auf digitalisierten Signalen arbeitet.

[0003] Die vorliegende Erfindung bezieht sich daher auf Signalverarbeitung, und die entsprechende Vorrichtung dazu, den Repeater, für den Einsatz in DVB (Digital Video Broadcasting), DAB (Digital Audio Broadcasting), GSM, etc. Repeater, die in dem gleichen Kanal, in dem sie empfangen, übertragen, wodurch sie in Einzelfrequenzen arbeiten.

[0004] Die hauptsächliche Begrenzung der Repeater, die in Einzelfrequenz arbeiten, liegt in der Tatsache, dass die Empfangs- und Sendefrequenz des Repeaters die gleiche ist, wodurch ein gewisser Grad von Kopplung zwischen den Sende- und Empfangsantennen existiert, d.h., die Empfangsantenne empfängt ein Echo des übertragenen Signals. Dies kann den Repeater zum Schwingen bringen. Auch verzerrt diese Kopplung die Signalfrequenz. Gemäß dem Stand der Technik wird ein effektiver Weg, dies zu vermeiden, oder dies zu vernachlässigbaren Werten zu reduzieren, durch Reduzieren der Verstärkung des Repeaters erreicht. Jedoch ist eine Konsequenz daraus, dass der Bereich der Abdeckung davon auch reduziert wird.

[0005] Ein Versuch wurde in den verwendeten Repeatern soweit gemacht, dieses Problem zu lindern z.B. durch die Verwendung von Sende- und Empfangsantenne mit reduzierter Kopplung. Jedoch ist diese Lösung teuer und nicht sehr zufriedenstellend, da es nicht möglich ist, die Kopplung komplett zu vermeiden. Beispielhaft sei der Fall bedacht, in welchem das ausgestrahlte Signal von einem Objekt nahe dem Repeater reflektiert wird (ein Baum, ein Auto, etc.). Das Echo, das durch die Reflektion von dem Objekt hervorgerufen wurde, wird eine Kopplung zwischen Antennen hervorrufen, die nicht in Erwägung zum Zeitpunkt des Entwurfs ihrer Abstrahldiagramme gezogen wurde, wodurch es nicht möglich sein wird, es zu vermeiden.

[0006] Dokument EP-A-772.310 beschreibt einen Prozess zum Wiederübertragen von Einzelfrequenzsignalen des oben zitierten Typs, d.h., mit einem Schritt der adaptiven Aushebung mit einem adaptiven Algorithmus der Kopplung zwischen der Sendeantenne und der Empfangsantenne, wobei der Schritt der adaptiven Aushebung ein negatives Feedback eines Feedbacksignals umfasst, und der Schritt der adaptiven Aushebung auf digitalisierten Signalen arbeitet. So ist es konzeptionell keine Frage der Vermeidung der Bildung der Kopplung oder des Echos, was eine Lösung ist, die sich als teuer und mit beschränkten Ergebnissen gezeigt hat, sondern vielmehr ist der Prozess in der Lage, die auftretende Kopplung "zu kennen", und hebt sie auf. Da das empfangene Signal tatsächlich die Summe zweier Komponenten ist: eine Komponente ist das "wahre" Signal, das zu übertragen gewünscht ist, und die andere Komponente beruht auf der Kopplung, eliminiert das Verfahren gemäß der Erfindung die Komponente, die auf der Kopplung beruht, von dem empfangenen Signal bevor es dieses überträgt. Dies erlaubt einer Anzahl von zusätzlichen Vorteilen erreicht zu werden. Daher erlaubt z.B. das Verfahren "a priori" unvorhergesehenen Kopplungen in einfacher Weise aufgehoben zu werden, wie z.B. die, die durch die Umgebung hervorgerufen werden.

[0007] Nichtsdestotrotz haben die Repeater des Standes der Technik, die das Signal digitalisieren müssen, beträchtliche Beschränkungen. Die Konvertierer, die gegenwärtig im Handel erhältlich sind, die in der Lage sind, bei den benötigten Frequenzen zu arbeiten, haben ein Maximum von 14 Bits. Ein Minimum von 8 Bits wird benötigt, um das Signal quantifizieren zu können, da mit 8 Bits ein Signal-Rauschverhältnis von etwa 48 dB erreicht werden kann. Dies bedeutet, dass ein Maximum von 6 Bit zum Absorbieren der dynamische Spanne des Signals verbleibt. Es muss bedacht werden, dass die 2 oder 3 niedrigeren Bits normalerweise während des Konversionsprozesses verloren gehen, und so können sogar weniger Bits zum Absorbieren der dynamischen Spanne des Signals verfügbar sein. So muss der Repeater entworfen sein, mit einer bestimmten Eingangssignalleistung zu arbeiten, und diese Leistung sollte nicht zu sehr oszillieren (mit Variationen von einigen wenigen dB). Dies ist offensichtlich ein Nachteil, da die gleichen Umstände, die das Echo zum Variieren bringen, auch das eigentliche Eingangssignal dazu bringen, starke Variationen zu erfahren. Wie auch oben erwähnt wurde, variieren diese Umstände gemäß dem wahren Ort des Repeaters, was bedeuten würde, dass ein personalisierter Entwurf für jeden bestimmten Ort jedes Repeaters benötigt würde. Weiter variieren diese Umstände mit der Zeit, was den korrekten Betrieb des Repeaters hindern würde. Es muss bedacht werden, dass, idealer Weise, ein Repeater in der Lage sein sollte, effizient zu arbeiten, wenn bzw. ob der empfangene Pegel –50 dBm oder –30 dBm ist, und es völlig möglich für einen gleichen Repeater, an einem gleichen physikalischen Ort, an einem Tag ein –40 dBm Signal und am nächsten ein –45 dBm Signal zu empfangen. Daher ist eine Aufgabe eines Repeaters gemäß der Erfindung, die dynamische Spanne für das Eingangssignal zu verbessern.

[0008] Es ist eine Aufgabe der Erfindung, diese Nachteile zu überwinden. Diese Aufgabe wird mittels eines Verfahrens zum Wiederübertragen von Einzelfrequenzsignalen des oben erwähnten Typs erreicht, dadurch gekennzeichnet, dass der Schritt zur adaptiven Aushebung als Eingangssignal das erste Funkfrequenzsignal nimmt, digitalisiert nach automatischem Verstärkungssteuerschritt, oder dadurch gekennzeichnet, dass der Schritt zur adaptiven Aufhebung als Eingangssignal das Prozesssignal digitalisiert nimmt, nach dem automatischen Verstärkungssteuerschritt in dem Fall, wo ein Prozesssignal verwendet wird.

[0009] Tatsächlich, durch Anordnen des A/D-Konverters nach der automatischen Verstärkungssteuerung ist die Leistung des von dem A/D-Konverters empfangenen Signals bereits konstant. Auf diese Weise kann das dynamische Verhalten des Repeaters verbessert werden, ohne das Signal/Rauschverhältnis des Systems zu beeinträchtigen.

[0010] Vorzugsweise wird das erste Funkfrequenzsignal in ein Prozesssignal konvertiert, wie z.B. in ein Zwischenfrequenz-(FI)-Signal, in ein Basisbandsignal, usw., aber es ist auch möglich, dass das gesamte Verfahren auf das erste Funkfrequenzsignal ausgeübt wird, ohne jedwede Konversion.

[0011] Andere Vorteile und Eigenschaften der Erfindung werden von der folgenden Beschreibung verständlich, wobei, ohne jeglichen begrenzenden Charakter, auf bevorzugte Ausführungsformen der Erfindung Bezug genommen wird, mit Bezug auf die beiliegenden Zeichnungen, in welchen:

[0012] **Fig.** 1 ein generisches Blockdiagramm eines konventionellen Einzelfrequenzsignal-Repeaters ist.

[0013] **Fig.** 2 ein vereinfachtes Modell eines konventionellen Einzelfrequenzsignal-Repeaters ist.

[0014] **Fig.** 3 ein Blockdiagramm eines Beispiels eines konventionellen Einzelfrequenzsignal-Repeaters ist.

[0015] **Fig.** 4 ein vereinfachtes Modell eines konventionellen Einzelfrequenzsignal-Repeaters veranschaulicht, mit der Transferfunktion in komplexen Variablen ausgedrückt.

[0016] **Fig.** 5 ein vereinfachtes Modell eines Einzelfrequenzsignal-Repeaters veranschaulicht.

[0017] **Fig.** 6 ein Blockdiagramm eines Einzelfrequenzsignal-Repeaters ist.

[0018] **Fig.** 7 ein Blockdiagramm einer analogen Verzögerungsleitung ist.

[0019] **Fig.** 8 ein Zeitdiagramm veranschaulicht, das die Variation der Verstärkung des Repeaters während der Akquisition und folgenden Phasen zeigt.

[0020] **Fig.** 9 eine erste alternative Strategie zum Sampeln des Signals, das in der Schätzung der Filterantwort verwendet wird, veranschaulicht.

[0021] **Fig.** 10 eine zweite alternative Strategie zum Sampeln des Signals, das in der Schätzung der Filterantwort verwendet wird, veranschaulicht.

[0022] **Fig.** 11 einen Repeater veranschaulicht, mit dem gesamten Zwischenfrequenzschritt digital umgesetzt.

[0023] **Fig.** 12 eine dritte alternative Strategie zum Sampeln des Signals veranschaulicht, das in der Schätzung der Filterantwort verwendet wird.

[0024] **Fig.** 13 ein Schema eines analog-digital (A/D) Konversionsschritts veranschaulicht.

[0025] **Fig.** 14 ein Schema einer digital-analog (D/A) Konversionsschritts veranschaulicht.

[0026] **Fig.** 15 ein adaptives Filter veranschaulicht, das in zwei Blöcke unterteilt ist.

[0027] **Fig.** 16 ein Blockdiagramm der analogen Implementierung der Koeffizientenberechnung gemäß dem LMS-Algorithmus.

[0028] **Fig.** 17 eine analoge Ausführungsform der Korrelationsschleife zum Erhalten der Koeffizienten veranschaulicht.

[0029] **Fig.** 18 einen Zwei-Zellen-Teil äquivalent zu dem der **Fig.** 17 der analogen Ausführungsform des adaptiven Filters veranschaulicht.

[0030] **Fig.** 19 eine Ausführungsform eines Integrators mittels eines Operationsverstärkers veranschaulicht.

[0031] **Fig.** 20 ein Schema eines resistiven Verteilers mittels eines Sternnetzwerks veranschaulicht.

[0032] **Fig.** 21 ein Blockdiagramm eines Repeaters gemäß der Erfindung mit einer digitalen Ausführungsform des adaptiven Filters veranschaulicht.

[0033] **Fig.** 22 die Struktur der digitalen Ausführungsform des adaptiven Filters veranschaulicht.

[0034] **Fig.** 23 die Koeffizientenberechnung des adaptiven Filters veranschaulicht.

[0035] **Fig.** 24 analog-digital Konversion für das adaptive Filter veranschaulicht.

[0036] **Fig.** 25 die detaillierte Struktur des adaptiven Filters veranschaulicht.

[0037] **Fig.** 26 ein Diagramm des Data-Framers veranschaulicht.

[0038] **Fig.** 27 die Struktur jedes der Filterkoeffizienten veranschaulicht (tap).

[0039] **Fig.** 28 den Tabellengenerator veranschaulicht.

[0040] Tabelle 1 den Inhalt der Look-up Tabelle (LUT) veranschaulicht.

[0041] **Fig.** 1 zeigt ein generisches Blockdiagramm eines Einzelfrequenzsignal-Repeaters. Gemäß diesem Diagramm wird das eingehende Funkfrequenz-(RF)-Signal SE (Empfangen durch die Empfangsantenne) in ein Zwischenfrequenz-(FI)-Signal konvertiert, und ein Zwischenfrequenzbandpassfilter FFI filtert andere unerwünschte empfangene Signale. Nachfolgend konvertiert ein Konverter das Zwischenfrequenzsignal wieder zurück in ein Funkfrequenzsignal, in dem gleichen Kanal wie das empfangene Funkfrequenzsignal. Schließlich wird das Signal auf das benötigten Ausgangsniveau mittels eines Ausgangsleistungsverstärkers AP verstärkt und wird übertragen ST.

[0042] Ein Einzelfrequenzsignal-Repeater ist im Wesentlichen ein gefilterter Verstärker, und kann wie in **Fig.** 2 modelliert werden. Innerhalb der entsprechenden Signalbandbreite agiert der Repeater als ein Verstärker AMP, gefolgt von einer Verzögerungszelle, mit Wert τ. Diese Verzögerung rührt von dem Zwischenfrequenzbandpassfilter FFI her. Die Empfangs- und Übertragungsantenne sind nicht voneinander perfekt isoliert, wodurch Kopplung zwischen ihnen stattfindet, wobei ein Feedback des Ausgangssignals in das Eingangssig-

nal generiert wird. Der Kopplungseffekt kann als eine Feedbacklinie mit Verstärkung B modelliert werden, wie in **Fig.** 2 gezeigt. Zusätzlich hat diese Kopplungslinie auch eine Verzögerung, aber diese Verzögerung ist viel kleiner als die Verzögerung τ, wodurch sie ignoriert werden kann.

[0043] Die Systemtransferfunktion ist:

$$\frac{V_0}{V_1} = H(\omega) = \frac{A\, e^{-j\omega\tau}}{1 - AB\, e^{-j\omega\tau}}$$

[0044] Die Amplitudenantwort ist nicht flach, sondern vielmehr wellig, abhängig von dem Produkt AB, dessen Ausdruck ist:

$$\text{Amplidutenrippel (dBpp)} = 20 \log \frac{1 + AB}{1 - AB}$$

[0045] Eine andere Art, das Produkt AB auszudrücken, ist, es als Amplitudenreserve auszudrücken, die als die Differenz zwischen der Antennenisolierung und der Repeaterverstärkung definiert werden kann:

Amplitudenreserve (dB) = –20 log (AB)

[0046] Die Hauptsache im Betrieb eines Einzelfrequenzsignal-Repeaters ist der Kompromiss zwischen einer minimalen Amplitudenreserve, die es erlaubt, dass eine maximale Verstärkung erzielt werden kann, und daher die maximale Ausgangsleistung und der maximal zulässigen Amplitudenwelligkeit.

[0047] **Fig.** 3 ist ein Blockdiagramm eines Beispiels eines konventionellen Einzelfrequenzsignal-Repeaters. Er umfasst eine Einheit UB, eine Leistungsverstärkereinheit AP und eine Ausgangsfiltereinheit FS.

[0048] Die Basiseinheit UB führt die folgenden Funktionen aus:

a) Konvertieren eines ersten Funkfrequenzsignals in ein Zwischenfrequenzsignal;
b) Filtern des Zwischenfrequenzsignals;
c) Verstärkung;
d) automatische Verstärkungssteuerung;
e) Konversion des Zwischenfrequenzsignals in ein zweites Funkfrequenzsignal.

[0049] Die Leistungsverstärkereinheit AP verstärkt die Leistung.

[0050] Das Ausgangsfilter FS führt ein letztes Filtern des Signals durch, um unerwünschte Out-Of-Band-Signale zu eliminieren.

[0051] Die Basiseinheit UB besteht aus den folgenden Komponenten:

1. ein Eingangsfilter FE, das die unerwünschten Signale, die Out-Of-Band empfangen werden, eliminiert;
2. ein ersten Konverter CONV1, welcher der Reihe nach ein Mittel zum Konvertieren des empfangenen Funkfrequenzkanals in eine Zwischenfrequenz, ein Zwischenfrequenzfilter FFI, und die automatische Verstärkungssteuerung CAG umfasst;
3. einen Linearitätsvorkorrektor PRLIN, welcher eine Schaltung ist, die das intrinsische nichtlineare Verhalten der Verstärkungseinheit kompensiert;
4. ein zweiter Konverter CONV2, der ein Mittel zum Konvertieren von Zwischenfrequenz zu dem Funkfrequenzausgangskanal und die Ausgangspegelstreuerschaltung beinhaltet;
5. einen Synthesizer SINT, der das Signal von dem lokalen Oszillator erzeugt und an beide Frequenzkonverter bereitstellt.

