



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 699 10 240 T2 2004.06.24**

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 125 284 B1**

(51) Int Cl.⁷: **G10L 21/02**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **699 10 240.5**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/CA99/00990**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **99 952 183.4**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 00/25305**

(86) PCT-Anmeldetag: **27.10.1999**

(87) Veröffentlichungstag
der PCT-Anmeldung: **04.05.2000**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **22.08.2001**

(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **06.08.2003**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **24.06.2004**

(30) Unionspriorität:
2252170 27.10.1998 CA

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

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

(72) Erfinder:
**BESSETTE, Bruno, Rock Forest, CA; SALAMI,
Redwan, Sherbrooke, CA; LEFEBVRE, Roch,
Canton de Magog, CA**

(74) Vertreter:
König & Köster Patentanwälte, 80469 München

(54) Bezeichnung: **VORRICHTUNG UND VERFAHREN ZUR WIEDERHERSTELLUNG DES HOCHFREQUENZAN-
TEILS EINES ÜBERABGETASTETEN SYNTHETISIERTEN BREITBANDSIGNALS**

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. Gebiet der Erfindung:

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Vorrichtung zur Wiederherstellung eines Hochfrequenzanteils eines vorher abwärts abgetasteten Breitbandsignals und zur Einspeisung dieses Hochfrequenzanteils in eine überabgetastete synthetisierte Version des abwärts abgetasteten Breitbandsignals, um ein syntetisiertes Breitbandsignal mit vollem Spektrum zu erzeugen.

2. Kurze Beschreibung des Standes der Technik

[0002] Die Nachfrage nach effizienten digitalen Sprach/Ton-Breitbandcodiertechniken mit einem guten Kompromiß in der subjektiven Qualität/Bitrate nimmt für zahlreiche Anwendungen, wie z. B. Audio/Video-Konferenz-, Multimedia- und Rundfunkanwendungen sowie auch Internet- und Paketnetzanwendungen, zu. Bis vor kurzem wurden im Bereich von 200–3400 Hz gefilterte Telefonbandbreiten hauptsächlich bei Sprachcodieranwendungen benutzt. Es besteht jedoch ein zunehmender Bedarf an Breitbandsprachanwendungen, um die Verständlichkeit und Natürlichkeit der Sprachsignale zu erhöhen. Eine Bandbreite im Bereich von 50–7000 Hz hat sich als ausreichend für die Übermittlung einer Face-to-Face-Sprachqualität herausgestellt. Für Audiosignale gibt dieser Bereich eine akzeptable Audioqualität, aber noch geringer als die CD-Qualität, die im Bereich 20–20000 Hz wirksam ist.

[0003] Ein Sprachcodierer wandelt ein Sprachsignal in einen digitalen Bitfluß um, der über einen Kommunikationskanal gesendet (oder in einem Speichermedium gespeichert) wird. Das Sprachsignal wird digitalisiert (gewöhnlich mit 16 Bit pro Abtastung abgetastet und quantisiert) und der Sprachcodierer hat die Rolle, diese digitalen Abtastwerte mit einer kleineren Bitzahl darzustellen, während eine gute subjektive Sprachqualität beibehalten wird. Der Sprachdecodierer oder -synthetisierer ist auf dem gesendeten oder gespeicherten Bitstrom wirksam und wandelt ihn wieder in ein Schallsignal um.

[0004] Im Stand der Technik offenbart das Dokument US-A-5 455 888 eine Methode der Sprachbandbreitenausdehnung unter Verwendung einer LPC-Analyse.

[0005] Eine der besten Techniken des Standes der Technik, mit der ein guter Kompromiß in der Qualität/Bitrate erzielbar ist, ist die sogenannte Code-Excited-Linear-Prediction (CELP)-Technik. Gemäß dieser Technik wird das abgetastete Sprachsignal in aufeinanderfolgenden Blöcken von L Abtastungen verarbeitet, die gewöhnlich als Rahmen bezeichnet werden, wobei L irgendeine vorbestimmte Zahl (entsprechend 10–30 ms Sprache) ist. In CELP wird ein lineares Prädiktions (LP)-Synthesefilter berechnet und jeden Rahmen gesendet. Der L-Abtastungsrahmen wird dann in kleinere Blöcke unterteilt, sogenannte Unterrahmen mit der Größe von N Abtastwerten, wobei $L = kN$ und k die Unterrahmenseitezahl in einem Rahmen ist (N entspricht gewöhnlich 4–10 ms Sprache). In jedem Unterrahmen wird ein Anregungssignal bestimmt, das gewöhnlich aus zwei Komponenten besteht: einer aus der letzten Anregung (auch bezeichnet als Tonhöhenbeitrag oder adaptives Codebuch) und die andere aus einem innovativen Codebuch (auch bezeichnet als festes Codebuch). Dieses Anregungssignal wird gesendet und beim Decodierer als die Eingabe des LP-Synthesefilters verwendet, um die synthetisierte Sprache zu erhalten.

[0006] Im Zusammenhang mit CELP ist ein innovatives Codebuch ein indizierter Satz von N-Abtastungen langen Sequenzen, auf die als N-dimensionale Codevektoren Bezug genommen wird. Jede Codebuchsequenz wird durch eine ganze Zahl k indiziert, die im Bereich von 1 bis M liegt, wobei M die Größe des Codebuchs darstellt, häufig ausgedrückt als eine Bitzahl b, wobei $M = 2^b$.

[0007] Zur Synthetisierung von Sprache gemäß der CELP-Technik wird jeder Block von N Abtastungen synthetisiert, indem ein geeigneter Codevektor aus einem Codebuch durch zeitvariierende Filter gefiltert wird, die die spektralen Eigenschaften des Sprachsignals modellieren. Am Codierende wird die Syntheseausgabe insgesamt oder ein Teilsatz der Codevektoren aus dem Codebuch (Codebuchsuche) berechnet. Der festgehaltene Codevektor ist derjenige, der die Syntheseausgabe am nächsten zum Originalsprachsignal gemäß einem wahrnehmungsmäßig gewichteten Verzerrungsmaß erzeugt. Diese Wahrnehmungsgewichtung wird unter Verwendung eines sogenannten Wahrnehmungsgewichtungsfilters ausgeführt, das gewöhnlich von dem LP-Synthesefilter abgeleitet ist.

[0008] Das CELP-Modell war bei der Codierung von Telefonbandschallsignalen sehr erfolgreich, und es gibt mehrere CELP-basierte Standards in einem großen Anwendungsbereich, insbesondere bei digitalen zellularen Anwendungen. Im Telefonband ist das Schallsignal im Band begrenzt auf 200–3400 Hz und wird mit 8000 Abtastungen/s abgetastet. Bei Breitband-Sprach/Tonanwendungen ist das Schallsignal auf 50–7000 Hz Band begrenzt und wird mit 16000 Abtastungen/s abgetastet.

[0009] Einige Schwierigkeiten treten auf, wenn das Telefonband-optimierte CELP-Modell auf Breitbandsigna-

le angewendet wird, und es müssen zusätzliche Merkmale zu dem Modell hinzugefügt werden, um Breitband-signale mit hoher Qualität zu erhalten. Breitband-signale zeigen einen viel größeren dynamischen Bereich im Vergleich zu Telefonband-signalen, was zu Genauigkeitsproblemen führt, wenn eine Festpunktimplementierung des Algorithmus benötigt wird (was bei drahtlosen Anwendungen wesentlich ist). Weiter verbraucht das CELP-Modell häufig die meisten Codierbits beim Niederfrequenzbereich, der gewöhnlich höhere Energieinhalte hat, was zu einem Tiefpaßausgangssignal führt. Zur Überwindung dieses Problems muß das Wahrnehmungsgewichtungsfilter modifiziert werden, so daß es auf Breitband-signale paßt, und Vorverzerrungstechniken, die die Hochfrequenzbereiche verstärken, werden zur Verringerung des dynamischen Bereichs, was zu einer einfacheren Festpunktimplementierung führt, und zur Sicherstellung einer besseren Codierung der Anteile des Signals mit höherer Frequenz wichtig. Weiter erstrecken sich die Tonhöheninhalte im Spektrum von stimmhaften Segmenten in Breitband-signalen nicht über den gesamten Bereich des Spektrums und die Sprachmenge zeigt eine größere Variation im Vergleich zu Schmalband-signalen. So ist es wichtig, die Tonhöhenanalyse mit geschlossener Schleife zu verbessern, um die Variationen in der Stimmhöhe besser zu erfassen.

[0010] Einige Schwierigkeiten treten auf, wenn das Telefonband-optimierte CELP-Modell auf Breitband-signale angewendet wird, und es müssen zusätzliche Merkmale zu dem Modell hinzugefügt werden, um Breitband-signale mit hoher Qualität zu erhalten.

[0011] Um den Codierungswirkungsgrad zu verbessern und die Kompliziertheit im Algorithmus des Breitbandcodieralgorithmus zu reduzieren, wird beispielsweise das eingegebene Breitband-signal von 16 kHz auf etwa 12,8 kHz abwärts abgetastet. Dies reduziert die Zahl von Abtastungen in einem Rahmen, die Verarbeitungszeit und die Signalbandbreite unter 7000 Hz, um hierdurch eine Reduktion der Bitrate herab auf 12 kBit/s zu ermöglichen, während das decodierte Schallsignal mit sehr hoher Qualität beibehalten wird. Die Kompliziertheit wird auch aufgrund der kleineren Zahl von Abtastungen pro Sprachrahmen reduziert. Beim Decodieren müssen die Hochfrequenzinhalte des Signals wieder eingeführt werden, um die Tiefpaßfilterwirkung aus dem decodierten synthetisierten Signal zu entfernen und die natürliche Klangqualität der Breitband-signale wiederzugewinnen. Zu diesem Zweck wird eine wirksame Technik für die Wiederherstellung des Hochfrequenzanteils des Breitband-signals benötigt, um hierdurch ein synthetisiertes Breitband-signal mit vollem Spektrum zu erzeugen, während eine Qualität nahe dem Ausgangssignal beibehalten wird.

AUFGABE DER ERFINDUNG

[0012] Eine Aufgabe der Erfindung ist es daher, eine solche wirksame Wiedergewinnungstechnik für den Hochfrequenzanteil zur Verfügung zu stellen.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0013] Mehr im einzelnen, gemäß der vorliegenden Erfindung ist ein Verfahren zur Wiederherstellung eines Hochfrequenzanteils eines vorher abwärts abgetasteten Breitband-signals und zur Einspeisung des Hochfrequenzanteils in eine überabgetastete synthetisierte Version des Breitband-signals zur Verfügung gestellt, um ein synthetisiertes Breitband-signal mit vollem Spektrum zu erzeugen. Dieses Verfahren zur Wiederherstellung des Hochfrequenzanteils umfaßt: Erzeugung einer Rauschsequenz; Spektralformung der Rauschsequenz in bezug auf Formparameter, die das abwärts abgetastete Breitband-signal darstellen; und Einspeisung der spektralgeformten Rauschsequenz in die überabgetastete synthetisierte Signalversion, um hierdurch das synthetisierte Breitband-signal mit vollem Spektrum zu erzeugen.

[0014] Die vorliegende Erfindung betrifft weiter eine Vorrichtung zur Wiederherstellung eines Hochfrequenzanteils eines vorher abwärts abgetasteten Breitband-signals und zur Einspeisung dieses Hochfrequenzanteils in eine überabgetastete synthetisierte Version des Breitband-signals, um ein synthetisiertes Breitband-signal mit vollem Spektrum zu erzeugen. Diese Vorrichtung zur Wiederherstellung des Hochfrequenzanteils umfaßt einen Rauschgenerator zur Erzeugung einer Rauschsequenz, eine spektrale Formeinheit zur Formung der Rauschsequenz in bezug auf Formparameter, die das abwärts abgetastete Breitband-signal darstellen, und einen Signaleinspeisekreis zur Einspeisung der spektralgeformten Rauschsequenz in die überabgetastete synthetisierte Signalversion, um hierdurch das synthetisierte Breitband-signal mit vollem Spektrum zu erzeugen.

[0015] Gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel ist die Rauschsequenz eine Sequenz weißen Rauschens.

[0016] Vorzugsweise umfaßt die spektrale Formung der Rauschsequenz: Erzeugung einer skalierten Sequenz weißen Rauschens ansprechend auf die Sequenz weißen Rauschens und eines ersten Teilsatzes der Formparameter; Filtern der skalierten Sequenz weißen Rauschens in bezug auf einen zweiten Teilsatz der Formparameter, umfassend in der Bandbreite auf geweitete Synthesefilterkoeffizienten, um eine gefilterte skalierte Sequenz weißen Rauschens zu erzeugen, gekennzeichnet durch eine Frequenzbandbreite allgemein höher als eine Frequenzbandbreite der überabgetasteten synthetisierten Signalversion; und Bandpaßfiltern der

gefilterten, skalierten Sequenz weißen Rauschens, um eine bandpaßgefilterte, skalierte Sequenz weißen Rauschens für eine anschließende Einspeisung in die überabgetastete synthetisierte Signalversion als spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens zu erzeugen.

[0017] Gemäß der vorliegenden Erfindung ist noch ein Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals geschaffen worden, umfassend:

- a) eine Signalfragmentierungsvorrichtung zur Aufnahme einer codierten Version eines vorher während der Codierung abwärts abgetasteten Breitbandsignals und Extrahierung wenigstens von Tonhöhen-Codebuchparametern, innovativen Codebuchparametern und Synthesefilterkoeffizienten aus der codierten Breitbandsignalversion;
- b) ein Tonhöhen-Codebuch ansprechend auf die Tonhöhen-Codebuchparameter zur Erzeugung eines Tonhöhen-Codevektors;
- c) ein innovatives Codebuch ansprechend auf die innovativen Codebuchparameter zur Erzeugung eines innovativen Codevektors;
- d) einen Kombinatorkreis zum Kombinieren des Tonhöhen-Codevektors und des innovativen Codevektors, um hierdurch ein Erregungssignal zu erzeugen;
- e) eine Signalsynthesevorrichtung, die ein Synthesefilter zum Filtern des Erregungssignals in bezug auf die Synthesefilterkoeffizienten enthält, um hierdurch ein synthetisiertes Breitbandsignal zu erzeugen, und eine auf das synthetisierte Breitbandsignal ansprechende Überabtasteinrichtung zur Erzeugung einer überabgetasteten Signalversion des synthetisierten Breitbandsignals; und
- f) eine Vorrichtung zur Wiederherstellung des Hochfrequenzanteils, wie oben beschrieben, zur Wiederherstellung eines Hochfrequenzanteils des Breitbandsignals und zur Einspeisung des Hochfrequenzanteils in die überabgetastete Signalversion für die Erzeugung des synthetisierten Breitbandsignals mit vollem Spektrum.

[0018] Gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel umfaßt der Decodierer weiter:

- a) einen Stimmfaktorgenerator ansprechend auf die adaptiven und innovativen Codevektoren zur Berechnung eines Stimmfaktors für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul;
- b) ein Energieberechnungsmodul ansprechend auf das Erregungssignal zur Berechnung einer Erregungsenergie für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul; und
- c) einen spektralen Dachschrägenrechner ansprechend auf das synthetisierte Signal zur Berechnung eines Dachschrägenskalierungsfaktors für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul. Der erste Teilsatz der Formparameter umfaßt den Stimmfaktor, den Energieskalierungsfaktor und den Dachschrägenskalierungsfaktor und der zweite Teilsatz der Formparameter enthält lineare Prädiktionskoeffizienten.

[0019] Gemäß den anderen bevorzugten Ausführungsbeispielen des Decodierers:

- berechnet der Stimmfaktorgenerator den Stimmfaktor r_v unter Verwendung der Relation:

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

wobei E_v die Energie des verstärkungsskalierten Tonhöhen-Codevektors ist und E_c die Energie des verstärkungsskalierten innovativen Codevektors ist;

- berechnet die Verstärkungseinstelleinheit einen Energieskalierungsfaktor unter Verwendung der Relation:

$$\text{Energieskalierungsfaktor} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} u'^2(n)}{\sum_{n=0}^{N'-1} w'^2(n)}}, \quad n=0, \dots, N'-1.$$

wobei w' die Sequenz weißen Rauschens ist und u' ein von dem Erregungssignal abgeleitetes verstärktes Erregungssignal ist;

- berechnet der spektrale Dachschrägenrechner den Dachschrägenskalierungsfaktor g_t unter Verwendung der Relation: $g_t = 1 - \text{Tilt}$

begrenzt durch $0, 2 \leq g_t \leq 1, 0$

wobei

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

bedingt durch $\text{tilt} \geq 0$ und $\text{tilt} \geq r_v$, oder der Relation: $g_t = 10^{-0,6\text{tilt}}$
 begrenzt durch $0, 2 \leq g_t \leq 1, 0$
 wobei

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

bedingt durch $\text{tilt} \geq 0$ und $\text{tilt} \geq r_v$.

