(19) Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 600 29 990 T2** 2006.12.07

(12) # Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 232 494 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **600 29 990.2**
(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/CA00/01381**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **00 978 928.0**
(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2001/037264**
(86) PCT-Anmeldetag: **17.11.2000**
(87) Veröffentlichungstag der PCT-Anmeldung: **25.05.2001**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **21.08.2002**
(97) Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA: **09.08.2006**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **07.12.2006**

(51) Int Cl.[8]: ***G10L 19/14*** (2006.01)

(30) Unionspriorität:
2290037 18.11.1999 CA

(73) Patentinhaber:
Voiceage Corp., Ville Mont-Royal, Quebec, CA

(74) Vertreter:
Lederer & Keller, 80538 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:
BESSETTE, Bruno, Rock Forest, Quebec J1N 1L2, CA; SALAMI, Redwan, Sherbrooke, Quebec J1J 4L3, CA; LEFEBVRE, Roch, Canton de Magog, Quebec J1K 5R9, CA

(54) Bezeichnung: **GLÄTTUNG DES VERSTÄRKUNGSFAKTORS IN BREITBANDSPRACH- UND AUDIO-SIGNAL DEKODIERER**

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

Hintergrund der Erfindung

1. Fachgebiet der Erfindung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren zum Glätten des Verstärkungsfaktors und eine Vorrichtung, welche in einem Breitband-Signalcodierer eingebaut ist.

2. Kurze Beschreibung des Standes der Technik

[0002] Für viele Anwendungen, wie Audio-Video-Telekonferenzen, Multimedia- und drahtlose Anwendungen, wie auch bei Anwendungen im Internet und bei Paketnetzen, wächst der Bedarf nach effizienten digitalen Breitband-Sprach- bzw. Audio-Codierungsverfahren mit einem guten Kompromiß zwischen subjektiver Qualität und Bit-Rate. Bis vor kurzem wurden bei Sprachcodierungsanwendungen hauptsächlich in einem Bereich von 200 Hz bis 3400 Hz gefilterte Telefonbandbreiten angewandt. Es gibt jedoch einen wachsenden Bedarf Breitband-Sprachanwendungen, um die Verständlichkeit und Natürlichkeit der Sprachsignale zu verbessern. Es wurde gefunden, daß eine Bandbreite im Bereich von 50 Hz bis 7000 Hz ausreicht, um eine Sprachqualität wie von Angesicht zu Angesicht zu erreichen. Für Audiosignale ergibt dieser Bereich eine akzeptable Audio-Qualität, aber diese ist immer noch geringer als die CD-Qualität, bei welcher im Bereich von 20 Hz bis 20000 Hz gearbeitet wird.

[0003] Ein Sprachcodierer wandelt ein Sprachsignal in einen digitalen Bitstrom um, welcher über einen Kommunikationskanal übertragen (oder in einem Speichermedium gespeichert) wird. Das Sprachsignal wird digitalisiert (abgetastet und üblicherweise mit 16 Bit pro Abtastung quantisiert), und der Sprachcodierer hat die Aufgabe, diese digitalen Abtastungen mit einer kleineren Anzahl von Bits darzustellen und dabei eine gute subjektive Sprachqualität aufrecht zu erhalten. Der Sprachdecodierer oder Synthesizer bearbeitet den übertragenen bzw. gespeicherten Bitstrom, um ihn in ein Tonsignal, beispielsweise in ein Sprach- bzw. Audiosignal, zurückzuverwandeln.

[0004] Eines der besten Verfahren des Standes der Technik zur Erreichung eines guten Kompromisses zwischen guter Qualität und Bit-Rate ist das sogenannte CELP-Verfahren (Code Excited Linear Prediction, dt.: codeangeregte Linearprädiktion). Nach diesem Verfahren wird das abgetastete Sprachsignal in aufeinanderfolgenden Blöcken von L Abtastungen, die gewöhnlich als Datenübertragungsblock bezeichnet werden, bearbeitet, wobei L irgendeine vorgegebene Zahl (entsprechend etwa einer Sprachdauer von 10 ms bis 30 ms) ist. Beim CELP-Verfahren wird ein Linearprädiktions(LP)-Synthesefilter berechnet und mit jedem Datenübertragungsblock übertragen. Der L-Abtastungs-Datenübertragungsblock wird dann in kleinere Blöcke mit der Größe von N Abtastungen unterteilt, die als Unter-Datenübertragungsblöcke bezeichnet werden, wobei L = kN und k die Anzahl der Unter-Datenübertragungsblöcke in einem Datenübertragungsblock ist (N entspricht üblicherweise einer Sprachdauer von 4 ms bis 10 ms). In jedem Unter-Datenübertragungsblock wird ein Erregungssignal erzeugt, das üblicherweise aus zwei Komponenten besteht: eine aus der letzten Erregung (auch als Tonhöhenbeitrag oder adaptives Codeverzeichnis bezeichnet) und die andere aus einem innovativen Codeverzeichnis (auch als festes Codeverzeichnis bezeichnet). Dieses Erregungssignal wird übertragen und im Decodierer als Eingang des Linearprädiktions-Synthesefilters benutzt, um eine synthetisierte Sprache zu erhalten.

[0005] Ein innovatives Codeverzeichnis im Zusammenhang mit dem CELP-Verfahren ist ein indexierter Satz N-Abtastungen langer Folgen, welche als N-dimensionale Codevektoren bezeichnet werden sollen. Jede Codeverzeichnisfolge ist durch eine ganze Zahl k indexiert, welche von 1 bis M reicht, wobei M die Größe des Codeverzeichnisses darstellt, welche oftmals als eine Anzahl von Bits ausgedrückt wird, wobei M = 2b ist.

[0006] Um Sprache nach dem CELP-Verfahren zu synthetisieren, wird jeder Block von N Abtastungen synthetisiert, indem ein geeigneter Codevektor aus dem innovativen Codeverzeichnis durch Zeitvariationsfilter die spektralen Charakteristiken des Sprachsignals modelliert. Am Codierungs-Ende wird der Syntheseausgang für alle Codevektoren aus dem innovativen Codeverzeichnis oder einem Untersatz davon (Codeverzeichnis-Suche) berechnet. Der gespeicherte Codevektor ist entsprechend einem wahrnehmungsgewichteten Verzerrungsmaß der der Originalsprache am nächsten kommende Synthese-Ausgang. Diese Wahrnehmungsgewichtung wird unter Anwendung eines sogenannten Wahnehmungsgewichtungsfilters durchgeführt, das üblicherweise aus dem Linearprädiktions-Synthesefilter abgeleitet wird.

[0007] Das CELP-Modell ist bei der Codierung von Telefonband-Schallsignalen sehr erfolgreich angewandt

worden, und in einem weiten Bereich von Anwendungen, insbesondere bei Mobilfunk-Anwendungen, existieren einige Standards auf der Basis von CELP. Im Telefonband wird das Schallsignal in der Bandbreite auf 200 Hz bis 3400 Hz begrenzt und mit 8000 Abtastungen pro Sekunde abgetastet. Bei Breitband-Sprach- bzw. Audio-Anwendungen wird das Schallsignal in der Bandbreite auf 50 Hz bis 7000 Hz begrenzt und mit 16000 Abtastungen pro Sekunde abgetastet.

[0008] Wenn das für das Telefonband optimierte CELP-Modell auf Breitbandsignale angewandt wird, treten einige Schwierigkeiten auf, und es wird notwendig, dem Modell zusätzliche Merkmale hinzuzufügen, um Breitbandsignale hoher Qualität zu erhalten. Breitbandsignale weisen im Vergleich mit Telefonbandsignalen einen wesentlich breiteren Dynamikbereich auf, was zu Genauigkeitsproblemen führt, wenn eine Festpunkt-Implementierung des Algorithmus erforderlich ist (was bei Drahtlos-Anwendungen wichtig ist). Weiterhin wird das CELP-Modell oftmals die meisten seiner Codierungsbits im Niederfrequenzbereich verbrauchen, welcher üblicherweise einen höheren Energiegehalt hat, was ein Tiefpaß-Ausgangssignal zur Folge hat.

[0009] Die Veröffentlichung US-A-5 195 168 beschreibt eine Vorrichtung, um ein Signal im wesentlichen zu rekonstruieren. Das Signal wird in aufeinanderfolgende Zeitintervalle unterteilt. Jedes Zeitintervall hat ein Eingangsreferenzsignal mit einem Satz von Vektoren sowie mindestens ein repräsentatives elektrisches Signal für jedes Eingangsreferenzsignal. Die Vorrichtung verwendet eine Codeverzeichniseinheit mit einem Codeverzeichnisspeicher, eine Verstärkungsfaktor-Einstellvorrichtung, eine Syntheseeinheit mit einem Synthesefilter, eine Antennenweiche sowie eine Wahrnehmungsgewichtungseinheit, welche die repräsentativen elektrischen Signale verwendet, um im Hinblick auf eine Rekonstruktion des Signals im wesentlichen einen zusammengehörigen Satz synthetisierter Signalvektoren zu erzeugen.

[0010] Für jeden Vektor des Eingangsreferenzsignals wird vom Codeverzeichnisspeicher ein spezieller Erregungscodeverzeichnisvektor bereitgestellt, wobei im Codeverzeichnisspeicher ein Satz von Erregungscodeverzeichnisvektoren gespeichert ist. Wenn es gewünscht wird, multipliziert die Verstärkungsfaktor-Einstellvorrichtung als Reaktion auf den speziellen Erregungscodeverzeichnisvektor diesen Codevektor mit einem ausgewählten Erregungsverstärkungsfaktor, um für jeden Eingangsreferenzsignalvektor im wesentlichen eine Korrelation mit der Energie des repräsentativen elektrischen Signals zu erzeugen. Das entsprechende Interpolationssynthesefilter erzeugt dann als Reaktion auf den speziellen Erregungscodevektor, multipliziert mit dem speziellen Verstärkungsfaktor, den synthetisierten Signalvektor.

[0011] Ein bei synthetisierten Spachsignalen festgestelltes Problem besteht in einer Verminderung der Decodiererleistung, wenn im abgetasteten Sprachsignal ein Hintergrundrauschen vorhanden ist. Das CEPL-Verfahren verwendet am Decodierer-Ende Nachfilter- und Nachbearbeitungsverfahren, um das erhaltenen synthetisierte Signal zu verbessern. Diese Verfahren müssen zur Eignung für Breitbandsignale angepaßt werden.

Zusammenfassung der Erfindung

[0012] Um das oben diskutierte Problem des Standes der Technik zu überwinden, wird durch die vorliegende Erfindung ein Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor bei der Decodierung eines codierten Breitbandsignals aus einem Satz von Signalcodierungsparametern vorgesehen. Dieses Verfahren umfaßt das Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors in bezug auf mindestens einen ersten und mindestens einen zweiten Signalcodierungsparameter dieses Satzes, das Berechnen eines ersten Faktors, welcher repräsentativ für einen Grad der Stimmhaftigkeit im Breitbandsignal ist, als Reaktion auf mindestens einen dritten Signalcodierungsparameter des Satzes, das Berechnen eines zweiten Faktors, welcher repräsentativ für einen Stabilitätsgrad des Breitbandsignals ist, als Reaktion auf mindestens einen vierten Signalcodierungsparameter dieses Satzes, das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors unter Anwendung einer nichtlinearen Operation in bezug auf den ersten und zweiten Faktor und die Anwendung auf den gefundenen Verstärkungsfaktor und das Verstärken des gefundenen Codevektors mit dem geglätteten Verstärkungsfaktor, um dadurch den Codevektor mit geglättetem Verstärkungsfaktor zu erzeugen.

[0013] Die vorliegende Erfindung betrifft auch ein Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor während der Decodierung eines codierten Signals aus einem Satz von Signalcodierungsparametern, wobei das Signal ein stationäres Hintergrundrauschen enthält. Dieses Verfahren umfaßt das Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors in bezug auf mindestens einen ersten und mindestens einen zweiten Signalcodierungsparameter des Satzes, das Berechnen mindestens eines Faktors, welcher kennzeichnend für den Pegel des stationären Hintergrundrauschens in dem Signal als Reaktion auf mindestens einen dritten Signalcodierungsparameter dieses Satzes ist, das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors unter Anwendung einer nichtlinearen Operation in bezug auf den für den Rauschpegel kenn-

zeichnenden Faktor und die Anwendung auf den gefundenen Verstärkungsfaktor und das Verstärken des gefundenen Codevektors mit dem geglätteten Verstärkungsfaktor, um dadurch den Codevektor mit geglättetem Verstärkungsfaktor zu erzeugen.

[0014] Dementsprechend nutzt die vorliegende Erfindung ein Merkmal zum Glätten des Verstärkungsfaktors, um Breitbandsignale (50 Hz bis 7000 Hz) vorzugsweise, aber nicht ausschließlich mittels CELP-Codierungsverfahren effektiv zu codieren, um ein rekonstruiertes (synthetisiertes) Signal hoher Qualität, insbesondere bei der Anwesenheit von Hintergrundrauschen im abgetasteten Breitbandsignal, zu erhalten.

[0015] Entsprechend bevorzugter Ausführungsformen des Verfahrens zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor:

• umfaßt das Finden eines Codevektors das Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter;
• umfaßt das Finden eines Verstärkungsfaktors das Finden eines innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktors;
• umfaßt der erste Signalcodierungsparameter einen Innovations-Codeverzeichnisindex;
• umfaßt der mindestens eine dritte Codierungsparameter die folgenden Parameter:
einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tonhöhen-Verstärkungsfaktor;
eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhen-Verzögerung;
einen Index j eines Tiefpaßfilters, welcher während der Codierung des Breitbandsignals ausgewählt wurde und auf einen während der Codierung des berechneten Tonhöhen-Codevektors angewandt wird und
einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten innovativen Codeverzeichnisindex.
• umfaßt der mindestens eine dritte Signalcodierungsparameter Koeffizienten eines während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Linearprädiktionsfilters;
• der innovative Codevektor wird in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf einen Index k des innovativen Codeverzeichnisses gefunden, wobei dieser Index k den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter bildet;
• umfaßt das Berechnen eines ersten Faktors das Berechnen eines Stimmfaktors r_v nach der folgenden Beziehung:

$$r_v = (E_v - E_c)/(E_v + E_c)$$

wobei:
• E_v die Energie eines skalierten adaptiven Codevektors bv_T ist;
• E_c die Energie eines skalierten Innovations-Codevektors gc_k ist;
• b ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Tonhöhen-Verstärkungsfaktor ist;
• T eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhenverzögerung ist;
• v_T ein adaptiver Codeverzeichnisvektor bei der Tonhöhenverzögerung T ist;
• g ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter innovativer Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktor ist;
• k ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Index des innovativen Codeverzeichnisses ist und
• c_K der innovative Codevektor des innovativen Codeverzeichnisses beim Index k ist.
• der Stimmfaktor r_v einen Wert zwischen –1 und 1 hat, wobei der Wert 1 einem reinen Stimmsignal und der Wert –1 einem reinen Stimmlossignal entspricht.
• umfaßt das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines Faktors λ unter Anwendung der folgenden Beziehung:

$$\lambda = 0{,}5(1 - r_v).$$

• zeigt ein Faktor λ = 0 ein reines Stimmsignal und ein Faktor λ = 1 ein reines Stimmlossignal an;
• umfaßt das Berechnen eines zweiten Faktors das Bestimmen eines Abstandsmaßes, welches die Ähnlichkeit zwischen benachbarten, aufeinanderfolgenden, während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Linearprädiktionsfilter angibt;
• wird das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie während der Codierung und der Decodierung in Datenübertragungsblöcken bearbeitet und umfaßt das Bestimmen eines Abstandsmaßes das Berechnen eines Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes zwischen den Immitanz-Spektralpaaren in einem vorliegenden Datenübertragungsblock n des Breitbandsignals und den Immitanz-Spektralpaaren des letzten Datenübertragungsblockes n – 1 des Breitbandsignals nach der folgenden Beziehung:

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

wobei p die Ordnung des Linearprädiktionsfilters ist;
• umfaßt das Berechnen eines zweiten Faktors die Kartierung des Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes D_s zu diesem zweiten Faktor Θ nach der folgenden Beziehung:

$\Theta = 1{,}25 - D_s/400000{,}0$

begrenzt durch $0 \leq \Theta \leq 1$.
• umfaßt das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors S_m auf der Basis sowohl des ersten Faktors λ als auch des zweiten Faktors Θ nach der folgenden Beziehung:

$S_m = \lambda\Theta$

• hat der Faktor S_m einen Wert, welcher sich für ein stimmloses und stabiles Breitbandsignal an einen Wert 1 und für ein reines Stimm- oder unstabiles Breitbandsignal an einen Wert 0 annähert;
• umfaßt das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors g_0 durch Vergleichen des gefundenen Verstärkungsfaktors g, der während der Codierung des Breitbandsignals berechnet wurde, mit einem Schwellwert, welcher durch den anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktor vom letzten Unter-Datenübertragungsblock g_{-1} wie folgt gegeben ist:
wenn $g < g_{-1}$ dann $g_0 = g \times 1{,}19$ begrenzt durch $g_0 \leq g_{-1}$
und
wenn $g \geq g_{-1}$ dann $g_0 = g/1{,}19$ begrenzt durch $g_0 \geq g_{-1}$ und
• umfaßt das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors g_0 durch Vergleich des gefundenen Verstärkungsfaktors g mit einem Schwellwert;
• umfaßt das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors S_m auf der Basis sowohl des ersten Faktors λ als auch des zweiten Faktors Θ nach der folgenden Beziehung:

$S_m = \lambda\Theta$

• und das Bestimmen des geglätteten Verstärkungsfaktors g_s nach der folgenden Beziehung:

$g_s = S_m \cdot g_0 + (1 - S_m) \cdot g.$

[0016] Die vorliegende Erfindung betrifft weiterhin:
• den Einsatz des oben beschriebenen Verfahrens, eine Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor beim Decodieren eines codierten Breitbandsignals aus einem Satz von Signalcodierungsparametern und
• ein zellulares Kommunikationssystem, ein Netzwerkelement und ein drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem, in welche die oben genannte Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor während der Decodierung eines codierten Breitbandsignals aus einem Satz von Signalcodierungsparametern eingebaut ist.