[0052] **Fig.** 4 und 5 zeigen die grundsätzlichen Unterschiede zwischen den bereits existierenden Einzelfrequenz-Repeatern und den in Dokument EP-A-772.310 vorgeschlagenen Repeater, wobei die Notation (s) sich auf die Darstellung der linearen Systeme mittels ihrer Übertragungsfunktion abhängig von der komplexen Variable s bezieht. **Fig.** 4 zeigt das grundsätzliche Blockdiagramm eines konventionellen Einzelfrequenzsignal-Repeaters, wo die Hauptkette des Repeaters ein Eingangssignal SE empfängt und ein Ausgangssignal ST

überträgt. Die Hauptkette wurde mit einer Antwort H(s) und einer Verstärkung G modelliert. Die Kopplung zwischen Antennen wurde, auch in gestrichelter Linie angezeigt, linear modelliert mittels einer Antwort A(s). Es wird so beobachtet, dass das Signal SE, das den Repeater REP durch die Empfangsantenne betritt, die Summe aus dem gewünschten empfangenen Signal S1 plus einem Kopplungssignal ist. In einem konventionellen Repeater hängt die Stabilität des Repeaters von der Kreisverstärkung G × H(s) × A(s) ab, und die einzige Möglichkeit zu garantieren, dass er stabil ist, ist die Verstärkung G zu reduzieren oder die Kopplung A(s) zu reduzieren. **Fig.** 5 zeigt das Blockdiagramm einer Ausführungsform des in EP-A-772.310 vorgeschlagenen Repeaters. Es besteht aus einem negativen Feedback des übertragenen Signals ST, das mittels des Filters FAD, ausgedrückt als komplexe Variable als F(s), verarbeitet wird und nachfolgend löscht es die Echos, d.h., die Kopplung, an dem Repeatereingang. Es ist offensichtlich, dass nun die Stabilität des Repeaters von der Kreisverstärkung G × H(s) × (A(s) – F(s)) abhängt, wodurch, um sie zu garantieren, es genügend ist, F(s) = A(s) zu erreichen, ohne die Notwendigkeit G oder A(s) zu vermindern.

[0053] Nachfolgend werden die technischen Einzelheiten der folgenden Aspekte der Implementierung beschrieben: A) Architektur zum Einfügen der adaptiven Verarbeitung in den Einzelfrequenzsignal-Repeater, B) Architektur zum Implementieren des Filters für die Verarbeitung des Signals, C) Algorithmus zum Schätzen der Filterkoeffizienten.

[0054] Es wird hiernach im Detail eine mögliche Konfiguration eines Repeaters beschrieben werden, der vollständig mit analoger Technologie implementiert ist. Dazu wird sich hiernach als analoge Konfiguration bezogen werden. Nachfolgend werden einige digitale Alternativen für die Implementierung davon kurz beschrieben, auf die sich als digitale Konfigurationen bezogen wird, die von der analogen Konfiguration unterschieden werden, in das sie das adaptive Filter digital implementieren, aber ihre Prinzipien sind für das Letztere gemeinsam.

Analoge Konfiguration

[0055] Das Blockdiagramm der **Fig.** 6 beschreibt mehr im Detail ein Beispiel eines Repeaters, das in einer zusammengefassten An alle die Repeaterschritte zeigt, die relevant sind.

[0056] In dem Repeater der **Fig.** 6 wurde die Kopplung linear modelliert und der Repeater hat ein adaptives Filter FAD, das den Wert der Kopplung in dem Frequenzband schätzt, das durch das Signal belegt ist, und seinen Beitrag zu dem übertragenen Signal ST aufhebt, so dass sich der Repeater so verhält, als ob es nicht existieren würde. Bevorzugt arbeitet der vorgeschlagene Repeater in Zwischenfrequenz (FI). Jedoch können auch andere Alternativen verwendet werden, die im Basisband oder in anderen Frequenzen arbeiten, sowie es in dem digitalen Konfigurationsabschnitt kommentiert wird. Der Repeater der **Fig.** 6 ist zusätzlich mit einem Funkfrequenzfilter FRF und einem Funkfrequenzverstärker ARF an der Eingangsseite der Ausrüstung versehen.

[0057] Das adaptiver Filter FAD nimmt das Hauptkettensignal nach der CAG (automatische Verstärkungssteuerung). Dieses Detail ist mit Blick auf Etablieren der Leistungen des Systems wichtig, da in diesem Fall die Variationen über die Zeit der Filterkoeffizienten nur von der Variation der Kopplung zwischen Antennen herrühren, aber nicht auf Variationen in der Repeaterverstärkung. Trotzdem ist es auch möglich, dafür zu sorgen, dass das adaptive Filter FAD das Signal vor der CAG nimmt.

[0058] Das adaptive Filter FAD ist vorzugsweise mittels einer analogen Verzögerungslinie implementiert und multipliziert, die das Signal gewichten und zu dem Ausgang der Verzögerungszellen T addieren (**Fig.** 7). Die Anzahl von Zellen und Multiplizieren hängt von dem Kompromiss ab, der zwischen der Komplexität des Systems und dem Niveau der Aufhebung der Kopplung, das zu erzielen gewünscht wird, etabliert ist. Auf der anderen Seite sollte die Verzögerung, die durch jede Zelle T eingeführt wird, in Übereinstimmung mit dem Wert der Zwischenfrequenz und der Bandbreite des Signals gewählt werden. Tatsächlich hat da implementierte Filter eine periodische Frequenzantwort, wodurch es notwendig ist, bestimmte Restriktionen in die Verzögerung einzuführen, mit der Absicht, zu garantieren, dass es Freiheit gibt, die Kopplung zwischen Antennen in dem gesamten Frequenzband, das durch das Signal belegt wird, aufzuheben.

[0059] Die Filterkoeffizienten werden vorzugsweise durchgehend adaptiv, während der Repeater in Betrieb ist, geschätzt. Dies deshalb, da die Kopplung zwischen Antennen a priori unbekannt ist, da sie von der Konfiguration der Hauptkette (verwendete Antennen, Filter und Verstärker) und von der Umgebung, wo der Repeater sich befindet (nahe Hindernisse, Reflektivität und Abstand von der Letzteren, usw.) abhängt. Auch ist es nicht sehr effektiv, ihren Wert a priori zu schätzen, da die Umgebung sich über die Zeit verändern kann (Bewegung der Blätter von nahen Bäumen, Bewegung von Autos oder Menschen, usw.).

[0060] Eine Alternative schätzt die Filterkoeffizienten basierend auf der Optimierung einer quadratischen Kostenfunktion: Minimierung der Signalleistung in Punkt A der **Fig.** 6. Dieses Kriterium basiert auf der statistischen Eigenschaft der Nicht-Korrelation zwischen dem gewünschten empfangenen Signal und dem Signal, das in der Antenne durch die Kopplung induziert wird, wodurch gezeigt wird, dass die Leistung im Punkt A minimal ist, wenn es möglich war, die Kopplung aufzuheben. Um korrekten Betrieb des Kriteriums zu garantieren, sollte es sichergestellt sein, dass die Hauptkette eine Verzögerung einführt, die gleich oder länger als das Minimum ist, für das die gewünschte Nicht-Korrelation erfüllt ist. Optional kann diese Nicht-Korrelationsverzögerung in dem Konversionsschritt eingeführt werden.

[0061] Die Minimierung der Leistung in dem Punkt A ist gleichbedeutend mit einem Kriterium der kleinsten mittleren Fehlerquadrate, das mit sehr verschiedenen adaptiven Algorithmen optimiert werden kann. Die Tatsache, dass eine analoge Implementierung verwendet wird, hat es zweckmäßig gemacht, den verwendeten Algorithmus auf den Einfachsten zu beschränken, und dessen Verhalten in der Literatur wohl dokumentiert ist. Bevorzugt können kleinste mittlere Quadrate (Least Mean Square, LMS) und normalisierte LMS (NLMS) Algorithmen verwendet werden, sowie auch die vereinfachten Versionen derselben, die auf der Vorzeichenfunktion basieren (siehe Referenzen [2],[6], [8] und [11]). Jedoch ist der verwendete Algorithmus nicht die Aufgabe dieser Erfindung, und jeder Algorithmus dessen Konvergenz und gutes Verhalten im Nachgang garantiert ist (siehe andere alternative Algorithmen in dem Abschnitt digitale Konfiguration) könnten verwendet werden.

[0062] Das adaptive Filter FAD sieht sich zwei grundsätzlichen Restriktionen gegenüber. Die erste Restriktion ist die Notwendigkeit, eine minimale Verzögerung in der Hauptkette zu garantieren, wie zuvor erwähnt. Diese Verzögerung kann in dem Konversionsschritt eingeführt werden. Die zweite Restriktion liegt in der Tatsache, dass die Kopplung ein Signal von einem Pegel verursachen kann, der wesentlich niedriger als der gewünschten Pegel in der Empfangsantenne ist (sonst würde der Repeater zu Schwingen beginnen), wodurch der Signalrauschabstand (signal to noise ratio, SNR) zum Zweck der Identifikation der Kopplung sehr niedrig ist. Dies macht es notwendig, dass eine sehr langsame Entwicklung der adaptiven Systemkoeffizienten aufgezwungen wird mit dem Ziel, den Verlust der SNR durch eine Mittelung über Zeit des Signals zu kompensieren.

[0063] **Fig.** 5 zeigt die geschlossene Kreisstruktur des Einzelfrequenzsignal-Repeaters REP, die Kopplung zwischen Antennen und das adaptive Filter FAD. Diese Struktur bedingt, dass die Aufhebungsfehler zu dem System und zu dem übertragenen Signal zurückgeführt werden, mit der Möglichkeit, dass das System dadurch dazu gebracht wird, mit Schwingen zu beginnen – es wird erinnert, dass die Stabilität von der Kreisverstärkung $G \times H(s) \times (A(s) - F(s))$ abhängt -. Um dies zu vermeiden, ist es angebracht, Mechanismen in Erwägung zu ziehen, die sicherstellen, dass das System zu allen Zeiten stabil bleibt. Dieser Nachteil, der nicht in Echoaufhebungssystemen, die in Kommunikationen über Telefonleitungen über große Entfernungen auftritt, macht es ratsam, zwei Phasen in dem Betrieb des Repeaters zu etablieren: die Aufnahmephase FADQ und die der Nachfolge FSEG (**Fig.** 8). Die Aufnahmephase FADQ wird nur einmal während der Initialisierung oder Start-Up des Repeaters durchgeführt. Während dieser Phase bleibt die Repeaterverstärkung niedrig (G_{ini}), so dass er unabhängig von dem Aufhebungsniveau stabil ist, das von dem adaptiven System erreicht wird. In ihr schätzt der adaptive Algorithmus den Wert der optimalen Koeffizienten des adaptiven Filters und reduziert die Kopplung zu Niveaus, die unter dem gewünschten liegen. Die Verstärkung bleibt auf einem niedrigen Niveau für genügend Zeit, um die Konvergenz des Algorithmus zu erlauben und, nachfolgend, wird langsam erhöht, bis sie ihren regulären Wert (G_{fin}) erreicht. In der Nachfolgephase FSEG arbeitet der Repeater normal, wobei er die gewünschten Verstärkungs- und Aufhebungsniveaus erreicht hat. Jedoch bleibt der adaptive Algorithmus des adaptiven Filters im Betrieb, um mögliche Variationen der Frequenzantwort der Kopplung zwischen Antennen zu erkennen und zu folgen, ohne dass der Repeater erneut initialisiert werden müsste. Diese Veränderungen in Verstärkung in der Aufnahmephase werden bevorzugt in dem Zwischenfrequenzverstärker AFI durchgeführt.

[0064] Die analoge Konfiguration der Erfindung hat zwei grundsätzliche Beschränkungen. An erste Stelle, die Beschränkungen in Komplexität, die durch die einfache Tatsache, analog zu sein, auferlegt werden, entweder in der Anzahl der Koeffizienten des adaptiven Filters, in dem Typ des adaptiven Filters oder sogar in dem verwendeten adaptiven Algorithmus. An zweiter Stelle, in den technischen Problemen, die mit der Implementierung des adaptiven Algorithmus verbunden sind, sowie z.B. der Offset, der im LMS verwendeten Integratoren, obwohl Alternativen gefunden werden können, welche die Schwere dieses Problems mildern (siehe [2]). Jedoch ist eine bevorzugte Lösung zu beiden Problemen, zumindest teilweise, digitale Technologie zu verwenden, wobei die Alternativen, welche die digitale Konfiguration der vorgeschlagenen Erfindung bietet, unten beschrieben werden.

Digitale Konfigurationen

[0065] Verschiedene alternative digitale Implementierungen zu der beschriebenen grundsätzlichen analogen Konfiguration können gedacht werden. Sie unterscheiden sich von der grundsätzlichen Konfiguration dadurch, dass das adaptive Filter auf dem digitalisierten Signal arbeitet, wodurch es die Freiheitsgrade hat, die durch die digitale Verarbeitung des Signals geboten werden, sowie die Nachteile, welche die Einführung von Schritten zum Abtasten und Wiederherstellen des analogen Signals darstellen.

Architektur

[0066] Die digitale Implementierung des adaptiven Filters setzt die Digitalisierung der Signale voraus, die in dem Filterungs- und Filterkoeffizientenschätzprozessen involviert sind. Vier alternative Architekturen sind betrachtet, je nach dem zu welchem Punkt in der Hauptkette die Signale abgetastet und wiederhergestellt werden. Diese vier Optionen sind in den **Fig.** 9 bis 12 gezeigt.

[0067] **Fig.** 9, 10 und 12 entsprechen unterschiedlichen Strategien zum Abtasten der Signale, die im Schätzen der Antwort des adaptiven Filters FAD verwendet werden, während **Fig.** 11 den Fall darstellt, in welchem es gewählt wurde, den gesamten FI (Zwischenfrequenzschritt) des Repeaters digital zu implementieren. In diesem Fall kann das Signal wiederhergestellt werden (Demodulation und Modulation), wodurch die Leistungen des Repeaters wesentlich verbessert werden. In allen Fällen kann das Signal im Basisband abgetastet werden (genannt I/Q-Abtastung), so dass das analytische Signal wiedergewonnen wird, oder in dem Durchlassbereich (genannt FI-Abtastung), entweder in dem FI-Signal oder zu einer anderen niedrigeren Frequenz übertragen, die aus Sicht der Abtastung bequemer ist. Es sollte bedacht werden, dass die unten kommentierten Abtastalternativen (Erzeugung des analytischen Signals, Heterodynisierung) auch anwendbar auf die analoge Implementierung sind, die als grundsätzliche Konfiguration beschrieben wurde, obwohl die technologische Komplexität der Implementierung davon von ihrer Verwendung abraten. Die Anwendung des einen oder anderen Abtasttyps zu jedem der A/D-Konverter gibt Raum für vier mögliche Konfigurationen, die sich voneinander unterscheiden, indem sie mit reellen oder komplexen Koeffizienten und/oder Fehlersignalen arbeiten. Obwohl die vier Kombinationen zu ähnlichen Lösungen und Aufhebungsniveaus führen, benötigen alle von ihnen ein unterschiedliches Design der Abtastfrequenz und der Anzahl von Koeffizienten des adaptiven Filters, Obwohl das Design immer auf den Prinzipien basiert, die bereits für die analoge Konfiguration dargelegt wurden. Allgemein gesprochen gewähren die adaptiven Algorithmen eine schnellere Konvergenz in den Konfigurationen, die mit komplexen Koeffizienten arbeiten, aber diese Verbesserung wird durch eine größere technologische Komplexität der Implementierung der A/D- und D/A-Konversion aufgehoben. In allen Fällen wird die Wahl der Abtastfrequenz von den gleichen Parametern abhängen, wie in der bereits oben kommentierten analogen Konfiguration (Wert der Zwischenfrequenz, die in dem Repeater angenommen wurde, und Signalbandbreite) sowie von der Selektivität der Filter in der Hauptkette.

[0068] Die A/D- und D/A-Konversionsschritte sind in einer unterschiedlichen Art implementiert abhängig davon, ob I/Q- oder FI-Abtastung gewählt wurde. **Fig.** 13 stellt ein Schema für den A/D-Konversionsschritt dar. Das Antialiasing-Filter FAL und der lokale Oszillator (f_1) sind notwendig oder unnötig abhängig davon, welche Abtastmethode gewählt wurde und wie selektiv die Filter der Hauptkette sind. **Fig.** 14 zeigt ein Schema für den D/A-Konversionsschritt. Das Wiedergewinnungsfilter FRE kompensiert für den Teil der Verzerrung, die durch den D/A-Konverter eingeführt wurde, der nicht digital korrigiert wurde. Die Anwendung oder nicht des lokalen Oszillators (f_2) hängt von dem verwendeten Typ und Frequenz der Abtastung ab, während das Bandpassfilter FPB nur notwendig ist, wenn Heterodynisation angewandt wird, mit dem lokalen Oszillator und die nachfolgenden Filter der Hauptkette nicht genügend selektiv sind.

