



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) DE 600 27 012 T2 2007.01.11

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) EP 1 212 749 B1

(51) Int Cl.⁸: G10L 19/06 (2006.01)

(21) Deutsches Aktenzeichen: 600 27 012.2

(86) PCT-Aktenzeichen: PCT/US00/19672

(96) Europäisches Aktenzeichen: 00 950 441.6

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: WO 2001/006495

(86) PCT-Anmeldetag: 19.07.2000

(87) Veröffentlichungstag

der PCT-Anmeldung: 25.01.2001

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: 12.06.2002

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: 29.03.2006

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: 11.01.2007

(30) Unionspriorität:

356755 19.07.1999 US

(84) Benannte Vertragsstaaten:

AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT,
LI, LU, MC, NL, PT, SE

(73) Patentinhaber:

Qualcomm, Inc., San Diego, Calif., US

(72) Erfinder:

ANANTHAPADMANABHAN, K., Arasanipalai, San
Diego, CA 92126, US; MANJUNATH, Sharath,
Vijayanagar Bangalore, IN 560040, IN

(74) Vertreter:

WAGNER & GEYER Partnerschaft Patent- und
Rechtsanwälte, 80538 München

(54) Bezeichnung: VERFAHREN UND VORRICHTUNG ZUR VERSCHACHTELUNG DER QUANTISIERUNGSVERFAH-
REN DER SPEKTRALEN FREQUENZLINIEN IN EINEM SPRACHKODIERER

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 eingelebt, 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

I. Gebiet der Erfindung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft im Allgemeinen das Gebiet einer Sprachverarbeitung und insbesondere Verfahren und eine Vorrichtung zur Quantisierung von Linienspektralinformation in Sprachcodierern.

II. Hintergrund

[0002] Eine Übertragung von Sprache durch digitale Techniken ist mittlerweile weit verbreitet, insbesondere bei Fern- und digitalen Funktelefonanwendungen. Dies hat wiederum Interesse geweckt an der Bestimmung der geringsten Menge, an Information, die über einen Kanal gesendet werden kann, während die wahrgenommene Qualität der rekonstruierten Sprache beibehalten wird. Wenn Sprache durch einfaches Abtasten und Digitalisieren übertragen wird, ist eine Datenrate in dem Bereich von vierundsechzig Kilobits pro Sekunde (kbps) erforderlich, um eine Sprachqualität eines herkömmlichen analogen Telefons zu erzielen. Durch die Verwendung von Sprachanalyse jedoch, gefolgt von der geeigneten Codierung, Übertragung und Resynthese an dem Empfänger, kann eine signifikante Reduzierung der Datenrate erzielt werden.

[0003] Vorrichtungen zur Komprimierung von Sprache finden eine Verwendung in vielen Bereichen der Telekommunikation. Ein beispielhafter Bereich ist die drahtlose Kommunikation. Der Bereich der drahtlosen Kommunikation hat viele Anwendungen, einschließlich zum Beispiel schnurlose Telefone, Paging, drahtlose Teilnehmeranschlussleitungen, drahtloses Fernsprechwesen, wie zellulare und PCS-Telefonsysteme, ein mobiles Internetprotokoll(IP)-Fernsprechwesen und Satellitenkommunikationssysteme. Eine besonders wichtige Anwendung ist das drahtlose Fernsprechwesen für mobile Teilnehmer.

[0004] Es wurden verschiedene über-die-Luft-Schnittstellen für drahtlose Kommunikationssysteme entwickelt, einschließlich zum Beispiel FDMA (frequency division multiple access), TDMA (time division multiple access) und CDMA (code division multiple access). In Verbindung damit wurden verschiedene inländische und internationale Standards aufgebaut, einschließlich zum Beispiel AMPS (Advanced Mobile Phone Service), GSM (Global System for Mobile Communications) und Interim-Standard 95 (IS-95). Ein beispielhaftes drahtloses Telefonkommunikationssystem ist ein CDMA (code division multiple access)-System. Der IS-95-Standard und seine Derivate, IS-95A, ANSI J-STD-008, IS-95B, die vorgeschlagenen Standards der dritten Generation IS-95C und IS-2000, usw. (hier kollektiv als IS-95 bezeichnet) werden von der TIA (Telecommunication Industry Association) und anderen weithin bekannten Standardinstitutionen veröffentlicht, um die Verwendung einer CDMA-über-die-Luft-Schnittstelle für zellulare oder PCS-Telefonkommunikationssysteme zu spezifizieren. Beispieldrahtlose Kommunikationssysteme, die im Wesentlichen gemäß der Verwendung des IS-95-Standards konfiguriert sind, werden beschrieben in U.S.-Patent Nr. 5,103,459 und 4,901,307, die der Anmelderin der vorliegenden Erfindung erteilt wurden.

[0005] Vorrichtungen, die Techniken einsetzen, um Sprache durch Extrahieren von Parametern zu komprimieren, die einem Modell einer menschlichen Spracherzeugung entsprechen, werden als Sprachcodierer bezeichnet. Ein Sprachcodierer teilt das eingehende Sprachsignal in zeitliche Blöcke oder Analyserahmen. Sprachcodierer weisen typischerweise einen Codierer und einen Decodierer auf. Der Codierer analysiert den eingehenden Sprachrahmen, um bestimmte relevante Parameter zu extrahieren, und quantisiert dann die Parameter in eine binäre Darstellung, d.h. in einen Satz von Bits oder ein binäres Datenpaket. Die Datenpakete werden über den Kommunikationskanal an einen Empfänger und einen Decodierer übertragen. Der Decodierer verarbeitet die Datenpakete, dequantisiert sie, um Parameter zu erzeugen, und resynthetisiert die Sprachrahmen unter Verwendung der dequantisierten Parameter.

[0006] Die Funktion des Sprachcodierers liegt darin, das digitalisierte Sprachsignal in ein Signal geringer Bitrate durch Entfernen aller in der Sprache inhärenten natürlichen Redundanzen zu komprimieren. Die digitale Komprimierung wird erreicht durch Darstellen des Eingangssprachrahmens mit einem Satz von Parametern und durch Einsatz einer Quantisierung, um die Parameter mit einem Satz von Bits darzustellen. Wenn der Eingangssprachrahmen eine Anzahl N_i von Bits aufweist und das von dem Sprachcodierer erzeugte Datenpaket eine Anzahl N_o von Bits aufweist, beträgt der von dem Sprachcodierer erzielte Komprimierungsfaktor $C_r = N_i/N_o$. Die Herausforderung liegt darin, eine hohe Sprachqualität der decodierten Sprache während einer Erzielung des Soll-Komprimierungsfaktors beizubehalten. Die Leistung eines Sprachcodierers hängt ab davon, (1) wie gut das Sprachmodell oder die Kombination des oben beschriebenen Analyse- und Synthesevorgangs

arbeitet, und (2) wie gut der Parameterquantisierungsvorgang bei der Soll-Bitrate von N_o Bits pro Rahmen durchgeführt wird. Das Ziel des Sprachmodells ist somit, die Essenz des Sprachsignals oder die Soll-Sprachqualität mit einem kleinen Satz von Parametern für jeden Rahmen zu erfassen.

[0007] Vielleicht am wichtigsten bei der Gestaltung eines Sprachcodierers ist die Suche nach einem guten Satz von Parametern (einschließlich Vektoren), um das Sprachsignal zu beschreiben. Ein guter Satz von Parametern erfordert eine geringe Systembandbreite für die Rekonstruktion eines wahrnehmbar genauen Sprachsignals. Pitch, Signalleistung, spektrale Hülle (oder Formanten), Amplitude und Phasen-Spektren sind Beispiele der Sprachcodierparameter.

[0008] Sprachcodierer können als Zeitbereichs-Codierer implementiert werden, die versuchen, die Zeitbereichs-Sprachwellenform zu erfassen durch Einsatz einer Verarbeitung mit hoher Zeitauflösung, um jeweils kleine Segmente von Sprache (typischerweise 5 Millisekunden (ms) Teilrahmen) zu codieren. Für jeden Teilrahmen wird ein hochgenauer Repräsentant aus einem Codebuchraum mittels verschiedener in der Technik bekannter Suchalgorithmen gefunden. Alternativ können Sprachcodierer als Frequenzbereichs-Codierer implementiert werden, die versuchen, das Kurzzeit-Sprachspektrum des Eingangssprachrahmens mit einem Satz von Parametern zu erfassen (Analyse), und einen entsprechenden Syntheseprozess einsetzen, um die Sprachwellenform aus den spektralen Parametern wiederherzustellen. Der Parameter-Quantisierer erhält die Parameter, indem er sie durch gespeicherte Darstellungen von Code-Vektoren gemäß bekannten Quantisierungstechniken darstellt, die von A. Gersho & R. M. Gray in „Vector Quantization and Signal Compression“ (1992) beschrieben werden.

[0009] Ein weithin bekannter Zeitbereichs-Sprachcodierer ist der CELP (Code Excited Linear Predictive)-Codierer, der von L. B. Rabiner & R. W. Schafer in „Digital Processing of Speech Signals“, 396–453, (1978) beschrieben wird. In einem CELP-Codierer werden die Kurzzeit-Korrelationen oder Redundanzen in dem Sprachsignal von einer LP(linear prediction)-Analyse entfernt, welche die Koeffizienten eines Kurzzeit-Formant-Filters findet. Ein Anwenden des Kurzzeit-Voraussage(prediction)-Filters auf den eingehenden Sprachrahmen erzeugt ein LP-Restsignal, das weiter mit Langzeit-Voraussage(bzw. Vorhersage)-Filter-Parametern und einem nachfolgenden stochastischen Codebuch modelliert und quantisiert wird. Somit teilt eine CELP-Codierung die Aufgabe einer Codierung der Zeitbereichs-Sprachwellenform in die getrennten Aufgaben einer Codierung der LP-Kurzzeit-Filter-Koeffizienten und einer Codierung des LP-Rests. Eine Zeitbereichs-Codierung kann mit einer festen Rate (d.h. unter Verwendung derselben Anzahl von Bits, N_o , für jeden Rahmen) oder mit einer variablen Rate (in der unterschiedlichen Bitraten für unterschiedliche Typen von Rahmeninhalten verwendet werden) durchgeführt werden. Codierer mit variabler Rate versuchen, nur die Menge von Bits zu verwenden, die erforderlich ist, um die Codec-Parameter auf einen Level zu codieren, der ausreichend ist, um eine Soll-Qualität zu erhalten. Ein beispielhafter CELP-Codierer mit variabler Rate wird in dem U.S.-Patent Nr. 5,414,796 beschrieben, das der Anmelderin der vorliegenden Erfindung erteilt wurde.

[0010] Zeitbereichs-Codierer, wie der CELP-Codierer, stützen sich typischerweise auf eine hohe Anzahl von Bits, N_o , pro Rahmen, um die Genauigkeit der Zeitbereichs-Sprachwellenform zu bewahren. Derartige Codierer liefern typischerweise eine exzellente Sprachqualität, vorausgesetzt, die Anzahl von Bits, N_o , pro Rahmen ist relativ groß (z.B. 8 kbps oder höher). Bei niedrigen Bitraten (4 kbps und darunter) jedoch scheitern Zeitbereichs-Codierer aufgrund der begrenzten Anzahl von verfügbaren Bits, eine hohe Qualität und robuste Leistung aufrechtzuerhalten. Bei niedrigen Bitraten beschneidet (clips) der begrenzte Codebuchraum die Wellenformübereinstimmungs-Fähigkeit von herkömmlichen Zeitbereichs-Codierern, die so erfolgreich in kommerziellen Anwendungen mit höherer Rate eingesetzt werden. Demzufolge leiden trotz Verbesserungen mit der Zeit viele CELP-Codiersysteme, die bei niedrigen Bitraten arbeiten, unter einer wahrnehmbar signifikanten Verzerrung, die typischerweise als Rauschen charakterisiert wird.