[0020] Vorzugsweise hat das Bandpaßfilter eine Frequenzbandbreite, die zwischen 5,6 kHz und 7,2 kHz liegt.

[0021] Auch gemäß der vorliegenden Erfindung, in einem Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals, umfassend:

- a) eine Signalfragmentierungsvorrichtung zur Aufnahme einer codierten Version eines Breitbandsignals, das vorher während der Codierung und Extrahierung aus der codierten Breitbandsignalversion wenigstens von Tonhöhen-Codebuchparametern, innovativen Codebuchparametern und Synthesefilterkoeffizienten abwärts abgetastet wurde;
 - b) ein Tonhöhen-Codebuch ansprechend auf die Tonhöhen-Codebuchparameter zur Erzeugung eines Tonhöhen-Codevektors;
 - c) ein innovatives Codebuch ansprechend auf die innovativen Codebuchparameter zur Erzeugung eines innovativen Codevektors;
 - d) einen Kombinatorkreis zur Kombination des Tonhöhen-Codevektors und des innovativen Codevektors, um hierdurch ein Erregungssignal zu erzeugen; und
 - e) eine Signalsynthesevorrichtung, die ein Synthesefilter zum Filtern des Erregungssignals in bezug auf die Synthesefilterkoeffizienten enthält, um hierdurch ein synthetisiertes Breitbandsignal zu erzeugen, und eine Überabtasteinrichtung ansprechend auf das synthetisierte Breitbandsignal zur Erzeugung einer überabgetasteten Signalversion des synthetisierten Breitbandsignals;
- umfaßt dabei die Verbesserung eine Vorrichtung zur Wiederherstellung des Hochfrequenzanteils, wie sie obenstehend beschrieben wurde, um einen Hochfrequenzanteil des Breitbandsignals wiederherzustellen und um den Hochfrequenzanteil in die überabgetastete Signalversion einzuspeisen, um das synthetisierte Breitbandsignal mit vollem Spektrum zu erzeugen.

[0022] Die vorliegende Erfindung umfaßt schließlich ein zellulares Kommunikationssystem, eine zellulare mobile Sender/Empfängereinheit, ein zellulares Netzwerkelement und ein bidirektionales, drahtloses Kommunikationsteilsystem, das den oben beschriebenen Decodierer umfaßt.

[0023] Die Ziele, Vorteile und weitere Merkmale der vorliegenden Erfindung gehen beim Lesen der nachfolgenden, nicht einschränkenden Beschreibung eines bevorzugten Ausführungsbeispiels weiter hervor, das lediglich zu Beispielszwecken gegeben wird, mit Bezugnahme auf die begleitenden Zeichnungen.

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0024] In den beigefügten Zeichnungen:

[0025] **Fig. 1** ist ein schematisches Blockdiagramm eines bevorzugten Ausführungsbeispiels einer Breitbandcodiervorrichtung;

[0026] **Fig. 2** ist ein schematisches Blockdiagramm eines bevorzugten Ausführungsbeispiels einer Breitbanddecodiervorrichtung;

[0027] **Fig. 3** ist ein schematisches Blockdiagramm eines bevorzugten Ausführungsbeispiels einer Tonhöhenanalysevorrichtung; und

[0028] **Fig. 4** ist ein vereinfachtes, schematisches Blockdiagramm eines zellularen Kommunikationssystems, bei dem die Breitbandcodiervorrichtung von **Fig. 1** und die Breitbanddecodiervorrichtung von **Fig. 2** verwendet werden können.

DETAILLIERTE BESCHREIBUNG DES BEVORZUGTEN AUSFÜHRUNGSBEISPIELS

[0029] Wie den Fachleuten wohlbekannt ist, liefert ein zellulares Kommunikationssystem wie **401** (siehe **Fig. 4**) einen Telekommunikationsdienst über einen großen geographischen Bereich, indem dieser große geographische Bereich in eine Anzahl C kleinerer Zellen unterteilt wird. Die C kleineren Zellen werden mittels entsprechender zellulärer Basisstationen **402₁**, **402₂** ... **402_c** versorgt, um jeder Zelle Funksignalisierungs-, Audio- und Datenkanäle zu liefern.

[0030] Funksignalisierungskanäle werden dazu verwendet, mobile Funktelefone (mobile Sender/Empfänger-einheiten) wie **403** innerhalb der Grenzen des erfaßten Gebiets (Zelle) der zellulären Basisstation **402** auszurufen und Anrufe zu anderen Funktelefonen **403**, die sich entweder innerhalb oder außerhalb der Zelle der Basisstation befinden, oder zu einem anderen Netzwerk wie dem öffentlichen Fernsprechwahlnetz (PSTN) **404** zu legen.

[0031] Sobald ein Funktelefon **403** erfolgreich einen Anruf plaziert der empfangen hat, wird ein Audio- oder Datenkanal zwischen diesem Funktelefon **403** und der zellulären Basisstation **402** entsprechend der Zelle eingerichtet, in der sich das Funktelefon **403** befindet, und es wird eine Kommunikation zwischen der Basisstation **402** und dem Funktelefon **403** über diesen Audio- oder Datenkanal geführt. Das Funktelefon **403** kann auch eine Kontroll- oder Taktinformation über einen Signalisierungskanal erhalten, während ein Anruf im Gange ist.

[0032] Wenn ein Funktelefon **403** eine Zelle verläßt und in eine andere benachbarte Zelle eintritt, während ein Anruf im Gange ist, übergibt das Funktelefon **403** den Anruf an einen verfügbaren Audio- oder Datenkanal der neuen Zellenbasisstation **402**. Wenn ein Funktelefon **403** eine Zelle verläßt und in eine andere benachbarte Zelle eintritt, während kein Anruf im Gange ist, sendet das Funktelefon **403** eine Kontrollmeldung über den Signalisierungskanal, um sich in die Basisstation **402** der neuen Zelle einzuloggen. Auf diese Weise ist eine mobile Kommunikation über einen großen geographischen Bereich möglich.

[0033] Das zellulare Kommunikationssystem **401** umfaßt weiter eine Leitstation **405**, um die Kommunikation zwischen den zellulären Basisstationen **402** und dem PSTN **404** beispielsweise während einer Kommunikation zwischen einem Funktelefon **403** und dem PSTN **404** oder zwischen einem Funktelefon **403**, das sich in einer ersten Zelle befindet, und einem Funktelefon **403**, das sich in einer zweiten Zelle befindet, zu steuern.

[0034] Selbstverständlich wird ein bidirektionales drahtloses Funkkommunikationsteilsystem benötigt, um einen Audio- oder Datenkanal zwischen einer Basisstation **402** einer Zelle und einem sich in dieser Zelle befindenden Funktelefon **403** einzurichten. Wie in sehr vereinfachter Form in **Fig. 4** veranschaulicht ist, umfaßt ein bidirektionales drahtloses Funkkommunikationsteilsystem typischerweise im Funktelefon **403**:

- einen Sender **406**, der enthält:
- einen Codierer **407** zum Codieren des Sprachsignals; und
- einen Sendekreis **408** zum Senden des codierten Sprachsignals von dem Codierer **407** aus durch eine Antenne wie **409**; und
- einen Empfänger **410**, der enthält:
- einen Empfängerkreis **411** zum Empfangen eines gesendeten, codierten Sprachsignals gewöhnlich durch dieselbe Antenne **409**; und
- einen Decodierer **412** zum Decodieren des empfangenen codierten Sprachsignals aus dem Empfängerkreis **411**.

[0035] Das Funktelefon umfaßt weiter andere herkömmliche Funktelefonkreise **413**, mit denen der Codierer **407** und der Decodierer **412** verbunden sind, und zum Verarbeiten von Signalen aus diesen, welche Kreise **413** den Fachleuten wohlbekannt sind und demgemäß in der vorliegenden Beschreibung nicht weiter beschrieben werden.

[0036] Auch umfaßt ein derartiges bidirektionales, drahtloses Funkkommunikationsteilsystem typischerweise in der Basisstation **402**:

- einen Sender **414**, der enthält:
- einen Codierer **415** zum Codieren des Sprachsignals; und
- einen Sendekreis **416** zum Senden des codierten Sprachsignals aus dem Codierer **415** durch eine Antenne wie **417**; und
- einen Empfänger **418**, der enthält:
- einen Empfängerkreis **419** zum Empfangen eines gesendeten codierten Sprachsignals durch dieselbe Antenne **417** oder durch eine andere (nicht gezeigte) Antenne; und
- einen Decodierer **420** zum Decodieren des empfangenen codierten Sprachsignals aus dem Empfängerkreis **419**.

[0037] Die Basisstation **402** umfaßt weiter typischerweise eine Basisstationskontrolleinheit **421** zusammen mit der zugeordneten Datenbasis **422**, um die Kommunikation zwischen der Leitstation **405** und dem Sender **414** und dem Empfänger **418** zu steuern.

[0038] Wie den Fachleuten wohlbekannt ist, wird eine Sprachcodierung benötigt, um die für das Senden eines Tonsignals, beispielsweise eines Stimmsignals wie Sprache, über das bidirektionale, drahtlose Funkkommunikationsteilsystem, d. h. zwischen einem Funktelefon **403** und einer Basisstation **402**, benötigte Bandbreite zu reduzieren.

[0039] Bei LP-Sprachcodierern (wie **415** und **407**), die typischerweise bei 13 kBit/Sekunde arbeiten, und darunter, wie Code-Excited-Linear-Prediction (CELP)-Codierern wird typischerweise ein LP-Synthesefilter verwendet, um die spektrale Kurzzeithüllende des Sprachsignals zu modellieren. Die LP-Information wird typischerweise alle 10 oder 20 ms zu dem Decodierer (wie **420** und **412**) gesendet und wird am Decodierer extrahiert.

[0040] Die in der vorliegenden Beschreibung offenbarten neuen Techniken können auf verschiedene LP-basierte Codiersysteme angewendet werden. Jedoch wird bei dem bevorzugten Ausführungsbeispiel ein Codiersystem vom CELP-Typ verwendet zu dem Zweck, eine nicht einschränkende Veranschaulichung dieser Techniken zu präsentieren. Auf dieselbe Weise können derartige Techniken bei Schallsignalen verschieden von Stimme und Sprache sowie bei anderen Typen von Breitbandsignalen verwendet werden.

[0041] **Fig. 1** zeigt ein allgemeines Blockdiagramm einer Sprachcodiervorrichtung **100** vom CELP-Typ, die modifiziert worden ist, um eine bessere Anpassung für Breitbandsignale vorzusehen.

[0042] Das abgetastete eingegebene Sprachsignal **114** wird in aufeinanderfolgende L-Abtastblöcke unterteilt, die als "Rahmen" bezeichnet werden. In jedem Rahmen werden das Sprachsignal in dem Rahmen darstellende, unterschiedliche Parameter berechnet, codiert und gesendet. Die das L-Synthesefilter darstellenden LP-Parameter werden gewöhnlich jeden Rahmen einmal berechnet. Der Rahmen wird weiter in kleinere Blöcke von N Abtastungen (Blöcke der Länge N) unterteilt, in welchen Anregungsparameter (Tonhöhe und Innovation) bestimmt werden. In der CELP-Literatur werden diese Blöcke mit Länge N als "Unterrahmen" bezeichnet und auf die N-Abtastungssignale in den Unterrahmen wird als "N-dimensionale Vektoren" Bezug genommen. Bei diesem bevorzugten Ausführungsbeispiel entspricht die Länge N 5 ms, während die Länge L 20 ms entspricht, was bedeutet, daß ein Rahmen vier Unterrahmen enthält (N = 80 bei der Abtastrate von 16 kHz und 64 nach dem Abwärtsabtasten auf 12,8 kHz). Zahlreiche N-dimensionale Vektoren treten bei der Codierprozedur auf. Eine Liste der Vektoren, die in **Fig. 1** und **2** erscheinen, sowie eine Liste von gesendeten Parametern wird untenstehend gegeben:

Liste der wichtigsten N-dimensionalen Vektoren

Bezugszeichenliste

| | |
|----------------------|---|
| s | Breitbandsignaleingangssprachvektor (nach Abwärtsabtastung, Vorverarbeitung und Vorverzerrung); |
| s_w | Gewichteter Sprachvektor; |
| s_o | Null-Eingabe-Antwort des gewichteten Synthesefilters; |
| s_p | Abwärts abgetastetes vorverarbeitetes Signal; Überabgetastetes synthetisiertes Sprachsignal; |
| s' | Synthesesignal vor Nachentzerrung; |
| s_d | Nachentzerrtes Synthesesignal; |
| s_h | Synthesesignal nach Nachentzerrung und Nachverarbeitung; |
| x | Zielvektor für Tonhöhenuche; |
| x' | Zielvektor für Innovationssuche; |
| h | Gewichtete Synthesefilterimpulsantwort; |
| v_T | Adaptiver (Tonhöhen-) Codebuchvektor bei Verzögerung T; |
| y_T | Gefilterter Tonhöhen-Codevektor (v _T gefaltet mit h); |
| c_k | Innovativer Codevektor bei Index k (k-ter Eintrag aus dem Innovationscodebuch); |
| c_f | Verstärkter skaliertes Innovationscodevektor; |
| u | Anregungssignal (skalierte Innovations- und Tonhöhen-Codevektoren); |
| u' | Verstärkte Anregung; |
| z | Bandpaßrauschsequenz; |
| w' | Sequenz weißen Rauschens; und |
| w | Skalierte Rauschsequenz. |

Liste gesendeter Parameter

Bezugszeichenliste

| | |
|------------|---|
| STP | Kurzzeit-Prädiktionsparameter (definierend $A(z)$); |
| T | Tonhöhenverzögerung (oder Tonhöhen-Codebuchindex); |
| b | Tonhöhenverstärkung (oder Tonhöhen-Codebuchverstärkung); |
| j | Index des bei dem Tonhöhen-Codevektor verwendeten Tiefpaßfilters; |
| k | Codevektorindex (Innovationscodebucheintrag); und |
| g | Innovationscodebuchverstärkung. |

[0043] Bei diesem bevorzugten Ausführungsbeispiel werden die STP-Parameter einmal pro Rahmen gesendet und der Rest der Parameter wird vielmal pro Rahmen (jeden Unterrahmen) gesendet.

CODIERERSEITE

[0044] Das abgetastete Sprachsignal wird auf einer Block-zu-Block-Basis durch die Codiervorrichtung **100** von **Fig. 1** codiert, die in elf Module aufgeteilt ist, die von **101** bis **111** numeriert sind.

[0045] Die eingegebene Sprache wird zu den oben erwähnten L-Abtastungsblöcken verarbeitet, die als Rahmen bezeichnet werden.

[0046] Wobei auf **Fig. 1** Bezug genommen wird, das abgetastete eingegebene Sprachsignal **114** wird in einem Abwärtsabtastmodul **101** abwärts abgetastet. Beispielsweise wird das Signal von 16 kHz auf 12 kHz abwärts abgetastet, wobei für die Fachleute wohlbekannte Techniken verwendet werden. Das Abwärtsabtasten auf eine andere Frequenz kann selbstverständlich in Betracht gezogen werden. Das Abwärtsabtasten steigert die Codiereffizienz, da eine kleinere Frequenzbandbreite codiert wird. Dies setzt auch die Kompliziertheit des Algorithmus herab, da die Zahl von Abtastungen in einem Rahmen verringert ist. Die Verwendung der Abwärtsabtastung wird bedeutsam, wenn die Bitrate auf unter 16 kBit/s herabgesetzt ist, obwohl eine Abwärtsabtastung oberhalb von 16 kBit/s nicht wesentlich ist.

[0047] Nach dem Abwärtsabtasten wird der 320-Abtastungsrahmen von 20 ms auf einen 256-Abtastungsrahmen reduziert (Abwärtsabtastungsverhältnis 4/5).

