



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 691 33 578 T2** 2008.05.15

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 450 531 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **691 33 578.8**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **04 012 940.5**

(96) Europäischer Anmeldetag: **21.06.1991**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **25.08.2004**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **15.08.2007**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **15.05.2008**

(51) Int Cl.⁸: **H04L 27/30** (2006.01)

H04B 7/26 (2006.01)

H04J 13/00 (2006.01)

(30) Unionspriorität:

543496 25.06.1990 US

(73) Patentinhaber:

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

(74) Vertreter:

**WAGNER & GEYER Partnerschaft Patent- und
Rechtsanwälte, 80538 München**

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IT, LI, LU, NL,
SE**

(72) Erfinder:

**Gilhausen, Klein S. c/o QUALCOMM
INCORPORATED, San Diego, CA 92121-1714, US;
Weaver, Lindsay A. Jr. c/o QUAL, San Diego, CA
92121-1714, US; Jacobs, Irwin M. c/o QUALCOMM
INCORPORATED, San Diego CA 92121-1714, US**

(54) Bezeichnung: **Anordnung und Verfahren zur Erzeugung von Signalwellen in einem zellularen CDMA Kommunikationssystem**

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

I. Gebiet der Erfindung

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf zellulare Telefonsysteme. Insbesondere bezieht sich die vorliegende Erfindung auf ein neues und verbessertes System und Verfahren zum Kommunizieren von Informationen in einem Mobil-Zellulartelefonsystem oder Satellit-Mobiltelefonsystem, mittels Spreizspektrumkommunikationssignalen.

II. Beschreibung des Gebiets der Erfindung

[0002] Der Einsatz von Codemultiplex-Vielfachzugriffsmodulationstechniken (Code Division Multiple Access (CDMA) Modulation Techniques) ist eine von mehreren Techniken für die Durchführung von Kommunikationen, in welchen eine große Anzahl von Systembenutzern vorhanden sind. Andere Vielfachzugriffstechniken für Kommunikationssysteme, wie z.B. Zeitmultiplex-Vielfachzugriff (Time Division Multiple Access (TDMA)), Frequenzmultiplex-Vielfachzugriff (Frequency Division Multiple Access (FDMA)) und AM-Modulationsschemata, wie z.B. Amplitude Companded Single Sideband (ACSSB) sind auf dem Fachgebiet bekannt. Die Spreizspektrummodulationstechnik des CDMA hat jedoch signifikante Vorteile über diese Modulationstechniken bezüglich Vielfachzugriffskommunikationssystemen. Der Einsatz von CDMA Techniken in einem Vielfachzugriffskommunikationssystem wird in dem U.S. Patent Nr. 4,901,307, veröffentlicht am 13. Februar 1990, betitelt „Spread Spectrum Multiple Access Communication System Using Satellite or Terrestrial Repeaters“, das dem Rechtsnachfolger der vorliegenden Erfindung zugewiesen ist, offenbart.

[0003] In dem zuvor erwähnten Patent wird eine Vielfachzugriffstechnik offenbart, in der eine große Anzahl von Mobiltelefonsystembenutzern, die jeweils einen Transceiver besitzen, über Satellitenrepeater oder terrestrische Basisstation (auf die im Folgenden als Zellstandortstationen, oder in Kurzform, Zellen Bezug genommen wird) kommunizieren, und zwar mittels Codemultiplex-Vielfachzugriffs-(CDMA)-kommunikationssignalen. Durch Einsatz von CDMA Kommunikationen kann das Frequenzspektrum mehrere Male wiederverwendet werden, wodurch eine Erhöhung der Systembenutzerkapazität erreicht wird. Der Einsatz von CDMA resultiert in einer viel höheren Spektraleffizienz verglichen mit der, die mit anderen Vielfachzugriffstechniken erreicht werden kann.

[0004] Der Satellitenkanal ist typischerweise „Fading“ ausgesetzt, das als Rician charakterisiert wird. Demgemäß besteht das empfangene Signal aus ei-

ner direkten Komponente summiert mit mehreren reflektierten Komponenten, die Rayleigh-Fadingstatistiken besitzen. Das Leistungsverhältnis zwischen der direkten und der reflektierten Komponente ist typischerweise in der Größe von 6–10 dB, und zwar in Abhängigkeit von den Charakteristiken der Antenne der Mobileinheit bzw. des Handys.

[0005] Im Gegensatz zu dem Satellitenkanal ist der terrestrische Kanal einem Signal Fading ausgesetzt, das typischerweise aus der Rayleigh-Gefadeten Komponente ohne eine direkte Komponente besteht. Daher stellt der terrestrische Kanal eine ernstere Fadingumgebung dar als der Satellitenkanal, in dem Rician-Fading die dominante Fadingcharakteristik stellt.

[0006] Die Rayleigh-Fading Charakteristik in dem terrestrischen Kanalsignal wird dadurch bewirkt, daß das Signal von vielen verschiedenen Merkmalen der physikalischen Umgebung reflektiert wird. Im Ergebnis gelangt ein Signal aus vielen Richtungen mit verschiedenen Übertragungsverzögerungen zu einem Empfänger einer Mobileinheit. Bei den UHF Frequenzbändern, die typischerweise für Mobilfunkkommunikation inklusive derer für zellulare Mobiltelefonsysteme, können signifikante Phasenunterschiede in Signalen, die entlang verschiedener Wege sich ausbreiten, auftreten. Die Möglichkeit einer destruktiven Überlagerung bzw. Addition dieser Signale kann resultieren, wobei gelegentliche „Deep Fades“ bzw. starke Schwunde auftreten.

[0007] Terrestrisches Kanalfading ist eine besonders starke bzw. eng verknüpfte Funktion der physikalischen Position der Mobileinheit. Eine kleine Veränderung einer Position der Mobileinheit verändert die physikalische Verzögerung aller Signalausbreitungswege, was wiederum in einer unterschiedlichen Phase für jeden Weg resultiert. Daher resultiert die Bewegung der Mobileinheit durch die Umgebung in einem ziemlich schnellen Fadingprozeß. In dem 850 MHz zellularen Funkfrequenzband kann dieses Fading z.B. ein „Fade“ pro Sekunde pro Meile pro Stunde der Fahrzeuggeschwindigkeit sein. Ein solch schweres Fading kann extrem störend für Signale in dem terrestrischen Kanal sein, was in einer schlechten Kommunikationsqualität resultiert. Zusätzliche Senderleistung kann eingesetzt werden um das Problem des Fadings zu überwinden. Solch eine Leistungserhöhung beeinträchtigt jedoch beide, den Benutzer durch einen übermäßigen Leistungsverbrauch und das System durch eine erhöhte Interferenz.

[0008] Die CDMA Modulationstechnik, die in dem U.S. Patent Nr. 4,901,307 offenbart ist liefert viele Vorteile gegenüber engbandigen Modulationstechniken, die in Kommunikationssystemen unter Einsatz von Satelliten oder terrestrischen Repeatern eingesetzt werden. Der terrestrische Kanal wirkt für jedes

Kommunikationssystem spezielle Probleme auf, insbesondere bezüglich Vielwegsignalen. Der Einsatz von CDMA Techniken erlaubt es, die speziellen Probleme des terrestrischen Kanals zu überwinden, und zwar durch Entschärfen der nachteiligen Auswirkungen von Vielwegen (Multipath), d.h. Fading, während zugleich die Vorteile von Vielweg ausgenutzt werden.

[0009] In einem CDMA zellularen Telefonsystem kann dasselbe Frequenzband für die Kommunikation in allen Zellen eingesetzt werden. Die CDMA Wellenformeneigenschaften, die eine Verarbeitungsverstärkung (Processing Gain) vorsehen, werden ebenfalls dafür eingesetzt zwischen Signalen zu unterscheiden, die dasselbe Frequenzband belegen. Weiterhin ermöglicht es die hochgeschwindigkeitspseudostatische Rauschmodulation (High Speed Pseudonoise (PN) Modulation) die Separierung von vielen verschiedenen Ausbreitungswegen solange die Differenz in Pfadverzögerungen die PN-Chipdauer, d.h. $1/\text{Bandbreite}$, überschreitet. Wenn eine PN-Chiprate von ungefähr 1 MHz in einem CDMA System eingesetzt wird, kann die gesamte Spreizspektrumverarbeitungsverstärkung, die gleich dem Verhältnis der gespreizten Bandbreite zu der Systemdatenrate ist, gegenüber Pfaden bzw. Wegen eingesetzt werden, die sich um mehr als eine Mikrosekunde bezüglich der Wegverzögerung von dem gewünschten Weg unterscheiden. Ein Unterschied von einer Mikrosekunde in der Wegverzögerung entspricht einem Wegstreckenunterschied von ungefähr 1000 Fuß. Eine städtische Umgebung liefert typischerweise Wegverzögerungsunterschiede oberhalb von einer Mikrosekunde und in einigen Gebieten wurden bis zu 10–20 msec berichtet.

[0010] Bei Modulationssystemen mit einem engen Band, wie z.B. bei analoger FM Modulation, das bei herkömmlichen Telefonsystemen eingesetzt wird, resultiert die Existenz von mehreren bzw. vielen Wegen in starkem Vielwegfading. Bei breitbandiger CDMA Modulation können die unterschiedlichen Wege voneinander in dem Demodulationsprozeß unterschieden werden. Diese Unterscheidung reduziert die Schwierigkeit von Vielweg- bzw. Mehrwegefading. Vielwegfading wird jedoch nicht vollständig mittels CDMA Unterscheidungstechniken eliminiert da gelegentlich Wege mit Verzögerungsunterschieden von weniger als der PN-Chipdauer für das bestimmte System existieren. Signale mit Wegverzögerung in dieser Größenordnung können in dem Demodulator nicht voneinander unterschieden werden was in einem gewissen Grad von Fading resultiert.

[0011] Es ist daher wünschenswert, daß eine Form von Vielfalt bzw. Diversity vorgesehen wird, um es einem System zu erlauben das Fading zu reduzieren. Diversity ist ein Ansatz um die nachteiligen Wirkungen von Fading bzw. Schwund abzdämpfen. Es existieren drei Hauptarten von Diversity: Zeit-Diversi-

ty, Frequenz-Diversity und Raum-Diversity.

[0012] Zeit-Diversity kann am besten durch den Einsatz von Wiederholung, Zeit Interleaving, sowie Fehlerdetektion und Codierung, was eine Form von Wiederholung ist, erlangt werden. Die vorliegende Erfindung setzt jede dieser Techniken als eine Form von Zeit-Diversity ein.

[0013] CDMA bietet aufgrund seiner inhärenten Beschaffenheit als ein Breitbandsignal eine Form von Frequenz-Diversity durch Spreizen der Signalenergie über eine breite Bandbreite. Daher wirkt sich frequenzselektives Fading bzw. Schwund nur auf einen kleinen Teil der CDMA Signalbandbreite aus.

[0014] Raum oder Weg-Diversity wird erreicht durch Vorsehen von mehreren Signalwegen über gleichzeitige Verbindungen von einem Mobilbenutzer durch zwei oder mehrere Zellstationen. Weiterhin kann Weg-Diversity mittels Ausnutzung der Vielwegumgebung durch Bandspreiz- bzw. Spreizspektrumverarbeitung erreicht werden, und zwar dadurch, daß es einem Signal, das mit verschiedenen Ausbreitungsverzögerung ankommt ermöglicht wird empfangen und separat verarbeitet zu werden. Beispiele von Weg-Diversity werden in dem ebenfalls anhängigen U.S. Patent Nr. 5,101,501, erteilt am 31. März 1992, betitelt „Soft Handoff in a CDMA Cellular Telephone System“, veröffentlicht am 31. März 1992 beschrieben und in dem U.S. Patent Nr. 5,109,309, erteilt am 28 April 1992, betitelt „Diversity Receiver in a CDMA Cellular Telephone System“, wobei beide dem Rechtsnachfolger der vorliegenden Erfindung zugewiesen sind.

[0015] Die nachteiligen Effekte des Fadings können weiterhin in einem gewissen Umfang in einem CDMA System durch Steuerung der Sendeleistung kontrolliert werden. Ein System zur Zellstations- und Mobilitätsleistungssteuerung ist in dem U.S. Patent Nr. 5,056,109, erteilt am 8. Oktober 1991, betitelt „Method and Apparatus for Controlling Transmission Power in a CDMA Cellular Mobile Telephone System“, offenbart, wobei dieses dem Rechtsnachfolger der vorliegenden Erfindung zugewiesen ist.

[0016] Die CDMA Techniken, wie sie in dem U.S. Patent Nr. 4,901,307 offenbart sind, erwägen den Einsatz von kohärenter Modulation und Demodulation für beide Richtungen auf der Verbindung in Mobil-Satellitkommunikationen. Entsprechend ist darin der Einsatz eines Pilotträgersignals als eine kohärente Phasenreferenz für die Satelliten-zu-Mobil Verbindung und die Zell-zu-Mobil Verbindung offenbart. In der terrestrischen zellularen Umgebung schließt jedoch der Schweregrad des Vielwegfadings mit der daraus folgenden Phasenstörung den Einsatz von kohärenten Demodulationstechniken für die Mobil-zu-Zell Verbindung aus. Die vorliegende Erfin-

ung liefert daher Mittel zum Überwinden der nachteiligen Effekte von Vielweg in der Mobil-zu-Zell bzw. der Funktelefon-zu-Zell Verbindung durch Einsatz von nicht kohärenter Modulation und Demodulationstechniken.

[0017] Die CDMA Techniken, wie sie in der U.S. Patent Nr. 4,901,307 offenbart sind, erwägen weiterhin den Einsatz von relativ langen PN-Sequenzen, wobei jedem Benutzerkanal eine unterschiedliche PN-Sequenz zugewiesen wird. Die Kreuzkorrelation zwischen verschiedenen PN-Sequenzen und die Autokorrelation einer PN-Sequenz für alle Zeitverschiebungen mit Ausnahme von Null haben beide einen Durchschnittswert von Null, was es ermöglicht, die verschiedenen Benutzersignale beim Empfang voneinander zu unterscheiden. Solche PN-Signale sind jedoch nicht orthogonal. Obwohl sich die Kreuzkorrelation auf Null mittelt folgt für ein kurzes Zeitintervall, wie z.B. für eine Informations-Bit Zeit, die Kreuzkorrelation einer binomischen Verteilung. Daher interferieren die Signale miteinander so als wären sie breites bandbreiten gaußsches Rauschen (Wide Bandwidth Gaussian Noise) mit derselben Leistungsspektraldichte. Daher begrenzen die anderen Benutzersignale bzw. das gegenseitige Interferenzrauschen, schlußendlich die erreichbare Kapazität.

[0018] Die Existenz von Vielweg bzw. Mehrwegen kann Weg-Diversity in einem breitbandigen PN CDMA System vorsehen. Wenn zwei oder mehrere Wege zur Verfügung stehen, die einem Wegverzögerungsunterschied von mehr als einer Mikrosekunde haben, können zwei oder mehrere PN-Empfänger eingesetzt werden um diese Signale separat zu empfangen. Da diese Signale typischerweise eine Unabhängigkeit bei Vielweg Fading an den Tag legen, d.h. die Signale „faden“ nicht gleichzeitig, können die Ausgaben der zwei Empfänger Diversity-Kombiniert werden. Daher tritt ein Leistungsverlust nur auf, wenn beide Empfänger Fades zur selben Zeit erfahren. Daher ist ein Aspekt der vorliegenden Erfindung das Vorsehen von zwei oder mehr PN-Empfängern in Kombination mit einem Diversity bzw. Vielfaltskombinierer. Um die Existenz von Vielwegsignalen auszunutzen und Fading zu überwinden, ist es nötig eine Wellenform einzusetzen, die es ermöglicht Weg Vielseitigkeitskombinierungsoperationen auszuführen.

[0019] Es ist daher ein Ziel der vorliegenden Erfindung um für die Erzeugung von PN-Sequenzen vorzusehen, die orthogonal sind um gegenseitige Interferenz zu reduzieren, wodurch eine größere Benutzerkapazität erreicht wird, und weiter Weg-Diversity zu unterstützen, wodurch Fading überwunden werden kann.

[0020] Weiterhin wird auf das Dokument EP 0 371 358 hingewiesen, das einen Funkempfänger, wie bei-

spielsweise ein Mobilfunktelefon, offenbart, der einen Empfängerabschnitt, einen Senderabschnitt, eine Steuereinheit zum Steuern des Timings bzw. der Zeitsteuerung von Übertragungen und Mittel zum Erzeugen eines vorherbestimmten Signals (vorzugsweise das Gleiche, wie der von einer Basisstation gesendete Präambel-Code) und Mittel zum Speisen dieses Signals durch den Senderabschnitt, aufweist. Eine Kompensation für Zeitverzögerungen in den Empfänger- und Senderabschnitten ist vorgesehen durch Speisen des Signals zurück durch den Empfängerabschnitt und Messen der Verzögerung in dem Signal.

Zusammenfassung der Erfindung

[0021] Gemäß der vorliegenden Erfindung ist ein Zellenstandort gemäß Anspruch 1, ein Verfahren zum Einstellen einer Sendezeitsteuerung von empfangenen Signalen gemäß Anspruch 17, eine Kommunikationseinheit gemäß Anspruch 25 und ein Verfahren zum Einstellen von Signalsende-Timing bzw. -Zeitsteuerung gemäß Anspruch 39, vorgesehen. Bevorzugte Ausführungsbeispiele der Erfindung werden in den Unteransprüchen beschrieben.

[0022] Die Implementierung von Spreizspektrum- bzw. Bandspreizkommunikationstechniken, insbesondere CDMA Techniken, in der mobilen, zellularen Telefonumgebung liefern daher Merkmale, die erheblich die Systemzuverlässigkeit und Kapazität gegenüber anderen Kommunikationssystemtechniken verbessern. CDMA Techniken, wie zuvor erwähnt, ermöglichen Probleme, wie z.B. Fading und Interferenz, auf einfache Weise zu überwinden. Demgemäß fördern CDMA Techniken eine verbesserte Frequenzwiederverwendung, wodurch eine wesentliche Erhöhung der Anzahl von Systembenutzern ermöglicht wird.

[0023] Die vorliegende Erfindung ist ein neues und verbessertes Verfahren und System zum Konstruieren von PN-Sequenzen, die Orthogonalität zwischen den Benutzern vorsehen, so daß gegenseitige Interferenz reduziert wird, wodurch eine höhere Kapazität und eine bessere Verbindungsleistung ermöglicht wird. Mit orthogonalen PN-Codes ist die Kreuzkorrelation über ein vorbestimmtes Zeitintervall Null, was in keiner Interferenz zwischen den orthogonalen Codes resultiert, solange sichergestellt wird, daß die Codezeitrahmen gegeneinander zeitlich ausgerichtet sind.