[0069] Schließlich, in all den vorherigen Architekturen mag es wünschenswert sein, dem adaptiven Filter mit einem System zu helfen, das für mögliche Verzerrungen oder Phasenjitter oder Frequenzoffsets kompensiert ([4]). Obwohl das adaptive Filter theoretisch für die Verzerrungen kompensiert werden kann, kann es in der Praxis, vor allem in Multicarriersystemen, sowie DVB, sich selbst nicht genügend schnell adaptieren, um den Störungen des Trägers zu folgen.

Filterimplementierungsarchitektur für Signalverarbeitung.

[0070] Das Filter kann mittels einer In-Line-Verzögerungsarchitektur oder mittels eines Gitternetzwerks implementiert werden. Andererseits können Filter mit einer endlichen (FIR)- oder unendlichen (IIR)-Impulsantwort verwendet werden. Die IIR-Filter liefern eine bessere Leistung für die gleiche Anzahl an Koeffizienten, haben aber Begrenzungen in ihrer Kombination mit adaptiven Algorithmen.

[0071] Falls die Umgebung, wo sich der Repeater befindet, dazu führt, dass sehr späte Echos des übertragen Signals in der Empfangsantenne auftauchen (mit einer Verzögerung, die weit jenseits der Filterabtastperiode ist), ist es angebracht, dass adaptive Filter in zwei Blöcke FAD I und FAD II zu unterteilen (siehe **Fig.** 15), einer von ihnen, FAD I, arbeitet mit dem übertragenen Signal und der andere, FAD II, mit dem gleichen Signal, das um ein Zeitintervall ähnlich zu der Auftauchzeit der späten Echos verzögert ist.

[0072] Der Filterprozess kann im Zeit- oder Frequenzbereich implementiert werden. In dem letzteren Fall erlaubt die Verwendung der FFT oder anderen Filterbänke mit Mehrfachstrukturen, dass die Rechenkosten reduziert werden, und die Konvergenz des adaptiven Algorithmus ([10],[5]) verbessert wird. Nichtsdestotrotz begrenzt die Frequenzimplementierung von adaptiven Filtern, die in Umgebungen arbeiten, wo Kopplung zwischen Antennen Variationen über Zeit unterworfen ist, die Fähigkeit, den Veränderungen zu folgen, und weiterhin verursacht sie immer die Einführung einer Verzögerung in dem adaptiven Filter, die dessen Fähigkeit zur Kopplungsaushebung begrenzen kann.

Adaptive Algorithmen zum Schätzen von Filterkoeffizienten.

[0073] Die adaptiven Filterkoeffizienten können mit jedem Algorithmus geschätzt werden, der die Konvergenz zu der richtigen Lösung garantiert, d.h., zu der, in welcher das adaptive Filter die Kopplung zwischen Antennen korrekt schätzt, und welcher weiterhin dazu geeignet ist, den Variationen über die Zeit davon zu folgen. Unter den Algorithmen sind die gebräuchlichsten und am meisten untersuchten diejenigen, die den Kriterien folgen: I) des minimalen mittleren Fehlerquadrats oder II) der kleinsten Quadrate. Beide Kriterien können sowohl in Verzögerungsleitungsarchitekturen und in Gitterarchitekturen verwendet werden.

[0074] Unten stehend wird eine nicht-erschöpfende Liste der anwendbaren Algorithmen gegeben, unter Beachtung, ob sie mit FIR- oder IIR-Antwort implementiert sind.

[0075] In dem Fall des FIR-Filters ([3]), und unter Verwendung des Kriteriums I), ist eine Möglichkeit die Verwendung der Familie der Algorithmen des steilsten Abstiegs, welche, ausgehend von irgendeinem ursprünglichen Wert der Koeffizienten diesen korrigiert mit einem Inkrement in der gegenläufigen Richtung zu dem des Gradienten, der die Leistungsoberfläche hat, die von den Koeffizienten abhängt. Der Gradient wird auf eine exakte statistische An berechnet; aus diesem Grund benötigen diese Algorithmen vorzeitiges Wissen über die Eigenschaften der Echos oder Kopplung, die aufzuheben sind, und können nicht wirklich als adaptiv beschrieben werden.

[0076] Wo die Echos oder Kopplungen unbekannt sind, ist es eine Lösung, Rückgriff auf die Familie der differenziellen steilsten Abstiegsalgorithmen zu nehmen, die den Gradienten ausgehend von Unterschieden in der Fehlerfunktion berechnen, die durch Störungen hervorgebracht sind, die in den Koeffizienten hervorgerufen werden. Nichtsdestotrotz konvergieren diese Algorithmen langsam und eine schnellere Lösung ist, den stochastischen Gradienten zu verwenden, d.h., eine augenblickliche Berechnung des exakten Ausdrucks des Gradienten zu verwenden. Wo die Fehlerfunktion, die zu minimieren ist, linear von den Koeffizienten abhängt, sind die Algorithmen in dem so genannten LMS (Least Mean Square) Algorithmus und Varianten sowie der NLMS (normalisierter LMS), dem P-Vektor-Algorithmus oder anderen Varianten, die Szenarien haben, in denen das störende Rauschen nicht in einer gleichmäßigen oder weißen Art in der Frequenz verteilt sind, sondern es auf eine gefärbte Art tun, beinhaltet. Wo die Fehlerfunktion, die zu minimieren ist, nicht linear von den Filterkoeffizienten abhängt, oder rekursiv davon abhängt, berechnen stochastische Gradientenalgorithmen den Gradienten mit einer kleinen Anzahl von iterativen Anwendungen der Regel der Differenzialrechnungskette. Wo die Fehlerfunktion nicht linear von den Koeffizienten abhängt, ist der Algorithmus eine nichtlineare Erweiterung des LMS, genannt der Backpropagationalgorithmus ([1]). In dem Fall, auf den sich dieses Patent bezieht, muss der Gradient des Fehlers, der von den Filterkoeffizienten abhängt, von der Kettenregel abgeleitet werden. In **Fig.** 6 ist das Fehlersignal an dem Ausgang des adaptiven Filters gezeigt als das, das, geeignet verstärkt, durch den Repeater übertragen wird. Daher ist es das Fehlersignal, das mit dem gewünschten empfangenen Signal an dem Eingang zu der Empfangsantenne gekoppelt wird und es wird wieder Teil des Fehlersignals. Daher ist der LMS-Algorithmus eine Annäherung des Gradienten, die erlaubt, dass die Berechnung mit Hinblick auf die Kettenregel reduziert wird, die diejenige ist, die wirklich angewendet werden sollte. Nur wenn das Zwischenfrequenzfilter FFI, in **Fig.** 6 gezeigt, eine geeignete Verzögerung einführt, wird das übertragene Signal nicht mit dem Fehlersignal korreliert sein und der LMS wird eine zunehmend gültige Annäherung des Gradienten machen.

[0077] In dem Fall des FIR-Filters, und unter Betrachtung des Kriteriums II), ist der am meisten geeignete und effektive Algorithmus das Kalmanfilter oder Varianten davon: RLS oder Recursive Least Squares und das

schnelle Kalmanfilter.

[0078] In dem Fall von IIR-Filtern sind Implementierungen mittels Gitternetzwerk zu der Verzögerungsleitung bevorzugt, da es die Stabilität des adaptiven Filters einfach während der Konvergenzphase zu überwachen erlaubt. Die Filterkoeffizienten können mittels steilster Abstiegsalgorithmen geschätzt werden, Algorithmen, die auf der Methode von Steiglitz-McBride basieren, oder auf hyperstabile Algorithmen ([12],[7]). Die erste Gruppe basiert auf dem kleinsten mittleren quadratischen Fehlerkriterium, basierend entweder auf dem Ausgangsfehler oder dem Gleichungsfehler. Es wird vorgezogen, den Ausgangsfehler zu minimieren (z.B. unter Verwendung des RPE oder Recursive Prediction Error Algorithmus [9]), da die Kostenfunktion, die auf dem Gleichungsfehler basiert, nicht die Konvergenz zu der optimalen Lösung unter Bedingungen eines niedrigen Signalrauschabstands garantiert, wie es der Fall der vorgeschlagenen Erfindung ist. Unter den Algorithmen der dritte Gruppe ist das sehr gut bekannte SHARF oder vereinfachte hyperstabile adaptive rekursive Filter, welches die in einem adaptiven Algorithmus gewünschten Qualitäten hat.

[0079] Schließlich muss bedacht werden, dass, falls es gewählt wird, den gesamten FI-Schritt des Repeaters digital zu implementieren (**Fig.** 11), komplette digitale Verarbeitung des empfangenen Signals ausgeführt werden kann, das es mittels Demodulation und nachfolgender Modulation wiederherstellt. In diesem Fall können Vorteile von Trainingssequenzen gezogen werden, die proper zu den wiederübertragenen Signalen sind, falls es solche gäbe, sowie z.B. die Pilottöne des DVB-Signals, die als Referenz genommen werden können, beim Berechnen der Fehlerfunktion, die irgendeinen der beschriebenen Algorithmen anleitet. Der Vorteil davon, die Trainingssequenzen als Referenz zu nehmen, ist, dass sie dem adaptiven Algorithmus erlauben, unter besseren SNR-Bedingungen zu arbeiten, sowie die Verwendung von unterschiedlichen Architekturen erleichtern, zum Einfügen des adaptiven Systems in den Einzelfrequenzsignalrepeater.

Beispiel einer analogen Ausführungsform

Einführung

[0080] Es ist ein Beispiel einer analogen Ausführungsform eines DVB-Signalrepeaters beschrieben, der auf einer finiten Impulsantwort adaptives FIR-Filter einer Struktur basiert ist, gemäß der in **Fig.** 7 gezeigten, zusammengesetzt aus einer Verzögerungsleitung. Wie in **Fig.** 7 dargestellt, wird das Eingangssignal E des adaptiven Filters in die Verzögerungsleitung eingeführt. Nachfolgend werden die Signale, die an dem Ausgang jeder Verzögerung vorhanden sind, mit ihren jeweiligen Koeffizienten multipliziert, und schließlich die Ergebnisse der Multiplikationen addiert, um das Ausgangssignal S des adaptiven Filters zu erhalten. In dieser Ausführungsform basiert das Erhalten des Werts der Koeffizienten auf dem LMS oder Least Mean Square Algorithmus. **Fig.** 16 zeigt die Implementierung mittels einer Korrelationsschleife der Berechnung von Koeffizienten gemäß dem LMS-Algorithmus. Der Algorithmus berechnet jeden der Koeffizienten gemäß dem folgenden Ausdruck:

$$a(t) = \mu_0 \int_{-\infty}^{t} x(\lambda) \cdot e_a(\lambda) d\lambda = a(0) + \mu_0 \int_{0}^{t} x(\lambda) \cdot e_a(\lambda) d\lambda$$

wobei das Signal x(t) das Verzögerungsausgangssignal ist, das Signal r(t) ist das Signal, das in der Empfangsantenne präsent ist, $e_a(t)$ ist das Fehlersignal nach der Aushebung, und a(t) ist das Ensemble von Koeffizienten. μ_a ist die Adaptionskonstante, welche die Konvergenzgeschwindigkeit des Algorithmus festlegt, sowie die Höhe der Schwingung der Koeffizienten relativ zu der schlussendlichen Lösung. Die Elemente M1 und M2 sind Multiplizierer, das Element INT ist der Integrator und das Element SUM ist der Addierer der Signale, die mit den jeweiligen Koeffizienten multipliziert wurden.

Ansatz der Ausführungsform

[0081] Die Einzelfrequenz- oder Isofrequenzrepeater haben gewöhnlicher Weise Zwischenfrequenzverarbeitungen, was die Verwendung von hochselektiven Filtern erlaubt.

[0082] Das adaptive Filter kann zu der gleichen Zwischenfrequenz ausgeführt werden, wie die des Repeaters, oder zu einer zweiten niedrigeren Zwischenfrequenz, sollten die möglichen Vorteile des Betriebs bei einer niedrigeren Frequenz die Erhöhung der Komplexität kompensieren, einen Konverter von der ersten zu der zweiten Zwischenfrequenz vor dem adaptiven Filter, und einen anderen Konverter von der zweiten zu der ersten Zwischenfrequenz an dem Ausgang von dem Filter hinzufügen zu müssen. Das Blockdiagramm des in Frage stehenden Implementierungsbeispiels ist das in **Fig.** 6 gezeigte.

Verwendete Blöcke

[0083] Die Gruppe von Basisblöcken, die das adaptive Filter in seiner analogen Ausführungsform zusammensetzen ist wie folgt:

Verzögerungsblöcke
Multiplizierer
Integratoren
Verteiler und Kombinierer
Signalverstärker
Addierer

[0084] **Fig.** 17 zeigt das Blockdiagramm einer der Zellen, wo ein Signal x(t–iT) eingegeben werdend gesehen werden kann, ein Verteiler DIS verteilt es, einerseits, zu einer Verzögerung T, um eine Ausgabe x(t–(i+1)T) zu erhalten, andererseits zu einem Multiplizierer M2, und wiederum zu einem Multiplizierer M1. Der Multiplizierer M1 empfängt auch das Fehlersignal e(t).

[0085] **Fig.** 18 zeigt eine Strecke von zwei Zellen, CEL1 und CEL2, der analogen Ausführungsform des adaptiven Filters.

[0086] Das Schema der **Fig.** 19 zeigt eine Integratorausführungsform mittels eines Operationsverstärkers, wo E den Eingang zu und S den Ausgang von dem Integrator anzeigt.

[0087] Ein Beispiel einer resistiven Verteilungsausführungsform mittels eines Sternwiderstandsnetzwerks ist in **Fig.** 20 gezeigt, wo E auch den Eingang zu und S den Ausgang von dem Verteiler anzeigt.

Beispiel der digitalen Ausführungsform

Einführung

[0088] **Fig.** 21 zeigt das Blockdiagramm des Transmitters, auch für DVB-Signale, in welchen das adaptive Filter digital implementiert ist. In einer ähnlichen Art zu dem analogen Fall wird das RF-Eingangssignal SE in eine Zwischenfrequenz (FI konvertiert, wo ein FI-Filter FFI die möglichen Out-Of-Band-Signale zurückweist, um es schließlich wieder zu RF zu konvertieren. In der digitalen Ausführungsform sind die entsprechenden A/D- und D/A-Konversionen notwendig, wie in **Fig.** 21 gezeigt.

[0089] Der Transmitter arbeitet wie folgt: von dem Signal r[n], das von der Antenne empfangen wird (welches tatsächlich durch das gewünschte Signal plus den von der Übertragungsantenne verursachten Echos gebildet wird) wird eine Schätzung s[n] des unerwünschten Signals abgezogen, das durch das adaptive Filter FAD erhalten wird, das ein Fehlersignal e[n] gibt, das durch das FI-Filter FFI geführt wird, und zu RF zurückkonvertiert wird.

[0090] Die Struktur des digital ausgeführten adaptiven Filters ist in **Fig.** 22 gezeigt. Hauptsächlich ist es ein variables Koeffizienten-FIR-Filter, wo diese periodisch durch den LMS-Algorithmus aktualisiert werden.

[0091] Für den Zeitpunkt n berechnet der LMS-Algorithmus die neuen Koeffizienten wie folgt:

$$h[n] = h[n-1] + \mu \cdot e[n] \cdot x[n]$$

[0092] Diese Operation, schematisch dargestellt in **Fig.** 23, wird für jeden der Filterkoeffizienten durchgeführt.

[0093] Die Konstante μ hat die Funktion, den adaptiven Schritt anzupassen. Um so größer sein Wert, um so schneller wird die Konvergenz des Algorithmus sein; im Austausch werden die Koeffizienten eine größere Oszillation um die optimale Lösung haben. Es gibt daher einen Kompromiss zwischen Konvergenzgeschwindigkeit und Stabilität der Koeffizienten um die optimale Lösung.