[0048] Der eingegebene Rahmen wird dann dem fakultativen Vorverarbeitungsblock **102** zugeführt. Der Vorverarbeitungsblock **102** kann aus einem Hochpaßfilter mit einer Abschneidefrequenz von 50 Hz bestehen. Das Hochpaßfilter **102** entfernt die ungewünschten Schallfrequenzen unterhalb von 50 Hz.

[0049] Das abwärts abgetastete, vorverarbeitete Signal ist mit $s_p(n)$, $n = 0, 1, 2, \dots, L-1$ bezeichnet, wobei L die Länge des Rahmens (**256** bei einer Abtastfrequenz von 12,8 kHz) ist. Bei einem bevorzugten Ausführungsbeispiel des Vorverzerrungsfilters **103** wird das Signal $s_p(n)$ unter Verwendung eines Filters vorverzerrt, der die folgende Übertragungsfunktion aufweist:

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

wobei μ ein Vorverzerrungsfaktor mit einem Wert ist, der zwischen 0 und 1 liegt (ein typischer Wert ist $\mu = 0,7$). Es könnte auch ein Filter höherer Ordnung verwendet werden. Es sollte darauf hingewiesen werden, daß das Hochpaßfilter **102** und das Vorverzerrungsfilters **103** ausgetauscht werden können, um wirksamere Festpunkt-Implementierungen zu erhalten.

[0050] Die Funktion des Vorverzerrungsfilters **103** besteht darin, die Hochfrequenzanteile des Eingangssignals zu verstärken. Es setzt auch den dynamischen Bereich des eingegebenen Sprachsignals herab, was es für eine Festpunktimplementierung geeigneter macht. Ohne Vorverzerrung ist es schwierig, die LP-Analyse mit Festpunkt unter Verwendung einer Arithmetik mit einfacher Genauigkeit zu implementieren.

[0051] Die Vorverzerrung spielt auch eine wichtige Rolle bei der Erlangung einer geeigneten Gesamtwahrnehmungsgewichtung des Quantisierungsfehlers, welche zu einer verbesserten Tonqualität beiträgt. Dies wird untenstehend mehr im einzelnen erläutert.

[0052] Die Ausgabe des Vorverzerrungsfilters **103** ist mit $s(n)$ bezeichnet. Dieses Signal wird dazu verwendet, die LP-Analyse im Rechnermodul **104** auszuführen. Die LP-Analyse ist eine Technik, die den Fachleuten wohlbekannt ist. Bei diesem bevorzugten Ausführungsbeispiel wird eine Autokorrelationsnäherung verwendet. Bei der Autokorrelationsnäherung wird das Signal $s(n)$ als erstes unter Verwendung eines Hamming-Fensters (das gewöhnlich eine Länge in der Größe von 30–40 ms aufweist) mit Fenstertechnik bearbeitet. Die Autokorrelationen werden aus dem mit Fenstertechnik bearbeiteten Signal berechnet und es wird die Levinson-Durbin-Rekursion verwendet, um die LP-Filterkoeffizienten a_j zu berechnen, wobei $j = 1, \dots, p$ ist und wobei p die LP-Ordnung ist, die gewöhnlich bei der Breitbandcodierung 16 ist. Die Parameter a_j sind die Koeffizienten der Übertragungsfunktion des LP-Filters, die durch die folgende Relation gegeben ist:

$$A(z) = 1 + \sum_{l=1}^p a_l z^{-l}$$

[0053] Die LP-Analyse wird im Rechnermodul **104** ausgeführt, das auch die Quantisierung und Interpolation der LP-Filterkoeffizienten ausführt. Die LP-Filterkoeffizienten werden als erstes in einen anderen äquivalenten Bereich transformiert, der für Quantisierungs- und Interpolationszwecke geeigneter ist. Die Linienspektralpaar (LSP)- und Immitanzspektralpaar (ISP)-Bereiche sind zwei Bereiche, in denen die Quantisierung und Interpolation wirksam ausgeführt werden können. Die 16 LP-Filterkoeffizienten a_j können in der Größe von 30 bis 50 Bit quantisiert werden, wobei eine gespaltene oder Mehrstufenquantisierung oder eine Kombination davon verwendet werden. Der Zweck der Interpolation besteht darin, es zu ermöglichen, die LP-Filterkoeffizienten jeden Unterrahmen zu aktualisieren, während sie einmal pro Rahmen gesendet werden, was die Codiererleistung verbessert, ohne die Bitrate zu vergrößern. Es wird angenommen, daß die Quantisierung und Interpolation der LP-Filterkoeffizienten im übrigen den Fachleuten bekannt ist, und demgemäß werden sie in der vorliegenden Beschreibung nicht weiter beschrieben.

[0054] Die folgenden Absätze beschreiben den Rest der Codieroperationen, die auf einer Unterrahmenbasis ausgeführt werden. In der folgenden Beschreibung bezeichnet das Filter $A(z)$ das nicht quantisierte, interpolierte LP-Filter des Unterrahmens, und das Filter $\hat{A}(z)$ bezeichnet das quantisierte, interpolierte LP-Filter des Unterrahmens.

Wahrnehmungsgewichtungs:

[0055] Bei Analyse-zu-Analyse-Codierern werden die optimalen Tonhöhen- und Innovationsparameter gesucht, indem der statistische Gesamtfehler zwischen der eingegebenen Sprache und der synthetisierten Sprache in einem wahrnehmungsgewichteten Bereich auf ein Minimum herabgesetzt wird. Dies ist dazu äquivalent, den Fehler zwischen der gewichteten eingegebenen Sprache und der gewichteten Synthesensprache auf ein Minimum herabzusetzen.

[0056] Das gewichtete Signal $s_w(n)$ wird in einem Wahrnehmungsgewichtungsfiler **105** berechnet. Traditionell wird das gewichtete Signal $s_w(n)$ mittels eines Gewichtungsfilters berechnet, das eine Übertragungsfunktion $W(z)$ in der Form aufweist:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/A(z/\gamma_2) \text{ wobei } 0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$$

[0057] Wie den Fachleuten wohlbekannt ist, zeigt die Analyse bei Analyse-zu-Synthese (AbS)-Codierern gemäß Stand der Technik, daß der Quantisierungsfehler über eine Übertragungsfunktion $W^{-1}(z)$ gewichtet wird, die invers zur Übertragungsfunktion des Wahrnehmungsgewichtungsfilters **105** ist. Das Ergebnis wird von B. S. Atal und M. R. Schroeder in "Predictive coding of speech and subjective error criteria", IEEE Transaction ASSP, Bd. 27, Nr. 3, Seiten 247–254, Juni 1979 gut beschrieben. Die Übertragungsfunktion $W^{-1}(z)$ zeigt einiges von der Formantenstruktur des eingegebenen Sprachsignals. Somit wird die Maskiereigenschaft des menschlichen Ohrs dadurch ausgenutzt, daß der Quantisierungsfehler so geformt wird, daß er in den Formantenbereichen mehr Energie hat, wo er dann durch die in diesen Bereichen vorhandene starke Signalenergie maskiert wird. Der Gewichtungsbetrag wird durch die Faktoren γ_1 und γ_2 kontrolliert.

[0058] Das obige herkömmliche Wahrnehmungsgewichtungsfiler **105** arbeitet bei Telefonbandsignalen gut. Es hat sich jedoch herausgestellt, daß dieses herkömmliche Wahrnehmungsgewichtungsfiler **105** für eine effiziente Wahrnehmungsgewichtung von Breitbandsignalen nicht geeignet ist. Es hat sich auch herausgestellt, daß das herkömmliche Wahrnehmungsgewichtungsfiler **105** inhärente Begrenzungen bei der Modellierung der Formantenstruktur und zugleich der erforderlichen spektralen Dachschräge aufweist. Die spektrale Dachschräge ist bei Breitbandsignalen aufgrund des breiten dynamischen Bereichs zwischen niedrigen und hohen Frequenzen stärker ausgeprägt. Der Stand der Technik hat angeregt, ein Dachschrägenfilter in $W(z)$ hinzuzufügen, um die Dachschräge und Formantengewichtung des eingegebenen Breitbandsignals separat zu steuern.

[0059] Eine neue Lösung dieses Problems besteht gemäß der vorliegenden Erfindung darin, das Vorverzerrungsfiler **103** am Eingang einzuführen, das LP-Filter $A(z)$ basierend auf der vorverzerrten Sprache $s(n)$ zu berechnen und ein modifiziertes Filter $W(z)$ zu benutzen, indem dessen Nenner festgelegt wird.

[0060] Im Modul **104** wird am vorverzerrten Signal $s(n)$ eine LP-Analyse ausgeführt, um das LP-Filter $A(z)$ zu erhalten. Auch wird ein neues Wahrnehmungsgewichtungsfiler **105** mit festgelegtem Nenner verwendet. Ein Beispiel der Übertragungsfunktion für das Wahrnehmungsgewichtungsfiler **104** ist durch die folgende Relation gegeben:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1-\gamma_2 z^{-1}) \text{ wobei } 0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$$

[0061] Beim Nenner kann eine höhere Ordnung verwendet werden. Diese Struktur entkoppelt die Formantengewichtung im wesentlichen von der Dachschräge.

[0062] Es sei festgestellt, daß, da $A(z)$ basierend auf dem vorverzerrten Sprachsignal $s(n)$ berechnet wird, die Dachschräge des Filters $1/A(z/\gamma_1)$ weniger ausgeprägt im Vergleich zu dem Fall ist, wenn $A(z)$ basierend auf der Originalsprache berechnet wird. Da am Decodierende eine Nachentzerrung unter Verwendung eines Filters ausgeführt wird, das die Übertragungsfunktion aufweist:

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

wird das Quantisierungsfehlerspektrum durch ein Filter mit einer Übertragungsfunktion $W^{-1}(z) P^{-1}(z)$ geformt. Wenn γ_2 auf gleich μ festgelegt wird, was typischerweise der Fall ist, wird das Spektrum des Quantisierungsfehlers durch ein Filter geformt, dessen Übertragungsfunktion $1/A(z/\gamma_1)$ ist, wobei $A(z)$ basierend auf dem vorverzerrten Sprachsignal berechnet wird. Ein subjektives Zuhören zeigte, daß diese Struktur zur Erzielung der Fehlerformung mittels einer Kombination von Vorverzerrung und modifizierter Gewichtungsfaltung sehr effizient zur Codierung von Breitbandsignalen ist, zusätzlich zu den Vorteilen einer einfachen algorithmischen Festpunkt-Implementierung.

Tonhöhenanalyse:

[0063] Zur Vereinfachung der Tonhöhenanalyse wird als erstes eine Tonhöhenverzögerung mit offener Schleife T_{OL} in dem TonhöhenSuchmodul **106** mit offener Schleife unter Verwendung des gewichteten Sprachsignals $s_w(n)$ geschätzt. Dann wird die Tonhöhenanalyse mit geschlossener Schleife, die in dem TonhöhenSuchmodul **107** mit geschlossener Schleife auf einer Unterrahmenbasis ausgeführt wird, um die Tonhöhenverzögerung mit offener Schleife T_{OL} herum eingeschränkt, was die Kompliziertheit der Suche der LTP-Parameter T und b (Tonhöhenverzögerung und Tonhöhenverstärkung) signifikant herabsetzt. Gewöhnlich wird die Tonhöhenanalyse mit offener Schleife im Modul **106** alle 10 ms einmal (zwei Unterrahmen) unter Verwendung von den Fachleuten wohlbekannten Techniken ausgeführt.

[0064] Der Zielvektor x für die LTP (Langzeitprädiktions)- Analyse wird als erstes berechnet. Diese erfolgt gewöhnlich durch Subtrahieren der Null-Eingabe-Antwort s_o des gewichteten Synthesefilters $W(z)/\hat{A}(z)$ aus dem gewichteten Sprachsignal $s_w(n)$. Diese Null-Eingabe-Antwort s_o wird durch einen Null-Eingabe-Antwortrechner **108** berechnet. Mehr im einzelnen, der Zielvektor x wird unter Verwendung der folgenden Relation berechnet:

$$x = s_w - s_o$$

wobei x der N -dimensionale Zielvektor, s_w der gewichtete Sprachvektor im Unterrahmen und s_o die Null-Eingabe-Antwort des Filters $W(z)/\hat{A}(z)$ ist, welche die Ausgabe des kombinierten Filters $W(z)/\hat{A}(z)$ aufgrund von dessen Anfangszuständen ist. Der Null-Eingabe-Antwortrechner **108** spricht auf das quantisierte interpolierte LP-Filter $\hat{A}(z)$ aus dem LP-Analyse, Quantisierungs- und Interpolationsrechner **104** und auf die Anfangszustände des gewichteten Synthesefilters $W(z)/\hat{A}(z)$ an, gespeichert im Speichermodul **111**, um die Null-Eingabe-Antwort s_o (den Teil der Antwort aufgrund der Anfangszustände, wie bestimmt durch Festsetzen der Eingänge gleich Null) des Filters $W(z)/\hat{A}(z)$ zu berechnen. Diese Operation ist den Fachleuten wohlbekannt und wird demgemäß nicht weiter beschrieben.

[0065] Selbstverständlich können alternative, aber mathematisch äquivalente Näherungen verwendet werden, um den Zielvektor x zu berechnen.

[0066] Im Impulsantwortgenerator **109** wird ein N -dimensionaler Impulsantwortvektor h des gewichteten Synthesefilters $W(z)/\hat{A}(z)$ unter Verwendung der LP-Filterkoeffizienten $A(z)$ und $\hat{A}(z)$ aus dem Modul **104** berechnet. Wieder ist diese Operation den Fachleuten wohlbekannt und wird demgemäß in der vorliegenden Beschreibung nicht weiter beschrieben.

[0067] Die Tonhöhen- (oder Tonhöhen-Codebuch-) Parameter mit geschlossener Schleife b , T und j werden in dem TonhöhenSuchmodul **107** mit geschlossener Schleife berechnet, das den Zielvektor x , den Impulsantwortvektor h und die Tonhöhenverzögerung mit offener Schleife T_{OL} als Eingaben verwendet. Herkömmlich wurde die Tonhöhenprädiktion mittels eines Tonhöhenfilters dargestellt, das die folgende Übertragungsfunktion aufweist:

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

wobei b die Tonhöhenverstärkung und T die Tonhöhenverzögerung oder deren Nacheilen ist. In diesem Fall ist der Tonhöhenbeitrag zu dem Anregungssignal $u(n)$ gegeben durch $bu(n-T)$, wobei die Gesamtanregung gegeben ist durch

$$u(n) = bu(n-T) + g c_k(n)$$

wobei g die innovative Codebuchverstärkung und $c_k(n)$ der innovative Codevektor beim Index k ist.

[0068] Diese Darstellung hat Grenzen, wenn die Tonhöhenverzögerung T kürzer als die Unterrahmenlänge N ist. In einer anderen Darstellung kann der Tonhöhenbeitrag gesehen werden als Tonhöhen-Codebuch, das das vergangene Anregungssignal enthält. Allgemein ist jeder Vektor im Tonhöhen-Codebuch eine um Eins verschobene Version des vorhergehenden Vektors (wobei eine Abtastung aufgegeben und eine neue Abtastung hinzugefügt wird). Für Tonhöhenverzögerungen $T > N$ ist das Tonhöhen-Codebuch äquivalent zur Filterstruktur $1/(1 - bz^{-T})$ und ein Tonhöhen-Codebuchvektor $v_T(n)$ bei der Tonhöhenverzögerung T ist gegeben durch

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

[0069] Für Tonhöhenverzögerungen T kürzer als N wird ein Vektor $v_T(n)$ aufgebaut, indem die verfügbaren Abtastungen aus der letzten Anregung wiederholt werden, bis der Vektor vervollständigt ist (dies ist nicht zur Filterstruktur äquivalent).

[0070] Bei früheren Codierern wird eine höhere Tonhöhenauflösung verwendet, was die Qualität von stimmhaften Tonsegmenten signifikant verbessert. Dies wird bewirkt, indem das letzte Anregungssignal unter Verwendung von Mehrphaseninterpolationsfiltern überabgetastet wird. In diesem Fall entspricht der Vektor $v_T(n)$ gewöhnlich einer interpolierten Version der letzten Anregung, wobei die Tonhöhenverzögerung T eine nicht ganzzahlige Verzögerung (z. B. 50,25) ist.