[0024] In einem Ausführungsbeispiel werden Signale zwischen einer Zellstation bzw. Zellstandort und Mobileinheiten mittels Direktsequenz Spreizspektrumkommunikationssignalen kommuniziert. In der Zell-zu-Mobil Verbindung, werden Pilot-, Sync-, Paging- und Sprachkanäle definiert. Information, die auf den Zell-zu-Mobil Verbindungskanälen kommuniziert

wird, ist im allgemeinen codiert, interleaved bzw. verschachtelt, Bi-Phase Shift Key-(BPSK)-moduliert mit einer orthogonalen Abdeckung eines jeden BPSK Symbols zusammen mit Quadrature Phase Shift Key-(QPSK)-Spreizung der abgedeckten Symbole.

[0025] In der Mobil-zu-Zell Verbindung sind Zugriffs- bzw. Access- und Sprachkanäle definiert. Information, die auf den Mobil-zu-Zell Verbindungskanälen kommuniziert wird, ist in der Regel codiert, interleaved und orthogonale Signalgebung zusammen mit QPSK-Spreizung wird eingesetzt.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0026] Die Merkmale, Ziele und Vorteile der vorliegenden Erfindung werden noch offensichtlicher aus der unten angeführten detaillierten Beschreibung, wenn diese zusammen mit den Zeichnungen studiert wird, wobei in den Zeichnungen diese Bezugszeichen entsprechendes durchweg bezeichnen und Folgendes zeigen:

[0027] [Fig. 1](#) ist eine schematische Übersicht eines beispielhaften CDMA zellularen Telefonsystems;

[0028] [Fig. 2](#) ist ein Blockdiagramm der Zellstationsausrüstung, wie sie in dem CDMA zellularen Telefonsystem implementiert ist;

[0029] [Fig. 3](#) ist ein Blockdiagramm des Zellstationsempfängers;

[0030] [Fig. 4](#) ist ein Blockdiagramm des Zellstationssendemodulators; und

[0031] [Fig. 5](#) ist ein beispielhaftes Timing- bzw. Zeitablaufdiagramm der Sync Kanalsymbol Synchronisierung;

[0032] [Fig. 6](#) ist ein beispielhaftes Timing-Diagramm des Sync-Kanaltimings mit orthogonaler Abdeckung;

[0033] [Fig. 7](#) ist ein beispielhaftes Timing-Diagramm des gesamten Zell-zu-Mobil Verbindungstimmings;

[0034] [Fig. 8](#) ist ein Blockdiagramm der Ausrüstung der Mobiltelefonschaltzentrale (Mobile Telephone Switching Office);

[0035] [Fig. 9](#) ist ein Blockdiagramm des Telefons, der Mobileinheit konfiguriert für CDMA Kommunikation indem CDMA zellularen Telefonsystems;

[0036] [Fig. 10](#) ist ein Blockdiagramm des Empfängers der Mobileinheit; und

[0037] [Fig. 11](#) ist ein Blockdiagramm des Sendemo-

dulators der Mobileinheit;

[0038] [Fig. 12](#) ist ein beispielhaftes Timing-Diagramm der Mobil-zu-Zell Verbindung für variable Datenraten mit Burst Übertragung; und

[0039] [Fig. 13](#) ist ein beispielhaftes Timing-Diagramm des gesamten Mobil-zu-Zell Verbindungstimmings.

Detaillierte Beschreibung der bevorzugten Ausführungsbeispiele

[0040] In einem CDMA zellularen Telefonsystem hat jede Zellstation eine Vielzahl von Modulator-, Demodulatoreinheiten oder Spreizspektrummodems. Jedes Modem besteht aus einem Digitalspreizspektrumsendemodulator, mindestens einem Digitalspreizspektrumdatenempfänger und einem Suchempfänger. Jedes Modem in der Zellstation wird nach Bedarf einer Mobileinheit zugewiesen um Kommunikationen mit der zugewiesenen Mobileinheit durchzuführen.

[0041] Ein Soft-Handoff-Schema wird für ein CDMA zellularen Telefonsystem eingesetzt, in welchem ein neues Zellstationsmodem einer Mobileinheit zugewiesen wird, während das alte Zellstationsmodem weiterhin den Anruf versorgt. Wenn die Mobileinheit sich in dem Übergangsbereich zwischen zwei Zellstationen befindet, kann der Anruf zwischen Zellstationen je nach Signalstärkenvorgabe vor und zurück bzw. hin und her geschaltet werden. Da die Mobileinheit immer durch zumindest ein Zellstationsmodem kommuniziert treten weniger störende Effekte für die Mobileinheit oder für die Versorgung auf. Die Mobileinheit setzt somit mehrere Empfänger ein für eine Unterstützung während des Handoff-Prozesses zusätzlich zu einer Diversity Funktion zur Abschwächung der Auswirkungen des Fadings.

[0042] In dem CDMA zellularen Telefonsystem sendet jede Zellstation ein „Pilotträger“-Signal. Sollte die Zelle in Sektoren unterteilt sein, hat jeder Sektor ein zugeordnetes verschiedenes Pilotsignal innerhalb der Zelle. Das Pilotsignal wird von den Mobileinheiten benutzt um eine anfängliche Systemsynchronisation zu erhalten und um eine robuste Zeit-, Frequenz- und Phasenerfassung der von der Zellstation übertragenen Signale vorzusehen. Jede Zellstation sendet außerdem spreizspektrummodulierte Information, wie z.B. Zellstationsidentifikation, Systemtiming, Mobil Paging Information und verschiedene andere Steuersignale.

[0043] Das Pilotsignal, das von jedem Sektor einer jeden Zelle übertragen wird, hat den selben Spreizcode, jedoch mit verschiedenen Codephasenoffsets. Phasenoffsets erlaubt es die Pilotsignale voneinander zu unterscheiden um so die erzeugenden Zellsta-

tionen oder Sektoren zu unterscheiden. Der Einsatz desselben Pilotsignalcodes erlaubt es der Mobileinheit die Systemtimingsynchronisation durch eine einzelne Suche durch alle Pilotsignalcodephasen zu finden. Das stärkste Pilotsignal, wie es durch einen Korrelationsprozeß für jede Codephase bestimmt, ist einfach identifizierbar. Das identifizierte stärkste Pilotsignal entspricht im allgemeinen dem Pilotsignal, das von der nächsten Zellstation gesendet wird. Das stärkste Pilotsignal wird jedoch eingesetzt unabhängig davon ob es von der nächsten bzw. am nächsten liegenden Zellstation gesendet wird.

[0044] Nach der Akquirierung des stärksten Pilotsignals, d.h. der anfänglichen Synchronisation der Mobileinheit mit dem stärksten Pilotsignal, sucht die Mobileinheit nach anderen Trägern, die von allen Systemteilnehmern in der Zelle empfangen werden soll. Diese Träger, der Synchronisationskanal genannt wird, sendet eine Übertragungsnachricht bzw. Rundrufnachricht, die Systeminformationen für den Einsatz durch alle Mobileinheiten in dem System, enthält. Die Systeminformation identifiziert die Zellstation und das System und liefert darüber hinaus Information die es ermöglicht, die langen PN-Codes, Interleaver Rahmen, Vocoder und andere Systemtiminginformation, die von den Mobileinheiten benutzt werden, synchronisiert zu werden ohne ein zusätzliches Suchen. Ein anderer Kanal, der als Paging-Kanal bezeichnet wird, kann ebenfalls vorgesehen werden um Nachrichten an Mobiltelefone zu senden, um anzuzeigen, daß ein Anruf für sie angekommen ist und um mit Kanaluweisungen zu antworten wenn ein Mobiltelefon einen Anruf initiiert.

[0045] Die Mobileinheit fährt fort den empfangenen Pilotträgersignalcode mit den Codeoffsets, die einem Zellstandort benachbarten Sektor oder benachbarten gesendeten Pilotsignalen entsprechen, zu scannen. Dieses Scannen wird durchgeführt um zu bestimmen, ob ein Pilotsignal, das von einem benachbarten Sektor oder Zelle herrührt, stärker wird als das Pilotsignal, das zuerst als das Stärkste bestimmt wurde. Wenn, während dieses anrufinaktiven Modus, ein Pilotsignal eines Nachbarsektors oder Nachbarzellstation stärker wird als das von dem anfänglichen Zellstationssektor oder zellstationsgesendeten Pilotsignal, wird die Mobileinheit die stärkeren Pilotsignale und entsprechende Sync- und Paging-Kanäle des neuen Sektors oder Zellstation akquirieren.

[0046] Wenn ein Anruf initiiert wird, wird eine pseudostatistische bzw. Pseudonoise (PN) Codeadresse bestimmt für den Einsatz während des Verlaufs dieses Anrufs. Die Codeadresse kann entweder durch die Zellstation zugewiesen werden oder kann per Vorausbestimmung basierend auf der Identität der Mobileinheit bestimmt sein. Nachdem ein Anruf initiiert ist fährt die Mobileinheit fort das Pilotsignal übertragen von der Zellstation mit derer Kommunikationen

aufgebaut wurden, zu scannen und zwar zusätzlich zu Pilotsignalen von benachbarten Sektoren oder Zellen. Das Pilotsignalscannen wird fortgesetzt um zu bestimmen ob eins der von benachbarten Sektoren oder Zellen gesendeten Pilotsignale stärker wird als das Pilotsignal, das von der Zellstation gesendet wird, mit der die Mobileinheit in Kommunikation steht. Wenn das Pilotsignal, das einer benachbarten Zelle oder Zellsektor zugewiesen ist, stärker wird als das Pilotsignal der gegenwärtigen Zelle oder Zellsektor, ist dies ein Anzeichen für die Mobileinheit daß eine neue Zelle oder Zellsektor betreten wurde und daß ein Handoff bzw. eine Übergabe initiiert werden sollte.

[0047] Ein beispielhaftes Telefonsystem, in welchem die vorliegende Erfindung ausgestaltet ist, wird in der [Fig. 1](#) dargestellt. Das System dargestellt in der [Fig. 1](#) setzt Spreizspektrummodulationstechniken in einer Kommunikation zwischen den Systemmobileinheiten bzw. Mobiltelefonen und den Zellstationen ein. Zellulare Systeme in großen Städten können hunderte von Zellstationsstandorten (Cell-Sites Stations) haben, die hunderttausende von Mobiltelefonen versorgen. Der Einsatz von Spreizspektrumtechniken, insbesondere CDMA, ermöglicht auf einfache Weise eine Erhöhung der Benutzerkapazität in Systemen dieser Größe im Vergleich zu herkömmlichen zellularen Systemen mit FM Modulation.

[0048] In der [Fig. 1](#) umfaßt ein Systemcontroller und Schalter **10**, auf den auch als Mobiltelefonschaltzentrale (Mobile Telephone Switching Office (MTSO)) Bezug genommen wird, typischerweise Interface- und Verarbeitungsschaltungen zum Vorsehen einer Systemsteuerung für die Zellstationen. Controller **10** steuert ebenfalls das Routen von Telefonanrufen von dem öffentlichen Fernsprechwahlnetz (Public Switched Telephone Network (PSTN)) zu den geeigneten Zellstationen für eine Übertragung zu den geeigneten Mobileinheiten. Controller **10** steuert ebenfalls das Routen von Anrufen von den Mobileinheiten über zumindest eine Zellstation zu dem PSTN. Controller **10** kann Anrufe zwischen mobilen Teilnehmern über die geeigneten Zellstationen verbinden, da die Mobileinheiten typischerweise nicht direkt miteinander kommunizieren.

[0049] Controller **10** kann an die Zellstationen über verschiedene Mittel, wie z.B. zugewiesene Telefonleitungen, optische Lichtfaserverbindungen oder Mikrowellenkommunikationsverbindungen gekoppelt sein. In [Fig. 1](#) sind zwei solche beispielhaften Zellstationen **12** und **14** zusammen mit Mobileinheiten **16** und **18**, die jeweils ein zellulares Telefon beinhalten, dargestellt. Bezüglich der hier diskutierten und in den Zeichnungen dargestellten Zellstationen **12** und **14** wird angenommen, daß diese eine gesamte Zelle versorgen. Es ist jedoch zu verstehen, daß die Zelle geographisch in Sektoren aufgeteilt sein

kann, wobei jeder Sektor als ein anderes Versorgungsgebiet betrachtet wird. Demgemäß werden Handoffs zwischen Sektoren derselben Zelle durchgeführt, wie es hierherinnen bezüglich mehrerer Zellen beschrieben ist, währenddessen ebenfalls Diversity zwischen Sektoren, wie sie für Zellen besteht, erreicht werden kann.

[0050] In [Fig. 1](#) definieren die bepfeilten Linien **20a–20b** und **22a–22b** jeweils mögliche Kommunikationsverbindungen zwischen Zellstation **12** und Mobileinheit **16** und **18**. Ähnlich definieren die bepfeilten Linien **24a–24b** bzw. **26a–26b** jeweils die möglichen Kommunikationsverbindungen zwischen Zellstation **14** und Mobileinheiten **16** und **18**. Zellstationen **12** und **14** senden nominal mit der gleichen Leistung.

[0051] Die Zellstationsversorgungsgebiete bzw. Zellen sind in geographischen Formen ausgestaltet, so daß die Mobileinheit normalerweise am nächsten zu einer Zellstation, und innerhalb eines Zellsektors, wenn die Zelle in Sektoren unterteilt sein sollte, ist. Wenn die Mobileinheit idle bzw. untätig ist, d.h. keine Anrufe durchgeführt werden, überwacht die Mobileinheit kontinuierlich die Pilotsignalübertragungen von jeder in der Nähe befindlichen Zellstation und, wenn anwendbar, von einer einzelnen Zellstation, in die Zelle sektorisiert ist. Wie in [Fig. 1](#) dargestellt, werden die Pilotsignale jeweils zu der Mobileinheit **16** von Zellstation **12** und **14** über ausgehende oder Vorwärtskommunikationsverbindungen **20a** und **26a** gesendet. Die Mobileinheit **16** kann bestimmen in welcher Zelle sie sich befindet durch Vergleichen der Signalstärke der Pilotsignale, die von den Zellstationen **12** und **14** übertragen werden.

[0052] In dem Beispiel, das in der [Fig. 1](#) dargestellt ist, kann die Mobileinheit **16** als am nächsten zu der Zellstation **12** angesehen werden. Wenn die Mobileinheit **16** einen Anruf initiiert wird eine Steuernachricht an die am nächsten liegende Zellstation, Zellstation **12**, gesendet. Nach Empfang der Anruferfordernungsnachricht transferiert die Zellstation **12** die angerufene Nummer an die Systemsteuerung bzw. Controller **10**. Der Systemcontroller **10** verbindet dann den Anruf über das PSTN an den gewünschten Empfänger.

[0053] Sollte ein Anruf innerhalb des PSTN initiiert werden sendet Controller **10** die Anrufinformation an alle Zellstationen in dem Gebiet. Die Zellstationen senden wiederum eine Paging-Nachricht innerhalb eines jeweiligen Versorgungsgebiets, die für den angerufenen Empfangsmobilbenutzer bestimmt ist. Wenn die bestimmungsgemäße Empfangsmobileinheit die Paging Nachricht hört antwortet sie mit einer Steuernachricht, die zu der am nächsten liegenden Zellstation gesendet wird. Diese Steuernachricht signalisiert dem Systemcontroller, daß diese bestimmte Zellstation in Kommunikation mit der Mobileinheit

steht. Controller **10** routet bzw. vermittelt dann den Anruf durch die Zellstationen zu der Mobileinheit. Sollte sich die Mobileinheit **16** aus dem Versorgungsbereich der anfänglichen Zellstation, Zellstation **12**, bewegen wird ein Versuch unternommen, den Anruf durch Routen des Anrufs durch eine andere Zellstation fortzusetzen.

[0054] Bezüglich zellularer Telefonsysteme hat die Federal Communications Commission (FCC) insgesamt 25 MHz für die Mobil-zu-Zell Verbindungen und 25 MHz für die Zell-zu-Mobil Verbindungen zugewiesen. Die FCC hat die Zuweisung auf gleicher Weise zwischen zwei Service Providern aufgeteilt, von denen einer die drahtgebundene Telefongesellschaft für das Versorgungsgebiet ist und die andere per Lotterie ausgewählt wurde. Aufgrund der Reihenfolge, in welcher die Zuweisungen durchgeführt wurden, sind die 12,5 MHz, die jedem Träger für jede Richtung der Verbindung zugewiesen wurde noch mal in zwei Unterbänder unterteilt. Für die drahtgebundenen Träger, sind die Unterbänder in jeweils 10 MHz und 2,5 MHz breit. Für die nicht-drahtgebundenen Träger, sind die Unterbänder jeweils 11 MHz und 1,5 MHz breit. Somit kann eine Signalbandbreite von weniger als 1,5 MHz in jedes der Unterbänder eingefügt werden, während eine Bandbreite von weniger als 2,5 MHz in alle bis auf ein Unterband eingefügt werden kann.

[0055] Um eine maximale Flexibilität in der Zuweisung der CDMA Technik auf das zur Verfügung stehende zellulare Frequenzspektrum zu bewahren sollte die in dem zellularen Telefonsystem eingesetzte Wellenform eine geringere Bandbreite als 1,5 MHz haben. Eine gute zweite Wahl würde eine Bandbreite von ungefähr 2,5 MHz sein, was eine volle Flexibilität für die drahtgebundenen zellularen Träger (Wireline Cellular Carriers) ermöglicht und eine fast vollständige Flexibilität für nicht-drahtgebundene zellulare Träger. Während der Einsatz einer breiteren Bandbreite den Vorteil bietet, daß eine verbesserte Vielwegunterscheidung vorhanden ist, existieren Nachteile durch erhöhte Ausrüstungskosten um geringere Flexibilität in der Frequenzzuweisung innerhalb der zugewiesenen Bandbreite.

[0056] In einem spreizspektrumzellularen Telefonsystem, wie es in der [Fig. 1](#) dargestellt ist, beinhaltet die bevorzugte Wellenformausgestaltung einen direktsequenzpseudostatistischen Rauschspektrumträger (Direct Sequence Pseudonoise Spread Spectrum Carrier). Die Chiprate der PN-Sequenz wird als 1,2288 MHz in dem bevorzugten Ausführungsbeispiel gewählt. Die bestimmte Chiprate wird so gewählt, daß die resultierende Bandbreite, ungefähr 1,25 MHz nach der Filterung, ungefähr ein Zehntel der Gesamtbandbreite ist, die einem zellularen Versorgungsträger zugeteilt ist.

[0057] Eine weitere Erwägung in der Auswahl der

genauen Chiprate ist die, daß es wünschenswert ist, daß die Chiprate genau teilbar ist durch die Basisbanddatenrate, die in dem System eingesetzt wird. Es ist außerdem wünschenswert, daß der Divisor eine zweier Potenz ist. In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel ist die Basisbanddatenrate 9600 Bits pro Sekunde was zu einer Wahl von 1,2288 MHz, 128 Mal 9600, für die PN-Chiprate führt.