Digitale Ausführungsform

[0094] In FI haben wir das DVB-Bandpasssignal, mit einer Bandbreite von 7,61 MHz, das mittels einer 12 Bit A/D-Konversion digitalisiert wird. Die nachfolgende Verarbeitung basiert auf programmierbaren logischen digi-

talen integrierten Schaltungen des FPGA (Field Programmable Gate Array)-Typs.

[0095] **Fig.** 24 zeigt genauer die Blöcke, die benötigt werden, um das Analog/Digital-Interface auszuführen.

[0096] Eine mehr detaillierte Struktur des adaptiven Filters ist wie in **Fig.** 25 gezeigt. Es kann gesehen werden, dass es aus den folgenden Teilen gebildet wird:

[0097] Data-Framer DF: seine Funktion ist es, die Eingangsdaten x[n] (12 Bit) in vier Teile zu fragmentieren, was 3 Bits gibt, zu welchen ein Kontrollbit addiert wird. Da vier Zyklen benötigt sein werden, um jedes Sampel zu verarbeiten, sollte die Taktfrequenz des Systems das vierfache der Abtastfrequenz sein.

[0098] Tabellengenerator TG: berechnet die partiellen Produkte jedes Koeffizienten und lädt sie in die LUT (Look-Up Tabelle) des entsprechenden tap (Abgriff).

[0099] LMS-Algorithmus: dieser berechnet die neuen Koeffizienten abhängig von dem Fehlersignal e[n] und von x[n], und stellt sie dem Tabellengenerator TG durch cdata bereit.

[0100] Tap-Filter-Koeffizienten: jedem Tap ist ein eigener Koeffizient zugeordnet, der ihn mit den Eingangsdaten multipliziert.

[0101] Addiererbaum: dies ist ein registrierter Addiererbaum, der die Summe aller Teilergebnisse, die von den Koeffizienten geliefert werden, addiert.

[0102] Jeder der Teile, die von dem System umfasst werden, werden in größerem Detail unten gezeigt werden. Daher ist **Fig.** 26 das Diagramm des Data-Framer DF. Die 12 Bit-Daten (x[n]) werden zu einem Register REG 12 zu der Abtastfrequenz FMUE geführt, und werden ausgegeben, durch ein Kontrollregister REGC fragmentiert in vier Teile von jeweils 4 Bit (jeder dieser Teile ist bekannt als ein Oktett), und zu einer Frequenz 4 × FMUE 4 mal höher als die Samplingfrequenz FMUE. Die 3 geringsten Bits von jedem Oktett entsprechen den 3 Bits der Eingangsdaten; das höchste Bit ist das Kontrollbit, und wird nur auf 1 gesetzt, wenn das vierte und letzte Oktett der Daten, die verarbeitet werden, ausgegeben wird. Dies wird mittels eines 2 Bits-Zählers CON2 und den drei Multiplexern Mux1, Mux2 und Mux3 erreicht. Anfänglich wird der Zähler CON2 auf 0 gesetzt, daher wählen die Multiplexer Mux1, Mux2 und Mux3 das Signal an ihrem Nulleingang, d.h., Mux1 wählt Bit 2, Mux2 wählt Bit 1 und Mux3 wählt Bit 0, d.h., die drei geringsten Bits des Sampels. Das Kontrollsignal SCO ist das höchste Bit in dem Oktett, und ist in diesem Fall 0. Nachfolgend wird der Zähler auf 1 gesetzt, und Bits 5, 4 und 3 (die folgenden drei niederwertigsten Bits) werden ausgewählt und das Kontrollsignal setzt fort, 0 zu sein. Nachfolgend, wenn der Zähler auf 2 gesetzt wird, werden Bits 8, 7 und 6 ausgewählt, wobei das Kontrollsignal immer noch 0 ist. Schließlich wird der Zähler auf 3 gesetzt, Bits 11, 10 und 9 (die höchsten in dem Sampel) werden ausgewählt und das Kontrollsignal SCO wird aktiviert. In der folgenden Iteration wird der Counter auf 0 zurückgesetzt werden, und es wird ein neues Sampel in dem Register REG 12 gespeichert sein, wobei der Zyklus wieder beginnt.

[0103] **Fig.** 28 ist eine Darstellung des Diagramms, das dem Tabellengenerator TG entspricht. Dieser berechnet die Teilprodukte jedes Koeffizienten gemäß der Tabelle 1.

[0104] Er hätte einfach mit einem 12 × 3 Bit-Multiplizierer plus einigen unbedeuteten Komponenten implementiert werden können, aber es wurde die gezeigte Konfiguration gewählt, da sie besser ist, was Raumbelegung betrifft. Die Operation davon ist ziemlich komplex, obwohl sie dem Fachmann bekannt ist, wodurch nur die Idee hier beschrieben werden wird: wenn Tabelle 1 beobachtet wird, wird gesehen werden, dass ein Akkumulator ideal ist, um den Wert der Speicherpositionen 0_h bis 7_h zu berechnen, es ist nur notwendig, den Koeffizienten zu dem zuletzt erhaltenen Ergebnis zu addieren, um den derzeitigen Wert zu erhalten. Das gleiche mag von den Positionen 8_h bis B_h und von C_h bis F_h gesagt werden, nur in dem zuletzt genannten ist es notwendig, den Koeffizienten zu komplementieren. Der Zähler wird verwendet, um auf die aufeinander folgenden Speicherpositionen LUT zuzugreifen. Die Funktion von Mux5 ist es, entweder 0 oder den Addiererausgang zu dem Ausgangsregister zu liefern. Das Steuersignal vom Mux5 ist das ODER der drei niederwertigsten Bits des Zählers. Damit wird 0 für die Speicherposition 0 und 8 (wie in Tabelle 1 gezeigt) gewählt. Andererseits wird der Addierer durch seinen eigenen Ausgang zurückgeführt, wobei die Ergebnisse für die Adressen 1 bis 7 und 9 bis 11 erhalten werden. Die Adressen 12 bis 15 benötigen negative Ergebnisse, dazu werden die Zweierkomplemente des Koeffizienten mittels Mux4 ausgewählt. Schließlich wird 0 für die Adressen 12 bis 15 mittels Mux6 ausgewählt, da von nun an die Ergebnisse negativ werden.

[0105] **Fig.** 27 zeigt die Struktur für jeden Tap, den der Filter umfasst. Er besteht aus drei klar unterschiedenen Teilen:

[0106] Time Skew Buffer TSB: dies ist ein 4 × 4 Bit-Schieberegister, daher ist der TSB in der Lage, ein komplettes Sampel zu beherbergen (aufgeteilt in vier Teile von jeweils 4 Bit). Zu jedem Blockzyklus liefert er ein Oktett zu dem Teilproduktmultiplizierer PPM und auch zu dem folgenden Tap. Von dem TSB wird auch das First_oct Signal ausgegeben, das nur aktiviert wird, wenn das niedrigste Oktett der 4, die das Sampel bilden, ausgegeben wird. Der Time Skew Buffer TSB empfängt die Information data1, die von dem Steuerregister REGC kommt.

[0107] Teilproduktmultiplizierer PPM: der besteht aus zwei RAM (genannt LUT: Look-Up-Tabelle), die die Teilprodukte der Koeffizienten gemäß Tabelle 1 speichern. Zu der gleichen Zeit, zu der auf eine LUT zugegriffen wird, um das Teilergebnis der Multiplikation zu lesen, schreibt der Tabellengenerator TG das Teilprodukt, das den neuen Koeffizienten entspricht, das der LMS-Algorithmus berechnet haben wird, zu der anderen LUT, mittels des Datenbusses und addr. Die Multiplexierer Mux8 und Mux9 sind mittels des Bank_Sels-Signals gesteuert und sind komplementär, d.h., wenn einer seinen Nulleingang auswählt, wählt der andere seinen Eingang, und umgekehrt. Dies erlaubt den addr und Datensignalen zu den dazu korrespondieren LUT adressiert zu werden. Der Multiplexer Mux10, auch durch das bank_Sel Signal gesteuert, wählt die von der LUT ausgegebenen Daten aus, welche die Teilprodukte der aktuellen Koeffizienten enthalten (es sollte erinnert werden, dass in der Zwischenzeit die andere LUT mit den Teilprodukten der neuen Koeffizienten aktualisiert wird). Mittels der zwei UND-Gatter und der bank_Sel und tap_sel Signale werden beide write_en Signale, die das Schreiben zu der entsprechenden LUT erlauben, erzeugt.

[0108] Skalierender Akkumulator SCA: sein Auftrag ist es, die Teilergebnisse jedes Oktetts richtig zu akkumulieren, um die Gesamtlösung der Multiplikation (24 Bits ingesamt) an seinem Ausgang zu erhalten. Es wird gesehen werden, dass es ein Addierer ist, der durch seinen eigenen Ausgang zurückgeführt wird, der geeignet erhöht ist (die 13 höchsten Bits werden zurückgeführt und das höchste Bit ist 3 mal repliziert). Mux11, der mittels des First-Oct-Signals gesteuert wird, erlaubt dem ersten Oktett, direkt zu dem Ausgang zu passieren, die anderen drei Oktette, die das Sampel bilden, passieren durch den Addierer.

[0109] Offensichtlich sind all die oben beschriebenen Schritte und Elemente schematisch, um das Verstehen der Erfindung zu erleichtern. Details, die dem Fachmann offenkundig sind, wurden nicht aufgenommen (zusätzliche Filterungsschritte, etc.), und welche darüber hinaus das Konzept der Erfindung beeinflussen. Daher z.B. werden die Schritte des Filterns des Prozesssignals, der Verstärkung des Prozesssignals, der automatischen Verstärkungssteuerung, usw. häufig nicht zu einer gleichen Zeit gemacht, sondern vielmehr werden sie in unterschiedlichen Schritten gemacht. Es sollte daher verstanden werden, dass, wo die Existenz eines Schritts, z.B. des Filterns, erwähnt wird, dies nicht verstanden werden sollte, dass nur ein Filterschritt existiert, sondern vielmehr, dass das in Frage stehende Signal gefiltert wird, unabhängig von der Anzahl von Schritten, in welchen das Filtern ausgeführt wird.

[0110] Auch ist die angegebene Reihenfolge in den Schritten des Prozesses eine rein beschreibende Reihenfolge und hat keine Übereinstimmung mit der wahren Reihenfolge des Prozesses. Die einzige Absicht ist es zu sagen, dass der Prozess die Schritte umfasst, d.h., dass er sie enthält, aber es zeigt nicht an, dass die Sequenz der Ausführung der Schritte die eine angegebene ist. Tatsächlich, z.B., folgen die Filter-, Verstärkungs- und automatische Verstärkungssteuerungsschritte des Prozesssignals, die, wie bereits zuvor angezeigt, in verschiedenen Stufen ausgeführt werden, nicht immer der in dem Text angegebenen Reihenfolge, es ist sogar häufig, dass die unterschiedlichen Stufen eines Schrittes mit den Stufen eines anderen Schrittes überlappen. Daher ist es wünschenswert, auf der Tatsache zu bestehen, dass die in dem Text erwähnten Schritte und die Ansprüche nur die Existenz der Schritte anzeigen, ohne die Anzahl von Stufen, in welchen sie ausgeführt werden oder die Reihenfolge, in welchen sie stattfinden, zu beschränken.

Referenzen

[1] J. A. Anderson und E. Rosenfeld (Eds.), Neurocomputing: Foundations of Research, M. I. T. Press 1988
[2] R. T. Compton Jr., Adaptive Antennas. Concepts and Performance, PRENTICE-HALL 1988, ISBN: 0-13-004141-3
[3] R. D. Gitlin, J. F. Hayes, S. B. Weinstein, Data Communication Principles, Plenum Press 1992
[4] D. Harman, J. D. Wang, E J.J Werner, Frequency Offset Compensation Techniques for Echo-Cancellation Based Modems, Conference Record Globecom'87 Tokyo, Japan
[5] Youhong Lu und Joel M. Morris, "Gabor Expansion for Adaptive Echo Cancellation", IEEE Signal Processing

Magazine, Bd. 16, Nr. 2, Seiten 68 bis 80, März 1999, ISSN: 1053-5888
[6] Odile Macchi, Adaptive Processing, The Least Man Squares Criterion with Applications in Transmission, John Wiley & Sons 1995, ISBN: 0-471-93403-8
[7] Phillip A. Regalia, Adaptive IIR Filtering in Signal Processing and Control Marcel Dekker 1995, ISBN: 0-8247-9289-0
[8] J. R. Rosenberger und J. Thomas, "Performance of an Adaptive Echo Canceller Operating in a Noisy, Linear, Time-Invariant Environment", The Bell System Technical Journal, Bd. 50, Nr. 3, Seiten 785 bis 813, März 1971
[9] John J. Shynk, "Adaptive IIR Filtering", IEEE ASSP Magazine, Bd. 6, Nr. 2, Seiten 4 bis 21, April 1989, ISSN: 0740-7467
[10] John J. Shynk, "Frequency-Domain and Multirate Adaptive Filtering", IEEE Signal Processing Magazine, Bd. 9, Nr. 1, Seiten 14 bis 37, Januar 1992, ISSN: 1053-5888
[11] B. M. Sondhi, "An Adaptive Echo Canceller", The Bell System Technical Journal, Bd. 46, Nr. 3, Seiten 497 bis 511, März 1967
[12] John R. Treichler, C. Richard Johnson und Michael G. Larimore, Theory and Design of Adaptive Filters, Wiley & Sons 1987, ISBN: 0-471-83220-0

Patentansprüche

1. Ein Verfahren zur Wiederübertragung einzelner Frequenzsignale, von dem Typ, welches in einem Einzelfrequenzsignal-Repeater verwendet wird, und umfassend die Schritte: [a] Empfangen eines ersten Funkfrequenzsignals durch eine Empfangsantenne, wobei das erste Funkfrequenzsignal eine Empfangsleistung hat, [b] Konvertierung des ersten Funkfrequenzsignals in ein Prozesssignal (RF/FI), [c] Filterung des Prozesssignals, [d] Verstärkung des Prozesssignals, [e] automatische Steuerung der Prozesssignalverstärkung (CAG), [f] Rückkonvertierung des Prozesssignals in ein zweites Funkfrequenzsignal (FI/RF), [g] Verstärkung (AP) der Leistung des zweiten Funkfrequenzsignals, [h] Ausgangsfilterung des zweiten Funkfrequenzsignals, [i] Übertragung des zweiten Funkfrequenzsignals über eine Sendeantenne, wo eine Kopplung (A(s)) stattfindet zwischen der Sendeantenne und der Empfangsantenne, und [j] ein Schritt zur adaptiven Aufhebung mit einem adaptiven Algorithmus von der Kopplung (A(s)) zwischen der Sendeantenne und der Empfangsantenne, wobei der Schritt zur adaptiven Aufhebung umfasst ein negatives Feedback eines Feedbacksignals (F(s)) und wobei der Schritt zur adaptiven Aufhebung auf digitalisierten Signalen operiert, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Schritt zur adaptiven Aufhebung als Eingangssignal das Prozesssignal digitalisiert nach dem automatischen Verstärkungskontrollschritt (CAG) nimmt.

2. Verfahren zur Wiederübertragung einzelner Frequenzsignale, von dem Typ, welcher in einem Einzelfrequenzsignal-Repeater verwendet wird, und umfassend die Schritte von: [a] Empfangen eines ersten Funkfrequenzsignals durch eine Empfangsantenne, wobei das erste Funkfrequenzsignal eine Empfangsleistung hat, [b] Filterung des ersten Funkfrequenzsignals, [c] Verstärkung des ersten Funkfrequenzsignals, [d] automatische Steuerung der ersten Funkfrequenzsignalverstärkung (CAG), [e] Verstärkung (AP) der Leistung eines zweiten Funkfrequenzsignals, [f] Ausgangsfilterung des zweiten Funkfrequenzsignals, [g] Übertragung des zweiten Funkfrequenzsignals über eine Übertragungsantenne, wo eine Kopplung (A(s)) zwischen der Übertragungsantenne und der Empfangsantenne stattfindet, und [h] ein Schritt zur adaptiven Aufhebung mit einem adaptiven Algorithmus der Kopplung (A(s)) zwischen der Übertragungsantenne und der Empfangsantenne, wobei der Schritt zur adaptiven Aushebung umfasst ein negatives Feedback eines Feedbacksignals (F(s)), wobei der Schritt zur adaptiven Aufhebung auf digitalisierten Signalen operiert, und wobei der Schritt zur adaptiven Aushebung als Ausgangssignal das zweite Funkfrequenzsignal hat, dadurch gekennzeichnet, dass der Schritt zur adaptiven Aushebung als Eingangssignal das erste Funkfrequenzsignal digitalisiert nach dem automatischen Verstärkungssteuerungsschritt (CAG) nimmt.