[0071] Die Tonhöhenuche besteht darin, die beste Tonhöhenverzögerung T und Verstärkung b zu finden, die den mittleren gewichteten Fehler E zwischen dem Zielvektor x und der skalierten gefilterten vergangenen Anregung auf ein Minimum herabsetzen. Der Fehler E wird dabei ausgedrückt als:

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

wobei y_T der gefilterte Tonhöhen-Codebuchvektor bei der Tonhöhenverzögerung T ist:

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

[0072] Es kann gezeigt werden, daß der Fehler E dadurch auf ein Minimum herabgesetzt wird, daß das Suchkriterium

$$C = \frac{x^t y_T}{\sqrt{y_T^t y_T}}$$

auf ein Maximum gebracht wird, wobei t die Vektortransponierte bezeichnet.

[0073] Bei dem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung wird eine Unterabtastungstonhöhenauflösung von $1/3$ verwendet, und die Tonhöhen (Tonhöhen-Codebuch)- Suche besteht aus drei Stufen.

[0074] In der ersten Stufe wird eine Tonhöhenverzögerung mit offener Schleife T_{OL} in dem Tonhöhenuchmodul **106** mit offener Schleife in Antwort auf das gewichtete Sprachsignal $s_w(n)$ geschätzt. Wie in der vorstehenden Beschreibung angegeben wurde, wird diese Tonhöhenanalyse mit offener Schleife gewöhnlich einmal alle 10 ms (zwei Unterrahmen) unter Verwendung von den Fachleuten wohlbekannten Techniken ausgeführt.

[0075] In der zweiten Stufe wird das Suchkriterium C in dem Tonhöhenuchmodul **107** mit geschlossener Schleife nach ganzzahligen Tonhöhenverzögerungen um die geschätzte Tonhöhenverzögerung mit offener Schleife T_{OL} herum (gewöhnlich ± 5) gesucht, was die Suchprozedur signifikant vereinfacht. Es wird eine einfache Prozedur zur Aktualisierung des gefilterten Codevektors y_T ohne die Notwendigkeit verwendet, die Faltung für jede Tonhöhenverzögerung zu berechnen.

[0076] Sobald in der zweiten Stufe eine optimale ganzzahlige Tonhöhenverzögerung gefunden wird, prüft eine dritte Stufe der Suche (Modul **107**) die Bruchteile um diese optimale ganzzahlige Tonhöhenverzögerung herum.

[0077] Wenn der Tonhöhenprädiktor dargestellt ist durch ein Filter in der Form von $1/(1 - bz^{-T})$, was eine gültige Annahme für Tonhöhenverzögerungen $T > N$ ist, zeigt das Spektrum des Tonhöhenfilters eine harmonische Struktur über den gesamten Frequenzbereich mit einer harmonischen Frequenz bezogen auf $1/T$. Im Fall von Breitbandsignalen ist dieser Aufbau nicht sehr effizient, da die harmonische Struktur in Breitbandsignalen nicht das gesamte ausgedehnte Spektrum überdeckt. Die harmonische Struktur ist lediglich bis zu einer bestimmten Frequenz vorhanden, abhängig vom Sprachsegment. Um eine wirksame Darstellung des Tonhöhenbeitrags in stimmhaften Segmenten von Breitbandsprache zu erzielen, muß somit das Tonhöhenprädiktionsfilter die Flexibilität haben, daß der Periodizitätsumfang über das Breitbandspektrum variiert wird.

[0078] In der vorliegenden Beschreibung ist ein neues Verfahren offenbart, das eine effiziente Modellierung der harmonischen Struktur des Sprachspektrums von Breitbandsignalen erzielt, wodurch mehrere Formen von Tiefpaßfiltern auf die letzte Anregung angewendet werden und das Tiefpaßfilter mit der höheren Prädiktionsverstärkung ausgewählt wird.

[0079] Wenn die Unterabtastungstonhöhenauflösung verwendet wird, können die Tiefpaßfilter in die Interpolationsfilter eingearbeitet werden, die dazu verwendet werden, die höhere Tonhöhenauflösung zu erhalten. In diesem Fall wird die dritte Stufe der Tonhöhenuche, bei der die Bruchteile um die gewählte ganzzahlige Tonhöhenverzögerung geprüft werden, für die mehreren Interpolationsfilter mit unterschiedlichen Tiefpaßkennlinien wiederholt, und der Bruchteil- und Filterindex werden gewählt, die das Suchkriterium C auf ein Maximum bringen.

[0080] Eine einfachere Näherung besteht darin, die Suche in den oben beschriebenen drei Stufen abzuschließen, um die optimale Bruchteiltonhöhenverzögerung zu bestimmen, wobei lediglich ein Interpolationsfilter mit einem bestimmten Frequenzansprechen verwendet wird und die optimale Tiefpaßfilterform am Ende gewählt wird, indem die verschiedenen vorbestimmten Tiefpaßfilter auf den gewählten Tonhöhen-Codebuchvektor v_T angewendet werden und das Tiefpaßfilter ausgewählt wird, das den Tonhöhenprädiktionsfehler auf ein Minimum herabsetzt. Diese Näherung wird im einzelnen untenstehend erörtert.

[0081] **Fig. 3** veranschaulicht ein schematisches Blockdiagramm eines bevorzugten Ausführungsbeispiels der vorgeschlagenen Näherung.

[0082] Im Speichermodul **303** ist das letzte Anregungssignal $u(n)$, $n < 0$, gespeichert. Das Tonhöhen-Codebuchsuchmodul **301** spricht auf den Zielvektor x , auf die Tonhöhenverzögerung mit offener Schleife T_{OL} und auf das letzte Anregungssignal $u(n)$, $n < 0$, aus dem Speichermodul **303** an, um eine Tonhöhen (Tonhöhen-Codebuch)-Suche auszuführen, wobei das oben definierte Suchkriterium C auf ein Minimum herabgesetzt wird. Aus dem Ergebnis der im Modul **301** ausgeführten Suche erzeugt das Modul **302** den optimalen Tonhöhen-Codebuchvektor v_T . Es sei festgestellt, daß, da eine Unterabtastungstonhöhenauflösung (Teiltonhöhe) verwendet wird, das letzte Anregungssignal $u(n)$, $n < 0$, interpoliert wird, und der Tonhöhen-Codebuchvektor v_T entspricht dem interpolierten letzten Anregungssignal. Bei diesem bevorzugtem Ausführungsbeispiel weist das Interpolationsfilter (im Modul **301**, aber nicht gezeigt) eine Tiefpaßfiltercharakteristik auf, die Frequenzanteile oberhalb von 7000 Hz entfernt.

[0083] Bei einem bevorzugten Ausführungsbeispiel werden K Filtercharakteristiken verwendet; diese Filtercharakteristiken könnten Tiefpaß- oder Bandpaßfiltercharakteristiken sein. Wenn der optimale Codevektor v_T bestimmt und durch den Tonhöhen-Codevektorgenerator **302** zugeführt wird, werden K gefilterte Versionen von v_T jeweils unter Verwendung von K unterschiedlichen Frequenzformfiltern wie **305^(j)** berechnet, wobei $j = 1, 2, \dots, K$. Diese gefilterten Versionen werden bezeichnet mit $v^{(j)}$, wobei $j = 1, 2, \dots, K$. Die verschiedenen Vektoren $v^{(j)}$ werden in entsprechenden Modulen **304^(j)**, wobei $j = 0, 1, 2, \dots, K$, mit der Impulsantwort h gefaltet, um die Vektoren $y^{(j)}$ zu erhalten, wobei $j = 0, 1, 2, \dots, K$. Um den mittleren Tonhöhenprädiktionsfehler für jeden Vektor $y^{(j)}$ zu berechnen, wird der Wert $y^{(j)}$ mit der Verstärkung b mittels eines entsprechenden Verstärkers **307^(j)** multipliziert und der Wert $by^{(j)}$ wird von dem Zielvektor x mittels eines entsprechenden Subtrahierglieds **308^(j)** subtrahiert. Der Selektor **309** wählt das Frequenzformfilter **305^(j)** aus, das den mittleren Tonhöhenprädiktionsfehler

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

auf ein Minimum herabsetzt.

[0084] Zur Berechnung des mittleren Tonhöhenprädiktionsfehlers $e^{(j)}$ für jeden Wert von $y^{(j)}$ wird der Wert $y^{(j)}$ mit der Verstärkung b mittels eines entsprechenden Verstärkers **307^(j)** multipliziert und der Wert $b^{(j)}y^{(j)}$ wird von dem Zielvektor x mittels Subtrahiergliedern **308^(j)** subtrahiert. Jede Verstärkung $b^{(j)}$ wird in einem entsprechenden Verstärkungsrechner **306^(j)** in Zuordnung zu dem Frequenzformfilter bei dem Index j berechnet unter Verwendung der folgenden Beziehung:

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

[0085] Im Selektor **309** werden die Parameter b , T und j basierend auf v_T oder $v^{(j)}$ gewählt, was den mittleren Tonhöhenprädiktionsfehler e auf ein Minimum herabsetzt.

[0086] Wobei nun zu **Fig. 1** zurückgekehrt wird, der Tonhöhen-Codebuchindex T wird codiert und zum Multiplexer **112** übertragen. Die Tonhöhenverstärkung b wird quantisiert und zum Multiplexer **112** übertragen. Mit dieser neuen Näherung wird Extrainformation benötigt, um den Index j des gewählten Frequenzformfilters im Multiplexer **112** zu codieren. Wenn beispielsweise drei Filter verwendet werden ($j = 0, 1, 2, 3$), werden dann zwei Bit benötigt, um diese Information darzustellen. Die Filterindexinformation j kann auch zusammen mit der Tonhöhenverstärkung b codiert werden.

Innovative Codebuchsuche:

[0087] Sobald die Tonhöhen- oder LTP (Langzeitprädiktions)- Parameter b , T und j bestimmt worden sind, besteht der nächste Schritt darin, die optimale innovative Anregung mittels des Suchmoduls **110** von **Fig. 1** zu suchen. Als erstes wird der Zielvektor x durch Subtrahieren des LTP-Beitrags aktualisiert:

$$x' = x - by_T$$

wobei b die Tonhöhenverstärkung und y_T der gefilterte Tonhöhen-Codebuchvektor (die letzte Anregung bei Verzögerung T , gefiltert mit dem ausgewählten Tiefpaßfilter und gefaltet mit der Impulsantwort h , wie mit Bezugnahme auf **Fig. 3** beschrieben) ist.

[0088] Die Suchprozedur in CELP wird ausgeführt, indem der optimale Anregungscodevektor ck und die Verstärkung g gefunden werden, die den mittleren Fehler zwischen dem Zielvektor und dem skalierten gefilterten Codevektor

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

auf ein Minimum herabsetzen, wobei H eine untere Dreieckfaltungsmatrix ist, abgeleitet von dem Impulsantwortvektor h .

[0089] Bei dem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung wird die innovative Codebuchsuche im Modul **110** mittels eines algebraischen Codebuchs ausgeführt, wie beschrieben in den US-Patenten Nr.: 5 444 816 (Adoul et al.), ausgegeben am 22. August 1995; 5 699 482, erteilt für Adoul et al. am 17. Dezember 1997; 5 754 976, erteilt für Adoul et al. am 19. Mai 1998; und 5 701 392 (Adoul et al.), datiert 23. Dezember 1997.

[0090] Sobald der optimale Anregungscodevektor ck und dessen Verstärkung g durch das Modul **110** gewählt worden sind, werden der Codebuchindex k und die Verstärkung g codiert und zum Multiplexer **112** übertragen.

[0091] Wobei nun auf **Fig. 1** Bezug genommen wird, die Parameter b , T , j , $\hat{A}(z)$, k und g werden durch den Multiplexer **112** gemultiplext, bevor sie durch einen Kommunikationskanal übertragen werden.

Speicheraktualisierung:

[0092] Im Speichermodul **111** (**Fig. 1**) werden die Zustände des Gewichtungssynthesefilters $W(z)/\hat{A}(z)$ aktualisiert, indem das Anregungssignal $u = gc_k + bv_T$ durch das Gewichtungssynthesefilter gefiltert werden. Nach diesem Filtervorgang werden die Zustände des Filters gespeichert und im nächsten Unterrahmen als Anfangszustände zur Berechnung der Null-Eingabe-Antwort im Rechnermodul **108** verwendet.

[0093] Wie im Fall des Zielvektors x können andere alternative, aber mathematisch äquivalente Näherungen zur Aktualisierung der Filterzustände verwendet werden, die den Fachleuten wohlbekannt sind.

DECODIERERSEITE

[0094] Die Sprachdecodiervorrichtung **200** von **Fig. 2** veranschaulicht die verschiedenen Schritte, die zwischen der digitalen Eingabe **222** (Eingangsstrom zum Demultiplexer **217**) und der ausgegebenen abgetasteten Sprache **223** (Ausgabe des Addierers **221**) ausgeführt werden.

[0095] Der Demultiplexer **217** extrahiert die Synthesemodellparameter aus der von einem digitalen Eingangskanal empfangenen binären Information. Die extrahierten Parameter aus jedem empfangenen binären Rahmen extrahierten Parameter sind:

- die Kurzzeitprädiktionsparameter (STP) $\hat{A}(z)$ (einmal pro Rahmen);
- die Kurzzeitprädiktions (LTP)- Parameter T , b und j (für jeden Unterrahmen); und
- der Innovationscodebuchindex k und die Verstärkung g (für jeden Unterrahmen).

[0096] Das aktuelle Sprachsignal wird basierend auf diesen Parametern synthetisiert, wie untenstehend erläutert wird.

[0097] Das innovative Codebuch **218** spricht auf den Index k an, um den Innovationscodevektor c_k zu erzeugen, der durch den decodierten Verstärkungsfaktor g über einen Verstärker **224** skaliert wird. Beim bevorzugten Ausführungsbeispiel wird ein innovatives Codebuch **218**, wie es in den oben erwähnten US-Patenten mit den Nummern 5 444 816; 5 699 482; 5 754 976; und 5 701 392 beschrieben wird, verwendet, um den innovativen Codevektor ck darzustellen.

[0098] Der erzeugte skalierte Codevektor gck am Ausgang des Verstärkers **224** wird durch ein Innovationsfilter **205** verarbeitet.

Periodizitätserweiterung:

[0099] Der erzeugte skalierte Codevektor am Ausgang des Verstärkers **224** wird durch einen frequenzabhängigen Tonhöhenvergrößerer **205** verarbeitet.

[0100] Die Vergrößerung der Periodizität des Anregungssignals u verbessert die Qualität im Fall von stimmhaften Segmenten. Dies erfolgte in der Vergangenheit durch Filtern des Innovationsvektors aus dem innovativen Codebuch (festen Codebuch) **218** durch ein Filter in der Form $1/(1 - \epsilon bz^{-T})$, wobei ϵ ein Faktor unter 0,5 ist, der die Größe der eingeführten Periodizität kontrolliert. Diese Näherung ist weniger effizient im Fall von Breitbandsignalen, da sie die Periodizität über das gesamte Spektrum einführt. Eine neue alternative Näherung, die Teil der vorliegenden Erfindung ist, ist offenbart, durch welche die Periodizitätserweiterung erzielt wird, indem der innovative Codevektor c_k aus dem innovativen (festen) Codebuch durch ein Innovationsfilter **205** ($F(z)$) gefiltert wird, dessen Frequenzantwort die höheren Frequenzen mehr als die niedrigeren Frequenzen anhebt. Die Koeffizienten von $F(z)$ sind auf das Periodizitätsmaß im Anregungssignal u bezogen.

[0101] Den Fachleuten sind viele Verfahren zum Erhalten gültiger Periodizitätskoeffizienten bekannt. Beispielsweise liefert der Wert der Verstärkung b eine Periodizitätsangabe. D. h. wenn die Verstärkung b nahe 1 ist, ist die Periodizität des Anregungssignals u hoch, und wenn die Verstärkung b kleiner als 0,5 ist, ist dann die Periodizität niedrig.