[0017] Die oben genannten und andere Gegenstände, Vorteile und Merkmale der vorliegenden Erfindung werden nach dem Lesen der nachfolgenden, nicht einschränkenden Beschreibung einer bevorzugten Ausführungsform derselben noch deutlicher hervortreten, wobei diese zur Illustration nur in Verbindung mit den beigefügten Zeichnungen dient.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0018] In den beigefügten Zeichnungen ist dargestellt:

[0019] Fig. 1 ist ein schematisches Blockschaubild eines Breitbandcodierers;

[0020] Fig. 2 ist ein schematisches Blockschaubild eines Breitbanddecodierers, in welchem das erfindungsgemäße Verfahren und die erfindungsgemäße Vorrichtung zum Glätten des Verstärkungsfaktors realisiert sind;

[0021] Fig. 3 ist ein schematisches Blockschaubild einer Vorrichtung zur Tonhöhenanalyse;

[0022] Fig. 4 ist ein vereinfachtes schematisches Blockschaubild eines zellularen Kommunikationssystems, in welchem der Breitbandcodierer von Fig. 1 und der Breitbanddecodierer von Fig. 2 angewandt werden können; und

[0023] Fig. 5 ist ein schematisches Flußschaubild des Verfahrens zum Glätten des Verstärkungsfaktors, realisiert im Breitbanddecoder von Fig. 2.

Detaillierte Beschreibung der bevorzugten Ausführungsform

[0024] Wie es der Fachwelt bekannt ist, stellt ein zellulares Kommunikationssystem **401** (siehe Fig. 4) einen Telekommunkationsservice für einen großen geographischen Bereich bereit, indem dieser große geographische Bereich in eine Anzahl C kleinerer Zellen unterteilt wird. Der Service in den C kleineren Zellen wird von den jeweiligen Zellularbasisstationen **4021**, **4022**, ... **402C** versehen, um jede Zelle mit Funkmelde-, Audio- und Datenkanälen zu versorgen.

[0025] Funkmeldekanäle werden benutzt, um innerhalb der Grenzen des Erfassungsbereiches (Zelle) der Zellularbasisstation **402** zu einem mobilen Funktelefon (mobile Sender-Empfänger-Einheit), wie beispielsweise **403**, weiterzuschalten und Anrufe zu anderen Funktelefonen **403** entweder innerhalb oder außerhalb der Zelle der Basisstation oder auch in einem anderen Netz, wie beispielsweise in einem öffentlichen Selbstwählferndienstnetz (SWFD) **404**, anzumelden.

[0026] Wenn ein Funktelefon **403** einen Anruf erfolgreich angemeldet oder empfangen hat, wird zwischen diesem Funktelefon **403** und der Zellularbasisstation **402**, welche der Zelle entspricht, in welcher sich das Funktelefon **403** befindet, ein Audio- oder Datenkanal aufgebaut, und die Kommunikation zwischen der Basisstation **402** und dem Funktelefon **403** erfolgt über diesen Audio- oder Datenkanal. Das Funktelefon **403** kann bei einem weiterlaufenden Anruf über den Meldekanal auch Steuer- oder Taktinformationen empfangen.

[0027] Wenn ein Funktelefon **403** eine Zelle verläßt und in eine andere benachbarte Zelle eintritt während noch ein Anruf läuft, übergibt das Funktelefon **403** den Anruf an einen verfügbaren Audio- oder Datenkanal der Basisstation **402** der neuen Zelle. Wenn ein Funktelefon **403** eine Zelle verläßt und in eine andere benachbarte Zelle eintritt während kein Anruf läuft, sendet das Funktelefon **403** eine Steuerungsnachricht über den Meldekanal, um sich bei der Basisstation **402** der neuen Zelle einzuloggen. Auf diese Weise ist eine mobile Kommunikation über einen großen geographischen Bereich möglich.

[0028] Das zellulare Kommunikationssystem **401** umfaßt ferner einen Steuerterminal **405**, um die Kommunikation zwischen zellularen Basisstationen **402** und dem SWFD **404** beispielsweise während einer Kommunikation zwischen einem Funktelefon **403** und dem SWFD **404** oder zwischen einem Funktelefon **403** in einer ersten Zelle und einem Funktelefon **403**, das sich in einer zweiten Zelle befindet, zu steuern.

[0029] Selbstverständlich ist ein drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem erforderlich, um einen Audio- oder Datenkanal zwischen einer Basisstation **402** einer Zelle und einem in dieser Zelle befindlichen Funktelefon **403** aufzubauen. Wie es in Fig. 4 in einer sehr vereinfachten Form dargestellt ist, umfaßt ein solches drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem typischerweise im Funktelefon **403**:

- einen Sender **406** mit:
- einem Codierer **407** zur Sprachcodierung und
- eine Sendeschaltung **408**, um die codierte Sprache vom Codierer **407** über eine Antenne, wie **409**, zu senden sowie
- einen Empfänger **410** mit:
- einer Empfangsschaltung **411** zum Empfang der gesendeten codierten Sprache üblicherweise über die gleiche Antenne **409** und
- einen Decodierer **412** zum Decodieren der empfangenen codierten Sprache aus der Empfangsschaltung **411**.

[0030] Das Funktelefon **403** umfaßt ferner andere herkömmliche Funktelefonschaltungen **413**, an welche der Codierer **407** und der Decodierer **412** angeschlossen sind, um deren Signale zu verarbeiten. Diese Schaltungen **413** sind der Fachwelt wohlbekannt und werden in der vorliegenden Beschreibung nicht weiter beschrieben werden.

[0031] Weiterhin umfaßt ein solches drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem typischerweise in jeder Basisstation **402**:

– einen Sender **414** mit:
– einem Codierer **415** zur Sprachcodierung und
– eine Sendeschaltung **416**, um die codierte Sprache vom Codierer **415** über eine Antenne, wie **417**, zu senden sowie
– einen Empfänger **418** mit:
– einer Empfangsschaltung **419** zum Empfang der gesendeten codierten Sprache über die gleiche Antenne **417** oder eine andere Antenne (nicht dargestellt) und
– einen Decodierer **420** zum Decodieren der empfangenen codierten Sprache aus der Empfangsschaltung **419**.

[0032] Die Basisstation **402** umfaßt ferner typischerweise eine Basisstations-Steuereinheit **421** zusammen mit ihrer zugehörigen Datenbank **422** zum Steuern der Kommunikation zwischen dem Steuerterminal **405** sowie dem Sender **414** und dem Empfänger **418**.

[0033] Wie es der Fachwelt wohlbekannt ist, ist eine Sprachcodierung erforderlich, um die zur Übertragung der Schallsignale, wie beispielsweise Sprachsignale, über das drahtlose Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem, d.h. zwischen einem Funktelefon **403** und einer Basisstation **402**, benötigte Bandbreite zu reduzieren.

[0034] Linearprädiktions-Sprachcodierer (wie beispielsweise **415** und **407**) arbeiten typischerweise mit 13 Kilobits/Sekunde und darunter, wie auch die codeangeregten Linearprädiktions(CELP)-Codierer, bei welchen typischerweise Linearprädiktions-Synthesefilter angewandt werden, um eine Kurzzeit-Spektralhüllkurve der Sprache zu modellieren. Die Linearprädiktions-Information wird typischerweise alle 10 oder 20 ms an den Decodierer (wie beispielsweise **420** und **412**) übertragen und am Decodierungsende entnommen.

[0035] Die in der vorliegenden Beschreibung offenbarten neuartigen Verfahren können bei unterschiedlichen Codierern auf der Basis von Linearprädiktion Anwendung finden. Es wird jedoch bei der bevorzugten Ausführungsform ein Codierer von CELP-Typ angewandt, um diese Verfahren in nicht einschränkender Weise zu illustrieren. In gleicher Weise können solche Verfahren auch bei anderen Schallsignalen als Sprache sowie bei anderen Typen von Breitbandsignalen angewandt werden.

[0036] Fig. 1 zeigt ein allgemeines Blockschaltbild eines CELP-Sprachcodierers **100**, welcher zur besseren Anpassung an Breitbandsignale abgewandelt wurde.

[0037] Das abgetastete Eingangs-Sprachsignal **114** wird in aufeinanderfolgende L-Abtastblöcke, die als „Datenübertragungsblöcke" bezeichnet werden, unterteilt. Während jedes Datenübertragungsblockes werden verschiedene Parameter, welche das Sprachsignal im Datenübertragungsblock darstellen, berechnet, codiert und gesendet. Die Linearprädiktionsparameter, welche das Linearprädiktions-Synthesefilter darstellen, werden üblicherweise für jeden Datenübertragungsblock einmal berechnet. Der Datenübertragungsblock wird ferner in kleinere Blöcke von N-Abtastungen (Blöcke der Länge N) unterteilt, in welchen die Erregungsparameter (Tonhöhe und Innovation) bestimmt werden. In der CELP-Literatur werden diese Blöcke der Länge N als „Unter-Datenübertragungsblöcke" bezeichnet, und die N-Abtastsignale in den Unter-Datenübertragungsblöcken werden als N-dimensionale Vektoren bezeichnet. Bei dieser bevorzugten Ausführungsform entspricht die Länge N 5 ms, während die Länge L 20 ms entspricht, was bedeutet, daß ein Datenübertragungsblock vier Unter-Datenübertragungsblöcke enthält (N = 80 bei einer Abtastrate von 16 kHz und gleich 64 nach der Herabsetzung auf 12,8 kHz). Verschiedene N-dimensionale Vektoren sind vom Codierungsvorgang betroffen. Eine Liste der Vektoren, die in den Fig. 1 und Fig. 2 erscheinen, wie auch eine Liste der gesendeten Parameter ist nachfolgend angegeben:

Liste der hauptsächlichen N-dimensionalen Vektoren:

s	Breitbandsignal-Eingangssprachvektor (nach der Unterabtastung, Vorbearbeitung und Anhebung);
s_W	gewichteter Sprachvektor;
s_0	Nulleingangsreaktion des gewichteten Synthesefilters;
s_p	unterabgetastetes vorbearbeitetes Signal; überabgetastetes synthetisiertes Sprachsignal;
s'	Synthesesignal vor der Entzerrung;
s_d	entzerrtes Synthesesignal;
s_h	Synthesesignal nach der Entzerrung und Nachbearbeitung;
x	Zielvektor für die Tonhöhensuche;

x' Zielvektor für die Innovationssuche;
h Impulsreaktion des gewichteten Synthesefilters;
v_T adaptiver (Tonhöhen-) Codeverzeichnisvektor bei der Verzögerung T;
y_T gefilterter Tonhöhen-Codeverzeichnisvektor (v_T zusammen mit h gefaltet);
c_k innovativer Codevektor beim Index k (k-ter Eingang aus dem innovativen Codeverzeichnis);
c_f verbesserter skalierter innovativer Codevektor;
u Erregungssignal;
u' verbesserte Erregung;
z Bandpaßfilter-Rauschsequenz;
w' weiße Rauschsequenz und
w skalierte Rauschsequenz.

Liste der gesendeten Parameter

STP Kurzzeit-Prädiktionsparameter (A(z) definierend);
T Tonhöhenverzögerung (oder Tonhöhen-Codeverzeichnisindex);
b Tonhöhen-Verstärkungsfaktor (oder Tonhöhen-Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktor);
j Index des am Tonhöhen-Codeverzeichnis angelegten Tiefpaßfilters;
k Codevektorindex (Eingang des innovativen Codeverzeichnisses) und
g Verstärkungsfaktor des innovativen Codeverzeichnisses.

[0038] Bei dieser bevorzugten Ausführungsform werden die STP-Parameter einmal pro Datenübertragungsblock und die übrigen Parameter viermal pro Datenübertragungsblock (d.h. mit jedem Unter-Datenübertragungsblock) übertragen.

Codierer **100**

[0039] Das abgetastete Sprachsignal wird durch den Codierer **100** von Fig. 1 Block für Block codiert, wobei der Codierer in elf Module mit den Bezugszahlen **101** bis **111** unterteilt ist.

[0040] Die eingegebene Sprache wird in den oben erwähnten L-Abtastungsblöcken, die als Datenübertragungsblöcke bezeichnet werden, bearbeitet.

[0041] Bezugnehmend auf Fig. 1 wird das abgetastete Eingangs-Sprachsignal **114** in einem Unterabtastmodul **101** unterabgetastet. Beispielsweise wird das Signal unter Anwendung von Verfahren, welche der Fachwelt wohlbekannt sind, von 16 kHz auf 12,8 kHz unterabgetastet. Die Unterabtastung auf eine andere Frequenz als 12,8 kHz kann selbstverständlich ebenfalls vorgesehen werden. Die Unterabtastung erhöht die Effizienz der Codierung, da eine schmalere Frequenz-Bandbreite codiert wird. Dadurch wird auch die Algorithmen-Komplexität reduziert, da die Anzahl der Abtastungen in einem Datenübertragungsblock vermindert wird. Die Anwendung der Unterabtastung erlangt Bedeutung, wenn die Bitrate unter 16 kBit/s reduziert wird, obwohl die Unterabtastung über 16 kBit/s unwesentlich ist.

[0042] Nach der Unterabtastung ist der 320-Abtastungs-Datenübertragungsblock von 20 ms auf einen 256-Abtastungs-Datenübertragungsblock reduziert (Unterabtastverhältnis von 4:5).

[0043] Der Eingangs-Datenübertragungsblock wird dann dem fakultativen Vorbearbeitungsblock **102** zugeführt. Der Vorbearbeitungsblock **102** kann aus einem Hochpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von 50 Hz bestehen. Das Hochpaßfilter **102** entfernt unerwünschte Klangfrequenzen unter 50 Hz.

[0044] Das unterabgetastete, vorbearbeitete Signal wird durch $s_p(n)$, n = 0, 1, 2, ..., L – 1 bezeichnet, wobei L die Länge des Datenübertragungsblockes ist (256 bei einer Abtastfrequenz von 12,8 kHz). Bei einer bevorzugten Ausführungsform des Anhebungsfilters **103** wird das Signal $s_p(n)$ unter Anwendung der folgenden Übertragungsfunktion angehoben:

$$P(z) = 1 - \mu z^{-1}$$

wobei μ ein Anhebungsfaktor mit einem Wert zwischen 0 und 1 ist (ein typischer Wert ist μ = 0,7). Es könnte auch ein Filter höherer Ordnung angewandt werden. Es sollte darauf hingewiesen werden, daß das Hochpaßfilter **102** und das Anhebungsfilter **103** ausgetauscht werden könnten, um effizientere Festpunkt-Implementierungen zu erhalten.

[0045] Die Funktion des Anhebungsfilters **103** besteht darin, die Hochfrequenzanteile des Eingangssignals zu verstärken. Es reduziert auch den Dynamikbereich des Eingangs-Sprachsignals, wodurch es für eine Festpunkt-Implementierung geeigneter wird. Ohne Anhebung ist eine Linearprädiktionsanalyse am Festpunkt unter Anwendung einer Einzel-Präzisionsarithmetik schwierig zu implementieren.

[0046] Die Anhebung spielt auch eine wichtige Rolle bei der Erzielung einer genauen Gesamt-Wahrnehmungsgewichtung des Qunatisierungsfehlers, was zur Verbesserung der Klangqualität beiträgt. Dies wird weiter unten detaillierter erläutert werden.

[0047] Die Ausgabe des Anhebungsfilters **103** wird mit s(n) bezeichnet. Dieses Signal wird zur Durchführung der Linearprädiktionsanalyse in einem Rechnermodul **104** verwendet. Die Linearprädiktionsanalyse ist ein Verfahren, das der Fachwelt wohlbekannt ist. Bei dieser bevorzugten Ausführungsform wird ein Autokorrelations-Lösungsansatz angewandt. Bei der Autokorrelationslösung wird das Signal zuerst unter Anwendung eines Hamming-Fensters (das gewöhnlich eine Länge von 30 ms bis 40 ms hat) mit Fenstern versehen. Die Autokorrelationswerte werden aus dem Fenstersignal berechnet, und es wird eine Levinson-Durbin-Rekursion angewandt, um die Linearprädiktionskoeffizienten a_i zu berechnen, wobei i = 1, ..., p umfaßt und p die Linearprädiktionsordnung ist, welche bei der Breitbandcodierung typischerweise 16 beträgt. Die Parameter a_i sind die Koeffizienten der Übertragungsfunktion des Linearprädiktionsfilters, welche durch die folgende Beziehung gegeben ist:

$$A(z) = 1 + \sum_{i=1}^{p} a_i z^{-1}$$

[0048] Die Linearprädiktionsanalyse wird in einem Rechnermodul **104** durchgeführt, welcher auch die Quantisierung und die Interpolation der Linearprädiktions-Filterkoeffizienten durchführt. Die Linearprädiktions-Filterkoeffizienten werden zuerst in einen anderen Äquivalenzbereich transformiert, welcher für Quantifizierungs- und Interpolationszwecke geeigneter ist. Der Linien-Spektralpaar-(LSP) und der Immitanz-Spektralpaar-Bereich (ISP) sind zwei Bereiche, in welchen die Quantisierung und die Interpolation effizient durchgeführt werden können. die 16 Linearprädiktions-Filterkoeffizienten a_i können unter Anwendung der Spalt- oder Mehrstufen-Quantisierung oder Kombinationen derselben in der Größenordnung von 30 bis 50 Bits quantifiziert werden. Der Zweck der Interpolation besteht darin, es zu ermöglichen, die Linearprädiktions-Filterkoeffzienten für jeden Unter-Datenübertragungsblock auf den neuesten Stand zu bringen, während sie nur einmal pro Datenübertragungsblock übertragen werden, was die Codiererleistung verbessert, ohne die Bitrate zu erhöhen. Die Quantisierung und Interpolation der Linearprädiktions-Filterkoeffizienten dürfte der Fachwelt ansonsten wohlbekannt sein und wird daher in der vorliegenden Beschreibung nicht weiter beschrieben werden.

[0049] Die folgenden Abschnitte werden die übrigen Codierungsarbeitsgänge beschreiben, welche auf der Basis von Unter-Datenübertragungsblöcken erfolgen. In der nachfolgenden Beschreibung bezeichnen das Filter A(z) das nicht quantifizierte interpolierte Linearprädiktionsfilter des Unter-Datenübertragungsblockes und das Filter A(z) das quantifizierte interpolierte Linearprädiktionsfilter des Unter-Datenübertragungsblockes.