3. Verfahren nach Anspruch 1, wobei es eine Nichtkorrelationsverzögerung in das Prozesssignal einführt, das eine Nichtkorrelation zwischen dem Prozesssignal und dem Feedbacksignal (F(s)) etabliert und worin die Nichtkorrelationsverzögerung in den Konversionsschritt (RF/FI) eingeführt ist.

4. Verfahren nach Anspruch 1 oder 3, wobei das Feedbacksignal (F(s)) negativ zu einem Signal aus der Gruppe zurückgeführt wird, welche durch das Prozesssignal vor dem automatischen Verstärkungskontrollschritt (CAG) und dem Prozesssignal nach dem automatischen Verstärkungskontrollschritt (CAG) gebildet wird.

5. Verfahren nach Anspruch 2, wobei das Feedbacksignal (F(s)) negativ zu einem Signal aus der Gruppe zurückgeführt wird, welche durch das erste Funkfrequenzsignal vor dem automatischen Verstärkungskontroll-

schritt (CAG) und dem ersten Funkfrequenzsignal nach dem automatischen Verstärkungskontrollschritt (CAG) gebildet wird.

6. Verfahren nach wenigstens einem der Ansprüche 1, 3 oder 4, wobei die Aufhebungsschrittzeit das Prozesssignal oder das erste Funkfrequenzsignal mittelt.

7. Verfahren nach wenigstens einem der Ansprüche 1 bis 6, wobei der Aufhebungsschritt in einem Bereich aus der Gruppe implementiert ist, welche durch einen Zeitbereich und einen Frequenzbereich gebildet wird.

8. Verfahren nach wenigstens einem der Ansprüche 1 bis 7, wobei der adaptive Algorithmus einem Kriterium aus der Gruppe folgt, welche durch das Kriterium der kleinsten Fehlerquadrate und dem Kriterium der kleinsten Quadrate gebildet wird.

9. Verfahren nach Anspruch 8, wobei der adaptive Algorithmus einem Kriterium der kleinsten Fehlerquadrate folgt, wobei der adaptive Algorithmus ein adaptiver Algorithmus aus der Gruppe ist, welche durch einen steilsten Abstieg adaptiven Algorithmus gebildet wird, einen differenziellen steilsten Abstieg adaptiven Algorithmus, einen stochastischen Gradienten adaptiven Algorithmus, einen LMS (Least Mean Squares) Algorithmus, einen NLMS (Normalized Least Mean Squares) Algorithmus, einen adaptiven Algorithmus basierend auf der Vorzeichenfunktion, einen P-Vektor adaptiven Algorithmus, und einen Back-Propagation adaptiven Algorithmus.

10. Verfahren nach Anspruch 8, wobei der adaptive Algorithmus einem Kriterium der kleinsten Quadrate folgt, wobei der adaptive Algorithmus ein Kalman-Filter ist.

11. Verfahren nach wenigstens einem der Ansprüche 1 bis 7, wobei der adaptive Algorithmus auf der Methode von Steiglitz-McBride oder auf dem vereinfachten hyperstabilen rekursiven adaptiven Filter (SHARF) basiert ist.

12. Verfahren nach wenigstens einem der Ansprüche 1, 3, 4 oder 6, wobei der Aufhebungsschritt in wenigstens einen ersten Unterschritt (FAD I) und einen zweiten Unterschritt (FAD II) unterteilt ist, wobei der erste Unterschritt (FAD I) mit dem Prozesssignal operiert und der zweite Unterschritt (FAD II) mit dem Prozesssignal verzögert in Zeit operiert.

13. Verfahren nach wenigstens einem der Ansprüche 2 bis 11, wobei der Aufhebungsschritt in wenigstens einen ersten Unterschritt (FAD I) und einen zweiten Unterschritt (FAD II) unterteilt ist, wobei der erste Unterschritt (FAD I) mit dem ersten Funkfrequenzsignal operiert und der zweite Unterschritt (FAD II) mit dem ersten Funkfrequenzsignal verzögert in Zeit operiert.

14. Verfahren nach wenigstens einem der Ansprüche 8 bis 13, wobei das Einzelfrequenzsignal Trainingssequenzen umfasst, wobei die Trainingssequenzen als ein Referenzsignal zu der Zeit der Berechnung einer Fehlerfunktion genommen werden, die den adaptiven Algorithmus regeln wird.

15. Ein Einzelfrequenzsignal Repeater, von dem Typ umfassend: [a] eine Empfangsantenne, zum Empfangen eines ersten Funkfrequenzsignals mit einer Empfangsleistung, [b] eine Basiseinheit (UB) zur Konvertierung des ersten Funkfrequenzsignals in ein Prozesssignal, Filterung des Prozesssignals, Verstärkung des Prozesssignals, automatische Steuerung der Prozesssignalverstärkung (CAG), und Rückkonvertierung des Prozesssignals in ein zweites Funkfrequenzsignal, [c] eine Leistungsverstärkereinheit (AP), [d] ein Ausgangsfilter (FS), [e] eine Übertragungsantenne, wobei die Übertragungsantenne und die Empfangsantenne einer Kopplung (A(s)) unterliegen können, und [f] eine adaptive Vorrichtung mit einem adaptiven Algorithmus zur Aushebung der Kopplung (A(s)) zwischen der Übertragungsantenne und der Empfangsantenne, wobei die adaptive Vorrichtung ein negatives Feedback eines Feedbacksignals (F(s)) umfasst und wobei die adaptive Vorrichtung auf digitalisierten Signalen operiert, dadurch gekennzeichnet, dass die adaptive Vorrichtung nimmt, als Eingangssignal, das Prozesssignal digitalisiert nach automatischer Steuerung der Prozesssignalverstärkung (CAG).

16. Einzelfrequenzsignal Repeater, von dem Typ umfassend: [a] eine Empfangsantenne, zum Empfangen eines ersten Funkfrequenzsignals mit einer Empfangsleistung, [b] eine Basiseinheit (UB) zur Konvertierung des ersten Funkfrequenzsignals, Verstärkung des ersten Funkfrequenzsignals, und automatische Steuerung der ersten Funkfrequenzsignalverstärkung (CAG), [c] eine Leistungsverstärkereinheit (AP), [d] ein Ausgangsfilter (FS), [e] eine Übertragungsantenne, wobei die Übertragungsantenne und die Empfangsantenne einer

Kopplung (A(s)) unterliegen können, und [f] eine adaptive Vorrichtung mit einem adaptiven Algorithmus zur Aushebung der Kopplung (A(s)) zwischen der Übertragungsantenne und der Empfangsantenne, wobei die adaptive Vorrichtung ein negatives Feedback eines Feedbacksignals (F(s)) aufweist, wobei die adaptive Vorrichtung auf digitalisierten Signalen operiert und wobei die adaptive Vorrichtung als Ausgangssignal ein zweites Funkfrequenzsignal hat, dadurch gekennzeichnet, dass die adaptive Vorrichtung nimmt, als Eingangssignal, das erste Funkfrequenzsignal digitalisiert nach automatischer Steuerung der ersten Funkfrequenzsignalverstärkung (CAG), wo das zweite Funkfrequenzsignal zu der Leistungsverstärkereinheit (AP) eingegeben wird.

17. Repeater nach Anspruch 15, wobei das Feedbacksignal (F(s)) negativ zu einem Signal aus der Gruppe zurückgeführt wird, welche durch das Prozesssignal vor der automatischen Verstärkungssteuerung (CAG) und dem Prozesssignal nach der automatischen Verstärkungssteuerung (CAG) gebildet wird.

18. Repeater nach Anspruch 16, wobei das Feedbacksignal (F(s)) negativ zu einem Signal aus der Gruppe zurückgeführt wird, welche durch das erste Funkfrequenzsignal vor der automatischen Verstärkungssteuerung (CAG) und dem ersten Funkfrequenzsignal nach der automatischen Verstärkungssteuerung (CAG) gebildet wird.

19. Repeater nach Anspruch 15 oder 17, wobei die Vorrichtungszeit das Prozesssignal oder das erste Funkfrequenzsignal mittelt.

20. Repeater nach wenigstens einem der Ansprüche 15 bis 19, wobei die Vorrichtung in einem Bereich aus der Gruppe implementiert ist, welche durch den Zeitbereich und den Frequenzbereich gebildet wird.

21. Repeater nach wenigstens einem der Ansprüche 15 bis 20, wobei die Vorrichtung ein adaptives Filter (FAD) umfasst, welches den adaptiven Algorithmus folgt und wobei das adaptive Filter (FAD) durch eine In-Line-Verzögerungsarchitektur oder durch ein Gitternetzwerk implementiert ist.

22. Repeater nach wenigstens einem der Ansprüche 15 bis 20, wobei die Vorrichtung ein adaptives Filter (FAD) umfasst, welches dem adaptiven Algorithmus folgt, und wobei das adaptive Filter (FAD) eine begrenzte Impulsantwort (FIR Filter) oder eine unbegrenzte Impulsantwortdauer (IIR Filter) hat.

23. Repeater nach wenigstens einem der Ansprüche 15 bis 22, wobei der adaptive Algorithmus einem Kriterium aus der Gruppe folgt, welche durch das Kriterium der kleinsten mittleren Fehlerquadrate und dem Kriterium der kleinsten Quadrate gebildet wird.

24. Repeater nach Anspruch 23, wobei der adaptive Algorithmus dem Kriterium der kleinsten mittleren Fehlerquadrate folgt, wobei der adaptive Algorithmus ein adaptiver Algorithmus aus der Gruppe ist, welche gebildet wird durch einen steilsten Abstieg adaptiven Algorithmus, einen differenziellen steilsten Abstieg adaptiven Algorithmus, einen stochastischen Gradienten adaptiven Algorithmus, einen LMS (Least Mean Squares) Algorithmus, einen NLMS (Normalized Least Mean Squares) Algorithmus, einen adaptiven Algorithmus basierend auf der Vorzeichenfunktion, einen P-Vektor adaptiven Algorithmus, und einen Back-Propagation adaptiven Algorithmus.

25. Repeater nach Anspruch 23, wobei der adaptive Algorithmus einem Kriterium der kleinsten Quadrate folgt, wobei der adaptive Algorithmus ein Kalman-Filter ist.

26. Repeater nach wenigstens einem der Ansprüche 15 bis 20, wobei der adaptive Algorithmus auf der Methode von Steiglitz-McBride oder auf dem vereinfachten hyperstabilen rekursiven adaptiven Filter (SHARF) basiert ist.

27. Repeater nach wenigstens einem der Ansprüche 15 bis 26, wobei das Einzelfrequenzsignal Trainingssequenzen umfasst, wobei die Trainingssequenzen als ein Referenzsignal zu der Zeit der Berechnung einer Fehlerfunktion genommen werden, welche den adaptiven Algorithmus regeln wird.

28. Repeater nach wenigstens einem der Ansprüche 15, und 17 bis 19, wobei die Vorrichtung ein adaptives Filter (FAD) umfasst, welches dem adaptiven Algorithmus folgt und wobei das adaptive Filter (FAD) in wenigstens einen ersten Block (FAD I) und einen zweiten Block (FAD II) unterteilt ist, wobei der erste Block (FAD I) mit dem Prozesssignal operiert und der zweite Block (FAD II) mit dem Prozesssignal verzögert in Zeit operiert.

29. Repeater nach wenigstens einem der Ansprüche 16 bis 20 und 23 bis 27, wobei die Vorrichtung ein

adaptives Filter (FAD) umfasst, welches dem adaptiven Algorithmus folgt und wobei das adaptive Filter (FAD) in wenigstens einen ersten Block (FAD I) und einen zweiten Block (FAD II) unterteilt ist, wobei der erste Block (FAD I) mit dem ersten Funkfrequenzsignal operiert und der zweite Block (FAD II) mit dem ersten Funkfrequenzsignal verzögert in Zeit operiert.

