



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 699 10 058 T2 2004.05.19**

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 125 285 B1**

(51) Int Cl.⁷: **G10L 21/02**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **699 10 058.5**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/CA99/01009**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **99 952 200.6**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 00/25303**

(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: **30.07.2003**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **19.05.2004**

(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; LEFEBRE, Roch,
Canton de Magog, CA**

(74) Vertreter:

Betten & Resch, 80333 München

(54) Bezeichnung: **VERBESSERUNG DER PERIODIZITÄT EINES 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 bezieht sich auf ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Verbessern der Periodizität der Erregung eines Signalsynthesefilters im Hinblick auf das Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals.

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 Synthetisieren 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 oder Tonhöhen-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 wahrnehmungsmäßig gewichteten Verzerrungsmaß liegt. Diese wahrnehmungsmäßige Gewichtung wird unter Verwendung eines so genannten wahrnehmungsmäßigen Gewichtungsfilters ausgeführt, das normalerweise aus dem LP-Synthesefilter abgeleitet wird.

[0007] Ein bekannter CELP-gestützter Codieren ist im Dokument EP-A-0788091 beschrieben.

[0008] 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.

[0009] Es ergeben sich einige Schwierigkeiten, wenn das für das Telephonband optimierte CELP-Modell auf

Breitbandssignale angewendet wird, wobei zusätzliche Merkmale zu dem Modell hinzugefügt werden müssen, um Breitbandssignale in hoher Qualität zu erhalten.

[0010] Die Verbesserung der Periodizität des Erregungssignals verbessert die Qualität im Fall von stimmhaften Segmenten. Dies wurde in der Vergangenheit ausgeführt, indem der innovative Codevektor aus dem festen Codebuch durch ein Filter gefiltert wurde, das eine Übertragungsfunktion der Form $1/(1 - \varepsilon bz^{-1})$ besitzt, wobei ε ein Faktor unter 0,5 ist, der den Betrag der eingeführten Periodizität steuert. Dieser Zugang ist im Fall von Breitbandssignalen weniger effizient, weil er die Periodizität über das ganze Spektrum einführt.

DIE AUFGABE DER ERFINDUNG

[0011] Es ist eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung, einen neuen alternativen Zugang vorzuschlagen, durch den die Verbesserung der Periodizität durch die Filterung des innovativen Codevektors durch ein Innovationsfilter ausgeführt wird, das die niederfrequenten Inhalte des innovativen Codevektors reduziert, wodurch der innovative Beitrag hauptsächlich bei niedrigen Frequenzen reduziert wird, um die Periodizität des Erregungssignals bei niedrigen Frequenzen mehr als bei hohen Frequenzen zu verbessern.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0012] Spezifischer wird gemäß der vorliegenden Erfindung ein Verfahren zum Verbessern der Periodizität eines Erregungssignals geschaffen, das in Bezug auf einen Tönhöhen-Codevektor und auf einen innovativen Codevektor erzeugt wird, um ein Signalsynthesefilter im Hinblick auf die Synthesisierung eines Breitbandssignals zu versorgen. In diesem Periodizitätsverbesserungsverfahren wird ein Periodizitätsfaktor, der mit dem Breitbandsignal in Beziehung steht, berechnet. Dann wird der innovative Codevektor in Bezug auf den Periodizitätsfaktor gefiltert, um dadurch die Energie eines niederfrequenten Abschnitts des innovativen Codevektors zu reduzieren und um die Periodizität eines niederfrequenten Abschnitts des Erregungssignals zu verbessern.

[0013] Die Vorrichtung der Erfindung zum Verbessern der Periodizität eines Erregungssignals, das in Bezug auf adaptive und innovative Codevektoren erzeugt wird, um ein Signalsynthesefilter im Hinblick auf die Synthesisierung eines Breitbandssignals zu versorgen, umfasst:

- a) einen Faktorgenerator zum Berechnen eines Periodizitätsfaktors, der mit dem Breitbandsignal in Beziehung steht; und
- b) ein Innovationsfilter zum Filtern des innovativen Codevektors in Bezug auf den Periodizitätsfaktor, um dadurch die Energie eines niederfrequenten Abschnitts des innovativen Codevektors zu reduzieren und die Periodizität eines niederfrequenten Abschnitts des Erregungssignals zu verbessern.

[0014] Gemäß einer ersten bevorzugten Ausführungsform:

- wird der innovative Codevektor mit einer Übertragungsfunktion der folgenden Form gefiltert:

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

wobei a ein Periodizitätsfaktor ist, der von einem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet ist; und

- wird der Periodizitätsfaktor a unter Verwendung der folgenden Beziehung berechnet:

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

wobei q ein Verbesserungsfaktor ist, der z. B. auf 0,25 gesetzt ist, und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tönhöhen-Codevektor ist, b eine Tönhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$ das Erregungssignal ist, oder der Beziehung:

$$\alpha = 0,125(1 + r_v), \text{ wobei}$$

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

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

[0015] Gemäß einer zweiten bevorzugten Ausführungsform:

– wird der innovative Codevektor mit einer Übertragungsfunktion der folgenden Form gefiltert:

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

wobei σ ein Periodizitätsfaktor ist, der von einem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet ist; und

– wird der Periodizitätsfaktor σ unter Verwendung der folgenden Beziehung berechnet: $\sigma = 2qR_p$, beschränkt durch $\sigma < 2q$, wobei q ein Verbesserungsfaktor ist, der z. B. auf 0,25 gesetzt ist, und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tönhöhen-Codevektor ist, b eine Tönhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$ das Erregungssignal ist, oder der Beziehung:

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

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

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

[0016] Die vorliegende Erfindung bezieht sich ferner auf einen Decodieren zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals, der umfasst:

- a) eine Signalfragmentierungsvorrichtung zum Empfangen eines codierten Breitbandsignals und Extrahieren wenigstens von Parametern für ein Tönhöhen-Codebuch, Parametern für ein innovatives Codebuch und Synthetisierungsfilter-Koeffizienten aus dem codierten Breitbandsignal;
- b) ein Tönhöhen-Codebuch, das in Reaktion auf die Parameter für ein Tönhöhen-Codebuch einen Tönhöhen-Codevektor erzeugt;
- c) ein innovatives Codebuch, das in Reaktion auf Parameter für ein innovatives Codebuch einen innovativen Codevektor erzeugt;
- d) eine Periodizitätsverbesserungsvorrichtung, wie sie oben beschrieben worden ist, die den Faktorgenerator zum Berechnen eines mit dem Breitbandsignal in Beziehung stehenden Periodizitätsfaktors und das Innovationsfilter zum Filtern des innovativen Codevektors in Bezug auf den Periodizitätsfaktor umfasst;
- e) eine Kombinationsschaltung zum Kombinieren des Tönhöhen-Codevektors und des innovativen Codevektors, der durch das Innovationsfilter gefiltert wird, um dadurch das Erregungssignal mit verbesserter Periodizität zu erzeugen; und
- f) ein Signalsynthetisierungsfilter zum Filtern des Erregungssignals mit verbesserter Periodizität in Bezug auf die Synthetisierungsfilter-Koeffizienten, um dadurch das synthetisierte Breitbandsignal zu erzeugen.

