



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 699 13 724 T2 2004.10.07**

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 125 286 B1**

(51) Int Cl.⁷: **G10L 21/02**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **699 13 724.1**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/CA99/01010**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **99 952 201.4**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 00/25304**

(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: **17.12.2003**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **07.10.2004**

(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:
Betten & Resch, 80333 München

(54) Bezeichnung: **VORRICHTUNG ZUR RAUSCHMASKIERUNG UND VERFAHREN ZUR EFFIZIENTEN KODIERUNG
VON BREITBANDSIGNALEN**

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 bezieht sich auf eine Wahrnehmungsgewichtungsvorrichtung und ein Wahrnehmungsgewichtungsverfahren zum Erzeugen eines durch Wahrnehmung gewichteten Signals in Reaktion auf ein Breitbandsignal (0–7000 Hz), um eine Differenz zwischen einem gewichteten Breitbandsignal und einem anschließend synthetisierten gewichteten Breitbandsignal zu verringern.

2. Kurzbeschreibung des Standes der Technik

[0002] Der Bedarf an effizienten digitalen Breitband-Sprach/Audio-Codierungstechniken mit einem guten Kompromiss bezüglich subjektiver Qualität/Bitrate nimmt für zahlreiche Anwendungen zu, wie z. B. sowohl Audio/Video-Telekonferenzen, Multimedia und drahtlose Anwendungen als auch Internet- und Paketnetz-Anwendungen. Bis vor kurzem wurden in Sprachcodierungsanwendungen hauptsächlich Telephonbandbreiten, die im Bereich von 200–3400 Hz gefiltert wurden, verwendet. Es gibt jedoch einen zunehmenden Bedarf an Breitbandsprachanwendungen, um die Verständlichkeit und Natürlichkeit der Sprachsignale zu vergrößern. Es wurde festgestellt, dass eine Bandbreite im Bereich von 50–7000 Hz für die Lieferung einer persönlichen Sprachqualität ausreichend ist. Für Audiosignale ergibt dieser Bereich eine annehmbare Audioqualität, aber immer noch niedriger als die CD-Qualität, die im Bereich 20–20000 Hz arbeitet.

[0003] Ein Sprachcodierer setzt ein Sprachsignal in einen digitalen Bitstrom um, der über einen Kommunikationskanal übertragen wird (oder in einem Speichermedium gespeichert wird). Das Sprachsignal wird digitalisiert (abgetastet und normalerweise mit 16 Bits pro Abtastwert quantisiert), wobei der Sprachcodierer die Aufgabe hat, diese digitalen Abtastwerte mit einer kleineren Anzahl von Bits darzustellen, während er eine gute subjektive Sprachqualität aufrechterhält. Der Sprachdecodierer oder Synthetisierer wirkt auf den übertragenen oder gespeicherten Bitstrom und setzt ihn wieder in ein Tonsignal um.

[0004] Eine der besten Techniken des Standes der Technik, die einen guten Qualität/Bitrate-Kompromiss erreichen kann, ist die so genannte codeerregte lineare Vorhersagetechnik (CELP-Technik). Entsprechend dieser Technik wird das abgetastete Sprachsignal in aufeinander folgenden Blöcken aus L Abtastwerten verarbeitet, die normalerweise als Rahmen bezeichnet werden, wobei L irgendeine vorgegebene Zahl ist (die 10–30 ms der Sprache entspricht). In der CELP wird ein lineares Vorhersagesynthesefilter (LP-Synthesefilter) für jeden Rahmen berechnet und übertragen. Der Rahmen aus L Abtastwerten wird dann in kleinere Blöcke unterteilt, die als Unterrahmen mit der Größe von N Abtastwerten bezeichnet werden, wobei $L = kN$ gilt, wobei k die Anzahl der Unterrahmen in einem Rahmen ist (N entspricht normalerweise 4–10 ms der Sprache). Ein Erregungssignal wird in jedem Unterrahmen bestimmt, das normalerweise aus zwei Komponenten besteht: eine aus der früheren Erregung (die außerdem als Tonhöhenbeitrag oder adaptives Codebuch bezeichnet wird) und die andere von einem innovativen Codebuch (das außerdem als festes Codebuch bezeichnet wird). Dieses Erregungssignal wird übertragen und am Decodierer als die Eingabe des LP-Synthesefilters verwendet, um die synthetisierte Sprache zu erhalten.

[0005] Ein innovatives Codebuch im CELP-Kontext ist eine indexierte Menge aus Sequenzen, die N Abtastwerte lang sind, die als N-dimensionale Codevektoren bezeichnet werden. Jede Codebuch-Sequenz wird durch eine ganze Zahl k indexiert, die von 1 bis M variiert, wobei M die Größe des Codebuchs darstellt, die oft als eine Anzahl von Bits b dargestellt wird, wobei $M = 2^b$ gilt.

[0006] Um die Sprache entsprechend der CELP-Technik zu synthetisieren, wird jeder Block aus N Abtastwerten synthetisiert, indem ein geeigneter Codevektor aus dem Codebuch durch zeitveränderliche Filter gefiltert wird, die die spektralen Eigenschaften des Sprachsignals modellieren. Auf der Codierseite wird die Syntheseausgabe für alle Codevektoren aus dem Codebuch oder eine Teilmenge der Codevektoren aus dem Codebuch berechnet (Codebuch-Suche). Der gehaltene Codevektor ist der eine, der die Syntheseausgabe erzeugt, die am genauesten am ursprünglichen Sprachsignal entsprechend einem durch Wahrnehmung gewichteten Verzerrungsmaß liegt. Diese Wahrnehmungsgewichtung wird unter Verwendung eines so genannten Wahrnehmungsgewichtungsfilters ausgeführt, das normalerweise aus dem LP-Synthesefilter abgeleitet wird.

[0007] Das CELP-Modell ist beim Codieren von Telephonband-Tonsignalen sehr erfolgreich gewesen, wobei mehrere CELP-gestützte Standards in einem weiten Bereich von Anwendungen, insbesondere in digitalen Zellenanwendungen, vorhanden sind. Im Telephonband wird das Tonsignal auf 200–3400 Hz bandbegrenzt und mit 8000 Abtastwerten/s abgetastet. In Breitband-Sprach/Audio-Anwendungen wird das Tonsignal auf 50–7000 Hz bandbegrenzt und mit 16000 Abtastwerten/s abgetastet.

[0008] Es ergeben sich einige Schwierigkeiten, wenn das für das Telephonband optimierte CELP-Modell auf Breitbandsignale angewendet wird, wobei zusätzliche Merkmale zu dem Modell hinzugefügt werden müssen,

um Breitbandssignale in hoher Qualität zu erhalten. Breitbandssignale zeigen im Vergleich zu Telephonbandsignalen einen viel breiteren Dynamikbereich, der zu Genauigkeitsproblemen führt, wenn eine Festkomma-Implementierung des Algorithmus erforderlich ist (die in drahtlosen Anwendungen wesentlich ist). Ferner verbraucht das CELP-Modell oft die meisten seiner Codierungsbits im Niederfrequenzbereich, der normalerweise höhere Energieinhalte besitzt, dies führt zu einem Tiefpass-Ausgangssignal. Um dieses Problem zu überwinden, ist das Wahrnehmungsgewichtungsfiler zu modifizieren, damit es sich für Breitbandssignale eignet, wobei Anhebungstechniken, die die Hochfrequenzbereiche verstärken, wichtig werden, um den Dynamikbereich zu verringern, dies ergibt eine einfachere Festkomma-Implementierung, und um eine bessere Codierung der Inhalte mit höheren Frequenzen des Signals zu sichern.

[0009] In CELP-Codierern werden die optimale Tonhöhe und die optimalen innovativen Parameter gesucht, indem der mittlere quadratische Fehler zwischen der Eingangssprache und der synthetisierten Sprache in einem durch Wahrnehmung gewichteten Bereich minimiert wird. Dies ist äquivalent zur Minimierung des Fehlers zwischen der gewichteten Eingangssprache und der gewichteten Synthesesprache, wobei die Gewichtung unter Verwendung eines Filters ausgeführt wird, das eine Übertragungsfunktion $W(z)$ der Form

$$W(z) = A(z/g_1)/A(z/g_2) \text{ mit } 0 < \Gamma_2 < \Gamma_1 \leq 1$$

besitzt. In Analyse-während-der-Synthese-Codierern (AbS-Codierern) zeigt die Analyse, dass der Quantisierungsfehler durch das Inverse des Gewichtungsfilters $W^{-1}(z)$ gewichtet ist, das etwas der Formantenstruktur im Eingangssignal zeigt. Folglich wird die Maskierungseigenschaft des menschlichen Ohrs ausgenutzt, indem der Fehler so geformt wird, dass er mehr Energie in den Formantenbereichen besitzt, in denen er durch die in diesen Bereichen vorhandene starke Signalenergie maskiert wird. Der Betrag der Gewichtung wird durch die Faktoren Γ_1 und Γ_2 gesteuert.

[0010] Dieses Filter arbeitet gut mit Telephonbandsignalen. Es ist jedoch festgestellt worden, dass dieses Filter für die effiziente Wahrnehmungsgewichtung nicht geeignet ist, wenn es auf Breitbandssignale angewendet wird. Es ist festgestellt worden, dass dieses Filter gleichzeitig inhärente Einschränkungen beim Modellieren der Formantenstruktur und der erforderlichen Spektralverzerrung besitzt. Die Spektralverzerrung ist in Breitbandsignalen, zurückzuführen auf den breiten Dynamikbereich zwischen den niedrigen und den hohen Frequenzen, ausgeprägter. Es ist vorgeschlagen worden, ein Verzerrungsfiler in $W(z)$ hinzuzufügen, um die Verzerrung und die Formantengewichtung separat zu steuern.

[0011] Eine bekannte Wahrnehmungsgewichtungsvorrichtung ist in EP-A-0465057 offenbart, die eine Kaskade eines Wahrnehmungsgewichtungsfilters und eines zusätzlichen Filterabschnitts zum Steuern der Verzerrung des zusammengesetzten Gewichtungsfilters umfasst.

AUFGABE DER ERFINDUNG

[0012] Es ist deshalb eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung, unter Verwendung eines modifizierten Wahrnehmungsgewichtungsfilters eine Wahrnehmungsgewichtungsvorrichtung und ein Wahrnehmungsgewichtungsverfahren zu schaffen, die an Breitbandssignale angepasst sind, um ein rekonstruiertes Signal in hoher Qualität zu erhalten, wobei diese Vorrichtung und dieses Verfahren die algorithmische Festkomma-Implementierung ermöglichen.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0013] Spezifischer wird gemäß der vorliegenden Erfindung eine Wahrnehmungsgewichtungsvorrichtung zum Erzeugen eines durch Wahrnehmung gewichteten Signals in Reaktion auf ein Breitbandssignal geschaffen, um eine Differenz zwischen einem gewichteten Breitbandssignal und einem anschließend synthetisierten gewichteten Breitbandssignal zu reduzieren. Diese Wahrnehmungsgewichtungsvorrichtung umfasst:

- a) ein Signalanhebungsfilter, das in Reaktion auf das Breitbandssignal den Hochfrequenzgehalt des Breitbandsignals vergrößert, um dadurch ein angehobenes Signal zu erzeugen;
- b) eine Synthetisierungsfilter-Berechnungseinrichtung, die in Reaktion auf das angehobene Signal Synthetisierungsfilterkoeffizienten erzeugt; und
- c) ein Wahrnehmungsgewichtungsfiler, das in Reaktion auf das angehobene Signal und die Synthetisierungsfilterkoeffizienten das angehobene Signal in Bezug auf die Synthetisierungsfilterkoeffizienten filtert, um dadurch das durch Wahrnehmung gewichtete Signal zu erzeugen. Das Wahrnehmungsgewichtungsfiler besitzt eine Übertragungsfunktion mit einem festen Nenner, wodurch die Gewichtung des Breitbandsignals in einem Formantbereich von einer Spektralverzerrung des Breitbandsignals im Wesentlichen entkoppelt wird.

[0014] Die vorliegende Erfindung bezieht sich außerdem auf ein Verfahren zum Erzeugen eines durch Wahr-

nehmung gewichteten Signals in Reaktion auf ein Breitbandsignal, um eine Differenz zwischen einem gewichteten Breitbandsignal und einem anschließend synthetisierten gewichteten Breitbandsignal zu reduzieren. Dieses Verfahren umfasst: Filtern des Breitbandsignals, um ein angehobenes Signal mit einem vergrößerten Hochfrequenzgehalt zu erzeugen; Berechnen von Synthetisierungsfilterkoeffizienten aus dem angehobenen Signal; und Filtern des angehobenen Signals in Bezug auf die Synthetisierungsfilterkoeffizienten, um dadurch ein durch Wahrnehmung gewichtetes Sprachsignal zu erzeugen. Die Filterung umfasst das Verarbeiten des angehobenen Signals durch ein WahrnehmungsgewichtungsfILTER mit einer Übertragungsfunktion mit festem Nenner, wodurch die Gewichtung des Breitbandsignals in einem Formantbereich von einer Spektralverzerrung des Breitbandsignals im Wesentlichen entkoppelt wird.

[0015] Gemäß den bevorzugten Ausführungsformen des Erfindungsgegenstandes:

- umfasst die Verringerung des Dynamikbereichs die Filterung des Breitbandsignals durch eine Übertragungsfunktion der Form

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

wobei μ ein Anhebungsfaktor mit einem Wert im Bereich von 0 bis 1 ist;

– ist der Anhebungsfaktor μ gleich 0,7;

– besitzt das WahrnehmungsgewichtungsfILTER eine Übertragungsfunktion der folgenden Form:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1 - \gamma_2 z^{-1}),$$

wobei $0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$ ist und γ_2 und γ_1 Gewichtungssteuerwerte sind; und

– ist die Variable γ_2 gleich μ gesetzt.