[0058] In der Zell-zu-Mobil Verbindung werden die binären Sequenzen, die für das Spreizen des Spektrums eingesetzt werden, von zwei verschiedenen Typen von Sequenzen konstruiert, von denen jede verschiedene Eigenschaften hat um verschiedene Funktionen vorzusehen. Es gibt einen äußeren Code, der von allen Signalen in einer Zelle oder Sektor geteilt wird und der eingesetzt wird um zwischen Vielseitigkeitsignalen zu unterscheiden. Der äußere Code wird ebenfalls dafür eingesetzt zwischen Signalen zu unterscheiden die von verschiedenen Zellen oder Sektoren zu den Mobileinheiten gesendet werden. Es gibt ebenfalls einen inneren Code, der eingesetzt wird um zwischen Benutzersignalen, die von einer einzelnen Zelle oder Sektor gesendet werden, zu unterscheiden.

[0059] Das Trägerwellenformdesign bzw. die Trägerwellenformausgestaltung in dem bevorzugten Ausführungsbeispiel der zellstationsgesendeten Signale setzt einen sinusförmigen Träger ein, der Quadruphasen (Vierphasen) moduliert wird durch ein Paar von binären PN-Sequenzen, die den äußeren Code gesendet durch einen einzelnen Sektor oder Zelle vorsehen. Die Sequenzen werden durch zwei verschiedene PN-Generatoren derselben Sequenzlänge erzeugt. Eine Sequenz Bi-Phasen moduliert den In-Phasenkanal (I-Kanal) des Trägers und die andere Sequenz Bi-Phasen moduliert die Quadratur Phase (Q-Kanal) des Trägers. Die resultierenden Signale werden summiert um einen zusammengesetzten Vierphasenträger (Composite Four-Phase Carrier) zu bilden.

[0060] Obwohl die Werte einer logischen „Null“ und einer logischen „Eins“ herkömmlicherweise eingesetzt werden um die binären Sequenzen darzustellen, sind die Signalspannungen, die in dem Modulationsprozeß eingesetzt werden +V Volt für eine logische „Eins“ und –V Volt für eine logische „Null“. Um ein sinusförmiges Signal Bi-Phasen zu modulieren wird eine Sinusfunktion mit Null Volt Durchschnittswert mit dem +V oder –V Spannungspegel multipliziert und zwar gesteuert durch die binären Sequenzen mittels einer Multiplizierschaltung. Das resultierende Signal kann dann bandbegrenzt werden mittels Durchlaufen eines Bandpaßfilters. Es ist außerdem auf dem Fachgebiet bekannt, den binären Sequenzstrom Tiefpaß zu filtern vor dem Multiplizieren mit dem sinusförmigen Signal, wodurch die Reihenfolge der Operationen vertauscht wird. Ein Quadra-

phasen Modulator besteht aus zwei Bi-Phasen Modulatoren, die jeweils durch eine unterschiedliche Sequenz betrieben werden und wobei die sinusförmigen Signale, die in den Bi-Phasen Modulatoren eingesetzt werden, eine 90° Phasenverschiebung zwischen sich haben.

[0061] In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel wird die Sequenzlänge für den gesendeten Signalträger als 32.768 Chips gewählt. Sequenzen von dieser Länge können erzeugt werden durch einen modifizierten Maximalängen linearen Sequenzgenerator durch Addieren eines Null Bits zu einer Sequenz mit einer Länge 32.767 Chip (Length 32767 Chip Sequence). Die resultierende Sequenz hat gute Kreuzkorrelations- und Autokorrelationseigenschaften. Gute Kreuzkorrelations- und Autokorrelationseigenschaften sind nötig um eine wechselseitige Interferenz zwischen Pilotträgern, die von verschiedenen Zellen gesendet werden, zu verhindern.

[0062] Eine Sequenz mit dieser kurzen Länge ist wünschenswert, um die Akquisitionszeit bzw. Akquirierungszeit der Mobileinheiten zu minimieren wenn sie zum ersten Mal das System betreten ohne eine Kenntnis über das Systemtiming. Bei unbekanntem Timing muß die gesamte Länge der Sequenz gesucht werden um das korrekte Timing zu bestimmen. Um so länger die Sequenz ist um so länger wird die Zeit für die Akquisitionssuche sein. Obwohl Sequenzen die kürzer sind als 32.768, eingesetzt werden könnten, muß beachtet werden, daß wenn sich die Sequenzlänge reduziert die Codeverarbeitungsverstärkung bzw. Codeverarbeitungsgewinn (Code Processing Gain) reduziert wird. Wenn die Verarbeitungsverstärkung reduziert wird, wird außerdem die Zurückweisung von Vielweginterferenz zusammen mit Interferenz von benachbarten Zellen und anderen Quellen ebenfalls reduziert, und zwar möglicherweise auf inakzeptable Pegel. Daher ist es wünschenswert die längste Sequenz einzusetzen, die in einer vernünftigen Zeit akquiriert werden kann. Es ist außerdem wünschenswert dieselben Codepolynome in allen Zellen einzusetzen, so daß die Mobileinheit, die nicht weiß in welcher Zelle sie sich befindet, einen vollen Synchronisation durch durchsuchen eines einzelnen Codepolynoms erhalten kann, wenn sie anfänglich die Synchronisation akquiriert.

[0063] Um den Synchronisationsprozeß zu vereinfachen sind alle Zellen in dem System in Bezug zu einander synchronisiert. In dem Ausführungsbeispiel wird die Zellsynchronisation erreicht durch Synchronisierung aller Zellen auf eine gemeinsame Zeitreferenz, und zwar dem Navstar Global Positioning System-Satellitennavigationssystem, was wiederum selbst zu der Universal Coordinated Time (UTC) synchronisiert ist.

[0064] Signale von verschiedenen Zellen werden

voneinander unterschieden durch Vorsehen von Zeitoffsets auf den grundlegenden Sequenzen. Jede Zelle wird ein unterschiedlicher Zeitoffset auf den grundlegenden Sequenzen, die sich von ihren Nachbarn unterscheidet, zugewiesen. In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel wird die 32.768 Wiederholungsperiode in einen Satz von 512 Timingoffsets unterteilt. Die 512 Offsets sind 64 Chips voneinander beabstandet. Jeder Sektor einer jeden Zelle in einem zellularen System ist ebenfalls ein unterschiedlicher der Offsets zugewiesen und zwar für den Einsatz für alle seine Übertragungen. Wenn es mehr als 512 Sektoren oder Zellen in dem System gibt dann können die Offsets auf die selbe Art und Weise wiederverwendet werden, wie Frequenzen in gegenwärtigen analogen FM zellularen Systemen wiederverwendet werden. In anderen Designs könnte eine Zahl die sich von 512 Offsets unterscheidet eingesetzt werden. Wenn die Zuweisung der Pilotsignaloffsets mit vernünftiger Vorsicht erfolgt, sollte es niemals nötig sein daß eng benachbarte Zellen die Zeitoffsets von eng benachbarten Zeilen einsetzen.

[0065] Alle Signale, die von einer Zelle oder von einem der Sektoren der Zelle gesendet werden, teilen sich die selben äußeren PN-Codes für die I- und Q-Kanäle. Diese Signale werden ebenfalls mit einem inneren orthogonalen Code, der mittels Walsh-Funktionen erzeugt wird, gespreizt. Ein Signal, das an einem bestimmten Benutzer adressiert ist, wird mit den äußeren PN-Sequenzen und einer bestimmten Walsh-Sequenz, oder Sequenz von Walsh-Sequenzen, die durch den Systemcontroller für die Dauer des Telefonanrufes des Benutzers zugewiesen werden, multipliziert. Derselbe innere Code wird auf beide, den I- und Q-Kanal angewendet und resultiert in einer Modulation die im Endeffekt Bi-Phase für den inneren Code ist.

[0066] Es ist auf dem Fachgebiet bekannt, daß ein Satz von n orthogonalen binären Sequenzen jeweils mit einer Länge n , wobei n eine Potenz von 2 ist, konstruiert werden kann, siehe „Digital Communications with Space Applications“, S.W. Golomb et al., Prentice-Hall, Inc, 1964, Seiten 45 bis 64. Tatsächlich sind Sätze von orthogonalen binären Sequenzen auch für die meisten Längen, die ein Vielfaches von vier und weniger als zwei hundert sind, bekannt. Eine Klasse von solchen Sequenzen, die auf einfache Weise generiert werden können, werden als Walsh-Funktionen bezeichnet, und sind ebenfalls als Hadamard Matrizen bekannt.

[0067] Eine Walsh-Funktion der Ordnung n kann rekursiv wie folgt definiert werden:

$$W(n) = \begin{vmatrix} W(n/2) & W(n/2) \\ W(n/2) & W'(n/2) \end{vmatrix}$$

Wobei W' das logische Komplementär von W be-

zeichnet, und $W(1) = |0|$ ist.

[0068] Somit,

$$W(2) = \begin{vmatrix} 0, 0 \\ 0, 1 \end{vmatrix} \quad \text{und}$$

$$W(4) = \begin{vmatrix} 0, 0, 0, 0 \\ 0, 1, 0, 1 \\ 0, 0, 1, 1 \\ 0, 1, 1, 0 \end{vmatrix}$$

[0069] $W(8)$ ist wie folgt:

$$W(8) = \begin{vmatrix} 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0 \\ 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1 \\ 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1 \\ 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0 \\ 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1 \\ 0, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 0 \\ 0, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 0 \\ 0, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 1 \end{vmatrix}$$

[0070] Eine Walsh-Sequenz ist eine der Zeilen einer Walsh-Funktionsmatrix. Eine Walsh-Funktion der Ordnung n beinhaltet n Sequenzen, wobei jede eine Länge von n Bits hat.

[0071] Eine Walsh-Funktion der Ordnung n (sowie andere orthogonale Funktionen) haben die Eigenschaft, das über dem Intervall von n Codesymbol die Kreuzkorrelation zwischen all diesen unterschiedlichen Sequenzen innerhalb des Satzes Null ist, solange die Sequenzen miteinander zeitlich ausgerichtet sind. Dies kann daher gesehen werden, daß festgestellt wird, daß jede Sequenz sich von jeder anderen Sequenz in genau der Hälfte ihrer Bits unterscheidet. Es ist ebenfalls festzustellen, daß es immer eine Sequenz gibt, die nur Nullen enthält und daß all die anderen Sequenzen zur Hälfte Einsen und zur Hälfte Nullen enthält.

[0072] Benachbarte Zellen und Sektoren können die Walsh-Sequenzen erneut einsetzen bzw. wiederverwenden, da die äußeren PN-Codes, die im benachbarten Zellen und Sektoren eingesetzt werden, verschieden sind. Da die unterschiedlichen Ausbreitungszeiten für Signale zwischen einer bestimmten Mobiltelefonposition in zwei oder mehr verschiedenen Zellen ist es nicht möglich die Bedingung nach einer Zeitausrichtung, die für eine Walsh-Funktionsortho-

gonalität für beide Zellen gleichzeitig zu erfüllen. Daher muß man sich darauf verlassen, daß der äußere PN-Code die Unterscheidung zwischen Signalen liefert, die an der Mobileinheit von verschiedenen Zellen ankommt. Alle Signale, die von einer Zelle gesendet werden, sind jedoch orthogonal zueinander und tragen daher nicht zu einer Interferenz untereinander bei. Dies eliminiert den Hauptteil der Interferenz in den meisten Positionen, was es erlaubt eine höhere Kapazität zu erhalten.

[0073] Das System sieht weiterhin vor, daß der Sprachkanal ein variabler Ratenkanal ist, dessen Datenrate bzw. Datengeschwindigkeit von Datenblock zu Datenblock variiert werden kann mit einem Minimum bezüglich eines benötigten Overheads, um die zu benützende Datenrate zu steuern. Der Einsatz von variablen Datenraten reduziert die gegenseitige Interferenz durch Eliminierung von unnötigen Übertragungen wenn es keine sinnvolle Sprache für die Übertragung gibt. Algorithmen werden eingesetzt innerhalb des Vocoders zu Erzeugung einer variierenden Anzahl von Bits in jedem Vocoderblock gemäß Variationen in der Sprachaktivität. Während aktiver Sprache kann der Vocoder 20 Millisekunden Datenblocks, die 20, 40, 80 oder 160 Bits beinhalten erzeugen, in Abhängigkeit von der Aktivität des Sprechers. Es ist wünschenswert, die Datenblocks in einem festen Zeitbetrag zu übertragen und zwar durch Variation der Rate der Übertragung. Es ist weiterhin wünschenswert, daß keine Signalisierungsbits nötig sind um den Empfänger davon zu informieren, wie viele Bits gesendet werden.

[0074] Die Blocks werden weiterhin durch einen Einsatz eines zyklischen Blocksicherungscode bzw. Cyclic Redundancy Check Code (CRCC) codiert, der an den Block einen zusätzlichen Satz von Parity Bits anhängt, die dafür eingesetzt werden können um zu bestimmen ob der Datenblock korrekt decodiert wurde oder nicht. CRCC Check Codes werden produziert durch Dividieren des Datenblocks durch ein vorbestimmtes binäres Polynom. Der CRCC besteht aus allen, oder einem Teil der, verbleibenden Bits des Teilungsprozesses. Der CRCC wird in dem Empfänger überprüft durch Reproduzieren desselben Rests bzw. Divisionsrest und durch Überprüfen um zu vergleichen ob die empfangenen Restbits dieselben sind wie die neu generierten Überprüfungsbits.

[0075] In der offenbarten Erfindung decodiert der empfangene Decoder den Block so als ob er 160 Bits enthält, und dann noch einmal so als ob er 80 Bits enthält, usw. und zwar bis alle möglichen Blocklängen ausprobiert wurden. Der CRCC wird für jede Versuchsdecodierung berechnet. Wenn eine der Versuchsdecodierungen in einem korrekten CRCC resultiert, wird der Datenblock akzeptiert und an den Vocoder für die weitere Verarbeitung weitergegeben. Wenn keine Versuchsdecodierung einen gültigen

CRCC produziert, werden die empfangenen Symbole an den Systemsignalprozessor weiter gegeben, wo andere Verarbeitungsoperationen optional durchgeführt werden können.

[0076] In dem Zellsender wird die Leistung der gesendeten Wellenform variiert, wenn die Datenrate des Blocks variiert wird. Die höchste Datenrate benutzt die höchste Trägerleistung. Wenn die Datenrate niedriger ist als das Maximum wiederholt der Modulator, zusätzlich zu einer Senkung der Leistung, jedes codierte Datensymbol eine bestimmte Anzahl von Malen, um die gewünschte Übertragungsrate zu erreichen. Bei der niedrigsten Übertragungsrate wird jedes codierte Symbol z.B. viermal wiederholt.

[0077] In dem Mobilsender, wird die Spitzenleistung konstant gehalten, jedoch wird der Sender 1/2 oder 1/4 oder 1/8 der Zeit ausgeblendet (Gated Off) und zwar gemäß der Anzahl von Bits, die in dem Datenblock gesendet werden sollen. Die Positionen der angeschalteten Zeiten des Senders wird pseudostatistisch variiert, und zwar gemäß des adressierten Benutzercodes des Mobilbenutzers (Mobil User's Addressed User Code).

Zell-zu-Mobil Verbindung

[0078] In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel wird die Walsh-Funktionsgröße n auf gleich vierundsechzig ($n = 64$) für die Zell-zu-Mobil Verbindung eingestellt. Daher wird jedem der bis zu vierundsechzig verschiedenen zu sendenden Signalen eine einzige bzw. eindeutige orthogonale Sequenz zugewiesen. Der vorwärtsfehlerkorrigierte (Forward Error Correction (FEC)) codierte Symbolstrom für jede Sprachunterhaltung wird mit ihrer zugewiesenen Walsh-Sequenz multipliziert. Der Walsh-codierte/FEC-codierte Symbolstrom für jeden Sprachkanal wird dann mit der äußeren PN-codierten Wellenform multipliziert. Die resultierenden gespreizten Symbolströme werden dann zusammen addiert, um eine zusammengesetzte Wellenform zu bilden.

[0079] Die resultierende zusammengesetzte Wellenform wird dann auf einen sinusförmigen Träger moduliert, bandpaßgefiltert, auf die gewünschte Betriebsfrequenz übersetzt, verstärkt und durch das Antennensystem abgestrahlt. Alternative Ausführungsbeispiele der offenbarten Erfindung können die Reihenfolge einige der gerade beschriebenen Operationen zur Bildung des durch die Zellstation übertragenen Signals vertauschen. Z.B. kann es bevorzugt werden jeden Sprachkanal mit der äußeren PN-codierten Wellenform zu multiplizieren und dann die Filterungsoperation vor der Summierung aller Kanalsignale, die über die Antenne abgestrahlt werden sollen, durchzuführen. Es ist auf dem Fachgebiet bekannt, daß die Reihenfolge von linearen Operationen vertauscht werden kann um verschiedene Implementie-

rungsvorteile und verschiedene Designs zu erhalten.

[0080] Das Wellenformdesign des bevorzugten Ausführungsbeispiels für die zellulare Versorgung benutzt den Pilotträgeransatz für die Zell-zu-Mobil Verbindung, wie es in dem Patent Nr. 4,901,307 beschrieben ist. Alle Zellen senden Pilotträger mittels derselben 32.768 Längensequenz. Jedoch mit verschiedenen Timing Offsets um eine gegenseitige Interferenz zu verhindern.

[0081] Die Pilotwellenform benutzt die „nur-Nullen“-Walsh-Sequenz, d.h. eine Walsh-Sequenz die nur aus Nullen besteht und in allen Walsh-Funktionssätzen gefunden werden kann. Der Einsatz der „nur-Nullen“-Walsh-Sequenz für alle Zellpilotträger erlaubt es bei der anfänglichen Suche nach der Pilotwellenform die Walsh-Funktionen zu ignorieren bis die äußere Code-PN-Synchronisation erlangt wurde. Die Walsh-Rahmung (Walsh Framing) ist mit dem PN-Code-Zyklus verriegelt und zwar durch die Tatsache, daß die Länge des Walsh-Rahmens ein Faktor der PN-Sequenzlänge ist. Daher, unter der Voraussetzung daß die Zelladressierungsoffsets des PN-Codes Vielfache der vierundsechzig Chips (oder der Walsh-Rahmenlänge) ist, ist die Walsh-Rahmung implizit durch den äußeren PN-Code-Timingzyklus dann bekannt.

[0082] Alle Zellen in dem Versorgungsgebiet werden mit einer genauen Synchronisation versorgt. In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel synchronisiert ein GPS Empfänger in jeder Zelle das lokale Wellenformtiming zu der Universal Coordinated Time (UTC). Das GPS System erlaubt eine Zeitsynchronisation mit einer besseren Genauigkeit als eine Mikrosekunde. Eine genaue Synchronisation der Zellen ist wünschenswert um ein einfaches Handoff der Anrufe zwischen Zellen zu ermöglichen und zwar wenn sich Mobiltelefone von einer Zeile zu einer anderen bewegen während ein Anruf abläuft. Wenn die benachbarten Zellen synchronisiert sind wird die Mobileinheit keine Schwierigkeiten haben mit der neuen Zelle zu synchronisieren, wodurch ein glattes bzw. fehlerfreies Handoff ermöglicht wird.