[0017] Gemäß der vorliegenden Erfindung umfasst ein Decodieren zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals: eine Signalfragmentierungsvorrichtung zum Empfangen eines codierten Breitbandsignals und Extrahieren wenigstens von Parametern für ein Tönhöhen-Codebuch, Parametern für ein innovatives Codebuch und Synthetisierungsfilter-Koeffizienten aus dem codierten Breitbandsignal; ein Tönhöhen-Codebuch, das in Reaktion auf die Parameter für ein Tönhöhen-Codebuch einen Tönhöhen-Codevektor erzeugt; ein innovatives Codebuch, das in Reaktion auf die Parameter für ein innovatives Codebuch einen innovativen Codevektor erzeugt; eine Kombinationsschaltung zum Kombinieren des Tönhöhen-Codevektors und des innovativen Codevektors, um dadurch ein Erregungssignal zu erzeugen; und ein Signalsynthetisierungsfilter zum Filtern des Erregungssignals in Bezug auf die Synthetisierungsfilter-Koeffizienten, um dadurch das synthetisierte Breitbandsignal zu erzeugen; wobei die Verbesserung darin eine Periodizitätsverbesserungsvorrichtung, wie sie oben beschrieben worden ist, umfasst, die einen Faktorgenerator zum Berechnen eines auf das Breitbandsignal bezogenen Periodizitätsfaktors und das Innovationsfilter zum Filtern des innovativen Codevektors in Bezug auf den Periodizitätsfaktor, bevor dieser innovative Codevektor zur Kombinationsschaltung geliefert wird, umfasst.

[0018] Die vorliegende Erfindung bezieht sich noch weiter auf ein Zellenkommunikationssystem, eine mobile

Zellen-Sender/Empfänger-Einheit, ein Zellennetzelement und ein bidirektionales drahtloses Kommunikationssystem, das den obenbeschriebenen Decodierer umfasst.

[0019] 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

[0020] In der beigefügten Zeichnung ist:

[0021] **Fig. 1** ein schematischer Blockschaltplan einer bevorzugten Ausführungsform der Breitband-Codierungsvorrichtung;

[0022] **Fig. 2** ein schematischer Blockschaltplan einer bevorzugten Ausführungsform der Breitband-Decodierungsvorrichtung;

[0023] **Fig. 3** ein schematischer Blockschaltplan einer bevorzugten Ausführungsform der Tonhöhenanalysevorrichtung; und

[0024] **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 AUSFÜHRUNGS-FORM

[0025] 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 **402**, **4022**, ..., **402_c** bedient werden, um jede Zelle mit den Funkzeichengabe-, Audio- und Datenkanälen zu versehen.

[0026] Die Funkzeichengabe-Kanäle werden verwendet, um mobile Funktelefone (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.

[0027] 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.

[0028] 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.

[0029] 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.

[0030] 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, umfasst ein derartiges bidirektionales drahtloses Funkkommunikations-Untersystem im Funktelefon **403** typischerweise:

- einen Sender **406**, der enthält:
- einen Codieren **407**, der das Sprachsignal codiert; und
- eine Sendeschaltung **408**, die das codierte Sprachsignal vom Codieren **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 Decodieren **412**, der das empfangene codierte Sprachsignal von der Empfangsschaltung **411** de-

codiert.

[0031] 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.

[0032] 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.

[0033] 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.

[0034] 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.

[0035] 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 Envelope des Sprachsignals zu modellieren. Die LP-Informationen werden typischerweise alle 10 oder 20 ms zum Decodieren (wie z. B. **420** und **412**) gesendet, wobei sie auf der Decodierseite extrahiert werden.

[0036] 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.

[0037] **Fig. 1** zeigt einen allgemeinen Blockschaltplan einer CELP-Sprachcodierungsvorrichtung **100**, die modifiziert worden ist, um sie besser an Breitbandsignale anzupassen.

[0038] 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 Vorverzerrung);

s_w gewichteter Sprachvektor;

s_o 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 Tonhöehensuche;

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 Tönhöhenachteilung (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.

[0039] In dieser bevorzugten Ausführungsform werden die STP-Parameter einmal pro Rahmen übertragen, während der Rest der Parameter vielmals pro Rahmen (jeden Unterrahmen) übertragen wird.

DIE CODIERERSEITE

[0040] Das abgetastete Sprachsignal wird durch die Codierungsvorrichtung **100** nach **Fig. 1**, die in elf von **101** bis **111** nummerierte Module aufgespalten ist, blockweise codiert.

[0041] Die Eingangssprache wird in den oben erwähnten Blöcken aus L Abtastwerten, die als Rahmen bezeichnet werden, verarbeitet.

[0042] In **Fig. 1** wird das abgetastete Eingangssprachsignal **114** in einem Unterabtastmodul **101** unterabtastet. Das Signal wird z. B. von 16 kHz auf 12,8 kHz unter Verwendung von den Durchschnittsfachleuten auf dem Gebiet wohl bekannten Techniken unterabtastet. 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.

[0043] Nach der Unterabtastung wird der Rahmen aus 320 Abtastwerten von 20 ms auf einen Rahmen aus **256** Abtastwerten reduziert (Unterabtastverhältnis von 4/5).

[0044] 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.

[0045] Das unterabtastete 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 Vorverzerrungsfilters **103** wird das Signal $s_p(n)$ unter Verwendung eines Filters vorverzerrt, das die folgende Übertragungsfunktion besitzt:

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

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

[0046] Die Funktion des Vorverzerrungsfilters **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 Vorverzerrung ist die Festkomma-LP-Analyse unter Verwendung einfacherer Arithmetik schwierig zu implementieren.

[0047] Die Vorverzerrung spielt außerdem eine wichtige Rolle beim Erreichen einer passenden wahrnehmungsmäßigen Gesamtgewichtung des Quantisierungsfehlers, was zu einer verbesserten Tonqualität beiträgt. Dies ist im Folgenden ausführlicher erklärt.

[0048] Das Ausgangssignal des Vorverzerrungsfilters **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:

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

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.

[0049] 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 wahrnehmungsmäßige Gewichtung:

[0050] 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 wahrnehmungsmäßig gewichteten Bereich minimiert wird. Dies ist zum Minimieren des Fehlers zwischen der gewichteten Eingangssprache und der gewichteten Synthesesprache äquivalent.

[0051] Das gewichtete Signal $s_w(n)$ wird in einem wahrnehmungsmäßigen Gewichtungsfilter **105** berechnet. Traditionell wird das gewichtete Signal $s_w(n)$ durch ein Gewichtungsfilter berechnet, das eine Übertragungsfunktion $W(z)$ in der Form besitzt:

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

[0052] 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 wahrnehmungsmäßigen Gewichtungsfilters **105** ist. Dieses Ergebnis ist von B. S. Atal und M. R. Schnöder 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 Quantisierungsfehler 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.

[0053] Das obige herkömmliche wahrnehmungsmäßige Gewichtungsfilter **105** arbeitet gut mit Telephonbandsignalen. Es ist jedoch festgestellt worden, dass dieses herkömmliche wahrnehmungsmäßige Gewichtungsfilter **105** für die effiziente wahrnehmungsmäßige Gewichtung von Breitbandsignalen nicht geeignet ist. Es ist außerdem festgestellt worden, dass das herkömmliche wahrnehmungsmäßige Gewichtungsfilter **105** gleichzeitig inhärente Einschränkungen beim Modellieren der Formantenstruktur und der erforderlichen spektralen Neigung besitzt. Die spektrale Neigung ist in Breitbandsignalen, zurückzuführen auf den breiten Dynamikbereich zwischen den niedrigen und den hohen Frequenzen, ausgeprägter. Der Stand der Technik hat vorgeschlagen, ein Neigungsfilter in $W(z)$ hinzuzufügen, um die Neigung und die Formantengewichtung des Breit-

band-Eingangssignals separat zu steuern.

[0054] Eine neuartige Lösung für dieses Problem ist, gemäß der vorliegenden Erfindung ein Vorverzerrungsfilter **103** am Eingang einzufügen, basierend auf der vorverzerrten Sprache $s(n)$ das LP-Filter $A(z)$ zu berechnen und ein modifiziertes Filter $W(z)$ durch die Fixierung seines Nenners zu verwenden.

[0055] Die LP-Analyse wird im Modul **104** am vorverzerrten Signal $s(n)$ ausgeführt, um das LP-Filter $A(z)$ zu erhalten. Außerdem wird ein neues wahrnehmungsmäßiges GewichtungsfILTER **105** mit festem Nenner verwendet. Ein Beispiel der Übertragungsfunktion für das wahrnehmungsmäßige GewichtungsfILTER **104** ist durch die folgende Beziehung gegeben:

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

[0056] Im Nenner kann eine höhere Ordnung verwendet werden. Diese Struktur entkoppelt im Wesentlichen die Formantengewichtung von der Neigung.