[0016] Deshalb wird die Gesamt-Wahrnehmungsgewichtung des Quantisierungsfehlers durch eine Kombination eines Anhebungsfilters und eines modifizierten Gewichtungsfilters, um eine hohe subjektive Qualität des decodierten Breitband-Tonsignals im Filter $W(z)$ zu ermöglichen, um die Verzerrung und die Formantengewichtung separat zu steuern, erhalten.

[0017] Die Lösung des in der Kurzbeschreibung des Standes der Technik dargelegten Problems ist dementsprechend, am Eingang ein Anhebungsfilter einzufügen, basierend auf dem angehobenen Signal die Synthetisierungsfilterkoeffizienten zu berechnen und ein modifiziertes WahrnehmungsgewichtungsfILTER durch die Fixierung seines Nenners zu verwenden. Durch die Verringerung des Dynamikbereichs des Breitbandsignals gibt das Anhebungsfilter das Breitbandsignal für die Festkomma-Implementierung geeigneter wieder und verbessert die Codierung des Hochfrequenzgehalts des Spektrums.

[0018] Die vorliegende Erfindung bezieht sich ferner auf einen Codierer zum Codieren eines Breitbandsignals, der umfasst: a) eine Wahrnehmungsgewichtungsvorrichtung, wie sie oben beschrieben worden ist; b) eine Tonhöhen-Codebuch-Suchvorrichtung, die in Reaktion auf das durch Wahrnehmung gewichtete Signal Tonhöhen-Codebuch-Parameter und einen innovativen Suchzielvektor erzeugt; c) eine Vorrichtung zum Suchen eines innovativen Codebuchs, die in Reaktion auf die Synthetisierungsfilterkoeffizienten und auf den innovativen Suchzielvektor Parameter für ein innovatives Codebuch erzeugt; und d) eine Signalformungsvorrichtung zum Erzeugen eines codierten Breitbandsignals, das die Tonhöhen-Codebuch-Parameter, die Parameter für ein innovatives Codebuch und die Synthetisierungsfilterkoeffizienten umfasst.

[0019] Noch weiter wird gemäß der vorliegenden Erfindung geschaffen:

- ein Zellenkommunikationssystem zum Bedienen eines großen geographischen Gebiets, das in mehrere Zellen unterteilt ist, wobei das System umfasst: a) mobile Sender/Empfänger-Einheiten; b) Zellenbasisstationen, die sich jeweils in den Zellen befinden; c) ein Steuerendgerät zum Steuern der Kommunikation zwischen den Zellenbasisstationen; d) ein bidirektionales drahtloses Kommunikationsundersystem zwischen jeder Mobileinheit, die sich in einer Zelle befindet, und der Zellenbasisstation dieser Zelle, wobei das bidirektionale drahtlose Kommunikationsundersystem sowohl in der Mobileinheit als auch in der Zellenbasisstation umfasst:

i) einen Sender, der einen Codierer, wie er oben beschrieben worden ist, zum Codieren eines Breitbandsignals und eine Sendeschaltung zum Senden des codierten Breitbandsignals enthält; und

ii) einen Empfänger, der eine Empfängerschaltung zum Empfangen eines gesendeten codierten Breitbandsignals und einen Decodierer zum Decodieren des empfangenen codierten Breitbandsignals enthält;

- eine mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit, die umfasst:

a) einen Sender, der einen Codierer, wie er oben beschrieben worden ist, zum Codieren eines Breitbandsignals und eine Sendeschaltung zum Senden des codierten Breitbandsignals enthält; und

b) einen Empfänger, der eine Empfängerschaltung zum Empfangen eines gesendeten codierten Breitbandsignals und einen Decodierer zum Decodieren des empfangenen codierten Breitbandsignals enthält;

- ein Zellennetzelement, das umfasst:

- a) einen Sender, der einen Codierer, wie er oben beschrieben worden ist, zum Codieren eines Breitbandsignals und eine Sendeschaltung zum Senden des codierten Breitbandsignals enthält; und
- b) einen Empfänger, der eine Empfängerschaltung zum Empfangen eines gesendeten codierten Breitbandsignals und einen Decodierer zum Decodieren des empfangenen codierten Breitbandsignals enthält; und
- ein bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem, das sich zwischen jeder Mobileinheit, die sich in einer Zelle befindet, und der Zellenbasisstation dieser Zelle befindet, wobei das bidirektionale drahtlose Kommunikationsuntersystem sowohl in der Mobileinheit als auch in der Zellenbasisstation umfasst:
- a) einen Sender, der einen Codierer, wie er oben beschrieben worden ist, zum Codieren eines Breitbandsignals und eine Sendeschaltung zum Senden des codierten Breitbandsignals enthält; und
- b) einen Empfänger, der eine Empfängerschaltung zum Empfangen eines gesendeten codierten Breitbandsignals und einen Decodierer zum Decodieren des empfangenen codierten Breitbandsignals enthält.

[0020] Die Aufgaben, Vorteile und anderen Merkmale der vorliegenden Erfindung werden durch das Lesen der folgenden nicht einschränkenden Beschreibung einer ihrer bevorzugten Ausführungsformen offensichtlich, die lediglich beispielhaft unter Bezugnahme auf die beigefügte Zeichnung gegeben wird.

KURZBESCHREIBUNG DER ZEICHNUNG

[0021] In der beigefügten Zeichnung ist:

[0022] **Fig. 1** ein schematischer Blockschaltplan einer bevorzugten Ausführungsform der Breitband-Codierungsvorrichtung;

[0023] **Fig. 2** ein schematischer Blockschaltplan einer bevorzugten Ausführungsform der Breitband-Decodierungsvorrichtung;

[0024] **Fig. 3** ein schematischer Blockschaltplan einer bevorzugten Ausführungsform der Tonhöhenanalysevorrichtung; und

[0025] **Fig. 4** ein vereinfachter schematischer Blockschaltplan eines Zellenkommunikationssystems, in dem die Breitband-Codierungsvorrichtung nach **Fig. 1** und die Breitband-Decodierungsvorrichtung nach **Fig. 2** verwendet werden können.

AUSFÜHRLICHE BESCHREIBUNG DER BEVORZUGTEN AUSFÜHRUNGSFORM

[0026] Wie den Durchschnittsfachleuten auf dem Gebiet wohl bekannt ist, schafft ein Zellenkommunikationssystem, wie z. B. **401** (siehe **Fig. 4**), einen Telekommunikationsdienst über einen großen geographischen Bereich, indem dieser große geographische Bereich in eine Anzahl C von kleineren Zellen unterteilt wird. Diese C kleineren Zellen können durch entsprechende Zellenbasisstationen **402₁**, **402₂**, ..., **402_C** bedient werden, um jede Zelle mit den Funkzeichengabe-, Audio- und Datenkanälen zu versehen.

[0027] Die Funkzeichengabe-Kanäle werden verwendet, um mobile Funktelephone (mobile Sender/Empfänger-Einheiten), wie z. B. **403**, innerhalb der Grenzen des Versorgungsbereichs (der Zelle) der Zellenbasisstationen **402** zu rufen und um Anrufe zu anderen Funktelefonen **403**, die sich entweder innerhalb oder außerhalb der Zelle der Basisstation befinden, oder zu einem anderen Netz, wie z. B. dem öffentlichen Fernsprechnet (PSTN) **404**, einzuleiten.

[0028] Sobald ein Funktelefon **403** einen Anruf erfolgreich eingeleitet oder empfangen hat, wird ein Audio- oder Datenkanal zwischen diesen Funktelefon **403** und der Zellenbasisstationen **402**, die der Zelle entspricht, in der sich das Funktelefon **403** befindet, hergestellt, wobei die Kommunikation zwischen der Basisstation **402** und dem Funktelefon **403** über diesen Audio- oder Datenkanal geleitet wird. Das Funktelefon **403** kann außerdem Steuer- oder Synchronisierungsinformationen über einen Zeichengabekanal empfangen, während ein Anruf im Gange ist.

[0029] Falls ein Funktelefon **403** eine Zelle verlässt und in eine weitere benachbarte Zelle eintritt, während ein Anruf im Gange ist, reicht das Funktelefon **403** den Anruf an einen verfügbaren Audio- oder Datenkanal der neuen Zellenbasisstationen **402** weiter. Falls ein Funktelefon **403** eine Zelle verlässt und in eine weitere benachbarte Zelle eintritt, während kein Anruf im Gange ist, sendet das Funktelefon **403** eine Steuernachricht über den Zeichengabekanal, um sich in der Basisstation **402** der neuen Zelle einzubuchen. In dieser Weise ist eine Mobilkommunikation über einen weiten geographischen Bereich möglich.

[0030] Das Zellenkommunikationssystem **401** umfasst ferner ein Steuerendgerät **405**, um die Kommunikation zwischen den Zellenbasisstationen **402** und dem PSTN **404** zu steuern, z. B. 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.

[0031] Selbstverständlich ist ein bidirektionales drahtloses Funkkommunikations-Untersystem erforderlich, um einen Audio- oder Datenkanal zwischen einer Basisstation **402** einer Zelle und einem Funktelefon **403**, das sich in dieser Zelle befindet, herzustellen. Wie in **Fig. 4** in sehr vereinfachter Form veranschaulicht ist, um-

fasst ein derartiges bidirektionales drahtloses Funkkommunikations-Untersystem im Funktelefon **403** typischerweise:

- einen Sender **406**, der enthält:
- einen Codierer **407**, der das Sprachsignal codiert; und
- eine Sendeschaltung **408**, die das codierte Sprachsignal vom Codierer **407** durch eine Antenne, wie z. B. **409**, sendet; und
- einen Empfänger **410**, der enthält:
- eine Empfangsschaltung **411**, die ein gesendetes codiertes Sprachsignal normalerweise durch die gleiche Antenne **409** empfängt; und
- einen Decodierer **412**, der das empfangene codierte Sprachsignal von der Empfangsschaltung **411** decodiert.

[0032] Das Funktelefon umfasst ferner andere herkömmliche Funktelefonschaltungen **413**, mit denen der Codierer **407** und der Decodierer **412** verbunden sind und die die Signale von diesen verarbeiten, wobei diese Schaltungen **413** den Durchschnittsfachleuten auf dem Gebiet wohl bekannt sind, wobei sie demzufolge in der vorliegenden Beschreibung nicht weiter beschrieben sind.

[0033] Außerdem umfasst ein derartiges bidirektionales drahtloses Funkkommunikations-Untersystem in der Basisstation **402** typischerweise:

- einen Sender **414**, der enthält:
- einen Codierer **415**, der das Sprachsignal codiert; und
- eine Sendeschaltung **416**, die das codierte Sprachsignal vom Codierer **415** durch eine Antenne, wie z. B. **417**, sendet; und
- einen Empfänger **418**, der enthält:
- eine Empfangsschaltung **419**, die ein gesendetes codiertes Sprachsignal durch die gleiche Antenne **417** oder durch eine weitere (nicht gezeigte) Antenne empfängt; und
- einen Decodierer **420**, der das empfangene codierte Sprachsignal von der Empfangsschaltung **419** decodiert.

[0034] Die Basisstation **402** umfasst ferner typischerweise eine Basisstations-Steuereinrichtung **421** zusammen mit ihrer zugeordneten Datenbank **422**, die die Kommunikation zwischen dem Steuerendgerät **405** und dem Sender **414** und dem Empfänger **418** steuert.

[0035] Wie den Durchschnittsfachleuten auf dem Gebiet wohl bekannt ist, ist die Sprachcodierung erforderlich, um die Bandbreite zu reduzieren, die notwendig ist, um das Tonsignal, z. B. das Sprachsignal, wie z. B. die Sprache, über das bidirektionale drahtlose Funkkommunikations-Untersystem, d. h. zwischen einem Funktelefon **403** und einer Basisstation **402**, zu übertragen.

[0036] Die LP-Sprachcodierer (wie z. B. **415** und **407**) arbeiten typischerweise mit 13 kbit/s und darunter, wobei z. B. codeerregte lineare Vorhersagecodierer (CELP-Codierer) typischerweise ein LP-Synthesefilter verwenden, um die kurzfristige spektrale Enveloppe des Sprachsignals zu modellieren. Die LP-Informationen werden typischerweise alle 10 oder 20 ms zum Decodierer (wie z. B. **420** und **412**) gesendet, wobei sie auf der Decodierenseite extrahiert werden.

[0037] Die in der vorliegenden Beschreibung offenbarten neuartigen Techniken können für verschiedene LP-gestützte Codierungssysteme gelten. In der bevorzugten Ausführungsform wird jedoch ein CELP-Codierungssystem für den Zweck verwendet, eine nichteinschränkende Veranschaulichung dieser Techniken darzustellen. In der gleichen Weise können derartige Techniken sowohl mit Tonsignalen, die anders als Stimme und Sprache sind, als auch mit anderen Typen von Breitbandsignalen verwendet werden.

[0038] **Fig. 1** zeigt einen allgemeinen Blockschaltplan einer CELP-Sprachcodierungsvorrichtung **100**, die modifiziert worden ist, um sie besser an Breitbandsignale anzupassen.