[0083] Der Pilotträger wird mit einem höheren Leistungspegel als ein typischer Sprachträger gesendet, um so einen größeren Signal-zu-Rausch- und Interferenzspielraum für dieses Signal vorzusehen. Der Pilotträger mit höherem Leistungspegel ermöglicht, daß die anfängliche Akquirierungssuche mit hoher Geschwindigkeit durchgeführt werden kann und ermöglicht ferner eine genaue Erfassung der Trägerphase des Pilotträgers mittels einer relativ breiten Bandbreitenphasenerfassungsschaltung (Bandwidth Phase Tracking Circuit). Die Trägerphase, die durch das Erfassen des Pilotträgers erhalten wird, wird als Trägerphasenreferenz für die Demodulation der Träger, die durch die Benutzerinformationsigna-

len moduliert sind, eingesetzt. Diese Technik erlaubt es vielen Benutzerträgern ein gemeinsames Pilotsignal für die Trägerphasenreferenz zu teilen. In einem System das z.B. insgesamt fünfzehn gleichzeitige Sprachträger sendet kann dem Pilotträger eine Sendeleistung, die gleich derer von vier Sprachträgern ist, zugewiesen werden.

[0084] Zusätzlich zu dem Pilotträger wird ein weiterer Träger der von allen Systembenutzern in der Zelle empfangen werden soll, durch die Zellstation gesendet. Dieser Träger, der als Synchronisationskanal bezeichnet wird, setzt ebenfalls dieselbe 32.768 Längen PN-Sequenz zur Spreizspektrumung ein jedoch mit einer unterschiedlichen vorzugewiesenen Walsh-Sequenz. Der Synchronisationskanal sendet eine Übertragungsnachricht, die Systeminformation für den Einsatz durch die Mobiltelefone in dem System enthält. Die Systeminformation identifiziert die Zellstation und das System und liefert Information, die es erlaubt die langen PN-Codes, die für die Mobilinformationssignale eingesetzt werden, ohne ein zusätzliches Suchen zu synchronisieren.

[0085] Ein weiterer Kanal, der als Paging-Kanal bezeichnet wird, kann vorgesehen werden um Nachrichten an Mobiltelefone zu senden, die anzeigen daß ein Anruf für diese angekommen ist, und weiter um mit Kanaluweisungen zu reagieren bzw. zu antworten, wenn ein Mobiltelefon einen Anruf initiiert.

[0086] Jeder Sprachträger sendet eine digitale Darstellung der Sprache für einen Telefonanruf. Die analoge Sprachwellenform wird mittels Standard digital Telefontechniken digitalisiert und dann mittels eines Sprachcodierungsprozesses auf eine Datenrate von ungefähr 9.600 Bits pro Sekunde komprimiert. Dieses Datensignal wird dann mit Rate $r = 1/2$, Beschränkungslänge (Constraint Length) $K = 9$ faltungscodiert, und zwar mit Wiederholung, und Interleaved um Fehlerdetektier- und Korrekturfunktionen vorzusehen, die es dem System ermöglicht mit einem viel niedrigerem Signal-zu-Rausch- und Interferenzverhältnis zu operieren. Techniken zur Faltungscodierung, (convolutional encoding) Wiederholung und Interleaving sind auf dem Fachgebiet eingehend bekannt.

[0087] Die resultierenden codierten Symbole werden mit einer zugewiesenen Walsh-Sequenz multipliziert und dann mit dem äußeren PN-Code multipliziert. Dieser Prozeß resultiert in einer PN-Sequenzrate von 1,2288 MHz oder 128 mal die 9.600 bps Datenrate. Das resultierende Signal wird dann auf einem RF-Träger moduliert und mit dem Pilot- und Setup-Trägern zusammen mit anderen Sprachträgern summiert. Die Summierung kann an einigen verschiedenen Punkten in der Verarbeitung, wie z.B. bei der IF (Intermediate Frequenz) Frequenz oder bei der Basisbandfrequenz entweder vor oder nach der

Multiplikation durch die PN-Sequenz stattfinden.

[0088] Jeder Sprachträger wird ebenfalls mit einem Wert multipliziert, der dessen Sendeleistung relativ zu der Leistung der anderen Sprachträger einstellt. Dieses Leistungssteuerungsmerkmal erlaubt es Leistung an solche Verbindungen zuzuweisen, die eine höhere Leistung benötigen aufgrund der Tatsache, daß der bestimmungsgemäße Rezipient sich in einer relativ benachteiligten Position befindet. Mittel werden für die Mobiltelefone vorgesehen um deren Empfang des Singal-zu-Rauschverhältnis zu berichten um so die Leistung auf einen Pegel einzustellen, so daß eine adäquate Performance ohne Verschwendung vorgesehen wird. Die Orthogonalitätseigenschaften der Walsh-Funktionen wird nicht durch den Einsatz verschiedener Leistungspegel für die verschiedenen Sprachträger gestört, solange die zeitliche Ausrichtung (Time Alignment) beibehalten wird.

[0089] [Fig. 2](#) beschreibt in der Form eines Blockdiagramms ein Ausführungsbeispiel für Zellstationsausrüstung. An der Zellstation, werden zwei Empfängersysteme eingesetzt, wobei jedes eine separate Antenne und einen Analogempfänger hat für einen Raum-Diversity-Empfang. In jedem der Empfängersysteme werden die Signale identisch verarbeitet bis die Signale einem Diversity Kombinationsprozeß unterzogen werden. Die Elemente innerhalb der gestrichelten Linien entsprechen den Elementen die der Kommunikationen zwischen der Zellstation und einer Mobileinheit entsprechen. Die Ausgabe der Analogempfänger wird ebenfalls an andere Elemente, die für Kommunikationen bzw. Nachrichtenaustausche mit anderen Mobileinheiten eingesetzt werden, geliefert.

[0090] In der [Fig. 2](#) weist das erste Empfängersystem eine Antenne **30**, einen Analogempfänger **32**, Suchempfänger **34** und digitaler Datenempfänger **36** auf. Das erste Empfängersystem kann außerdem einen optionalen digitalen Datenempfängerreceiver **38** beinhalten. Das zweite Receiversystem beinhaltet Antenne **40**, Analogempfänger **42**, Suchempfänger **44** und digitalen Datenempfänger **46**.

[0091] Die Zellstation beinhaltet außerdem einen Zellstationssteuerungsprozessor **48**. Der Steuerungsprozessor **48** ist gekoppelt an die Datenempfänger **36**, **38** und **46** zusammen mit Suchempfängern **34** und **44**. Der Steuerprozessor **48** liefert neben anderen Funktionen, Funktionen wie z.B. Signalverarbeitung; Timingsignalerzeugung; Leistungssteuerung; und Steuerung von Handoff, Diversity, Diversity-Kombinierung und das Systemsteuerungsprozessorinterfaces mit der MTSO ([Fig. 8](#)). Die Walsh-Sequenz Zuweisung zusammen mit Sender und Empfänger Zuweisung wird ebenfalls durch Steuerprozessor **48** vorgesehen.

[0092] Beide Empfängersysteme sind durch Datenempfänger **36**, **38** und **46** an die Diversity Kombinierer- und Decoderschaltung **50** gekoppelt. Die digitale Verbindung **52** ist für den Empfang der Ausgabe der Diversity Kombinierer- und Decoderschaltung **50** gekoppelt. Die digitale Verbindung **52** ist ebenfalls an den Steuerprozessor **48**, Zellsstationssendemodulator **54** und den MTSO Digitalschalter gekoppelt. Die digitale Verbindung **52** wird eingesetzt um Signale zu und von der MTSO ([Fig. 8](#)) mit dem Zellstationssendemodulator **54** und Schaltung **50** unter der Steuerung des Steuerungsprozessors **48** zu kommunizieren.

[0093] Die von der Mobileinheit gesendeten Signale sind Direktsequenzspreizspektrumsignale die über eine PN-Sequenz, die mit einer vorbestimmten Rate getaktet wird, die in dem bevorzugten Ausführungsbeispiel 1,2288 MHz ist, moduliert. Die Taktrate wird als ein ganzzahliges Mehrfaches der Basisbanddatenrate von 9,6 Kbps ist, gewählt.

[0094] Die Signale, die an Antenne **30** empfangen werden, werden an den Analogempfänger **32** vorgesehen. Die Details des Empfängers **32** werden weiterhin in der [Fig. 3](#) dargestellt. Signale, die auf der Antenne **30** empfangen werden, werden an den Herunterkonvertierer bzw. Downconverter **100** vorgesehen, der einen RF bzw. HF Verstärker **102** und einen Mixer bzw. Mischer **104**, aufweist. Die empfangenen Signale werden als eine Eingabe an den HF Verstärker geliefert, wo sie verstärkt und als Eingabe zu dem Mischer **104** ausgegeben werden. Der Mischer **104** bekommt eine weitere Eingabe geliefert, die die Ausgabe von dem Frequenzgenerator **106** ist. Die verstärkten RF Signale werden im Mischer **104** auf eine IF-Frequenz umgesetzt durch Mischen mit dem Ausgabesignal des Frequenzgenerators.

[0095] Die IF-Signale werden dann von dem Mischer **104** an den Bandpaßfilter (BPF) **108**, typischerweise ein Surface Acoustic Wave (SAW)-Filter mit einem Paßband von 1,25 MHz, ausgegeben wo sie dann bandpaßgefiltert werden. Die gefilterten Signale werden von dem BPF **108** an den IF Verstärker **110** ausgegeben, wo die Signale dann verstärkt werden. Die verstärkten IF-Signale werden von dem IF Verstärker **110** ausgegeben an einen Analog-zu-Digital-(A/D)-Wandler **112**, wo sie mit einer 9,8304 MHz Taktrate, die exakt 8 mal die PN-Chiprate ist, digitalisiert werden. Obwohl (A/D)-Wandler **112** als ein Teil des Empfängers **32** dargestellt ist, könnte dieser einen Teil der Daten- und Suchempfänger sein. Die digitalisierten IF-Signale werden von (A/D)-Wandler **112** an Datenempfänger **36**, optional Datenempfänger **38** und Suchempfänger **34** ausgegeben. Die Signale, die von dem Empfänger **32** ausgegeben werden, sind die später diskutierten I und Q Kanalsignale. Obwohl wie in der [Fig. 3](#) dargestellt A/D-Wandler **112** eine einzelne Vorrichtung ist, wobei die I und Q

Kanalsignale später gesplittet werden, ist vorzustellen, daß die Kanalteilung bzw. Splitting vor der Digitalisierung durchgeführt werden kann, wobei zwei separate A/D-Wandler für das Digitalisieren der I und Q Kanäle vorgesehen sind. Schemata für die RF-IF-Basisbandfrequenz Herunterkonvertierung und Analog-zu-Digitalwandlung der I und Q Kanäle sind auf dem Fachgebiet bekannt.

[0096] Suchempfänger **34** wird an der Basisstation dafür eingesetzt die Zeitdomain um das empfangene Signal zu scannen um sicherzustellen, dass der zugeordnete Digitaldatenempfänger **36**, und Datenempfänger **38**, wenn dieser eingesetzt ist, das stärkste zur Verfügung stehende Zeitdomainsignal verarbeiten und erfassen.

[0097] Suchempfänger **64** liefert ein Signal zu dem Zellstationssteuerprozessor **48**, der Steuersignale an die Digitaldatenempfänger **36** und **38** liefert für die Auswahl des geeigneten empfangenen Signals für die Verarbeitung.

[0098] Die Signalverarbeitung in den Zellstationsdatenempfängern und Suchempfängern unterscheidet sich in einigen Aspekten von der Signalverarbeitung von ähnlichen Elementen in der Mobileinheit. In der eingehenden Verbindung, d.h. die rückwärtige oder Mobil-zu-Zell Verbindung, sendet die Mobileinheit nicht ein Pilotsignal, das für Kohärenzreferenzzwecke in der Signalverarbeitung bei der Zellstation eingesetzt werden kann. Die Mobil-zu-Zell Verbindung ist gekennzeichnet durch ein nicht kohärentes Modulations- und Demodulationsschema mittels 64-fache orthogonal Signalisierung (64-ary Orthogonal Signaling).

[0099] In dem 64-fachen orthogonal Signalisierungsprozeß sind bzw. werden die Symbole, gesendet durch die Mobileinheit, in eine der 2^6 , d.h. 64, verschiedenen Binärsequenzen codiert. Der ausgewählte Satz von Sequenzen ist als Walsh-Funktion bekannt. Die optimale Empfangsfunktion für die Walsh-Funktion m-facher Signalcodierung ist die schnelle Hadamard Transformation bzw. Fast Hadamard Transform (FHT).

[0100] Wiederum bezugnehmend auf die [Fig. 2](#) empfangen Suchempfänger **34** und digital Datenempfänger **36** und **38** die Signale, die von Analogempfänger **32** ausgegeben werden. Um die Spreizspektrumsignale, die zu dem bestimmten Zellstationsempfänger, durch den die Mobileinheit kommuniziert, gesendet werden, zu decodieren, müssen die geeigneten PN-Sequenzen erzeugt werden. Weitere Details bezüglich der Generierung der Signale der Mobileinheit werden später hierherinnen diskutiert.

[0101] Wie in der [Fig. 3](#) dargestellt beinhaltet Empfänger **36** zwei PN-Generatoren, PN-Generator **120**

und **122**, die zwei verschiedene Kurzcode PN-Sequenzen derselben Länge generieren. Diese zwei PN-Sequenzen sind allen Zellstationsempfängern und allen Mobileinheiten bezüglich des äußeren Codes des Modulationsschemata gemeinsam, wie es später hierherinnen detailliert beschrieben wird. Die PN-Generatoren **120** und **122** liefern somit jeweils die Ausgabesequenzen PN_I und PN_Q . Die PN_I - und PN_Q -Sequenzen werden jeweils als die In-Phasen-(I) und Quadratur-(Q)-Kanal PN Sequenzen bezeichnet.

[0102] Die zwei PN-Sequenzen, PN_I und PN_Q werden von verschiedenen Polynomen des Grades 15 erzeugt, und erweitert um Sequenzen der Länge 32768 anstelle von 32767, die normalerweise produziert werden würden, zu erzeugen. Die Erweiterung kann z.B. derart in Erscheinung treten, daß eine einzelne Null zu einer Serie von vierzehn Nullen in einer Reihe geschieht, was einmal in jeder Maximallängen linearen Sequenz des Grades 15 auftritt. Mit anderen Worten, ein Zustand des PN-Generators würde in der Erzeugung der Sequenz wiederholt werden. Somit enthält die Modifizierte Sequenz eine Folge (Run) von fünfzehn Einsen und eine Folge von fünfzehn Nullen. Eine derartige PN-Generatorschaltung ist offenbart in dem parallel anhängigen US Patent Nr. 5,228,054, erteilt am 13. Juli 1993, mit dem Titel „POWER OF TWO LENGTH PSEUDONOISE SEQUENCE GENERATOR WITH FAST OFFSET ADJUSTMENTS“, übertragen an den Rechteinhaber der vorliegenden Erfindung.

[0103] In der beispielhaften Ausführungsform umfaßt Empfänger **36** ebenfalls einen Langcode PN-Generator **124**, der eine PN_U -Sequenz generiert, die einer PN-Sequenz, die durch die Mobileinheit in der Mobil-zu-Zell Verbindung erzeugt wird, entspricht. PN-Generator **124** kann ein Maximallängen linear Sequenzgenerator sein, der einen sehr langen Benutzer PN-Code, z.B. mit Grad **42**, erzeugt und zwar zeitverschoben gemäß einem zusätzlichen Faktor, wie z.B. die Mobileinheitsadresse oder -Benutzer-ID (Identifikation), um eine Unterscheidung zwischen Benutzern vorzusehen. Somit ist das zellenstationsempfangene Signal durch beide, die Langcode- PN_U -Sequenz und die Kurzcode- PN_I - und $-PN_Q$ -Sequenzen moduliert. Alternativ kann ein nichtlinearer Verschlüsselungsgenerator, wie z.B. ein Verschlüsseler, der den Datenverschlüsselungsstandard (Data Encryption Standard (DES)) einsetzt um eine 64-Symboldarstellung der „Universal Time“ mittels eines benutzerspezifischen Schlüssels verschlüsselt, eingesetzt werden anstelle des PN-Generators **124**.

[0104] Die PN_U -Sequenzausgabe von PN-Generator **124** wird exklusiv-ODER-verknüpft mit den PN_I - bzw. PN_Q -Sequenzen in den Exklusiv-ODER-Gattern **126** und **128** um die Sequenzen PN_I' und PN_Q' vorzusehen.

[0105] Die Sequenzen PN_I und PN_Q werden zusammen mit den I- und Q-Kanalsignalen, die von dem Empfänger **32** ausgegeben werden, an PN QPSK Korrelator **130** geliefert. Korrelator **130** wird eingesetzt um die I- und Q-Kanaldaten mit den PN_I - und PN_Q -Sequenzen zu korrelieren. Die korrelierten I- und Q-Kanalausgaben des Korrelators **130** werden jeweils an die Akkumulatoren **132** und **134** geliefert, wo die Symboldaten über eine 4-Chip Periode gesammelt werden. Die Ausgaben der Akkumulatoren **132** und **134** werden als Eingaben an einen Fast Hadamard Transformations-FHT Prozessor **136** geliefert. FHT Prozessor **148** erzeugt einen Satz von 64 Koeffizienten für jede 6 Symbole. Die 64 Koeffizienten werden dann mit einer Gewichtungsfunktion erzeugt im Steuerprozessor **48** multipliziert. Die Gewichtungsfunktion ist mit der demodulierten Signalstärke verknüpft. Die gewichteten Daten, die vom FHT **136** ausgegeben werden, werden an eine Diversity-Kombinierer- und Decoderschaltung **50** ([Fig. 2](#)) für die weitere Verarbeitung geliefert.

[0106] Das zweite Empfängersystem verarbeitet die empfangenen Signale auf ähnliche Weise zu der bezüglich des ersten Empfängersystems der [Fig. 2](#) und [Fig. 3](#) diskutierten. Die gewichteten 64 Symbole, die von den Empfängern **36** und **46** ausgegeben werden, werden an Diversity-Kombinierer- und Decoderschaltung **40** geliefert. Schaltung **50** beinhaltet einen Addierer, der die gewichteten 64 Koeffizienten von dem Empfänger **36** zu den gewichteten 64 Koeffizienten des Empfängers **46** addiert. Die resultierenden 64 Koeffizienten werden miteinander verglichen, um die größten Koeffizienten zu bestimmen. Der Betrag des Vergleichsergebnisses, zusammen mit dem größten der 64 Koeffizienten oder dessen Identität, wird für die Bestimmung eines Satzes von Decodergewichten und Symbolen eingesetzt, und zwar für den Einsatz innerhalb eines Viterbi-Algorithmusdecoders der in Schaltung **50** implementiert ist.

[0107] Der Viterbi-Decoder, der innerhalb der Schaltung **50** enthalten ist, ist von einem Typ, der in der Lage ist Daten zu decodieren, die bei der Mobileinheit mit einer Beschränkungslänge bzw. Einflusslänge $K = 9$ und einer Coderate $R = 1/3$ codiert wurde. Der Viterbi Decoder wird eingesetzt um die wahrscheinlichste Informationsbitsequenz zu bestimmen. Periodisch, nominal 1,25 msec, wird eine Signalqualitätsschätzung erzielt und als Leistungsanpassungsbefehl der Mobileinheit zusammen mit den Daten zu der Mobileinheit gesendet. Weiter Informationen bezüglich der Erzeugung dieser Qualitätsschätzung wird im größeren Detail in der ebenso anhängigen oben zitierten Anmeldung diskutiert. Die Qualitätsschätzung ist das durchschnittliche Signal-zu-Rausch Verhältnis über ein 1,25 msec Intervall.