[0057] Es wird angemerkt, dass, weil $A(z)$ basierend auf dem vorverzerrten Sprachsignal $s(n)$ berechnet wird, die Neigung 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 Decodierseite 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 vorverzerrten Sprachsignal berechnet wird. Das subjektive Hören zeigte, dass diese Struktur, um die Fehlerformung einer Kombination der Vorverzerrung und der modifizierten GewichtungsfILTERung auszuführen, außer den Vorteilen der Leichtigkeit der algorithmischen Festkomma-Implementierung für die Codierung von Breitbandsignalen sehr effizient ist.

[0058] Die Tonhöhenanalyse: 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.

[0059] 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 s_p 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 $A(z)$ 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_p (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.

[0060] Selbstverständlich können alternative aber mathematisch äquivalente Zugänge verwendet werden, um den Zielvektor x zu berechnen.

[0061] 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.

[0062] Die Tonhöhenparameter mit geschlossener Schleife (oder die Tonhöhen-Codebuchparameter) b , T und j werden im TonhöhenSuchmodul **107** mit geschlossener Schleife berechnet, das den Zielvektor x , den Im-

pulsantwort-Vektor h und die Tonhöhen-nacheilung T_{OL} mit offener Schleife als Eingaben verwendet. Traditionell ist die Tonhöhen-vorhersage durch ein Tonhöhenfilter dargestellt worden, das die folgende Übertragungsfunktion besitzt:

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

wobei b die Tonhöhenverstärkung ist, während T die Tonhöhenverzögerung oder -nacheilung ist. In diesem Fall ist der Tonhöhenbeitrag 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.

[0063] Diese Darstellung besitzt Einschränkungen, falls die Tonhöhen-nacheilung T kürzer als die Unterrahmen-Länge N ist. In einer anderen Darstellung kann der Tonhöhenbeitrag als ein Tonhöhen-Codebuch gesehen werden, das das frühere Erregungssignal enthält. Im Allgemeinen ist jeder Vektor im Tonhöhen-Codebuch eine um eins verschobene Version des vorausgehenden Vektors (Verwerfen eines Abtastwertes und Hinzufügen eines neuen Abtastwertes). Für Tonhöhen-nacheilungen $T > N$ ist das Tonhöhen-Codebuch zur Filterstruktur $1/(1 - bz^{-T})$ äquivalent, wobei ein Tonhöhen-Codebuchvektor $v_T(n)$ bei der Tonhöhen-nacheilung T durch

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

gegeben ist. Für Tonhöhen-nacheilungen 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).

[0064] In neueren Codierern wird eine höhere Tonhöhenauflösung 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 Tonhöhen-nacheilung T eine nicht ganzzahlige Verzögerung ist (z. B. 50,25).

[0065] Die Tonhöhen-suche umfasst das Feststellen der besten Tonhöhen-nacheilung T und der besten Tonhöhenverstärkung 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 Tonhöhen-Codebuchvektor bei der Tonhöhen-nacheilung T ist:

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

[0066] 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.

[0067] In der bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird eine 1/3-Unterabtast-Tonhöhenauflösung verwendet, wobei die Tonhöhen-suche (Tonhöhen-Codebuchsuche) aus drei Stufen aufgebaut ist.

[0068] In der ersten Stufe wird die Tonhöhen-nacheilung T_p mit offener Schleife in einem Tonhöhen-suchmodul **106** mit offener Schleife in Reaktion auf das gewichtete Sprachsignal $sw(n)$ geschätzt. Wie in der vorausgehenden Beschreibung angegeben worden ist, wird diese Tonhöhenanalyse mit offener Schleife normalerweise einmal jede 10 ms (zwei Unterrahmen) unter Verwendung von Techniken ausgeführt, die den Durchschnittsfachleuten auf dem Gebiet wohl bekannt sind.

[0069] In der zweiten Stufe wird das Suchkriterium C im Tonhöhen-suchmodul **107** mit geschlossener Schleife für ganzzahlige Tonhöhen-nacheilungen um die geschätzte Tonhöhen-nacheilung T_p 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 Tonhöhen-nacheilung zu berechnen, zu aktualisieren.

[0070] Sobald eine optimale ganzzahlige Tonhöhenachtilung in der zweiten Stufe gefunden worden ist, prüft eine dritte Stufe der Suche (das Modul **107**) die Bruchteile um diese optimale ganzzahlige Tonhöhenachtilung.

[0071] Wende der Tonhöhen-Prädiktor durch ein Filter der Form $1/(1 - bz^{-T})$ dargestellt wird, was eine gültige Annahme für Tonhöhenachtilungen $T > N$ ist, zeigt das Spektrum des Tonhöhenfilters 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 Tonhöhenbeitrags in den stimmhaften Segmenten von Breitband-Sprache zu erreichen, das Tonhöhen-Vorhersagefilter die Flexibilität besitzen, den Betrag der Periodizität über das Breitbandspektrum zu variieren.

[0072] 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.

[0073] Wenn die Unterabtast-Tonhöhenauflösung verwendet wird, können die Tiefpassfilter in die Interpolationsfilter aufgenommen werden, die verwendet werden, um die höhere Tonhöhenauflösung zu erhalten. In diesem Fall wird die dritte Stufe der Tonhöhenachtilung, in der die Bruchteile um die gewählte ganzzahlige Tonhöhenachtilung geprüft werden, für einige Interpolationsfilter wiederholt, die verschiedene Tiefpasskennlinien besitzen, wobei der Bruchteil und der Filterindex, die das Suchkriterium C maximieren, ausgewählt werden.

[0074] Ein einfacherer Zugang besteht darin, die Suche in den drei obenbeschriebenen Stufen abzuschließen, um die optimale gebrochene Tonhöhenachtilung 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 Tonhöhen-Codebuchvektor v_T angewendet werden, und das Tiefpassfilter auszuwählen, das den Tonhöhen-Vorhersagefehler minimiert. Dieser Zugang ist im Folgenden ausführlich erörtert.

[0075] **Fig. 3** veranschaulicht einen schematischen Blockschaltplan einer bevorzugten Ausführungsform des vorgeschlagenen Zugangs.

[0076] Im Speichermodul **303** ist das frühere Erregungssignal $u(n)$, $n < 0$, gespeichert. Das Tonhöhen-Codebuch-Suchmodul **301** führt in Reaktion auf den Zielvektor x , die Tonhöhenachtilung T_p mit offener Schleife und das frühere Erregungssignal $u(n)$, $n < 0$, vom Speichermodul **303** eine Tonhöhen-Codebuchsuche (Tonhöhen-Codebuchsuche) aus, die das oben definierte Suchkriterium C minimiert. Aus dem Ergebnis der im Modul **301** ausgeführten Suche erzeugt das Modul **302** den optimalen Tonhöhen-Codebuchvektor v_T . Es wird angemerkt, dass, weil eine Unterabtast-Tonhöhenauflösung verwendet wird (gebrochene Tonhöhe), das frühere Erregungssignal $u(n)$, $n < 0$, interpoliert wird, wobei der Tonhöhen-Codebuchvektor v_T dem interpolierten früheren 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.

[0077] 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,

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

[0078] 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 Subtrahieren 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:

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

[0079] In der Wähleinrichtung **309** werden die Parameter b , T und j basierend auf v_T oder v_f gewählt, was den mittleren quadratischen Vorhersagefehler e minimiert.

[0080] 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 ($= 0, 1, 2, 3$), 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:

[0081] 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).

[0082] Die Suchprozedur in der CELP wird ausgeführt, indem der optimale Erregungs-Codevektor ck 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.

[0083] 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.