Es folgen 16 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

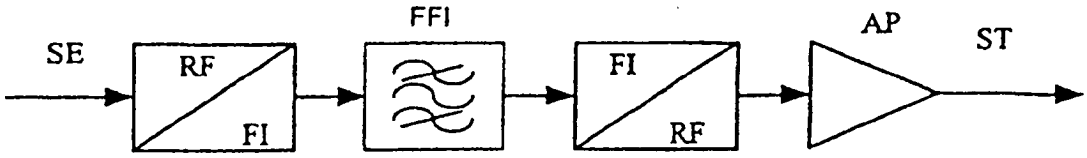


Fig. 1

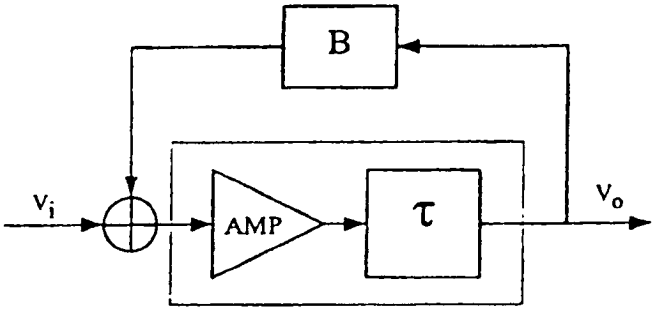


Fig. 2

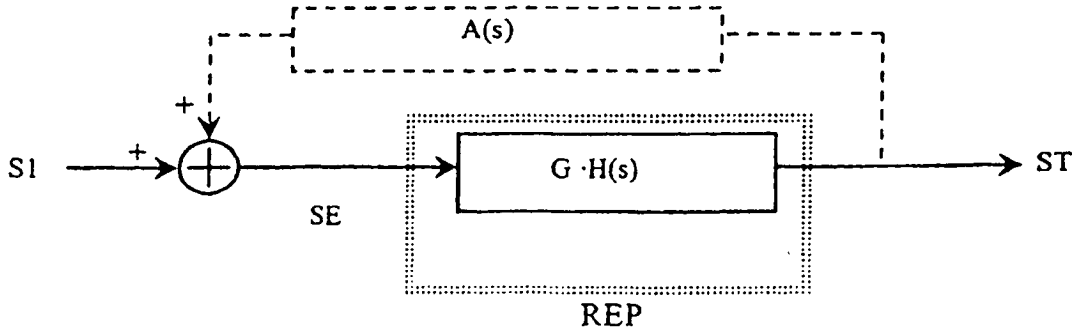


Fig. 4

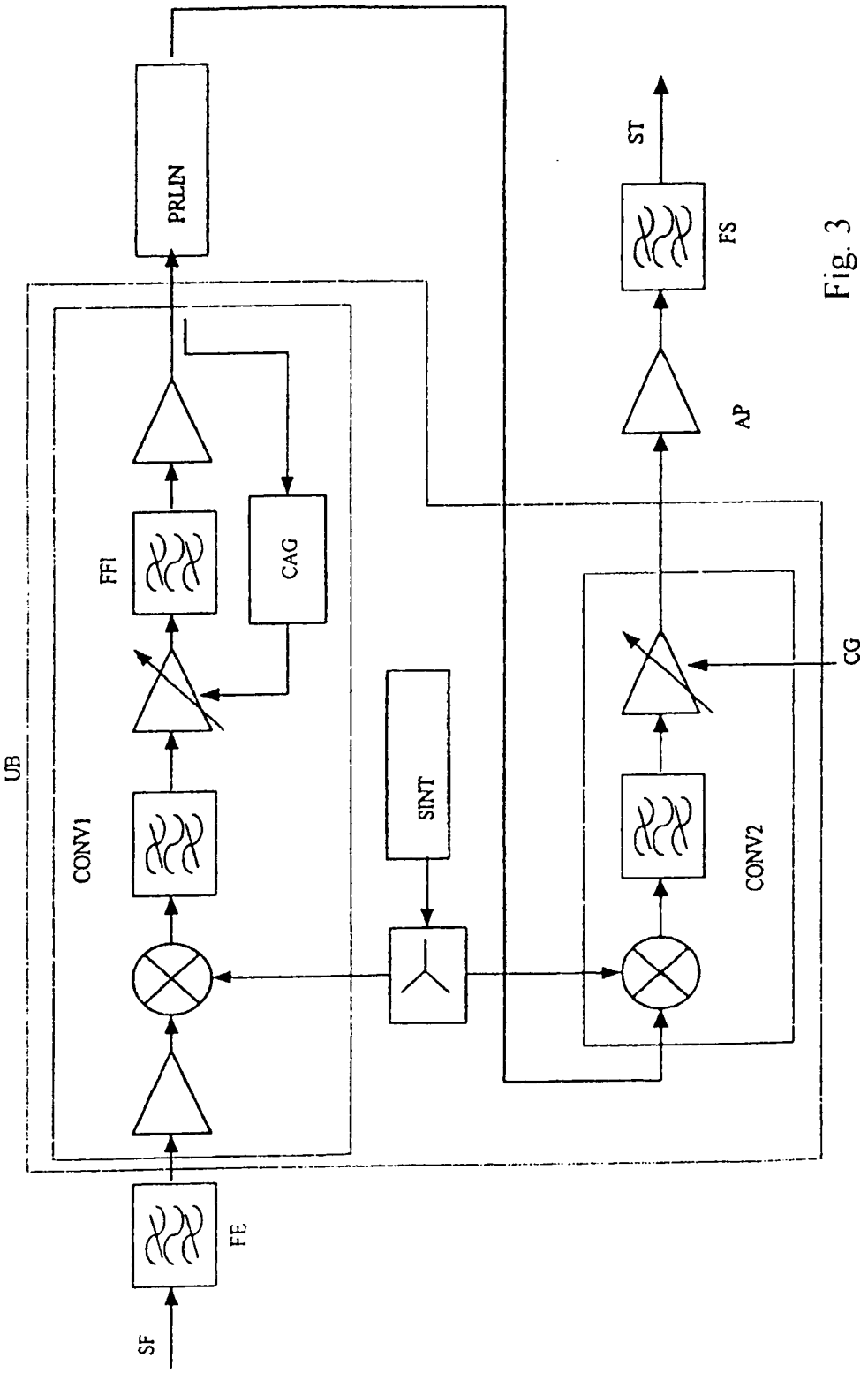


Fig. 3

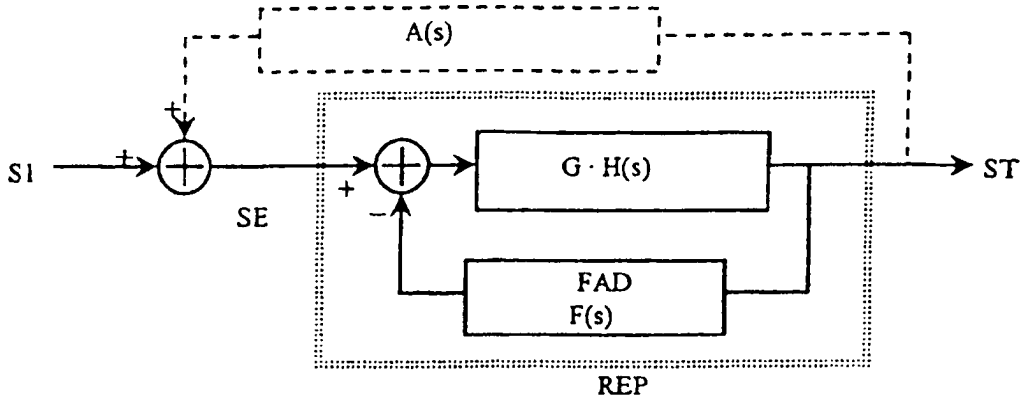


Fig. 5

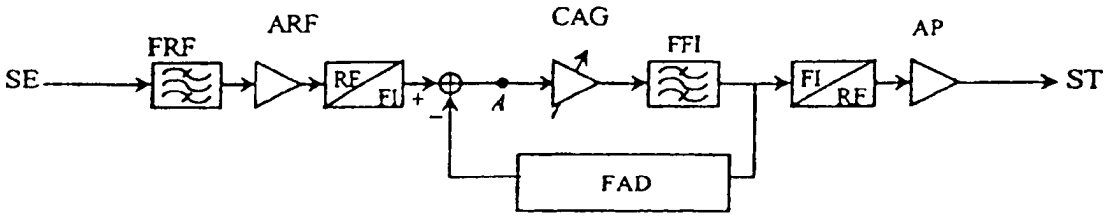


Fig. 6

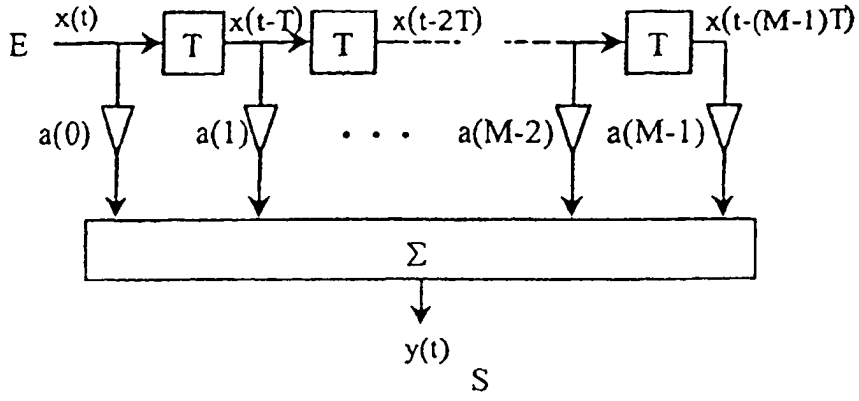


Fig. 7

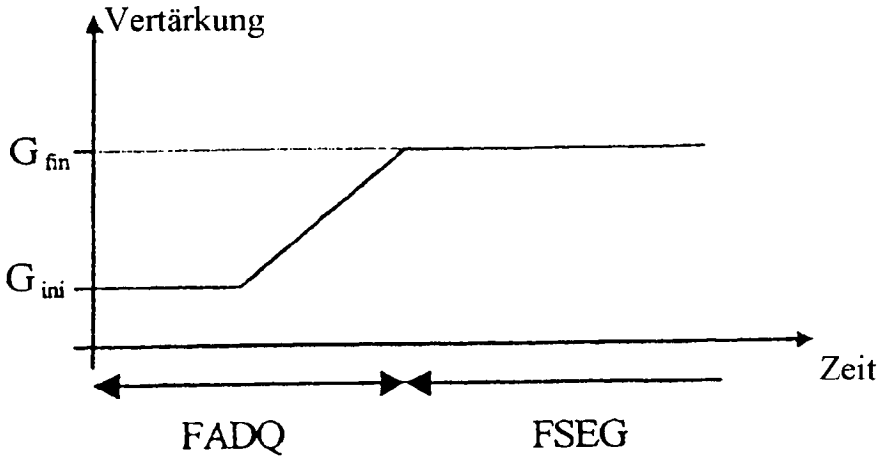

Vertärkung
G fin
G ini
Zeit
FADQ
FSEG

Fig. 8

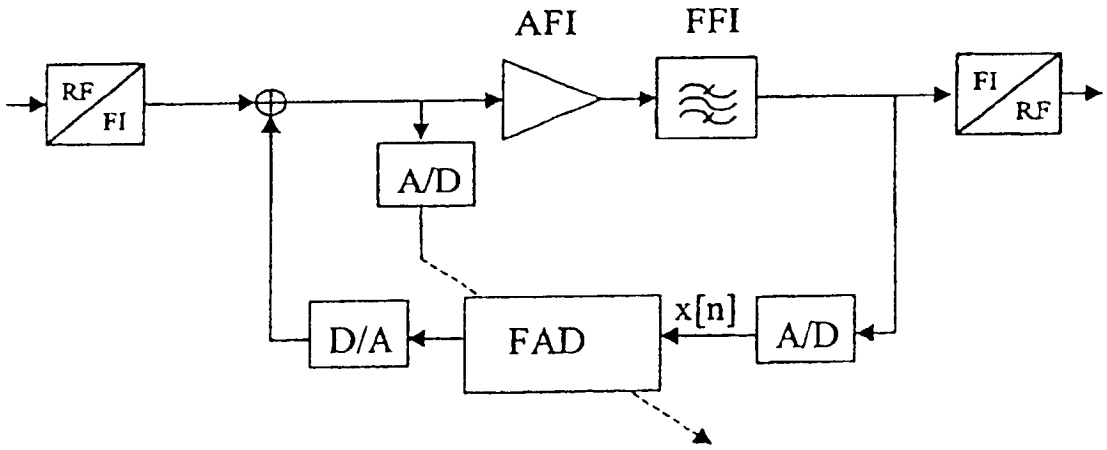

AFI
FFI
RF
FI
FI
RF
A/D
D/A
FAD
x[n]
A/D

Fig. 9

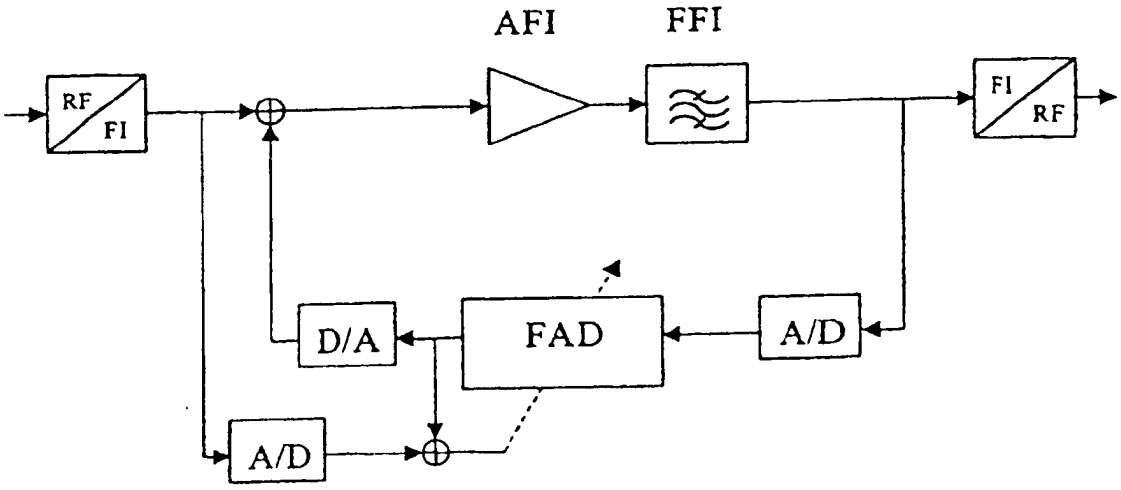


Fig. 10

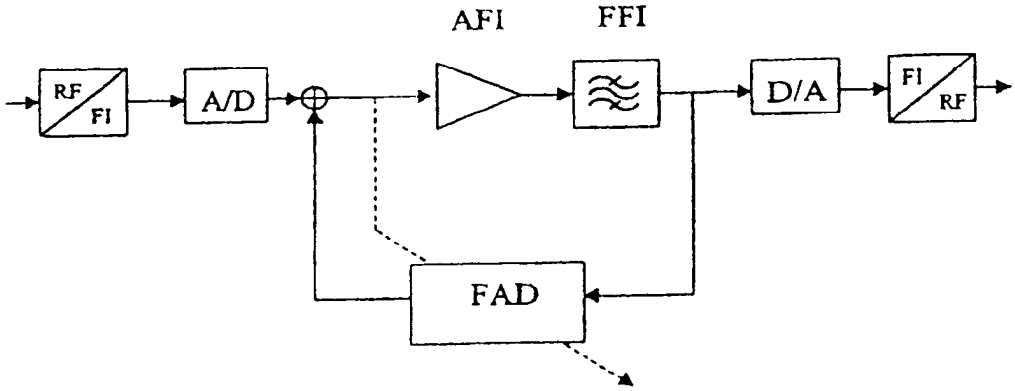


Fig. 11

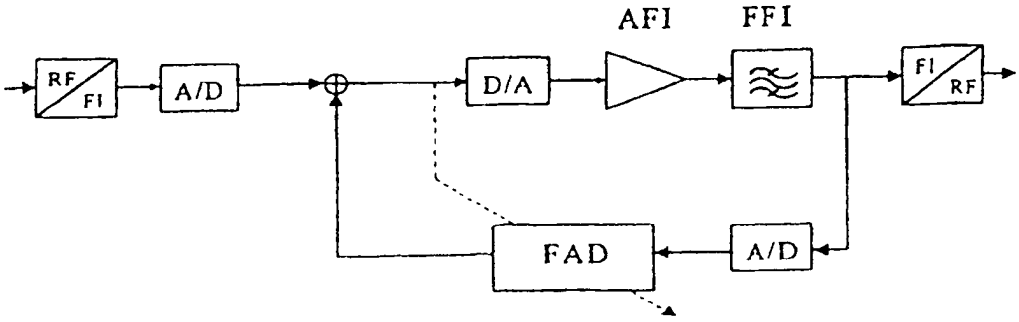


Fig. 12

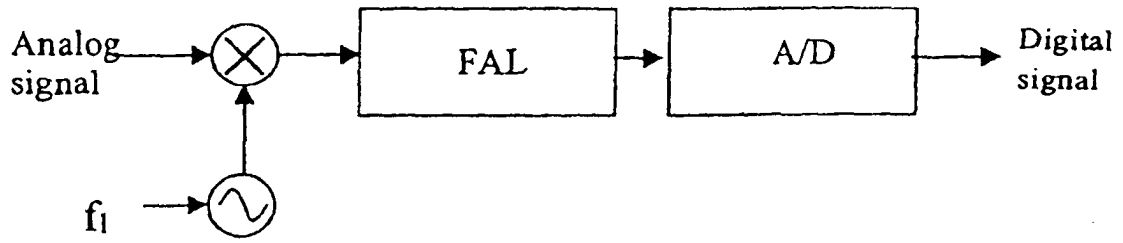