[0011] Momentan gibt es einen Anstieg eines Forschungsinteresses und eine hohe kommerzielle Notwendigkeit, einen hochwertigen Sprachcodierer zu entwickeln, der bei mittleren bis geringen Bitraten arbeitet (d.h. in dem Bereich von 2.4 bis 4 kbps und darunter). Die Anwendungsgebiete umfassen ein drahtloses Fernsprechwesen, Satellitenkommunikation, Internettelephonie, verschiedene Multimedia- und Sprach-Streaming-Anwendungen, Voice-Mail und andere Sprachspeichersysteme. Die treibenden Kräfte sind die Notwendigkeit einer hohen Kapazität und die Nachfrage nach robuster Leistung in Paketverlustsituationen. Verschiedene Sprachcodier-Standardisierungsversuche der letzten Zeit sind eine weitere direkte Antriebskraft, die Forschung und Entwicklung von Sprachcodieralgorithmen niedriger Rate antreiben. Ein Sprachcodierer mit niedriger Rate ergibt mehr Kanäle oder Benutzer pro zulässiger Anwendungsbandbreite und ein Sprachcodierer niedriger Rate verbunden mit einer zusätzlichen Ebene einer geeigneten Kanalcodierung kann für das gesamte Bit-Budget von Codierer-Spezifikationen geeignet sein und eine robuste Leistung unter Kanalfehlerbedin-

gungen liefern.

[0012] Eine erfolgreiche Technik, um Sprache effizient bei niedrigen Bitraten zu codieren, ist eine Multimode-Codierung. Eine beispielhafte Multimode-Codierungstechnik wird beschrieben in US-A-2002/0099548 mit dem Titel „Variable Rate Speech Coding“, angemeldet 21. Dezember 1998 und der Anmelderin der vorliegenden Erfindung erteilt. Herkömmliche Multimode-Codierer wenden unterschiedliche Modi, oder Codierungs-Decodierungs-Algorithmen, auf unterschiedliche Typen von Eingangssprachrahmen an. Jeder Modus oder Codierungs-Decodierungs-Prozess ist individuell angepasst, um optimal einen bestimmten Typ eines Sprachsegments, wie z.B. stimmhafte Sprache, stimmlose Sprache, Übergangssprache (z.B. zwischen stimmhaft und stummlos) und Hintergrundrauschen (keine Sprache), auf die effizienteste Weise darzustellen. Ein externer Modus-Entscheidungsmechanismus ohne Rückkopplung (open-loop) untersucht den Eingangssprachrahmen und fällt eine Entscheidung hinsichtlich welcher Modus auf den Rahmen anzuwenden ist. Die Modus-Entscheidung ohne Rückkopplung wird typischerweise durch Extrahieren einer Anzahl von Parametern aus dem Eingangsrahmen, Evaluieren der Parameter, um zeitliche und spektrale Charakteristiken zu bestimmen, und Basierten einer Modus-Entscheidung auf der Evaluierung durchgeführt. Der Artikel „Classified nonlinear predictive vector quantization of speech spectral parameters“ (Loo J H Y et al, ICASSP 1996) offenbart ein periodisches Verschachteln (interleaving) von zwei Quantisierungsverfahren.

[0013] In vielen herkömmlichen Sprachcodierern wird eine Linienspektralinformation, wie Linienspektralpaare oder Linienspektral-Kosinus, übertragen, ohne die Eigenschaft des stabilen Zustands bzw. der stabilen Natur von stimmhafter Sprache auszunutzen, durch Codieren von stimmhaften Sprachrahmen, ohne die Codierrate ausreichend zu reduzieren. Somit wird wertvolle Bandbreite verschwendet. In anderen herkömmlichen Sprachcodierern, Multimode-Sprachcodieren oder Sprachcodierern mit niedriger Bitrate wird die Eigenschaft des stabilen Zustands von stimmhafter Sprache für jeden Rahmen ausgenutzt. Demgemäß werden Rahmen mit nicht-stabilem Zustand degradiert bzw. werden verschlechtert und die Sprachqualität leidet. Es wäre vorteilhaft, ein adaptives Codierverfahren vorzusehen, das auf die Eigenschaft der Sprachinhalts jedes Rahmens reagiert. Zusätzlich kann, da sich das Sprachsignal im Allgemeinen in einem nicht-stabilen Zustand befindet oder nicht-stationär ist, die Effizienz einer Quantisierung der bei der Sprachcodierung verwendeten Linienspektralinformationen(LSI – line spectral information)-Parameter verbessert werden durch Einsatz eines Schemas, in dem die LSI-Parameter jedes Rahmens von Sprache selektiv codiert werden, entweder unter Verwendung einer Prädiktions-basierten Vektor-Quantisierung (VQ – vector quantization) mit gleitendem Mittelwert bzw. Durchschnitt (MA – moving average) oder unter Verwendung anderer standardmäßiger VQ-Verfahren. Ein derartiges Schema würde geeigneterweise die Vorteile beider obiger zwei VQ-Verfahren ausnutzen. Somit wäre es wünschenswert, einen Sprachcodierer vorzusehen, der die beiden VQ-Verfahren durch geeignetes Mischen der beiden Schemen an den Grenzen des Übergangs von einem Verfahren in das andere verschachtelt. Somit gibt es einen Bedarf für einen Sprachcodierer, der mehrere Vektor-Quantisierungsverfahren verwendet, um sich an Änderungen zwischen periodischen Rahmen und nicht-periodischen Rahmen anzupassen.

Zusammenfassung der Erfindung

[0014] Die vorliegende Erfindung betrifft einen Sprachcodierer, der mehrere Vektor-Quantisierungsverfahren verwendet, um sich an Änderungen zwischen periodischen Rahmen und nicht-periodischen Rahmen anzupassen. Demgemäß umfasst in einem Aspekt der Erfindung ein Sprachcodierer vorteilhafterweise einen Linearen-Prädiktions-Filter bzw. linearen Voraussage-Filter, der konfiguriert ist, einen Rahmen zu analysieren und darauf basierend Codevektor für die Linienspektralinformation zu erzeugen; und einen Quantisierer, der mit dem linearen Prädiktions-Filter verbunden ist und konfiguriert ist, den Linienspektralinformationsvektor mit einer ersten Vektorquantisierungstechnik zu Vektor-quantisieren, die ein Prädiktions-basiertes Vektor-Quantisierung-Schema mit nicht-gleitendem Durchschnitt verwendet, wobei der Quantisierer weiter konfiguriert ist, äquivalente Codevektoren mit gleitendem Durchschnitt bzw. Gleitdurchschnittsvektoren für die erste Technik zu berechnen, einen Speicher eines Codebuchs von Codevektoren mit gleitendem Durchschnitt für eine vordefinerte Anzahl von Rahmen, die von dem Sprachcodierer zuvor verarbeitet wurden, mit den äquivalenten Codevektoren mit gleitendem Durchschnitt zu aktualisieren, einen Ziel-Quantisierungsvektor für die zweite Technik basierend auf dem aktualisierten Speicher des Codebuchs mit gleitendem Durchschnitt bzw. Gleitdurchschnittscodebuchs zu berechnen, den Ziel-Quantisierungsvektor mit einer zweiten Vektor-Quantisierungstechnik zu Vektor-quantisieren, um einen quantisierten Ziel-Codevektor zu erzeugen, wobei die zweite Vektor-Quantisierungstechnik ein Prädiktions-basiertes Schema mit gleitendem Durchschnitt verwendet, den Speicher des Codebuchs mit gleitendem Durchschnitt mit dem quantisierten Ziel-Codevektor zu aktualisieren, und quantisierte Linienspektralinformationsvektoren aus dem quantisierten Ziel-Codevektor zu berechnen.

[0015] In einem weiteren Aspekt der Erfindung umfasst ein Verfahren zur Vektorquantisierung eines Linien-

spektralinformationsvektors eines Rahmens unter Verwendung erster und zweiter Quantisierungsvektor-Quantisierungstechniken, wobei die erste Technik ein Prädiktions-basiertes Vektor-Quantisierungsschema mit nicht-gleitendem Durchschnitt verwendet und die zweite Technik ein Prädiktions-basiertes Vektor-Quantisierungsschema mit gleitendem Durchschnitt verwendet, vorteilhafterweise die Schritte Vektorquantisieren des Linienspektralinformationsvektors mit der ersten Vektor-Quantisierungstechnik; Berechnen von äquivalenten Codevektoren mit gleitendem Durchschnitt für die erste Technik; Aktualisieren eines Speichers eines Codebuchs von Codevektoren mit gleitendem Durchschnitt für eine vordefinierte Anzahl von Rahmen, die von dem Sprachcodierer zuvor verarbeitet wurden, mit den äquivalenten Codevektoren mit gleitendem Durchschnitt; Berechnen eines Ziel-Quantisierungsvektors für die zweite Technik basierend auf dem aktualisierten Codebuchspeicher mit gleitendem Durchschnitt; Vektor-quantisieren des Ziel-Quantisierungsvektors mit der zweiten Vektor-Quantisierungstechnik, um einen quantisierten Ziel-Codevektor zu erzeugen; Aktualisieren des Speichers des Codebuchs mit gleitendem Durchschnitt mit dem quantisierten Ziel-Codevektor; und Ableiten von quantisierten Linienspektralinformationsvektoren aus dem quantisierten Ziel-Codevektor.

[0016] In einem anderen Aspekt der Erfindung umfasst ein Sprachcodierer vorteilhafterweise Mittel zur Vektorquantisierung eines Linienspektralinformationsvektors eines Rahmens mit einer ersten Vektor-Quantisierungstechnik, die ein Prädiktions-basiertes Vektor-Quantisierungsschema mit nicht-gleitendem Durchschnitt verwendet; Mittel zum Berechnen von äquivalenten Codevektoren mit gleitendem Durchschnitt für die erste Technik; Mittel zum Aktualisieren eines Speichers eines Codebuchs von Codevektoren mit gleitendem Durchschnitt für eine vordefinierte Anzahl von Rahmen, die von dem Sprachcodierer zuvor verarbeitet wurden, mit den äquivalenten Codevektoren mit gleitendem Durchschnitt; Mittel zum Berechnen eines Ziel-Quantisierungsvektors für eine zweite Technik, die ein Prädiktions-basiertes Vektor-Quantisierungsschema mit gleitendem Durchschnitt verwendet, basierend auf dem aktualisierten Codebuchspeicher mit gleitendem Durchschnitt; Mittel zum Vektor-quantisieren des Ziel-Quantisierungsvektors mit der zweiten Vektor-Quantisierungstechnik, um einen quantisierten Ziel-Codevektor zu erzeugen; Mittel zum Aktualisieren des Speichers des Codebuchs mit gleitendem Durchschnitt mit dem quantisierten Ziel-Codevektor; und Mittel zum Ableiten von quantisierten Linienspektralinformationsvektoren aus dem quantisierten Ziel-Codevektor.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0017] [Fig. 1](#) ist eine Blockdarstellung eines drahtlosen Telefonsystems.

[0018] [Fig. 2](#) ist eine Blockdarstellung eines Kommunikationskanals, der an jedem Ende von Sprachcodierern begrenzt wird.

[0019] [Fig. 3](#) ist eine Blockdarstellung eines Codierers.

[0020] [Fig. 4](#) ist eine Blockdarstellung eines Decodierers.

[0021] [Fig. 5](#) ist ein Ablaufdiagramm, das einen Sprachcodierentscheidungsprozess darstellt.

[0022] [Fig. 6A](#) ist ein Graph einer Sprachsignalamplitude gegenüber der Zeit, und

[0023] [Fig. 6B](#) ist ein Graph einer LP(linear prediction)-Rest-Amplitude gegenüber der Zeit.

[0024] [Fig. 7](#) ist ein Ablaufdiagramm, das die Verfahrensschritte darstellt, die von einem Sprachcodierer durchgeführt werden, um zwei Verfahren einer Linienspektralinformations(LSI)-Vektorquantisierung (VQ) zu verschachteln.

DETAILLIERTE BESCHREIBUNG DER BEVORZUGTEN AUSFÜHRUNGSBEISPIELE

[0025] Die im Folgenden hier beschriebenen beispielhaften Ausführungsbeispiele befinden sich in einem drahtlosen Fernsprechkommunikationssystem, das konfiguriert ist, eine CDMA-über-die-Luft-Schnittstelle einzusetzen. Gleichwohl ist für Fachleute offensichtlich, dass ein Teil-Abtasten-Verfahren und eine Vorrichtung, die Merkmale der vorliegenden Erfindung aufweisen, sich in beliebigen verschiedenen Kommunikationssystemen befinden können, die einen weiten Bereich von Fachleuten bekannten Technologien einsetzen.