[0108] Jeder Datenempfänger verfolgt bzw. erfaßt

das Timing des Empfangssignals, das es empfängt. Dies wird erreicht durch bekannte Techniken des Korrelierens des Empfangssignals durch eine leicht vorlaufende bzw. frühe Lokalreferenz PN und Korrelieren des Empfangssignals mit einer leicht nachlaufenden bzw. späten Lokalreferenz PN. Die Differenz zwischen diesen zwei Korrelationen wird sich auf Null mitteln wenn kein Timingfehler existiert. Umgekehrt, wenn ein Timingfehler existiert dann wird die Differenz dem Betrag und Vorzeichen des Fehlers anzeigen und das Timing des Empfängers wird demgemäß angepaßt.

[0109] Die Zellstation beinhaltet weiterhin Antenne **62**, die an einen GPS Empfänger **64** gekoppelt ist. Der GPS Empfänger verarbeitet Signale, die mit der Antenne **62** von Satelliten in dem Navstar Global Positioning System Satelliten Navigationssystem empfangen werden, um so Timingsignale anzeigend für die „Universal Coordinated Time“ (UTC) vorzusehen. GPS Empfänger **64** liefert diese Timingsignale an den Steuerprozessor **48** für die Timingsynchronisation an der Zellstation, wie zuvor diskutiert.

[0110] In [Fig. 2](#) kann der digitale Datenempfänger **38** optional eingeschlossen sein für eine verbesserte Performance des Systems. Die Struktur und Betrieb dieses Empfängers ist ähnlich derer, die mit Bezug auf die Datenempfänger **36** und **46** beschrieben wurde. Empfänger **38** kann an der Zellstation eingesetzt werden um zusätzliche Diversity-Modi zu erzielen. Dieser zusätzliche Datenempfänger kann alleine oder in Kombination mit zusätzlichen Empfängern andere mögliche Verzögerungswege der von der Mobileinheit gesendeten Signalen erfassen und empfangen. Optionale zusätzliche digitale Datenempfänger wie z.B. Empfänger **38** liefern zusätzliche Diversity-Modi, die besonders nützlich in solchen Zellstationen sein können, die sich in dichten städtischen Gebieten befinden, in denen viele Möglichkeiten für Vielsignale auftreten.

[0111] Die Signale von der MTSO sind über digitale Verbindung **52** an den geeigneten Sendemodulator gekoppelt und zwar unter der Steuerung des Steuerungsprozessors **48**. Der Sendemodulator **54** spreizspektrummoduliert unter der Steuerung des Steuerungsprozessors **48** die Daten für die Übertragung an die beabsichtigte Empfangsmobileinheit. Weitere Details bezüglich der Struktur und des Betriebes des Sendemodulators **54** werden weiter unten unter Bezug auf [Fig. 4](#) diskutiert.

[0112] Die Ausgabe des Sendemodulators **54** wird an die Sendeleistungssteuerungsschaltung **56** geliefert, wo unter der Steuerung des Steuerungsprozessors **48** die Sendeleistung gesteuert werden kann. Die Ausgabe der Schaltung **56** wird an den Summierer **57** geliefert, wo diese mit der Ausgabe des Sendemodulators/Sendeleistungssteuerungsschaltung,

die an andere Mobiltelefone in der Zelle gerichtet ist, summiert wird. Die Ausgabe des Summierers **57** wird an die Sendeleistungsverstärkungsschaltung **58** geliefert, wo diese an Antenne **60** für die Ausstrahlung an die Mobileinheiten innerhalb des Zellversorgungsgebietes ausgegeben wird. [Fig. 2](#) beschreibt weiterhin Pilot/Steuerungskanalgeneratoren und Sendeleistungssteuerungsschaltung **66**. Schaltung **66** unter der Steuerung des Steuerungsprozessors erzeugt und leistungssteuert das Pilotsignal, den Sync-Kanal und den Paging-Kanal und zwar für eine Kopplung an Schaltung **58** und Ausgabe an Antenne **60**.

[0113] Ein Blockdiagramm einer beispielhaften Ausführungsform des Zellstationssenders ist in der [Fig. 4](#) dargestellt. Der Sender beinhaltet ein Paar von PN-Sequenzgeneratoren, die bei der Generierung des äußeren Codes eingesetzt werden. Diese PN-Generatoren generieren zwei verschiedene PN-Sequenzen, d.h. die PN_I - und PN_Q -Sequenzen, wie mit Bezugnahme auf [Fig. 3](#) diskutiert wurde. Diese PN_I - und PN_Q -Sequenzen werden zeitlich gemäß der Sektor- oder Zelladresse verzögert.

[0114] In [Fig. 4](#) ist die Senderschaltung der [Fig. 3](#) im größeren Detail mit dem Pilot-, Sync-, Paging- und Sprachkanalsignalen dargestellt. Die Senderschaltung beinhaltet zwei PN-Generatoren, PN-Generatoren **196** und **198**, die die PN_I - und PN_Q -Sequenzen generieren. PN-Generator **196** und **198** sprechen auf ein Eingabesignal, das einem Sektor- bzw. Zelladressensignal von dem Steuerungsprozessor entspricht an, um eine vorbestimmte Zeitverzögerung an die PN-Sequenzen vorzusehen. Diese zeitverzögerten PN_I - und PN_Q -Sequenzen beziehen sich wiederum jeweils auf die In-Phasen-(I)- und Quadratur-(Q)-Kanäle. Obwohl nur zwei PN-Generatoren für die jeweilige Generierung der PN_I - und PN_Q -Sequenzen für die entsprechenden Kanäle der Zellstation oder des Sektors dargestellt sind, ist zu verstehen, daß viele andere PN-Generatorschemata eingesetzt werden könnten. In einer unsektorisierten Zelle könnte z.B. ein Paar von PN-Generatoren für jeden der Pilot-, Sync-, Paging- und Sprachkanäle eingesetzt werden um in Synchronisation die PN_I - und PN_Q -Sequenzen, die in dem äußeren Code eingesetzt werden, zu produzieren. Solch ein Fall kann vorteilhaft sein um eine Verteilung der PN_I - und PN_Q -Sequenzen unter einer großen Anzahl von Schaltungen zu verhindern.

[0115] In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel wird eine Walsh-Funktionscodierung der Kanalsignale als innerer Code eingesetzt. In der beispielhaften Nummerologie, wie sie hierherinnen offenbart ist, stehen insgesamt 64 verschiedene Walsh-Sequenzen zur Verfügung, von denen drei dieser Sequenzen den Pilot-, Sync- und Paging-Kanalfunktionen zugeordnet sind. In den Sync-, Paging- und Sprachkanälen werden Eingabedaten faltungscodiert und dann, wie es

auf dem Fachgebiet bekannt ist interleaved. Weiterhin werden die faltungscodierten Daten ebenfalls mit einer Wiederholung versehen, bevor sie interleaved werden, wie es ebenfalls im Fachgebiet bekannt ist.

[0116] Der Pilotkanal enthält keine Datenmodulation und ist als ein unmoduliertes Spreizspektrumsignal charakterisiert, das alle Benutzer einer Zellstation oder Sektors für Akquirierungs- oder Erfassungszwecke einsetzen. Jede Zelle, oder wenn diese in Sektoren unterteilt ist, jeder Sektor hat ein eindeutiges bzw. individuelles Pilotsignal. Statt eines Einsatzes verschiedener PN-Generatoren für die Pilotsignale wurde erkannt, daß eine effizientere Art der Erzeugung verschiedener Pilotsignale der Einsatz von Verschiebungen in derselben Grundsequenz ist. Bei Einsatz dieser Technik sucht eine Mobileinheit sequentiell durch die Gesamtsequenz und stellt sich auf den Offset oder die Verschiebung, die die stärkste Korrelation erzeugt, ein. Durch Einsatz dieser Verschiebung der Grundsequenz, müssen die Verschiebungen so sein, daß die „Piloten“ bzw. Pilotsignale in den benachbarten Zellen oder Sektoren nicht interferieren bzw. sich auslöschen.

[0117] Die Pilotsequenz muß daher lang genug sein, daß viele verschiedene Sequenzen durch Verschiebungen in der Grundsequenz erzeugt werden können, um so eine große Anzahl von Pilotsignalen in dem System zu unterstützen. Weiterhin muß die Separierung oder die Verschiebungen groß genug sein um sicher zu stellen daß es keine Interferenz im Pilotsignal gibt. Demgemäß wird in einer Beispielausführungsform der offenbarten Erfindung die Pilotsequenzlänge als 2^{15} gewählt. Die Sequenz wird erzeugt zu Beginn durch eine Sequenz durch $2^{15}-1$ wobei eine extra 0 an die Sequenz angefügt wird wenn ein bestimmter Zustand detektiert wird. In dem Ausführungsbeispiel wird ausgewählt, daß 512 verschiedene Pilotsignale mit Offsets in der Grundsequenz von 64 Chips existieren. Die Offsets können jedoch ganzzahlige Vielfache des 64 Chip-Offsets mit einer entsprechenden Reduktion in der Anzahl der verschiedenen Pilotsignalen sein.

[0118] Bei der Generierung des Pilotsignals, wird die Walsh-„Null“-(W_0)-Sequenz, die nur aus Nullen besteht, eingesetzt um so das Pilotsignal nicht zu modulieren, welches im wesentlichen die PN_I - und PN_Q -Sequenzen ist. Die Walsh-„Null“-(W_0)-Sequenz wird daher mit den PN_I - und PN_Q -Sequenzen in ausschließlich-ODER-Gattern multipliziert. Das resultierende Pilotsignal enthält somit nur die PN_I - und PN_Q -Sequenzen. Da alle Zellstationen und Sektoren dieselbe PN-Sequenz für das Pilotsignal haben ist das unterscheidende Merkmal zwischen Zellstationen und Sektoren, die die Übertragung veranlassen, die Phase der Sequenz.

[0119] Bezüglich des Teils des Sendemodulators

und Leistungssteuerungsschaltung **66** für den Pilotkanal, generiert Walsh-Generator (W_0) **200** ein Signal, dass der gerade diskutierten nur Nullen Funktion entspricht. Das Timing in der Erzeugung der Walsh-Funktion wird durch den Steuerungsprozessor vorgesehen, wie es der Fall ist für alle Walsh-Funktionsgeneratoren in der Zellstation und der Mobileinheit. Die Ausgabe des Generators **200** wird als Eingabe an beide exklusiv-ODER-Gatter **202** und **204** geliefert. Der andere Eingang des Exklusiv-ODER-Gatters **202** empfängt das PN_I -Signal während der andere Eingang des exklusiv-ODER-Gatters **204** das PN_Q -Signal empfängt. Die PN_I - und PN_Q -Signale werden jeweils exklusiv-ODER verknüpft mit den Ausgaben des Generators **200** und jeweils als Eingaben bzw. Eingangsgrößen an die Finite Impulse Response (FIR) Filter **206** und **208** geliefert. Die von dem FIR Filtern **206** und **208** ausgegebenen gefilterten Signale werden an eine Sendeleistungssteuerungsschaltung, die Verstärkungssteuerungselemente **210** und **212** aufweist, geliefert. Die Signale, die an die Verstärkungssteuerungselemente **210** und **212** geliefert werden, werden ansprechend auf Eingabesignale (nicht dargestellt) von dem Steuerungsprozessor verstärkungsgesteuert. Die Signale, die von den Verstärkungssteuerungselementen ausgegeben werden, werden an die Sendeleistungsverstärkungsschaltung **58** geliefert, dessen detaillierte Struktur und Funktion später hierherinnen beschrieben wird.

[0120] Die Sync-Kanalinformation wird codiert und dann in exklusiv-ODER-Gattern mit einer vorzugewiesenen Walsh-Sequenz multipliziert. In dem beispielhaften Ausführungsbeispiel ist die ausgewählte Walsh-Funktion die (W_{32})-Sequenz, die aus einer Sequenz von 32 „Einsen“ gefolgt von 32 „Nullen“ besteht. Die resultierende Sequenz wird dann mit den PN_I - und PN_Q -Sequenzen in exklusiv-ODER-Gattern multipliziert. In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel wird die Sync-Kanaldateninformation typischerweise mit einer Rate von 1200 bps an den Sendemodulator geliefert. In dem Ausführungsbeispiel werden die Sync-Kanaldaten bevorzugterweise faltungscodiert mit einer Rate $r = 1/2$ mit einer Beschränkungslänge $K = 9$, wobei jedes Codesymbol zweimal wiederholt wird. Diese Codierate und Beschränkungslänge ist allen codierten Vorwärtsverbindungskanälen, d.h. Sync, Paging und Sprache, gleich. In einem Ausführungsbeispiel wird eine Schieberegisterstruktur für die Generatoren des Codes $G_1 = 753$ (Octal) und $G_2 = 561$ (Oktal) eingesetzt. Die Symbolrate des Sync-Kanals ist in dem Ausführungsbeispiel 4800 sps, d.h. ein Symbol ist 208 μ sec oder 256 PN-Chips.

[0121] Die Codesymbole werden mittels eines Faltungsinterleavers (Convolutional Interleaver) der in dem Ausführungsbeispiel 40 msec überspannt, interleaved. Die vorläufigen Parameter des Interleavers sind $I = 16$ und $J = 48$. Weitere Details bezüglich des

Interleavings können in Data Communication, Networks and Systems, Howard W. Sams & Co., 1987, Seiten 343 bis 352 gefunden werden. Die Wirkung des Faltungsinterleavers ist es unzuverlässige Kanalsymbole zu streuen, so daß beliebige zwei Symbole in einer zusammenhängenden Sequenz von $I - 1$ oder weniger Symbolen durch zumindest $J + 1$ Symbole in der Deinterleaverausgabe separiert sind. Äquivalent dazu sind beliebige zwei Symbole in einer zusammenhängenden Sequenz von $J - 1$ Symbole bei mindestens $I + 1$ Symbolen in der Deinterleaverausgabe separiert. In anderen Worten, wenn $I = 16$ und $J = 48$, werden in einer Kette von 15 Symbolen die Symbole separiert durch 885 μ sec getrennt übertragen, wodurch Zeit-Diversity vorgesehen wird.

[0122] Die Sync-Kanalsymbole einer bestimmten Zelle oder Sektor sind mit dem entsprechenden Pilotsignal für die Zelle oder Sektor verknüpft. [Fig. 5](#) beschreibt das Timing der zwei verschiedenen Pilotkanäle (N) und ($N + 1$) die durch eine Verschiebung von 64 Chips separiert sind. [Fig. 5](#) beschreibt nur beispielhaft ein Timingdiagramm für die Beispieldipilot- und -Sync-Kanäle, wobei der Zustand der tatsächlichen Pilotsignalchips und Sync-Kanalsymbole nicht dargestellt sind. Jeder Sync-Kanal beginnt einen neuen Interleaverzyklus wobei das erste Codesymbol (c_x) eines Codesymbolpaars (c_x, c'_x), und zwar aufgrund einer Codewiederholung von zwei, verschoben bezüglich der absoluten Zeit um einen Betrag, der gleich dem entsprechenden Pilot ist.

[0123] Wie in der [Fig. 5](#) dargestellt beginnt der N Pilotkanal einen neuen Interleaver-Zyklus oder Pilot-Sync, zu der Zeit t_x . Ähnlich beginnt der $N + 1$ Pilotkanal einen neuen Interleaver-Zyklus oder Pilot-Sync zu der Zeit t_y , die 64 chips zeitlich später auftritt als die Zeit t_x . Der Pilotzyklus (Pilot Cycle) in dem Ausführungsbeispiel ist 26,67 msec lang, was 128 Sync-Kanalcodesymbolen oder 32 Sync-Kanalinformationsbits entspricht. Die Sync-Kanalsymbole werden durch einen Faltungsinterleaver, der 26,67 msec überspannt, interleaved. Somit, wenn die Mobileinheit das Pilotsignal akquiriert hat, hat sie eine sofortige Sync-Kanal Interleaversynchronisation.

[0124] Die Sync-Kanalsymbole werden durch die vorzugewiesene Walsh-Sequenz abgedeckt, um eine Orthogonalität in dem Signal vorzusehen. In dem Sync-Kanal überspannt ein Codesymbol vier Abdeckungssequenzen, d.h. ein Codesymbol für vier Wiederholungen der „32 Einsen“-„32 Nullen“-Sequenz, wie in der [Fig. 6](#) dargestellt. Wie in der [Fig. 6](#) dargestellt, stellt eine einzelne logische „Eins“ das Auftreten von 32 „Eins“-Walsh-Chips dar, während eine einzelne logische „Null“ das Auftreten von 32 „Null“-Walsh-Chips darstellt. Eine Orthogonalität in dem Sync-Kanal ist weiterhin aufrecht erhalten, obwohl die Sync-Kanalsymbole schief bzw. verzerrt bezüglich der absoluten Zeit in Abhängigkeit von dem

zugeordneten Pilotkanal sind, da Sync-Kanalverschiebung ein ganzzahliges Vielfaches des Walsh-Rahmens sind.

[0125] Die Sync-Kalalnachrichten in dem Ausführungsbeispiel haben eine Variable Länge. Die Länge der Nachricht ist ein ganzzahliges Vielfaches von 80 msec was drei Pilotzyklen entspricht. In den Sync-Kalalinformationsbits sind zyklische Blocksicherungsbits bzw. Cyclic Redundancy (CRC)-Bits für die Fehler Detektierung enthalten.

[0126] [Fig. 7](#) beschreibt in der Form eines Timingdiagramms das beispielhafte Gesamtsystemtiming. In der Periode von zwei Sekunden gibt es 75 Pilotzyklen. In [Fig. 7](#) entsprechen die N Pilot- und Sync-Kanäle dem Sektor oder Zelle unter Einsatz des nicht-verschobenen Pilots bzw. Pilotsignals, so daß die Pilot- und Sync-Signale genau mit der UTC-Zeit ausgerichtet sind. Somit richtet sich das Pilot-Sync, d.h. der anfängliche Zustand, genau mit einem gemeinsamen 1 Puls pro Sekunde (pps) Signal aus.

[0127] In allen Fällen, in denen ein verschobenes Pilotsignal eingesetzt wird, wird ein PN-Phasen-Offset entsprechend der Pilotverschiebung eingeführt. In anderen Worten, Pilot-Sync (anfänglicher Zustand) und Sync-Kalalnachrichten werden bezüglich der 1 pps Signale verzerrt. Die Sync-Nachrichten tragen die Phasen-Offset Information, so daß die Mobileinheit das Timing entsprechend anpassen kann.