Wahrnehmungsgewichtung

[0050] Bei den Analyse-durch-Synthese-Codierern werden die optimalen Tonhöhen- und innovativen Parameter durch Minimierung der mittleren quadratischen Abweichung zwischen der Eingangssprache und der synthetisierten Sprache in einem wahrnehmungsgewichteten Bereich gesucht. Dies entspricht der Minimierung der Abweichung zwischen einer gewichteten Eingangssprache und einer gewichteten Synthesesprache.

[0051] Das gewichtete Signal $s_w(n)$ wird in einem Wahrnehmungsgewichtungsfilter **105** berechnet. Traditionell ist das gewichtete Signal $s_w(n)$ durch ein Gewichtungsfilter mit einer Übertragungsfunktion W(z) in der nachfolgenden Form berechnet worden:

$W(z) = A(z/y_1)/A(z/y_2)$ mit $0 < y_2 < y_1 \leq 1$

Wie es der Fachwelt wohlbekannt ist, zeigt die Analyse eines Analyse-durch-Synethese-Codierers (AbS), daß der Quantisierungsfehler durch eine Übertragungsfunktion W – 1(z) gewichtet wird, welche die Umkehrung der Übertragungsfunktion des Wahrnehmungsgewichtungsfilters **105** ist. Dieses Ergebnis ist gut beschrieben von B.S. Atal und M.R. Schroeder in „Predective coding of speech and subjective error criteria" („Prädiktionscodierung von Sprache und subjektive Fehlerkriterien") in IEEE Transaction ASSP, Band 27, Nr. 3, 5.247–254, Juni 1979. Die Übertragungsfunktion W – 1(z) zeigt wenig von der formenden Struktur des Eingangs-Sprachsignals. Daher wird das Maskierungsverhalten des menschlichen Ohrs ausgenutzt, indem der Quantisierungsfehler

derart geformt wird, daß dieser in den formenden Bereichen, wo er durch die starke Signalenergie in diesen Bereichen maskiert wird, mehr Energie hat. Der Betrag der Gewichtung wird durch die Faktoren y_1 und y_2 gesteuert.

[0052] Das oben erwähnte herkömmliche Wahrnehmungsgewichtungsfilter **105** arbeitet mit Telefonbandsignalen gut. Es wurde jedoch festgestellt, daß dieses herkömmliche Wahrnehmungsgewichtungsfilter **105** für eine effiziente Wahrnehmungsgewichtung von Breitbandsignalen nicht geeignet ist. Es wurde jedoch auch gefunden, daß diesem herkömmlichen Wahrnehmungsgewichtungsfilter **105** Begrenzungen bei der Modellierung der formenden Struktur innewohnen, welche der erforderlichen spektralen Neigung zuwiderlaufen. Die spektrale Neigung ist bei Breitbandsignalen infolge des breiten Dynamikbereiches zwischen niedrigen und hohen Frequenzen stärker ausgeprägt. Nach dem Stand der Technik wurde vorgeschlagen, in W(z) ein Neigungsfilter hinzuzufügen, um die Neigung und die Formanten-Gewichtung des Breitbandeingangssignals getrennt zu steuern.

[0053] Eine neuartige Lösung dieses Problems besteht in der Einfügung eines Anhebungsfilters **103** in den Eingang, Berechnen des Linearprädiktionsfilters A(z) auf der Grundlage der angehobenen Sprache s(n) und der Anwendung eines abgewandelten Filters W(z) durch Fixierung seines Nenners.

[0054] Die Linearprädiktionsanalyse erfolgt im Modul **104** am angehobenen Signal s(n), um das Linearprädiktionsfilter A(z) zu erhalten. Auch wird ein neues Wahrnehmungsgewichtungsfilter **105** mit fixiertem Nenner benutzt. Ein Beispiel einer Übertragungsfunktion für das Wahrnehmungsgewichtungsfilter **105** ist durch die folgende Beziehung gegeben:

$W(z) = A(z/y_1)/A(z/y_2)$ mit $0 < y_2 < y_1 \leq 1$

[0055] Im Nenner kann eine höhere Ordnung angewandt werden. Diese Struktur entkoppelt im wesentlichen die Formanten-Gewichtung von der Neigung.

[0056] Anzumerken ist, daß wegen der Berechnung von A(z) auf der Basis des angehobenen Sprachsignals s(n) die Neigung des Filters $1/A(z/y_1)$ im Vergleich zum Fall, wenn A(z) auf der Basis der Originalsprache berechnet wird, weniger ausgeprägt ist. Wegen der Durchführung der Rückentzerrung im Decodierer und der Anwendung eines Filters mit der Übertragungsfunktion:

$P^{-1}(z) = 1/(1 - \mu z^{-1})$

wird das Quantisierungsfehlerspektrum durch ein Filter mit der Übertragungsfunktion W – 1(z)P – 1(z) geformt. Wenn y_1 gleich μ gesetzt wird, was typischerweise der Fall ist, wird das Spektrum des Quantisierungsfehlers durch ein Filter geformt, dessen Übertragungsfunktion $1/A(z/y_1)$ ist, wobei A(z) auf der Grundlage des angehobenen Sprachsignals berechnet wird. Subjektives Abhören zeigte, daß diese Struktur zur Erzielung der Fehlerformung durch eine Kombination von Anhebung und modifizierter Gewichtungsfilterung sehr effizient für die Codierung von Breitbandsignalen ist und dies zuzüglich der Vorteile einer einfachen Festpunkt-Algorithmus-Implementierung.

Tonhöhenanalyse

[0057] Um die Tonhöhenanalyse zu vereinfachen, wird im Tonhöhensuchmodul mit offener Schleife **106** unter Anwendung des gewichteten Sprachsignals $s_w(n)$ zuerst eine Tonhöhenverzögerung T_{OL} mit offener Schleife abgeschätzt. Dann wird die Tonhöhenanalyse mit geschlossener Schleife, welche im Tonhöhensuchmodul **107** mit geschlossener Schleife auf der Basis eines Unter-Datenübertragungsblockes durchgeführt wird, auf den Bereich rund um die Tonhöhenverzögerung T_{OL} mit offener Schleife beschränkt, was die Kompliziertheit der Suche nach den Langzeit-Linearprädiktionsparametern T und b (Tonhöhenverzögerung bzw. Tonhöhen-Verstärkungsfaktor) deutlich reduziert. Die Tonhöhenanalyse mit offener Schleife wird im Modul **106** gewöhnlich alle 10 ms (zwei Unter-Datenübertragungsblöcke) unter Anwendung von Verfahren, wie sie der Fachwelt wohlbekannt sind, durchgeführt.

[0058] Der Zielvektor x für die Langzeit-Prädiktionsanalyse wird zuerst berechnet. Dies erfolgt gewöhnlich durch Subtraktion der Null-Eingangs-Reaktion s_0 des gewichteten Synthesefilters $W(z)/\hat{A}(z)$ vom gewichteten Sprachsignal $s_w(n)$. Diese Null-Eingangs-Reaktion s_0 wird durch einen Null-Eingangs-Reaktionsrechner **108** berechnet. Spezieller wird der Zielvektor x nach der folgenden Beziehung berechnet:

$x = s_w - s_0$

wobei x der N-dimensionale Zielvektor, s_w der gewichtete Sprachvektor im Unter-Datenübertragungsblock und s_0 die Null-Eingangs-Reaktion des Filters W(z)/Â(z) ist, welches der Ausgang des kombinierten Filters W(z)/Â(z) infolge seiner Anfangszustände ist. Der Null-Eingangs-Reaktionsrechner **108** reagiert auf das quantifizierte interpolierte Linearprädiktionsfilter Â(z) vom Linearprädiktionsanalyse-, Quantisierungs- und Interpolations-Rechnermodul **104** sowie auf die im Speichermodul **111** gespeicherten Anfangszustände des gewichteten Synthesefilters W(z)/Â(z), um die Null-Eingangs-Reaktion s_0 (denjenigen Teil der Reaktion auf die Anfangszustände, wie er durch Einstellen der Eingänge auf einen Wert gleich Null bestimmt wird) des Filters W(z)/Â(z) zu berechnen. Dieser Arbeitsgang ist wiederum der Fachwelt wohlbekannt und wird demzufolge nicht weiter beschrieben werden.

[0059] Selbstverständlich können alternative, aber mathematisch gleichwertige Lösungen angewandt werden, um den Zielvektor x zu berechnen.

[0060] Ein N-dimensionaler Impulsreaktionsvektor des gewichteten Synthesefilters W(z)/Â(z) wird im Impulsreaktions-Generatormodul **109** unter Verwendung der Linearprädiktions-Filterkoeffizienten A(z) und Â(z) aus dem Modul **104** berechnet. Dieser Arbeitsgang ist wiederum der Fachwelt wohlbekannt und wird demzufolge nicht weiter beschrieben werden.

[0061] Die Tonhöhenparameter mit geschlossener Schleife (oder das Tonhöhen-Codeverzeichnis) b, T und j werden im Tonhöhensuchmodul **107** mit geschlossener Schleife berechnet, welcher den Zielvektor x, den Impulsreaktionsvektor h sowie die Tonhöhenverzögerung T_{OL} mit offener Schleife als Eingänge verwendet. Traditionell ist die Tonhöhenprädiktion durch ein Tonhöhenfilter mit der folgenden Übertragungsfunktion dargestellt worden:

$1/(1 - bz^{-T})$

wobei b der Tonhöhen-Verstärkungsfaktor und T die Tonhöhenverzögerung ist. In diesem Falle ist der Tonhöhenbeitrag zum Erregungssignal u(n) durch bu(n – T) gegeben, wobei die Gesamt-Erregung gegeben ist durch:

$u(n) = bu(n - T) + gc_k(n)$

wobei g der innovative Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktor und $c_k(n)$ der innovative Codevektor beim Index k ist.

[0062] Diese Darstellung hat ihre Grenzen, wenn die Tonhöhenverzögerung T kürzer ist als die Unter-Datenübertragungsblock-Länge N. In einer anderen Darstellung kann der Tonhöhenbeitrag als ein Tonhöhen-Codeverzeichnis angesehen werden, welches das letzte Erregungssignal enthält. Generell ist jeder Vektor im Tonhöhen-Codeverzeichnis die um eins verschobene Version des vorhergehenden Vektors (Entfernen einer Abtastung und Hinzufügen einer neuen Abtastung). Für Tonhöhenverzögerungen T > N ist das Tonhöhen-Codeverzeichnis gleich der Filterstruktur $(1/(1 - b_2 - T)$, und der Tonhöhen-Codeverzeichnisvektor $v_T(n)$ bei der Tonhöhenverzögerung T ist gegeben durch:

$v_T(n) = u(n - T)$ für $n = 0, ..., N - 1$.

[0063] Für Tonhöhenverzögerungen T kürzer als N wird ein Vektor $v_T(n)$ durch Wiederholung der verfügbaren Abtastungen von der letzten Erregung aufgebaut bis der Vektor vollständig ist (Dies ist äquivalent mit der Filterstruktur).

[0064] In den neuesten Codierern wird eine höhere Tonhöhenauflösung angewandt, was die Qualität der in Sprache umgesetzten Tonsegmente wesentlich verbessert. Dies wird durch Überabtastung des letzten Erregungssignals unter Verwendung von Mehrphasen-Interpolationsfiltern erreicht. In diesem Falle entspricht der Vektor $v_T(n)$ gewöhnlich einer interpolierten Version der letzten Erregung mit einer Tonhöhenverzögerung um einen nicht ganzzahligen Wert (beispielsweise 50,25).

[0065] Die Tonhöhensuche besteht im Finden der besten Tonhöhenverzögerung T und des Verstärkungsfaktors b, welche die mittlere quadratische Abweichung E zwischen dem Zielvektor x und der skalierten gefilterten letzten Erregung minimieren. Der Fehler E wird ausgedrückt durch:

$E = \|x - by_T\|^2$

wobei y_T der gefilterte Tonhöhen-Codeverzeichnisvektor bei der Tonhöhenverzögerung T:

$$y_T(n) = v_T(n)^* h(n) = \sum_{i=0}^{n} v_T(i) h(n-1) \qquad n = 0, ..., N - 1$$

ist. Es kann gezeigt werden, daß der Fehler E durch Maximierung des nachfolgenden Suchkriteriums minimiert werden kann:

$$C = \frac{x' y_T}{\sqrt{y'_T y_T}}$$

wobei t das Vektorverhalten bezeichnet.

[0066] Bei der bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird eine Tonhöhenauflösung von 1/3 des Unter-Datenübertragungsblockes angewandt, und die Tonhöhensuche (Tonhöhen-Codeverzeichnis) besteht aus drei Stufen.

[0067] In der ersten Stufe wird die Tonhöhenverzögerung T_{OL} mit offener Schleife in einem Tonhöhensuchmodul mit offener Schleife **106** als Reaktion auf das gewichtete Sprachsignal $s_w(n)$ abgeschätzt. Wie in der vorangehenden Beschreibung angegeben, wird diese Tonhöhenanalyse mit offener Schleife üblicherweise alle 10 ms (zwei Unter-Datenübertragungsblöcke) unter Anwendung von Verfahren durchgeführt, wie sie der Fachwelt wohlbekannt sind.

[0068] In der zweiten Stufe wird das Suchkriterium C in einem Suchmodul mit geschlossener Schleife **107** gesucht, um die Tonöhenverzögerungen rund um die abgeschätzte Tonhöhenverzögerung T_{OL} mit offener Schleife ganzzahlig zu machen (üblicherweise ±5), was den Suchvorgang deutlich vereinfacht. Es kann ein einfaches Verfahren angewandt werden, um den gefilterten Codevektor y_T auf den neuesten Stand zu bringen, ohne die Faltung für jede Tonhöhenverzögerung berechnen zu müssen.

[0069] Wenn in der zweiten Stufe eine optimale ganzzahlige Tonhöhenverzögerung gefunden ist, testet eine dritte Stufe des Suchmoduls **107** die Bruchteile rund um diese optimale ganzzahlige Tonhöhenverzögerung.

[0070] Wenn die Tonhöhen-Prädiktionsfunktion durch ein Filter der Form $1/(1 - b_z - T)$ dargestellt wird, was für Tonhöhenverzögerungen T > N eine zulässige Annahme ist, zeigt das Tonhö-henfilter über den gesamten Frequenzbereich eine harmonische Struktur mit einer auf 1/T bezogenen harmonischen Frequenz. Im Falle von Breitbandsignalen ist diese Struktur nicht sehr effizient, weil die harmonische Struktur bei Breitbandsignalen nicht das ganze ausgedehnte Spektrum abdeckt. Die harmonische Struktur existiert in Abhängigkeit vom Sprachsegment nur bis zu einer bestimmten Frequenz. Um eine effiziente Darstellung des Tonhöhenbeitrages in den in Sprache umgesetzten Segmenten von Breitbandsprache zu erreichen, muß demzufolge das Tonhöhen-Prädiktionsfilter die nötige Flexibilität haben, um den Betrag der Periodizität über das Breitbandspektrum zu variieren.

[0071] Ein neues Verfahren, welches eine effiziente Modellierung der harmonischen Struktur des Sprachspektrums von Breitbandsignalen erreicht, wird in der vorliegenden Beschreibung dargestellt, wobei verschiedene Formen von Tiefpaßfiltern auf die letzte Erregung angewandt und das Tiefpaßfilter mit dem höheren Prädiktions-Verstärkungsfaktor ausgewählt wird.

[0072] Wenn eine Unter-Datenübertragungsblock-Tonhöhenauflösung angewandt wird, können die Tiefpaßfilter in die Interpolationsfilter eingeschlossen werden, welche angewandt werden, um eine höhere Tonhöhenauflösung zu erhalten. In diesem Falle wird die dritte Stufe der Tonhöhensuche, bei welcher die Bruchteile rund um die gewählte ganzzahlige Tonhöhenverzögerung geprüft werden, für die verschiedenen Interpolationsfilter mit unterschiedlicher Tiefpaßcharakteristik wiederholt und derjenige Bruchteil und Filterindex werden ausgewählt, welche das Suchkriterium C maximieren.

[0073] Eine einfachere Lösung zur Vervollständigung der Suche in den oben beschriebenen drei Stufen besteht darin, die optimale gebrochene Tonhöhenverzögerung unter Verwendung nur eines Interpolationsfilters mit einem bestimmten Frequenzgang zu bestimmen und am Ende die optimale Tiefpaß-Filterkennlinie durch Anwenden der verschiedenen vorgegebenen Tiefpaßfilter an den gewählten Tonhöhen-Codeverzeichnisvektor v_T und Wahl desjenigen Tiefpaßfilters, welches den Tonhöhen-Prädiktionsfehler minimiert, auszuwählen. Diese

technische Lösung wird unten im Detail diskutiert werden.

[0074] Fig. 3 zeigt ein schematisches Blockschaltbild einer bevorzugten Ausführungsform der vorgeschlagenen technischen Lösung.

[0075] Im Speichermodul **303** wird das letzte Erregungssignal u(n), n < 0, gespeichert. Der Tonhöhen-Codeverzeichnis-Suchmodul **301** reagiert auf den Zielvektor x, auf die Tonhöhenverzögerung T_{OL} mit offener Schleife und auf das letzte Erregungssignal u(n), n < 0 aus dem Speichermodul **303**, um eine Tonhöhen-Codeverzeichnissuche durchzuführen, welche das oben definierte Suchkriterium C minimiert. Aus dem Ergebnis der im Modul **301** durchgeführten Suche erzeugt der Modul **302** einen optimalen Tonhöhen-Codeverzeichnisvektor v_T. Man beachte, daß wegen der Verwendung einer Unterabtastungs-Tonhöhenauflösung (gebrochene Tonhöhe) das letzte Erregungssignal u(n), n < 0, interpoliert wird und der Tonhöhen-Codeverzeichnisvektor v_T dem interpolierten letzten Erregungssignal entspricht. Bei dieser bevorzugten Ausführungsform hat das Interpolationsfilter (im Modul **301**, aber nicht dargestellt) eine Tiefpaßfiltercharakteristik und entfernt Frequenzanteile über 7000 Hz.