[0039] Das abgetastete Eingangssprachsignal **114** wird in aufeinander folgende Blöcke aus L Abtastwerten, die als "Rahmen" bezeichnet werden, unterteilt. In jedem Rahmen werden verschiedene Parameter, die das Sprachsignal in dem Rahmen darstellen, berechnet, codiert und übertragen. Die LP-Parameter, die das LP-Synthesefilter darstellen, werden normalerweise einmal für jeden Rahmen berechnet. Der Rahmen wird weiterhin kleinere Blöcke aus N Abtastwerten unterteilt (Blöcke der Länge N), in denen die Erregungsparameter (den Tonhöhe und die Innovation) bestimmt werden. In der CELP-Literatur werden diese Blöcke der Länge N als "Unterrahmen" bezeichnet, wobei die Signale aus N Abtastwerten in den Unterrahmen als N-dimensionale Vektoren bezeichnet werden. In dieser bevorzugten Ausführungsform 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 der Unterabtastung auf 12,8 kHz). In der Codierungsprozedur treten mehrere N-dimensionale Vektoren auf. Sowohl eine Liste der Vektoren, die in den **Fig. 1** und **2** auftreten, als auch eine Liste der übertragenen Parameter sind im Folgenden angegeben:

Liste der wichtigsten N-dimensionalen Vektoren

s	Breitbandsignal-Eingangssprachvektor (nach der Unterabtastung, Vorverarbeitung und Anhebung);
s_w	gewichteter Sprachvektor;
s_0	Nulleingangsverhalten des gewichteten Synthesefilters;
s_p	unterabgetastetes vorverarbeitetes Signal; überabgetastetes synthetisiertes Sprachsignal;
s'	Synthesesignal vor der Rückentzerrung;
s_d	rückentzerrtes Synthesesignal;
s_h	Synthesesignal nach der Rückentzerrung und der Nachverarbeitung;
x	Zielvektor für die Tönhöhensuche;
x'	Zielvektor für die Innovationssuche;
h	gewichtete Synthesefilter-Impulsantwort;
v_T	adaptiver Codebuchvektor (Tönhöhen-Codebuchvektor) bei der Verzögerung T
y_T	gefilterter Tönhöhen-Codebuchvektor (v_T , gefaltet mit h);
c_k	innovativer Codevektor beim Index k (k -ter Eintrag vom Innovations-Codebuch);
c_f	verbesserter skaliertes Innovations-Codevektor;
u	Erregungssignal (skalierte Innovations- und Tönhöhen-Codevektoren);
u'	verbesserte Erregung;
z	Bandpass-Rauschsequenz;
w'	weiße Rauschsequenz; und
w	skalierte Rauschsequenz.

Liste der übertragenen Parameter

STP	kurzfristige Vorhersageparameter (definieren $A(z)$);
T	Tönhöhennacheilung (oder Tönhöhen-Codebuchindex);
b	Tönhöhenverstärkung (oder Tönhöhen-Codebuchverstärkung);
j	Index des mit dem Tönhöhen-Codevektor verwendeten Tiefpassfilters;
k	Codevektor-Index (Eintrag im Innovations-Codebuch); und
g	Innovations-Codebuchverstärkung.

[0040] In dieser bevorzugten Ausführungsform werden die STP-Parameter einmal pro Rahmen übertragen, während der Rest der Parameter viermal pro Rahmen (jeden Unterrahmen) übertragen wird.

DIE CODIERERSEITE

[0041] Das abgetastete Sprachsignal wird durch die Codierungsvorrichtung **100** nach **Fig. 1**, die in elf von **101** bis **111** nummerierte Module aufgespalten ist, blockweise codiert.

[0042] Die Eingangssprache wird in den oben erwähnten Blöcken aus L Abtastwerten, die als Rahmen bezeichnet werden, verarbeitet.

[0043] In **Fig. 1** wird das abgetastete Eingangssprachsignal **114** in einem Unterabtastmodul **101** unterabgetastet. Das Signal wird z. B. von 16 kHz auf 12,8 kHz unter Verwendung von den Durchschnittsfachleuten auf dem Gebiet wohl bekannten Techniken unterabgetastet. Die Unterabtastung herab zu einer anderen Frequenz ist selbstverständlich vorstellbar. Die Unterabtastung vergrößert den Codierungswirkungsgrad, weil eine kleinere Frequenzbandbreite codiert wird. Dies reduziert außerdem die algorithmische Komplexität, weil die Anzahl der Abtastwerte in einem Rahmen verringert wird. Die Verwendung der Unterabtastung wird signifikant, wenn die Bitrate unter 16 kbit/s reduziert wird, obwohl die Unterabtastung nicht wesentlich über 16 kbit/s liegt.

[0044] Nach der Unterabtastung wird der Rahmen aus **320** Abtastwerten von 20 ms auf einen Rahmen aus

256 Abtastwerten reduziert (Unterabtastverhältnis von 4/5).

[0045] Der Eingangsrahmen wird dann zum optionalen Vorverarbeitungsblock **102** geliefert. Der Vorverarbeitungsblock **102** kann aus einem Hochpassfilter mit einer Grenzfrequenz von 50 Hz bestehen. Das Hochpassfilter **102** beseitigt unerwünschte Tonkomponenten unter 50 Hz.

[0046] Das unterabgetastete vorverarbeitete Signal wird durch $s_p(n)$, $n = 0, 1, 2, \dots, L - 1$, bezeichnet, wobei L die Länge des Rahmens ist (256 bei einer Abtastfrequenz von 12,8 kHz). In einer bevorzugten Ausführungsform des Anhebungsfilters **103** wird das Signal $s_p(n)$ unter Verwendung eines Filters angehoben, das die folgende Übertragungsfunktion besitzt:

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

wobei μ ein Anhebungsfaktor mit einem Wert ist, der sich zwischen 0 und 1 befindet (ein typischer Wert ist $\mu = 0,7$). Es könnte außerdem ein Filter höherer Ordnung verwendet werden. Es sollte darauf hingewiesen werden, dass das Hochpassfilter **102** und das Anhebungsfilter **103** vertauscht werden können, um effizientere Festkomma-Implementierungen zu erhalten.

[0047] Die Funktion des Anhebungsfilters **103** ist, die Hochfrequenzinhalte des Eingangssignals zu verbessern. Es reduziert außerdem den Dynamikbereich des Eingangssprachsignals, das es für die Festkomma-Implementierung geeigneter wiedergibt. Ohne die Anhebung ist die Festkomma-LP-Analyse unter Verwendung einfachgenauer Arithmetik schwierig zu implementieren.

[0048] Die Anhebung spielt außerdem eine wichtige Rolle beim Erreichen einer passenden Gesamtwahrnehmungsgewichtung des Quantisierungsfehlers, was zu einer verbesserten Tonqualität beiträgt. Dies ist im Folgenden ausführlicher erklärt.

[0049] Das Ausgangssignal des Anhebungsfilters **103** wird als $s(n)$ bezeichnet. Dieses Signal wird für die Ausführung der LP-Analyse im Rechnermodul **104** verwendet. Die LP-Analyse ist eine den Durchschnittsfachleuten auf dem Gebiet wohl bekannte Technik. In dieser bevorzugten Ausführungsform wird der Autokorrelationszugang verwendet. Im Autokorrelationszugang wird das Signal $s(n)$ zuerst unter Verwendung eines Hamming-Fensters (das normalerweise eine Länge in der Größenordnung von 30–40 ms besitzt) mit Fenstern versehen. Die Autokorrelationen werden aus dem mit Fenstern versehenen Signal berechnet, wobei die Levinson-Durbin-Rekursion verwendet wird, um die LP-Filterkoeffizienten a_i zu berechnen, wobei $i = 1, \dots, p$ gilt, und wobei p die LP-Ordnung ist, die in der Breitbandcodierung typischerweise 16 beträgt. Die Parameter a_i sind die Koeffizienten der Übertragungsfunktion des LP-Filters, die durch die folgende Beziehung gegeben ist:

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

[0050] Die LP-Analyse wird im Rechnermodul **104** ausgeführt, das außerdem die Quantisierung und die Interpolation der LP-Filterkoeffizienten ausführt. Die LP-Filterkoeffizienten werden zuerst in einen weiteren äquivalenten Bereich transformiert, der für die Zwecke der Quantisierung und Interpolation geeigneter ist. Der Linienspektralpaar-Bereich (LSP-Bereich) und der Immittanzspektralpaar-Bereich (ISP-Bereich) sind zwei Bereiche, in denen die Quantisierung und die Interpolation effizient ausgeführt werden können. Die 16 LP-Filterkoeffizienten a_i können in der Größenordnung von 30 bis 50 Bits unter Verwendung der Spalt- oder Mehrstufen-Quantisierung oder einer Kombination daraus quantisiert werden. Der Zweck der Interpolation ist, die Aktualisierung der LP-Filterkoeffizienten für jeden Unterrahmen zu ermöglichen, während sie jedem Rahmen einmal übertragen werden, dies verbessert die Leistung des Codierers, ohne die Bitrate zu vergrößern. Es wird angenommen, dass die Quantisierung und die Interpolation der LP-Filterkoeffizienten den Durchschnittsfachleuten auf dem Gebiet anderweitig wohl bekannt sind, wobei sie demzufolge in der vorliegenden Beschreibung nicht weiter beschrieben sind.

[0051] Die folgenden Abschnitte beschreiben den Rest der auf einer Unterrahmen-Grundlage ausgeführten Codierungsoperationen. In der folgenden Beschreibung bezeichnet das Filter $A(z)$ das nicht quantisierte interpolierte LP-Filter des Unterrahmens, während das Filter $A_q(z)$ das quantisierte interpolierte LP-Filter des Unterrahmens bezeichnet.

Die Wahrnehmungsgewichtung

[0052] In den Analyse-während-der-Synthese-Codierern werden die optimalen Tonhöhen- und Innovationsparameter gesucht, indem der mittlere quadratische Fehler zwischen der Eingangssprache und der synthetisierten Sprache in einem durch Wahrnehmung gewichteten Bereich minimiert wird. Dies ist zum Minimieren des Fehlers zwischen der gewichteten Eingangssprache und der gewichteten Synthesep Sprache äquivalent.

[0053] Das gewichtete Signal $s_w(n)$ wird in einem Wahrnehmungsgewichtungsfilter **105** berechnet. Traditionell wird das gewichtete Signal $s_w(n)$ durch ein Gewichtungsfilter berechnet, das eine Übertragungsfunktion

$W(z)$ in der Form besitzt:

$W(z) = A(z/\gamma_1)/A(z/\gamma_2)$, wobei $0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$ gilt.

[0054] Wie den Durchschnittsfachleuten auf dem Gebiet wohl bekannt ist, zeigt in den Analyse-während-der-Synthese-Codierern (AbS-Codierern) die Analyse, dass der Quantisierungsfehler durch eine Übertragungsfunktion $W^{-1}(z)$ gewichtet ist, die das Inverse der Übertragungsfunktion des Wahrnehmungsgewichtungsfilters **105** ist. Dieses Ergebnis ist von B. S. Atal und M. R. Schröder in "Predictive coding of speech and subjective error criteria", IEEE Transaction ASSP, Bd. 27, Nr. 3, S. 247–254, Juni 1979, gut beschrieben. Die Übertragungsfunktion $W^{-1}(z)$ zeigt einiges der Formantenstruktur des Eingangssprachsignals. Folglich wird die Maskierungseigenschaft des menschlichen Ohrs ausgenutzt, indem der Quatisierungsfehler so geformt wird, dass er mehr Energie in den Formantenbereichen besitzt, in denen er durch die in diesen Bereichen vorhandene starke Signalenergie maskiert wird. Der Betrag der Gewichtung wird durch die Faktoren γ_2 und γ_1 gesteuert.

[0055] Das obige herkömmliche Wahrnehmungsgewichtungsfiler **105** arbeitet gut mit Telephonbandsignalen. Es ist jedoch festgestellt worden, dass dieses herkömmliche Wahrnehmungsgewichtungsfiler **105** für die effiziente Wahrnehmungsgewichtung von Breitbandsignalen nicht geeignet ist. Es ist außerdem festgestellt worden, dass das herkömmliche Wahrnehmungsgewichtungsfiler **105** inhärente Einschränkungen beim gleichzeitigen Modellieren der Formantenstruktur und der erforderlichen Spektralverzerrung besitzt. Die Spektralverzerrung ist in Breitbandsignalen, zurückzuführen auf den breiten Dynamikbereich zwischen den niedrigen und den hohen Frequenzen, ausgeprägter. Der Stand der Technik hat vorgeschlagen, ein Verzerrungsfiler in $W(z)$ hinzuzufügen, um die Verzerrung und die Formantengewichtung des Breitband-Eingangssignals separat zu steuern.

[0056] Eine neuartige Lösung für dieses Problem ist, gemäß der vorliegenden Erfindung ein Anhebungsfilter **103** am Eingang einzufügen, basierend auf der angehobenen Sprache $s(n)$ das LP-Filter $A(z)$ zu berechnen und ein modifiziertes Filter $W(z)$ durch die Fixierung seines Nenners zu verwenden.

[0057] Die LP-Analyse wird im Modul **104** am angehobenen Signal $s(n)$ ausgeführt, um das LP-Filter $A(z)$ zu erhalten. Außerdem wird ein neues Wahrnehmungsgewichtungsfiler **105** mit festem Nenner verwendet. Ein Beispiel der Übertragungsfunktion für das Wahrnehmungsgewichtungsfiler **104** ist durch die folgende Beziehung gegeben:

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

[0058] Im Nenner kann eine höhere Ordnung verwendet werden. Diese Struktur entkoppelt im Wesentlichen die Formantengewichtung von der Verzerrung.