[0084] Sobald der optimale Erregungs-Codevektor ck 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.

[0085] In **Fig. 1** werden die Parameter b , T , j , $A(z)$, k und g durch den Multiplexer **112** multiplexiert, bevor sie durch einen Kommunikationskanal übertragen werden.

[0086] Die Speicheraktualisierung: 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.

[0087] 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

[0088] 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.

[0089] 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) $A(z)$ (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).

[0090] Das aktuelle Sprachsignal wird basierend auf diesen Parametern synthetisiert, wie im Folgenden erklärt ist.

[0091] Das innovative Codebuch **218** erzeugt in Reaktion auf den Index k den Innovations-Codevektor ck , der durch einen Verstärker **224** durch den decodierten Verstärkungsfaktor g skaliert wird. In der bevorzugten Aus-

führungsform 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.

[0092] Der erzeugte skalierte Codevektor gck am Ausgang des Verstärkers **224** wird durch ein Innovationsfilter **205** verarbeitet.

[0093] Die Periodizitätsverbesserung: Der erzeugte skalierte Codevektor am Ausgang des Verstärkers **224** wird durch eine frequenzabhängige Tonhöhen-Verbesserungseinrichtung **205** verarbeitet.

[0094] 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.

[0095] 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.

[0096] 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.

[0097] 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:

[0098] 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.

[0099] Es wird angemerkt, dass der Term $b v_T$ seine Quelle im Tonhöhen-Codebuch (Tonhöhen-Codebuch) **201** in Reaktion auf die Tonhöhenabweichung 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.

[0100] Der Faktor α wird durch den Stimmfaktorgenerator **204** durch

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

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

Das Verfahren 2:

[0101] Ein weiteres in einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung verwendetes Verfahren für die Berechnung des Periodizitätsfaktors α ist im Folgenden erörtert.

[0102] 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 Tönhöhen-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

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

[0103] 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).

[0104] In dieser bevorzugten Ausführungsform wird der Faktor a 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.

[0105] 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:

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

[0106] Im Verfahren **2** wird der Periodizitätsfaktor σ wie folgt berechnet:

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

[0107] Das verbesserte Signal cf wird deshalb durch Filterung des skalierten innovativen Codevektors gck durch das Innovationsfilter **205** ($F(z)$) berechnet.

[0108] Das verbesserte Erregungssignal u' wird durch den Addierer **220** als:

$$\sigma = c_t + bv_T$$

berechnet.

[0109] Es wird angemerkt, dass dieser Prozess nicht im Codierer **100** ausgeführt wird. Folglich ist es wesentlich, die Inhalte des Tönhöhen-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 Tönhöhen-Codebuchs **201** zu aktualisieren, während das verbesserte Erregungssignal u' am Eingang des LP-Synthesefilters **206** verwendet wird.

Die Synthese und die Rückentzerrung

[0110] 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 $A(z)$ 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 Vorverzerrungsfilters **103** nach **Fig. 1**. Die Übertragungsfunktion des Rückentzerrungsfilters **207** ist durch

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

gegeben, wobei μ ein Vorverzerrungsfaktor 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.

[0111] 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_n zu erhalten.

Die Überabtastung und die Hochfrequenz-Regenerierung

[0112] 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 wird außerdem als das synthetisierte Breitband-Zwischensignal bezeichnet.

[0113] Das überabgetastete Synthesesignal $\hat{s}$ enthält nicht die höheren Frequenzkomponenten, die durch den Unterabtastprozess (das Modul **101** nach **Fig. 1**) im Codieren **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 Addieren **221** ausgeführt, wobei sie die Eingabe vom Stimmfaktorgenerator **204** (**Fig. 2**) erfordert.

[0114] 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 s verwendet wird.

[0115] Die Hochfrequenz-Erzeugungsprozedur gemäß der vorliegenden Erfindung im Folgenden beschrieben.

[0116] 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 $M = 80$, was 5 ms entspricht.

[0117] 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 Erregungssignals 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.

[0118] 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 Neigung des Synthesesignals durch eine Spektralneigungs-Berechnungseinrichtung **212** und die Reduzierung der Energie dementsprechend implementiert. Andere Mes-

sungen, wie z. B. Nulldurchgangsmessungen, können ebenso verwendet werden. Wenn die Neigung sehr stark ist, was stimmhaften Segmenten entspricht, wird die Rauschenergie weiter reduziert. Der Neigungsfaktor wird im Modul **212** als der erste Korrelationskoeffizient des Synthesesignals s_h berechnet, wobei er durch

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

abhängig von $\text{Neigung} \geq 0$ und $\text{Neigung} \geq r_v$, 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 bvT ist und E_c die Energie des skalierten innovativen Codevektors gck ist, wie vorausgehend beschrieben worden ist. Der Stimmfaktor r_v ist am häufigsten kleiner als die Neigung, aber diese Bedingung wurde als eine Vorsichtsmaßnahme gegen Hochfrequenztöne eingeführt, bei denen der Neigungswert negativ und der Wert von r_v hoch ist. Deshalb reduziert diese Bedingung die Rauschenergie für derartige Klangsignale.

[0119] Der Neigungswert 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.

[0120] 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 Neigung des Signals angegeben.

Das Verfahren 1:

[0121] Der Skalierungsfaktor g_t wird aus der Neigung durch

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

abgeleitet. Für stark stimmhafte Signale, bei denen sich die Neigung **1** nähert, ist g_t 0,2, während für stark stimmlose Signale g_t 1,0 wird.

Das Verfahren 2:

[0122] Der Neigungsfaktor g_t wird zuerst eingeschränkt, damit er größer oder gleich null ist, wobei dann der Skalierungsfaktor aus der Neigung durch

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

abgeleitet wird.

[0123] Die im Verstärkungseinstellmodul **214** erzeugte skalierte Rauschsequenz w_g ist deshalb durch

$$w_g = g_t w$$

gegeben.

[0124] Wenn sich die Neigung nahe bei null befindet, ist der Skalierungsfaktor g_t nahe bei 1, was nicht zu einer Energiereduzierung führt. Wenn der Neigungswert **1** ist, führt der Skalierungsfaktor g_t zu einer Reduzierung von 12 dB in der Energie des erzeugten Rauschens.

[0125] 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 unterabgetasteten Bereich verwendet wird ($1/\Delta(z/0,8)$). Die entsprechenden bandbreitenerweiterten LP-Filterkoeffizienten werden in der spektralen Formungseinrichtung **215** berechnet.

[0126] 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 r wird im Addierer **221** zum überabgetasteten synthetisierten Sprachsignal $\hat{s}$ addiert, um das endgültige rekonstruierte Tonsignal s_{out} am Ausgang **223** zu erhalten.

[0127] 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 Sprachanwendungen eingeschränkt ist.

Patentansprüche

1. Vorrichtung zum Verbessern der Periodizität eines Erregungssignals, das in bezug auf einen Tonhöhen-Codevektor und einen innovativen Codevektor erzeugt wird, um ein Signalsynthesefilter im Hinblick auf die Synthetisierung eines Breitbandsignals zu versorgen, wobei die Periodizitätsverbesserungsvorrichtung umfaßt:

a) einen Faktorgenerator (**204**) zum Berechnen eines Periodizitätsfaktors, der mit dem Breitbandsignal in Beziehung steht; und
b) ein Innovationsfilter (**205**) zum Filtern des innovativen Codevektors in bezug auf den Periodizitätsfaktor, um dadurch die Energie eines niederfrequenten Abschnitts des innovativen Codevektors zu reduzieren und die Periodizität eines niederfrequenten Abschnitts des Erregungssignals zu verbessern.

2. Periodizitätsverbesserungsvorrichtung nach Anspruch 1, bei der der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen eines Periodizitätsfaktors in Reaktion auf den Tonhöhen-Codevektor und den innovativen Codevektor umfaßt.