[0128] Sobald eine Sync-Kalalnachricht korrekt empfangen wurde, hat die Mobileinheit die Möglichkeit sofort entweder zu einem Paging-Kanal oder einem Sprachkanal zu synchronisieren. Bei dem Pilot-Sync, was dem Ende einer jeden Sync-Nachricht entspricht, beginnt ein neuer 40 msec Interleaver-Zyklus. Zu der Zeit beginnt die Mobileinheit mit dem interleaving des ersten Codesymbols entweder der Codewiederholung, oder einem (cx, cx+1)-Paar und zwar mit erreichter Decoder Synchronisation. Die Deinterleaver Schreibadresse wird auf 0 initialisiert und die Leseradresse wird auf J initialisiert, speichert die Interleaver Synchronisation wird erreicht.

[0129] Die Sync-Kalalnachrichten tragen Information bezüglich des Zustandes 42 Bit langen PN-Generators für den Sprachkanal, zugewiesen für die Kommunikation mit der Mobileinheit. Diese Information wird bei den Mobileinheitsdigitaldatenempfängern der Mobileinheit eingesetzt für die Synchronisierung der entsprechenden PN-Generatoren. In der [Fig. 7](#) enthält die Sync-Kalalnachricht N + 1 z.B. ein 42-Bit Feld, das den Zustand, Zustand X, anzeigt, den der Sektor oder Zellensprachkanal entsprechende Langcode-PN-Generator zu einem vorbestimmten späteren Zeitpunkt, z. B. 160 msec später, haben wird. Die Mobileinheit lädt, nach einer erfolgreichen Decodierung einer Sync-Kalalnachricht, zum richtigen Zeit-

punkt den Langcode-PN-Generator mit dem Zustand X. Der Langcode-PN-Generator der Mobileinheit wird somit synchronisiert, um ein Endscrambeln der für den Benutzer bestimmten Nachrichten zu gestatten.

[0130] Bezüglich des Teils des Sendemodulators und Leistungssteuerungsschaltung **66** für den Sync-Kanal, wird die Sync-Kalalinformation von dem Steuerprozessor in den Encoder bzw. Codierer **214** eingegeben. Die Sync-Kalaldaten in dem Ausführungsbeispiel wird, wie oben diskutiert, faltungscodiert durch Codierer **214**. Codierer **214** liefert weiterhin eine Wiederholung der codierten Symbole, wobei in dem Fall des Sync-Kanals die codierten Symbole wiederholt werden. Die Symbole, die von Codierer **214** ausgegeben werden, werden an den Interleaver **215** geliefert, der ein Faltungsinterleaving (Convolutional Interleaving) der Symbole vorsieht. Die interleavten bzw. verwürfelten Symbole, die vom Interleaver **215** ausgegeben werden, werden als Eingabe an das exklusiv-ODER-Gatter **216** geliefert.

[0131] Walsh-Generator **218** generiert ein Signal, daß der Walsh-(W_{32})-Sequenz entspricht, und das als die andere Eingabe an das exklusiv-ODER-Gatter **216** geliefert wird. Der Sync-Kanalsymbolstrom und die Walsh-(W_{32})-Sequenz werden exklusiv-ODER-verknüpft durch das exklusiv-ODER-Gatter **216**, wobei das Ergebnis hiervon als eine Eingabe an beide exklusiv-ODER-Gatter **220** und **222** geliefert wird.

[0132] Die andere Eingabe des Exklusiv-ODER-Gatters **220** empfängt das PN_I -Signal, während der andere Eingang des Exklusiv-ODER-Gatters **222** das PN_Q -Signal empfängt. Die PN_I - und PN_Q -Signale werden jeweils exklusiv-ODER-verknüpft mit der Ausgabe des Exklusiv-ODER-Gatters **218** und werden jeweils als Eingabe an Finite Impulse Response (FIR) Filter **224** und **226** geliefert. Die gefilterten Signale, die von FIR-Filter **224** und **226** ausgegeben werden, werden an eine Sendeleistungssteuerungsschaltung geliefert, die digitale variable Verstärkungsteuerungselemente **228** und **230** aufweisen. Die Signale, die an die Verstärkungsteuerungselemente **228** und **230** geliefert werden, werden digital verstärkungsgesteuert ansprechend auf digitale Eingabesignale (nicht dargestellt) des Steuerprozessors. Die Signale, die von den Verstärkungsteuerungselementen ausgegeben werden, werden an die Sendeleistungsverstärkungsschaltung **58** geliefert.

[0133] Die Paging-Kalalinformation wird ebenfalls mit Wiederholung codiert, interleaved und dann mit einer vorher zugeordneten Walsh-Sequenz multipliziert. Die resultierende Sequenz wird dann mit den PN_I - und PN_Q -Sequenzen multipliziert. Die Datenrate des Paging-Kanals für einen bestimmten Sektor oder Zelle wird in einem zugewiesenen Feld in der

Sync-Kanalnachricht angezeigt. Obwohl die Paging-Kanaldatenrate variabel ist, ist sie in dem Ausführungsbeispiel für jedes System auf eine der folgenden beispielhaften Datenraten festgelegt: 9,6; 4,8; 2,4 und 1,2 kbps.

[0134] Bezüglich des Sendemodulators und Leistungssteuerungsschaltung des Paging-Kanals wird die Paging-Kanalinformation von dem Steuerungsprozessor in den Codierer **232** eingegeben. Codierer **232** ist in dem Ausführungsbeispiel ein Faltungscodierer, der ebenfalls eine Wiederholung der Symbole gemäß der zugewiesenen Datenrate des Kanals vorsieht. Die Ausgabe des Codierers **232** wird an den Interleaver **233** vorgesehen, bei dem die Symbole faltungsinterleaved werden. Die Ausgabe des Interleavers **233** wird als Eingabe an exklusiv-ODER-Gatter **234** geliefert. Obwohl die Paging-Kanaldatenrate variiert wird, wird die Codesymbolrate bei 19,2 kbps durch die Codewiederholung konstant gehalten.

[0135] Walsh-Generator **236** generiert ein Signal, das einer vorzugewiesenen Walsh-Sequenz entspricht, das als andere Eingabe an das exklusiv-ODER-Gatter **234** vorgesehen wird. Die Symbolraten und die Walsh-Sequenz werden exklusiv-ODER-verknüpft durch das exklusiv-ODER-Gatter **234** und als eine Eingabe an beide exklusiv-ODER-Gatter **238** und **240** vorgesehen.

[0136] Der andere Eingang des Exklusiv-ODER-Gatters **238** empfängt das PN_I -Signal während der andere Eingang des Exklusiv-ODER-Gatters **240** das PN_Q -Signal empfängt. Die PN_I - und PN_Q -Signale werden jeweils exklusiv-ODER-verknüpft mit der Ausgabe des Exklusiv-ODER-Gatters **234** und jeweils als Eingaben an Finite Impulse Response (FIR) Filter **242** und **244** geliefert. Die gefilterten Signale, die von den FIR-Filtern **242** und **244** ausgegeben werden, werden an eine Sendeleistungssteuerungsschaltung, die Verstärkungssteuerungselemente **246** und **248** aufweist, geliefert. Die Signale, die an die Verstärkungssteuerungselemente **246** und **248** geliefert werden, werden verstärkungsgesteuert ansprechend auf Eingabesignale (nicht dargestellt) von dem Steuerungsprozessor. Die Signale, die von den Verstärkungssteuerungselementen ausgegeben werden, werden an die Sendeleistungsverstärkungsschaltung **58** geliefert.

[0137] Die Daten eines jeden Sprachkanals werden ebenfalls mit Wiederholung codiert, interleaved, gescrembled, multipliziert mit der zugewiesenen Walsh-Sequenz (W_i - W_j) und dann mit den PN_I - und PN_Q -Sequenzen multipliziert. Die Walsh-Sequenz, die durch einen bestimmten Kanal benutzt wird, wird durch Systemcontroller zur Anruf-Setupzeit auf dieselbe Weise zugewiesen, wie Kanäle anrufen in dem analog-FM-zellularen System. In dem Ausführungsbeispiel, das hierherinnen dargestellt wird, stehen bis zu

61 verschiedenen Walsh-Sequenzen für den Einsatz durch die Sprachkanäle bereit.

[0138] In dem Ausführungsbeispiel setzt der Sprachkanal eine variable Datenrate bzw. variable Datengeschwindigkeit ein. Der Grund für den Einsatz einer variablen Datenrate ist es die Datenrate zu senken, wenn keine Sprachaktivität vorliegt, wodurch die Interferenz, die durch diesen bestimmten Sprachkanal gegenüber anderen Benutzern generiert wird, reduziert wird. Ein Vocoder produziert Daten mit vier verschiedenen Datenraten basierend auf der Sprachaktivität auf einer 20 msec Rahmenbasis. Beispielhafte Datenraten sind 9,6 kbps, 4,8 kbps, 2,4 kbps und 1,2 kbps. Obwohl die Datenraten sich auf einer 20 msec Basis variieren werden, wird die Codesymbolrate durch Codewiederholung auf 19,2 kbps konstant gehalten. Demgemäß werden die Codesymbole 2, 4 und 8 mal für die jeweiligen Datenraten 4,8 kbps, 2,4 kbps und 1,2 kbps wiederholt.

[0139] Da das variable Ratenchema konstruiert ist um Interferenz zu reduzieren, werden die Codesymbole mit niedrigeren Raten eine geringere Energie haben. Für die beispielhaften Datenraten von 9,6 kbps, 4,8 kbps, 2,4 kbps und 1,2 kbps ist die Codesymbolenergie (E_s) jeweils $E_b/2$, $E_b/4$, $E_b/8$, $E_b/16$ wobei E_b die Informationsbitenergie für die 9,6 kbps Übertragungsrate ist.

[0140] Die Codesymbole werden durch einen Faltungsinterleaver interleaved, so daß Codesymbole mit verschiedenen Energiepegeln durch die Operation des Interleavers gescrembled werden. Um zu verfolgen, welchen Energiepegel ein Codesymbol haben sollte, wird ein Label an jedes Symbol angehängt, das seine Datenrate für Skalierungszwecke spezifiziert. Nach der orthogonalen Walsh Abdeckung und PN-Spreizung, werden die Quadraturkanäle digital gefiltert durch einen Finite Impulse Response (FIR)-Filter. Der FIR-Filter empfängt ein Signal entsprechend des Symbolenergiepegels um eine Energieskalierung gemäß der Datenrate zu erreichen. Die I und Q Kanäle werden mit Faktoren von 1, $1/\sqrt{2}$, $1/2$ oder $1/2\sqrt{2}$ skaliert. In einer Implementierung würde der Vocoder ein Datenratenlabel in der Form einer 2-Bit Zahl an den FIR-Filter zur Steuerung des Filterskalierungskoeffizienten vorsehen.

[0141] In der **Fig. 4** ist die Schaltung von zwei beispielhaften Sprachkanälen, Sprachkanälen (i) und Sprachkanälen (j), dargestellt. Die Sprachkanal-(i)-Daten werden von einem zugeordneten Vocoder (nicht dargestellt) in einen Sendemodulator **54** (**Fig. 3**) eingegeben. Der Sendemodulator **54** besteht aus einem Codierer **250_i**, Interleaver **251_i**, exklusiv-ODER-Gattern **252_i**, **255_i**, **256_i** und **258_i**, PN-Generator **253_i** und Walsh-Generator (W_i) **254_i**.

[0142] Die Sprachkanal-(i)-Daten werden in den

Codierer **250**_i eingegeben, wo in dem Ausführungsbeispiel sie faltungscodiert mit Codesymbolwiederholung gemäß der Eingabedatenrate werden. Die codierten Daten werden dann an den Interleaver **251**_i vorgesehen, wo sie in dem Ausführungsbeispiel, faltungsinterleaved werden. Der Interleaver **251**_i empfängt außerdem von dem Vocoder, der dem Sprachkanal (i) zugeordnet ist, ein 2-Bit Datenratenlabel, das mit den Symboldaten geinterleaved bzw. verwürfelt wird, um die Datenraten den FIR-Filtern gegenüber zu identifizieren (to identify at the data rate to the FIR-filters). Die Datenratenlabel werden nicht gesendet bzw. übertragen. An der Mobileinheit überprüft der Decoder bezüglich aller möglichen Codes. Die interleavten Symboldaten werden von dem Interleaver **251**_i mit einer beispielhaften Rate von 19,2 kbps an einen Eingang eines exklusiv-ODER-Gatters **252**_i ausgegeben.

[0143] In dem Ausführungsbeispiel wird jedes Sprachkanalsignal gescrambled um eine größere Sicherheit in den Zell-zu-Mobil Übertragungen vorzusehen. Obwohl solch ein Scrambling nicht notwendig ist, erhöht es die Sicherheit in den Kommunikationen. Z.B. kann ein Scrambling der Sprachkanalsignale erreicht werden durch PN-Codierung der Sprachkanalsignale mit einem PN-Code der durch die Adresse der Benutzer-ID (Identifikation) der Mobileinheit bestimmt wird. Solch ein Scrambling kann die PN_i-Sequenz oder Verschlüsselungsschema, wie es im Bezug auf [Fig. 3](#) bezüglich des bestimmten Empfängers für die Mobil-zu-Zell Kommunikation beschrieben wurde einsetzen. Demgemäß, kann ein separater PN-Generator für diese Funktion, wie in der [Fig. 4](#) dargestellt, implementiert werden. Obwohl das Scrambling mit Bezug auf eine PN-Sequenz diskutiert wird, kann das Scrambling auch durch andere Techniken erreicht werden, inklusive solcher Techniken wie sie auf dem Fachgebiet bekannt sind.

[0144] Nochmals bezugnehmend auf die [Fig. 4](#) kann ein Scrambling des Sprachkanal-(i)-Signals erreicht werden durch Vorsehen von PN-Generator **253**_i, der die zugewiesene Mobileinheitsadresse von dem Steuerungsprozessor empfängt. Der PN-Generator **253**_i generiert einen eindeutigen PN-Code der als die andere Eingangsgröße bzw. Eingabe an das exklusiv-ODER-Gatter **252**_i vorgesehen wird. Die Ausgabe des exklusiv-ODER-Gatters **252**_i wird stattdessen an den einen Eingang des exklusiv-ODER-Gatters **255**_i vorgesehen.

[0145] Der Walsh-Generator (W_i) **254**_i erzeugt ansprechend auf ein Funktionsauswahlsignal und Timingsignale von dem Steuerprozessor ein Signal, das einer vorzugewiesenen Walsh-Sequenz entspricht. Der Wert des Funktionsauswahlsignals kann durch die Adresse der Mobileinheit bestimmt sein. Das Walsh-Sequenzsignal wird an den anderen Eingang des exklusiv-ODER-Gatters **255**_i vorgesehen.

Die gescrambelten Symboldaten und die Walsh-Sequenz werden exklusiv-ODER-verknüpft durch das Exklusiv-ODER-Gatter **255**_i, wobei das Ergebnis, als Eingabe an beide Exklusiv-ODER-Gatter **256**_i und **258**_i geliefert wird. PN-Generator **253**_i liefern zusammen mit allen anderen PN-Generatoren und Walsh-Generatoren der Zellstation eine Ausgabe mit 1,2288 MHz. Es ist anzumerken, daß PN-Generator **253** einen Dezimator beinhaltet, der eine Ausgabe mit einer Rate von 19,2 kHz an Exklusiv-ODER-Gatter **255**_i vorsieht.

[0146] Die andere Eingabe des Exklusiv-ODER-Gatters **256**_i empfängt das PN_i-Signal während die andere Eingabe des Exklusiv-ODER-Gatters **258**_i das PN_o-Signal empfängt. Die PN_i- und PN_o-Signale werden jeweils exklusiv-ODER-verknüpft mit der Ausgabe des Exklusiv-ODER-Gatters **252**_i und werden jeweils als Eingaben für Finite Impulse Response-(FIR)-Filter **260**_i und **262**_i vorgesehen. Die Eingabesymbole, werden gemäß dem Eingabedatenratenlabel (nicht dargestellt) vom Faltungsinterleaver **251**_i gefiltert. Die gefilterten Signale, die von FIR-Filter **260**_i und **262**_i ausgegeben werden, werden an eine Sendeleistungssteuerschaltung **56** vorgesehen, die Verstärkungssteuerelemente **264**_i und **266**_i aufweist. Die Signale, die an die Verstärkungssteuerelemente **264**_i und **266**_i vorgesehen werden, werden verstärkungssteuert ansprechend auf Eingabesignale (nicht dargestellt) von dem Steuerungsprozessor. Die Signale, die von Verstärkungssteuerelementen ausgegeben werden, werden an Sendeleistungsverstärkungsschaltung **58** geliefert.

[0147] Zusätzlich zu Sprachbits trägt der Vorwärtsverbindungs sprachkanal Leistungssteuerungsinformation. Die Leistungssteuerungsbitrate ist in dem Ausführungsbeispiel 800 bps. Der Zellstationsempfänger, der das Mobil-zu-Zell Signal von einem Mobiltelefon demoduliert, erzeugt die Leistungssteuerungsinformation, die in dem Zell-zu-Mobil Sprachkanal, der an ein bestimmtes Mobiltelefon adressiert ist, einfügt. Weitere Details bezüglich der Leistungssteuerungsmerkmale werden in der oben zitierten ebenfalls anhängigen Anmeldung offenbart.

[0148] Leistungssteuerungsbits werden an der Ausgabe des Faltungsinterleavers mittels einer Technik, die Codesymbolpunktierung heißt (Code Symbol Puncturing) eingefügt. In anderen Worten, wann immer ein Leistungssteuerungsbit gesendet werden muß, werden zwei Codesymbole ersetzt durch zwei identische Codesymbole deren Polarität (Polarity) durch die Leistungssteuerungsinformation gegeben ist. Weiterhin, wenn Leistungssteuerungsbits mit dem Energiepegel entsprechend der 9600 bps Bitrate gesendet.

[0149] Eine zusätzliche Beschränkung, die auf den

Leistungssteuerungsinformationsstrom auferlegt ist, ist die, daß die Position der Bits zufällig angeordnet sind in den bzw. unter den Mobil-zu-Zell Kanälen. Anderenfalls würden die Vollenergieleistungssteuerungsbits (bzw. die Leistungsenergiebits gesendet mit Volleleistung) Interferenzspitzen in regelmäßigen Intervallen generieren, und somit die Detektierbarkeit von solchen Bits vermindern.

[0150] Fig. 4 stellt weiterhin einen Sprachkanal (j) dar, der identisch in der Funktion und Struktur mit der des Sprachkanals (i) ist. Es ist zu bedenken, daß vielmehr Sprachkanäle (nicht dargestellt) existieren, wobei insgesamt bis zu 61 Sprachkanäle für das dargestellte Ausführungsbeispiel vorliegen.