[0102] Eine weitere wirksame Weise zur Ableitung der verwendeten Filter $F(z)$ -Koeffizienten ist bei einem bevorzugten Ausführungsbeispiel deren Beziehung auf die Größe des Tonhöhenbeitrags im gesamten Anregungssignal u . Dies führt zu einer Frequenzantwort abhängig von der Unterrahmenperiodizität, wo höhere Frequenzen für höhere Tonhöhenverstärkungen stärker angehoben sind (stärkere Gesamtsteigung). Das Innovationsfilter **205** hat die Wirkung, die Energie des innovativen Codevektors c_k bei niedrigen Frequenzen abzusenkern, wenn das Anregungssignal u periodischer ist, was die Periodizität des Anregungssignals u bei niedrigeren Frequenzen mehr als bei höheren Frequenzen erweitert. Vorgeschlagene Formen für Innovationsfilter **205** sind

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

oder

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

wobei σ oder α aus dem Periodizitätspegel des Anregungssignals u abgeleitete Periodizitätsfaktoren sind.

[0103] Die zweite Drei-Term-Form von $F(z)$ wird bei einem bevorzugten Ausführungsbeispiel verwendet. Der Periodizitätsfaktor α wird im Stimmfaktorgenerator **204** berechnet. Es können verschiedene Verfahren verwendet werden, um den Periodizitätsfaktor α basierend auf der Periodizität des Anregungssignals u abzuleiten. Unten werden zwei Verfahren dargestellt.

Verfahren 1:

[0104] Das Verhältnis des Tonhöhenbeitrags zum gesamten Anregungssignal u wird als erstes im Stimmfaktorgenerator **204** berechnet durch

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

wobei v_T der Tonhöhen-Codebuchvektor, b die Tonhöhenverstärkung und u das Anregungssignal u sind, gegeben am Ausgang des Addierers **219** durch

$$u = gc_k + bv_T$$

[0105] Es sei festgestellt, daß der Term bv_T seine Quelle im Tonhöhen-Codebuch (Tonhöhen-Codebuch) **201** in Antwort auf die Tonhöhenverzögerung T und den im Speicher **203** gespeicherten letzten Wert u hat. Der Tonhöhen-Codevektor v_T aus dem Tonhöhen-Codebuch **201** wird dann durch ein Tiefpassfilter **202** verarbeitet, dessen Abschneidefrequenz mittels des Index j aus dem Demultiplexer **217** eingestellt ist. Der resultierende Codevektor v_T wird dann mit der Verstärkung b aus dem Demultiplexer **217** durch einen Verstärker **226** multipliziert, um das Signal bv_T zu erhalten.

[0106] Der Faktor α wird im Stimmfaktorgenerator **204** berechnet durch

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

wobei q ein Faktor ist, der den Vergrößerungsbetrag steuert (q ist im bevorzugten Ausführungsbeispiel auf 0,25 festgesetzt).

Verfahren 2:

[0107] Ein bei einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der Erfindung verwendetes weiteres Verfahren zur Berechnung des Periodizitätsfaktors α wird untenstehend erörtert.

[0108] Als erstes wird im Stimmfaktorgenerator **204** ein Stimmfaktor r_v berechnet durch

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

wobei E_v die Energie des skalierten Tonhöhen-Codevektors bv_T ist und E_c die Energie des skalierten innovativen Codevektors gc_k ist. Das heißt

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

und

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

[0109] Es sei festgestellt, daß der Wert von r_v zwischen -1 und 1 liegt (1 entspricht rein stimmhaften Signalen und -1 entspricht rein nichtstimmhaften Signalen).

[0110] Bei diesem bevorzugten Ausführungsbeispiel wird der Faktor α dann im Stimmfaktorgenerator **204** berechnet durch

$$\alpha = 0,125(1 + r_v)$$

was einem Wert 0 für rein nichtstimmhafte Signale und $0,25$ für rein stimmhafte Signale entspricht.

[0111] In der ersten Zwei-Term-Form von $F(z)$ kann der Periodizitätsfaktor σ durch Verwendung von $\sigma = 2\alpha$ bei den obigen Verfahren 1 und 2 angenähert werden. In einem solchen Fall wird der Periodizitätsfaktor σ bei dem obigen Verfahren 1 wie folgt berechnet:

$$\sigma = 2gR_p \text{ begrenzt durch } \sigma < 2q.$$

[0112] Bei dem Verfahren 2 wird der Periodizitätsfaktor σ wie folgt berechnet:

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

[0113] Das verstärkte Signal cf wird daher durch Filtern des skalierten innovativen Codevektors gc_k durch das Innovationsfilter **205** ($F(z)$) berechnet.

[0114] Das verstärkte Anregungssignal u' wird durch den Addierer **220** berechnet als:

$$u' = c_f + bv_T$$

[0115] Es sei festgestellt, daß dieser Prozeß nicht beim Codierer **100** ausgeführt wird. Somit ist es wesentlich, den Inhalt des Tonhöhen-Codebuchs **201** unter Verwendung des Anregungssignals u ohne Erweiterung zu aktualisieren, um zwischen dem Codierer **100** und dem Decodierer **200** eine Synchronität beizubehalten. Daher wird das Anregungssignal u dazu verwendet den Speicher **203** des Tonhöhen-Codebuchs **201** zu aktualisieren und das erweiterte Anregungssignal u' wird am Eingang des LP-Synthesefilters **206** verwendet.

Synthese und Nachentzerrung

[0116] Das synthetisierte Signal s' wird durch Filtern des erweiterten Anregungssignals u' durch das LP-Synthesefilter **206** berechnet, das die Form $1/\hat{A}(z)$ aufweist, wo $\hat{A}(z)$ das interpolierte LP-Filter im aktuellen Unter-

rahmen ist. Wie aus **Fig. 2** ersichtlich ist, werden die quantisierten LP-Koeffizienten $\hat{A}(z)$ auf der Leitung **225** vom Demultiplexer **217** zum LP-Synthesefilter **206** zugeführt, um die Parameter des LP-Synthesefilters **206** entsprechend einzustellen. Das Nachentzerrungsfilter **207** ist invers zum Vorverzerrungsfilter **103** von **Fig. 1**. Die Übertragungsfunktion des Nachentzerrungsfilters **207** ist gegeben durch

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

wobei μ ein Vorverzerrungsfaktor mit einem Wert ist, der zwischen 0 und 1 liegt (ein typischer Wert ist $\mu = 0,7$). Es könnte auch ein Filter höherer Ordnung verwendet werden.

[0117] Der Vektor s' wird durch das Nachentzerrungsfilter $D(z)$ (Modul **207**) gefiltert, um den Vektor s_d zu erhalten, der dann durch das Hochpaßfilter **208** geführt wird, um die ungewünschten Frequenzen unterhalb von 50 Hz zu entfernen und weiter s_h zu erhalten.

Überabtastung und Hochfrequenzregenerierung

[0118] Das Überabtastrmodul **209** führt den inversen Prozeß zu dem Abwärtsabtastrmodul **101** von **Fig. 1** aus. Bei diesem bevorzugten Ausführungsbeispiel wandelt die Überabtastung aus der 12,8 kHz-Abtastrate zur ursprünglichen 16 kHz-Abtastrate unter Verwendung von den Fachleuten wohlbekannten Techniken um. Das überabgetastete Synthesesignal ist bezeichnet mit \hat{S} . Es wird auch auf das Signal \hat{S} als das synthetisierte Breitbandzwischenignal Bezug genommen.

[0119] Das überabgetastete Synthesesignal \hat{S} enthält nicht die Komponenten mit höherer Frequenz, die beim Abwärtsabtastrprozeß (Modul **101** von **Fig. 1**) beim Codierer **100** verloren gingen. Dies gibt eine Tiefpaßwahrnehmung für das synthetisierte Sprachsignal. Zur Wiederherstellung des vollen Bandes des ursprünglichen Signals ist eine Hochfrequenzerzeugungssprozedur offenbart. Diese Prozedur wird in Modulen **210** bis **216** und Addierer **221** ausgeführt und benötigt eine Eingabe vom Stimmfaktorgenerator **204** (**Fig. 2**).

[0120] Bei dieser neuen Näherung werden die Hochfrequenzinhalte erzeugt, indem der obere Teil des Spektrums mit einem geeignet im Anregungsbereich skalierten weißen Rauschen gefüllt, dann in den Sprachbereich umgewandelt, vorzugsweise durch Formen mit demselben LP-Synthesefilter, wie es für die Synthetisierung des abwärts abgetasteten Signals \hat{S} verwendet wurde.

[0121] Die Hochfrequenzerzeugungssprozedur gemäß der vorliegenden Erfindung wird untenstehend beschrieben.

[0122] Der Rauschgenerator **213** erzeugt eine Sequenz weißen Rauschens w' mit einem flachen Spektrum über die gesamte Frequenzbandbreite unter Verwendung von den Fachleuten wohlbekannten Techniken. Die erzeugte Sequenz hat die Länge N' , welche die Unterrahmenlänge im ursprünglichen Bereich ist. Es sei festgestellt, daß N die Unterrahmenlänge im abwärts abgetasteten Bereich ist. Bei diesem bevorzugten Ausführungsbeispiel ist $N = 64$ und $N' = 80$, was 5 ms entspricht.

[0123] Die Sequenz weißen Rauschens wird in dem Verstärkungseinstellmodul **214** geeignet skaliert. Die Verstärkungseinstellung umfaßt die folgenden Schritte. Als erstes wird die Energie der erzeugten Rauschsequenz w' gleich der Energie des erweiterten Anregungssignals u' gesetzt, berechnet durch ein Energieberechnungsmodul **210**, und die resultierende skalierte Rauschsequenz ist gegeben durch

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

[0124] Der zweite Schritt bei der Verstärkungskalierung besteht darin, die Hochfrequenzanteile des synthetisierten Signals am Ausgang des Stimmfaktorgenerators **204** zu berücksichtigen, um die Energie des erzeugten Rauschens im Fall von stimmhaften Segmenten zu reduzieren (wo weniger Energie bei hohen Frequenzen im Vergleich zu nicht stimmhaften Sequenzen vorliegt). Bei diesem bevorzugten Ausführungsbeispiel wird das Messen der Hochfrequenzanteile durch Messen der Dachschräge des Synthesesignals durch einen spektralen Dachschrägenrechner **212** und entsprechende Herabsetzung der Energie implementiert. Andere Messungen wie Nulldurchgangsmessungen können ebenfalls verwendet werden. Wenn die Dachschräge sehr stark ist, was stimmhaften Segmenten entspricht, wird die Rauschenergie weiter herabgesetzt. Der Dachschrägenfaktor wird im Modul **212** als der erste Korrelationskoeffizient des Synthesesignals s_h berechnet und ist gegeben durch

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

bedingt $\text{tilt} \geq 0$ und $\text{tilt} \geq r_v$, 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 Tönhöhen-Codevektors bv_r ist und E_c die Energie des skalierten innovativen Codevektors gc_k ist, wie früher beschrieben wurde. Der Stimmfaktor r_v ist häufig kleiner als tilt , aber diese Bedingung wurde als Vorsichtsmaßregel gegen Hochfrequenzöne eingeführt, wo der Dachschrägenwert negativ ist und der Wert von r_v hoch ist. Daher setzt diese Bedingung die Rauschenergie für derartige Tonsignale herab.

[0125] Der Dachschrägenwert ist 0 im Fall eines flachen Spektrums und 1 im Fall von stark stimmhaften Signalen, und ist negativ im Fall von nicht stimmhaften Signalen, wo bei hohen Frequenzen mehr Energie vorliegt.

[0126] Es können verschiedene Verfahren dazu verwendet werden, den Skalierungsfaktor g_t aus der Größe der Hochfrequenzanteile abzuleiten. Bei dieser Erfindung werden zwei Verfahren basierend auf der Dachschräge des oben beschriebenen Signals gegeben.

Verfahren 1:

[0127] Der Skalierungsfaktor g_t wird aus der Dachschräge abgeleitet durch $g_t = 1 - \text{tilt}$, begrenzt durch $0,2 \leq g_t \leq 1,0$

[0128] Für ein stark stimmhaftes Signal, bei dem die Dachschräge sich 1 annähert, ist g_t 0,2 und für stark nicht stimmhafte Signale wird g_t 1,0.

Verfahren 2:

[0129] Der Dachschrägenfaktor g_t wird als erstes beschränkt, so daß er größer oder gleich Null ist, dann wird der Skalierungsfaktor aus der Dachschräge abgeleitet durch

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

[0130] Die skalierte Rauschsequenz w_g , die im Verstärkungseinstellmodul **214** erzeugt wird, ist daher gegeben durch

$$w_g = g_t w.$$

[0131] Wenn die Dachschräge nahe Null ist, ist der Skalierungsfaktor g_t nahe 1, was nicht zu einer Energie-reduktion führt. Wenn der Dachschrägenwert 1 ist, führt der Skalierungsfaktor g_t zu einer Reduktion um 12 dB in der Energie des erzeugten Rauschens.

[0132] Sobald das Rauschen geeignet skaliert ist (w_g), wird es unter Verwendung des Spektralformers **215** in den Sprachbereich gebracht. Beim bevorzugten Ausführungsbeispiel wird dies erzielt, indem das Rauschen w_g durch eine in der Bandbreite aufgeweitete Version desselben LP-Synthesefilters gefiltert wird, das in dem abwärts abtasteten Bereich ($1/\hat{A}(z/0,8)$) verwendet wurde. Die entsprechenden bandbreitenaufgeweiteten LP-Filterkoeffizienten werden im Spektralformer **215** berechnet.

[0133] Die gefilterte skalierte Rauschsequenz w_f wird dann zum erforderlichen Frequenzbereich zur Wiederherstellung unter Verwendung des Bandpaßfilters **216** bandpaßgefiltert. Beim bevorzugten Ausführungsbeispiel beschränkt das Bandpaßfilter **216** die Rauschsequenz auf dem Frequenzbereich 5,6–7,2 kHz. Die resultierende bandpaßgefilterte Rauschsequenz z wird im Addierer **221** zum überabgetasteten synthetisierten Sprachsignal \hat{s} addiert, um das rekonstruierte Tonendsignal s_{out} am Ausgang **223** zu erhalten.

[0134] Obwohl die vorliegende Erfindung obenstehend mittels eines bevorzugten Ausführungsbeispiels beschrieben worden ist, kann dieses Ausführungsbeispiel nach Belieben im Umfang der beigefügten Ansprüche modifiziert werden. Selbst obwohl das bevorzugte Ausführungsbeispiel die Verwendung von Breitbandsprachsignalen erörtert, ist es für Fachleute offensichtlich, daß die hier vorliegende Erfindung auch auf andere Ausführungsbeispiele mit Verwendung von Breitbandsignalen allgemein gerichtet ist, und daß sie nicht notwendigerweise auf Sprachanwendungen beschränkt ist.

Patentansprüche

1. Vorrichtung zur Wiederherstellung eines Hochfrequenzanteils eines vorher abwärts abgetasteten Breitbandsignals und zur Einspeisung des Hochfrequenzanteils in eine überabgetastete synthetisierte Version des Breitbandsignals, um ein synthetisiertes Breitbandsignal mit vollem Spektrum zu erzeugen, wobei die Vorrichtung zur Wiederherstellung des Hochfrequenzanteils umfaßt:

- a) einen Rauschzufallsgenerator (**213**) zur Erzeugung einer Rauschsequenz mit einem gegebenen Spektrum;
- b) eine spektrale Formeinheit (**215**) zur Formung des Spektrums der Rauschsequenz in bezug auf lineare Prädiktionsfilterkoeffizienten, die mit dem abwärts abgetasteten Breitbandsignal verknüpft sind;
- c) einen Signaleinspeisekreis (**221**) zur Einspeisung der spektralgeformten Rauschsequenz in die überabgetastete, synthetisierte Signalversion, um hierdurch das synthetisierte Breitbandsignal mit vollem Spektrum (**223**) zu erzeugen.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, bei der der Rauschzufallsgenerator ein Zufallsgenerator für weißes Rauschen ist, um eine Sequenz weißen Rauschens zu erzeugen, die über die gesamte Frequenzbandbreite des Breitbandsignals ein flaches Spektrum aufweist, wodurch die spektrale Formeinheit eine spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens erzeugt.