[0076] Bei der bevorzugten Ausführungsform wird eine K-Filtercharakteristik angewandt. Diese Filtercharakteristik könnte eine Tiefpaß- oder eine Bandpaßcharakteristik sein. Wenn der optimale Codevektor v_T bestimmt ist und vom Tonhöhen-Codevektorgenerator **302** geliefert wird, werden K gefilterte Versionen des Codevektors v_T berechnet und zwar unter Verwendung von K unterschiedlichen Frequenzformfiltern, wie **305**$^{(j)}$, wobei j = 1, 2, ..., K ist. Diese gefilterten Versionen werden mit $v_f^{(j)}$ bezeichnet, wobei j = 1, 2, ..., K ist. Die unterschiedlichen Vektoren $v_f^{(j)}$ werden in entsprechenden Modulen **304**$^{(j)}$ mit der Impulsreaktion h gefaltet, wobei j = 0, 1, 2, ..., K ist, um die Vektoren $y^{(j)}$ zu erhalten, wobei j = 0, 1, 2, ..., K ist.

[0077] Um den mittleren quadratischen Prädiktionsfehler für jeden Vektor $y^{(j)}$ zu berechnen, wird der Wert $y^{(j)}$ mittels eines entsprechenden Verstärkers **307**$^{(j)}$ mit dem Verstärkungsfaktor b multipliziert und der Wert $by^{(j)}$ mittels eines entsprechenden Subtrahierers **308**$^{(j)}$ vom Zielvektor x subtrahiert. Ein Wähler **309** wählt das Frequenzformungsfilter **305**$^{(j)}$, welches den mittleren quadratischen Tonhöhen-Prädiktionsfehler minimiert.

$$e^{(j)} = \|x - b^{(j)}y^{(j)}\|^2 \quad j = 1, 2, ..., K$$

[0078] Um den mittleren quadratischen Tonhöhen-Prädiktionsfehler $e^{(j)}$ für jeden Wert von $y^{(j)}$ zu berechnen, wird der Wert $y^{(j)}$ mittels eines entsprechenden Verstärkers **307**$^{(j)}$ mit dem Verstärkungsfaktor b multipliziert und der Wert $b^{(j)}y^{(j)}$ mittels eines entsprechenden Subtrahierers **308**$^{(j)}$ vom Zielvektor x subtrahiert. Jeder Verstärkungsfaktor $b^{(j)}$ wird in einem entsprechenden Rechner **306**$^{(j)}$ in Verbindung mit dem Frequenzformungsfilter beim Index j unter Verwendung der folgenden Beziehung berechnet:

$$b^{(j)} = x'y^{(j)}/\|y^{(j)}\|^2$$

[0079] Im Selektor **309** werden die Parameter b, T und j auf der Basis von v_T bzw. $v_f^{(j)}$ ausgewählt, wodurch der mittlere quadratische Tonhöhen-Prädiktionsfehler e minimiert wird.

[0080] Zur Fig. 1 wird der Tonhöhen-Codeverzeichnisindex T codiert und zum Multiplexer **112** übertragen. Der Tonhöhen-Verstärkungsfaktor b wird quantifiziert und ebenfalls zum Multiplexer **112** übertragen. Mit dieser neuartigen Lösung ist eine gesonderte Information erforderlich, um den Index j des ausgewählten Frequenzformungsfilters im Multiplexer **112** zu codieren. Wenn beispielsweise drei Filter angewandt werden (j = 0, 1, 2, 3), dann sind zwei Bits erforderlich, um diese Information darzustellen. Die Filterindex-Information j kann auch gemeinsam mit dem Tonhöhen-Verstärkungsfaktor b codiert werden.

Suche nach dem innovativen Codeverzeichnis

[0081] Wenn die Tonhöhe oder die Langzeit-Prädiktionsparameter b, T und j bestimmt sind, besteht der nächste Schritt in der Suche nach der optimalen innovativen Erregung mittels des Suchmoduls **110** von Fig. 1. Zuerst wird der Zielvektor durch Subtraktion des Langzeit-Prädiktionsbeitrages auf den neuesten Stand gebracht:

$$x' = x - by_T$$

wobei b der Tonhöhen-Verstärkungsfaktor und y_T der gefilterte Tonhöhen-Codeverzeichnisvektor ist (die letzte Erregung bei der Verzögerung T gefiltert durch ein Tiefpaßfilter und gefaltet mit der Impulsreaktion h, wie es

unter Bezugnahme auf Fig. 3 beschrieben wurde).

[0082] Der Suchvorgang wird beim CELP-Verfahren durch das Finden des optimalen Erregungs-Codevektors c_k sowie des Verstärkungsfaktors g durchgeführt, welche den mittleren quadratischen Fehler E zwischen dem Zielvektor und dem skalierten gefilterten Codevektor minimieren

$$E = \|x' - gHc_k\|^2$$

wobei H eine niedere Dreiecks-Faltmatrix, abgeleitet aus dem Impulsreaktionsvektor h ist.

[0083] Bei der bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird die innovative Codeverzeichnissuche im Modul **110** mittels eines algebraischen Codeverzeichnisses durchgeführt, wie es in den US-Patenten Nr. 5.444.816 (Adoul u. Miterf.), erteilt am 22. August 1995; 5.699.482, erteilt Adoul u. Miterf. am 17. Dezember 1997; 5.754.976, erteilt Adoul u. Miterf. am 19. Mai 1998 und 5.701.392, erteilt Adoul u. Miterf. am 23. Dezember 1997, beschrieben ist.

[0084] Wenn der optimale Erregungsvektor c_k und sein Verstärkungsfaktor g mittels des Moduls **110** ausgewählt sind, werden der Codeverzeichnisindex k und der Verstärkungsfaktor g codiert und an den Multiplexer **112** gesendet.

[0085] Bezugnehmend auf Fig. 1 werden die Parameter b, T, j, Â(z), k und g im Multiplexer 112 dem Multiplexen unterworfen, bevor sie durch den Kommunikationskanal gesendet werden.

Speicher auf den neuesten Stand bringen

[0086] Im Speichermodul **111** (Fig. 1) werden die Zustände des gewichteten Synthesefilters W(z)/Â(z) durch Filtern des Erregungssignals $u = gc_k + bv_T$ durch ein gewichtetes Synthesefilter auf den neuesten Stand gebracht. Nach dieser Filterung werden die Zustände des Filters gespeichert und im nächsten Unter-Datenübertragungsblock als Anfangszustände zur Berechnung der Null-Eingangsreaktion im Rechnermodul **108** verwendet.

[0087] Wie im Falle des Zielvektors x können auch andere alternative aber mathematisch gleichwertige Lösungen, welche der Fachwelt wohlbekannt sind, angewandt werden, um die Filterzustände auf den neuesten Stand zu bringen.

Decodierer **200**

[0088] Die Sprachdecodierungsvorrichtung **200** von Fig. 2 zeigt die verschiedenen Schritte, welche zwischen dem Digitaleingang **222** (Eingangsstrom vom Demultiplexer **217**) und dem Sprachabtastausgang **223** (Ausgang des Addierers **221**) durchgeführt werden.

[0089] Der Demultiplexer **217** extrahiert die Synthesemodellparameter aus den vom binären Eingangs-Kanal erhaltenen binären Informationen. Die aus jedem empfangenen Datenübertragungsblock extrahierten Parameter sind:

- die Kurzzeit-Prädiktionsparameter Â(z)(einmal pro Datenübertragungsblock)
- die Langzeit-Prädiktionsparameter T, b und j (für jeden Unter-Datenübertragungsblock) und
- der Innovations-Codeverzeichnisindex k und der Verstärkungsfaktor g (für jeden Unter-Datenübertragungsblock).

[0090] Das laufende Sprachsignal wird auf der Basis dieser Parameter synthetisiert, wie es hier nachfolgend erläutert werden wird.

[0091] Das innovative Codeverzeichnis **218** reagiert auf den Index k durch Erzeugung eines Innovations-Codevektors c_k, welcher durch den decodierten Verstärkungsfaktor g mittels eines Verstärkers **224** skaliert wird. Bei der bevorzugten Ausführungsform wird ein innovatives Codeverzeichnis **218** zur Darstellung des innovativen Codevektors c_k angewandt, wie es in den oben erwähnten US-Patenten Nr. 5.444.816; 5.699.482; 5.754.976 und 5.701.392 beschrieben ist.

[0092] Der am Ausgang des Verstärkers **224** erzeugte skalierte Codevektor gc_k wird in einem Innovationsfilter **205** bearbeitet.

Glättung des Verstärkungsfaktors

[0093] Beim Decodierer **200** von Fig. 2 wird beim innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktor g ein nichtlineares Verstärkungsfaktor-Glättungsverfahren angewandt, um das Hintergrund-Rauschverhalten zu verbessern. Auf der Basis der Stationärität (bzw. Stabilität) und der Stimmhaftigkeit des Sprachsegments des Breitbandsignals wird der Verstärkungsfaktor g des innovativen Codeverzeichnisses **218** geglättet, am die Energie-Fluktuation der Erregung im Falle stationärer Signale zu reduzieren. Dadurch wird die Sprachcodiererleistung bei Anwesenheit stationären Hintergrundrauschens verbessert.

[0094] Bei einer bevorzugten Ausführungsform werden zwei Parameter benutzt, um den Betrag der Glättung zu steuern, d.h. die Stimmhaftigkeit des Unter-Datenübertragungsblockes des Breitbandsignals und die Stabilität des Linearprädiktionsfilters **206** sind beide kennzeichnend für stationäres Hintergrundrauschen im Breitbandsignal.

[0095] Es können unterschiedliche Verfahren zur Abschätzung des Grades der Stimmhaftigkeit im Unter-Datenübertragungsblock angewandt werden.

Schritt **501** (Fig. 5):

[0096] Bei einer bevorzugten Ausführungsform wird im Stimmfaktor-Generator **204** ein Stimmfaktor r_v unter Anwendung der folgenden Beziehung berechnet:

$r_v = (E_v - E_c)/(E_v + E_c)$

wobei E_v die Energie eines skalierten Tonhöhen-Codevektors bv_T und E_c die Energie eines skalierten innovativen Codevektors gc_k ist. Dabei ist:

$$E_v = b^2 v_T{}^t v_T = b^2 \sum_{n=0}^{N-1} v_T^2(n)$$

und

$$E_c = g^2 c_k{}^t c_k = g^2 \sum_{n=0}^{N-1} c_k^2(n)$$

[0097] Anzumerken ist, daß der Stimmfaktor r_v zwischen –1 und 1 liegt, wobei ein Wert von 1 reinen Stimmsignalen und ein Wert von –1 reinen Stimmlossignalen entspricht.

Schritt **502** (Fig. 5):

[0098] Auf der Basis von r_v wird im Verstärkungsfaktor-Glättungsrechner **228** ein Faktor λ nach der folgenden Beziehung berechnet:

$\lambda = 0{,}5\ (1 - r_v)$

[0099] Man beachte, daß der Faktor λ auf den Umfang der Stimmlosigkeit bezogen ist, d.h. λ = 0 steht für reine Stimmsegmente und λ = 1 für reine Stimmlossegmente.

Schritt **503** (Fig. 5):

[0100] In einem Stabilitätsfaktorgenerator **230** wird auf der Basis eines Abstandsmaßes, welches die Ähnlichkeit benachbarter Linearprädiktionsfilter angibt, ein Stabilitätsfaktor Θ berechnet. Es können unterschiedliche Ähnlichkeitsmaße angewandt werden. Bei dieser bevorzugten Ausführungsform werden die Linearprädiktionskoeffizienten im Immitanz-Spektralpaar quantisiert und interpoliert. Es ist daher bequem, das Abstandsmaß im Immitanz-Spektralpaar-Bereich abzuleiten. Alternativ kann die Linien-Spektralfrequenz-Darstellung des Linearprädiktionsfilters in gleicher Weise angewandt werden, um den Ähnlichkeitsabstand benachbarter Linearprädiktionsfilter zu finden. Im Stand der Technik sind auch schon andere Maße angewandt worden, wie beispielsweise das Itakura-Maß.

[0101] In einer bevorzugten Ausführungsform wird das Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaß zwischen den Immitanz-Spektralpaaren im vorliegenden Datenübertragungsblock n und dem letzten Datenübertragungsblock n – 1 in einem Stabilitätsfaktorgenerator **230** berechnet und ist durch folgende Beziehung gegeben:

$$D_s = \sum_{i=1}^{p=1} (isp_i^{(n)} - isp_i^{(n-1)})^2$$

wobei p die Ordnung des Linearprädiktionsfilters **206** ist. Man beachte, daß die ersten angewandten p-1-Immitanz-Spektralpaare Frequenzen im Bereich von 0 Hz bis 800 Hz sind.

Schritt **504** (Fig. 5):

[0102] Das Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaß wird im Verstärkungsfaktor-Glättungsrechner **228** für einen Stabilitätsfaktor Θ im Bereich von 0 bis 1 kartiert und abgeleitet durch

$\Theta = 1{,}25 - D_s/400000{,}0$

begrenzt durch $0 \leq \Theta \leq 1$.

[0103] Man beachte, daß größere Werte von Θ stabileren Signalen entsprechen.

Schritt **505** (Fig. 5):

[0104] Im Verstärkungsfaktor-Glättungsrechner **228** wird auf der Basis sowohl der Stimmhaftigkeit als auch der Stabilität ein Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktor S_m berechnet und ist gegeben durch:

$S_m = \lambda\Theta$.

[0105] Der Wert S_m nähert sich für stimmlose und stabile Signale dem Wert 1, was bei stationären Hintergrundrauschsignalen der Fall ist. Für reine Stimmsignale oder für unstabile Signale nähert sich der Wert S_m dem Wert 0.

Schritt **506** (Fig. 5):

[0106] Im Verstärkungsfaktor-Glättungsrechner **228** wird durch Vergleich des innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktors g mit einem Schwellwert, welcher durch den anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktor des letzten Unter-Datenübertragungsblockes g_{-1} gegeben ist, ein anfangsmodifizierter Verstärkungsfaktor g_0 berechnet. Wenn g größer als oder gleich g_{-1} ist, dann wird g_0 durch stufenweise Verringerung um 1,5 dB begrenzt durch $g_0 \geq g_{-1}$. Wenn g kleiner ist als g_{-1}, dann wird g_0 durch stufenweises Erhöhen von g um 1,5 dB begrenzt durch $g_0 \leq g_{-1}$. Man beachte, daß die schrittweise Erhöhung des Verstärkungsfaktors einer Multiplikation mit 1,19 entspricht. Mit anderen Worten:
wenn $g < g_{-1}$ dann $g_0 = g \times 1{,}19$ begrenzt durch $g_0 \leq g_{-1}$
und
wenn $g \geq g_{-1}$ dann $g_0 = g/1{,}19$ begrenzt durch $g_0 \geq g_{-1}$.

Schritt **507** (Fig. 5):

[0107] Schließlich wird im Verstärkungsfaktor-Glättungsrechner **228** ein geglätteter fester Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktor g_s berechnet nach der Beziehung:

$g_s = S_m \cdot g_0 + (1 - S_m) \cdot g$.

[0108] Der geglättete Verstärkungsfaktor g_s wird dann zur Skalierung des innovativen Codevektors c_k im Verstärker **232** verwendet.

[0109] Hier sei erwähnt, daß das oben beschriebene Verstärkungsfaktor-Glättungsverfahren auch bei anderen Signalen als Breitbandsignalen angewandt werden kann.

Periodische Anreicherung:

[0110] Der am Ausgang des Verstärkers **224** erzeugte skalierte Codevektor wird mittels eines frequenzabhängigen Tonhöhenverstärkers **205** bearbeitet.

[0111] Die Anreicherung der Periodizität des Erregungssignals u verbessert die Qualität für den Fall von in Sprache umgesetzten Elementen. Dies erfolgte in der Vergangenheit durch Filterung des Innovationsvektors aus dem innovativen Codeverzeichnis (fixiertes Codeverzeichnis) **218** durch ein Filter der Form $1/(1 - \varepsilon b_z - T)$, wobei ε ein Faktor unter 0,5 ist, welcher den Umfang der eingeführten Periodizität steuert. Diese technische Lösung ist im Falle von Breitbandsignalen wenig effizient, da es eine Periodizität über das gesamte Spektrum einführt. Eine neue alternative technische Lösung, welche Bestanteil der vorliegenden Erfindung ist, wird hier beschrieben, wonach die Periodizitätsanreicherung durch die Filterung des innovativen Codevektors c_k aus dem innovativen (fixierten) Codeverzeichnis durch ein Innovationsfilter **205** (F(z)) erreicht wird, dessen Frequenzverhalten die höheren Frequenzen mehr anhebt als die niederen Frequenzen. Die Koeffizienten von F(z) werden auf den Umfang der Periodizität im Erregungssignal u bezogen.

[0112] Der Fachwelt sind viele Verfahren verfügbar, um gültige Periodizitätskoeffizienten zu erhalten. Beispielsweise gibt der Wert des Verstärkungsfaktors b einen Anhaltspunkt für die Periodizität. Das heißt, wenn der Verstärkungsfaktor b nahe bei 1 liegt, ist die Periodizität des Erregungssignals u hoch, und wenn der Verstärkungsfaktor b kleiner als 0,5 ist, dann ist die Periodizität gering.

[0113] Ein anderer effizienter Weg zur Ableitung der Filterkoeffizienten F(z), welcher bei einer bevorzugten Ausführungsform angewandt wird, bezieht sich auf den Umfang des Tonhöhenbeitrages im gesamten Erregungssignal u. Dies führt zu einem Frequenzverhalten abhängig von der Periodizität der Unter-Datenübertragungsblock-Periodizität, wobei höhere Frequenzen für höhere Tonhöhen-Verstärkungsfaktoren stärker angehoben werden (stärkerer Gesamtanstieg). Das Innovationsfilter **205** hat die Wirkung einer Verminderung der Energie des innovativen Codevektors c_k bei niederen Frequenzen, wenn das Erregungssignal u periodischer ist, was die Periodizität des Erregungssignals u bei niederen Frequenzen stärker anreichert als bei hohen Frequenzen. Vorgeschlagene Formen für das Innovationsfilter **205** sind:

$$F(z) = 1 - \sigma z^{-1} \text{ oder} \quad (1)$$

$$F(z) = -\alpha z + 1 - \alpha z^{-1} \quad (2)$$

wobei σ und α periodische Faktoren sind, welche aus dem Pegel der Periodizität des Erregungssignals u abgeleitet wurden.