[0151] Bezüglich der Walsh-Generatoren der Fig. 4, sind die Walsh-Funktionen ein Satz von orthogonalen binären Sequenzen, die einfach durch Mittel, die im Stand der Technik bekannt sind, generiert werden können. Die interessante Eigenschaft der Walsh-Funktion ist es, daß jede der 64 Sequenzen völlig orthogonal zu allen anderen Sequenzen ist. Insofern unterscheidet sich jedes Paar von Sequenzen in genauso vielen Bitpositionen wie sie übereinstimmen, d.h. 32 über ein Intervall von 64 Symbolen. Somit, wenn Information für die Übertragung mit den Walsh-Sequenzen codiert wird, ist der Empfänger in der Lage eine beliebige der Walsh-Sequenzen als ein gewünschtes „Trägersignal“ auszusuchen. Jegliche Signalenergie, die auf die anderen Walsh-Sequenzen codiert ist, wird zurückgewiesen und resultiert daher nicht in gegenseitige Interferenz bezüglich der gewünschten einen Walsh-Sequenz.

[0152] In dem Ausführungsbeispiel der Zell-zu-Mobil Verbindung setzen die Sync-, Paging- und Sprachkanäle, wie bereits zuvor erwähnt, Faltungscodierung mit einer Beschränkungslänge $K = 9$ und Code rate $r = 1/2$ ein, was bedeutet, daß zwei codierte Symbole für jedes zu sendende Informationsbit produziert und übertragen werden. Zusätzlich zu der Faltungscodierung wird Faltungsinterleaving von Symboldaten eingesetzt. Es ist weiterhin vorgesehen, daß Wiederholung ebenfalls zusammen mit dem Faltungscodieren eingesetzt wird. Bei der Mobileinheit ist der optimale Decoder für diesen Codetyp ein weich Entscheidungs-Viterbi Algorithmus Decoder (Soft Decision Viterbi Algorithm Decoder). Ein Standard Design kann für Decodierungszwecke eingesetzt werden. Die resultierenden decodierten Informationsbits werden an die Digitalbasisbandausrüstung der Mobileinheit weitergegeben.

[0153] Bezugnehmend wiederum auf Fig. 4 beinhaltet Schaltung 58 eine Serie von Digital-zu-Analog-(D/A)-Wandler zum Wandeln der digitalen Information der PN_i und PN_q gespreizten Daten der Pilot-, Sync-, Paging- und Sprachkanälen in analoge Form. Im Detail werden die PN_i gespreizten Daten des Pi-

lotkanals von dem Verstärkungssteuerungselement 210 an den D/A-Wandler 268 ausgegeben. Die digitalisierten Daten werden von dem D/A-Wandler 268 an Summierer 284 ausgegeben. Ähnlich wird die Ausgabe der entsprechenden Verstärkungssteuerungselemente für die PN_i gespreizten Daten der Sync-, Paging- und Sprachkanäle, d.h. Verstärkungssteuerungselemente 228, 246 und 264_i-264_j, jeweils an D/A-Wandler 272, 276 und 280_i-280_j geliefert, wobei die Signale digitalisiert und an Summierer 280 geliefert werden. Die PN_q gespreizten Daten für die Pilot-, Sync-, Paging- und Sprachkanäle werden von dem Verstärkungssteuerungselementen 221, 230, 248 und 266_i-266_j ausgegeben, und werden jeweils an D/A-Wandler 270, 274, 278 und 282_i-282_j geliefert, wo die Signale digitalisiert und an Summierer 286 geliefert werden.

[0154] Summierer 284 summiert die PN_i gespreizten Daten für die Pilot-, Sync-, Paging- und Sprachkanäle und währenddessen Summierer 286 die PN_q gespreizten Daten für dieselben Kanäle summiert. Die summierten I und Q Kanaldaten werden jeweils zusammen mit Lokalszillator-Frequenzsignalen (Local Oscillator (LO) Frequency Signals) $\sin(2\pi f t)$ und $\cos(2\pi f t)$ in Mischer 288 und 290 eingegeben, wo sie gemischt und an Summierer 292 geliefert werden. Die LO-Frequenzsignale $\sin(2\pi f t)$ und $\cos(2\pi f t)$ werden von geeigneten Frequenzquellen (nicht dargestellt) vorgesehen. Diese gemischten IF-Signale (Intermediate Frequency Signals) werden in Summierer 292 summiert und an Mischer 294 geliefert.

[0155] Mischer 294 mischt die summierten Signale mit einem RF-Frequenzsignal, daß von einem Frequenzgenerator 296 geliefert wird, um so eine Frequenzhochkonvertierung auf das RF-Frequenzband vorzusehen. Das RF-Signal, daß von Mischer 294 ausgegeben wird, wird bandpaßgefiltert durch Bandpaßfilter 298 und an RF-Verstärker 299 ausgegeben. Verstärker 299 verstärkt die bandbegrenzten Signale gemäß dem Eingabeverstärkungssteuerungssignal von der Sendeleistungssteuerungsschaltung 56 (Fig. 2). Es ist zu verstehen, daß das Dargestellte Ausführungsbeispiel für die Sendeleistungsverstärkungsschaltung 58 lediglich zum Zwecke der Darstellung existiert. Wobei viele Variationen bei der Signalsummierung, Mischung, Filterung und Verstärkung möglich ist, wie es auf dem Fachgebiet bekannt ist.

[0156] Der Zellstationssteuerungsprozess 48 (Fig. 2) hat die Verantwortung für die Zuweisung von Digitaldatenempfängern und Sendemodulatoren für einen bestimmten Anruf. Steuerungsprozesse 48 überwacht außerdem den Verlauf des Anrufs, Qualität der Signale und initiiert einen Abbruch bzw. Abbau beim Verlust des Signals. Die Zellstation kommuniziert mit der MTSO über Verbindung 52, wo sie mit einer Standard Telefondrahtleitung, optisches Faserkabel oder Mikrowellenverbindung gekoppelt ist.

[0157] [Fig. 8](#) beschreibt in der Form eines Blockdiagramms die Ausrüstung, die in der MTSO eingesetzt wird. Die MTSO beinhaltet typischerweise einen Systemcontroller oder Steuerprozessor **300**, Digitalschalter **302**, Diversity-Kombinierer **304**, Digitalvocoder **306** und Digitalschalter **308**. Obwohl es nicht dargestellt ist, können zusätzliche Diversity-Kombinierer und digitale Vocoder zwischen den digitalen Schaltern **302** und **308** gekoppelt sein.

[0158] Wenn der Zell-Diversity-Modus aktiv ist, wird der Anruf durch zwei Zellstationen verarbeitet. Demgemäß werden Signale bei der MTSO von mehr als einer Zellstation mit nominal derselben Information ankommen. Aufgrund des Fadings bzw. Schwunds und Interferenz auf der eingehenden oder rückwärtigen Verbindung von der Mobileinheit zu den Zellstationen kann das Signal von einer Zellstation eine bessere Qualität haben als das Signal von der anderen Zellstation.

[0159] Der Digitalschalter **302** wird für das Routen des Informationsstroms, der einer gegebenen Mobileinheit von einer oder mehreren Zellstationen zu Diversity-Kombinierer **304** oder den entsprechenden Diversity-Kombinierer zu routen und zwar bestimmt durch ein Signal von Systemsteuerungsprozessor **300**. Wenn das System sich nicht in den Zell-Diversity-Modus befindet, kann der Diversity-Kombinierer **304** entweder umgangen werden, oder dieselbe Information wird in jeden Eingangsanschluß eingespeist.

[0160] Eine Vielzahl von seriell gekoppelten Diversity-Kombinierern und Vocoder werden in parallel vorgesehen, und zwar nominal jeweils einer für jeden Anruf, der verarbeitet werden soll. Der Diversity-Kombinierer **304** vergleicht die Signalqualitätsindikatoren, die die Informationsbits von den zwei oder mehr Zellstationssignalen begleiten. Der Diversity-Kombinierer **304** wählt die Bits aus, die einer Zellstation mit der höchsten Qualität auf einer Rahmen-zu-Rahmen Basis bezüglich der Information für die Ausgabe durch den Vocoder **306** entsprechen.

[0161] Vocoder **306** wandelt das Format der digitalisierten Sprachsignale in ein Standard 64 Kbps PCM Telefonformat, analog oder in ein jedes andere Standardformat. Die resultierenden Signale werden von Vocoder **306** an den Digitalschalter bzw. Switch **308** übertragen. Unter der Steuerung des Systemsteuerungsprozessors **300** wird der Anruf zu dem PSTN geroutet.

[0162] Sprachsignale, die von dem PSTN kommen und für die Mobileinheiten bestimmt sind, werden an Digitalschalter **308** geliefert für eine Kopplung an einen geeigneten Digitalvocoder, wie z.B. Vocoder **306** unter der Steuerung des Systemsteuerungsprozessors **300**. Vocoder **306** codiert die digitalisierten Ein-

gabesprachsignale und liefert den resultierenden Informationsbitstrom direkt an Digitalschalter **302**. Der Digitalschalter **302** lenkt unter der Steuerung des Systemsteuerungsprozessors die codierten Daten zu der Zellstation oder Zellstationen, mit der bzw. mit denen die Mobileinheit kommuniziert. Obwohl wie zuvor diskutiert, die Information, die zu der MTSO gesendet wird analog Sprache ist, ist es vorgesehen, daß digitale Information ebenfalls in dem System kommuniziert werden kann. Um die Kompatibilität mit dem System sicher zu stellen, ist bei der geeigneten Rahmung der Daten Vorsicht angebracht.

[0163] Wenn sich die Mobileinheit in dem Handoff-Modus, in der sie mit mehreren Zellstationen kommuniziert, oder in einem Zell-Diversity-Modus sich befindet, routet der Digitalschalter **302** die Anrufe zu den geeigneten Zellstationen für eine Übertragung durch den geeigneten Zellstationssender an die beabsichtigte Empfänger mobileinheit. Wenn jedoch die Mobileinheit mit einer einzigen Zellstation kommuniziert oder nicht im Zell-Diversity-Modus ist, wird das Signal nur zu einer einzelnen Zellstation gelenkt.

[0164] Systemsteuerungsprozessor **300** liefert eine Steuerung der Digitalschalter **302** und **306** für das Routen der Daten zu und von der MTSO. Systemsteuerungsprozessor **300** bestimmt außerdem die Zuweisung von Anrufen an die Zellstationen und an die Vocoder bei der MTSO. Weiterhin kommuniziert Systemsteuerungsprozessor **300** mit jedem Zellstationssteuerungsprozessor bezüglich der Zuweisung von bestimmten Anrufen zwischen der MTSO und der Zellstation und bezüglich der Zuweisung von PN-Codes für die Anrufe. Es ist weiter zu verstehen, daß obwohl wie in der [Fig. 8](#) dargestellt, Digitalschalter **302** und **306** als zwei separate Schalter dargestellt sind, diese Funktion durch eine einzelne physikalische Schalteinheit ausgeführt werden kann.

[0165] Wenn der Zell-Diversity-Modus in Einsatz ist, wird die Mobileinheit den Suchempfänger einsetzen um das stärkste Vielsignal von jedem der zwei Zellstationen zu identifizieren und zu akquirieren. Die Digitaldatenempfänger werden durch die Suchempfänger und den Steuerungsprozessor gesteuert, so daß sie die stärksten Signale demodulieren. Wenn die Anzahl der Empfänger kleiner ist als die Anzahl der Zellstationen, die Information parallel übertragen, ist eine Schalt-Diversity-Fähigkeit (switching-diversity-capability) möglich. Wenn z.B. nur ein einzelner Datenempfänger vorliegt, wobei zwei Zellstationen senden, wird der Sucher die Piloten bzw. Pilotsignale von beiden Zellstationen überwachen und das stärkste Signal für die Demodulierung durch den Empfänger auswählen. in diesem Ausführungsbeispiel kann die Auswahl sooft wie jeder Vocoderahmen oder ungefähr jede 20 msec, durchgeführt werden.

[0166] Der Systemsteuerungsprozessor trägt die Verantwortung für die Zuweisung der Digitaldatenempfänger und Modulatoren an der Zellstation um bestimmte Anrufe zu handhaben. Somit steuert in der Zell-zu-Mobil Verbindung der Systemsteuerungsprozessor die Zuweisung der Walsh-Sequenzen, die von der Zellstation für die Übertragung eines bestimmten Anrufs an die Mobileinheit eingesetzt werden. Zusätzlich steuert der Systemsteuerungsprozessor die Empfänger-Walsh-Sequenzen und PN-Codes. In der Mobil-zu-Zell Verbindung steuert der Systemsteuerungsprozessor ebenfalls die Benutzer PN-Codes der Mobileinheit für den Anruf. Zuweisungsinformation wird daher von der MTSO zu der Zellstation und von dort zu der Zelle/zum Mobiltelefon gesendet. Der Systemsteuerungsprozessor überwacht außerdem den Verlauf des Anrufs, die Qualität der Signale, und initiiert einen Abbau beim Verlust des Signals.

Mobil-zu-Zell Verbindung

[0167] In der Mobil-zu-Zell Verbindung zwingen die Kanalcharakteristiken dazu die Modulationstechnik zu modifizieren. Insbesondere der Einsatz eines Pilotträgers, wie er in der Zell-zu-Mobil Verbindung eingesetzt wird, ist nicht länger durchführbar. Der Pilotträger muß leistungsfähiger als ein Sprachträger sein um eine gute Phasenreferenz für die Datenmodulation vorzusehen. Da die Zellstation viele gleichzeitige Sprachträger sendet, kann ein einzelnes Pilotsignal von allen Sprachträgern geteilt werden. Daher ist die Pilotsignalleistung pro Sprachträger relativ gering.

[0168] In der Mobil-zu-Zell Verbindung existiert jedoch normalerweise nur ein einzelner Sprachträger pro Mobiltelefon. Wenn ein Pilot eingesetzt wird, würde es signifikant mehr Leistung benötigen als der Sprachträger. Diese Situation ist eindeutig nicht wünschenswert, da die Gesamtsystemkapazität stark aufgrund der Interferenz bewirkt durch das Vorliegen von einer großen Anzahl von Hochleistungspilotsignalen reduziert werden. Daher muß eine Modulation, die in der Lage ist eine effiziente Demodulation ohne ein Pilotsignal vorzusehen, eingesetzt werden.

[0169] Da der Mobil-zu-Zell Kanal durch Rayleigh-Fading, was in einer schnellen sich variierenden Kanalphase resultiert, verdorben ist, können kohärente Demodulatortechniken, wie z.B. Costas-Schleife, was von der Phase des empfangenden Signals abgeleitet wird, nicht durchgeführt werden. Andere Techniken, wie z.B. differential-kohärent PSK (Differentially Coherent PSK) könnten eingesetzt werden, liefern jedoch nicht den gewünschten Pegel der Signal-zu-Rausch Verhältnis Performance.

[0170] Daher sollte eine Art von orthogonale Signalisierung bzw. Nachrichtenübermittlung, wie z.B. binäre, quaternäre oder m-fache Signalisierung eingesetzt werden. In dem Ausführungsbeispiel wird eine

64-fache orthogonale Signalisierungstechnik (64-ary Orthogonal Signaling Technique) eingesetzt mittels Walsh-Funktionen. Der Demodulator für m-fache orthogonale Signalisierung benötigt eine Kanalkohärenz für die Dauer der Übertragung des m-fachen Symbols. In dem Ausführungsbeispiel sind dies nur zwei Bit Zeiten.

[0171] Der Nachrichtencodierungs- und -Modulationsprozeß beginnt mit einem Faltungscodierer der Beschränkungslänge $K = 9$ und einer Coderate $r = 1/3$. Bei einer nominalen Datenrate von 9600 bps produziert der Codierer 28800 binäre Symbole pro Sekunde. Diese werden in Zeichen gruppiert, die jeweils sechs Symbole mit einer Rate von 4800 Zeichen pro Sekunde, wobei es 64 mögliche Zeichen bzw. Characters gibt, enthalten. Jedes Zeichen wird in eine Länge-64-Walsh-Sequenz, die 64 binäre Bits oder „Chips“ enthält, codiert. Die 64-fache Walsh-Chiprate ist 307200 Chips pro Sekunde in dem Ausführungsbeispiel.

[0172] Die Walsh-Chips werden dann „abgedeckt“, oder multipliziert, mit einer PN-Sequenz die mit einer Rate von 1,2288 MHz läuft. Jeder Mobileinheit wird für diesen Zweck eine eindeutige PN-Sequenz zugewiesen. Diese PN-Sequenz kann entweder nur für die Dauer des Anrufes zugewiesen werden, oder sie kann permanent der Mobileinheit zugeordnet sein. Auf die zugewiesene PN-Sequenz wird im Folgenden als die Benutzer PN-Sequenz Bezug genommen. Der Generator der Benutzer PN-Sequenz läuft mit einer Taktrate von 1,2288 MHz um so vier PN-Chips für jeden Walsh-Chip zu produzieren.

[0173] Abschließend wird ein Paar von kurzen, 32768, PN-Sequenzen generiert. In dem Ausführungsbeispiel werden dieselben Sequenzen wie für die Zell-zu-Mobil Verbindung eingesetzt. Die mit der Benutzer-PN-Sequenz abgedeckte Walsh-Chipsequenz wird dann abgedeckt oder multipliziert mit jeder der zwei kurzen PN-Sequenzen. Die zwei resultierenden Sequenzen biphasen modulieren dann ein Quadraturpaar von Sinuskurven und werden zu einem einzelnen Signal summiert. Das resultierende Signal wird dann bandpaßgefiltert, auf die endgültige RF-Sequenz übersetzt, verstärkt, gefiltert und durch die Antenne der Mobileinheit abgestrahlt. Wie unter Bezug auf das Zell-zu-Mobil Signal diskutiert wurde kann die Reihenfolge des Filterungs-, Verstärkungs-, Übersetzungs- und Modulationsbetriebes vertauscht werden. In einem alternativen Ausführungsbeispiel könnten zwei unterschiedliche Phasen des Benutzer-PN-Codes produziert und eingesetzt werden um die zwei Trägerphasen der Quadruphasenwellenform zu modulieren, was den Bedarf nach Einsatz der Sequenzen mit 32768 Länge entbehren würde. In einer weiteren Alternative würde die Mobil-zu-Zell Verbindung nur bi-Phasen Modulation einsetzen, was ebenfalls den Bedarf nach den Kurzsequenzen ausräu-

men würde.

[0174] Der Zellstationsempfänger für jedes Signal produziert die kurzen PN-Sequenzen und die Benutzer-PN-Sequenz für jedes aktive Mobilsignal, das empfangen wird. Der Empfänger korreliert die empfangene Signalenergie mit jeder der codierten Wellenformen in separaten Korrelatoren. Jede der Korrelatorausgaben wird dann separat verarbeitet zur Demodulation der 64-fachen Codierung und der Faltungscodierung mittels eines schnellen Hadamard-Transformationsprozessors und eines Viterbi-Algorithmus-Decoders.

[0175] In einem weiteren alternativen Modulationsschema für die Mobil-zu-Zell Verbindung würde dasselbe Modulationsschema wie für die Zell-zu-Mobil Verbindung eingesetzt werden. Jedes Mobiltelefon würde das Paar von Sektorcodes mit Länge 32768 als äußere Codes einsetzen. Der innere Code würde eine Länge-64-Walsh-Sequenz einsetzen, die für den Einsatz durch das Mobiltelefon zugewiesen ist, während es in dem Sektor ist. Nominal würde dieselbe Walsh-Sequenz an das Mobiltelefon für die Mobil-zu-Zell Verbindung zugewiesen werden, wie die, die für die Zell-zu-Mobil Verbindung eingesetzt wird.