3. Vorrichtung nach Anspruch 2, bei der die spektrale Formeinheit umfaßt:

- a) ein Verstärkungseinstellmodul, das auf die Sequenz weißen Rauschens ansprechend ist, und einen Satz von Verstärkungseinstellparametern zur Erzeugung einer skalierten Sequenz weißen Rauschens;
- b) einen Spektralformer zur Filterung der skalierten Sequenz weißen Rauschens in bezug auf eine in der Bandbreite erweiterte Version der linearen Prädiktionsfilterkoeffizienten, um eine gefilterte, skalierte Sequenz weißen Rauschens zu erzeugen, umfassend eine Frequenzbandbreite, die allgemein höher als eine Frequenzbandbreite der überabgetasteten, synthetisierten Signalversion ist; und
- c) ein Bandpaßfilter, das ansprechend auf die gefilterte, skalierte Sequenz weißen Rauschens ist, um eine bandpaßgefilterte, skalierte Sequenz weißen Rauschens für eine anschließende Einspeisung in die überabgetastete, synthetisierte Signalversion als spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens zu erzeugen.

4. Verfahren zur Wiederherstellung eines Hochfrequenzanteils eines vorher abwärts abgetasteten Breitbandsignals und zur Einspeisung des Hochfrequenzanteils in eine überabgetastete, synthetisierte Version des Breitbandsignals, um ein synthetisiertes Breitbandsignal mit vollem Spektrum zu erzeugen, wobei das Verfahren zur Wiederherstellung des Hochfrequenzanteils umfaßt:

- a) die zufällige Erzeugung einer Rauschsequenz mit einem gegebenen Spektrum;
- b) eine Spektralformung der Rauschsequenz in bezug auf lineare Prädiktionsfilterkoeffizienten, die mit dem abwärts abgetasteten Breitbandsignal verknüpft sind; und
- c) Einspeisung der spektralgeformten Rauschsequenz in die überabgetastete, synthetisierte Signalversion, um hierdurch das synthetisierte Breitbandsignal mit vollem Spektrum zu erzeugen.

5. Verfahren nach Anspruch 4, bei dem die Erzeugung der Rauschsequenz umfaßt, das zufällig eine Sequenz weißen Rauschens erzeugt wird, wodurch die spektrale Formung der Rauschsequenz eine spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens erzeugt.

6. Verfahren nach Anspruch 5, bei dem die spektrale Formung der Rauschsequenz umfaßt:

- a) Erzeugung einer skalierten Sequenz weißen Rauschens ansprechend auf die Sequenz weißen Rauschens und eines Satzes von Verstärkungseinstellparametern;
- b) Filtern der skalierten Sequenz weißen Rauschens in bezug auf eine in der Bandbreite aufgeweitete Version der linearen Prädiktionsfilterkoeffizienten, um eine gefilterte, skalierte Sequenz weißen Rauschens zu erzeugen, umfassend eine Frequenzbandbreite allgemein höher als eine Frequenzbandbreite der überabgetasteten, synthetisierten Signalversion; und
- c) Bandpaßfiltern der gefilterten, skalierten Sequenz weißen Rauschens, um eine bandpaßgefilterte, skalierte Sequenz weißen Rauschens für eine anschließende Einspeisung in die überabgetastete, synthetisierte Signalversion als spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens zu erzeugen.

7. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals, umfassend:

- a) eine Signalfragmentierungsvorrichtung zur Aufnahme einer codierten Version eines vorher während der Codierung abwärts abgetasteten Breitbandsignals und Extrahierung wenigstens von Tonhöhen-Codebuchparametern, innovativen Codebuchparametern und linearen Prädiktionsfilterkoeffizienten aus der codierten Breitbandsignalversion;
- b) ein Tonhöhen-Codebuch ansprechend auf die Tonhöhen-Codebuchparameter zur Erzeugung eines Tonhö-

hen-Codevektors;

- c) ein innovatives Codebuch ansprechend auf die innovativen Codebuchparameter zur Erzeugung eines innovativen Codevektors;
- d) einen Kombinatorkreis zum Kombinieren des Tonhöhen-Codevektors und des innovativen Codevektors, um hierdurch ein Erregungssignal zu erzeugen;
- e) eine Signalsynthesevorrichtung, die ein lineares Prädiktionsfilter zum Filtern des Erregungssignals in bezug auf die linearen Prädiktionsfilterkoeffizienten enthält, um hierdurch ein synthetisiertes Breitbandsignal zu erzeugen, und eine auf das synthetisierte Breitbandsignal ansprechende Überabtasteinrichtung zur Erzeugung einer überabgetasteten Signalversion des synthetisierten Breitbandsignals; und
- f) eine Vorrichtung zur Wiederherstellung des Hochfrequenzanteils, wie aufgeführt in Anspruch 1, zur Wiederherstellung eines Hochfrequenzanteils des Breitbandsignals und zur Einspeisung des Hochfrequenzanteils in die überabgetastete Signalversion zur Erzeugung des synthetisierten Breitbandsignals mit vollem Spektrum.

8. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 7, bei dem der Rauschzufallsgenerator einen Zufallsgenerator für weißes Rauschen zur Erzeugung einer Sequenz weißen Rauschens umfaßt, wodurch die spektrale Formeinheit eine spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens erzeugt.

9. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 8, bei dem die spektrale Formeinheit umfaßt

- a) ein Verstärkungseinstellmodul ansprechend auf die Sequenz weißen Rauschens und einen Satz von Verstärkungseinstellparametern zur Erzeugung einer skalierten Sequenz weißen Rauschens;
- b) einen Spektralformer zur Filterung der skalierten Sequenz weißen Rauschens in bezug auf eine in der Bandbreite aufgeweitete Version der linearen Prädiktionsfilterkoeffizienten, um eine gefilterte, skalierte Sequenz weißen Rauschens zu erzeugen, umfassend eine Frequenzbandbreite allgemein höher als eine Frequenzbandbreite der überabgetasteten, synthetisierten Signalversion; und
- c) ein Bandpaßfilter ansprechend auf die gefilterte, skalierte Sequenz weißen Rauschens zur Erzeugung einer bandpaßgefilterten, skalierten Sequenz weißen Rauschens für die anschließende Einspeisung in die überabgetastete, synthetisierte Signalversion als spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens.

10. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 9, weiter umfassend:

- a) einen Stimmfaktorgenerator ansprechend auf die adaptiven und innovativen Codevektoren zur Berechnung eines Stimmfaktors für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul;
- b) ein Energieberechnungsmodul ansprechend auf das Erregungssignal zur Berechnung einer Erregungsenergie für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul;
- c) einen spektralen Dachschrägenrechner ansprechend auf das synthetisierte Signal zur Berechnung eines Dachschrägenkalierungsfaktors für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul; wobei der Satz der Verstärkungseinstellparameter den Stimmfaktor, die Erregungsenergie und den Dachschrägenkalierungsfaktor umfaßt.

11. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 10, bei dem der Stimmfaktorgenerator ein Mittel zur Berechnung des Stimmfaktors r_v unter Verwendung der Relation umfaßt:

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

wobei E_v die Energie einer verstärkungsskalierten Version des Tonhöhen-Codevektors ist und E_c die Energie einer verstärkungsskalierten Version des innovativen Codevektors ist.

12. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 10, bei dem die Verstärkungseinstelleinheit ein Mittel zur Berechnung eines Energieskalierungsfaktors unter Verwendung der Relation umfaßt:

$$\text{Energieskalierungsfaktor} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N'-1} u'^2(n)}{\sum_{n=0}^{N'-1} w'^2(n)}} \quad , \quad n=0, \dots, N'-1.$$

wobei w' die Sequenz weißen Rauschens ist und u' ein von dem Erregungssignal abgeleitetes verstärktes Erregungssignal ist. 13. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 10, bei

dem der spektrale Dachschrägenrechner ein Mittel zur Berechnung des Dachschrägenkalierungsfaktors g_t unter der Verwendung der Relation umfaßt: $g_t = 1 - \text{tilt}$
 begrenzt durch $0,2 \leq g_t \leq 1,0$
 wobei

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

bedingt durch $\text{tilt} \geq 0$ und $\text{tilt} \geq r_v$.

13. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 10, bei dem der spektrale Dachschrägenrechner ein Mittel zur Berechnung des Dachschrägenkalierungsfaktors g_t unter Verwendung der Relation umfaßt: $g_t = 10^{-0,6\text{tilt}}$
 begrenzt durch $0,2 \leq g_t \leq 1,0$
 wobei

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

bedingt durch $\text{tilt} \geq 0$ und $\text{tilt} \geq r_v$.

14. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 9, bei dem das Tiefpaßfilter eine Frequenzbandbreite umfaßt, die zwischen 5,6 kHz und 7,2 kHz liegt.

15. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals, umfassend:

- a) eine Signalfragmentierungsvorrichtung zur Aufnahme einer codierten Version eines Breitbandsignals, das vorher während der Codierung und der Extrahierung wenigstens von Dachschrägen-Codebuchparametern, innovativen Codebuchparametern und linearen Prädiktionsfilterkoeffizienten aus der codierten Breitbandsignalversion abwärts abgetastet wurde;
- b) ein Dachschrägen-Codebuch ansprechend auf die Dachschrägen-Codebuchparameter zur Erzeugung eines Dachschrägen-Codevektors;
- c) ein innovatives Codebuch ansprechend auf die innovativen Codebuchparameter zur Erzeugung eines innovativen Codevektors;
- d) einen Kombinatorkreis zur Kombination des Dachschrägen-Codevektors und des innovativen Codevektors, um hierdurch ein Erregungssignal zu erzeugen; und
- e) eine Signalsynthesevorrichtung, die ein lineares Prädiktionsfilter zum Filtern des Erregungssignals in bezug auf die linearen Prädiktionsfilterkoeffizienten, um hierdurch ein synthetisiertes Breitbandsignal zu erzeugen, und eine Überabtasteinrichtung ansprechend auf das synthetisierte Breitbandsignal zur Erzeugung einer überabgetasteten Signalversion des synthetisierten Breitbandsignals enthält; wobei der Decodierer eine Vorrichtung zur Wiederherstellung des Hochfrequenzanteils, wie aufgeführt in Anspruch 1, umfaßt, um einen Hochfrequenzanteil des Breitbandsignals wiederherzustellen und um den Hochfrequenzanteil in die überabgetastete Signalversion einzuspeisen, um das synthetisierte Breitbandsignal mit vollem Spektrum zu erzeugen.

16. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 16, bei dem der Rauschzufallsgenerator einen Zufallsgenerator für weißes Rauschen umfaßt, um eine Sequenz weißen Rauschens zu erzeugen, wodurch die spektrale Formeinheit eine spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens erzeugt.

17. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 17, bei dem die spektrale Formeinheit umfaßt:

- a) ein Verstärkungseinstellmodul ansprechend auf die Sequenz weißen Rauschens und einen Satz von Verstärkungseinstellparametern zur Erzeugung einer skalierten Sequenz weißen Rauschens;
- b) einen Spektralformer zum Filtern der skalierten Sequenz weißen Rauschens in bezug auf eine in der Bandbreite aufgeweitete Version der linearen Prädiktionsfilterkoeffizienten zur Erzeugung einer gefilterten, skalierten Sequenz weißen Rauschens, umfassend eine Frequenzbandbreite allgemein höher als eine Frequenz-

bandbreite der überabgetasteten, synthetisierten Signalversion; und
 c) ein Bandpaßfilter ansprechend auf die gefilterte, skalierte Sequenz weißen Rauschens zur Erzeugung einer bandpaßgefilterten, skalierten Sequenz weißen Rauschens für die anschließende Einspeisung in die überabgetastete, synthetisierte Signalversion als spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens.

18. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 18, weiter umfassend:

- a) einen Stimmfaktorgenerator ansprechend auf die adaptiven und innovativen Codevektoren zur Berechnung eines Stimmfaktors für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul;
- b) ein Energieberechnungsmodul ansprechend auf das Erregungssignal zur Berechnung einer Erregungsenergie für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul; und
- c) einen spektralen Dachschrägenrechner ansprechend auf das synthetisierte Signal zur Berechnung eines Dachschrägenskalierungsfaktors für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul; wobei der Satz der Verstärkungseinstellparametern den Stimmfaktor, den Energieskalierungsfaktor und den Dachschrägenskalierungsfaktor umfaßt.

19. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 19, bei dem der Stimmfaktorgenerator ein Mittel zur Berechnung des Stimmfaktors r_v unter Verwendung der Relation umfaßt:

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

wobei E_v die Energie einer verstärkungsskalierten Version des Tönhöhen-Codevektors ist und E_c die Energie einer verstärkungsskalierten Version des innovativen Codevektors ist.

20. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 19, bei dem die Verstärkungseinstelleinheit ein Mittel zur Berechnung eines Energieskalierungsfaktors unter Verwendung der Relation umfaßt:

$$\text{Energieskalierungsfaktor} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} u'^2(n)}{\sum_{n=0}^{N'-1} w'^2(n)}}, \quad n=0, \dots, N'-1.$$

wobei w' die Sequenz weißen Rauschens ist und u' ein von dem Erregungssignal abgeleitetes verstärktes Erregungssignal ist.

21. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 19, bei dem der spektrale Dachschrägenrechner ein Mittel zur Berechnung des Dachschrägenskalierungsfaktors g_t unter Verwendung der Relation umfaßt: $g_t = 1 - \text{tilt}$

begrenzt durch $0, 2 \leq g_t \leq 1, 0$

wobei

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

bedingt durch $\text{tilt} \geq 0$ und $\text{tilt} \geq r_v$.

22. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 19, bei dem der spektrale Dachschrägenrechner ein Mittel zur Berechnung des Dachschrägenskalierungsfaktors g_t unter Verwendung der Relation umfaßt: $g_t = 10^{-0,6\text{tilt}}$

begrenzt durch $0, 2 \leq g_t \leq 1, 0$

wobei

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

begrenzt durch $\text{tilt} \geq 0$ und $\text{tilt} \geq r_v$.

23. Decodierer zur Erzeugung eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 18, bei dem das Bandpaßfilter eine Frequenzbandbreite umfaßt, die zwischen 5,6 kHz und 7,2 kHz liegt.

24. Zellulares Kommunikationssystem zur Versorgung eines großen geographischen Bereichs, der in eine Vielzahl von Zellen unterteilt ist, umfassend:

- a) mobile Sender/Empfängereinheiten;
- b) zellulare Basisstationen, die sich jeweils in den Zellen befinden;
- c) eine Leitstation zur Steuerung der Kommunikation zwischen den zellularen Basisstationen;
- d) ein bidirektionales, drahtloses Kommunikationsteilsystem zwischen jeder in einer Zelle befindlichen mobilen Einheit und der zellularen Basisstation der einen Zelle, wobei das bidirektionale, drahtlose Kommunikationsteilsystem in der mobilen Einheit und auch in der zellularen Basisstation umfaßt
- i) einen Sender, der einen Codierer zur Codierung eines Breitbandsignals und einen Sendekreis zum Senden des codierten Breitbandsignals enthält; und
- ii) einen Empfänger, der einen Empfängerkreis zum Empfangen eines gesendeten, codierten Breitbandsignals und einen Decodierer, wie in Anspruch 7 aufgeführt, zum Decodieren des empfangenen, codierten Breitbandsignals enthält.

25. Zellulares Kommunikationssystem nach Anspruch 25, bei dem der Rauschzufallsgenerator einen Zufallsgenerator für weißes Rauschen umfaßt, um eine Sequenz weißen Rauschens zu erzeugen, wodurch die spektrale Formeinheit eine spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens erzeugt.

26. Zellulares Kommunikationssystem nach Anspruch 26, bei dem die spektrale Formeinheit umfaßt:

- a) ein Verstärkungseinstellmodul ansprechend auf die Sequenz weißen Rauschens und einen Satz von Verstärkungseinstellparametern zur Erzeugung einer skalierten Sequenz weißen Rauschens;
- b) einen Spektralformer zum Filtern der skalierten Sequenz weißen Rauschens in bezug auf eine in der Bandbreite aufgeweitete Version der linearen Prädiktionsfilterkoeffizienten zur Erzeugung einer gefilterten, skalierten Sequenz weißen Rauschens, umfassend eine Frequenzbandbreite allgemein höher als eine Frequenzbandbreite der überabgetasteten, synthetisierten Signalversion; und
- c) ein Bandpaßfilter ansprechend auf die gefilterte, skalierte Sequenz weißen Rauschens zur Erzeugung einer bandpaßgefilterten, skalierten Sequenz weißen Rauschens für die anschließende Einspeisung in die überabgetastete, synthetisierte Signalversion als spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens.