3. Periodizitätsverbesserungsvorrichtung nach Anspruch 1, bei der das Innovationsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei α ein Periodizitätsfaktor ist, der von einem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet ist.

4. Periodizitätsverbesserungsvorrichtung nach Anspruch 3, bei der der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei q ein Verbesserungsfaktor ist und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tonhöhen-Codevektor ist, b eine Tonhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$ das Erregungssignal ist.

5. Periodizitätsverbesserungsvorrichtung nach Anspruch 4, bei der der Verbesserungsfaktor q auf 0,25 gesetzt ist.

6. Periodizitätsverbesserungsvorrichtung nach Anspruch 3, bei der der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\alpha = 0,125(1 + r_v), \text{ wobei}$$

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

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

7. Periodizitätsverbesserungsvorrichtung nach Anspruch 1, bei der das Innovationsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei σ ein Periodizitätsfaktor ist, der von einem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet ist.

8. Periodizitätsverbesserungsvorrichtung nach Anspruch 7, bei der der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors σ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei p ein Verbesserungsfaktor ist und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tonhöhen-Codevektor ist, b eine Tonhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$ das Erregungssignal ist.

9. Periodizitätsverbesserungsvorrichtung nach Anspruch 8, bei der der Verbesserungsfaktor p auf 0,25 gesetzt ist.

10. Periodizitätsverbesserungsvorrichtung nach Anspruch 7, bei der der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors σ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

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

)wobei E_v die Energie des Tonhöhen-Codevektors ist und E_c die Energie des innovativen Codevektors ist.

11. Verfahren zum Verbessern der Periodizität eines Erregungssignals, das in bezug auf einen Tonhöhen-Codevektor und auf einen innovativen Codevektor erzeugt wird, um ein Signalsynthesierungsfilter im Hinblick auf die Synthesisierung eines Breitbandsignals zu versorgen, wobei das Periodizitätsverbesserungsverfahren die folgenden Schritte umfaßt:

- a) Berechnen eines Periodizitätsfaktors, der mit dem Breitbandsignal in Beziehung steht; und
- b) Filtern des innovativen Codevektors in bezug auf den Periodizitätsfaktor, um dadurch die Energie eines niederfrequenten Abschnitts des innovativen Codevektors zu reduzieren und um die Periodizität eines niederfrequenten Abschnitts des Erregungssignals zu verbessern.

12. Verfahren zum Verbessern der Periodizität nach Anspruch 10, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen eines Periodizitätsfaktors in Reaktion auf den Tonhöhen-Codevektor und den innovativen Codevektor umfaßt.

13. Verfahren zum Verbessern der Periodizität nach Anspruch 10, bei dem die Filterung das Verarbeiten des Innovationsvektors durch ein Innovationsfilter umfaßt, das eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei a , ein Periodizitätsfaktor ist, der von einem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet wird.

14. Verfahren zum Verbessern der Periodizität nach Anspruch 13, bei dem die Periodizitätsfaktor-Berechnung das Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei q ein Verbesserungsfaktor ist und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tonhöhen-Codevektor ist, b eine Tonhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$ das Erregungssignal ist.

15. Verfahren zum Verbessern der Periodizität nach Anspruch 14, bei dem der Verbesserungsfaktor q auf 0,25 gesetzt ist.

16. Verfahren zum Verbessern der Periodizität nach Anspruch 13, bei dem die Periodizitätsfaktor-Berechnung das Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\alpha = 0,125(1 + r_v), \text{ wobei}$$

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

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

17. Verfahren zum Verbessern der Periodizität nach Anspruch 11, bei dem die Filterung die Verarbeitung des Innovationsvektors durch ein Innovationsfilter umfaßt, das eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei σ ein Periodizitätsfaktor ist, der von einem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet wird.

18. Verfahren zum Verbessern der Periodizität nach Anspruch 17, bei dem die Periodizitätsfaktor-Berechnung das Berechnen des Periodizitätsfaktors σ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei q ein Verstärkungsfaktor ist und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tonhöhen-Codevektor ist, b eine Tonhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$ das Erregungssignal ist.

19. Verfahren zum Verbessern der Periodizität nach Anspruch 18, bei dem der Verstärkungsfaktor p auf 0,25 gesetzt ist.

20. Verfahren zum Verbessern der Periodizität nach Anspruch 17, bei dem die Periodizitätsfaktor-Berechnung das Berechnen des Periodizitätsfaktors σ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

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

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

21. Decodieren zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals, der umfaßt:

- a) eine Signalfragmentierungsvorrichtung zum Empfangen eines codierten Breitbandsignals und Extrahieren wenigstens von Parametern für ein Tonhöhen-Codebuch, Parametern für ein innovatives Codebuch und Synthesisierungsfiler-Koeffizienten aus dem codierten Breitbandsignal;
- b) ein Tonhöhen-Codebuch, das in Reaktion auf die Parameter für ein Tonhöhen-Codebuch einen Tonhöhen-Codevektor erzeugt;
- c) ein innovatives Codebuch, das in Reaktion auf Parameter für ein innovatives Codebuch einen innovativen Codevektor erzeugt;
- d) eine Periodizitätsverbesserungsvorrichtung nach Anspruch 1, die den Faktorgenerator zum Berechnen eines mit dem Breitbandsignal in Beziehung stehenden Periodizitätsfaktors und das Innovationsfilter zum Filtern des innovativen Codevektors umfaßt;
- e) eine Kombinationsschaltung zum Kombinieren des Tonhöhen-Codevektors und des innovativen Codevektors, der durch das Innovationsfilter gefiltert wird, um dadurch das Erregungssignal mit verbesserter Periodizität zu erzeugen; und
- f) ein Signalsynthesierungsfiler zum Filtern des Erregungssignals mit verbesserter Periodizität in bezug auf die Synthesisierungsfiler-Koeffizienten, um dadurch das synthetisierte Breitbandsignal zu erzeugen.

22. Decodieren zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 21, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen eines Periodizitätsfaktors in Reaktion auf den Tonhöhen-Codevektor und den innovativen Codevektor umfaßt.

23. Decodieren zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 21, bei dem das Innovationsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei α ein Periodizitätsfaktor ist, der von einem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet ist.

24. Decodieren zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 23, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei q ein Verstärkungsfaktor ist und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tonhöhen-Codevektor ist, b eine Tonhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$ das Erregungssignal ist.

25. Decodierer zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 24, bei dem der Verstärkungsfaktor q auf 0,25 gesetzt ist.

26. Decodierer zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 23, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\alpha = 0,125(1 + r_v), \text{ wobei}$$

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

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

27. Decodierer zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 21, bei dem das Innovationsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form hat:

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

wobei σ ein Periodizitätsfaktor ist, der von einem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet ist.

28. Decodierer zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 27, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors σ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei q ein Verstärkungsfaktor ist und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tönhöhen-Codevektor ist, b eine Tönhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$ das Erregungssignal ist.

29. Decodierer zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 28, bei dem der Verstärkungsfaktor q auf 0,25 gesetzt ist.

30. Decodierer zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 27, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors σ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

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

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

31. Decodierer zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals, der umfaßt:

- a) eine Signalfragmentierungsvorrichtung zum Empfangen eines codierten Breitbandsignals und Extrahieren wenigstens von Parametern für ein Tönhöhen-Codebuch, Parametern für ein innovatives Codebuch und Synthesisierungsfilter-Koeffizienten aus dem codierten Breitbandsignal;
 - b) ein Tönhöhen-Codebuch, das in Reaktion auf die Parameter für ein Tönhöhen-Codebuch einen Tönhöhen-Codevektor erzeugt;
 - c) ein innovatives Codebuch, das in Reaktion auf die Parameter für ein innovatives Codebuch einen innovativen Codevektor erzeugt;
 - d) eine Kombinationsschaltung zum Kombinieren des Tönhöhen-Codevektors und des innovativen Codevektors, um dadurch ein Erregungssignal zu erzeugen; und
 - e) ein Signalsynthesisierungsfilter zum Filtern des Erregungssignals in bezug auf die Synthesisierungsfilter-Koeffizienten, um dadurch das synthetisierte Breitbandsignal zu erzeugen;
- wobei der Decodierer ferner eine Periodizitätsverbesserungsvorrichtung nach Anspruch 1 umfaßt, die einen Faktorgenerator zum Berechnen eines auf das Breitbandsignal bezogenen Periodizitätsfaktors und das Innovationsfilter zum Filtern des innovativen Codevektors umfaßt.