[0114] Die zweite Form von F(z) mit drei Termen wird bei der bevorzugten Ausführungsform angewandt. Der Periodizitätsfaktor α wird im Stimmfaktorgenerator **204** berechnet. Es können verschiedene Verfahren angewandt werden, um den Periodizitätsfaktor α aus der Periodizität des Erregungssignals u abzuleiten. Nachfolgend werden zwei Verfahren dargestellt:

Verfahren 1:

[0115] Zuerst wird im Stimmfaktorgenerator **204** das Verhältnis des Tonhöhenbeitrages zum Gesamt-Erregungssignal u nach der folgenden Beziehung berechnet

$$R_p = \frac{b^2 v_T{}' v_T}{u' u} = \frac{b^2 \sum_{n=0}^{N-1} v_T^2(n)}{\sum_{n=0}^{N-1} u^2(n)}$$

wobei v_T der Tonhöhen-Codeverzeichnisvektor, b der Tonhöhen-Verstärkungsfaktor und u das Erregungssignal ist und u am Ausgang des Addierers **219** gegeben ist durch

$$u = gc_k + bv_T$$

[0116] Anzumerken ist, daß der Term bv_T seinen Ursprung im Tonhöhen-Codeverzeichnis (adaptives Codeverzeichnis) **201** und zwar als Reaktion auf die Tonhöhenverzögerung T und den letzten Wert u, welche im Speicher **203** gespeichert sind, hat. Der Tonhöhen-Codevektor v_T aus dem Tonhöhen-Codeverzeichnis **201**

wird dann durch ein Tiefpaßfilter **202** bearbeitet, dessen Grenzfrequenz durch den Index j aus dem Demultiplexer **217** eingestellt wird. Der erhaltene Codevektor v_T wird dann durch einen Verstärker **226** mit dem Verstärkungsfaktor b aus dem Demultiplexer **217** multipliziert, um das Signal bv_T zu erhalten.

[0117] Der Faktor α wird im Stimmfaktorgenerator **204** nach

$\alpha = qRp$ begrenzt durch $\alpha < q$

berechnet, wobei q ein Faktor ist, welcher das Ausmaß der Anreicherung steuert (bei dieser bevorzugten Ausführungsform wird q auf 0,25 eingestellt).

Verfahren 2:

[0118] Ein anderes Verfahren, das bei einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung zur Berechnung des Periodizitätsfaktors α benutzt wird, wird nachfolgend diskutiert werden.

[0119] Zuerst wird im Stimmfaktorgenerator **204** ein Stimmfaktor r_v nach der Beziehung

$r_v = (E_v - E_c)/(E_v + E_c)$

berechnet, wobei E_v die Energie des skalierten Tonhöhen-Codevektors bv_T und E_c die Energie des skalierten innovativen Codevektors gc_k ist. Dabei ist:

$$E_v = b^2 v_T{}^t v_T = b^2 \sum_{n=0}^{N-1} v_T^2(n)$$

und

$$E_c = g^2 c_k{}^t c_k = g^2 \sum_{n=0}^{N-1} c_k^2(n)$$

[0120] Anzumerken ist, daß die Werte von r_v zwischen –1 und 1 liegen (1 entspricht reinen Stimmsignalen und –1 entspricht reinen Stimmlossignalen).

[0121] Bei dieser bevorzugten Ausführungsform wird der Faktor σ dann im Stimmfaktorgenerator **204** nach der Beziehung

$\sigma = 0{,}125(1 + r_v)$

berechnet, was einem Wert von 0 für rein stimmlose Signale und 0,25 für reine Stimmsignale entspricht.

[0122] In der ersten Zwei-Term-Form von F(z) kann für den Periodizitätsfaktor σ bei den obigen Verfahren 1 und 2 näherungsweise $\sigma = 2\alpha$ angesetzt werden. In einem solchen Fall wird der Periodizitätsfaktor σ im obigen Verfahren 1 wie folgt berechnet:

$\sigma = 2gRp$ begrenzt durch $\sigma < 2q$

[0123] Bei Verfahren 2 wird der Periodizitätsfaktor σ wie folgt berechnet:

$\sigma = 0{,}25\ (1 + r_v)$.

[0124] Das verbesserte Signal cf wird demzufolge durch Filterung des skalierten innovativen Codevektors gc_k durch das Innovationsfilter **205** (F(z)) berechnet.

[0125] Das verbesserte Erregungssignal u' wird durch den Addierer **220** wie folgt berechnet:

$u' = c_f + bv_T$

[0126] Anzumerken ist, daß dieser Vorgang nicht im Codierer **100** durchgeführt wird. Daher ist wesentlich, den Inhalt des Tonhöhen-Codeverzeichnisses **201** unter Verwendung des Erregungssignals u ohne Verbesserung auf den neuesten Stand zu bringen, um die Synchronität zwischen dem Codierer **100** und dem Decodierer **200** zu bewahren. Daher wird das Erregungssignal u verwendet, um den Speicher **203** des Tonhöhen-Codeverzeichnisses **201** auf den neuesten Stand zu bringen, und das verbesserte Erregungssignal u' wird am Eingang des Linearprädiktions-Synthesefilters **206** verwendet.

Synthese und Entzerrung

[0127] Das synthetisierte Signal s' wird durch Filterung des verbesserten Erregungssignals u' durch das Linearprädiktions-Synthesefilter **206** berechnet, welches die Form $1/\hat{A}(z)$ hat, wobei $\hat{A}(z)$ das interpolierte Linearprädiktionsfilter im gegenwärtigen Unter-Datenübertragungsblock ist. Wie es in der Fig. 2 zu sehen ist, werden die quantifizierten Linearprädiktionskoeffizienten $\hat{A}(z)$ vom Demultiplexer **217** auf der Leitung 225 dem Linearprädiktions-Synthesefilter **206** zugeführt, um die Parameter des Linearprädiktions-Synthesefilters **206** entsprechend einzustellen. Das Entzerrungsfilter **207** ist die Umkehrung des Anhebungsfilters **103** von Fig. 1. Die Übertragungsfunktion des Entzerrungsfilters **207** ist gegeben durch:

$$D(z) = 1/(1 - \mu z^{-1})$$

wobei μ ein Anhebungsfaktor mit einem Wert zwischen 0 und 1 ist (ein typischer Wert ist μ = 0,7). Es könnte auch ein Filter höherer Ordnung angewandt werden.

[0128] Die Vektoren werden durch das Entzerrungsfilter D(z) (Modul **207**) gefiltert, um den Vektor s_d zu erhalten, welcher durch das Hochpaßfilter **208** geleitet wird, um unerwünschte Frequenzen unter 50 Hz zu entfernen und s_h zu erhalten.

Überabtasten und Hochfrequenz-Regenerierung

[0129] Der Überabtastmodul **209** führt den umgekehrten Prozeß des Unterabtastmoduls **101** von Fig. 1 durch. Bei dieser bevorzugten Ausführungsform wandelt die Überabtastung die Abtastrate von 12,8 kHz in die ursprüngliche Abtastrate von 16 kHz um, wobei Verfahren angewandt werden, wie sie der Fachwelt wohlbekannt sind. Das überabgetastete Synthesesignal wird mit $\hat{S}$ bezeichnet. Das Signal $\hat{S}$ wird auch als das synthetisierte Breitband-Zwischensignal bezeichnet.

[0130] Das überabgetastete Synthesesignal S enthält nicht die höheren Frequenzkomponenten, welche beim Unterabtastvorgang (Modul **101** von Fig. 1) im Codierer **100** verlorengegangen sind. Dies gibt dem synthetisierten Sprachsignal eine Tiefpaß-Wahrnehmung. Um das vollständige Frequenzband des Originalsignals wiederherzustellen, wird ein Hochfrequenz-Erzeugungsvorgang beschrieben. Dieser Vorgang wird in den Modulen **210** bis **216** sowie im Addierer **221** durchgeführt und erfordert eine Eingabe vom Stimmfaktorgenerator **204** (Fig. 2).

[0131] Bei dieser neuartigen technischen Lösung werden die Hochfrequenzbestandteile erzeugt, indem der obere Teil des Spektrums mit weißem Rauschen aufgefüllt wird, welches im Erregungsbereich exakt skaliert und dann in den Sprachbereich umgewandelt wurde, vorzugsweise durch Formung unter Anwendung des gleichen Linearprädiktions-Synthesefilters, das auch zur Synthese des unterabgetasteten Signals $\hat{S}$ verwendet wurde.

[0132] Der Hochfrequenz-Erzeugungsvorgang wird nachfolgend beschrieben werden.

[0133] Der Zufallsrauschgenerator **213** erzeugt eine Sequenz weißen Rauschens w' mit einem flachen Spektrum über die gesamte Frequenzbandbreite unter Anwendung von Verfahren, welche der Fachwelt wohlbekannt sind. Die erzeugte Sequenz hat eine Länge N', welches die Länge des Unter-Datenübertragungsblockes im Originalbereich ist. Man beachte, daß N die Länge des Unter-Datenübertragungsblockes im unterabgetasteten Bereich ist. Bei dieser bevorzugten Ausführungsform entsprechen N = 64 und N' = 80 5 ms.

[0134] Die Sequenz des weißen Rauschens wird im Verstärkungsfaktor-Einstellmodul **214** exakt skaliert. Die Einstellung des Verstärkungsfaktors umfaßt die folgenden Schritte. Zuerst wird die Energie der erzeugten Rauschsequenz w' gleich der Energie des verbesserten Erregungssignals u' eingestellt, wobei die Berechnung in einem Energieberechnungsmodul **210** erfolgt und die resultierende skalierte Rauschsequenz ist gegeben durch:

$$n = 0, \ldots, N' - 1 \qquad w(n) = w'(n)\sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} u'^2(n)}{\sum_{n=0}^{N'-1} w'^2(n)}}$$

[0135] Der zweite Schritt beim Skalieren des Verstärkungsfaktors besteht darin, die Hochfrequenzanteile des synthetisierten Signals am Ausgang des Stimmfaktorgenerators **204** in Betracht zu ziehen und somit die Energie des erzeugten Rauschens im Falle von Stimmsegmenten (wo im Vergleich zu stimmlosen Segmenten weniger Energie bei hohen Frequenzen vorliegt) zu reduzieren. Bei dieser bevorzugten Ausführungsform wird die Messung des Gehaltes an hohen Frequenzen durch Messung des Anstieges des Synthesesignals durch einen Spektral-Neigungsrechner **212** und entsprechende Reduzierung der Energie realisiert. Andere Meßverfahren, wie beispielsweise Null-Schnitt-Messungen, können gleichfalls angewandt werden. Wenn die Neigung sehr stark ist, was Stimmsegmenten entspricht, wird die Rauschenergie weiter reduziert. Der Neigungsfaktor wird im Modul **212** als der erste Korrelationskoeffizient des Synthesesignals s_h berechnet und ist gegeben durch:

$$Neigung = \frac{\sum_{n=1}^{N-1} s_h(n)s_h(n-1)}{\sum_{n=0}^{N-1} s_h^2(n)}$$

unter der Bedingung, daß die Neigung ≥ 0 und ≥ r_v ist, wobei der Stimmfaktor r_v gegeben ist durch:

$r_v = (E_v - E_c)/(E_v + E_c)$

wobei E_v die Energie des skalierten Tonhöhen-Codevektors bv_T und E_c die Energie des skalierten innovativen Codevektors gc_k ist, wie es bereits früher beschrieben wurde. Der Stimmfaktor r_v ist in den allermeisten Fällen kleiner als die Neigung, aber diese Bedingung wurde vorsorglich eingeführt und zwar als Vorsorge gegen Hochfrequenztöne, wo der Neigungswert negativ und der Wert von r_v hoch ist. Demzufolge reduziert diese Bedingung die Rauschenergie für solche Tonsignale.

[0136] Der Neigungswert ist gleich 0 im Falle eines flachen Spektrums und er ist gleich 1 im Falle von stark stimmhaften Signalen und schließlich ist er negativ im Falle von stimmlosen Signalen, wo bei hohen Frequenzen eine hohe Energie gegeben ist.

[0137] Es können verschiedene Verfahren angewandt werden, um den Skalierungsfaktor g_t aus dem Anteil des Hochfrequenzgehaltes abzuleiten. Bei dieser Erfindung werden zwei Verfahren angegeben, welche auf der oben beschriebenen Neigung des Signals beruhen.

Verfahren 1:

[0138] Der Skalierungsfaktor g_t wird aus der Neigung wie folgt abgeleitet:

g_t = 1 – Neigung begrenzt durch $0{,}2 \le g_t \le 1{,}0$.

[0139] Für ein stark stimmhaftes Signal, bei welchem sich die Neigung an 1 an nähert, ist g_t gleich 0,2 und für stark stimmlose Signale wird g_t zu 1,0.

Verfahren 2:

[0140] Zuerst wird der Neigungsfaktor g_t darauf beschränkt, daß er größer oder gleich Null ist, und dann wird der Skalierungsfaktor aus der Neigung abgeleitet durch:

$g_t = 10^{-0{,}6\,\text{Neigung}}$

[0141] Die im Verstärkungsfaktor-Einstellmodul **214** erzeugte skalierte Rauschfrequenz w_g ist somit gegeben durch:

$w_g = g_t w$.

[0142] Wenn die Neigung nahe Null liegt, liegt der Skalierungsfaktor g_t nahe 1, was nicht zu einer Energiereduktion führt. Wenn der Neigungswert gleich 1 ist, führt der Skalierungsfaktor g_t zu einer Reduktion der Energie des erzeugten Rauschens von 12 dB.

[0143] Nachdem das Rauschen präzise skaliert ist (w_g), wird es unter Anwendung der Spektral-Formungseinrichtung **215** in den Sprachbereich eingebracht. Bei der bevorzugten Ausführungsform wird dies durch Filtern des Rauschens w_g durch eine in der Bandbreite erweiterte Version des gleichen Linearprädiktions-Synthesefilters erreicht, wie sie im Unterabtastbereich (1/Â(z/0,8)) verwendet wurde. Die entsprechenden Koeffizienten für das in der Bandbreite erweiterte Linearprädiktionsfilter werden in der Spektral-Formungseinrichtung **215** berechnet.

[0144] Die gefilterte skalierte Rauschsequenz w_f wird dann zur Wiedereinspeicherung im Bandpaßfilter **216** auf den erforderlichen Frequenzbereich gefiltert. Bei der bevorzugten Ausführungsform schränkt das Bandpaßfilter **21b** die Rauschsequenz auf den Frequenzberich von 5,6 kHz bis 7,2 kHz ein. Die resultierende bandpaßgefilterte Rauschsequenz z wird im Addierer **221** mit dem überabgetasteten synthetisierten Sprachsignal s' addiert, um am Ausgang **223** das endgültige rekonstruierte Sprachsignal zu erhalten

[0145] Wenn auch die vorliegende Erfindung oben beispielhaft an einer bevorzugten Ausführungsform derselben beschrieben wurde, kann die Ausführungsform, wenn man es will, innerhalb des Schutzumfanges der beigefügten Ansprüche modifiziert werden. Wenn auch die bevorzugte Ausführungsform unter Bezugnahme auf Breitband-Sprachsignale diskutiert wird, dürfte es für den Fachmann klar sein, daß der Erfindungsgegenstand sich auch auf andere Ausführungsformen richtet, welche Breitbandsignale im allgemeinen anwenden und daß er nicht zwangsläufig auf Sprachanwendungen begrenzt ist.

Patentansprüche

1. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor während der Decodierung eines codierten Breitbandsignals aus einem Satz von Signalcodierungsparametern, wobei das Verfahren umfaßt:
Finden eines Codevektors (c_k) und eines Verstärkungsfaktors (g) in bezug auf mindestens einen ersten (k) und mindestens einen zweiten (g) Signalcodierungsparameter dieses Satzes;
Berechnen (**501**, **502**) eines ersten Faktors (r_v, λ), welcher repräsentativ für Grad der Stimmhaftigkeit im Breitbandsignal ist, als Reaktion auf mindestens einen dritten Signalcodierungsparameter (b, v_T) dieses Satzes;
Berechnen (**503**, **504**) eines zweiten Faktors (Θ), welcher repräsentativ für einen Stabilitätsgrad des Breitbandsignals ist, als Reaktion auf mindestens einen vierten Signalcodierungsparameter (LP) dieses Satzes;
Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors (g_s) unter Anwendung einer nichtlinearen Operation in bezug auf den ersten und zweiten Faktor (r_v, λ; Θ) und Anwendung auf den gefundenen Verstärkungsfaktor (g) und Verstärken des gefundenen Codevektors (c_K) mit dem geglätteten Verstärkungsfaktor (g_s), um dadurch den Codevektor mit geglättetem Verstärkungsfaktor zu erzeugen.

2. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem:
das Finden eines Codevektors das Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und
das Finden eines Verstärkungsfaktors das Finden eines innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktors umfaßt.

3. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem:
das Finden eines Codevektors das Finden eines Codevektors in einem Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und
der mindestens eine erste Signalcodierungsparameter einen innovativen Codeverzeichnisindex umfaßt.

4. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem:
das Finden eines Codevektors das Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und
der mindestens eine dritte Signalcodierungsparameter die folgenden Parameter umfaßt:

einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tonhöhen-Verstärkungsfaktoren;
eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhen-Vezögerung;
einen Index j eines Tiefpaßfilters, welcher während der Codierung des Breitbandsignals ausgewählt wurde und auf einen während der Codierung des berechneten Tonhöhen-Codevektor angewandt wird und
einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten innovativen Codeverzeichnisindex.

5. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem der mindestens eine vierte Signalcodierungsparameter Koeffizienten eines während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Linearprädiktionsfilters umfaßt.

6. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem:
das Finden eines Codevektors das Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf einen Index k des innovativen Codeverzeichnisses umfaßt, wobei der Index k den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter bildet und
das Berechnen eines ersten Faktors das Berechnen eines Stimmfaktors r_v nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$r_v = (E_v - E_c)/(E_v + E_c)$$

wobei:
– E_v die Energie eines skalierten adaptiven Codevektors bv_T ist;
– E_c die Energie eines skalierten innovativen Codevektors gc_k ist;
– b ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Tonhöhen-Verstärkungsfaktor ist;
– T eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhenverzögerung ist;
– v_T ein adaptiver Codeverzeichnisvektor bei der Tonhöhenverzögerung T ist;
– g ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter innovativer Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktor ist;
– k ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Index des innovativen Codeverzeichnisses ist und
– c_K der innovative Codevektor des innovativen Codeverzeichnisses beim Index k ist.

7. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 6, bei welchem der Stimmfaktor r_v einen Wert zwischen –1 und 1 hat, wobei der Wert 1 einem reinen Stimmsignal und der Wert –1 einem reinen Stimmlossignal entspricht.

8. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 7, bei welchem das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines Faktors λ unter Anwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\lambda = 0{,}5(1 - r_v).$$

9. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 6, bei welchem ein Faktor λ = 0 ein reines Stimmsignal und ein Faktor λ = 1 ein reines Stimmlossignal anzeigt.

10. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem das Berechnen eines zweiten Faktors das Bestimmen eines Abstandsmaßes umfaßt, welches die Ähnlichkeit zwischen benachbarten, aufeinanderfolgenden, während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Linearprädiktionsfilter angibt.

11. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 10, bei welchem:
das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie während der Codierung und der Decodierung in Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und
das Bestimmen eines Abstandsmaßes das Berechnen eines Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes zwischen den Immitanz-Spektralpaaren in einem vorliegenden Datenübertragungsblock n des Breitbandsignals und den Immitanz-Spektralpaaren des letzten Datenübertragungsblockes n – 1 des Breitbandsignals nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

wobei p die Ordnung des Linearprädiktionsfilters ist.

12. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 11, bei welchem das Berechnen eines zweiten Faktors die Kartierung des Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes D_S zu diesem zweiten Faktor Θ nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$\Theta = 1{,}25 - D_s/400000{,}0$

begrenzt durch $0 \leq \Theta \leq 1$.

13. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors S_m auf der Basis sowohl des ersten Faktors λ als auch des zweiten Faktors Θ nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$S_m = \lambda\Theta$.

14. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 13, bei welchem der Faktor S_m einen Wert hat, welcher sich für ein stimmloses und stabiles Breitbandsignal an den Wert 1 und für ein reines Stimm- oder unstabiles Breitbandsignal an den Wert 0 annähert.

15. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem:
das Finden eines Codevektors das Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt;
das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie bei der Codierung und Decodierung nach Datenübertragungsblöcken und Unter-Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und
das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors g_0 durch Vergleichen des gefundenen Verstärkungsfaktors g, der während der Codierung des Breitbandsignals berechnet wurde, mit einem Schwellwert umfaßt, welcher durch den anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktor vom letzten Unter-Datenübertragungsblock g_{-1} wie folgt gegeben ist:
wenn $g < g_{-1}$ dann $g_0 = g \times 1{,}19$ begrenzt durch $g_0 \leq g_{-1}$
und
wenn $g \geq g_{-1}$ dann $g_0 = g/1{,}19$ begrenzt durch $g_0 \geq g_{-1}$.

16. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 1, bei welchem das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors g_0 durch Vergleich des gefundenen Verstärkungsfaktors g mit einem Schwellwert umfaßt.

17. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 16, bei welchem:
das Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors S_m auf der Basis sowohl des ersten Faktors λ als auch des zweiten Faktors Θ nach der folgenden Beziehung:

$S_m = \lambda\Theta$

sowie das Bestimmen des geglätteten Verstärkungsfaktors g_s nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$g_s = S_m \cdot g_0 + (1 - S_m) \cdot g$.

18. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor während der Decodierung eines codierten Signals aus einem Satz von Signalcodierungsparametern, wobei das Signal ein stationäres Hintergrundrauschen enthält und das Verfahren umfaßt:
Finden eines Codevektors (c_k) und eines Verstärkungsfaktors (g) in bezug auf mindestens einen ersten (k) und mindestens einen zweiten (g) Signalcodierungsparameter dieses Satzes;
Berechnen mindestens eines Faktors (r_v, λ; Θ), welcher kennzeichnend für den Pegel des stationären Hinter-

grundrauschens in dem Signal ist, als Reaktion auf mindestens einen dritten Signalcodierungsparameter (b, v_T; LP) dieses Satzes;
Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors (g_s) unter Anwendung einer nichtlinearen Operation in bezug auf den für den Rauschpegel kennzeichnenden Faktor (r_v, λ; Θ) und Anwendung auf den gefundenen Verstärkungsfaktor (g) und
Verstärken des gefundenen Codevektors (c_k) mit dem geglätteten Verstärkungsfaktor (g_s), um dadurch den Codevektor mit geglätteten Verstärkungsfaktor zu erzeugen.

19. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch **18**, bei welchem der mindestens eine für einen Pegel des stationären Hintergrundrauschens kennzeichnende Faktor ein Faktor (r_v, λ) ist, welcher repräsentativ für einen Grad der Stimmhaftigkeit im Signal ist.

20. Verfahren zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 18, bei welchem der mindestens eine für einen Pegel des stationären Hintergrundrauschens kennzeichnende Faktor ein Faktor (Θ) ist, welcher repräsentativ für einen Stabilitätsgrad des Signals ist.

21. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor während der Decodierung eines codierten Breitbandsignals aus einem Satz von Signalcodierungsparametern, wobei diese Vorrichtung umfaßt:
einen Einrichtung zum Finden eines Codevektors (c_k) und eines Verstärkungsfaktors (g) in bezug auf mindestens einen ersten (k) und mindestens einen zweiten (g) Signalcodierungsparameter dieses Satzes;
eine Einrichtung zum Berechnen (**501**, **502**) eines ersten Faktors (r_v, λ), welcher repräsentativ für einen Grad der Stimmhaftigkeit im Breitbandsignal ist, als Reaktion auf mindestens einen dritten Signalcodierungsparameter (b, v_T) dieses Satzes;
eine Einrichtung zum Berechnen (**503**, **504**) eines zweiten Faktors (Θ), welcher repräsentativ für einen Stabilitätsgrad des Breitbandsignals ist, als Reaktion auf mindestens einen vierten Signalcodierungsparameter (LP) dieses Satzes;
eine Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors (g_s) unter Anwendung einer nichtlinearen Operation in bezug auf den ersten und zweiten Faktor (r_v, λ; Θ) und Anwendung auf den gefundenen Verstärkungsfaktor (g) und
eine Einrichtung zum Verstärken des gefundenen Codevektors (c_k) mit dem geglätteten Verstärkungsfaktor (g_s), um dadurch den Codevektor mit geglättetem Verstärkungsfaktor zu erzeugen.

22. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors umfaßt: eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter und
eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktors.

23. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines Codevektors in einem Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und
der mindestens eine erste Signalcodierungsparameter einen innovativen Codeverzeichnisindex umfaßt.

24. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und
der mindestens eine dritte Signalcodierungsparameter die folgenden Parameter umfaßt:
einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tonhöhen- Verstärkungsfaktor;
eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhen- Verzögerung;
einen Index j eines Tiefpaßfilters, welcher während der Codierung des Breitbandsignals ausgewählt wurde und auf einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tonhöhen-Codevektor angewandt wird und
einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten innovativen Codeverzeichnisindex.

25. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher der mindestens eine vierte Signalcodierungsparameter Koeffizienten eines während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Linearprädiktionsfilters umfaßt.

26. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf einen Index k des innovativen Codeverzeichnisses umfaßt, wobei der Index k den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter bildet und
die Einrichtung zum Berechnen eines ersten Faktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Stimmfaktors r_v nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$r_v = (E_v - E_c)/(E_v + E_c)$$

wobei:
– E_v die Energie eines skalierten adaptiven Codevektors bv_T ist;
– E_c die Energie eines skalierten innovativen Codevektors gc_k ist;
– b ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Tonhöhen-Verstärkungsfaktor ist;
– T eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhenverzögerung ist;
– v_T ein adaptiver Codeverzeichnisvektor bei der Tonhöhenverzögerung T ist;
– g ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktor ist;
– k ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Index des innovativen Codeverzeichnisses ist und
– c_K der innovative Codevektor des innovativen Codeverzeichnisses beim Index k ist.

27. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 26, bei welcher der Stimmfaktor r_v einen Wert zwischen –1 und 1 hat, wobei der Wert 1 einem reinen Stimmsignal und der Wert –1 einem reinen Stimmlossignal entspricht.

28. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 27, bei welcher die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Faktors λ unter Anwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\lambda = 0{,}5(1 - r_v).$$

29. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 28, bei welcher ein Faktor λ = 0 ein reines Stimmsignal und ein Faktor λ = 1 ein reines Stimmlossignal anzeigt.

30. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher die Einrichtung zum Berechnen eines zweiten Faktors eine Einrichtung zum Bestimmen eines Abstandsmaßes umfaßt, welches die Ähnlichkeit zwischen benachbarten, aufeinanderfolgenden, während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Linearprädiktionsfilter angibt.

31. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 30, bei welcher:
das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie während der Codierung und der Decodierung in Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und
die Einrichtung zum Bestimmen eines Abstandsmaßes eine Einrichtung zum Berechnen eines Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes zwischen den Immitanz-Spektralpaaren in einem vorliegenden Datenübertragungsblock n des Breitbandsignals und den Immitanz-Spektralpaaren des letzten Datenübertragungsblockes n – 1 des Breitbandsignals nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

wobei p die Ordnung des Linearprädiktionsfilters ist.

32. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 31,

bei welcher die Einrichtung zum Berechnen eines zweiten Faktors eine Einrichtung zur Kartierung des Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes D_s zu diesem zweiten Faktor Θ nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$\Theta = 1{,}25 - D_s/400000{,}0$

begrenzt durch $0 \leq \Theta \leq 1$.

33. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors S_m auf der Basis sowohl des ersten Faktors λ als auch des zweiten Faktors Θ nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$S_m = \lambda\Theta$.

34. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 33, bei welcher der Faktor S_m einen Wert hat, welcher sich für ein stimmloses und stabiles Breitbandsignal an einen Wert 1 und für ein reines Stimm- oder unstabiles Breitbandsignal an einen Wert 0 annähert.

35. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt;
das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie bei der Codierung und Decodierung nach Datenübertragungsblöcken und Unter-Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und
die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors g_0 umfaßt, wobei diese Einrichtung zum Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Vergleichen des gefundenen Verstärkungsfaktors g, der während der Codierung des Breitbandsignals berechnet wurde, mit einem Schwellwert umfaßt, welcher durch den anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktor vom letzten Unter-Datenübertragungsblock g_{-1} wie folgt gegeben ist:
wenn $g < g_{-1}$ dann $g_0 = g \times 1{,}19$ begrenzt durch $g_0 \leq g_{-1}$
und
wenn $g \geq g_{-1}$ dann $g_0 = g/1{,}19$ begrenzt durch $g_0 \geq g_{-1}$.

36. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 21, bei welcher die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors g_0 durch Vergleich des gefundenen Verstärkungsfaktors g mit einem Schwellwert umfaßt.

37. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 36, bei welcher:
die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors S_m auf der Basis sowohl des ersten Faktors λ als auch des zweiten Faktors Θ nach der folgenden Beziehung:

$S_m = \lambda\Theta$

sowie eine Einrichtung zum Bestimmen des geglätteten Verstärkungsfaktors g_s nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$g_s = S_m \cdot g_0 + (1 - S_m) \cdot g$.

38. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor während der Decodierung eines codierten Signals aus einem Satz von Signalcodierungsparametern, wobei das Signal ein stationäres Hintergrundrauschen enthält und die Vorrichtung umfaßt:
eine Einrichtung zum Finden eines Codevektors (c_k) und eines Verstärkungsfaktors (g) in bezug auf mindestens einen ersten (k) und mindestens einen zweiten (g) Signalcodierungsparameter dieses Satzes;
eine Einrichtung zum Berechnen mindestens eines Faktors (r_v, λ; Θ), welcher kennzeichnend für den Pegel des stationären Hintergrundrauschens in dem Signal als Reaktion auf mindestens einen dritten Signalcodie-

rungsparameter (b, v_T; LP) dieses Satzes ist;
eine Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors (g_s) unter Anwendung einer nichtlinearen Operation in bezug auf den für den Rauschpegel kennzeichnenden Faktor (r_v, λ; Θ) und Anwendung auf den gefundenen Verstärkungsfaktor (g) und
eine Einrichtung zum Verstärken des gefundenen Codevektors (c_k) mit dem geglätteten Verstärkungsfaktor (g_s), um dadurch den Codevektor mit geglättetem Verstärkungsfaktor zu erzeugen.

39. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 38, bei welcher der mindestens eine für einen Pegel des stationären Hintergrundrauschens kennzeichnende Faktor ein Faktor (r_v, λ) ist, welcher repräsentativ für einen Grad der Stimmhaftigkeit im Signal ist.

40. Vorrichtung zum Erzeugen eines Codevektors mit geglättetem Verstärkungsfaktor nach Anspruch 38, bei welcher der mindestens eine für einen Pegel des stationären Hintergrundrauschens kennzeichnende Faktor ein Faktor (Θ) ist, welcher repräsentativ für einen Stabilitätsgrad des Signals ist.

41. Zellulares Kommunikationssystem für den Service in einem geographischen Bereich, welcher in eine Vielzahl von Zellen unterteilt ist, umfassend:
mobile Sender-/Empflängereinheiten;
entsprechend in den Zellen befindliche Zellularbasisstationen;
eine Einrichtung zum Steuern der Kommunikation zwischen den Zellularbasisstationen;
ein drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem zwischen jeder in einer Zelle befindlichen mobilen Einheit und der Zellularbasisstation dieser Zelle, wobei das drahtlose Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem sowohl in der mobilen Einheit als auch in der Zellularbasisstaion (a) einen Sender mit einem Decodierer zur Codierung eines Breitbandsignals und eine Einrichtung zum Senden des codierten Breitbandsignals sowie (b) einen Empfänger mit einer Einrichtung zum Empfang eines gesendeten codierten Breitbandsignals und einen Decodierer zum Decodieren des empfangenen codierten Breitbandsignals umfaßt;
in welchem der Decodierer eine Einrichtung zum Decodieren des empfangenen codierten Breitbandsignals als Reaktion auf einen Satz Signalcodierungsparameter umfaßt und in welchem die Breitbandsignal-Decodierungseinrichtung eine Vorrichtung nach Anspruch 21 umfaßt; um bei der Decodierung des codierten Breitbandsignals aus dem Satz von Signalcodierungsparametern einen Codevektor mit geglättetem Verstärkungsfaktor zu erzeugen.

42. Zellulares Kommunikationssystem nach Anspruch 41, bei welchem die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors umfaßt:
eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter und
eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktors.

43. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines Codevektors in einem Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und
der mindestens eine erste Signalcodierungsparameter einen innovativen Codeverzeichnisindex umfaßt.

44. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und
der mindestens eine zweite Signalcodierungsparameter die folgenden Parameter umfaßt:
einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tonhöhen-Verstärkungsfaktor;
eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhen-Verzögerungen;
einen Index j eines Tiefpaßfilters, welcher während der Codierung des Breitbandsignals ausgewählt wurde und auf einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tonhöhen-Codevektor angewandt wird und
einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten innovativen Codeverzeichnisindex

45. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem der mindestens eine vierte Signalcodierungsparameter Koeffizienten eines während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Linearprädiktionsfilters umfaßt.

46. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf einen Index k des innovativen Codeverzeichnisses umfaßt, wobei der Index k den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter bildet und
die Einrichtung zum Berechnen eines ersten Faktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Stimmfaktors r_v nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$r_v = (E_v - E_c)/(E_v + E_c)$

wobei:
– E_v die Energie eines skalierten adaptiven Codevektors bv_T ist;
– E_c die Energie eines skalierten innovativen Codevektors gc_k ist;
– b ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Tonhöhen- Verstärkungsfaktor ist;
– T eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhenverzögerung ist;
– v_T ein adaptiver Codeverzeichnisvektor bei der Tonhöhenverzögerung T ist;
– g ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter innovativer Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktor ist;
– k ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Index des innovativen Codeverzeichnisses ist und
– c_K der innovative Codevektor des innovativen Codeverzeichnisses beim Index k ist.

47. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 46, bei welchem der Stimmfaktor r_v einen Wert zwischen –1 und 1 hat, wobei der Wert 1 einem reinen Stimmsignal und der Wert –1 einem reinen Stimmlossignal entspricht.

48. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 47, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Faktors λ unter Anwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$\lambda = 0{,}5(1 - r_v)$.

49. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem ein Faktor λ = 0 ein reines Stimmsignal und ein Faktor λ = 1 ein reines Stimmlossignal anzeigt.

50. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines zweiten Faktors eine Einrichtung zum Bestimmen eines Abstandsmaßes umfaßt, welches die Ähnlichkeit zwischen benachbarten, aufeinanderfolgenden, während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Linearprädiktionsfilter angibt.

51. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 40, bei welchem:
das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie während der Codierung und der Decodierung in Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und
die Einrichtung zum Bestimmen eines Abstandsmaßes eine Einrichtung zum Berechnen eines Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes zwischen den Immitanz-Spektralpaaren in einem vorliegenden Datenübertragungsblock n des Breitbandsignals und den Immitanz-Spektralpaaren des letzten Datenübertragungsblockes n – 1 des Breitbandsignals nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

wobei p die Ordnung des Linearprädiktionsfilters ist.

52. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 51, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines zweiten Faktors eine Einrichtung zur Kartierung des Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes D_s zu diesem zweiten Faktor Θ nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$\Theta = 1{,}25 - D_s/400000{,}0$

begrenzt durch $0 \leq \Theta \leq 1$.

53. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors S_m auf der Basis sowohl des ersten Faktors λ als auch des zweiten Faktors Θ nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$S_m = \lambda\Theta$.

54. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 53, bei welchem der Faktor S_m einen Wert hat, welcher sich für ein stimmloses und stabiles Breitbandsignal an einen Wert 1 und für ein reines Stimm- oder unstabiles Breitbandsignal an einen Wert 0 annähert.

55. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt;
das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie bei der Codierung und Decodierung nach Datenübertragungsblöcken und Unter-Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und
die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors g_0 umfaßt, wobei diese Einrichtung zum Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Vergleichen des gefundenen Verstärkungsfaktors g, der während der Codierung des Breitbandsignals berechnet wurde, mit einem Schwellwert umfaßt, welcher durch den anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktor vom letzten Unter-Datenübertragungsblock g_{-1} wie folgt gegeben ist:
wenn $g < g_{-1}$ dann $g_0 = g \times 1{,}19$ begrenzt durch $g_0 \leq g_{-1}$
und
wenn $g \geq g_{-1}$ dann $g_0 = g/1{,}19$ begrenzt durch $g_0 \geq g_{-1}$

56. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 41, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors g_0 durch Vergleich des gefundenen Verstärkungsfaktors g mit einem Schwellwert umfaßt.

57. Zellulares Kommunikationssystem, nach Anspruch 56, bei welchem:
die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors S_m auf der Basis sowohl des ersten Faktors λ als auch des zweiten Faktors Θ nach der folgenden Beziehung:

$S_m = \lambda\Theta$

sowie eine Einrichtung zum Bestimmen des geglätteten Verstärkungsfaktors g_s nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$g_s = Sm \cdot g_0 + (1 - S_m) \cdot g$.

58. Netzwerkelement, welches einen Empfänger einschließlich einer Einrichtung zum Empfang eines gesendeten codierten Breitbandsignals sowie einen Decodierer zum Decodieren des empfangenen codierten Breitbandsignals umfaßt;
wobei der Decodierer eine Einrichtung umfaßt, welche auf einen Satz von Signalcodierungsparametern zum Decodieren des empfangenen Breitbandsignals reagiert und diese Breitbandsignal-Decodierungseinrichtung eine Vorrichtung nach Anspruch 21 umfaßt, um während der Decodierung des codierten Breitbandsignals aus dem Satz von Signalcodierungsparametern einen Codevektor mit geglättetem Verstärkungsfaktor zu erzeugen.

59. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors umfaßt:
eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter und
eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktors.

60. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden ei-

nes Codevektors in einem Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und
der mindestens eine erste Signalcodierungsparameter einen innovativen Codeverzeichnisindex umfaßt.

61. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und
der mindestens eine dritte Signalcodierungsparameter die folgenden Parameter umfaßt:
einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tonhöhen-Verstärkungsfaktor;
eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhen-Verzögerung;
einen Index j eines Tiefpaßfilters, welcher während der Codierung des Breitbandsignals ausgewählt wurde und auf einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tonhöhen-Codevektor angewandt wird und
einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten innovativen Codeverzeichnisindex

62. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem der mindestens eine vierte Signalcodierungsparameter Koeffizienten eines während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Linearprädiktionsfilters umfaßt.

63. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf einen Index k des innovativen Codeverzeichnisses umfaßt, wobei der Index k den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter bildet und
die Einrichtung zum Berechnen eines ersten Faktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Stimmfaktors r_v nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$r_v = (E_v - E_c)/(E_v + E_c)$$

wobei:
– E_v die Energie eines skalierten adaptiven Codevektors bv_T ist;
– E_c die Energie eines skalierten innovativen Codevektors gc_k ist;
– b ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Tonhöhen-Verstärkungsfaktor ist;
– T eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhenverzögerung ist;
– v_T ein adaptiver Codeverzeichnisvektor bei der Tonhöhenverzögerung T ist;
– g ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter innovativer Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktor ist;
– k ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Index des innovativen Codeverzeichnisses ist und
– c_K der innovative Codevektor des innovativen Codeverzeichnisses beim Index k ist.

64. Netzwerkelement nach Anspruch 63, bei welchem der Stimmfaktor r_v einen Wert zwischen –1 und 1 hat, wobei der Wert 1 einem reinen Stimmsignal und der Wert –1 einem reinen Stimmlossignal entspricht.

65. Netzwerkelement nach Anspruch 64, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Faktors λ unter Anwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\lambda = 0{,}5(1 - r_v).$$

66. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem ein Faktor λ = 0 ein reines Stimmsignal und ein Faktor λ = 1 ein reines Stimmlossignal anzeigt.

67. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines zweiten Faktors eine Einrichtung zum Bestimmen eines Abstandsmaßes umfaßt, welches die Ähnlichkeit zwischen benachbarten, aufeinanderfolgenden, während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Linearprädiktionsfilter angibt.

68. Netzwerkelement nach Anspruch 67, bei welchem

das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie während der Codierung und der Decodierung in Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und
die Einrichtung zum Bestimmen eines Abstandsmaßes eine Einrichtung zum Berechnen eines Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes zwischen den Immitanz-Spektralpaaren in einem vorliegenden Datenübertragungsblock n des Breitbandsignals und den Immitanz-Spektralpaaren des letzten Datenübertragungsblockes n – 1 des Breitbandsignals nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

wobei p die Ordnung des Linearprädiktionsfilters ist.

69. Netzwerkelement nach Anspruch 68, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines zweiten Faktors eine Einrichtung zur Kartierung des Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes D_s zu diesem zweiten Faktor Θ nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$\Theta = 1{,}25 - D_s/400000{,}0$

begrenzt durch $0 \leq \Theta \geq 1$.

70. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors S_m auf der Basis sowohl des ersten Faktors λ als auch des zweiten Faktors Θ nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$S_m = \lambda\Theta$.

71. Netzwerkelement nach Anspruch 70, bei welchem der Faktor S_m einen Wert hat, welcher sich für ein stimmloses und stabiles Breitbandsignal an einen Wert 1 und für ein reines Stimm- oder unstabiles Breitbandsignal an einen Wert 0 annähert.

72. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt;
das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie bei der Codierung und Decodierung nach Datenübertragungsblöcken und Unter-Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und
die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors g_0 umfaßt, wobei diese Einrichtung zum Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Vergleichen des gefundenen Verstärkungsfaktors g, der während der Codierung des Breitbandsignals berechnet wurde, mit einem Schwellwert umfaßt, welcher durch den anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktor vom letzten Unter-Datenübertragungsblock g_{-1} wie folgt gegeben ist:
wenn $g < g_{-1}$ dann $g_0 = g \times 1{,}19$ begrenzt durch $g_0 \leq g_{-1}$
und
wenn $g \geq g_{-1}$ dann $g_0 = g/1{,}19$ begrenzt durch $g_0 \geq g_{-1}$

73. Netzwerkelement nach Anspruch 58, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors das Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors g_0 durch Vergleich des gefundenen Verstärkungsfaktors g mit einem Schwellwert umfaßt.

74. Netzwerkelement nach Anspruch 73, bei welchem:
die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors S_m auf der Basis sowohl des ersten Faktors λ als auch des zweiten Faktors Θ nach der folgenden Beziehung:

$S_m = \lambda\Theta$

sowie eine Einrichtung zum Bestimmen des geglätteten Verstärkungsfaktors g_s nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$g_s = S_m \cdot g_0 + (1 - S_m) \cdot g$.

75. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem zwischen jedem Paar aus einer mobilen Einheit und einer Basisstation in einem Kommunikationssystem für den Service in einem geographischen Bereich, wobei das drahtlose Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem sowohl in der mobilen Einheit als auch in der Basisstation (a) einen Sender mit einem Decodierer zur Codierung eines Breitbandsignals und eine Einrichtung zum Senden des codierten Breitbandsignals sowie (b) einen Empfänger mit einer Einrichtung zum Empfang eines gesendeten codierten Breitbandsignals und einen Decodierer zum Decodieren des empfangenen codierten Breitbandsignals umfaßt;
in welchem der Decodierer eine Einrichtung zum Decodieren des empfangenen codierten Breitbandsignals als Reaktion auf einen Satz Signalcodierungsparameter umfaßt und in welchem die Breitbandsignal-Decodierungseinrichtung eine Vorrichtung nach Anspruch 21 umfaßt, um bei der Decodierung des codierten Breitbandsignals aus dem Satz von Signalcodierungsparametern einen Codevektor mit geglättetem Verstärkungsfaktor zu erzeugen.

76. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem die Einrichtung zum Finden eines Codevektors umfaßt:
eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter und
eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktors.

77. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines Codevektors in einem Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und
der mindestens eine erste Signalcodierungsparameter einen innovativen Codeverzeichnisindex umfaßt.

78. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt und
der mindestens eine dritte Signalcodierungsparameter die folgenden Parameter umfaßt:
einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tonhöhen-Verstärkungsfaktor;
eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhen-Verzögerung;
einen Index j eines Tiefpaßfilters, welcher während der Codierung des Breitbandsignals ausgewählt wurde und auf einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Tonhöhen-Codevektor angewandt wird und
einen während der Codierung des Breitbandsignals berechneten innovativen Codeverzeichnisindex.

79. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem der mindestens eine vierte Signalcodierungsparameter Koeffizienten eines während der Codierung des Breitbandsignals berechneten Linearprädiktionsfilters umfaßt.

80. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf einen Index k des innovativen Codeverzeichnisses umfaßt, wobei der Index k den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter bildet und
die Einrichtung zum Berechnen eines ersten Faktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Stimmfaktors r_v nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$r_v = (E_v - E_c)/(E_v + E_c)$

wobei:
– E_v die Energie eines skalierten adaptiven Codevektors bv_T ist;
– E_c die Energie eines skalierten innovativen Codevektors gc_k ist;
– b ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Tonhöhen Verstärkungsfaktor ist;
– T eine während der Codierung des Breitbandsignals berechnete Tonhöhenverzögerung ist;
– v_T ein adaptiver Codeverzeichnisvektor bei der Tonhöhenverzögerung T ist;
– g ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter innovativer Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktor ist;

– k ein während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Index des innovativen Codeverzeichnisses ist und
– c_K der innovative Codevektor des innovativen Codeverzeichnisses beim Index k ist.

81. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 80, bei welchem der Stimmfaktor r_v einen Wert zwischen –1 und 1 hat, wobei der Wert 1 einem reinen Stimmsignal und der Wert –1 einem reinen Stimmlossignal entspricht.

82. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 80, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Faktors λ unter Anwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$\lambda = 0{,}5(1 - r_v)$.

83. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 82, bei welchem ein Faktor λ = 0 ein reines Stimmsignal und ein Faktor λ = 1 ein reines Stimmlossignal anzeigt.

84. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines zweiten Faktors eine Einrichtung zum Bestimmen eines Abstandsmaßes umfaßt, welches die Ähnlichkeit zwischen benachbarten, aufeinanderfolgenden, während der Codierung des Breitbandsignals berechneter Linearprädiktionsfilter angibt.

85. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 84, bei welchem:
das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie während der Codierung und der Decodierung in Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und
die Einrichtung zum Bestimmen eines Abstandsmaßes eine Einrichtung zum Berechnen eines Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes zwischen den Immitanz-Spektralpaaren in einem vorliegenden Datenübertragungsblock n des Breitbandsignals und den Immitanz-Spektralpaaren des letzten Datenübertragungsblockes n – 1 des Breitbandsignals nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

wobei p die Ordnung des Linearprädiktionsfilters ist.

86. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 85, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines zweiten Faktors eine Einrichtung zur Kartierung des Immitanz-Spektralpaar-Abstandsmaßes D_s zu diesem zweiten Faktor Θ nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$\Theta = 1{,}25 - D_s/400000{,}0$

begrenzt durch $0 \leq \Theta \leq 1$.

87. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors S_m auf der Basis sowohl des ersten Faktors λ als auch des zweiten Faktors Θ nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$S_m = \lambda\Theta$.

88. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 87, bei welchem der Faktor S_m einen Wert hat, welcher sich für ein stimmloses und stabiles Breitbandsignal an einen Wert 1 und für ein reines Stimm- oder unstabiles Breitbandsignal an einen Wert 0 annähert.

89. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem:
die Einrichtung zum Finden eines Codevektors und eines Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Finden eines innovativen Codevektors in einem innovativen Codeverzeichnis in bezug auf den mindestens einen ersten Signalcodierungsparameter umfaßt;
das Breitbandsignal vor der Codierung abgetastet sowie bei der Codierung und Decodierung nach Datenübertragungsblöcken und Unter-Datenübertragungsblöcken bearbeitet wird und

die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors g_0 umfaßt, wobei diese Einrichtung zum Berechnen eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Vergleichen des gefundenen Verstärkungsfaktors g, der während der Codierung des Breitbandsignals berechnet wurde, mit einem Schwellwert umfaßt, welcher durch den anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktor vom letzten Unter-Datenübertragungsblock g_{-1} wie folgt gegeben ist:
wenn $g < g_{-1}$ dann $g_0 = g \times 1{,}19$ begrenzt durch $g_0 \leq g_{-1}$
und
wenn $g \geq g_{-1}$ dann $g_0 = g/1{,}19$ begrenzt durch $g_0 \geq g_{-1}$.

90. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 75, bei welchem die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors die Berechnung eines anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors g_0 durch Vergleich des gefundenen Verstärkungsfaktors g mit einem Schwellwert umfaßt.

91. Drahtloses Zweirichtungs-Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 90, bei welchem:
die Einrichtung zum Berechnen eines geglätteten Verstärkungsfaktors eine Einrichtung zum Berechnen eines Verstärkungsfaktor-Glättungsfaktors S_m auf der Basis sowohl des ersten Faktors λ als auch des zweiten Faktors Θ nach der folgenden Beziehung:

$$S_m = \lambda\Theta$$

sowie eine Einrichtung zum Bestimmen des geglätteten Verstärkungsfaktors g_s nach der folgenden Beziehung umfaßt:

$$g_s = S_m \cdot g_0 + (1 - S_m) \cdot g.$$

92. Mobiltelefon, das eine Vorrichtung nach Anspruch 21 einschließt.

Es folgen 5 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

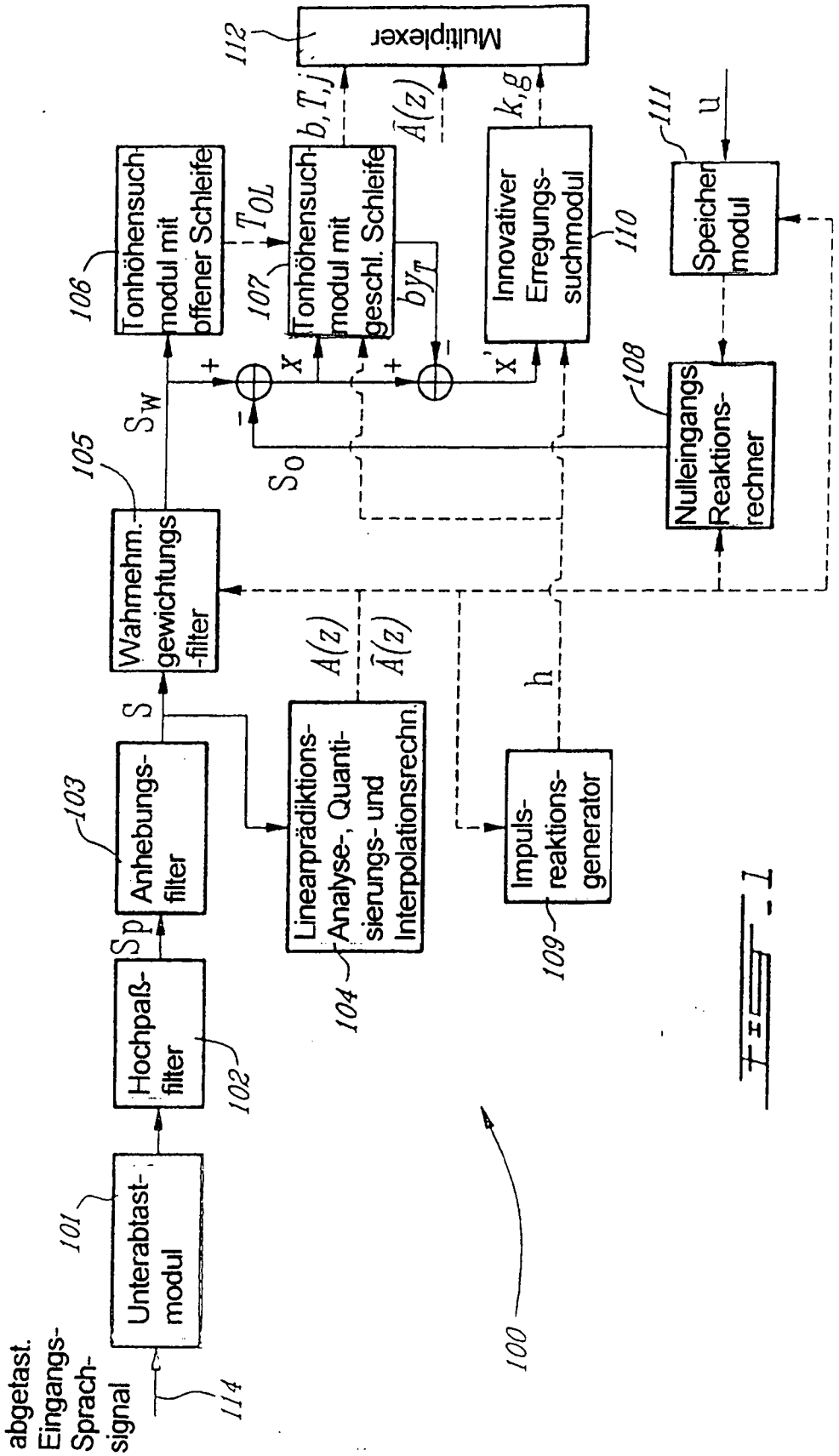

Fig. 1

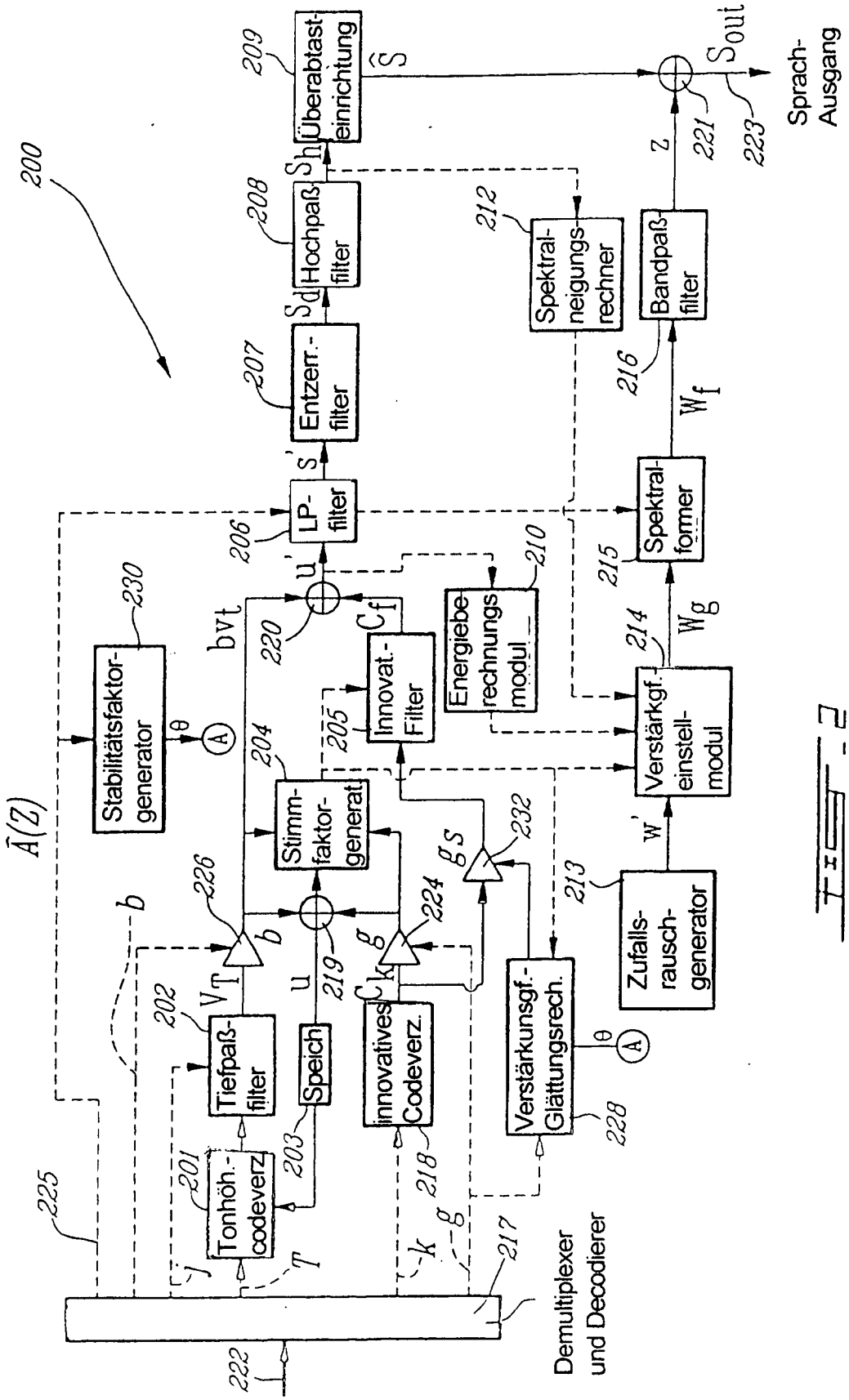
200
Überabtast-einrichtung
209
Hochpaß-filter
208
Entzerr.-filter
207
LP-filter
206
Spektral-neigungs-rechner
212
Bandpaß-filter
216
Spektral-former
215
Verstärkgf.-einstell-modul
214
Zufalls-rausch-generator
213
Verstärkungsgf.-Glättungsrech.
228
Energiebe-rechnungs-modul
210
Innovat.-Filter
205
Stimm-faktor-generat
204
Stabilitätsfaktor-generator
230
Tiefpaß-filter
202
Tonhöh.-codeverz
201
Speich
203
innovatives Codeverz.
218
Demultiplexer und Decodierer
217
Sprach-Ausgang
Sout
223
221
220
219
224
226
232
222
225
Ā(Z)

FIG. 2

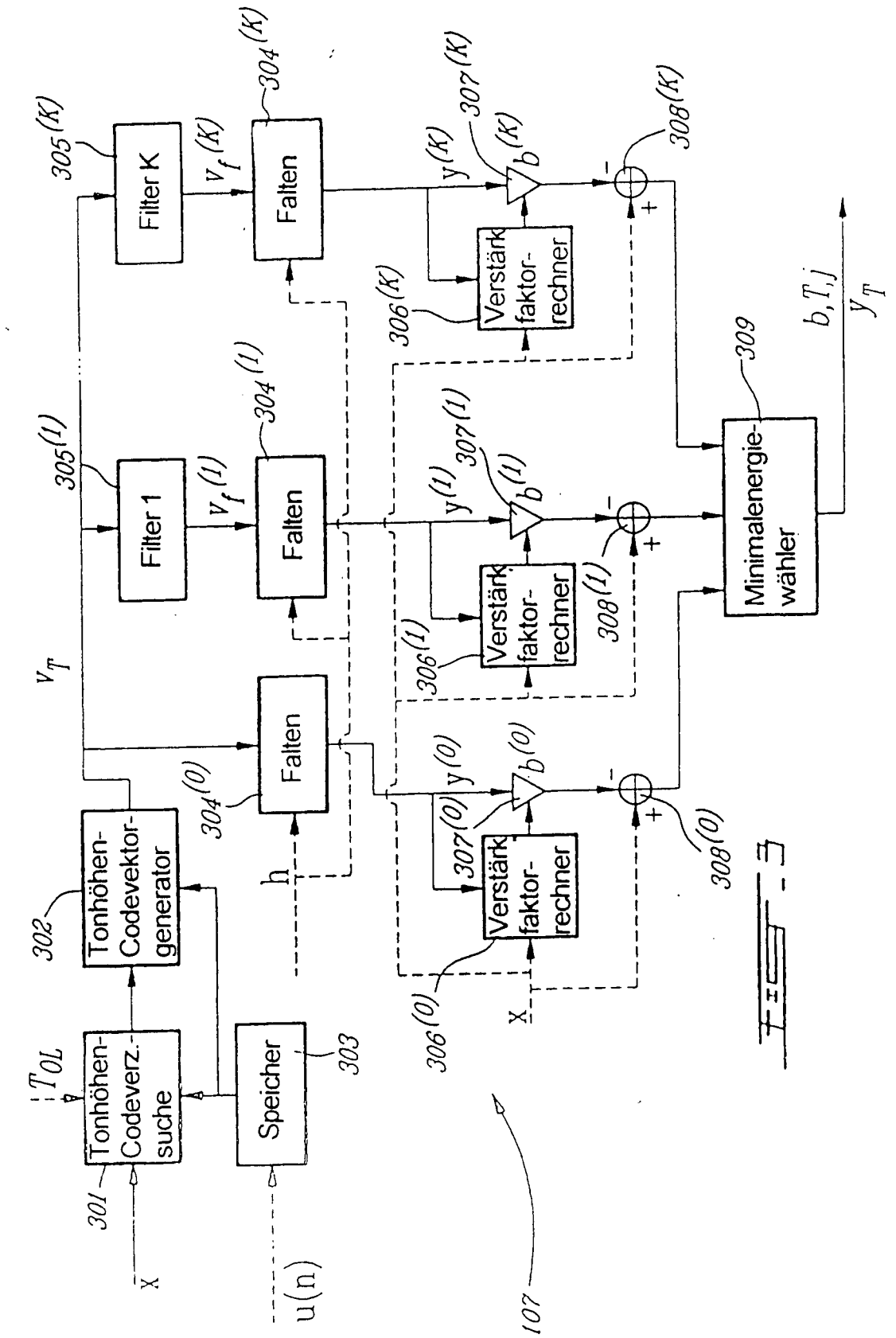
Tonhöhen-Codeverz.-suche
Tonhöhen-Codevektor-generator
Speicher
Filter K
Filter 1
Falten
Falten
Falten
Verstärk-faktor-rechner
Verstärk-faktor-rechner
Verstärk-faktor-rechner
Minimalenergie-wähler
T_{OL}
x
u(n)
h
v_T
$v_f^{(K)}$
$v_f^{(1)}$
$y^{(K)}$
$y^{(1)}$
$y^{(0)}$
$b^{(K)}$
$b^{(1)}$
$b^{(0)}$
b, T, j
y_T
301
302
303
$304^{(0)}$
$304^{(1)}$
$304^{(K)}$
$305^{(1)}$
$305^{(K)}$
$306^{(0)}$
$306^{(1)}$
$306^{(K)}$
$307^{(0)}$
$307^{(1)}$
$307^{(K)}$
$308^{(0)}$
$308^{(1)}$
$308^{(K)}$
309
107

FIG 3

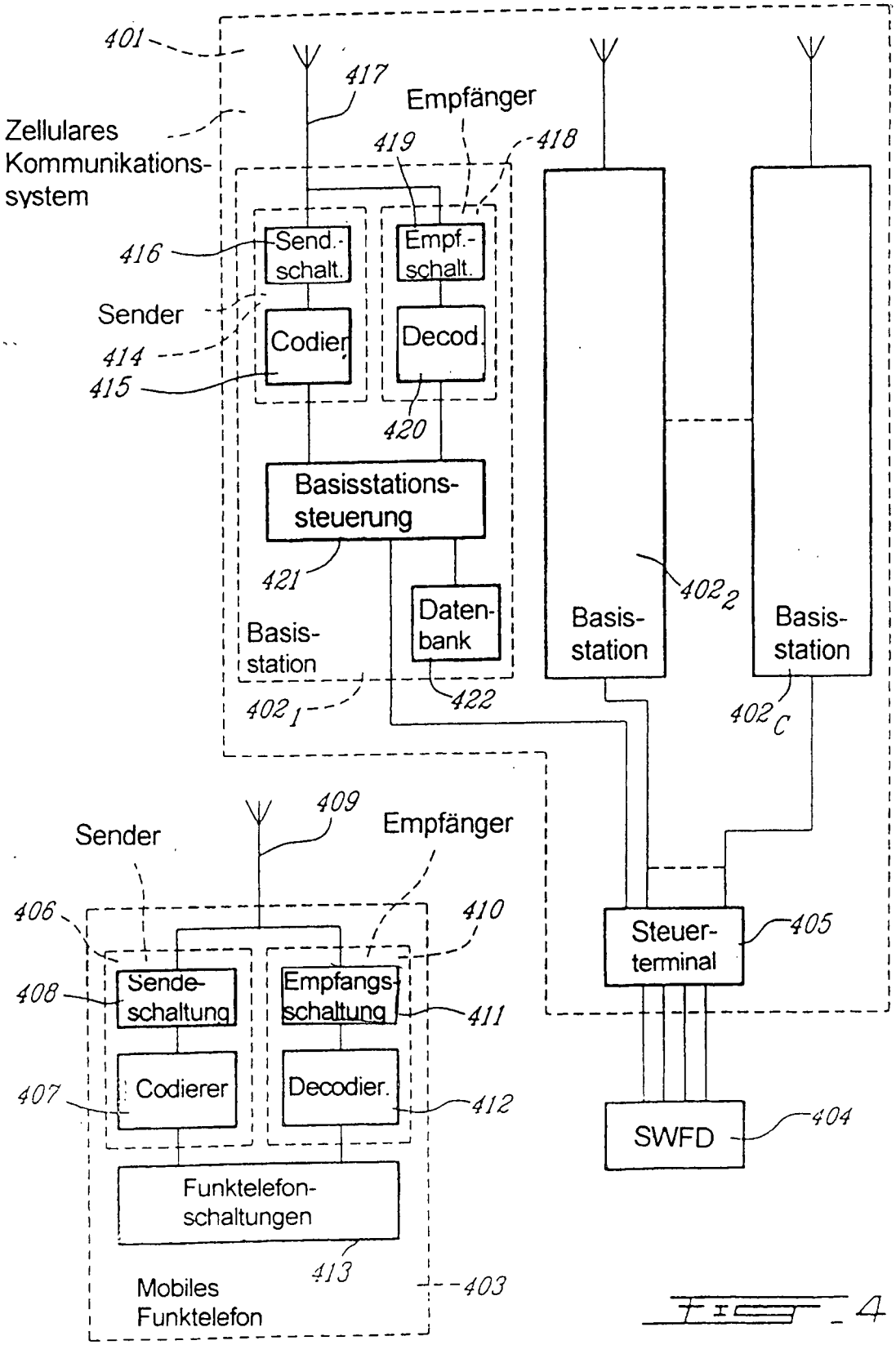
401
Zellulares Kommunikations-system
417
Empfänger
419
418
416
Send.-schalt.
Empf.-schalt.
Sender
414
415
Codier
Decod
420
Basisstations-steuerung
421
Daten-bank
Basis-station
402₁
422
Basis-station
402₂
Basis-station
402c
409
Sender
Empfänger
406
410
Steuer-terminal
405
408
Sende-schaltung
Empfangs-schaltung
411
407
Codierer
Decodier.
412
SWFD
404
Funktelefon-schaltungen
413
Mobiles Funktelefon
403

FIG. 4

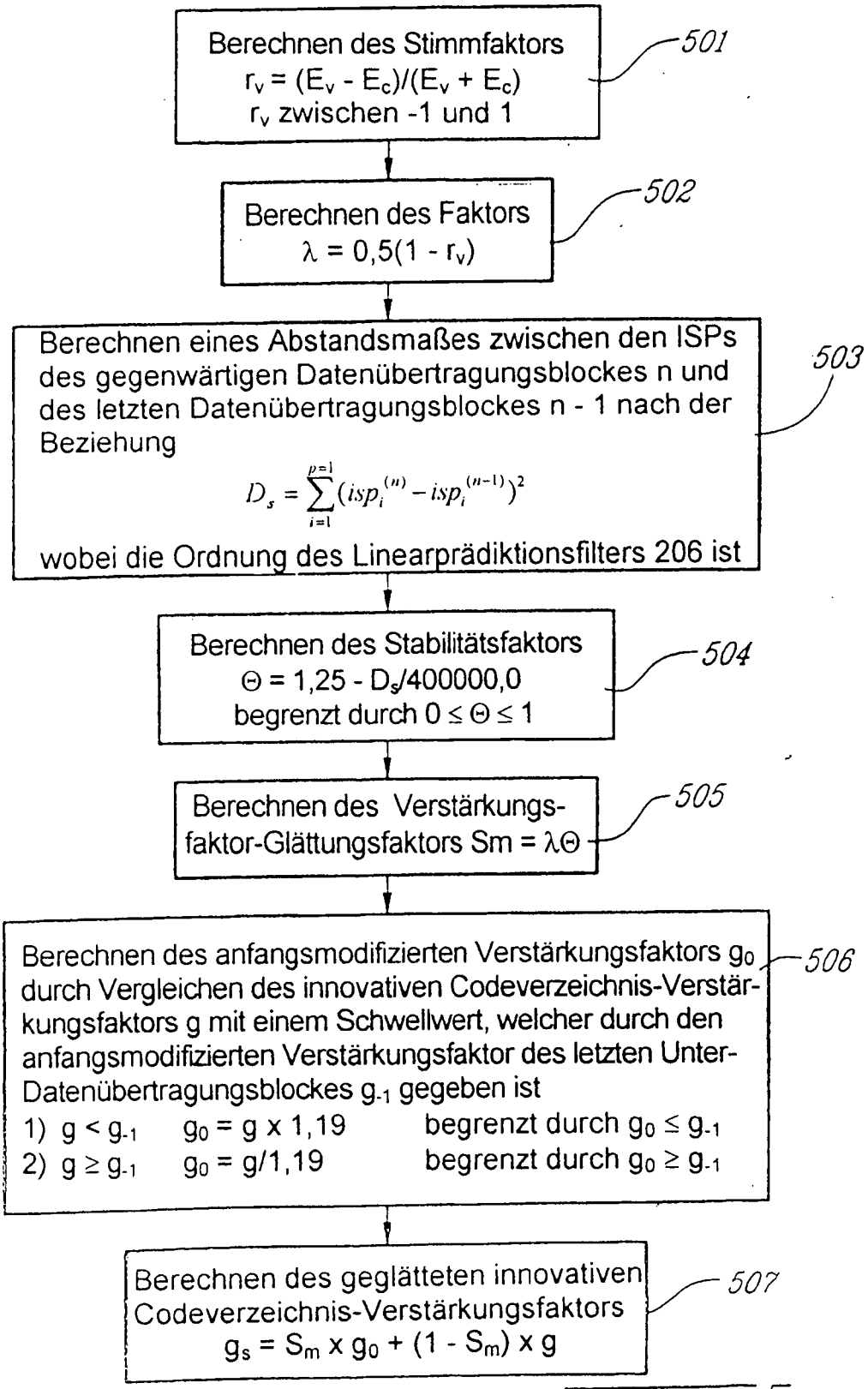
Berechnen des Stimmfaktors
$r_v = (E_v - E_c)/(E_v + E_c)$
r_v zwischen -1 und 1
501
Berechnen des Faktors
$\lambda = 0,5(1 - r_v)$
502
Berechnen eines Abstandsmaßes zwischen den ISPs des gegenwärtigen Datenübertragungsblockes n und des letzten Datenübertragungsblockes n - 1 nach der Beziehung
$D_s = \sum_{i=1}^{p=1} (isp_i^{(n)} - isp_i^{(n-1)})^2$
wobei die Ordnung des Linearprädiktionsfilters 206 ist
503
Berechnen des Stabilitätsfaktors
$\Theta = 1,25 - D_s/400000,0$
begrenzt durch $0 \leq \Theta \leq 1$
504
Berechnen des Verstärkungs-faktor-Glättungsfaktors $Sm = \lambda\Theta$
505
Berechnen des anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktors g_0 durch Vergleichen des innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktors g mit einem Schwellwert, welcher durch den anfangsmodifizierten Verstärkungsfaktor des letzten Unter-Datenübertragungsblockes g_{-1} gegeben ist
1) $g < g_{-1}$ $g_0 = g \times 1,19$ begrenzt durch $g_0 \leq g_{-1}$
2) $g \geq g_{-1}$ $g_0 = g/1,19$ begrenzt durch $g_0 \geq g_{-1}$
506
Berechnen des geglätteten innovativen Codeverzeichnis-Verstärkungsfaktors
$g_s = S_m \times g_0 + (1 - S_m) \times g$
507

FIG. 5