Fig. 13

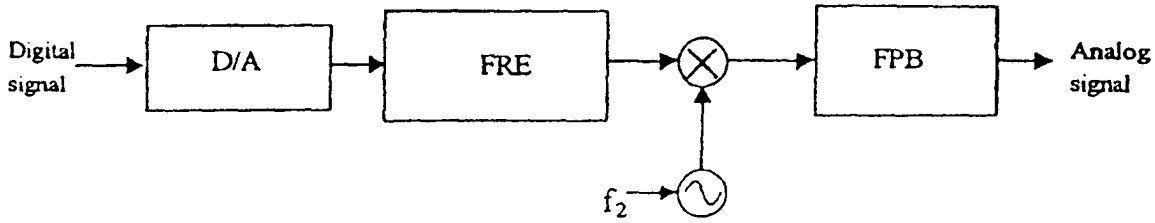


Fig. 14

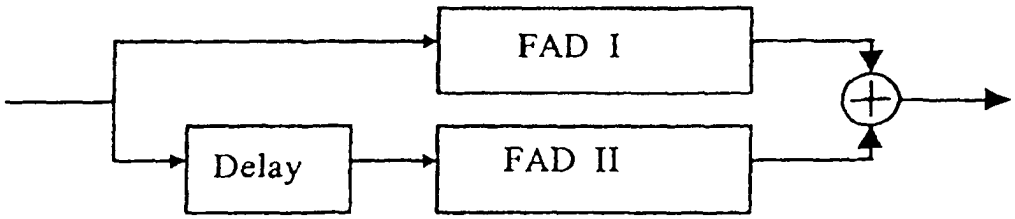


Fig. 15

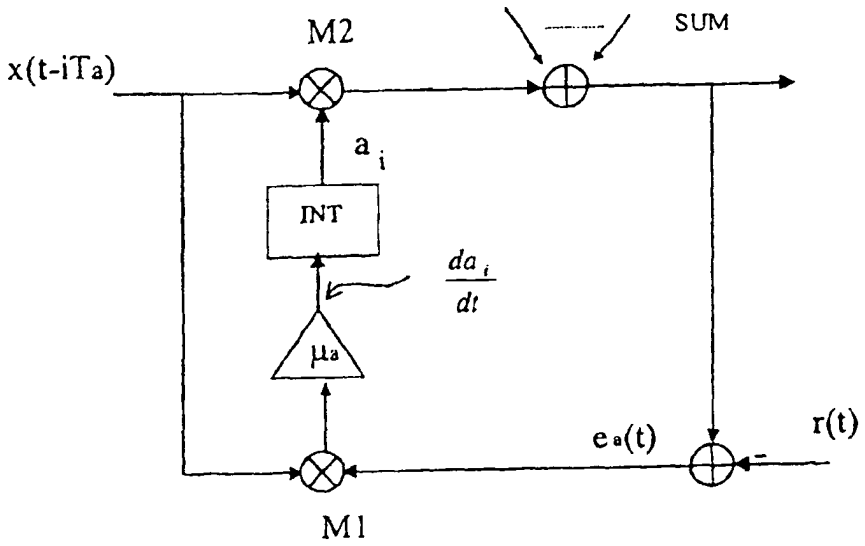

M2
SUM
x(t-iTa)
a i
INT
da i / dt
μa
ea(t)
r(t)
M1

Fig. 16

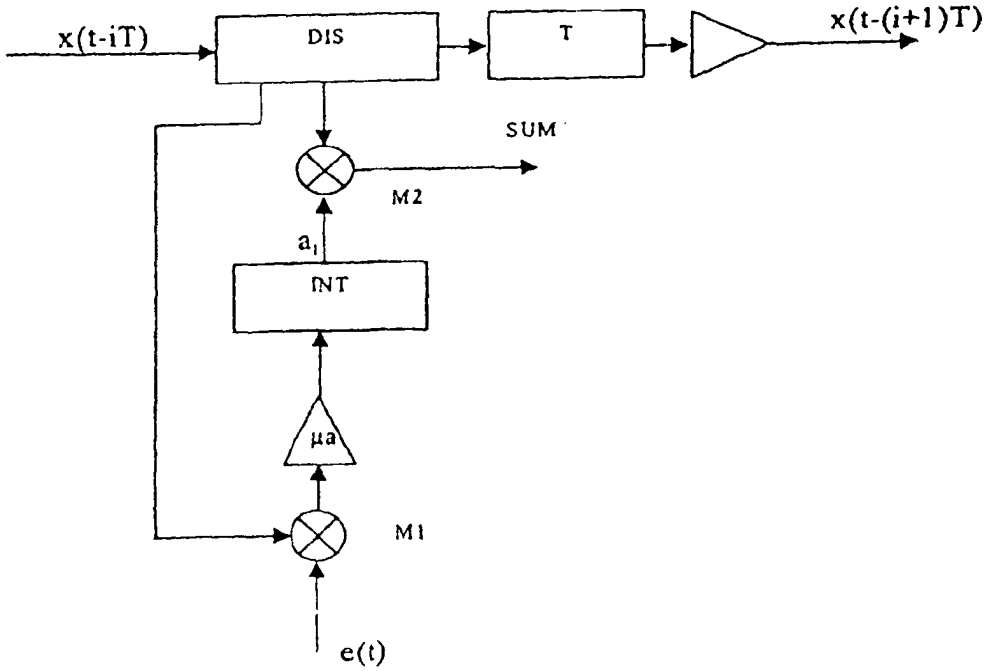

x(t-iT)
DIS
T
x(t-(i+1)T)
SUM
M2
ai
INT
μa
M1
e(t)

Fig. 17

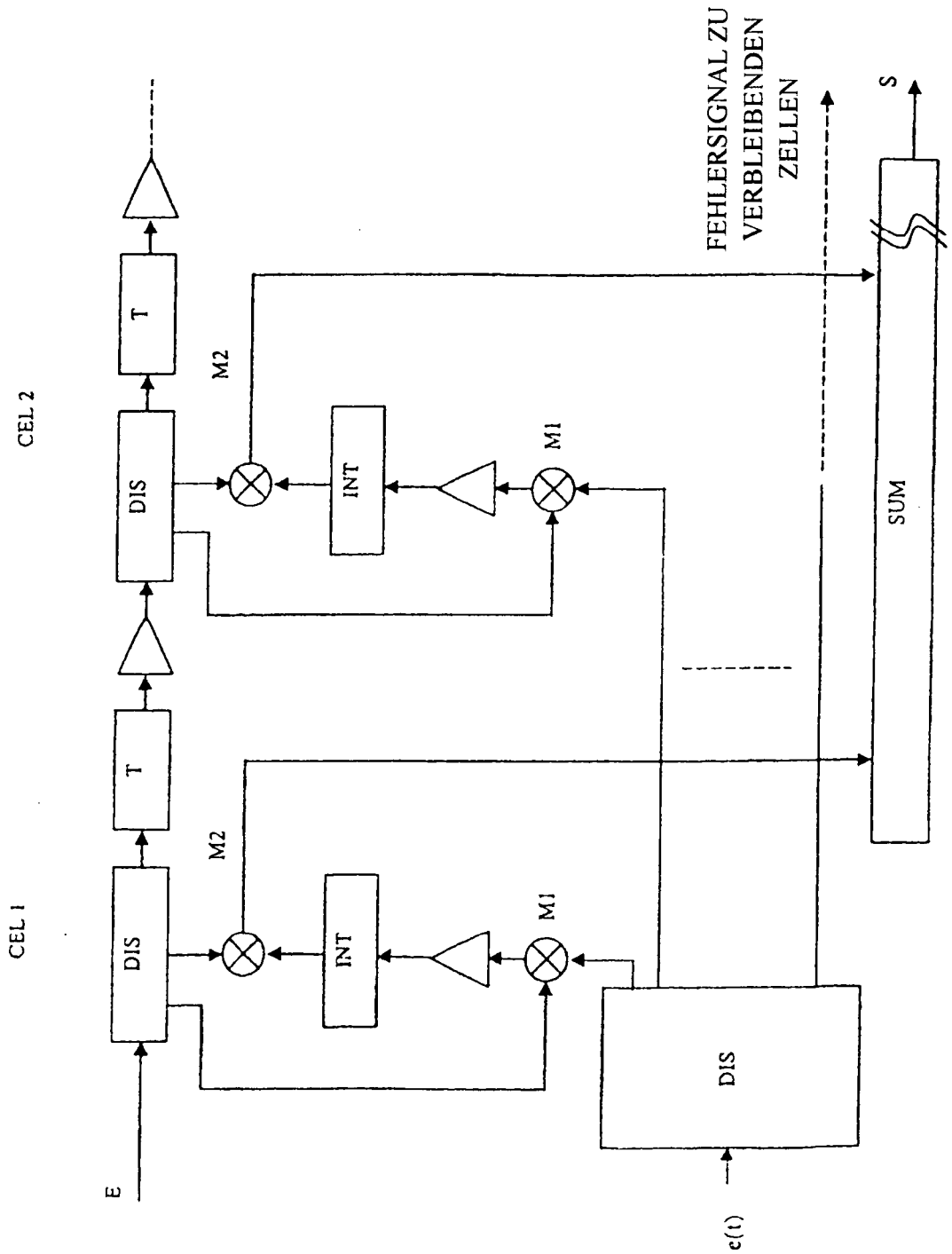

CEL 1
CEL 2
E
DIS
T
M2
INT
M1
SUM
S
FEHLERSIGNAL ZU VERBLEIBENDEN ZELLEN
e(t)

Fig. 18

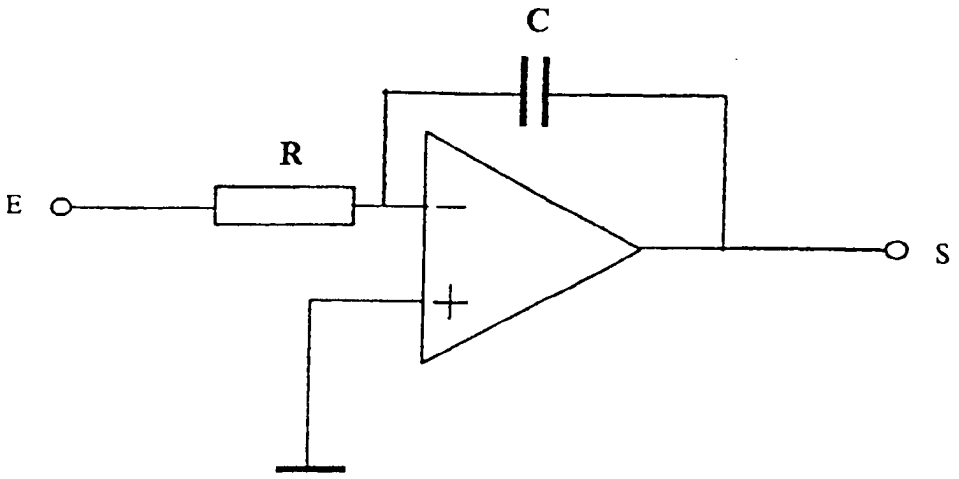


Fig. 19

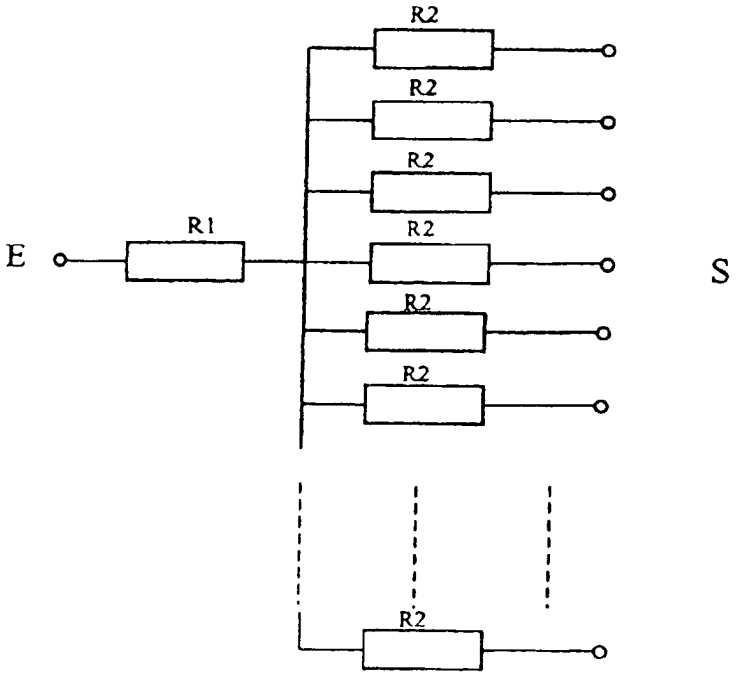


Fig. 20

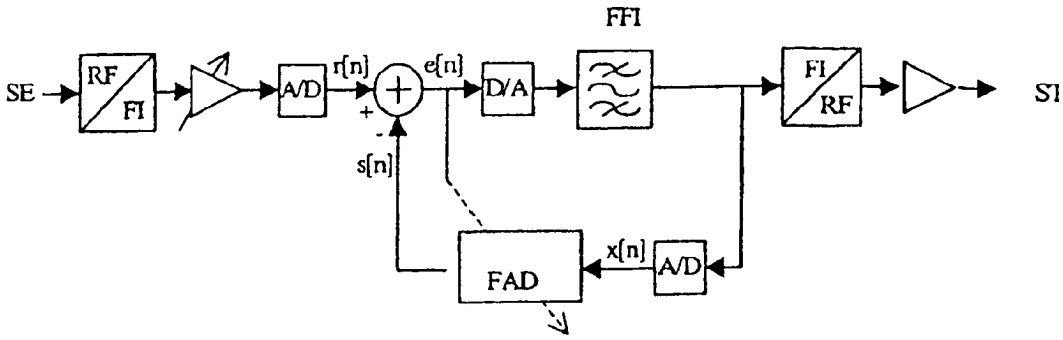

FFI
SE
RF
FI
A/D
r[n]
e[n]
D/A
FI
RF
ST
s[n]
FAD
x[n]
A/D

Fig. 21

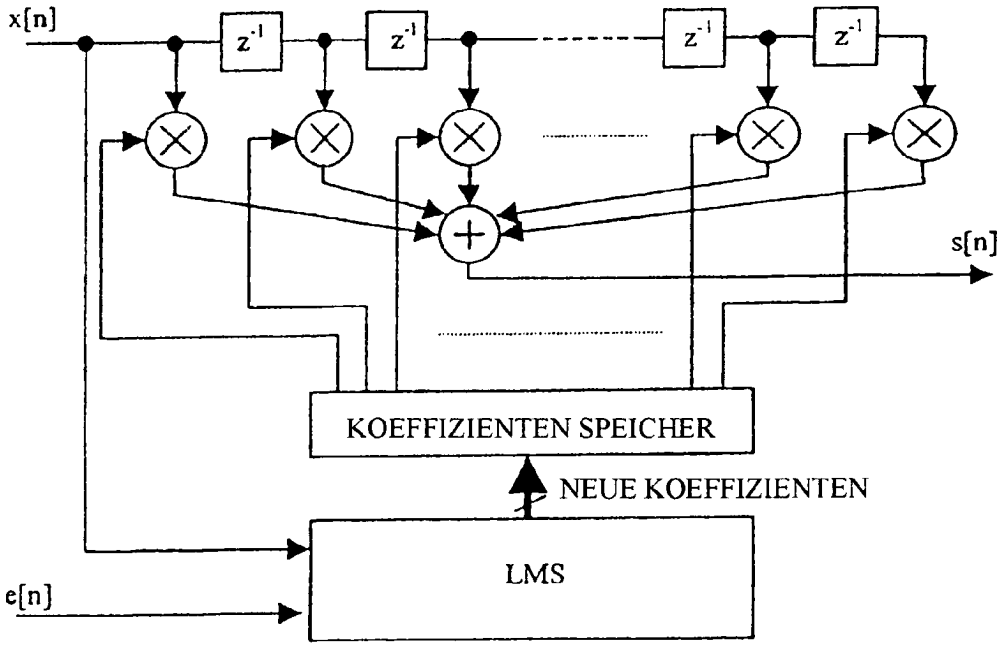

x[n]
z-1
z-1
z-1
z-1
s[n]
KOEFFIZIENTEN SPEICHER
NEUE KOEFFIZIENTEN
LMS
e[n]