[0026] Wie in [Fig. 1](#) dargestellt wird, umfasst ein drahtloses CDMA-Telefonssystem im Allgemeinen eine Vielzahl von mobilen Teilnehmereinheiten **10**, eine Vielzahl von Basisstationen **12**, Basisstation-Steuereinrichtungen (BSCs – base station controllers) **14** und eine mobile Vermittlungsstelle (MSC mobile switching center) **16**.

Die MSC **16** ist konfiguriert, eine Schnittstelle mit einem herkömmlichen öffentlichen Telefonnetz (PSTN – public switch telephone network) **18** zu haben. Die MSC **16** ist auch konfiguriert, mit den BSCs **14** verbunden zu sein. Die BSCs **14** sind mit den Basisstationen **12** über Backhaul-Leitungen verbunden. Die Backhaul-Leitungen können konfiguriert sein, jede von mehreren bekannten Schnittstellen zu unterstützen, einschließlich zum Beispiel E1/T1, ATM, IP, PPP, Frame Relay, HDSL, ADSL oder xDSL. Es sollte angemerkt werden, dass es mehr als zwei BSCs **14** in dem System geben kann. Jede Basisstation **12** umfasst vorteilhafterweise zumindest einen Sektor (nicht gezeigt), wobei jeder Sektor eine omnidirektionale Antenne oder eine Antenne aufweist, die in eine bestimmte Richtung radial weg von der Basisstation **12** gerichtet ist. Alternativ kann jeder Sektor zwei Antennen für einen Diversity-Empfang aufweisen. Jede Basisstation **12** kann vorteilhafterweise gestaltet sein, eine Vielzahl von Frequenzzuteilungen zu unterstützen. Die Schnittstelle eines Sektors und einer Frequenzzuteilung kann als ein CDMA-Kanal bezeichnet werden. Die Basisstationen **12** können auch als Basisstation-Transceiver-Teilsysteme (BTSSs – base station transceiver subsystems) **12** bekannt sein. Alternativ kann „Basisstation“ in der Industrie verwendet werden, um kollektiv eine BSC **14** und ein oder mehrere BTSSs **12** zu bezeichnen. Die BTSSs **12** können auch als „Zellenstandorte“ **12** bezeichnet werden. Alternativ können individuelle Sektoren eines bestimmten BTS **12** als Zellenstandorte bezeichnet werden. Die mobilen Teilnehmereinheiten **10** sind typischerweise zellulare oder PCS-Telefone **10**. Das System ist vorteilhafterweise konfiguriert zur Verwendung gemäß dem IS-95-Standard.

[0027] Während eines typischen Betriebs des zellularen Telefonsystems empfangen die Basisstationen **12** Sätze von Rückwärtsverbindungssignalen von Sätzen von mobilen Einheiten **10**. Die mobilen Einheiten **10** führen Telefonanrufe oder eine andere Kommunikation durch. Jedes von einer beliebigen Basisstation **12** empfangene Rückwärtsverbindungssignal wird in dieser Basisstation **12** verarbeitet. Die resultierenden Daten werden an die BSCs **14** weitergeleitet. Die BSCs **14** sehen eine Anruffressourcen-Zuteilung und eine Mobilitätsverwaltungsfunktionalität vor, einschließlich der Instrumentation von weichen Übergaben bzw. Handovers (handoffs) zwischen den Basisstationen **12**. Die BSCs **14** leiten auch die empfangenen Daten an die MSC **16**, die zusätzliche Routing-Dienste zur Verbindung mit dem PSTN **18** vorsieht. Ähnlich ist das PSTN **18** mit der MSC **16** verbunden und die MSC **16** ist mit den BSCs **14** verbunden, die wiederum die Basisstationen **12** steuern, um Sätze von Vorrwärtsverbindungssignalen an Sätze von mobilen Einheiten **10** zu übertragen.

[0028] In [Fig. 2](#) empfängt ein erster Codierer **100** digitalisierte Sprachabtastwerte $s(n)$ und codiert die Abtastwerte $s(n)$ zur Übertragung auf einem Übertragungsmittel **102** oder einem Kommunikationskanal **102** an einen ersten Decodierer **104**. Der Decodierer **104** decodiert die codierten Sprachabtastwerte und synthetisiert ein Ausgabesprachsignal $s_{SYNTH}(n)$. Zur Übertragung in die entgegengesetzte Richtung codiert ein zweiter Codierer **106** digitalisierte Sprachabtastwerte $s(n)$, die auf einem Kommunikationskanal **108** übertragen werden. Ein zweiter Decodierer **110** empfängt und decodiert die codierten Sprachabtastwerte und erzeugt ein synthetisiertes Ausgabesprachsignal $s_{SYNTH}(n)$.

[0029] Die Sprachabtastwerte $s(n)$ stellen Sprachsignale dar, die gemäß verschiedenen in dem Stand der Technik bekannten Verfahren digitalisiert und quantisiert wurden, z.B. Pulscode-Modulation (PCM – pulse code modulation), kompandierte μ -Gesetz (μ -law) oder A-Gesetz (A-law). Wie in dem Stand der Technik bekannt ist, werden die Sprachabtastwerte $s(n)$ in Rahmen von Eingangsdaten organisiert, wobei jeder Rahmen eine vorgegebene Anzahl von digitalisierten Sprachabtastwerten $s(n)$ aufweist. In einem beispielhaften Ausführungsbeispiel wird eine Abtastrate von 8 kHz eingesetzt, wobei jeder 20-ms-Rahmen 160 Abtastwerte aufweist. In den im Folgenden beschriebenen Ausführungsbeispielen kann die Rate einer Datenübertragung vorteilhafterweise auf einer Rahmen-zu-Rahmen-Basis von 13.2 kbps (volle Rate) zu 6.2 kbps (halbe Rate) zu 2.6 kbps (viertel Rate) zu 1 kbps (achtel Rate) variiert werden. Ein Variieren der Datenübertragungsrate ist vorteilhaft, da niedrigere Bitraten selektiv für Rahmen eingesetzt werden können, die relativ wenig Sprachinformation enthalten. Wie für Fachleute offensichtlich ist, können andere Abtastraten, Rahmengrößen und Datenübertragungsraten verwendet werden.

[0030] Der erste Codierer **100** und der zweite Decodierer **110** weisen zusammen einen ersten Sprachcodierer oder Sprachcodec auf. Der Sprachcodierer kann in jeder Kommunikationsvorrichtung zur Übertragung von Sprachsignalen verwendet werden, einschließlich zum Beispiel die Teilnehmereinheiten, BTSSs oder BSCs, die oben unter Bezugnahme auf [Fig. 1](#) beschrieben werden. Ähnlich weisen der zweite Codierer **106** und der erste Decodierer **104** zusammen einen zweiten Sprachcodierer auf. Es ist Fachleuten bekannt, dass Sprachcodierer implementiert werden können mit einem digitalen Signalprozessor (DSP – digital signal processor), einem anwendungsspezifischen Schaltkreis (ASIC – application-specific integrated circuit), einer diskreten Gatter-Logik, einer Firmware oder einem herkömmlichen programmierbaren Softwaremodul und einem Mikroprozessor. Das Softwaremodul kann sich in einem RAM-Speicher, einem Flash-Speicher, Registern oder jeder anderen in der Technik bekannten Form eines beschreibbaren Speichermittels befinden. Alternativ kann jeder herkömmliche

Prozessor, jede Steuereinrichtung oder Zustandsmaschine für den Mikroprozessor eingesetzt werden. Beispielhafte ASICs, die spezifisch für eine Sprachcodierung gestaltet sind, werden in dem U.S.-Patent Nr. 5,727,123 beschrieben, das der Anmelderin der vorliegenden Erfindung erteilt wurde, und in US-A-5784532, angemeldet am 16. Februar 1994 und der Anmelderin der vorliegenden Erfindung erteilt.

[0031] In [Fig. 3](#) umfasst ein Codierer **200**, der in einem Sprachcodierer verwendet werden kann, ein Modus-Entscheidungs-Modul **202**, ein Pitch-Schätz-Modul **204**, ein LP-Analyse-Modul **206**, ein LP-Analyse-Filter **208**, ein LP-Quantisierungs-Modul **210** und ein Rest-Quantisierungs-Modul **212**. Eingangssprachrahmen $s(n)$ werden an das Modus-Entscheidungs-Modul **202**, das Pitch-Schätz-Modul **204**, das LP-Analyse-Modul **206** und den LP-Analyse-Filter **208** geliefert. Das Modus-Entscheidungs-Modul **202** erzeugt einen Modusindex I_M und einen Modus M basierend auf der Periodizität, der Energie, des Rauschabstands (SNR – signal-to-noise ratio) oder einer Nulldurchgangsrate, unter anderen Merkmalen, jedes Eingangssprachrahmens $s(n)$. Verschiedene Verfahren einer Klassifizierung von Sprachrahmen gemäß einer Periodizität werden in dem U.S.-Patent Nr. 5,911,128 beschrieben, das der Anmelderin der vorliegenden Erfindung erteilt wurde. Derartige Verfahren sind auch in den „Telecommunication Industry Association Industry Interim Standards“ TIA/EIA IS-127 und TIA/EIA IS-733 enthalten. Ein beispielhaftes Modus-Entscheidungs-Schema wird auch in dem oben erwähnten US-A-2002/0099548 beschrieben.

[0032] Das Pitch-Schätz-Modul **204** erzeugt einen Pitch-Index I_p und einen Verzögerungs(lag)wert P_0 basierend auf jeden Eingangssprachrahmen $s(n)$. Das LP-Analyse-Modul **206** führt eine Lineare-Prädiktions-Analyse auf jedem Eingangssprachrahmen $s(n)$ durch, um einen LP-Parameter α zu erzeugen. Der LP-Parameter α wird an das LP-Quantisierungs-Modul **210** geliefert. Das LP-Quantisierungs-Modul **210** empfängt auch den Modus M, wodurch es den Quantisierungsprozess auf eine Modus-abhängige Weise durchführt. Das LP-Quantisierungs-Modul **210** erzeugt einen LP-Index I_{LP} und einen quantisierten LP-Parameter $\hat{\alpha}$. Der LP-Analyse-Filter **208** empfängt den quantisierten LP-Parameter $\hat{\alpha}$ zusätzlich zu dem Eingangssprachrahmen $s(n)$. Der LP-Analyse-Filter **208** erzeugt ein LP-Rest-Signal $R[n]$, das den Fehler zwischen den Eingangssprachrahmen $s(n)$ und der rekonstruierten Sprache basierend auf den quantisierten LP-Parametern $\hat{\alpha}$ darstellt. Der LP-Rest $R[n]$, der Modus M und der quantisierte LP-Parameter $\hat{\alpha}$ werden an das Rest-Quantisierungs-Modul **212** geliefert. Basierend auf diesen Werten erzeugt das Rest-Quantisierungs-Modul **212** einen Rest-Index I_R und ein quantisiertes Rest-Signal $\hat{R}[n]$.

[0033] In [Fig. 4](#) umfasst ein Decodierer **300**, der in einem Sprachcodierer verwendet werden kann, ein LP-Parameter-Decodierungs-Modul **302**, ein Rest-Decodierungs-Modul **304**, ein Modus-Decodierungs-Modul **306** und einen LP-Synthese-Filter **308**. Das Modus-Decodierungs-Modul **306** empfängt und decodiert einen Modus-Index I_M , aus dem es einen Modus M erzeugt. Das LP-Parameter-Decodierungs-Modul **302** empfängt den Modus M und einen LP-Index I_{LP} . Das LP-Parameter-Decodierungs-Modul **302** decodiert die empfangenen Werte, um einen quantisierten LP-Parameter $\hat{\alpha}$ zu erzeugen. Das Rest-Decodierungs-Modul **304** empfängt einen Rest-Index I_R , einen Pitch-Index I_p und den Modus-Index I_M . Das Rest-Decodierungs-Modul **304** decodiert die empfangenen Werte, um ein quantisiertes Rest-Signal $\hat{R}[n]$ zu erzeugen. Das quantisierte Rest-Signal $\hat{R}[n]$ und der quantisierte LP-Parameter $\hat{\alpha}$ werden an den LP-Synthese-Filter **308** geliefert, der daraus ein decodiertes Sprachsignal $\hat{s}[n]$ synthetisiert.