[0059] Es wird angemerkt, dass, weil $A(z)$ basierend auf dem angehobenen Sprachsignal $s(n)$ berechnet wird, die Verzerrung des Filters $1/A(z/\gamma_1)$ im Vergleich zu dem Fall, in dem $A(z)$ basierend auf der ursprünglichen Sprache berechnet wird, weniger ausgeprägt ist. Weil die Rückentzerrung auf der Decodiererseite unter Verwendung eines Filters ausgeführt wird, das die Übertragungsfunktion

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

besitzt, wird das Spektrum des Quantisierungsfehlers durch ein Filter geformt, das eine Übertragungsfunktion $W^{-1}(z)P^{-1}(z)$ besitzt. Wenn γ_2 gleich μ gesetzt 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 angehobenen Sprachsignal berechnet wird. Das subjektive Hören zeigte, dass diese Struktur, um die Fehlerformung einer Kombination der Anhebung und der modifizierten Gewichtungsfilerung auszuführen, außer den Vorteilen der Leichtigkeit der algorithmischen Festkomma-Implementierung für die Codierung von Breitbandsignalen sehr effizient ist.

Die Tonhöhenanalyse

[0060] Um die Tonhöhenanalyse zu vereinfachen, wird zuerst die Tonhöhenacheilung T_{OL} mit offener Schleife im Tonhöhensuchmodul **106** mit offener Schleife unter Verwendung des gewichteten Sprachsignals $s_w(n)$ geschätzt. Dann wird die Tonhöhenanalyse mit geschlossener Schleife, die im Tonhöhensuchmodul **107** mit geschlossener Schleife auf einer Unterrahmen-Grundlage ausgeführt wird, um die Tonhöhenacheilung T_{OL} mit offener Schleife eingeschränkt, was die Suchkomplexität der LTP-Parameter T und b (Tonhöhenacheilung und Tonhöhenverstärkung) signifikant reduziert. Die Tonhöhenanalyse mit offener Schleife wird im Modul **106** normalerweise einmal jede 10 ms (zwei Unterrahmen) unter Verwendung von Techniken ausgeführt, die den Durchschnittsfachleuten auf dem Gebiet wohl bekannt sind.

[0061] Der Zielvektor x für die LTP-Analyse (langfristige Vorhersage-Analyse) wird zuerst berechnet. Dies wird normalerweise ausgeführt, indem das Nulleingangsverhalten s_0 des gewichteten Synthesefilters $W(z)/\hat{A}(z)$ vom gewichteten Sprachsignal $s_w(n)$ subtrahiert wird. Dieses Nulleingangsverhalten so wird durch eine Nulleingangsverhalten-Berechnungseinrichtung **108** berechnet. Spezifischer wird der Zielvektor x unter Verwendung der folgenden Beziehung berechnet:

$$x = s_w - s_0,$$

wobei x der N -dimensionale Zielvektor ist, s_w der gewichtete Sprachvektor im Unterrahmen ist und s_0 das Nulleingangsverhalten des Filters $W(z)/\hat{A}(z)$ ist, das die Ausgabe des kombinierten Filters $W(z)/\hat{A}(z)$, zurückzuführen auf seine Anfangszustände, ist. Die Nulleingangsverhalten-Berechnungseinrichtung **108** berechnet in Reaktion auf das quantisierte interpolierte LP-Filter $\hat{A}(z)$ aus der LP-Analyse-, Quantisierungs- und Interpolations-Berechnungseinrichtung **104** und die Anfangszustände des gewichteten Synthesefilters $W(z)/\hat{A}(z)$, die im Speichermodul **111** gespeichert sind, das Nulleingangsverhalten s_0 (den Teil des Verhaltens, der auf die Anfangszustände zurückzuführen ist, wie sie durch das Einstellen der Eingänge gleich null bestimmt sind) des Filters $W(z)/\hat{A}(z)$. Diese Operation ist den Durchschnittsfachleuten auf dem Gebiet wohl bekannt, wobei sie demzufolge nicht weiter beschrieben ist.

[0062] Selbstverständlich können alternative aber mathematisch äquivalente Zugänge verwendet werden, um den Zielvektor x zu berechnen.

[0063] Ein N -dimensionaler Impulsantwort-Vektor h des gewichteten Synthesefilters $W(z)/\hat{A}(z)$ wird im Impulsantwort-Generator **109** unter Verwendung der LP-Filterkoeffizienten $A(z)$ und $\hat{A}(z)$ vom Modul **104** berechnet. Abermals ist diese Operation den Durchschnittsfachleuten auf dem Gebiet wohl bekannt, wobei sie demzufolge in der vorliegenden Beschreibung nicht weiter beschrieben ist.

[0064] Die Tönhöhenparameter mit geschlossener Schleife (oder die Tönhöhencodebuch-Parameter) b , T und j werden im Tönhöhensuchmodul **107** mit geschlossener Schleife berechnet, das den Zielvektor x , den Impulsantwort-Vektor h und die Tönhöhennacheilung T_{OL} mit offener Schleife als Eingaben verwendet. Traditionell ist die Tönhöhenvorhersage durch ein Tönhöhenfilter dargestellt worden, das die folgende Übertragungsfunktion besitzt:

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

wobei b die Tönhöhenverstärkung ist, während T die Tönhöhenverzögerung oder -nacheilung ist. In diesem Fall ist der Tönhöhenbeitrag zum Erregungssignal $u(n)$ durch $bu(n - T)$ gegeben, wobei die Gesamterregung durch

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

gegeben ist, wobei g die innovative Codebuch-Verstärkung ist, während $c_k(n)$ der innovative Codevektor beim Index k ist.

[0065] Diese Darstellung besitzt Einschränkungen, falls die Tönhöhennacheilung T kürzer als die Unterrahmen-Länge N ist. In einer anderen Darstellung kann der Tönhöhenbeitrag als ein Tönhöhen-Codebuch gesehen werden, das das frühere Erregungssignal enthält. Im Allgemeinen ist jeder Vektor im Tönhöhen-Codebuch eine um eins verschobene Version des vorausgehenden Vektors (Verwerfen eines Abtastwertes und Hinzufügen eines neuen Abtastwertes). Für Tönhöhennacheilungen $T > N$ ist das Tönhöhen-Codebuch zur Filterstruktur $1/(1 - bz^{-T})$ äquivalent, wobei ein Tönhöhen-Codebuchvektor $v_T(n)$ bei der Tönhöhennacheilung T durch

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

gegeben ist. Für Tönhöhennacheilungen T die kürzer als N sind, wird ein Vektor $v_T(n)$ aufgebaut, indem die verfügbaren Abtastwerte von der früheren Erregung wiederholt werden, bis der Vektor vollständig ist (dies ist zur Filterstruktur nicht äquivalent).

[0066] In neueren Codierern wird eine höhere Tönhöhenauflösung verwendet, die die Qualität der stimmhaften Tonsegmente signifikant verbessert. Dies wird erreicht, indem das frühere Erregungssignal unter Verwendung von mehrphasigen Interpolationsfiltern überabgetastet wird. In diesem Fall entspricht der Vektor $v_T(n)$ normalerweise einer interpolierten Version der früheren Erregung, wobei die Tönhöhennacheilung T eine nicht ganzzahlige Verzögerung ist (z. B. 50, 25).

[0067] Die Tönhöhensuche umfasst das Feststellen der besten Tönhöhennacheilung T und der besten Tönhöhenverstärkung b , die den mittleren quadratischen gewichteten Fehler E zwischen dem Zielvektor x und der skalierten gefilterten früheren Erregung minimieren. Der Fehler E wird als:

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

ausgedrückt, wobei y_T der gefilterte Tönhöhen-Codebuchvektor bei der Tönhöhennacheilung T ist:

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

[0068] Es kann gezeigt werden, dass der Fehler E minimiert wird, indem das Suchkriterium maximiert wird

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

wobei t die Vektor-Transponierung bezeichnet.

[0069] In der bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird eine 1/3-Unterabtast-Tönhöhenauflösung verwendet, wobei die Tönhöhensuche (Tönhöhen-Codebuchsuche) aus drei Stufen aufgebaut ist.

[0070] In der ersten Stufe wird die Tönhöhennacheilung T_{OL} mit offener Schleife in einem Tönhöhensuchmodul **106** mit offener Schleife in Reaktion auf das gewichtete Sprachsignal $s_w(n)$ geschätzt. Wie in der vorausgehenden Beschreibung angegeben worden ist, wird diese Tönhöhenanalyse mit offener Schleife normalerweise einmal jede 10 ms (zwei Unterrahmen) unter Verwendung von Techniken ausgeführt, die den Durchschnittsfachleuten auf dem Gebiet wohl bekannt sind.

[0071] In der zweiten Stufe wird das Suchkriterium C im Tönhöhensuchmodul **107** mit geschlossener Schleife für ganzzahlige Tönhöhennacheilungen um die geschätzte Tönhöhennacheilung T_{OL} mit offener Schleife (normalerweise ± 5) gesucht, was die Suchprozedur signifikant vereinfacht. Es wird eine einfache Prozedur verwendet, um den gefilterten Codevektor y_T ohne die Notwendigkeit, die Faltung für jede Tönhöhennacheilung zu berechnen, zu aktualisieren.

[0072] Sobald eine optimale ganzzahlige Tönhöhennacheilung in der zweiten Stufe gefunden worden ist, prüft eine dritte Stufe der Suche (das Modul **107**) die Bruchteile um diese optimale ganzzahlige Tönhöhennacheilung.

[0073] Wende der Tönhöhen-Prädiktor durch ein Filter der Form $1/(1 - bz^{-1})$ dargestellt wird, was eine gültige Annahme für Tönhöhennacheilungen $T > N$ ist, zeigt das Spektrum des Tönhöhenfilters eine harmonische Struktur über den ganzen Frequenzbereich mit einer harmonischen Frequenz, die mit $1/T$ in Beziehung steht. Im Fall von Breitbandsignalen ist diese Struktur nicht sehr effizient, weil die harmonische Struktur in Breitbandsignalen nicht das ganze ausgedehnte Spektrum abdeckt. Die harmonische Struktur ist nur bis zu einer bestimmten Frequenz vorhanden, abhängig vom Sprachsegment. Folglich muss, um eine effiziente Darstellung des Tönhöhenbeitrags in den stimmhaften Segmenten von Breitband-Sprache zu erreichen, das Tönhöhen-Vorhersagefilter die Flexibilität besitzen, den Betrag der Periodizität über das Breitbandspektrum zu variieren.

[0074] Ein neues Verfahren, das die effiziente Modellierung der harmonischen Struktur des Sprachspektrums von Breitbandsignalen ausführt, ist in der vorliegenden Beschreibung offenbart, wodurch mehrere Formen von Tiefpassfiltern auf die frühere Erregung angewendet werden, wobei das Tiefpassfilter mit der höheren Vorhersageverstärkung ausgewählt wird.

[0075] Wenn die Unterabtast-Tönhöhenauflösung verwendet wird, können die Tiefpassfilter in die Interpolationsfilter aufgenommen werden, die verwendet werden, um die höhere Tönhöhenauflösung zu erhalten. In diesem Fall wird die dritte Stufe der Tönhöhensuche, in der die Bruchteile um die gewählte ganzzahlige Tönhöhennacheilung geprüft werden, für einige Interpolationsfilter wiederholt, die verschiedene Tiefpasskennlinien besitzen, wobei der Bruchteil und der Filterindex, die das Suchkriterium C maximieren, ausgewählt werden.

[0076] Ein einfacherer Zugang besteht darin, die Suche in den drei obenbeschriebenen Stufen abzuschließen, um die optimale gebrochene Tönhöhennacheilung unter Verwendung nur eines Interpolationsfilters mit einem bestimmten Frequenzgang zu bestimmen, und die optimale Tiefpass-Filterform am Ende auszuwählen, indem die verschiedenen vorgegebenen Tiefpassfilter auf den gewählten Tönhöhen-Codebuchvektor v_T angewendet werden, und das Tiefpassfilter auszuwählen, das den Tönhöhen-Vorhersagefehler minimiert. Dieser Zugang ist im Folgenden ausführlich erörtert.

[0077] **Fig. 3** veranschaulicht einen schematischen Blockschaltplan einer bevorzugten Ausführungsform des vorgeschlagenen Zugangs.