27. Zellulares Kommunikationssystem nach Anspruch 27, weiter umfassend:

- a) einen Stimmfaktorgenerator ansprechend auf die adaptiven und innovativen Codevektoren zur Berechnung eines Stimmfaktors für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul;
- b) ein Energieberechnungsmodul ansprechend auf das Erregungssignal zur Berechnung einer Erregungsenergie für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul; und
- c) einen spektralen Dachschrägenrechner ansprechend auf das synthetisierte Signal zur Berechnung eines Dachschrägenskalierungsfaktors für die Übertragung an das Verstärkungseinstellmodul; wobei der Satz von Verstärkungseinstellparametern den Stimmfaktor, die Erregungsenergie und den Dachschrägenskalierungsfaktor umfaßt.

28. Zellulares Kommunikationssystem nach Anspruch 28, bei dem der Stimmfaktorgenerator ein Mittel zur Berechnung des Stimmfaktors r_v unter Verwendung der Relation umfaßt:

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

wobei E_v die Energie einer verstärkungskalierten Version des Tonhöhen-Codevektors ist und E_o die Energie einer verstärkungsskalierten Version des innovativen Codevektors ist.

29. Zellulares Kommunikationssystem nach Anspruch 28, bei dem die Verstärkungseinstelleinheit ein Mittel zur Berechnung eines Energieskalierungsfaktors unter Verwendung der Relation umfaßt:

$$\text{Energieskalierungsfaktor} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} u'^2(n)}{\sum_{n=0}^{N'-1} w'^2(n)}}, \quad n=0, \dots, N'-1.$$

wobei w' die Sequenz weißen Rauschens ist und u' ein aus dem Erregungssignal abgeleitetes verstärktes Erregungssignal ist.

30. Zellulares Kommunikationssystem nach Anspruch 28, bei dem der spektrale Dachschrägenrechner ein Mittel zur Berechnung des Dachschrägenskalierungsfaktors g_t unter Verwendung der Relation umfaßt: $g_t = 1 - \text{tilt}$
 – tilt
 begrenzt durch $0,2 \leq g_t \leq 1,0$
 wobei

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

bedingt durch $\text{tilt} \geq 0$ und $\text{tilt} \geq r_v$.

31. Zellulares Kommunikationssystem nach Anspruch 28, bei dem der spektrale Dachschrägenrechner ein Mittel zur Berechnung des Dachschrägenskalierungsfaktors g_t unter Verwendung der Relation umfaßt: $g_t = 10^{-0,6\text{tilt}}$
 begrenzt durch $0,2 \leq g_t \leq 1,0$
 wobei

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

bedingt durch $\text{tilt} \geq 0$ und $\text{tilt} \geq r_v$.

32. Zellulares Kommunikationssystem nach Anspruch 27, bei dem das Bandpaßfilter eine Frequenzbandbreite umfaßt, die zwischen 5,6 kHz und 7,2 kHz liegt.

33. Zellulare mobile Sender/Empfängereinheit umfassend:

- a) einen Sender, der einen Codierer zur Codierung eines Breitbandsignals und einen Sendekreis zum Senden des codierten Breitbandsignals enthält; und
- b) einen Empfänger, der einen Empfängerkreis zum Empfangen eines gesendeten, codierten Breitbandsignals und einen Decodierer, wie in nach Anspruch 7 aufgeführt, zum Decodieren des empfangenen, codierten Breitbandsignals enthält.

34. Zellulare mobile Sender/Empfängereinheit nach Anspruch 34, bei der der Rauschzufallsgenerator einen Zufallsgenerator für weißes Rauschen umfaßt, um eine Sequenz weißen Rauschens zu erzeugen, wodurch die spektrale Formeinheit eine spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens erzeugt.

35. Zellulare mobile Sender/Empfängereinheit nach Anspruch 35, wobei die spektrale Formeinheit umfaßt:

- a) ein Verstärkungseinstellmodul, das auf die Sequenz weißen Rauschens ansprechend ist, und einen Satz von Verstärkungseinstellparametern, um eine skalierte Sequenz weißen Rauschens zu erzeugen;
- b) einen Spektralformer zum Filtern der skalierten Sequenz weißen Rauschens in bezug auf eine in der Bandbreite aufgeweitete Version der linearen Prädiktionsfilterkoeffizienten, um eine gefilterte, skalierte Sequenz weißen Rauschens zu erzeugen, umfassend eine Frequenzbandbreite allgemein höher als eine Frequenzbandbreite der überabgetasteten, synthetisierten Signalversion; und
- c) ein Bandpaßfilter ansprechend auf die gefilterte, skalierte Sequenz weißen Rauschens zur Erzeugung einer bandpaßgefilterten, skalierten Sequenz weißen Rauschens für die anschließende Einspeisung in die überab-

getastete, synthetisierte Signalversion als spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens.

36. Zellulare mobile Sender/Empfängereinheit nach Anspruch 36, weiter umfassend:

- einen Stimmfaktorgenerator ansprechend auf die adaptiven und innovativen Codevektoren zur Berechnung eines Stimmfaktors für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul;
 - ein Energieberechnungsmodul ansprechend auf das Erregungssignal zur Berechnung einer Erregungsenergie für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul; und
 - einen spektralen Dachschrägenrechner ansprechend auf das synthetisierte Signal zur Berechnung eines Dachschrägenskalierungsfaktors für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul;
- wobei der Satz von Verstärkungseinstellparametern den Stimmfaktor, die Erregungsenergie und den Dachschrägenskalierungsfaktor umfaßt.

37. Zellulare mobile Sender/Empfängereinheit nach Anspruch 37, bei der der Stimmfaktorgenerator ein Mittel zur Berechnung des Stimmfaktors r_v unter Verwendung der Relation umfaßt:

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

wobei E_v die Energie einer verstärkungsskalierten Version des Tonhöhen-Codevektors ist und E_c die Energie einer verstärkungsskalierten Version des innovativen Codevektors ist.

38. Zellulare mobile Sender/Empfängereinheit nach Anspruch 37, bei der die Verstärkungseinstelleinheit ein Mittel zur Berechnung eines Energieskalierungsfaktors unter Verwendung der Relation umfaßt:

$$\text{Energieskalierungsfaktor} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} u'^2(n)}{\sum_{n=0}^{N-1} w'^2(n)}} \quad , \quad n=0, \dots, N-1.$$

wobei w' die Sequenz weißen Rauschens ist und u' ein aus dem Erregungssignal abgeleitetes verstärktes Erregungssignal ist.

39. Zellulare mobile Sender/Empfängereinheit nach Anspruch 37, bei der der spektrale Dachschrägenrechner ein Mittel zur Berechnung des Dachschrägenskalierungsfaktors g_t unter Verwendung der Relation umfaßt: $g_t = 1 - \text{tilt}$

begrenzt durch $0,2 \leq g_t \leq 1,0$

wobei

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

bedingt durch $\text{tilt} \geq 0$ und $\text{tilt} \geq r_v$.

40. Zellulare mobile Sender/Empfängereinheit nach Anspruch 37, bei der der spektrale Dachschrägenrechner ein Mittel zur Berechnung des Dachschrägenskalierungsfaktors g_t unter Verwendung der Relation umfaßt: $g_t = 10^{-0,6\text{tilt}}$

begrenzt durch $0,2 \leq g_t \leq 1,0$

wobei

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

bedingt durch $\text{tilt} \geq 0$ und $\text{tilt} \geq r_v$.

41. Zellulare mobile Sender/Empfängereinheit nach Anspruch 36, bei der das Bandpaßfilter eine Frequenzbandbreite umfaßt, die zwischen 5,6 kHz und 7,2 kHz liegt.

42. Zellulares Netzwerkelement, umfassend:

- a) einen Sender, der einen Codierer zur Codierung eines Breitbandsignals und einen Sendekreis zum Senden des codierten Breitbandsignals enthält; und
- b) einen Empfänger, der einen Empfängerkreis zum Empfangen eines gesendeten codierten Breitbandsignals und einen Decodierer, wie in Anspruch 7 aufgeführt, zum Decodieren des empfangenen, codierten Breitbandsignals enthält.

43. Zellulares Netzwerkelement nach Anspruch 43, bei dem der Rauschzufallsgenerator einen Zufallsgenerator für weißes Rauschen umfaßt, um eine Sequenz weißen Rauschens zu erzeugen, wodurch die spektrale Formeinheit eine spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens erzeugt.

44. Zellulares Netzwerkelement nach Anspruch 44, bei dem die spektrale Formeinheit umfaßt:

- a) ein Verstärkungseinstellmodul, das auf die Sequenz weißen Rauschens ansprechend ist, und einen Satz von Verstärkungseinstellparametern zur Erzeugung einer skalierten Sequenz weißen Rauschens;
- b) einen Spektralformer zum Filtern der skalierten Sequenz weißen Rauschens in bezug auf eine in der Bandbreite aufgeweitete Version der linearen Prädiktionsfilterkoeffizienten zur Erzeugung einer gefilterten, skalierten Sequenz weißen Rauschens, umfassend eine Frequenzbandbreite allgemein höher als eine Frequenzbandbreite der überabgetasteten synthetisierten Signalversion; und
- c) ein Bandpaßfilter ansprechend auf die gefilterte, skalierte Sequenz weißen Rauschens zur Erzeugung einer bandpaßgefilterten, skalierten Sequenz weißen Rauschens für die anschließende Einspeisung in die überabgetastete, synthetisierte Signalversion als spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens.

45. Zellulares Netzwerkelement nach Anspruch 45, weiter umfassend:

- a) einen Stimmfaktorgenerator ansprechend auf die adaptiven und innovativen Codevektoren zur Berechnung eines Stimmfaktors für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul;
- b) ein Energieberechnungsmodul ansprechend auf das Erregungssignal zur Berechnung einer Erregungsenergie für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul; und
- c) einen spektralen Dachschrägenrechner ansprechend auf das synthetisierte Signal zur Berechnung eines Dachschrägenskalierungsfaktors für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul; wobei der Satz von Verstärkungseinstellparametern den Stimmfaktor, die Erregungsenergie und den Dachschrägenskalierungsfaktor umfaßt.

46. Zellulares Netzwerkelement nach Anspruch 46, bei dem der Stimmfaktorgenerator ein Mittel zur Berechnung des Stimmfaktors r_v unter Verwendung der Relation umfaßt:

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

wobei E_v die Energie einer verstärkungsskalierten Version des innovativen Codevektors ist.

47. Zellulares Netzwerkelement nach Anspruch 46, bei dem die Verstärkungseinstelleinheit ein Mittel zur Berechnung eines Energieskalierungsfaktors unter Verwendung der Relation umfaßt

$$\text{Energieskalierungsfaktor} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} u'^2(n)}{\sum_{n=0}^{N'-1} w'^2(n)}} \quad , \quad n=0, \dots, N'-1.$$

wobei w' die Sequenz weißen Rauschens ist und u' ein aus dem Erregungssignal abgeleitetes verstärktes Erregungssignal ist.

48. Zellulares Netzwerkelement nach Anspruch 46, bei dem der spektrale Dachschrägenrechner ein Mittel zur Berechnung des Dachschrägenskalierungsfaktors g_t unter Verwendung der Relation umfaßt: $g_t = 1 - \text{tilt}$ begrenzt durch $0,2 \leq g_t \leq 1,0$

wobei

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

bedingt durch $\text{tilt} \geq 0$ und $\text{tilt} \geq r_v$.

49. Zellenares Netzwerkelement nach Anspruch 46, bei dem der spektrale Dachschrägenrechner ein Mittel zur Berechnung des Dachschrägenskalierungsfaktors g_t unter Verwendung der Relation umfaßt: $g_t = 10^{-0,6\text{tilt}}$ begrenzt durch $0,2 \leq g_t \leq 1, 0$ wobei

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

bedingt durch $\text{tilt} \geq 0$ und $\text{tilt} \geq r_v$.

50. Zellenares Netzwerkelement nach Anspruch 45, bei dem das Bandpaßfilter eine Frequenzbandbreite umfaßt, die zwischen 5,6 kHz und 7,2 kHz liegt.

51. Zellenares Kommunikationssystem zur Versorgung eines großen geographischen Bereichs, der in eine Vielzahl von Zellen unterteilt ist, umfassend: mobile Sender/Empfängereinheiten; zellulare Basisstationen, die sich jeweils in den Zellen befinden; und eine Leitstation zum Steuern der Kommunikation zwischen den zellularen Basisstationen:

ein bidirektionales, drahtloses Kommunikationsteilsystem zwischen jeder in einer Zelle befindlichen mobilen Einheit und der zellularen Basisstation der besagten einen Zelle, wobei das bidirektionale, drahtlose Kommunikationsteilsystem in der mobilen Einheit und auch in der zellularen Basisstation umfaßt:

- a) einen Sender, der einen Codierer zur Codierung eines Breitbandsignals und einen Sendekreis zum Senden des codierten Breitbandsignals enthält; und
- b) einen Empfänger, der einen Empfängerkreis zum Empfangen eines gesendeten, codierten Breitbandsignals und einen Decodierer, wie in Anspruch 7 aufgeführt, zum Decodieren des empfangenen, codierten Breitbandsignals enthält.

52. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsteilsystem nach Anspruch 52, bei dem der Rauschzufalls-generator einen Zufallsgenerator für weißes Rauschen zur Erzeugung einer Sequenz weißen Rauschens umfaßt, wodurch die spektrale Formeinheit eine spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens erzeugt.

53. Bidirektionales, drahtloses Kommunikationsteilsystem nach Anspruch 53, bei dem die spektrale Formeinheit umfaßt:

- a) ein Verstärkungseinstellmodul, das auf die Sequenz weißen Rauschens ansprechend ist, und einen Satz von Verstärkungseinstellparametern zur Erzeugung einer skalierten Sequenz weißen Rauschens;
- b) einen Spektralformer zum Filtern der skalierten Sequenz weißen Rauschens in bezug auf eine in der Bandbreite aufgeweitete Version der linearen Prädiktionsfilterkoeffizienten zur Erzeugung einer gefilterten, skalierten Sequenz weißen Rauschens, umfassend eine Frequenzbandbreite allgemein höher als eine Frequenzbandbreite der überabgetasteten synthetisierten Signalversion; und
- c) ein Bandpaßfilter ansprechend auf die gefilterte, skalierte Sequenz weißen Rauschens zur Erzeugung einer bandpaßgefilterten, skalierten Sequenz weißen Rauschens zur anschließenden Einspeisung in die überabgetastete, synthetisierte Signalversion als spektralgeformte Sequenz weißen Rauschens.

54. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsteilsystem nach Anspruch 54, weiter umfassend:

- a) einen Stimmfaktorgenerator ansprechend auf die adaptiven und innovativen Codevektoren zur Berechnung eines Stimmfaktors für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul;
- b) ein Energieberechnungsmodul ansprechend auf das Erregungssignal zur Berechnung einer Erregungsenergie für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul; und
- c) einen spektralen Dachschrägenrechner ansprechend auf das synthetisierte Signal zur Berechnung eines Dachschrägenskalierungsfaktors für die Übertragung zu dem Verstärkungseinstellmodul; wobei der Satz von

Verstärkungseinstellparametern den Stimmfaktor, die Erregungsenergie und den Dachschrägenskalierungsfaktor umfaßt.

55. Bidirektionales, drahtloses Kommunikationsteilsystem nach Anspruch 55, bei dem der Stimmfaktorgenerator ein Mittel zur Berechnung des Stimmfaktors r_v unter Verwendung der Relation umfaßt

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

wobei E_v die Energie einer verstärkungskalierten Version des Dachschrägen-Codevektors ist und E_c die Energie einer verstärkungskalierten Version des innovativen Codevektors ist.

56. Bidirektionales, drahtloses Kommunikationsteilsystem nach Anspruch 55, bei dem die Verstärkungseinstelleinheit ein Mittel zur Berechnung eines Energieskalierungsfaktors unter Verwendung der Gleichung umfaßt:

$$\text{Energieskalierungsfaktor} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} u'^2(n)}{\sum_{n=0}^{N-1} w'^2(n)}}, \quad n=0, \dots, N-1.$$

wobei w' die Sequenz weißen Rauschens ist und u' ein aus dem Erregungssignal abgeleitetes verstärktes Erregungssignal ist.

57. Bidirektionales, drahtloses Kommunikationsteilsystem nach Anspruch 55, bei dem der spektrale Dachschrägenrechner ein Mittel zur Berechnung des Dachschrägenskalierungsfaktors g_t unter Verwendung der Relation umfaßt: $g_t = 1 - \text{tilt}$
begrenzt durch $0,2 \leq g_t \leq 1,0$
wobei

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

bedingt durch $\text{tilt} \geq 0$ und $\text{tilt} \geq r_v$.