[0034] Betrieb und Implementierung der verschiedenen Module des Codierers **200** von [Fig. 3](#) und des Decodieres **300** von [Fig. 4](#) sind in dem Stand der Technik bekannt und werden in dem oben erwähnten U.S.-Patent Nr. 5,414,796 und von L. B. Rabiner & R. W. Schafer in „Digital Processing of Speech Signals“, 396–453, (1978) beschrieben.

[0035] Wie in dem Ablaufdiagramm von [Fig. 5](#) dargestellt wird, folgt ein Sprachcodierer gemäß einem Ausführungsbeispiel bei der Verarbeitung von Sprachabtastwerten zur Übertragung einer Reihe von Schritten. In Schritt **400** empfängt der Sprachcodierer digitale Abtastwerte eines Sprachsignals in aufeinander folgenden Rahmen. Bei Empfang eines bestimmten Rahmens geht der Sprachcodierer zu Schritt **402** weiter. In Schritt **402** erfasst der Sprachcodierer die Energie des Rahmens. Die Energie ist ein Maß der Sprachaktivität des Rahmens. Eine Spracherfassung wird durchgeführt durch Summieren der Quadrate der Amplituden der digitalisierten Sprachabtastwerte und Vergleichen der resultierenden Energie mit einem Schwellenwert. In einem Ausführungsbeispiel passt sich der Schwellenwert basierend auf dem sich ändernden Pegel von Hintergrundrauschen an. Ein beispielhafter Detektor einer Sprachaktivität mit variabler Schwelle wird in dem oben erwähnten U.S.-Patent Nr. 5,414,796 beschrieben. Einige stimmlose Sprachlaute können Abtastwerte mit extrem niedriger Energie sein, die irrtümlicherweise als Hintergrundrauschen codiert werden. Um dies zu verhindern, kann die spektrale Neigung (spectral tilt) von Abtastwerten mit niedriger Energie verwendet werden, um die stimmlose Sprache von einem Hintergrundrauschen zu unterscheiden, wie in dem oben erwähnten

U.S.-Patent Nr. 5,414,796 beschrieben wird.

[0036] Nach der Erfassung der Energie des Rahmens geht der Sprachcodierer zu Schritt **404** weiter. In Schritt **404** bestimmt der Sprachcodierer, ob die erfasste Rahmenenergie ausreichend ist, um den Rahmen als eine Sprachinformation enthaltend zu klassifizieren. Wenn die erfasste Rahmenenergie unter einen vordefinierten Schwellenpegel fällt, geht der Sprachcodierer zu Schritt **406**. In Schritt **406** codiert der Sprachcodierer den Rahmen als Hintergrundrauschen (d.h. keine Sprache oder Schweigen). In einem Ausführungsbeispiel wird der Rahmen des Hintergrundrauschens mit einer 1/8-Rate oder 1 kbps codiert. Wenn in Schritt **404** die erfasste Rahmenenergie den vordefinierten Schwellenpegel erreicht oder übersteigt, wird der Rahmen als Sprache klassifiziert und der Sprachcodierer geht zu Schritt **408**.

[0037] In Schritt **408** bestimmt der Sprachcodierer, ob der Rahmen eine stimmlose Sprache ist, d.h. der Sprachcodierer untersucht die Periodizität des Rahmens. Verschiedene bekannte Verfahren einer Periodizitätsbestimmung umfassen z.B. die Verwendung von Nulldurchgängen und die Verwendung von normalisierten Autokorrelationsfunktionen (NACFs – normalized autocorrelation functions). Insbesondere wird die Verwendung von Nulldurchgängen und NACFs zur Erfassung von Periodizität in dem oben erwähnten U.S.-Patent Nr. 5,911,128 und in US-A-2002/0099548 beschrieben. Zusätzlich sind die obigen Verfahren, die verwendet werden, um stimmhafte Sprache von stimmloser Sprache zu unterscheiden, in den „Telecommunication Industry Association Industry Interim Standards“ TIA/EIA IS-127 und TIA/EIA IS-733 enthalten. Wenn in Schritt **408** bestimmt wird, dass der Rahmen eine stimmlose Sprache ist, geht der Sprachcodierer zu Schritt **410**. In Schritt **410** codiert der Sprachcodierer den Rahmen als stimmlose Sprache. In einem Ausführungsbeispiel werden stimmlose Sprachrahmen mit einer viertel Rate oder 2.6 kbps codiert. Wenn in Schritt **408** der Rahmen nicht als stimmlose Sprache bestimmt wird, geht der Sprachcodierer zu Schritt **412** weiter.

[0038] In Schritt **412** bestimmt der Sprachcodierer unter Verwendung von Periodizitätserfassungsverfahren, die in dem Stand der Technik bekannt sind, wie z.B. in dem oben erwähnten U.S.-Patent 5,911,128 beschrieben wird, ob der Rahmen eine Übergangssprache ist. Wenn bestimmt wird, dass der Rahmen eine Übergangssprache ist, geht der Sprachcodierer zu Schritt **414**. In Schritt **414** wird der Rahmen als eine Übergangssprache (d.h. ein Übergang von stimmloser Sprache zu stimmhafter Sprache) codiert. In einem Ausführungsbeispiel wird der Übergangssprachrahmen gemäß einem Mehrfachpuls-Interpolations-Codierungsverfahren codiert, das in US-B-6260017 mit dem Titel „MULTIPULSE INTERPOLATIVE CODING OF TRANSITION SPEECH FRAMES“ beschrieben wird, angemeldet am 7. Mai 1999 und der Anmelderin der vorliegenden Erfindung erteilt. In einem weiteren Ausführungsbeispiel wird der Übergangssprachrahmen mit einer vollen Rate oder 13.2 kbps codiert.

[0039] Wenn in Schritt **412** der Sprachcodierer bestimmt, dass der Rahmen keine Übergangssprache ist, geht der Sprachcodierer zu Schritt **416** weiter. In Schritt **416** codiert der Sprachcodierer den Rahmen als stimmhafte Sprache. In einem Ausführungsbeispiel können stimmhafte Sprachrahmen mit halber Rate oder 6.2 kbps codiert werden. Es ist auch möglich, stimmhafte Sprachrahmen mit voller Rate oder 13.2 kbps (oder volle Rate, 8 kbps in einem 8 k-CELP-Codierer) zu codieren. Für Fachleute ist jedoch offensichtlich, dass eine Codierung von stimmhaften Rahmen mit halber Rate dem Codierer ermöglicht, wertvolle Bandbreite zu sparen durch Ausnutzen des Merkmals eines stabilen Zustands von stimmhaften Rahmen. Ferner wird, ungeachtet der verwendeten Rate zur Codierung der stimmhaften Sprache, die stimmhafte Sprache vorteilhafterweise unter Verwendung von Information von früheren Rahmen codiert und wird somit als prädiktiv codiert bezeichnet.

[0040] Fachleute werden verstehen, dass entweder das Sprachsignal oder der entsprechende LP-Rest durch Folgen der in [Fig. 5](#) gezeigten Schritte codiert werden kann. Die Wellenform-Charakteristiken von Rauschen, stimmloser Sprache, Übergangssprache und stimmhafter Sprache können als eine Funktion der Zeit in dem Graph von [Fig. 6A](#) betrachtet werden. Die Wellenform-Charakteristiken von Rauschen, stimmloser Sprache, Übergangssprache und stimmhaftem LP-Rest können als eine Funktion der Zeit in dem Graph von [Fig. 6B](#) betrachtet werden.

[0041] In einem Ausführungsbeispiel führt ein Sprachcodierer die in dem Ablaufdiagramm von [Fig. 7](#) gezeigten Algorithmusschritte durch, um zwei Verfahren einer Linienspektralinformations(LSI)-Vektorquantisierung (VQ) zu verschachteln. Der Sprachcodierer berechnet vorteilhafterweise Schätzungen des äquivalenten Codebuchvektors mit gleitendem Durchschnitt (MA – moving average) für eine nicht-MA Prädiktions-basierte LSI-VQ, was dem Sprachcodierer ermöglicht, zwei Verfahren von LSI-VQ zu verschachteln. In einem MA-Prädiktions-basierten Schema wird ein gleitender Durchschnitt (MA) für eine vorher verarbeitete Anzahl von Rahmen P berechnet, wobei der gleitende Durchschnitt (MA) berechnet wird durch Multiplizieren von Parameter-gewichtungen mit jeweiligen Vektor-Codebuch-Einträgen, wie im Folgenden beschrieben wird. Der gleitende

Durchschnitt (MA) wird von dem Eingangsvektor von LSI-Parametern subtrahiert, um einen Ziel-Quantisierungsvektor zu erzeugen, wie ebenfalls im Folgenden beschrieben wird. Es ist für Fachleute offensichtlich, dass das nicht-MA Prädiktions-basierte VQ-Verfahren jedes bekannte Verfahren einer VQ sein kann, das kein MA-Prädiktions-basiertes VQ-Schema einsetzt.

[0042] Die LSI-Parameter werden typischerweise quantisiert, entweder durch Verwendung einer VQ mit MA-Inter-Rahmen-Prädiktion oder durch Verwendung jedes anderen standardmäßigen nicht-MA Prädiktions-basierten VQ-Verfahrens, wie zum Beispiel Split-VQ, Mehrfachstufen-VQ (MSVQ – multistage VQ), geschaltete Prädiktions-VQ (SPVQ – switched predictive VQ) oder eine Kombination einiger oder aller dieser Verfahren. In dem unter Bezugnahme auf [Fig. 7](#) beschriebenen Ausführungsbeispiel wird ein Schema eingesetzt, um eines der oben erwähnten Verfahren von VQ mit einem MA-Prädiktions-basierten VQ-Verfahren zu mischen. Dies ist wünschenswert, da, während ein MA-Prädiktions-basiertes VQ-Verfahren sehr vorteilhaft für Sprachrahmen verwendet wird, die in ihrer Eigenschaft in einem stabilen Zustand oder stationär sind (die Signale zeigen, wie die für stationär stimmhafte Rahmen in den [Fig. 6A-B](#) gezeigten), ein nicht-MA Prädiktions-basiertes VQ-Verfahren sehr vorteilhaft für Sprachrahmen verwendet wird, die in ihrer Eigenschaft in einem nicht-stabilen Zustand oder nicht-stationär sind (die Signale zeigen, wie die für stimmlose Rahmen und Übergangsrahmen in den [Fig. 6A-B](#) gezeigten).

[0043] In nicht-MA Prädiktions-basierten VQ-Schemen zum Quantisieren der N-dimensionalen LSI-Parameter wird der Eingangsvektor für den M^{ten} Rahmen, $L_M \equiv \{L_M^n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$, direkt als das Ziel für eine Quantisierung verwendet und wird unter Verwendung einer der oben erwähnten standardmäßigen VQ-Techniken auf den Vektor $\hat{L}_M \equiv \{\hat{L}_M^n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$, quantisiert.

[0044] In dem beispielhaften MA-Inter-Rahmen-Prädiktionsschema wird das Ziel für eine Quantisierung berechnet als

$$U_M \equiv \left\{ U_M^n = \frac{(L_M^n - \alpha_1^n \hat{U}_{M-1}^n - \alpha_2^n \hat{U}_{M-2}^n - \dots - \alpha_P^n \hat{U}_{M-P}^n)}{\alpha_0^n}; \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \right\} \quad (1)$$

wobei $\{\hat{U}_{M-1}^n, \hat{U}_{M-2}^n, \dots, \hat{U}_{M-P}^n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ die Codebucheinträge sind, die den LSI-Parametern von P Rahmen unmittelbar vor dem Rahmen M entsprechen, und $\{\alpha_1^n, \alpha_2^n, \dots, \alpha_P^n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ die jeweiligen Gewichtungen derart sind, dass $\{\alpha_0^n + \alpha_1^n + \dots + \alpha_P^n = 1; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$. Die Ziel-Quantisierung U_M wird dann unter Verwendung einer der oben erwähnten standardmäßigen VQ-Techniken auf \hat{U}_M quantisiert. Der quantisierte LSI-Vektor wird wie folgt berechnet:

$$\hat{L}_M \equiv \{\hat{L}_M^n = \alpha_0^n \hat{U}_M^n + \alpha_1^n \hat{U}_{M-1}^n + \dots + \alpha_P^n \hat{U}_{M-P}^n; n = 0, 1, \dots, N - 1\} \quad (2)$$

[0045] Das MA-Prädiktions-Schema erfordert das Vorhandensein der letzten Werte der Codebucheinträge, $\{\hat{U}_{M-1}, \hat{U}_{M-2}, \dots, \hat{U}_{M-P}\}$, der letzten P Rahmen. Während die Codebucheinträge automatisch verfügbar sind für die Rahmen (unter den letzten P Rahmen), die selbst unter Verwendung des MA-Schemas quantisiert wurden, können die verbleibenden der letzten P Rahmen unter Verwendung eines nicht-MA Prädiktions-basierten VQ-Verfahrens quantisiert worden sein und die entsprechenden Codebucheinträge (\hat{U}) sind nicht direkt verfügbar für diese Rahmen. Dies macht es schwierig, die obigen zwei Verfahren einer VQ zu mischen oder zu verschachteln.