[0078] Im Speichermodul **303** ist das frühere Erregungssignal $u(n)$, $n < 0$, gespeichert. Das Tönhöhen-Codebuch-Suchmodul **301** führt in Reaktion auf den Zielvektor x , die Tönhöhennacheilung T_{OL} mit offener Schleife und das frühere Erregungssignal $u(n)$, $n < 0$, vom Speichermodul **303** eine Tönhöhen-Codebuchsuche (Tönhöhen-Codebuchsuche) aus, die das oben definierte Suchkriterium C minimiert. Aus dem Ergebnis der im Modul **301** ausgeführten Suche erzeugt das Modul **302** den optimalen Tönhöhen-Codebuchvektor v_T . Es wird angemerkt, dass, weil eine Unterabtast-Tönhöhenauflösung verwendet wird (gebrochene Tönhöhe), das frühere Erregungssignal $u(n)$, $n < 0$, interpoliert wird, wobei der Tönhöhen-Codebuchvektor v_T dem interpolierten frü-

heren Erregungssignal entspricht. In dieser bevorzugten Ausführungsform besitzt das Interpolationsfilter (im Modul **301**, aber nicht gezeigt) eine Tiefpassfilter-Kennlinie, die die Frequenzinhalte über 7000 Hz beseitigt. [0079] In einer bevorzugten Ausführungsform werden K Filterkennlinien verwendet; diese Filterkennlinien könnten Tiefpassfilter- oder Bandpassfilter-Kennlinien sein. Sobald der optimale Codevektor v_T bestimmt und durch den Tonhöhen-Codevektorgenerator **302** geliefert worden ist, werden K gefilterte Versionen von v_T jeweils unter Verwendung K verschiedener Frequenzformungsfilter, wie z. B. **305^(j)**, berechnet, wobei $j = 1, 2, \dots, K$ gilt. Diese gefilterten Versionen werden als $v_f^{(j)}$ bezeichnet, wobei $j = 1, 2, \dots, K$ gilt. Die verschiedenen Vektoren $v_f^{(j)}$ werden in entsprechenden Modulen **304^(j)**, wobei $j = 1, 2, \dots, K$ gilt, mit der Impulsantwort h gefaltet, um die Vektoren $y^{(j)}$ zu erhalten, wobei $j = 1, 2, \dots, K$ gilt. Um den mittleren quadratischen Tonhöhen-Vorhersagefehler für jeden Vektor $y^{(j)}$ zu berechnen, wird der Wert $y^{(j)}$ mittels eines entsprechenden Verstärkers **307^(j)** mit der Verstärkung b multipliziert, wobei der Wert $by^{(j)}$ vom Zielvektor x mittels eines entsprechenden Subtrahierers **308^(j)** subtrahiert wird. Die Wähleinrichtung **309** wählt das Frequenzformungsfilter **305^(j)**, das den mittleren quadratischen Tonhöhen-Vorhersagefehler minimiert,

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

[0080] Um den mittleren quadratischen Tonhöhen-Vorhersagefehler $e^{(j)}$ für jeden Wert von $y^{(j)}$ zu berechnen, wird der Wert $y^{(j)}$ mittels eines entsprechenden Verstärkers **307^(j)** mit der Verstärkung b multipliziert, wobei der Wert $b^{(j)}y^{(j)}$ mittels der Subtrahierer **308^(j)** vom Zielvektor x subtrahiert wird. Jede Verstärkung $b^{(j)}$ wird in einer entsprechenden Verstärkungsberechnungseinrichtung **306^(j)** in Verbindung mit dem Frequenzformungsfilter beim Index j unter Verwendung der folgenden Beziehung berechnet:

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

[0081] In der Wähleinrichtung **309** werden die Parameter b , T und j basierend auf v_T oder $v_f^{(j)}$ gewählt, was den mittleren quadratischen Vorhersagefehler e minimiert.

[0082] In **Fig. 1** wird der Tonhöhen-Codebuchindex T codiert und zum Multiplexer **112** gesendet. Die Tonhöhenverstärkung b wird quantisiert und zum Multiplexer **112** gesendet. Bei diesem neuen Zugang sind zusätzliche Informationen notwendig, um den Index j des gewählten Frequenzformungsfilters im Multiplexer **112** zu codieren. Wenn z. B. drei Filter verwendet werden ($j = 0, 1, 2, 3$), dann sind zwei Bits notwendig, um diese Informationen darzustellen. Die Filterindexinformationen j können außerdem gemeinsam mit der Tonhöhenverstärkung b codiert werden.

Die innovative Codebuch-Suche

[0083] Sobald die Tonhöhen- oder LTP-Parameter (die langfristigen Vorhersageparameter) b , T und j bestimmt worden sind, ist der nächste Schritt, mittels des Suchmoduls **110** nach **Fig. 1** nach der optimalen innovativen Erregung zu suchen. Zuerst wird der Zielvektor x aktualisiert, indem der LTP-Beitrag subtrahiert wird:

$$x' = x - by_T,$$

wobei b die Tonhöhenverstärkung ist, während y_T der gefilterte Tonhöhen-Codebuchvektor ist (die frühere Erregung mit der Verzögerung T gefiltert mit dem ausgewählten Tiefpassfilter und mit der Impulsantwort h gefaltet, wie unter Bezugnahme auf **Fig. 3** beschrieben worden ist).

[0084] Die Suchprozedur in der CELP wird ausgeführt, indem der optimale Erregungs-Codevektor c_k und die optimale Verstärkung g , die den mittleren quadratischen Fehler zwischen dem Zielvektor und dem skalierten gefilterten Codevektor minimieren, festgestellt werden,

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

wobei H eine aus dem Impulsantwort-Vektor h abgeleitete untere Dreiecks-Faltungsmatrix ist.

[0085] In der bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird die innovative Codebuch-Suche im Modul **110** mittels eines algebraischen Codebuchs ausgeführt, wie es in den US-Patenten Nr. 5.444.816 (Adoul u. a.), erteilt am 22. August 1995; 5.699.482, erteilt am 17. Dezember 1997 an Adoul u. a.; 5.754.976, erteilt am 19. Mai 1998 an Adoul u. a.; und 5.701.392 (Adoul u. a.), datiert vom 23. Dezember 1997, beschrieben ist.

[0086] Sobald der optimale Erregungs-Codevektor c_k und seine Verstärkung g durch das Modul **110** gewählt worden sind, werden der Codebuch-Index k und die Verstärkung g codiert und zum Multiplexer **112** gesendet.

[0087] In **Fig. 1** werden die Parameter b , T , j , $\hat{A}(z)$, k und g durch den Multiplexer **112** multiplexiert, bevor sie durch einen Kommunikationskanal übertragen werden.

Die Speicheraktualisierung

[0088] Im Speichermodul **111** (**Fig. 1**) werden die Zustände des gewichteten Synthesefilters $W(z)/\hat{A}(z)$ durch Filterung des Erregungssignals $u = gc_k + bv_T$ durch das gewichtete Synthesefilter aktualisiert. Nach dieser Filterung werden die Zustände des Filters gespeichert und im nächsten Unterrahmen als Anfangszustände für die Berechnung des Nulleingangsverhaltens im Rechnermodul **108** verwendet.

[0089] Wie im Fall des Zielvektors x können alternative aber mathematische äquivalente Zugänge, die den Durchschnittsfachleuten auf dem Gebiet wohl bekannt sind, verwendet werden, um die Filterzustände zu aktualisieren.

DIE DECODIERERSEITE

[0090] Die Sprachdecodierungsvorrichtung **200** nach **Fig. 2** veranschaulicht die verschiedenen Schritte, die zwischen dem digitalen Eingang **222** (dem Eingangstrom zum Demultiplexer **217**) und der abgetasteten Ausgangssprache **223** (die Ausgabe des Addierers **221**) ausgeführt werden.

[0091] Der Demultiplexer **217** extrahiert die Synthesemodellparameter aus den vom digitalen Eingangskanal empfangenen binären Informationen. Aus jedem empfangenen binären Rahmen sind die extrahierten Parameter:

- die kurzfristigen Vorhersageparameter (STP-Parameter) $\hat{A}(z)$ (einmal pro Rahmen);
- die langfristigen Vorhersageparameter (LTP-Parameter) T , b und j (für jeden Unterrahmen); und
- der Innovations-Codebuchindex k und die Verstärkung g (für jeden Unterrahmen).

[0092] Das aktuelle Sprachsignal wird basierend auf diesen Parametern synthetisiert, wie im Folgenden erklärt ist.

[0093] Das innovative Codebuch **218** erzeugt in Reaktion auf den Index k den Innovations-Codevektor c_k , der durch einen Verstärker **224** durch den decodierten Verstärkungsfaktor g skaliert wird. In der bevorzugten Ausführungsform wird ein innovatives Codebuch **218**, wie es in den oben erwähnten US-Patenten Nr. 5.444.816; 5.699.482; 5.754.976; und 5.701.392 beschrieben ist, verwendet, um den innovativen Codevektor c_k darzustellen.

[0094] Der erzeugte skalierte Codevektor gc_k am Ausgang des Verstärkers **224** wird durch ein Innovationsfilter **205** verarbeitet.

Die Periodizitätsverbesserung

[0095] Der erzeugte skalierte Codevektor am Ausgang des Verstärkers **224** wird durch eine frequenzabhängige Tonhöhen-Verbesserungseinrichtung **205** verarbeitet.

[0096] Die Verbesserung der Periodizität des Erregungssignals u verbessert die Qualität im Fall stimmhafter Segmente. Dies wurde in der Vergangenheit durch die Filterung des Innovationsvektors vom innovativen Codebuch (festen Codebuch) **218** durch ein Filter in der Form $1/(1 - \epsilon bz^{-1})$ ausgeführt, wobei ϵ ein Faktor unter 0,5 ist, der den Betrag der eingeführten Periodizität steuert. Dieser Zugang ist in dem Fall von Breitbandsignalen weniger effizient, weil er die Periodizität über das ganze Spektrum einführt. Ein neuer alternativer Zugang, der Teil der vorliegenden Erfindung ist, ist offenbart, wodurch die Periodizitätsverbesserung durch Filterung des innovativen Codevektors c_k vom innovativen (festen) Codebuch durch ein Innovationsfilter **205** ($F(z)$) ausgeführt wird, dessen Frequenzgang die höheren Frequenzen mehr als die niedrigeren Frequenzen hervorhebt. Die Koeffizienten von $F(z)$ stehen mit dem Betrag der Periodizität im Erregungssignal u in Beziehung.

[0097] Es sind viele den Fachleuten auf dem Gebiet bekannte Verfahren verfügbar, um gültige Periodizitätskoeffizienten zu erhalten. Der Wert der Verstärkung b schafft z. B. eine Anzeige der Periodizität. Das heißt, falls die Verstärkung b nah bei 1 liegt, ist die Periodizität des Erregungssignals u hoch, während, falls die Verstärkung b kleiner als 0,5 ist, die Periodizität niedrig ist.

[0098] Einer weitere effiziente Art, die Koeffizienten des Filters $F(z)$ abzuleiten, die in einer bevorzugten Ausführungsform verwendet wird, ist, sie mit dem Betrag des Tonhöhenbeitrags im Gesamterregungssignal u in Beziehung zu setzen. Dies führt zu einem Frequenzgang, der von der Unterrahmen-Periodizität abhängig ist, wobei für höhere Tonhöhenverstärkungen höhere Frequenzen stärker hervorgehoben werden (stärkere Gesamtneigung). Das Innovationsfilter **205** besitzt die Wirkung der Verringerung der Energie des innovativen Codevektors c_k bei niedrigen Frequenzen, wenn das Erregungssignal u periodischer ist, was die Periodizität des Erregungssignals u bei niedrigeren Frequenzen mehr als bei höheren Frequenzen verbessert. Die vorgeschlagenen Formen des Innovationsfilters **205** sind

$$(1) F(z) = 1 - \sigma z^{-1} \text{ oder } (2) F(z) = -\alpha z + 1 - \alpha z^{-1},$$

wobei σ oder α Periodizitätsfaktoren sind, die vom Periodizitätsniveau des Erregungssignals u abgeleitet sind. [0099] Die zweite Form von $F(z)$ mit drei Termen wird in einer bevorzugten Ausführungsform verwendet. Der Periodizitätsfaktor α wird im Stimmfaktorgenerator **204** berechnet. Es können mehrere Verfahren verwendet werden, um den Periodizitätsfaktor α basierend auf der Periodizität des Erregungssignals u abzuleiten. Zwei Verfahren sind im Folgenden dargestellt.

Das Verfahren 1

[0100] Das Verhältnis des Tonhöhenbeitrags zum Gesamterregungssignal u wird zuerst im Stimmfaktorgenerator **204** durch

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

berechnet, wobei $\mathbf{v}_T$ der Tonhöhen-Codebuchvektor ist, b die Tonhöhenverstärkung ist und u das Erregungssignal u ist, das am Ausgang des Addierers **219** durch

$$u = g c_k + b v_T$$

gegeben ist.

[0101] Es wird angemerkt, dass der Term $b v_T$ seine Quelle im Tonhöhen-Codebuch (Tonhöhen-Codebuch) **201** in Reaktion auf die Tonhöhenachtilung T und den früheren Wert von u , der im Speicher **203** gespeichert ist, besitzt. Der Tonhöhen-Codevektor $\mathbf{v}_T$ aus den Tonhöhen-Codebuch **201** wird dann durch ein Tiefpassfilter **202** verarbeitet, dessen Grenzfrequenz mittels des Index j vom Demultiplexer **217** eingestellt wird. Der resultierende Codevektor $\mathbf{v}_T$ wird dann durch einen Verstärker **226** mit der Verstärkung b vom Demultiplexer **217** multipliziert, um das Signal $b v_T$ zu erhalten.

[0102] Der Faktor α wird durch den Stimmfaktorgenerator **204** durch

$$\alpha = q R_p, \text{ beschränkt durch } \alpha < q$$

berechnet, wobei q ein Faktor ist, der den Betrag der Verbesserung steuert (q ist in dieser bevorzugten Ausführungsform auf 0,25 gesetzt).

Das Verfahren 2

[0103] Ein weiteres in einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung verwendetes Verfahren für die Berechnung des Periodizitätsfaktors α ist im Folgenden erörtert.

[0104] Zuerst wird im Stimmfaktorgenerator **204** ein Stimmfaktor r_v durch

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

berechnet, wobei E_v die Energie des skalierten Tonhöhen-Codevektors $b v_T$ ist und E_c die Energie des skalierten innovativen Codevektors $g c_k$ ist. Das heißt,

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

und

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

[0105] Es wird angemerkt, dass der Wert von r_v zwischen -1 und 1 liegt (1 entspricht rein stimmhaften Signalen, während -1 rein stimmlosen Signalen entspricht).