32. Decodierer zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 31, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen eines Periodizitätsfaktors in Reaktion auf den Tönhöhen-Codevektor und den innovativen Codevektor umfaßt.

33. Decodierer zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 31, bei dem das Innovationsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

$$F(z) = -az + 1 - az^{-1}$$

wobei α ein Periodizitätsfaktor ist, der von einem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet wird.

34. Decodierer zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 33, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei q ein Verstärkungsfaktor ist und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tonhöhen-Codevektor ist, b eine Tonhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$ das Erregungssignal ist.

35. Decodierer zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 34, bei dem der Verstärkungsfaktor q auf 0,25 gesetzt ist.

36. Decodierer zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 33, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\alpha = 0,125(1 + r_v), \text{ wobei}$$

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

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

37. Decodierer zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 31, bei dem das Innovationsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei σ ein Periodizitätsfaktor ist, der von einem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet wird.

38. Decodieren zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 37, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors σ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei q ein Verbesserungsfaktor ist und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tonhöhen-Codevektor ist, b eine Tonhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$ das Erregungssignal ist.

39. Decodierer zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 38, bei dem der Verbesserungsfaktor q auf 0,25 gesetzt ist.

40. Decodierer zum Erzeugen eines synthetisierten Breitbandsignals nach Anspruch 37, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors σ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

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

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

41. 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 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 nach Anspruch 21 zum Decodieren des empfangenen codierten Breitbandsignals enthält.

42. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 41, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen eines Periodizitätsfaktors in Reaktion auf den Tönhöhen-Codevektor und den innovativen Codevektor umfaßt.

43. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 41, bei dem das Innovationsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei α ein Periodizitätsfaktor ist, der von einem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet ist.

44. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 43, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\alpha = qR_p, \text{ beschränkt durch } \alpha < p$$

wobei q ein Verbesserungsfaktor ist und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tönhöhen-Codevektor ist, b eine Tönhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und u das Erregungssignal ist.

45. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 44, bei dem der Verbesserungsfaktor p auf 0,25 gesetzt ist.

46. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 43, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\alpha = 0,125(1 + r_v), \text{ wobei}$$

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

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

47. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 41, bei dem das Innovationsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei σ ein Periodizitätsfaktor ist, der von einem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet ist.

48. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 47, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors σ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei q ein Verbesserungsfaktor ist und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tonhöhen-Codevektor ist, b eine Tonhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$ das Erregungssignal ist.

49. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 48, bei dem der Verbesserungsfaktor p auf 0,25 gesetzt ist.

50. Zellenkommunikationssystem nach Anspruch 47, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors σ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

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

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

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

- a) einen Sender, der einen Codierer 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 nach Anspruch 21 zum Decodieren des empfangenen decodierten Breitbandsignals enthält.

52. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 51, bei der der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen eines Periodizitätsfaktors in Reaktion auf den Tonhöhen-Codevektor und den innovativen Codevektor umfaßt.

53. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 51, bei der das Innovationsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei α ein Periodizitätsfaktor ist, der von dem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet wird.

54. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 53, bei der der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei q ein Verbesserungsfaktor ist und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tonhöhen-Codevektor ist, b eine Tonhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$ das Erregungssignal ist.

55. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 54, bei der der Verbesserungsfaktor q auf 0,25 gesetzt ist.

56. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 53, bei der der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\alpha = 0,125(1 + r_v), \text{ wobei}$$

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

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

57. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 51, bei der das Innovationsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei σ ein Periodizitätsfaktor ist, der von einem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet ist.

58. Periodizitätsverbesserungsvorrichtung nach Anspruch 57, bei der der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors σ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei q ein Verbesserungsfaktor ist und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tonhöhen-Codevektor ist, b eine Tonhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$ das Erregungssignal ist.

59. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 58, bei der der Verbesserungsfaktor q auf 0,25 gesetzt ist.

60. Mobile Zellen-Sender/Empfänger-Einheit nach Anspruch 57, bei der der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors σ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\alpha = 0,25(1 + r_v), \text{ wobei}$$

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

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

61. Zellennetzelement, das umfaßt:

- a) einen Sender, der einen Codierer 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 nach Anspruch 21 zum Decodieren des empfangenen decodierten Breitbandsignals enthält.

62. Zellenetzelement nach Anspruch 61, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen eines Periodizitätsfaktors in Reaktion auf den Tonhöhen-Codevektor und den innovativen Codevektor umfaßt.

63. Zellenetzelement nach Anspruch 61, bei dem das Innovationsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei α ein Periodizitätsfaktor ist, der von dem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet ist.

64. Zellenetzelement nach Anspruch 63, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei q ein Verbesserungsfaktor ist und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tonhöhen-Codevektor ist, b eine Tonhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$ das Erregungssignal ist.

65. Zellenetzelement nach Anspruch 64, bei dem der Verbesserungsfaktor auf 0,25 gesetzt ist.

66. Zellenetzelement nach Anspruch 63, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\alpha = 0,125(1 + r_v), \text{ wobei}$$

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

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

67. Zellenetzelement nach Anspruch 61, bei dem das Innovationsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei σ ein Periodizitätsfaktor ist, der von einem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet ist.

68. Zellenetzelement nach Anspruch 67, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei q ein Verbesserungsfaktor ist und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tonhöhen-Codevektor ist, b eine Tonhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$ das Erregungssignal ist.

69. Zellennetzelement nach Anspruch 68, bei dem der Verbesserungsfaktor q auf 0,25 gesetzt ist.

70. Zellennetzelement nach Anspruch 67, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors σ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

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

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

71. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem mit 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; wobei sich das bidirektionale drahtlose 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 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 nach Anspruch 21 zum Decodieren des empfangen codierten Breitbandsignals enthält.

72. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 71, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen eines Periodizitätsfaktors in Reaktion auf den Tonhöhen-Codevektor und den innovativen Codevektor umfaßt.

73. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 71, bei dem das Innovationsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

$$F(z) = -\alpha z + 1 - \alpha z$$

wobei α ein Periodizitätsfaktor ist, der von dem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet ist.

74. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 73, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei q ein Verbesserungsfaktor ist und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tonhöhen-Codevektor ist, b eine Tonhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$

das Erregungssignal ist.

75. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 74, bei dem der Verstärkungsfaktor p auf 0,25 gesetzt ist.

76. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 73, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors α unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

$$\alpha = 0,125(1 + r_v), \text{ wobei}$$

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

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

77. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 71, bei dem das Innovationsfilter eine Übertragungsfunktion der folgenden Form besitzt:

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

wobei σ ein Periodizitätsfaktor ist, der von dem Periodizitätsniveau des Erregungssignals abgeleitet ist.

78. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 77, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors σ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

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

wobei p ein Verbesserungsfaktor ist und wobei

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

wobei $\mathbf{v}_T$ der Tonhöhen-Codevektor ist, b eine Tonhöhenverstärkung ist, N eine Unterrahmenlänge ist und $\mathbf{u}$ das Erregungssignal ist.

79. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 78, bei dem der Verbesserungsfaktor p auf 0,25 gesetzt ist.