[0046] In dem unter Bezugnahme auf [Fig. 7](#) beschriebenen Ausführungsbeispiel wird die folgende Gleichung vorteilhafterweise verwendet, um Schätzungen \tilde{U}_{M-K} des Codebucheintrags \hat{U}_{M-K} in Fällen von $K \in \{1, 2, \dots, P\}$ zu berechnen, wenn der Codebucheintrag \hat{U}_{M-K} nicht explizit verfügbar ist:

$$\tilde{U}_{M-K} \equiv \left\{ \tilde{U}_{M-K}^n = \frac{(\hat{L}_{M-K}^n - \beta_1^n \hat{U}_{M-K-1}^n - \beta_2^n \hat{U}_{M-K-2}^n - \dots - \beta_P^n \hat{U}_{M-K-P}^n)}{\beta_0^n}; \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \right\} \quad (3)$$

wobei $\{\beta_1^n, \beta_2^n, \dots, \beta_P^n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ die jeweiligen Gewichtungen derart sind, dass $\{\beta_0^n, \beta_1^n + \dots + \beta_P^n = 1; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$, und mit der anfänglichen Bedingung von

$$\{\tilde{U}_{-1}, \tilde{U}_{-2}, \dots, \tilde{U}_{-P}\}.$$

Eine beispielhafte anfängliche Bedingung ist

$$\left\{ \tilde{\mathbf{U}}_{-1} = \tilde{\mathbf{U}}_{-2} = \dots = \tilde{\mathbf{U}}_{-P} = \mathbf{L}^B \right\},$$

wobei \mathbf{L}^B die Bias-Werte der LSI-Parameter sind.

[0047] Folgend ist ein beispielhafter Satz von Gewichtungen:

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_0^n = 1; \\ \beta_1^n = \dots = \beta_P^n = 0; \end{array} \right\}_{n=0,1,\dots,N-1}$$

[0048] In Schritt **500** des Ablaufdiagramms von [Fig. 7](#) bestimmt der Sprachcodierer, ob der Eingangs-LSI-Vektor \mathbf{L}_M mit einer MA-Prädiktions-basierten VQ-Technik zu quantisieren ist. Diese Entscheidung basiert vorteilhafterweise auf dem Sprachinhalt des Rahmens. Zum Beispiel werden LSI-Parameter für statio-näre stimmhafte Rahmen sehr vorteilhaft mit einem MA-Prädiktions-basierten VQ-Verfahren quantisiert, wäh-rend LSI-Parameter für stimmlose Rahmen und Übergangsrahmen sehr vorteilhaft mit einem nicht-MA Prädik-tions-basierten VQ-Verfahren quantisiert werden. Wenn der Sprachcodierer entscheidet, den Eingangs-LSI-Vektor \mathbf{L}_M mit einer MA-Prädiktions-basierten VQ-Technik zu quantisieren, geht der Sprachcodierer zu Schritt **502** weiter. Wenn andererseits der Sprachcodierer entscheidet, den Eingangs-LSI-Vektor \mathbf{L}_M nicht mit einer MA-Prädiktions-basierten VQ-Technik zu quantisieren, geht der Sprachcodierer zu Schritt **504** weiter.

[0049] In Schritt **502** berechnet der Sprachcodierer den Ziel- \mathbf{U}_M für eine Quantisierung gemäß der obigen Gleichung (1). Der Sprachcodierer geht dann zu Schritt **506** weiter. In Schritt **506** quantisiert der Sprachcodie-rer den Ziel- \mathbf{U}_M gemäß einer von verschiedenen allgemeinen VQ-Techniken, die in der Technik weithin bekannt sind. Der Sprachcodierer geht dann zu Schritt **508** weiter. In Schritt **508** berechnet der Sprachcodierer den Vek-tor $\hat{\mathbf{L}}_M$ von quantisierten LSI-Parametern aus dem quantisierten Ziel- \mathbf{U}_M gemäß der obigen Gleichung (2).

[0050] In Schritt **504** quantisiert der Sprachcodierer den Ziel- \mathbf{L}_M gemäß einer von verschiedenen nicht-MA Prädiktions-basierten VQ-Techniken, die in der Technik weithin bekannt sind. (Wie für Fachleute offensichtlich ist, ist der Zielvektor für eine Quantisierung in einer nicht-MA Prädiktions-basierten VQ-Technik \mathbf{L}_M und nicht \mathbf{U}_M .) Der Sprachcodierer geht dann zu Schritt **510** weiter. In Schritt **510** berechnet der Sprachcodierer äqui-valente MA-Codevektoren $\bar{\mathbf{v}}_M$ aus dem Vektor $\hat{\mathbf{L}}_M$ von quantisierten LSI-Parametern gemäß der obigen Glei-chung (3).

[0051] In Schritt **512** verwendet der Sprachcodierer den in Schritt **506** erlangten quantisierten Ziel- $\hat{\mathbf{U}}_M$ und die in Schritt **510** erlangten äquivalenten MA-Codevektoren $\bar{\mathbf{v}}_M$, um den Speicher der Codebuchvektoren mit glei-tendem Durchschnitt der letzten P Rahmen zu aktualisieren. Der aktualisierte Speicher der MA-Codebuchvek-toren der letzten P Rahmen wird dann in Schritt **502** verwendet, um den Ziel- \mathbf{U}_M zur Quantisierung für den Ein-gangs-LSI-Vektor \mathbf{L}_{M+1} für den nächsten Rahmen zu berechnen.

[0052] Somit wurde ein neues Verfahren und eine Vorrichtung zur Verschachtelung von Linienspektralinforma-tionsquantisierungsverfahren in einem Sprachcodierer beschrieben. Für Fachleute ist offensichtlich, dass die verschiedenen illustrativen logischen Blöcke und Algorithmussschritte, die in Verbindung mit den hier offen-barten Ausführungsbeispielen beschrieben wurden, mit einem digitalen Signalprozessor (DSP – digital signal processor), einem anwendungsspezifischen Schaltkreis (ASIC – application-specific integrated circuit), einer diskreten Gatter- oder Transistor-Logik, diskreten Hardwarekomponenten, wie Registern oder FIFO, einem Prozessor, der einen Satz von Firmware-Anweisungen ausführt, oder einem herkömmlichen programmierba-ren Softwaremodul und einem Prozessor implementiert oder durchgeführt werden können. Der Prozessor kann vorteilhafterweise ein Mikroprozessor sein, aber als Alternative kann der Prozessor jeder herkömmliche Prozessor, jede Steuereinrichtung, Mikro-Steuereinrichtung oder Zustandsmaschine sein. Das Softwaremodul kann sich in einem RAM-Speicher, einem Flash-Speicher, Registern oder jeder anderen in der Technik bekann-ten Form eines beschreibbaren Speichermittels befinden. Für Fachleute ist weiter offensichtlich, dass die Da-ten, Anweisungen, Befehle, Information, Signale, Bits, Symbole und Chips, auf die in der obigen Beschreibung Bezug genommen wird, vorteilhafterweise von Spannungen, Strom, elektromagnetischen Wellen, magneti-schen Feldern oder Teilchen, optischen Feldern oder Teilchen oder jeder Kombination daraus dargestellt wer-den können.

[0053] Bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung wurden somit gezeigt und beschrieben. Es ist jedoch für Fachleute offensichtlich, dass zahlreiche Änderungen an den hier offenbarten Ausführungs-beispielen gemacht werden können, ohne von dem Umfang der Erfindung abzuweichen. Somit soll die vorlie-

gende Erfindung nicht eingeschränkt sein, außer gemäß den folgenden Ansprüchen.

Patentansprüche

1. Ein Sprachcodierer (**200**), der Folgendes aufweist:

ein lineares Vorhersage bzw. Prädiktionsfilter (**206**) konfiguriert zur Analyse eines Rahmens und zur Erzeugung eines Linienspektral-Informations-Codevektors basierend darauf; und
 einen Quantisierer (**210**), gekoppelt mit dem linearen Vorhersagefilter und konfiguriert zur Vektorquantisierung (**504**) des Linienspektral-Informations-Vektors mit einer ersten Vektorquantisierungstechnik, die ein auf Vorhersage basierendes Vektorquantisierungsschema mit nicht gleitendem Durchschnitt verwendet, wobei der Quantisierer (**210**) ferner derart konfiguriert ist, dass er äquivalente Gleitdurchnittscodevektoren bzw. Codevektoren mit gleitendem Durchschnitt für die erste Technik berechnet (**510**), dass er mit den äquivalenten, Gleitdurchnittscodevektoren einen Speicher aktualisiert (**512**), und zwar einen Speicher eines Gleitdurchnittskodebuchs von Codevektoren für eine vordefinierte Anzahl von Rahmen, die zuvor durch den Sprachcodierer verarbeitet wurden, dass er einen Zielquantisierungsvektor für die zweite Technik, basierend auf dem aktualisierten Gleitdurchnittskodebuchspeicher berechnet (**502**), dass er den Zielquantisierungsvektor mit einer zweiten Vektorquantisierungstechnik quantisiert (**506**) um einen quantisierten Zielcodevektor zu erzeugen, wobei die zweite Vektorquantisierungstechnik ein auf Vorhersage basierendes Schema mit gleitendem Durchschnitt aufweist, und zwar zum Aktualisieren (**512**) des Speichers des Gleitdurchnittskodebuchs mit dem quantisierten Zielcodevektor, und dass er aus dem quantisierten Zielcodevektor quantisierte Linienspektral-Informations-Vektoren berechnet (**508**).

2. Sprachcodierer nach Anspruch 1, wobei der Rahmen ein Sprachrahmen ist.

3. Sprachcodierer nach Anspruch 1, wobei der Rahmen ein linearer Vorhersagerest (linear prediction residue) ist.

4. Sprachcodierer nach Anspruch 1, wobei der Zielquantisierungsvektor gemäß der folgenden Gleichung berechnet wird:

$$U_M \equiv \left\{ U_M^n = \frac{(L_M^n - \alpha_1^n \hat{U}_{M-1}^n - \alpha_2^n \hat{U}_{M-2}^n - \dots - \alpha_P^n \hat{U}_{M-P}^n)}{\alpha_0^n}; \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \right\},$$

wobei $\{\hat{U}_{M-1}^n, \hat{U}_{M-2}^n, \dots, \hat{U}_{M-P}^n; n = 0, 1, \dots, N-1\}$ Codebucheinträge sind, und zwar entsprechend den Linienspektral-Informations-Parametern der vorbestimmten Anzahl von Rahmen, verarbeitet unmittelbar vor dem Rahmen und, wobei $\{\alpha_1^n, \alpha_2^n, \dots, \alpha_P^n; n = 0, 1, \dots, N-1\}$ entsprechende Parametergewichtungen derart sind, dass Folgendes gilt $\{\alpha_0^n + \alpha_1^n + \dots + \alpha_P^n = 1; n = 0, 1, \dots, N-1\}$.