[0106] In dieser bevorzugten Ausführungsform wird der Faktor α dann im Stimmfaktorgenerator **204** durch

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

berechnet, der einem Wert von 0 für rein stimmlose Signale und 0,25 für rein stimmhafte Signale entspricht.
 [0107] In der ersten Form von $F(z)$ mit zwei Termen kann der Periodizitätsfaktor σ unter Verwendung von $\sigma = 2\alpha$ in den obigen Verfahren 1 und 2 approximiert werden. In einem derartigen Fall wird der Periodizitätsfaktor σ im obigen Verfahren 1 wie folgt berechnet:

$$\sigma = 2qR_p, \text{ beschränkt durch } \sigma < 2q.$$

[0108] Im Verfahren 2 wird der Periodizitätsfaktor σ wie folgt berechnet:

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

[0109] Das verbesserte Signal c_f wird deshalb durch Filterung des skalierten innovativen Codevektors gc_k durch das Innovationsfilter **205** ($F(z)$) berechnet.

[0110] Das verbesserte Erregungssignal u' wird durch den Addierer **220** als:

$$u' = c_t + bv_T$$

berechnet.

[0111] Es wird angemerkt, dass dieser Prozess nicht im Codierer **100** ausgeführt wird. Folglich ist es wesentlich, die Inhalte des Tonhöhen-Codebuchs **201** unter Verwendung des Erregungssignals u ohne Verbesserung zu aktualisieren, um die Synchronisation zwischen dem Codierer **100** und den Decodierer **200** zu erhalten. Deshalb wird das Erregungssignal u verwendet, um den Speicher **203** des Tonhöhen-Codebuchs **201** zu aktualisieren, während das verbesserte Erregungssignal u' am Eingang des LP-Synthesefilters **206** verwendet wird.

Die Synthese und die Rückentzerrung

[0112] Das synthetisierte Signal s' wird durch Filterung des verbesserten Erregungssignals u' durch das LP-Synthesefilter **206** berechnet, das die Form $1/\hat{A}(z)$ besitzt, wobei $\hat{A}(z)$ das interpolierte LP-Filter im aktuellen Unterrahmen ist. Wie in **Fig. 2** ersichtlich ist, werden die quantisierten LP-Koeffizienten $\hat{A}(z)$ auf der Leitung **225** vom Demultiplexer **217** zum LP-Synthesefilter **206** geliefert, um die Parameter des LP-Synthesefilters **206** dementsprechend einzustellen. Das RückentzerrungsfILTER **207** ist das Inverse des Anhebungsfilters **103** nach **Fig. 1**. Die Übertragungsfunktion des Rückentzerrungsfilters **207** ist durch

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

gegeben, wobei μ ein Anhebungsfaktor mit einem Wert ist, der sich zwischen 0 und 1 befindet (ein typischer Wert ist $\mu = 0,7$). Es könnte außerdem ein Filter höherer Ordnung verwendet werden.

[0113] Der Vektor s' wird durch das RückentzerrungsfILTER $D(z)$ (das Modul **207**) gefiltert, um den Vektor s_d zu erhalten, der durch das Hochpassfilter **208** geleitet wird, um die unerwünschten Frequenzen unter 50 Hz zu entfernen und ferner s_h zu erhalten.

Die Überabtastung und die Hochfrequenz-Regenerierung

[0114] Das Überabtastmodul **209** führt den inversen Prozess des Unterabtastmoduls **101** nach **Fig. 1** aus. In dieser bevorzugten Ausführungsform setzt die Überabtastung von der 12,8-kHz-Abtastrate zur ursprünglichen 16-kHz-Abtastrate unter Verwendung von Techniken um, die den Durchschnittsfachleuten auf dem Gebiet wohl bekannt sind. Das überabgetastete Synthesesignal wird als $\hat{s}$ bezeichnet. Das Signal $\hat{s}$ wird außerdem als das synthetisierte Breitband-Zwischensignal bezeichnet.

[0115] Das überabgetastete Synthesesignal $\hat{s}$ enthält nicht die höheren Frequenzkomponenten, die durch den Unterabtastprozess (das Modul **101** nach **Fig. 1**) im Codierer **100** verloren wurden. Dies ergibt eine Tiefpass-Wahrnehmung des synthetisierten Sprachsignals. Um das volle Band des ursprünglichen Signals wiederherzustellen, wird eine Hochfrequenz-Erzeugungsprozedur offenbart. Diese Prozedur wird in den Modulen **210** bis **216** und dem Addierer **221** ausgeführt, wobei sie die Eingabe vom Stimmfaktorgenerator **204** (**Fig. 2**) erfordert.

[0116] In diesem neuen Zugang werden die Hochfrequenzinhalte erzeugt, indem der obere Teil des Spektrums mit einem weißen Rauschen gefüllt wird, das im Erregungsbereich passend skaliert und dann in den Sprachbereich umgesetzt wird, vorzugsweise, indem es mit dem gleichen LP-Synthesefilter geformt wird, das

für das Synthetisieren des unterabgetasteten Signals $\hat{s}$ verwendet wird.

[0117] Die Hochfrequenz-Erzeugungsprozedur gemäß der vorliegenden Erfindung im Folgenden beschrieben.

[0118] Der Zufallsrauschgenerator **213** erzeugt unter Verwendung von Techniken, die den Durchschnittsfachleuten auf dem Gebiet wohl bekannt sind, eine weiße Rauschsequenz w' mit einem ebenen Spektrum über die ganze Frequenzbandbreite. Die erzeugte Sequenz besitzt die Länge M , die die Unterrahmen-Länge im ursprünglichen Bereich ist. Es wird angemerkt, dass N die Unterrahmen-Länge im unterabgetasteten Bereich ist. In dieser bevorzugten Ausführungsform gilt $N = 64$ und $N' = 80$, was 5 ms entspricht.

[0119] Die weiße Rauschsequenz wird im Verstärkungseinstellmodul **214** passend skaliert. Die Verstärkungseinstellung umfasst die folgenden Schritte. Zuerst wird die Energie der erzeugten weißen Rauschsequenz w' gleich Energie des verbesserten Regungssignals u' gesetzt, die durch ein Energieberechnungsmodul **210** berechnet wird, wobei die resultierende skalierte Rauschsequenz durch

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

gegeben ist.

[0120] Der zweite Schritt bei der Verstärkungsskalierung ist, die Hochfrequenzinhalte des synthetisierten Signals am Ausgang des Stimmfaktorgenerators **204** zu berücksichtigen, um die Energie des erzeugten Rauschens im Fall von stimmhaften Segmenten (wo im Vergleich zu stimmlosen Segmenten weniger Energie bei hohen Frequenzen vorhanden ist) zu reduzieren. In dieser bevorzugten Ausführungsform ist das Messen der Hochfrequenzinhalte durch das Messen der Verzerrung des Synthesesignals durch eine Spektralverzerrungs-Berechnungseinrichtung **212** und die Reduzierung der Energie dementsprechend implementiert. Andere Messungen, wie z. B. Nulldurchgangsmessungen, können ebenso verwendet werden. Wenn die Verzerrung sehr stark ist, was stimmhaften Segmenten entspricht, wird die Rauschenergie weiter reduziert. Der Verzerrungsfaktor wird im Modul **212** als der erste Korrelationskoeffizient des Synthesesignals s_h berechnet, wobei er durch

$$\text{Verzerrung} = \frac{\sum_{n=1}^{N-1} s_h(n)s_h(n-1)}{\sum_{n=0}^{N-1} s_h^2(n)}, \quad \text{abhängig von } \text{Verzerrung} \geq 0 \text{ und } \text{Verzerrung} \geq r_v,$$

gegeben ist, wobei der Stimmfaktor r_v durch

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

gegeben ist, wobei E_v die Energie des skalierten Tönhöhen-Codevektors bv_T ist und E_c die Energie des skalierten innovativen Codevektors gc_k ist, wie vorausgehend beschrieben worden ist. Der Stimmfaktor r_v ist am häufigsten kleiner als die Verzerrung, aber diese Bedingung wurde als eine Vorsichtsmaßnahme gegen Hochfrequenzöne eingeführt, bei denen der Verzerrungswert negativ und der Wert von r_v hoch ist. Deshalb reduziert diese Bedingung die Rauschenergie für derartige Klangsignale.

[0121] Der Verzerrungswert ist im Fall eines ebenen Spektrums 0 und im Fall stark stimmhafter Signale 1, während er im Fall stimmloser Signale negativ ist, in denen bei hohen Frequenzen mehr Energie vorhanden ist.

[0122] Es können verschiedene Verfahren verwendet werden, um den Skalierungsfaktor g_t aus der Menge der Hochfrequenzinhalte abzuleiten. In dieser Erfindung werden zwei Verfahren basierend auf der obenbeschriebenen Verzerrung des Signals angegeben.

Das Verfahren 1

[0123] Der Skalierungsfaktor g_t wird aus der Verzerrung durch

$$g_t = 1 - \text{Verzerrung}, \quad \text{beschränkt durch } 0,2 \leq g_t \leq 1,0$$

abgeleitet. Für stark stimmhafte Signale, bei denen sich die Verzerrung 1 nähert, ist g_t 0,2, während für stark

stimmlose Signale g_t 1,0 wird.

Das Verfahren 2

[0124] Der Verzerrungsfaktor g_t wird zuerst eingeschränkt, damit er größer oder gleich null ist, wobei dann der Skalierungsfaktoren aus der Verzerrung durch

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

abgeleitet wird.

[0125] Die im Verstärkungseinstellmodul **214** erzeugte skalierte Rauschsequenz w_g ist deshalb durch

$$w_g = g_t w$$

gegeben.

[0126] Wenn sich die Verzerrung nahe bei null befindet, ist der Skalierungsfaktor g_t nahe bei 1, was nicht zu einer Energiereduzierung führt. Wenn der Verzerrungswert 1 ist, führt der Skalierungsfaktor g_t zu einer Reduzierung von 12 dB in der Energie des erzeugten Rauschens.

[0127] Sobald das Rauschen (w_g) passend skaliert ist, wird es unter Verwendung der spektralen Formungseinrichtung **215** in den Sprachbereich gebracht. In der bevorzugten Ausführungsform wird dies durch Filterung des Rauschens w_g durch eine bandbreitenerweiterte Version des gleichen LP-Synthesefilters ausgeführt, das im unterabgetastetem Bereich verwendet wird ($1/\hat{A}(z/0,8)$). Die entsprechenden bandbreitenerweiterten LP-Filterkoeffizienten werden in der spektralen Formungseinrichtung **215** berechnet.

[0128] Die gefilterte skalierte Rauschsequenz w_f wird dann in den erforderlichen Frequenzbereich bandpassgefiltert, um unter Verwendung des Bandpassfilters **216** wiederhergestellt zu werden. In der bevorzugten Ausführungsform schränkt das Bandpassfilter **216** die Rauschsequenz auf den Frequenzbereich 5,6–7,2 kHz ein. Die resultierende bandpassgefilterte Rauschsequenz z wird im Addierer **221** zum überabgetasteten synthetisierten Sprachsignal $\hat{s}$ addiert, um das endgültige rekonstruierte Tonsignal s_{out} am Ausgang **223** zu erhalten.

[0129] Obwohl die vorliegende Erfindung vorausgehend mittels einer ihrer bevorzugten Ausführungsformen beschrieben worden ist, kann diese Ausführungsform nach Wunsch innerhalb des Umfangs der beigefügten Ansprüche modifiziert werden. Auch wenn die bevorzugte Ausführungsform die Verwendung von Breitband-Sprachsignalen erörtert, wird es für die Fachleute auf dem Gebiet offensichtlich sein, dass der Erfindungsgegenstand außerdem auf andere Ausführungsformen unter Verwendung von Breitbandsignalen im Allgemeinen gerichtet ist, und dass er nicht notwendigerweise auf Sprachenwendungen eingeschränkt ist.

Patentansprüche

1. Wahrnehmungsgewichtungsvorrichtung zum Erzeugen eines durch Wahrnehmung gewichteten Signals in Reaktion auf ein Breitbandsignal, um eine Differenz zwischen einem gewichteten Breitbandsignal und einem anschließend synthetisierten gewichteten Breitbandsignal zu reduzieren, wobei die Wahrnehmungsgewichtungsvorrichtung umfaßt:

- a) ein Signalanhebungsfilter (**103**), das in Reaktion auf das Breitbandsignal den Hochfrequenzgehalt des Breitbandsignals vergrößert, um dadurch ein angehobenes Signal (S) zu erzeugen;
- b) eine Synthetisierungsfilter-Berechnungseinrichtung (**104**), die in Reaktion auf das angehobene Signal Synthetisierungsfilterkoeffizienten ($A(z)$) erzeugt; und
- c) ein WahrnehmungsgewichtungsfILTER (**105**), das in Reaktion auf das angehobene Signal (S) und die Synthetisierungsfilterkoeffizienten ($A(z)$) das angehobene Signal in Bezug auf die Synthetisierungsfilterkoeffizienten filtert, um dadurch das durch Wahrnehmung gewichtete Signal (S_w) zu erzeugen, wobei das WahrnehmungsgewichtungsfILTER eine Übertragungsfunktion mit einem festen Nenner besitzt, wodurch die Gewichtung des Breitbandsignals in einem Formantbereich von einer Spektralverzerrung des Breitbandsignals im wesentlichen entkoppelt wird.

2. Wahrnehmungsgewichtungsvorrichtung nach Anspruch 1, bei der das Signalanhebungsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form hat:

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

wobei μ ein Anhebungsfaktor mit einem Wert im Bereich von 0 bis 1 ist.