Fig. 22

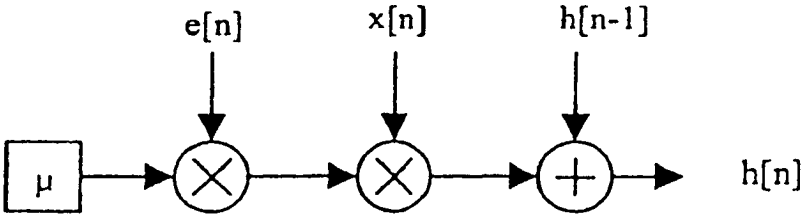


Fig. 23

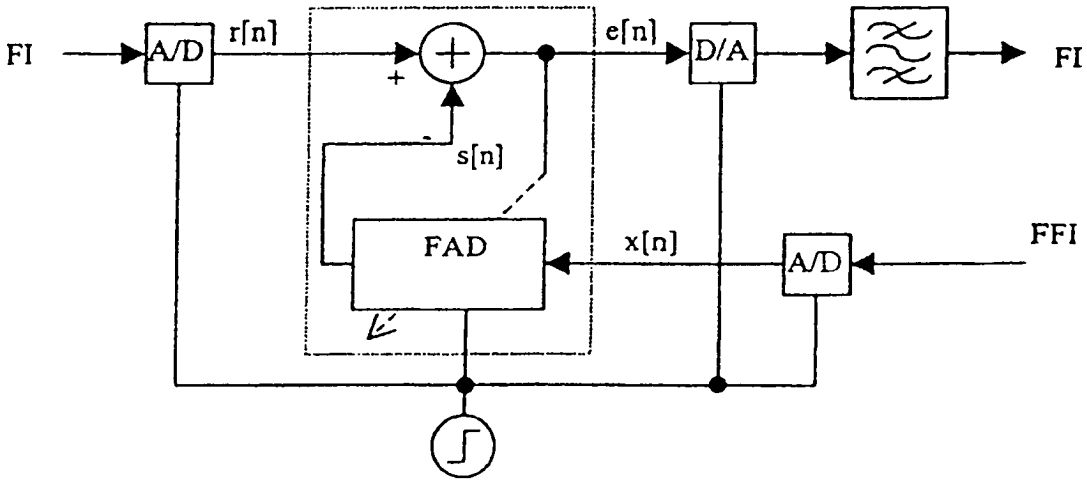


Fig. 24

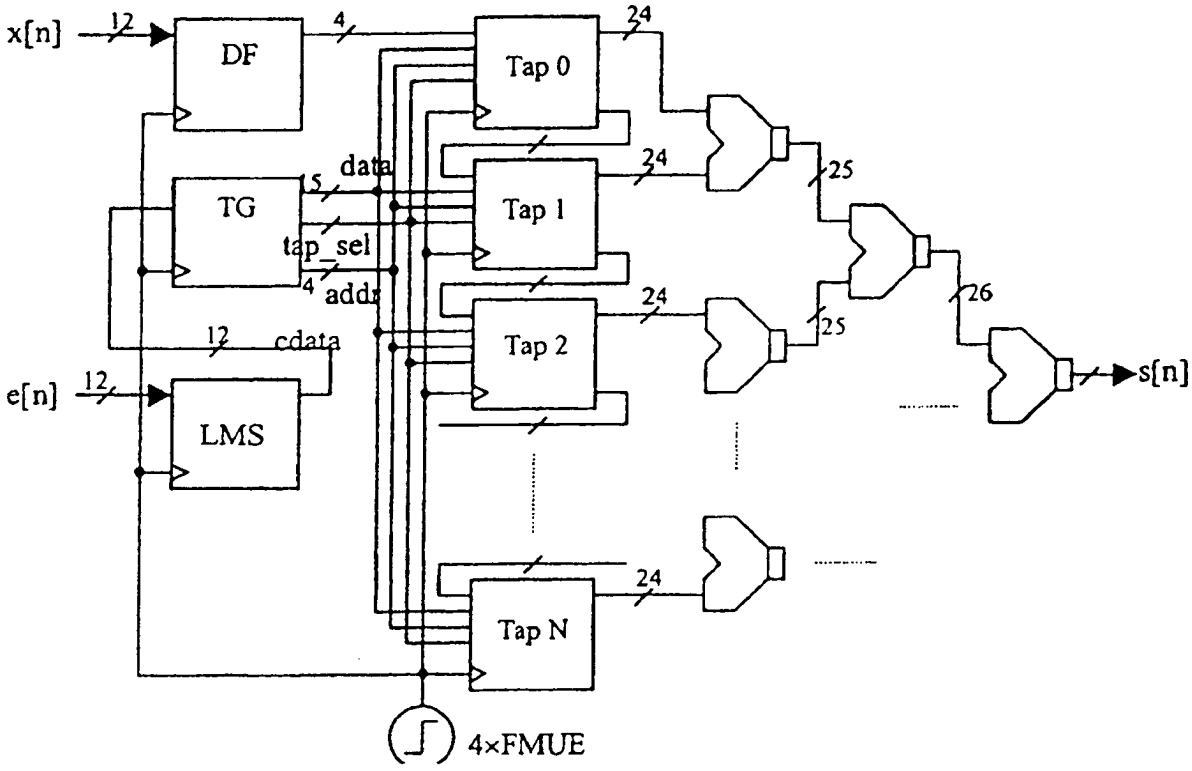

x[n]
12
DF
4
Tap 0
24
data
5
TG
tap_sel
4
addr
Tap 1
24
25
12
cdata
Tap 2
24
25
26
e[n]
12
LMS
s[n]
Tap N
24
4×FMUE

Fig. 25

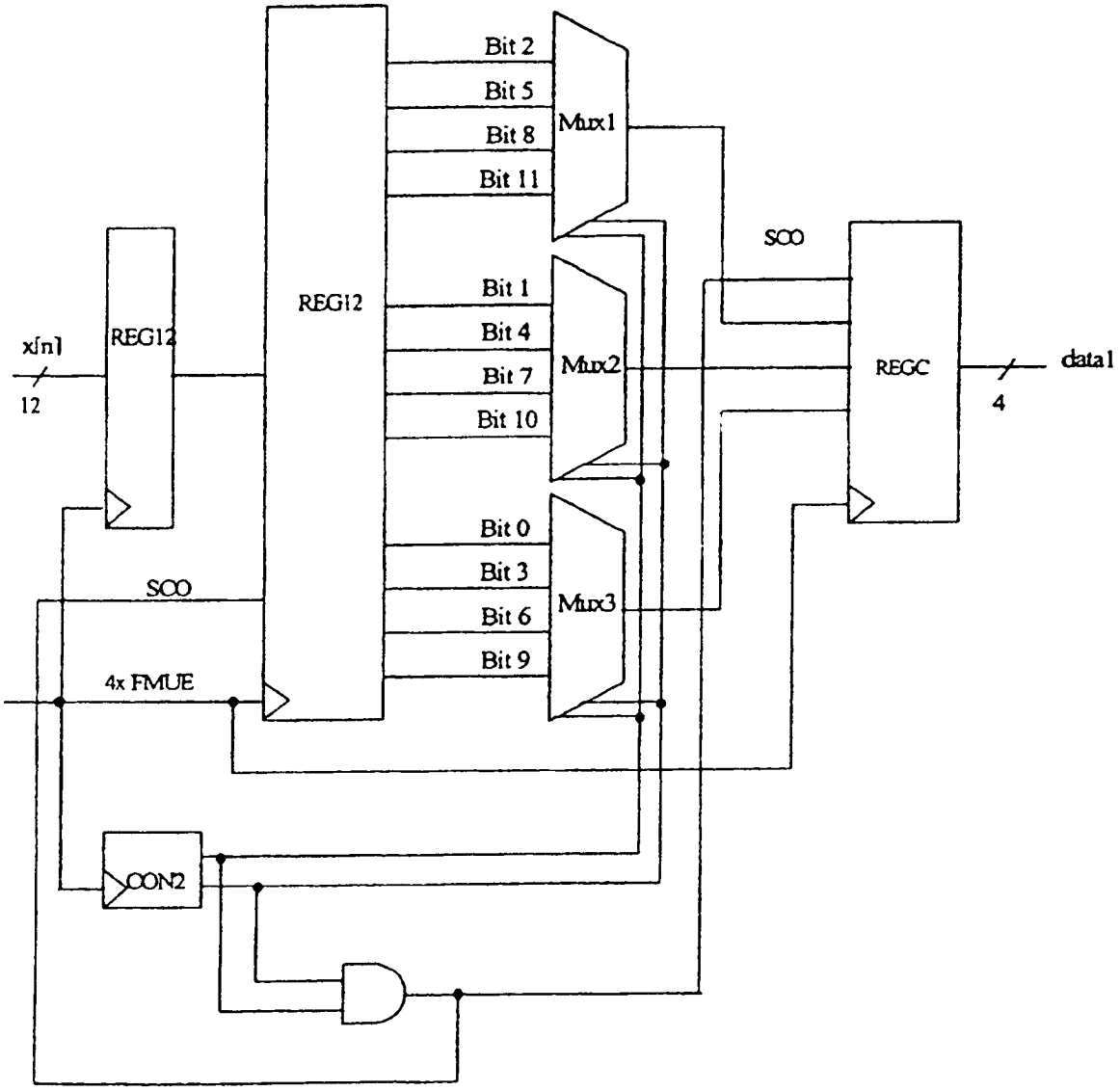

x[n]
12
REG12
REG12
Bit 2
Bit 5
Bit 8
Bit 11
Mux1
Bit 1
Bit 4
Bit 7
Bit 10
Mux2
Bit 0
Bit 3
Bit 6
Bit 9
Mux3
SCO
SCO
4x FMUE
CON2
REGC
4
data1

Fig. 26

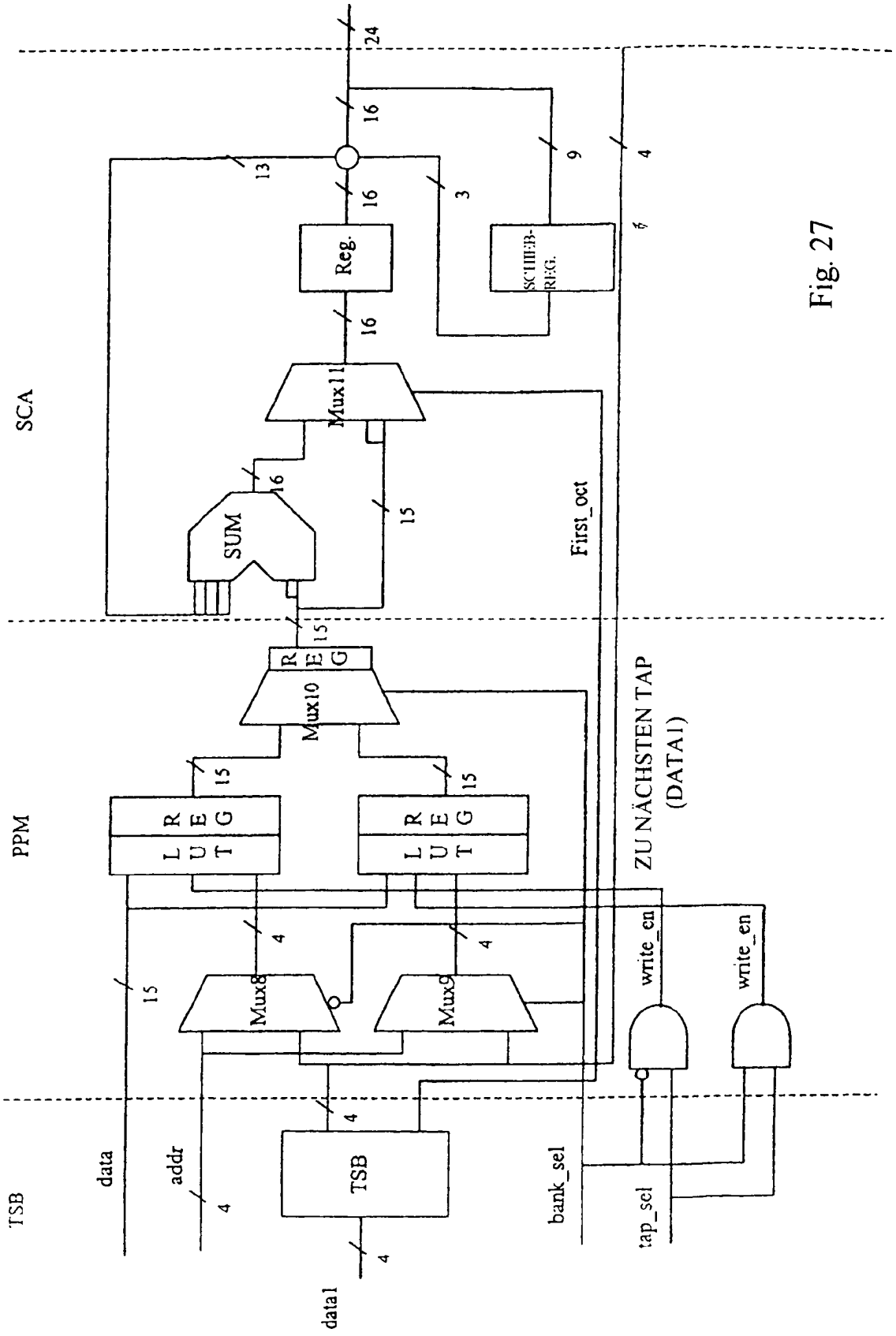

SCA
PPM
TSB
24
16
13
3
9
4
Reg.
SCHIEB-REG.
Mux11
SUM
First_oct
REG
Mux10
LATCH
Mux8
Mux9
write_en
write_en
ZU NÄCHSTEN TAP (DATA1)
data
addr
TSB
bank_sel
tap_sel
data1

Fig. 27

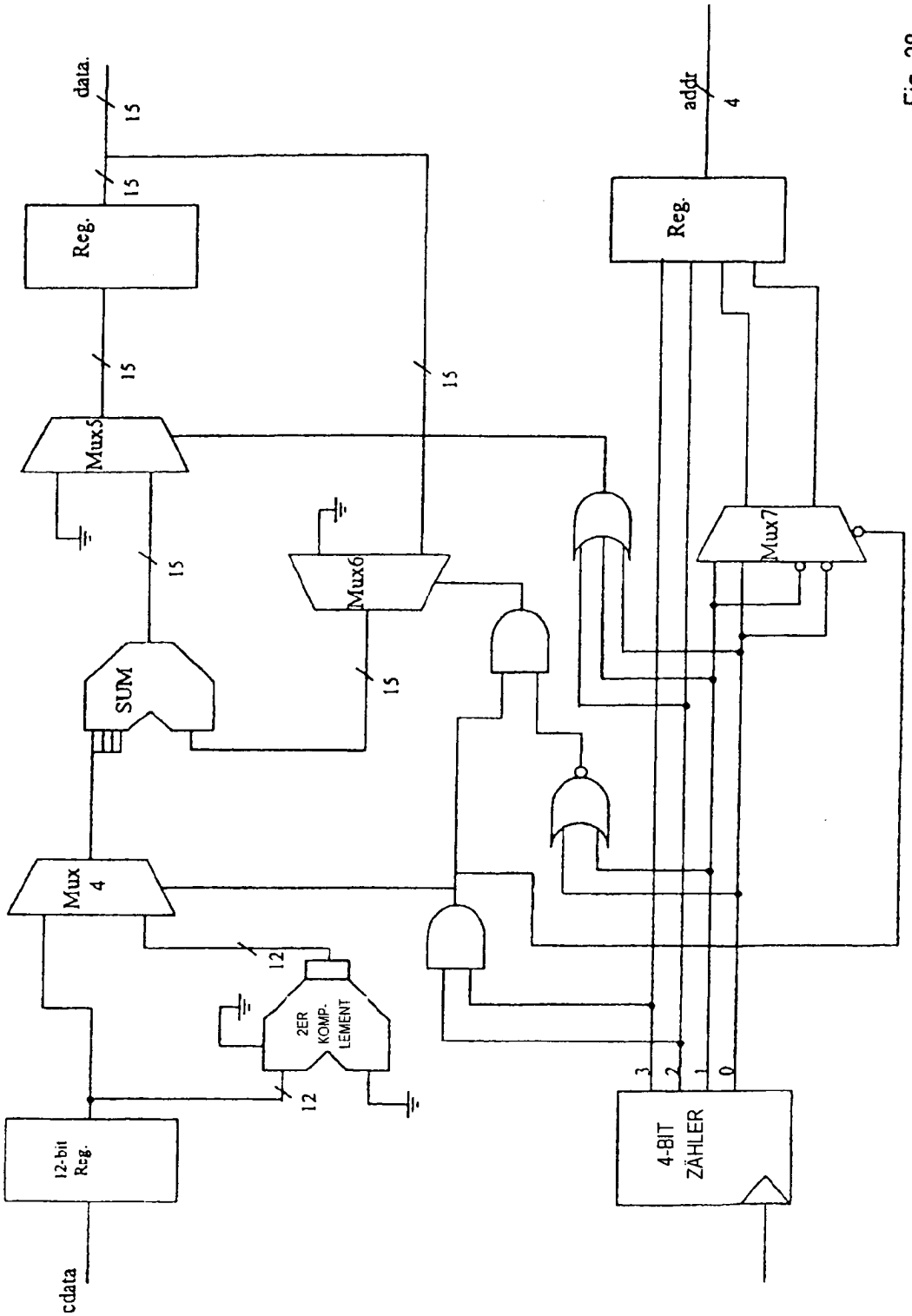

data
15
15
Reg.
15
Mux5
15
15
SUM
Mux6
15
Mux
4
12
2ER KOMP-LEMENT
12
12-bit Reg.
cdata
addr
4
Reg.
Mux7
3
2
1
0
4-BIT ZÄHLER

Fig. 28

Table 1

LUT ADRESSE		LUT WERT
STEUERUNG	OKTETT	
0	000	0
0	001	KOEFFIZIENT
0	010	2* KOEFFIZIENT
0	011	3* KOEFFIZIENT
0	100	4* KOEFFIZIENT
0	101	5* KOEFFIZIENT
0	110	6* KOEFFIZIENT
0	111	7* KOEFFIZIENT
1	000	0
1	001	KOEFFIZIENT
1	010	2* KOEFFIZIENT
1	011	3* KOEFFIZIENT
1	100	-4* KOEFFIZIENT
1	101	-3* KOEFFIZIENT
1	110	-2* KOEFFIZIENT
1	111	- KOEFFIZIENT