5. Sprachcodierer nach Anspruch 1, wobei die quantisierten Linienspektralinformations-Vektoren gemäß der folgenden Gleichung berechnet werden:

$$\hat{L}_M \equiv \{\hat{L}_M^n = \alpha_0^n \hat{U}_M^n + \alpha_1^n \hat{U}_{M-1}^n + \dots + \alpha_P^n \hat{U}_{M-P}^n; n = 0, 1, \dots, N-1\},$$

wobei $\{\hat{U}_{M-1}^n, \hat{U}_{M-2}^n, \dots, \hat{U}_{M-P}^n; n = 0, 1, \dots, N-1\}$ Codebucheinträge sind, und zwar entsprechend den Linienspektral-Informations-Parametern der vordefinierten Anzahl von Rahmen, die unmittelbar vor dem Rahmen verarbeitet wurden, und wobei $\{\alpha_1^n, \alpha_2^n, \dots, \alpha_P^n; n = 0, 1, \dots, N-1\}$ entsprechende Parametergewichtungen sind, derart, dass Folgendes gilt $\{\alpha_0^n + \alpha_1^n + \dots + \alpha_P^n = 1; n = 0, 1, \dots, N-1\}$.

6. Sprachcodierer nach Anspruch 1, wobei die äquivalenten Gleitdurchnittskodevektoren entsprechend der folgenden Gleichung berechnet werden:

$$\tilde{U}_{M-K} \equiv \left\{ \tilde{U}_{M-K}^n = \frac{(\hat{L}_{M-K}^n - \beta_1^n \hat{U}_{M-K-1}^n - \beta_2^n \hat{U}_{M-K-2}^n - \dots - \beta_R^n \hat{U}_{M-K-P}^n)}{\beta_0^n}; \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \right\}$$

wobei $\{\beta_1^n, \beta_2^n, \dots, \beta_p^n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ entsprechende äquivalente Gleitdurchschnittskodevektorelementege wichtungen derart sind, dass $\{\beta_0^n, \beta_1^n + \dots + \beta_p^n = 1; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$, wobei der Anfangszustand

$$\{\tilde{U}_{-1}, \tilde{U}_{-2}, \dots, \tilde{U}_{-p}\}$$

vorgesehen ist.

7. Sprachcodierer nach Anspruch 1, wobei der Sprachcodierer sich in einer Teilnehmereinheit eines drahtlosen Kommunikationssystems befindet.

8. Verfahren zur Vektorquantisierung eines Linienspektral-Informations-Vektors eines Rahmens unter Verwendung erster und zweiter Quantisierungsvektorquantisierungstechniken, wobei die erste Technik (504) auf Vorhersage basierendes Vektorquantisierungsschema mit nicht-gleitendem Durchschnitt verwendet, während die zweite Technik (506) ein Vorhersage basierendes Vektorquantisierungsschema mit gleitendem Durchschnitt verwendet, wobei das Verfahren die folgenden Schritte vorsieht:

Vektorquantisierung (504) des Linienspektral-Informations-Vektors mit der ersten Vektorquantisierungstechnik;

Berechnen (510) von äquivalenten Gleitdurchschnittskodevektoren für die erste Technik;

Aktualisieren (512) mit den äquivalenten Gleitdurchschnittskodevektoren eines Speichers von einem Gleitdurchschnittskodebuch von Codevektoren für eine vordefinierte Anzahl von Rahmen, die zuvor durch den Sprachcodierer verarbeitet wurden;

Berechnen (502) eines Zielquantisierungsvektors für die zweite Technik, basierend auf dem aktualisierten Gleitdurchschnittskodebuchspeicher;

Vektorquantisierung (506) des Zielquantisierungsvektors mit der zweiten Vektorquantisierungstechnik zur Erzeugung eines quantisierten Zielcodevektors;

Aktualisieren (512) des Speichers des Gleitdurchschnittskodebuchs mit dem quantisierten Zielcodevektor; und Ableiten (508) von quantisierten Linienspektral-Informations-Vektoren aus dem quantisierten Zielcodevektor.

9. Verfahren nach Anspruch 8, wobei der Rahmen ein Sprachrahmen ist.

10. Verfahren nach Anspruch 8, wobei der Rahmen ein Rahmen eines linearen Vorhersagerestes ist.

11. Verfahren nach Anspruch 8, wobei der Berechnungsschritt Folgendes aufweist:

Berechnen der Zielquantisierung entsprechend der folgenden Gleichung:

$$U_M^n = \left\{ U_M^n = \frac{(L_M^n - \alpha_1^n \hat{U}_{M-1}^n - \alpha_2^n \hat{U}_{M-2}^n - \dots - \alpha_p^n \hat{U}_{M-p}^n)}{\alpha_0^n}; \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \right\},$$

wobei $\{\hat{U}_{M-1}^n, \hat{U}_{M-2}^n, \dots, \hat{U}_{M-p}^n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ Codebucheinträge sind und zwar entsprechend den Linienspektral-Informations-Parametern der vordefinierten Anzahl von Rahmen, verarbeitet unmittelbar vor dem Rahmen und, wobei ferner $\{\alpha_1^n, \alpha_2^n, \dots, \alpha_p^n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ entsprechende Parametergewichtungen derart sind, dass Folgendes gilt $\{\alpha_0^n, \alpha_1^n + \dots + \alpha_p^n = 1; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$

12. Verfahren nach Anspruch 8, wobei der Ableitungsschritt das Ableiten der quantisierten Linienspektral-Informations-Vektoren entsprechend der folgenden Gleichung aufweist:

$$\hat{L}_M \equiv \{\hat{L}_M^n = \alpha_0^n \hat{U}_M^n + \alpha_1^n \hat{U}_{M-1}^n + \dots + \alpha_p^n \hat{U}_{M-p}^n; n = 0, 1, \dots, N - 1\},$$

wobei $\{\hat{U}_{M-1}^n, \hat{U}_{M-2}^n, \dots, \hat{U}_{M-p}^n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ Codebucheinträge sind, und zwar entsprechend den Linienspektral-Informationsparametern der vordefinierten Anzahl von Rahmen, verarbeitet unmittelbar vor dem Rahmen, und wobei $\{\alpha_1^n, \alpha_2^n, \dots, \alpha_p^n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ entsprechende Parametergewichtungen derart sind, dass Folgendes gilt: $\{\alpha_0^n + \alpha_1^n + \dots + \alpha_p^n = 1; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$.

13. Verfahren nach Anspruch 8, wobei der Berechnungsschritt das Berechnen von äquivalenten Gleitdurchschnittskodevektoren entsprechend der folgenden Gleichung aufweist:

$$\tilde{\mathbf{U}}_{M-K} \equiv \left\{ \tilde{U}_{M-K}^n = \frac{(\hat{L}_M^n - \beta_1^n \hat{U}_{M-K-1}^n - \beta_2^n \hat{U}_{M-K-2}^n - \dots - \beta_P^n \hat{U}_{M-K-P}^n)}{\beta_0^n}; \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \right\}$$

wobei $\{\beta_1^n, \beta_2^n, \dots, \beta_P^n; n = 0, 1, \dots, N-1\}$ entsprechende äquivalente, Gleitdurchschnittskodevektorelementgewichtungen derart sind, dass $\{\beta_0^n, \beta_1^n + \dots + \beta_P^n = 1; n = 0, 1, \dots, N-1\}$, und wobei ein Anfangszustand

$$\{\tilde{\mathbf{U}}_{-1}, \tilde{\mathbf{U}}_{-2}, \dots, \tilde{\mathbf{U}}_{-P}\}$$

vorgesehen wird.

14. Sprachcodierer, der Folgendes aufweist:

Mittel zur Vektorquantisierung (504) eines Linienspektral-Informations-Vektors eines Rahmens mit einer ersten Vektorquantisierungstechnik, die Vorhersage basiertes Vektorquantisierungsschema mit einem nicht-gleitenden Durchschnitt verwendet;

Mittel zur Berechnung (510) äquivalenter Gleitdurchschnittskodevektoren für die erste Technik;

Mittel zum Aktualisieren (512) mit den äquivalenten Gleitdurchschnittskodevektoren eines Speichers eines Gleitdurchschnittskodebuchs von Codevektoren für eine vordefinierte Anzahl von Rahmen, die zuvor durch den Sprachcodierer verarbeitet wurden;

Mittel zum Berechnen (502) eines Zielquantisierungsvektors für eine zweite Technik, die ein Vorhersage basiertes Vektorquantisierungsschema mit gleitendem Durchschnitt verwendet, und zwar basierend auf dem aktualisierten GleitdurchschnittskodebuchspeicherCode;

Mittel zur Vektorquantisierung (506) des Zielquantisierungsvektors mit der zweiten Vektorquantisierungstechnik zur Erzeugung eines quantisierten Zielcodevektors;

Mittel zum Aktualisieren (512) des Speichers des Gleitdurchschnittskodebuchs mit dem quantisierten Zielcodevektor;

Mittel zur Ableitung (508) von quantisierten Linienspektral-Informations-Vektoren aus dem quantisierten Zielcodevektor.

15. Sprachcodierer nach Anspruch 14, wobei der Rahmen ein Sprachrahmen ist.

16. Sprachcodierer nach Anspruch 14, wobei der Rahmen ein Rahmen des linearen Vorhersagerests ist.

17. Sprachcodierer nach Anspruch 14, wobei die Zielquantisierung gemäß der folgenden Gleichung berechnet wird:

$$\mathbf{U}_M \equiv \left\{ U_M^n = \frac{(L_M^n - \alpha_1^n \hat{U}_{M-1}^n - \alpha_2^n \hat{U}_{M-2}^n - \dots - \alpha_P^n \hat{U}_{M-P}^n)}{\alpha_0^n}; \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \right\},$$

wobei $\{\hat{U}_{M-1}^n, \hat{U}_{M-2}^n, \dots, \hat{U}_{M-P}^n; n = 0, 1, \dots, N-1\}$ Codebucheinträge sind, entsprechend den Linienspektral-Informations-Parametern der vordefinierten Anzahl von Rahmen, verarbeitet unmittelbar vor dem Rahmen, und wobei $\{\alpha_1^n, \alpha_2^n, \dots, \alpha_P^n; n = 0, 1, \dots, N-1\}$ entsprechende Parametergewichtungen derart sind, dass Folgendes gilt $\{\alpha_0^n, \alpha_1^n + \dots + \alpha_P^n = 1; n = 0, 1, \dots, N-1\}$.

18. Sprachcodierer nach Anspruch 14, wobei die quantisierten Linienspektral-Informations-Vektoren entsprechend der folgenden Gleichung abgeleitet werden:

$$\hat{L}_M \equiv \{\hat{L}_M^n = \alpha_0^n \hat{U}_M^n + \alpha_1^n \hat{U}_{M-1}^n + \dots + \alpha_P^n \hat{U}_{M-P}^n; n = 0, 1, \dots, N-1\},$$

wobei $\{\hat{U}_{M-1}^n, \hat{U}_{M-2}^n, \dots, \hat{U}_{M-P}^n; n = 0, 1, \dots, N-1\}$ Codebucheinträge sind, entsprechend den Linienspektral-Informations-Parametern, der vordefinierten Anzahl von Rahmen, verarbeitet unmittelbar vor dem Rahmen, und wobei $\{\alpha_1^n, \alpha_2^n, \dots, \alpha_P^n; n = 0, 1, \dots, N-1\}$ entsprechende Parametergewichtungen derart sind, dass Folgendes gilt $\{\alpha_0^n, \alpha_1^n + \dots + \alpha_P^n = 1; n = 0, 1, \dots, N-1\}$.

19. Sprachcodierer nach Anspruch 14, wobei die äquivalenten Gleitdurchschnittskodevektoren entsprechend der folgenden Gleichung berechnet werden:

$$\tilde{\hat{U}}_{M-K} \equiv \left\{ \tilde{\hat{U}}_{M-K}^n = \frac{(\hat{L}_{M-R}^n - \beta_1^n \hat{U}_{M-K-1}^n - \beta_2^n \hat{U}_{M-K-2}^n - \dots - \beta_R^n \hat{U}_{M-K-P}^n)}{\beta_0^n}; \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \right\}$$

wobei $\{\beta_1^n, \beta_2^n, \dots, \beta_P^n; n = 0, 1, \dots, N-1\}$ entsprechende äquivalente Gleitdurchschnittscodevektorelementege-
wichtungen sind, derart, dass $\{\beta_0^n + \beta_1^n + \dots + \beta_P^n = 1; n = 0, 1, \dots, N-1\}$, und wobei der Anfangszustand

$$\{\tilde{\hat{U}}_{-1}, \tilde{\hat{U}}_{-2}, \dots, \tilde{\hat{U}}_{-P}\}$$

vorgesehen ist.