80. Bidirektionales drahtloses Kommunikationsuntersystem nach Anspruch 77, bei dem der Faktorgenerator eine Einrichtung zum Berechnen des Periodizitätsfaktors σ unter Verwendung der folgenden Beziehung umfaßt:

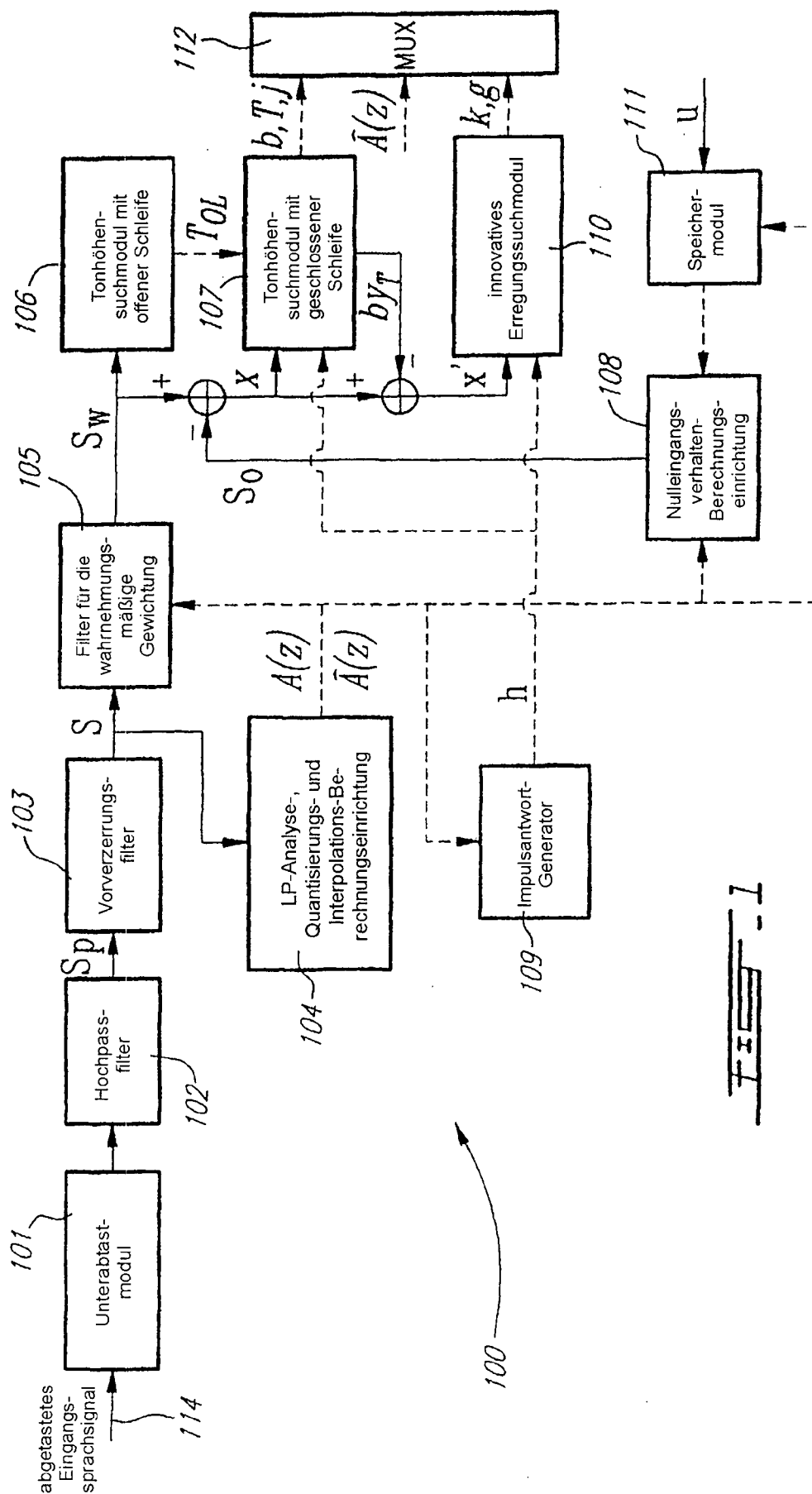
$$\sigma = 0,25(1 + r_v), \text{ wobei}$$