58. Bidirektionales, drahtloses Kommunikationsteilsystem nach Anspruch 55, bei dem der spektrale Dachschrägenrechner ein Mittel zur Berechnung des Dachschrägenskalierungsfaktors g_t unter Verwendung der Relation umfaßt: $g_t = 10^{-0,6 \text{tilt}}$
begrenzt durch $0,2 \leq g_t \leq 1,0$
wobei

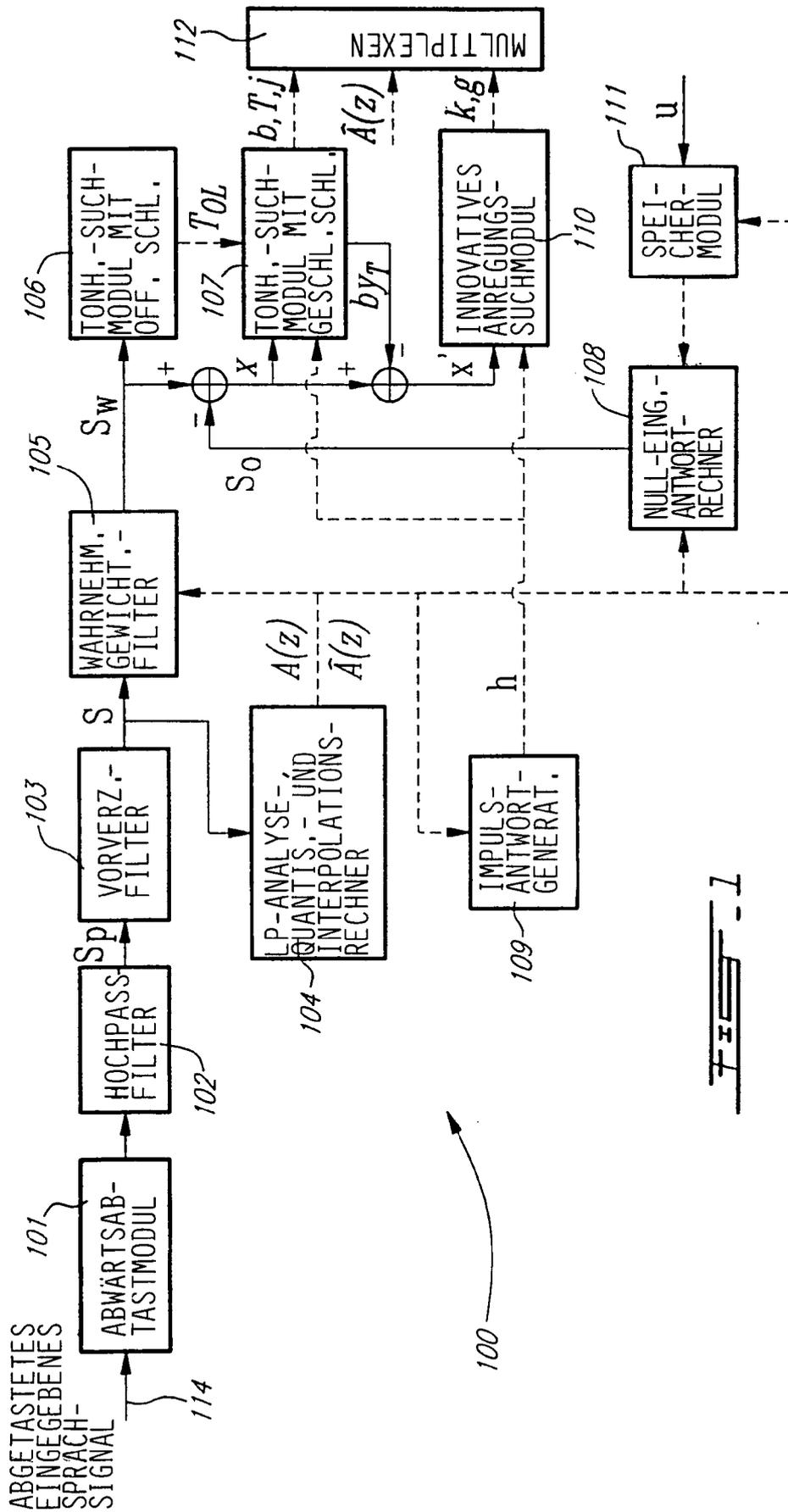
$$\text{tilt} = \frac{\sum_{n=1}^{N-1} s_h(n) s_h(n-1)}{\sum_{n=0}^{N-1} s_h^2(n)}$$

bedingt durch $\text{tilt} \geq 0$ und $\text{tilt} \geq r_v$.

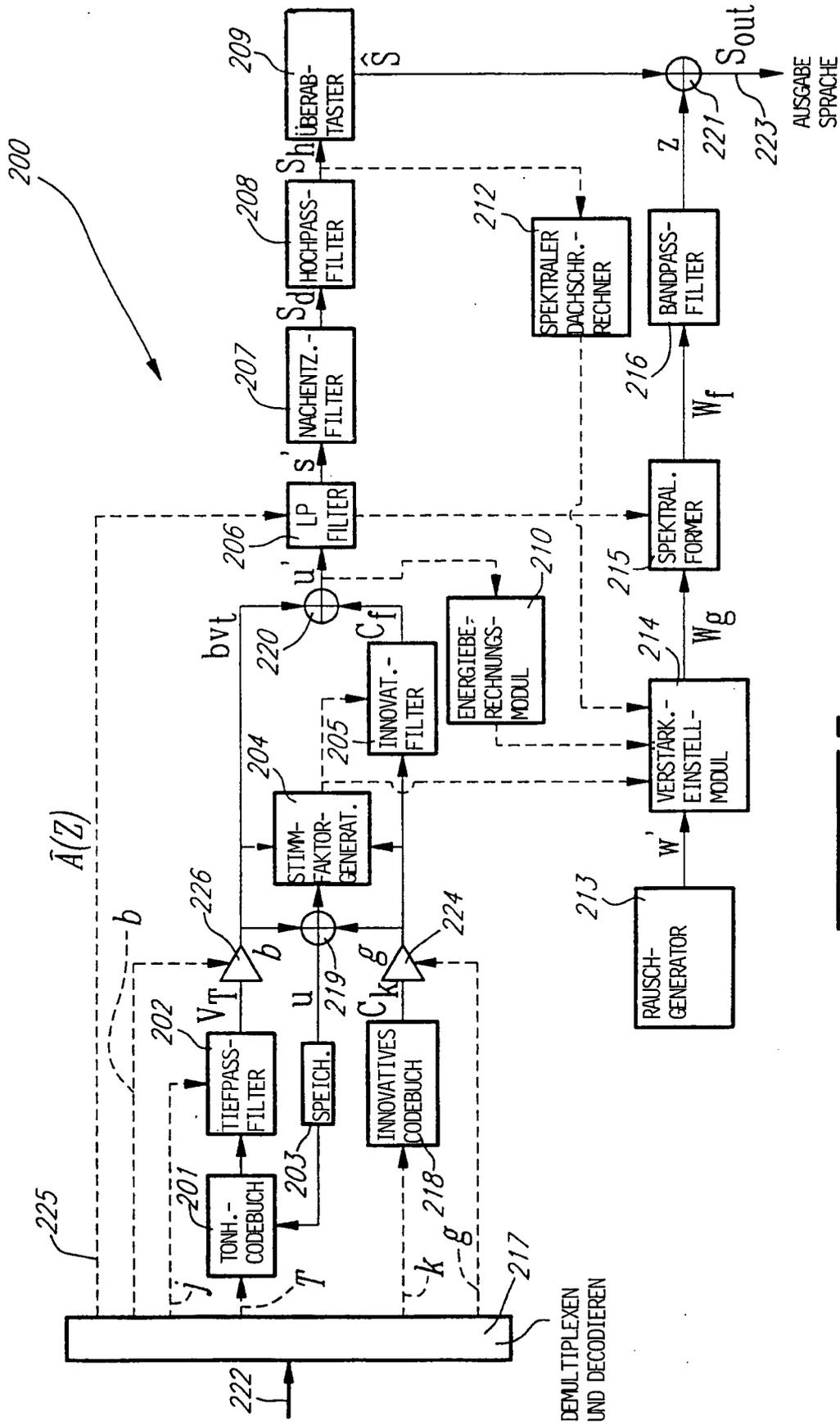
59. Bidirektionales, drahtloses Kommunikationsteilsystem nach Anspruch 54, bei dem das Bandpaßfilter eine Frequenzbandbreite umfaßt, die zwischen 5,6 kHz und 7,2 kHz liegt.

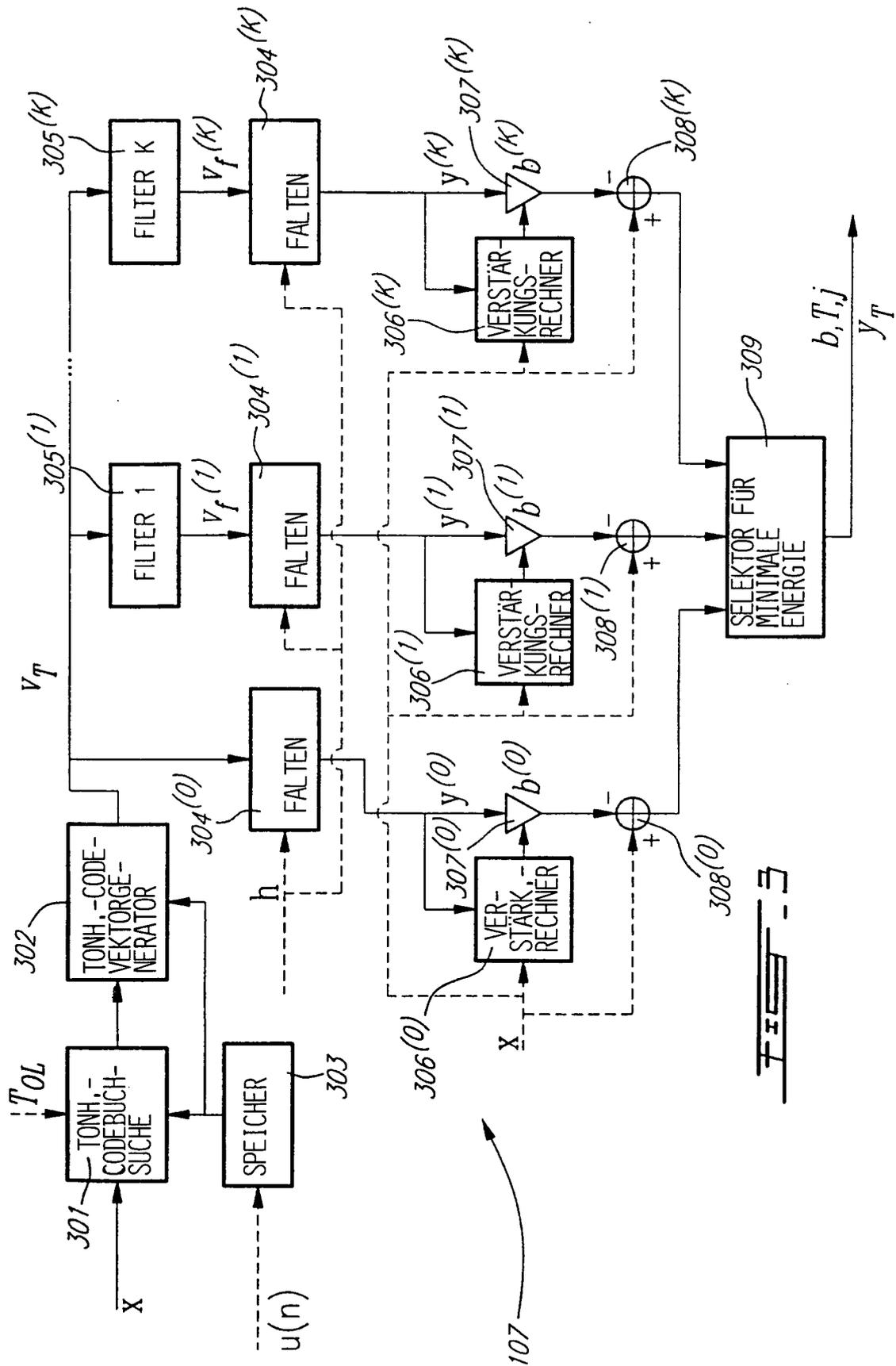
Es folgen 4 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen



FEHL





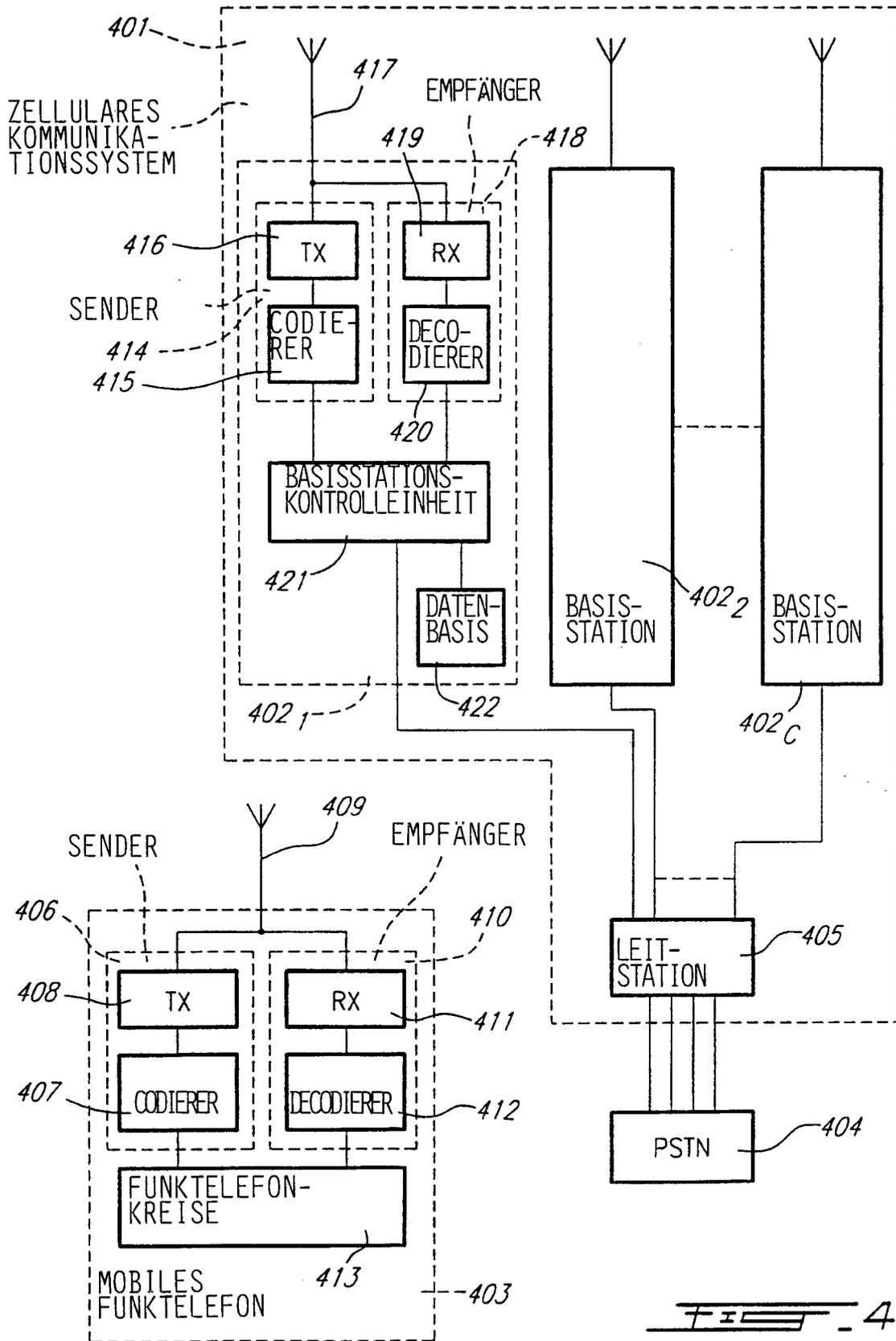


FIG. 4