20. Sprachcodierer nach Anspruch 14, wobei der Sprachcodierer sich in einer Teilnehmereinheit eines drahtlosen Kommunikationssystems befindet.

Es folgen 6 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

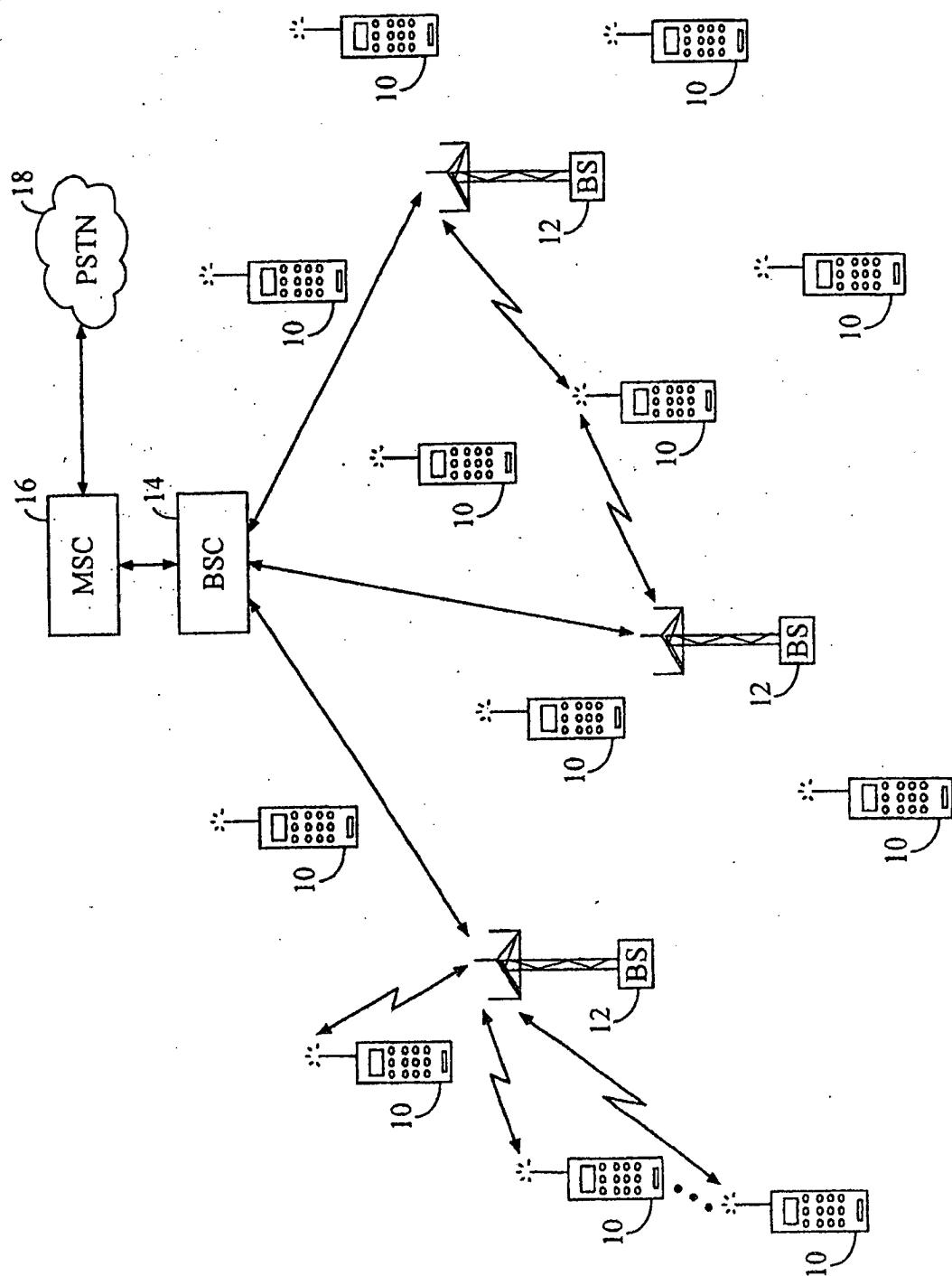


FIG. 1

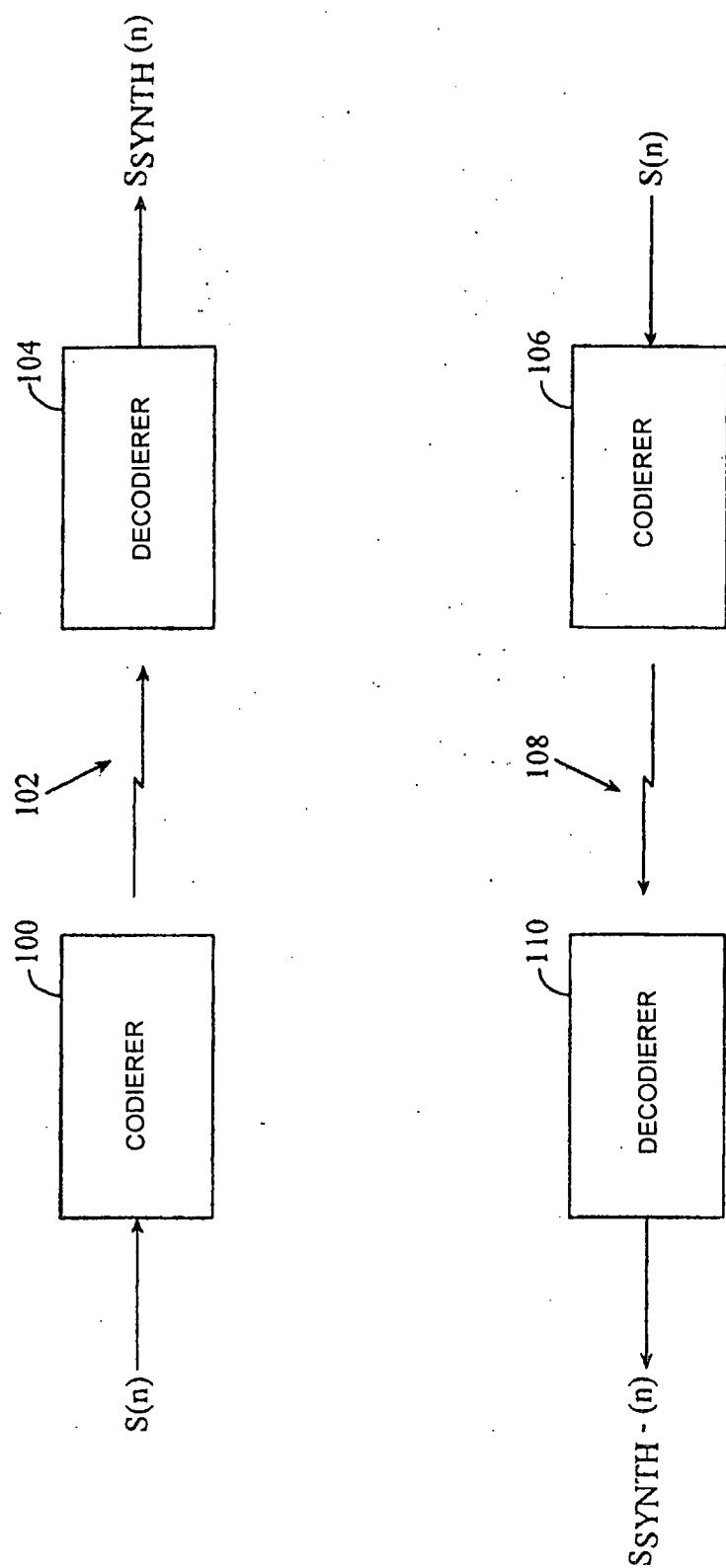


FIG. 2