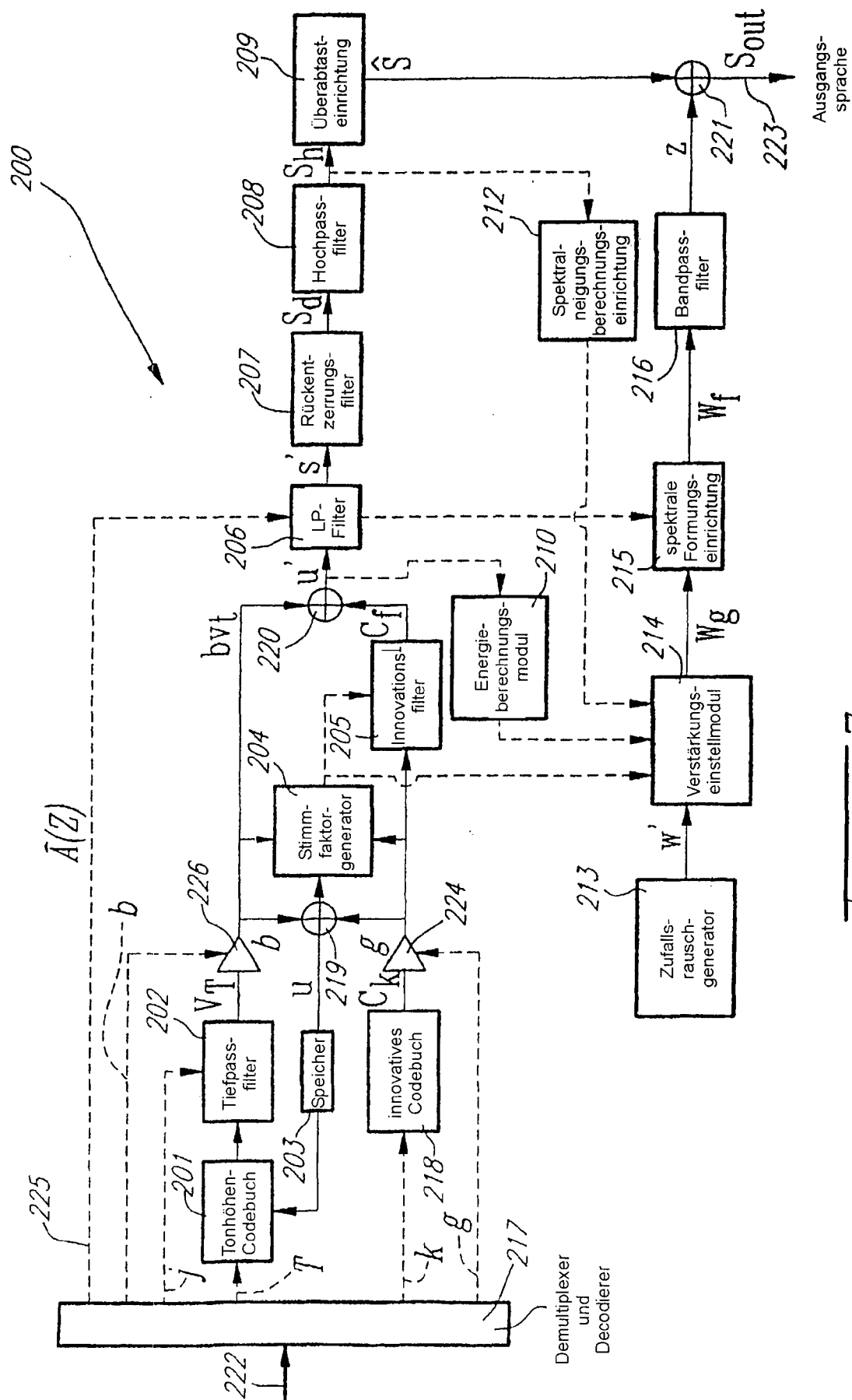
$$r_v = (E_v - E_c)/(E_v + E_c)$$

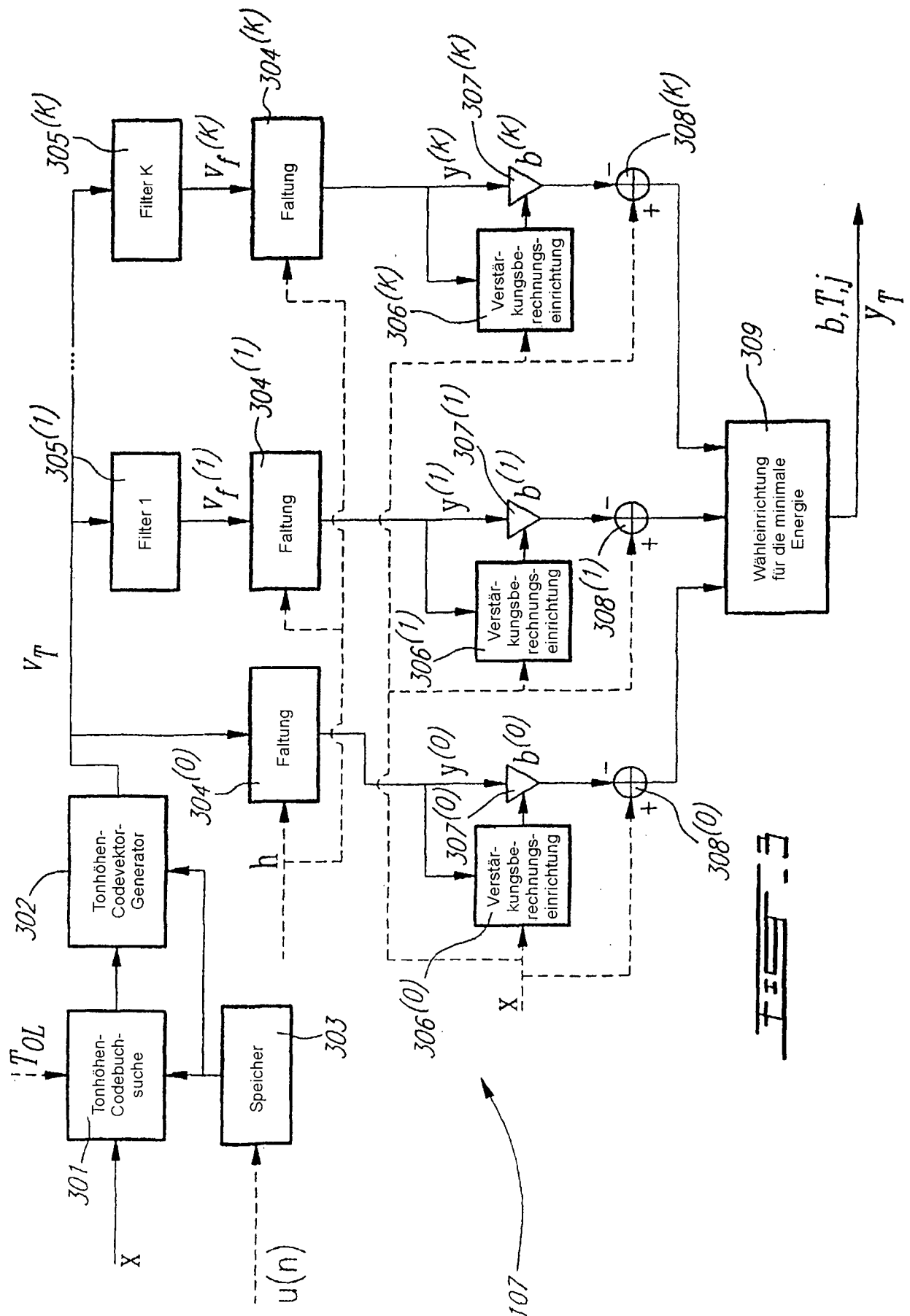
wobei E_v die Energie des Tonhöhen-Codevektors ist und E_c die Energie des innovativen Codevektors ist.

Es folgen 4 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen







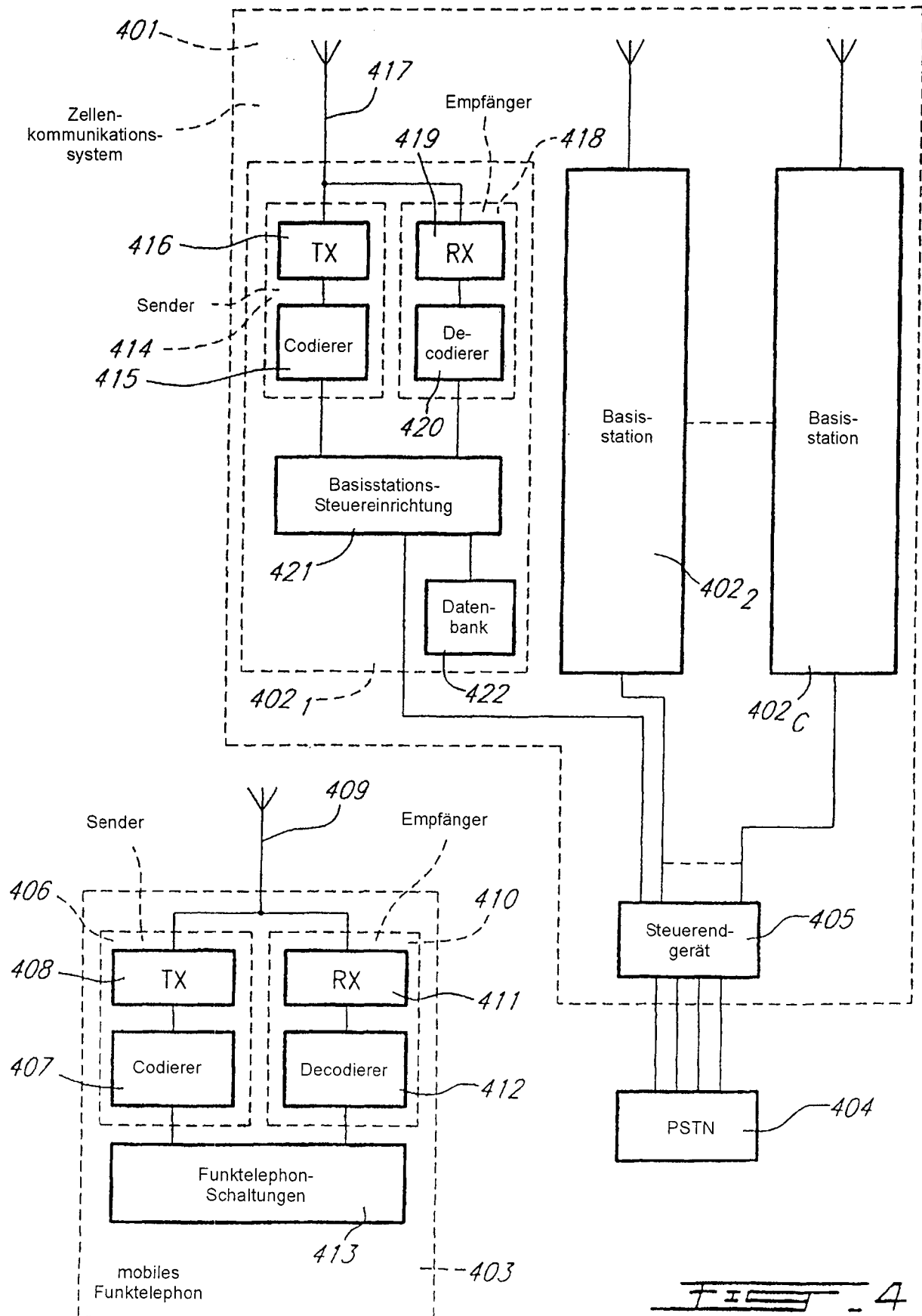


FIG. 4