3. Wahrnehmungsgewichtungsvorrichtung nach Anspruch 2, bei der der Anhebungsfaktor μ gleich 0,7 ist.

4. Wahrnehmungsgewichtungsvorrichtung nach Anspruch 2, bei der das WahrnehmungsgewichtungsfILTER eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1 - \gamma_2 z^{-1})$$

wobei $0 < \gamma_2 < \gamma_1 < 1$ ist und γ_2 und γ_1 Gewichtungsteuerwerte sind.

5. Wahrnehmungsgewichtungsvorrichtung nach Anspruch 4, bei der γ_2 gleich μ gesetzt ist.

6. Wahrnehmungsgewichtungsvorrichtung nach Anspruch 1, bei der das WahrnehmungsgewichtungsfILTER eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1 - \gamma_2 z^{-1})$$

wobei $0 < \gamma_2 < \gamma_1 < 1$ ist und γ_2 und γ_1 Gewichtungsteuerwerte sind.

7. Wahrnehmungsgewichtungsvorrichtung nach Anspruch 6, bei der γ_2 gleich μ gesetzt ist.

8. Verfahren zum Erzeugen eines durch Wahrnehmung gewichteten Signals in Reaktion auf ein Breitband-signal, um eine Differenz zwischen einem gewichteten Breitbandsignal und einem anschließend synthetisier-ten gewichteten Breitbandsignal zu reduzieren, wobei das Verfahren umfaßt:

- a) Filtern des Breitbandsignals, um ein angehobenes Signal mit einem vergrößerten Hochfrequenzgehalt zu erzeugen;
- b) Berechnen von Synthetisierungsfilterkoeffizienten aus dem angehobenen Signal; und
- c) Filtern des angehobenen Signals in bezug auf die Synthetisierungsfilterkoeffizienten, um dadurch ein durch Wahrnehmung gewichtetes Sprachsignal zu erzeugen, wobei die Filterung das Verarbeiten des angehobenen Signals durch ein WahrnehmungsgewichtungsfILTER mit einer Übertragungsfunktion mit festem Nenner umfaßt, wodurch die Gewichtung des Breitbandsignals in einem Formantbereich von einer Spektralverzerrung des Breitbandsignals im wesentlichen entkoppelt wird.

9. Verfahren zum Erzeugen eines durch Wahrnehmung gewichteten Signals nach Anspruch 8, bei dem das Filtern des Breitbandsignals das Filtern durch eine Übertragungsfunktion der folgenden Form umfaßt:

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

wobei μ ein Anhebungsfaktor mit einem Wert im Bereich von 0 bis 1 ist.

10. Verfahren zum Erzeugen eines durch Wahrnehmung gewichteten Signals nach Anspruch 9, bei dem der Anhebungsfaktor μ gleich 0,7 ist.

11. Verfahren zum Erzeugen eines durch Wahrnehmung gewichteten Signals nach Anspruch 9, bei dem das WahrnehmungsgewichtungsfILTER eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1 - \gamma_2 z^{-1})$$

wobei $0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$ ist und γ_2 und γ_1 Gewichtungsteuerwerte sind.

12. Verfahren zum Erzeugen eines durch Wahrnehmung gewichteten Signals nach Anspruch 11, bei dem γ_2 gleich μ gesetzt ist.

13. Verfahren zum Erzeugen eines durch Wahrnehmung gewichteten Signals nach Anspruch 8, bei dem das WahrnehmungsgewichtungsfILTER eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1 - \gamma_2 z^{-1})$$

wobei $0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$ ist und γ_2 und γ_1 Gewichtungsteuerwerte sind.

14. Verfahren zum Erzeugen eines durch Wahrnehmung gewichteten Signals nach Anspruch 13, bei dem γ_2 gleich μ gesetzt ist.

15. Codierer zum Codieren eines Breitbandsignals, der umfaßt:

- a) eine Wahrnehmungsgewichtungsvorrichtung nach Anspruch 1;
- b) eine Tonhöhencodebuch-Suchvorrichtung, die in Reaktion auf das durch Wahrnehmung gewichtete Signal Tonhöhencodebuch-Parameter und einen innovativen Suchzielvektor erzeugt;
- c) eine Vorrichtung zum Suchen eines innovativen Codebuchs, die in Reaktion auf die Synthetisierungsfilterkoeffizienten und auf den innovativen Suchzielvektor Parameter für ein innovatives Codebuch erzeugt; und
- d) eine Signalformungsvorrichtung zum Erzeugen eines codierten Breitbandsignals, das die Tonhöhen-Codebuch-Parameter, die Parameter für ein innovatives Codebuch und die Synthetisierungsfilterkoeffizienten umfaßt.

16. Codierer nach Anspruch 15, bei dem das Signalanhebungsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei μ ein Anhebungsfaktor mit einem Wert im Bereich von 0 bis 1 ist.

17. Codierer nach Anspruch 16, bei dem der Anhebungsfaktor μ gleich 0,7 ist.

18. Codierer nach Anspruch 16, bei dem das Wahrnehmungsgewichtungsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1 - \gamma_2 z^{-1})$$

wobei $0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$ ist und γ_2 und γ_1 Gewichtungsteuerwerte sind.

19. Codierer nach Anspruch 18, bei dem γ_2 gleich μ gesetzt ist.

20. Codierer nach Anspruch 15, bei dem das Wahrnehmungsgewichtungsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1 - \gamma_2 z^{-1})$$

wobei $0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$ ist und γ_2 und γ_1 Gewichtungsteuerwerte sind.

21. Codierer nach Anspruch 20, bei dem μ gleich γ_2 gesetzt ist.

22. Zellenkommunikationssystem zum Bedienen eines großen geographischen Gebiets, das in mehrere Zellen unterteilt ist, wobei das System umfaßt:

- a) mobile Sender/Empfänger-Einheiten;
- b) Zellenbasisstationen, die sich jeweils in den Zellen befinden;
- c) ein Steuerendgerät zum Steuern der Kommunikation zwischen den Zellenbasisstationen;
- d) ein bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem zwischen jeder Mobileinheit, die sich in einer Zelle befindet, und der Zellenbasisstation der einen Zelle, wobei das bidirektionale drahtlose Kommunikationsuntersystem sowohl in der Mobileinheit als auch in der Zellenbasisstation umfaßt:
- i) einen Sender, der einen Codierer zum Codieren eines Breitbandsignals nach Anspruch 15 und eine Sendeschaltung zum Senden des codierten Breitbandsignals enthält; und
- ii) einen Empfänger, der eine Empfängerschaltung zum Empfangen eines gesendeten codierten Breitbandsignals und einen Decodierer zum Decodieren des empfangenen codierten Breitbandsignals enthält.

23. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 22, bei dem das Signalanhebungsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei μ ein Anhebungsfaktor mit einem Wert im Bereich von 0 bis 1 ist.

24. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 23, bei dem der Anhebungsfaktor μ gleich 0,7 ist.

25. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 23, bei dem das Wahrnehmungsgewichtungsfilter eine

Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1 - \gamma_2 z^{-1})$$

wobei $0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$ ist und γ_2 und γ_1 Gewichtungsteuerwerte sind.

26. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 25, bei dem μ gleich γ_2 gesetzt ist.

27. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 22, bei dem das Wahrnehmungsgewichtungsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1 - \gamma_2 z^{-1})$$

wobei $0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$ ist und γ_2 und γ_1 Gewichtungsteuerwerte sind.

28. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 27, bei dem γ_2 gleich μ gesetzt ist.

29. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit, die umfaßt:

- a) einen Sender, der einen Codierer zum Codieren eines Breitbandsignals nach Anspruch 15 und eine Sendeschaltung zum Senden des codierten Breitbandsignals enthält; und
- b) einen Empfänger, der eine Empfängerschaltung zum Empfangen eines gesendeten codierten Breitbandsignals und einen Decodierer zum Decodieren des empfangenen decodierten Breitbandsignals enthält.

30. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 29, bei dem das Signalanhebungsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei μ ein Anhebungsfaktor mit einem Wert im Bereich von 0 bis 1 ist.

31. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 30, bei der der Anhebungsfaktor μ gleich 0,7 ist.

32. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 30, bei der das Wahrnehmungsgewichtungsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1 - \gamma_2 z^{-1})$$

wobei $0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$ ist und γ_2 und γ_1 Gewichtungsteuerwerte sind.

33. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 32, bei der γ_2 gleich μ gesetzt ist.

34. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 29, bei der das Wahrnehmungsgewichtungsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1 - \gamma_2 z^{-1})$$

wobei $0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$ ist und γ_2 und γ_1 Gewichtungsteuerwerte sind.

35. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 34, bei der γ_2 gleich μ gesetzt ist.

36. Zellennetzelement, das umfaßt:

- a) einen Sender, der einen Codierer zum Codieren eines Breitbandsignals nach Anspruch 15 und eine Sendeschaltung zum Senden des codierten Breitbandsignals enthält; und
- b) einen Empfänger, der eine Empfängerschaltung zum Empfangen eines gesendeten codierten Breitbandsignals und einen Decodierer zum Decodieren des empfangenen decodierten Breitbandsignals enthält.

37. Zellennetzelement nach Anspruch 36, bei dem das Signalanhebungsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei μ ein Anhebungsfaktor mit einem Wert im Bereich von 0 bis 1 ist.

38. Zellennetzelement nach Anspruch 37, bei dem der Anhebungsfaktor μ gleich 0,7 ist.

39. Zellennetzelement nach Anspruch 37, bei dem das Wahrnehmungsgewichtungsfiler eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1 - \gamma_2 z^{-1})$$

wobei $0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$ ist und γ_2 und γ_1 Gewichtungsteuerwerte sind.

40. Zellennetzelement nach Anspruch 39, bei dem γ_2 gleich μ gesetzt ist.

41. Zellennetzelement nach Anspruch 36, bei dem das Wahrnehmungsgewichtungsfiler eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1 - \gamma_2 z^{-1})$$

wobei $0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$ ist und γ_2 und γ_1 Gewichtungsteuerwerte sind.

42. Zellennetzelement nach Anspruch 31, bei dem μ gleich γ_2 gesetzt ist.

43. In einem Zellenkommunikationssystem für die Bedienung eines großen geographischen Gebiets, das in mehrere Zellen unterteilt ist, wobei das Untersystem umfaßt: mobile Sender/Empfänger-Einheiten; Zellenbasisstationen, die sich in den jeweiligen Zellen befinden; und ein Steuerendgerät zum Steuern der Kommunikation zwischen den Zellenbasisstationen;

ein bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem zwischen jeder Mobileinheit, die sich in einer Zelle befindet, und der Zellenbasisstation der einen Zelle befindet, wobei das bidirektionale drahtlose Kommunikationsuntersystem sowohl in der Mobileinheit als auch in der Zellenbasisstation umfaßt:

- a) einen Sender, der einen Codierer zum Codieren eines Breitbandsignals nach Anspruch 15 und eine Sendeschaltung zum Senden des codierten Breitbandsignals enthält; und
- b) einen Empfänger, der eine Empfängerschaltung zum Empfangen eines gesendeten codierten Breitbandsignals und einen Decodierer zum Decodieren des empfangen codierten Breitbandsignals enthält.

44. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 43, bei dem das Signalanhebungsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei μ ein Anhebungsfaktor mit einem Wert im Bereich von 0 bis 1 ist.

45. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 44, bei dem der Anhebungsfaktor μ gleich 0,7 ist.

46. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 44, bei dem das Wahrnehmungsgewichtungsfiler eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1 - \gamma_2 z^{-1})$$

wobei $0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$ ist und γ_2 und γ_1 Gewichtungsteuerwerte sind.

47. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 46, bei dem μ gleich γ_2 gesetzt ist.

48. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 43, bei dem das Wahrnehmungsgewichtungsfiler eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

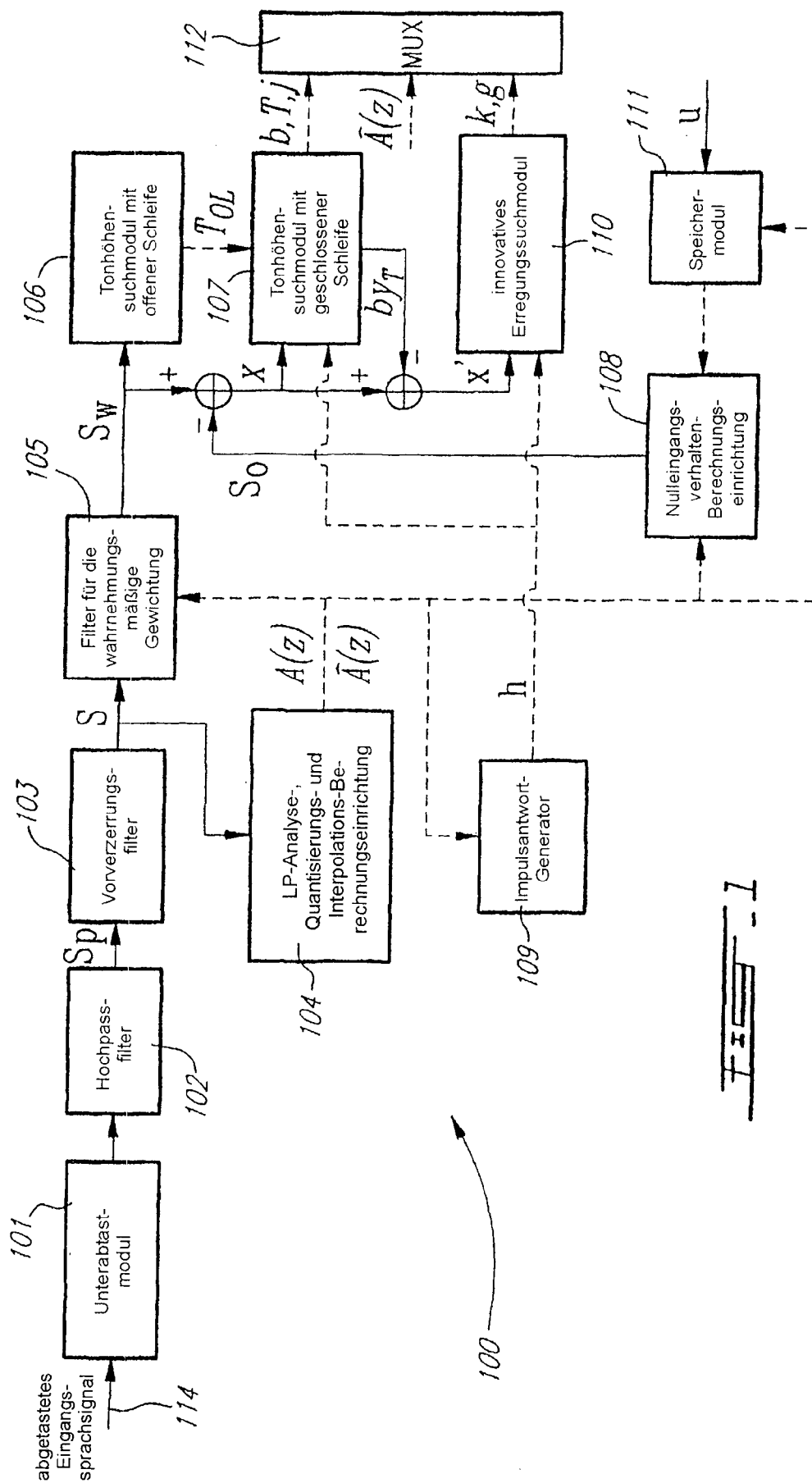
$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1 - \gamma_2 z^{-1})$$

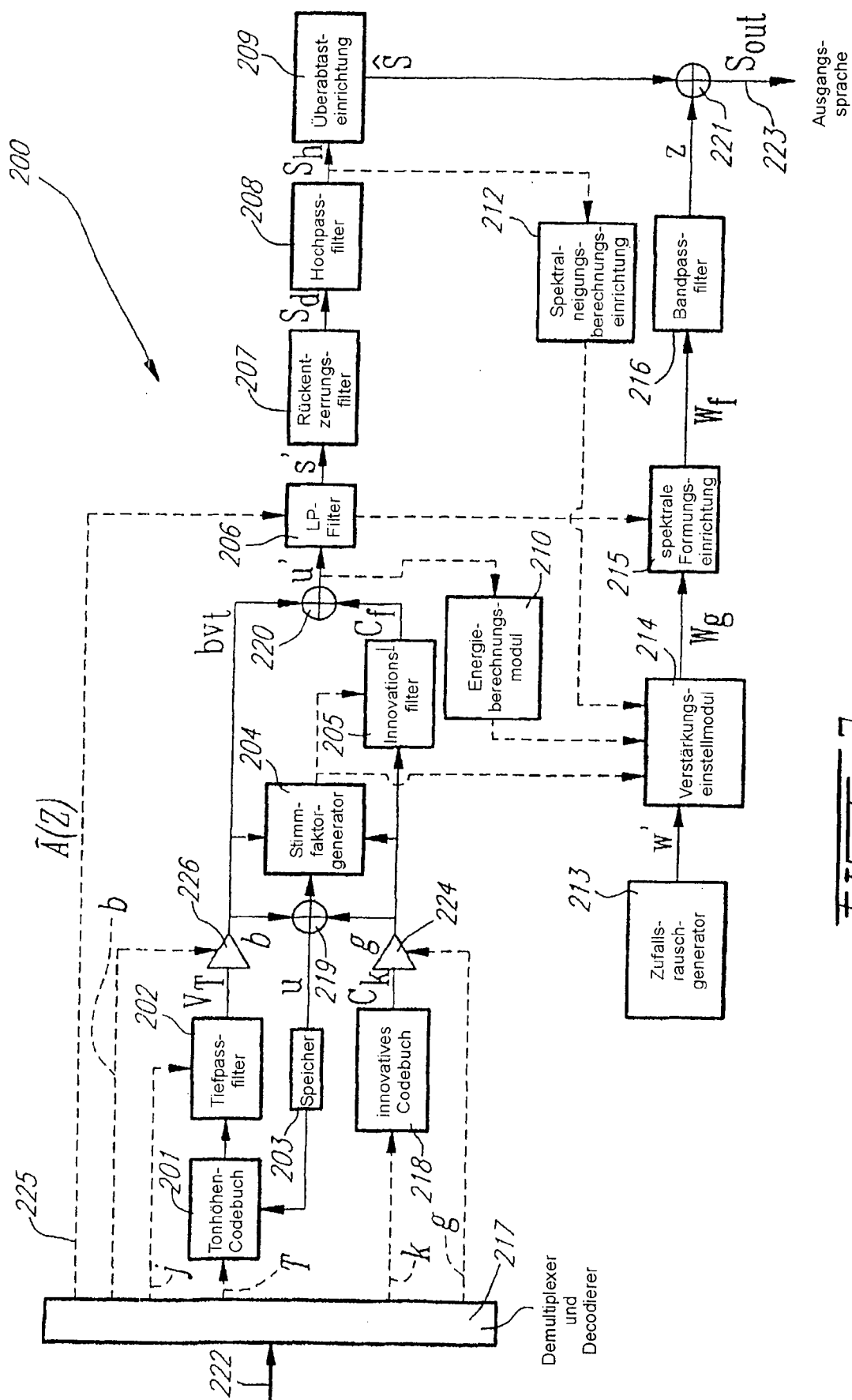
wobei $0 < \gamma_2 < \gamma_1 \leq 1$ ist und γ_2 und γ_1 Gewichtungssteuerwerte sind.

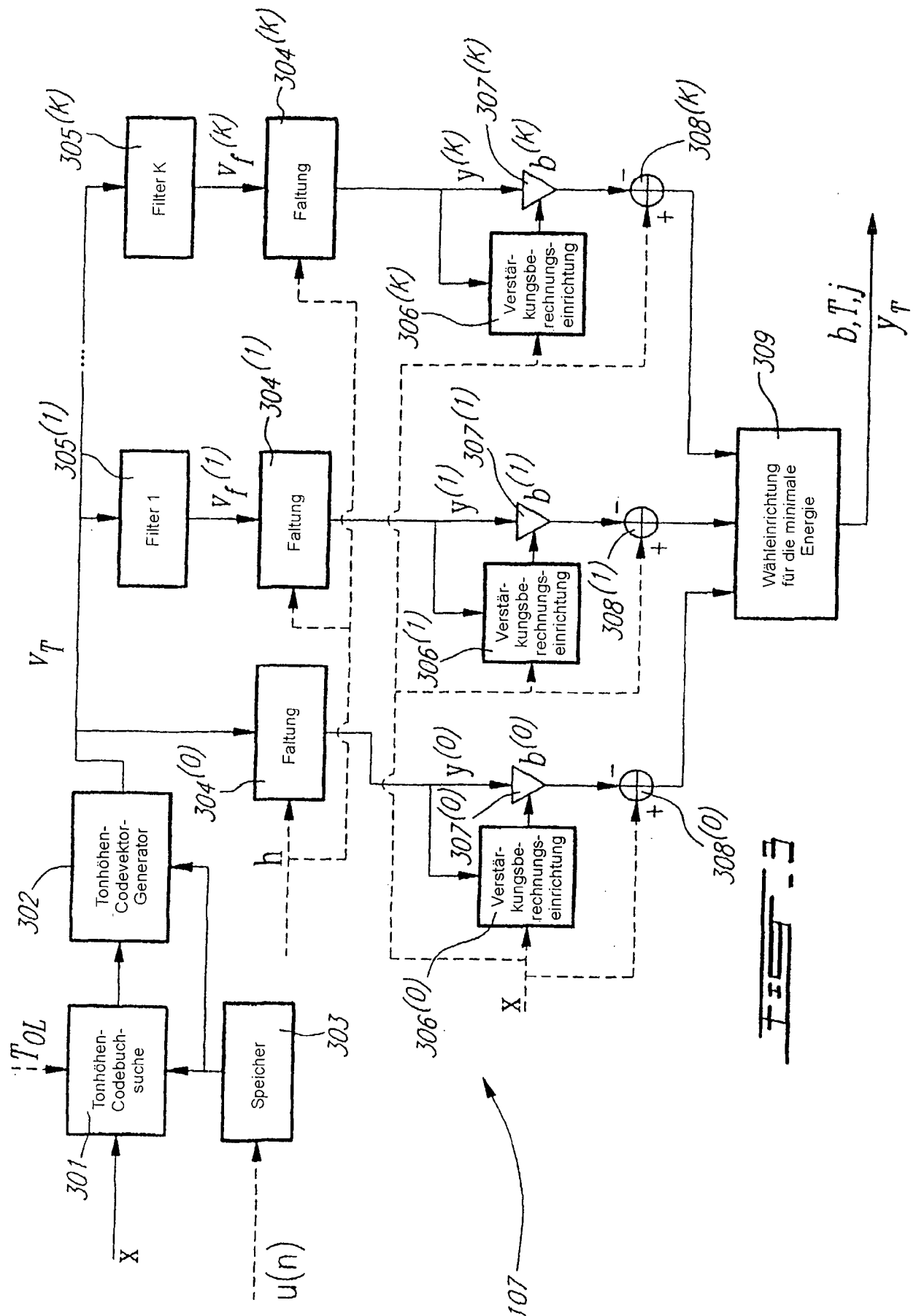
49. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 48, bei dem γ_2 gleich μ gesetzt ist.

Es folgen 4 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen







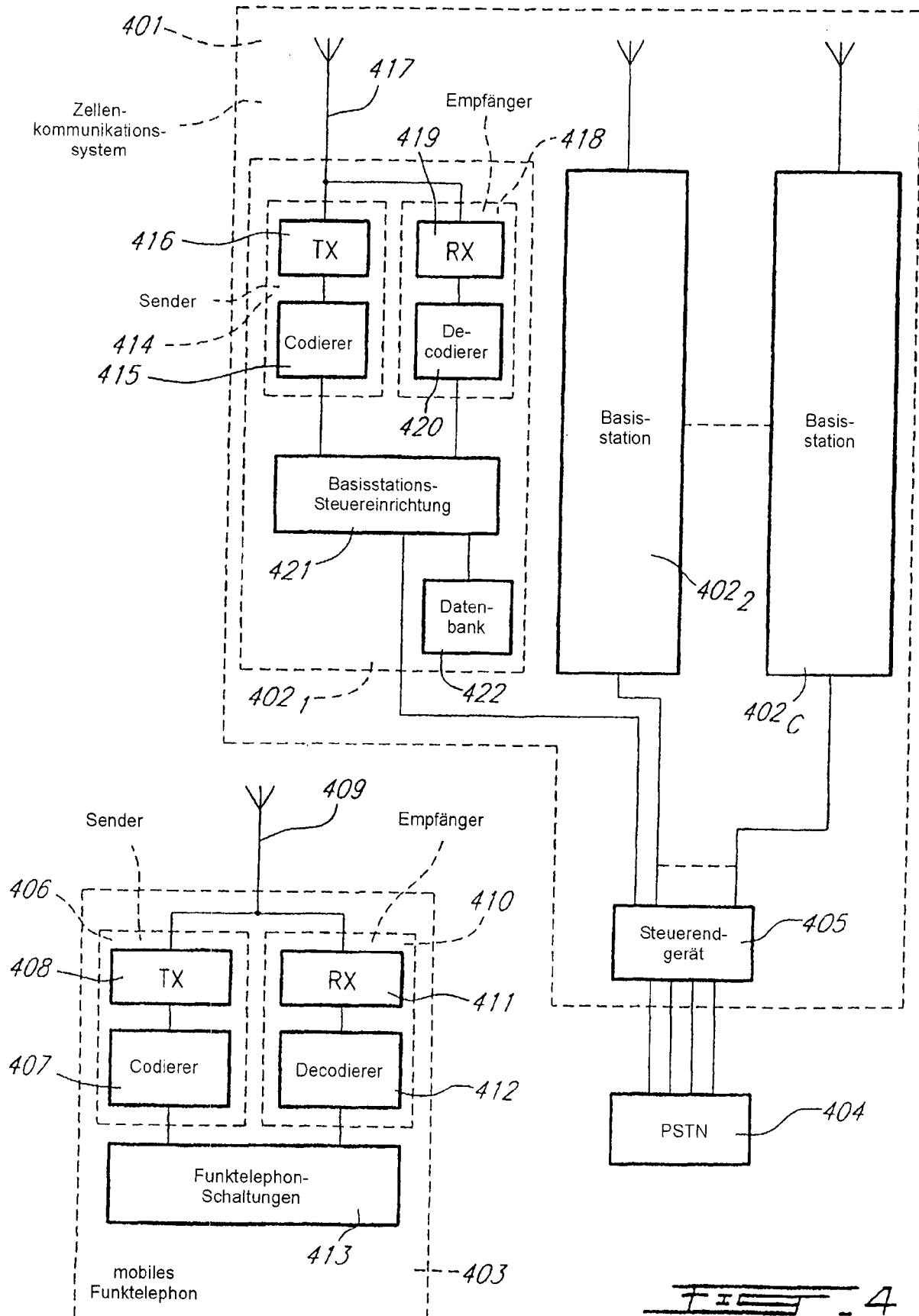


FIG. 4