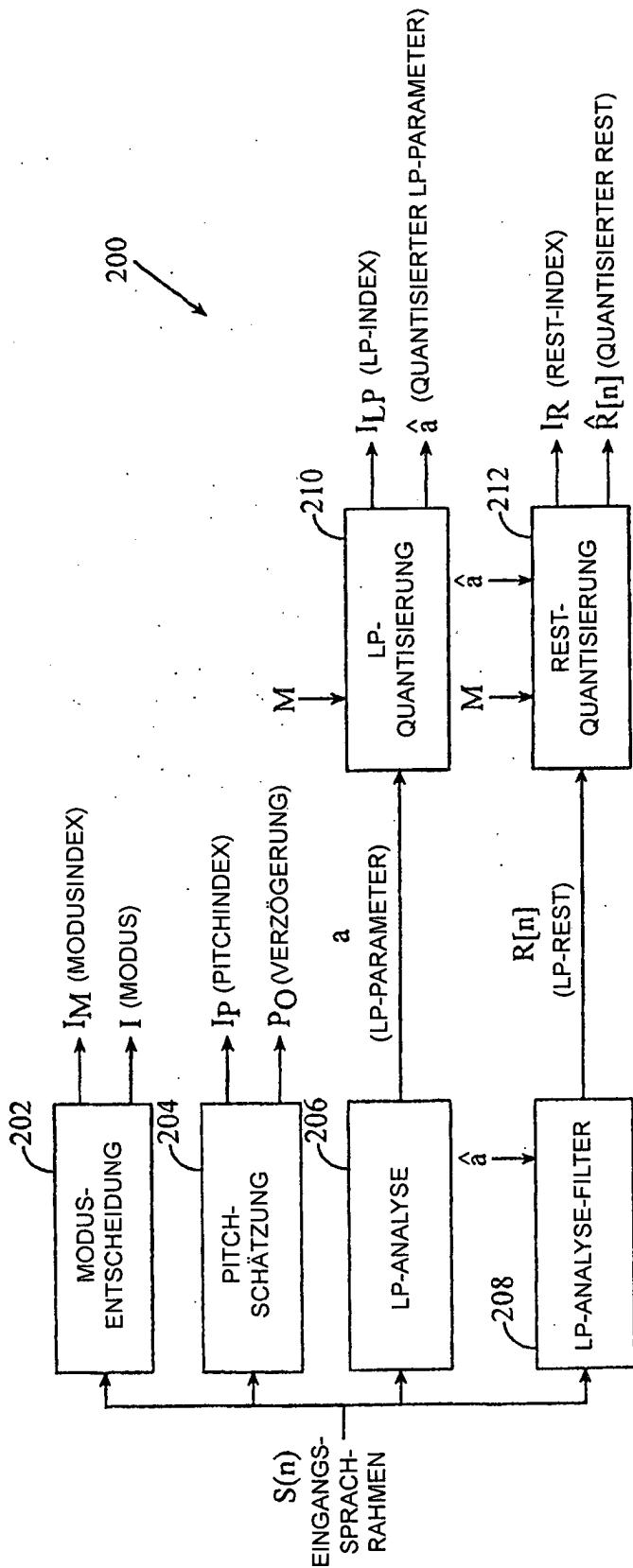


FIG. 3

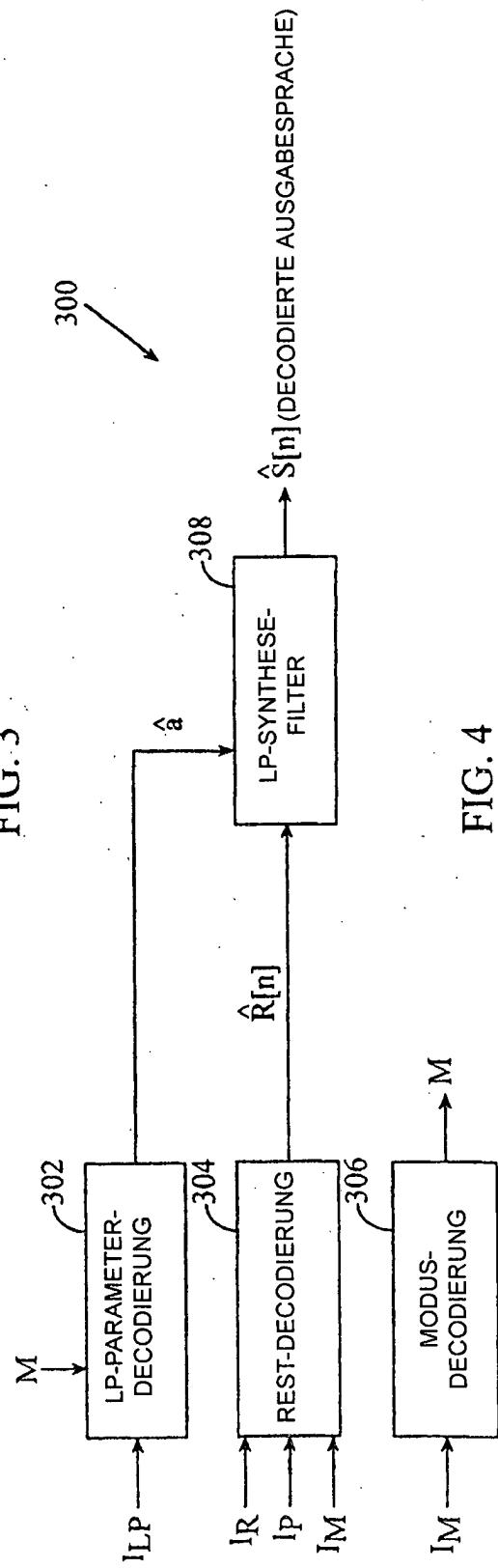


FIG. 4

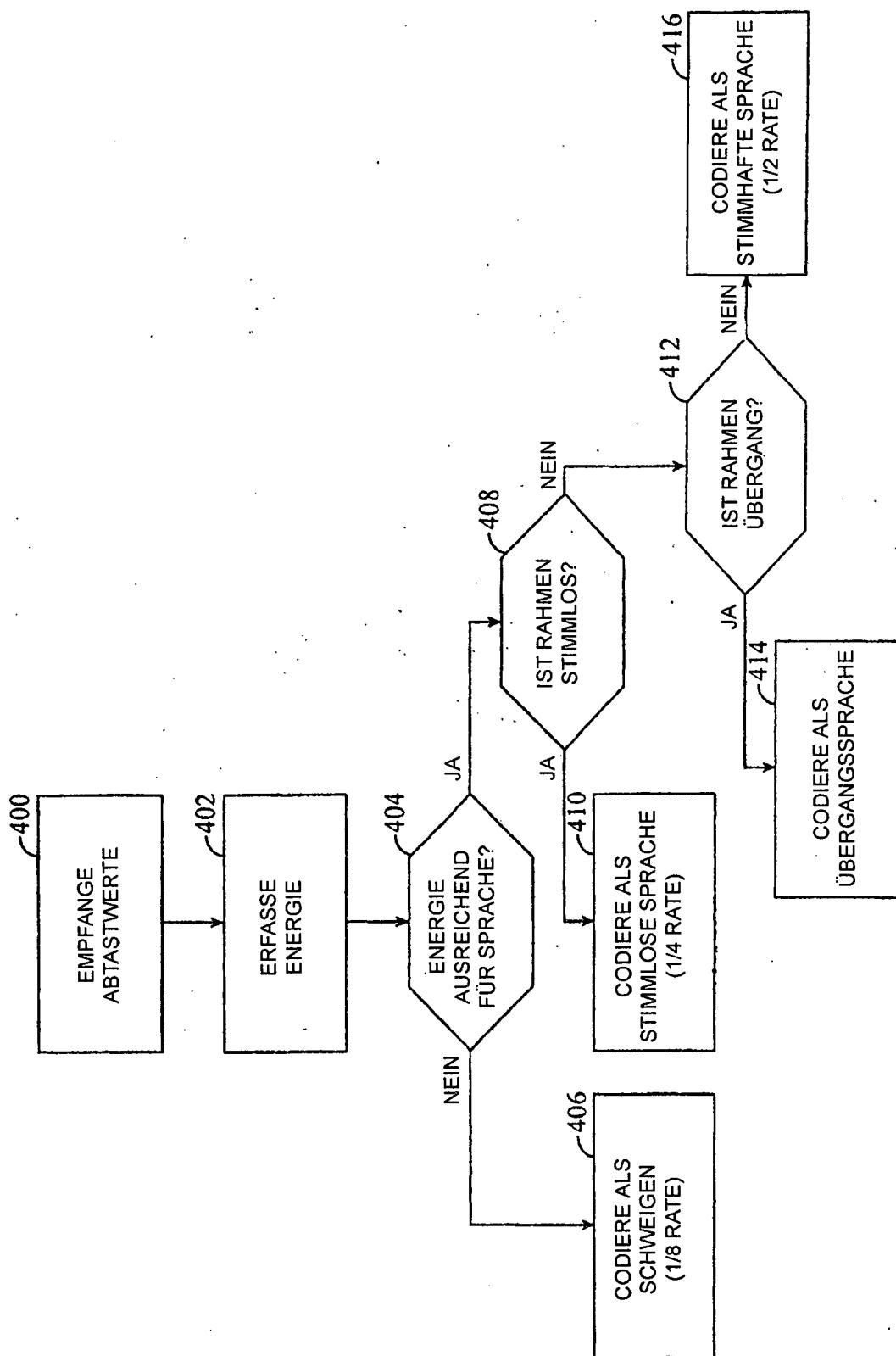


FIG. 5

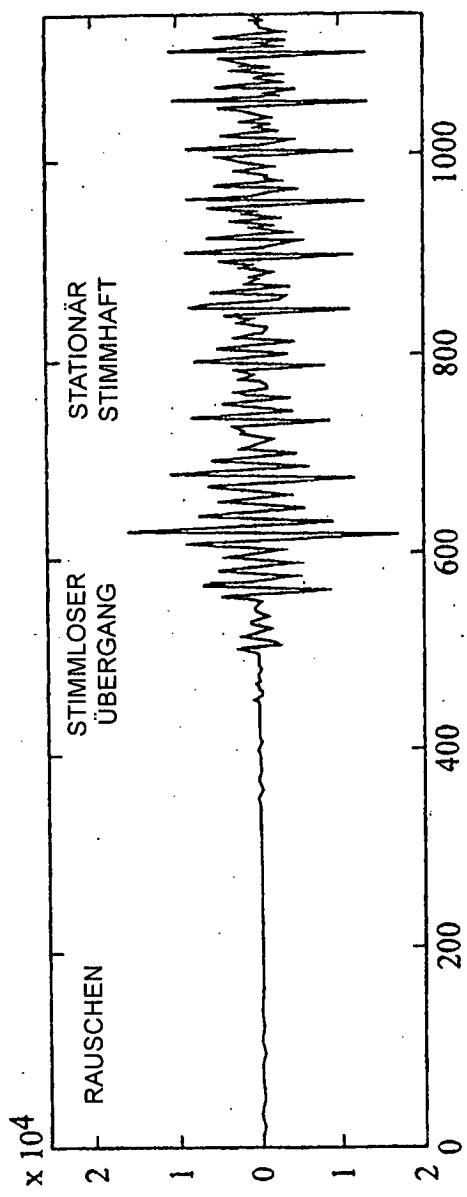


FIG. 6A

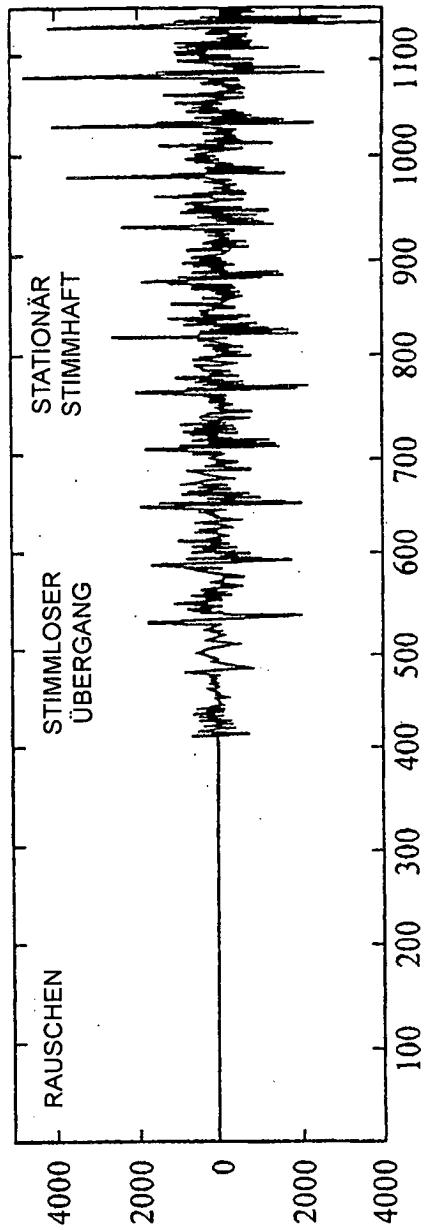


FIG. 6B

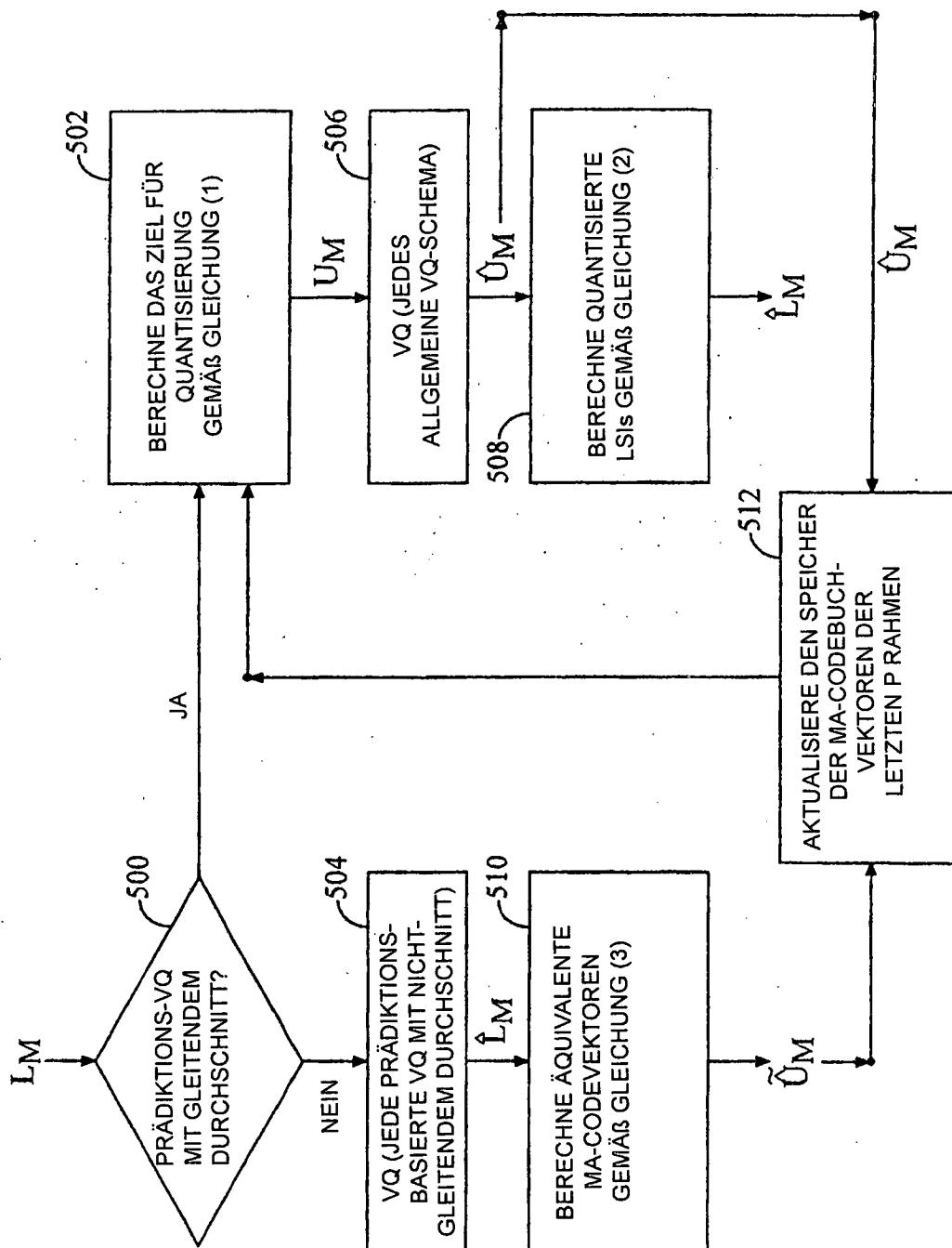


FIG. 7