[0176] Das obige orthogonale PN-Codierschema begrenzt das zur Verfügung stehende Bandbreitenspreizen, das durch das Modulationssystem eingesetzt werden kann, auf eine Maximalrate der Chiprate geteilt durch 64, oder 19200 Hz für die Zahlen, die in dem Ausführungsbeispiel eingesetzt werden. Dies würde den Einsatz von m-facher Codierung mit einem großen m, wie es in dem Ausführungsbeispiel beschrieben ist, ausschließen. Als Alternative könnte jedoch eine Rate $r = 1/2$, Beschränkungslänge $K = 9$ Faltungscode eingesetzt werden für die Differential-Binär Phasenverschiebungstastungsmodulation (Differential Binary Phase Shift Keying Modulation) der codierten binären Symbole eingesetzt werden. Der Demodulator in der Zellstation könnte eine Phasenreferenz über ein kurzes Intervall mittels des Technikaufbaus, der in dem Artikel „Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier with Application to Burst Digital Transmission“, Andrew J. Viterbi und Audrey M. Viterbi, IEEE Transactions On Information Theory, Vol. IT-29, Nr. 4, Juli 1983 beschrieben ist. Z.B. könnte eine Phasenreferenz über nur 4 Symbole gemittelt werden was keine größere Kanalkohärenz als das oben beschriebene 64-fache Schema benötigt.

[0177] Die Performance des gerade beschriebenen alternativen Schemas wird jedoch dem bevorzugten Ausführungsbeispiel unterlegen sein, wenn schweres Rayleigh-Fading und Vielwegbedingungen vorhanden sind. In bestimmten Umgebungen jedoch, wo Fading und Vielweg weniger stark ist, z.B. in dem Satelliten-Mobilkanal und in bestimmten Land-Mo-

bil-Kanälen, könnte die Performance des alternativen Systems besser sein als das bevorzugte Ausführungsbeispiel. Dies kann auftreten, da der Gewinn bzw. Verstärkung durch die Herstellung der Orthogonalität der Mobilsignale zueinander größer sein kann als der Verlust in der Detektierungseffizienz, des DPSK-Schemas.

[0178] Um die Bedingung der Zeitausrichtung bei orthogonalen Walsh-Funktionen für die alternativen Mobil-zu-Zell Verbindung zu gewährleisten, bestimmt jeder Zellenempfänger den Zeitfehler von dem Nominaltiming eines jeden empfangenen Signals. Wenn ein gegebenes empfangenes Signal dem Timing hinterher läuft, dann wird der zugeordnete Zellmodulator und Sender einen Befehl an dieses Mobiltelefon senden, um dessen Sendetiming um einen kleinen Betrag bzw. Zuwachs zu beschleunigen. Umgekehrt, wenn das empfangene Signaltiming eines Mobiltelefons dem Nominaltiming vorausläuft, wird ein Befehl an das Mobiltelefon für eine Verzögerung um einen kleinen Inkrement bzw. Betrag gesendet. Die Timing-Anpassungsinkremente werden in der Größenordnung von $1/8$ PN-Chip oder 101,7 nanosekunden durchgeführt. Die Befehle werden mit einer relativ geringen Rate, in einer Größenordnung von 10 bis 50 Hz, gesendet und bestehen aus einem einzelnen Bit, das in den digitalen Sprachdatenfluß eingefügt wird.

[0179] Während des Soft-Handoff-Betriebs wird die Mobileinheit Signale von zwei oder mehreren Zellen empfangen. Da die Mobileinheit ihr Timing nur ansprechend auf Timinganpassungsbefehle einer der Zellen ausrichten kann, wird die Mobileinheit normalerweise sein Timing ansprechend auf die Befehle, die von der stärksten Zelle empfangen werden, bewegen. Die gesendeten Signale von der Mobileinheit werden somit zeitlich mit der Zelle, mit der sie den besten Weg (Pfad) hat, ausgerichtet sein. Anderenfalls würde eine größere gegenseitige Interferenz zu anderen Benutzern resultieren.

[0180] Wenn jeder Zellempfänger, der ein Mobilsignal empfängt, die obige Zeitfehlermessungs- und Korrekturübertragungsoperation ausführt, dann werden alle von Mobiltelefonen empfangenen Signale normalerweise mit ungefähr dem selben Timing empfangen werden, was in einer reduzierten Interferenz resultiert.

[0181] [Fig. 9](#) beschreibt in Blockdiagrammform ein beispielhaftes CDMA-Telefongerät der Mobileinheit. Das CDMA-Telefongerät der Mobileinheit beinhaltet eine Antenne **430**, die durch Diplexer **432** mit Analogempfänger **344** und Sendeleistungsverstärker **436** gekoppelt ist. Antenne **430** und Diplexer **432** haben ein Standarddesign und gestatten eine simultane Übertragung und Empfang durch eine einzelne Antenne. Antenne **430** sammelt gesendete Signale und liefert diese durch Diplexer **432** an den Analogemp-

fänger **434**. Empfänger **434** empfängt die RF-Frequenzsignale vom Diplexer **432**, die typischerweise in dem 850 MHz Frequenzband liegen, für die Verstärkung und Frequenz-Herunterkonvertierung auf eine IF-Frequenz. Dieser Übersetzungsprozeß wird mittels eines Frequenzgenerators eines Standarddesigns erreicht, das es dem Empfänger gestattet auf jede der Frequenzen innerhalb des Empfangsfrequenzbandes des gesamtzellularen Telefonfrequenzbandes eingestellt zu werden. Die Signale werden ebenfalls gefiltert und digitalisiert, um sie an Digitaldatenempfänger **540** und **542** zusammen mit Suchempfänger **544** vorzusehen.

[0182] Die Details des Empfängers **434** sind weiterhin in der [Fig. 10](#) dargestellt. Empfangene Signale von der Antenne **430** werden an den Herunterkonvertierer **500** geliefert, der einen RF-Verstärker **502** und Mischer **504** beinhaltet. Die empfangenen Signale werden als Eingabe an RF-Verstärker **502** geliefert, wo sie verstärkt und als Eingabe für Mischer **504** ausgegeben werden. Mischer **504** wird mit einer weiteren Eingabe versehen, was die Signalausgabe des Frequenzgenerators **506** ist. Die Verstärkten RF-Signale werden im Mischer **504** auf eine IF-Frequenz umgesetzt, und zwar durch Mischen mit dem Ausgabesignal des Frequenzgenerators bzw. des Frequenzsynthesizers.

[0183] Die IF-Signale werden vom Mischer **504** an Bandpaßfilter (BPF) **508**, typischerweise ein Surface Acoustic Wave (SAW) Filter mit einem Paßband von ungefähr 1,25 MHz ausgegeben, wo sie bandpaßgefiltert werden. Die Charakteristiken des SAW-Filters werden so gewählt, daß sie zu der Wellenform des Signals, daß durch die Zellstation übertragen wird, passen. Das von der Zellstation gesendete Signal ist ein Direktsequenzspreizspektrumsignal, das durch eine PN-Sequenz getaktet mit einer vorbestimmten Rate, die in dem bevorzugten Ausführungsbeispiel 1,2288 MHz ist, moduliert. Die Taktrate wird als ein ganzzahliges Vielfaches der Basisbanddatenrate von 9,6 kbps gewählt.

[0184] Die gefilterten Signale werden von BPF **508** als Eingabe an den IF-Verstärker **510** mit variabler Verstärkung ausgegeben, wo die Signale wiederum verstärkt werden. Die verstärkten IF-Signale werden vom IF-Verstärker **510** zu analog-zu-digital (A/D)-Wandler **512** ausgegeben, wo die Signale digitalisiert werden. Die Konvertierung des IF-Signals in ein digitales Signal tritt mit einer 9,8304 MHz Taktrate in dem Ausführungsbeispiel auf, was genau das achtfache der PN-Chiprate ist. Obwohl ein (A/D)-Wandler **512** als ein Teil des Empfängers **534** dargestellt ist, könnte er statt dessen ein Teil des Daten- und Suchempfängers sein. Die digitalisierten IF-Signale werden vom (A/D)-Wandler **512** an Datenempfänger **440** und **442** und Suchempfänger **444** ausgegeben.

[0185] Empfänger **434** führt ebenfalls eine Leistungssteuerungsfunktion zum Anpassen der Sendeleistung der Mobileinheit durch. Eine automatische Verstärkungssteuerung (Automatic Gain Control (AGC))-Schaltung **514** ist ebenfalls an die Ausgabe des IF-Verstärkers **510** gekoppelt. Ansprechend auf den Pegel des verstärkten IF-Signals liefert die AGC-Schaltung **514** ein Feedback-Signal an den Verstärkungssteuerungseingang des IF-Verstärkers **510**. Empfänger **434** setzt AGC-Schaltung **514** ebenfalls ein, um ein analoges Leistungssteuerungssignal zu generieren, das an die Sendeleistungssteuerungsschaltung **438** geliefert wird.

[0186] In der [Fig. 9](#) wird die digitalisierte Signalausgabe vom Empfänger **434** an die digitalen Datenempfänger **440** und **442** und an Suchempfänger **444** geliefert. Es ist zu verstehen, daß eine billigere, Mobileinheit mit Niedrigperformance nur einen einzigen Datenempfänger haben könnte, während Einheiten mit höherer Performance zwei oder mehr haben könnten um einen Diversity-Empfang zu ermöglichen.

[0187] Das digitalisierte IF-Signal kann die Signale von vielen ablaufenden Anrufen zusammen mit den Pilotträgern, die von der gegenwärtigen Zellstation und von allen benachbarten Zellstationen gesendet werden, beinhalten. Die Funktion der Empfänger **440** und **442** ist es die IF-Sample mit der geeigneten PN-Sequenz zu korrelieren. Dieser Korrelationsprozeß liefert eine Eigenschaft, die auf dem Fachgebiet als „processing gain“ bzw. Verarbeitungsverstärkung bekannt ist, und was das Signal-zu-Interferenzverhältnis eines Signals, das zu der geeigneten PN-Sequenz paßt, verbessert, während andere Signale nicht verbessert werden. Die Korrelationsausgabe wird dann mittels des Pilotträgers von der am nächsten liegenden Zellstation als Trägerphasenreferenz synchron detektiert. Das Ergebnis dieses Detektierungsprozesses ist eine Sequenz von codierten Datensymbolen.

[0188] Eine Eigenschaft der PN-Sequenz, wie sie in der vorliegenden Erfindung eingesetzt wird, ist es daß eine Unterscheidung zwischen Vielwegsignalen vorgesehen wird. Wenn das Signal an dem Mobilempfänger nach Durchlaufen von mehr als einem Weg ankommt, wird es einen Unterschied in der Empfangszeit des Signals geben. Diese Empfangszeitdifferenz entspricht der Differenz in der Distanz geteilt durch die Ausbreitungsgeschwindigkeit. Wenn dieser Zeitunterschied eine Mikrosekunde überschreitet, dann unterscheidet der Korrelationsprozeß zwischen diesen Wegen. Der Empfänger kann entscheiden ob der frühere oder spätere Weg erfaßt und empfangen werden soll. Wenn zwei Empfänger vorgesehen werden, wie z.B. Receiver **440** und **442**, dann können zwei unabhängige Wege parallel erfaßt und verarbeitet werden. Suchempfänger **444** und

zwar unter der Steuerung des Steuerprozessors **446**, dient zum kontinuierlichen Scannen der Zeitdomain um die Nominalzeit eines empfangenen Pilotsignals der Zellstation nach anderen Vielwegpilotsignalen von derselben Zellstation und nach anderen zellstationsübertragenen Pilotsignalen. Empfänger **444** mißt die Stärke von jedem Empfang einer gewünschten Wellenform zu Zeiten, die sich von der Nominalzeit unterscheiden. Empfänger **444** vergleicht die Signalstärken der empfangenen Signale. Empfänger **444** liefert ein Signalstärkensignal an Steuerprozessor **446** anzeigend für die stärksten Signale.

[0189] Prozessor **446** liefert Steuersignale an Datenempfänger **440** und **442** damit jeder ein unterschiedliches der stärksten Signale verarbeitet. Gelegentlich hat ein anderes zellstationsgesendetes Pilot-signal eine größere Signalstärke als die Signalstärke der gegenwärtigen Zellstation. Steuerprozessor **446** würde dann eine Steuernachricht zur Übertragung an den Systemcontroller über die gegenwärtige Zellstation generieren, und zwar mit einer Anfrage bezüglich eines Transfers der Zelle (Anrufs) zu der Zellstation, die dem stärksten Pilotsignal entspricht. Empfänger **440** und **442** können daher Anrufe durch zwei verschiedene Zellstationen handhaben.

[0190] Während eines Soft-Handoff-Betriebes wird die Mobileinheit Signale von zwei oder mehreren Zellen empfangen. Da die Mobileinheit ihr Timing nur ansprechend auf eins der Zellen-Timingsanpassungsbefehle ausrichten kann, wird die Mobileinheit normalerweise ihr Timing ansprechend auf Befehle, die von der am stärksten empfangenen Zelle empfangen wurden, verschieben. Die von der Mobileinheit gesendeten Signale werden somit mit der Zelle zeitlich ausgerichtet sein, mit der die Mobileinheit den besten Weg hat. Anderenfalls würde eine größere gegenseitige Interferenz zu anderen Benutzern resultieren.

[0191] Weitere Details eines beispielhaften Empfängers, wie z.B. Datenempfänger **440**, wird im größeren Detail in der [Fig. 10](#) dargestellt. Der Datenempfänger **440** umfaßt PN-Generatoren **516** und **518**, die die PN_I - und PN_Q -Sequenzen auf eine Art und Weise und entsprechend derer, die von der Zellstation generiert werden, generiert. Timing- und Sequenzsteuersignale werden an die PN-Generatoren **516** und **518** vom Steuerprozessor **446** vorgesehen. Datenempfänger **440** beinhaltet ebenfalls Walsh-Generator **520**, der die geeignete Walsh-Funktion für die Kommunikation mit dieser Mobileinheit durch die Zellstation vorsieht. Walsh-Generator **520** generiert ansprechend auf Timingsignale (nicht dargestellt) und ein Funktionsauswahlsignal von dem Steuerprozessor, ein Signal entsprechend einer zugewiesenen Walsh-Sequenz. Das Funktionsauswahlsignal wird an die Mobileinheit durch die Zellstation als ein Teil der Anruf-Setup-Nachricht gesendet. Die PN_I - und

PN_Q -Sequenzen, die von den PN-Generatoren **516** und **518** ausgegeben werden, werden jeweils an die Exklusiv-ODER-Gatter **522** und **524** eingegeben. Walsh-Generator **520** liefert seine Ausgaben an beide der Exklusiv-ODER-Gatter **522** und **524**, wo die Signale exklusiv-ODER-verknüpft werden und gibt die Sequenzen PN_I und PN_Q aus.

[0192] Die Sequenzen PN_I und PN_Q werden an den Empfänger **440** geliefert, wo sie in den PN QPSK Korrelator **526** eingegeben werden. Der PN-Korrelator **526** kann auf eine Art und Weise ähnlich zu dem PN-Korrelator der Zellstationsdigitalempfänger konstruiert sein. PN-Korrelator **526** korreliert die empfangenen I und Q Kanaldaten mit den PN_I und PN_Q -Sequenzen und liefert korrelierte I und Q Kanaldaten die zu entsprechenden Akkumulatoren **528** und **530** ausgegeben werden. Akkumulatoren **528** und **530** akkumulieren die Eingabeinformation über eine Periode von einem Symbol oder 64 Chips. Die Akkumulatorausgaben werden an den Phasenrotierer (Phase Rotator) **532** geliefert, der ebenfalls ein Pilotphasensignal vom Steuerprozessor **446** empfängt. Die Phase der empfangenen Symboldaten wird gemäß der Phase des Pilotsignals, wie sie durch den Suchempfänger und dem Steuerprozessor bestimmt ist, rotiert. Die Ausgabe vom Phasenrotierer **532** sind die I Kanaldaten, die an die Deinterleaver- und Decodierschaltung geliefert werden.

[0193] Steuerprozessor **446** beinhaltet ebenfalls PN-Generator **534**, der die Benutzer-PN-Sequenz ansprechend auf eine Eingabemobileinheitsadresse oder -benutzer-ID erzeugt. Die PN-Sequenzausgabe vom PN-Generator **534** wird an die Diversity Kombinerer- und Decoderschaltung vorgesehen. Da das Zell-zu-Mobil Signal mit der Mobilbenutzeradress-PN-Sequenz gescrambled wird, wird die Ausgabe vom PN-Generator **534** für das endscramblen des von der Zellstation gesendeten Signals, das für diesen Mobilbenutzer bestimmt ist, eingesetzt, und zwar ähnlich wie bei dem Zellstationsempfänger. PN-Generator **534** liefert im Detail die Ausgabe-PN-Sequenz für die Deinterleaver- und Decoderschaltung, wo sie zum endscramblen der gescrambleten Benutzerdaten eingesetzt wird. Obwohl das Scramblen bezüglich einer PN-Sequenz diskutiert wird, ist vorgesehen, das andere Scrambling Techniken inklusive derer, die auf dem Fachgebiet bekannt sind, eingesetzt werden könnten.

[0194] Die Ausgaben von Empfängern **440** und **442** werden an Diversity-Kombinierer- und Decoderschaltung **448** vorgesehen. Die Diversity-Kombiniererschaltung, die in der Schaltung **448** enthalten ist, passt das Timing der zwei Ströme der empfangenen Symbole auf eine gemeinsame Ausrichtung (Alignment) einfach an und addiert diese zusammen. Diesem Additionsprozess kann ggf. etwas vorausgehen, und zwar das Multiplizieren der zwei Ströme durch

eine Zahl entsprechend der relativen Signalstärken der zwei Ströme. Diese Operation ist als Maximalverhältnis Diversity Kombinierer (Maximal Ratio Diversity Combiner) zu interpretieren. Der resultierende kombinierte Signalstrom wird dann mittels eines Vorwärtsfehler-Detektierdecoders (Forward Error Detection (FEC) Decoder) decodiert, der ebenfalls innerhalb der Schaltung **448** enthalten ist. Die übliche Digitalbasisbandausrüstung ist ein Digitalvocoder System. Das CDMA System ist konstruiert um eine Vielfalt von verschiedenen Vocoder-Designs aufzunehmen.

[0195] Basisbandschaltung **450** enthält typischerweise einen digitalen Vocoder (nicht dargestellt), der vom variablen Ratentyp, wie er in der zuvor erwähnten ebenfalls anhängigen Patentanmeldung offenbart ist. Basisbandschaltung **450** dient weiterhin als ein Interface mit einem Handgerät oder einem jeden anderen Typ von Peripherievorrichtung. Basisbandschaltung **450** nimmt eine Vielzahl von verschiedenen Vocoder-Designs auf. Basisbandschaltung **450** liefert Ausgabeinformationssignale an die Benutzer, und zwar gemäß der Information, die ihr von Schaltung **448** geliefert wird.

[0196] In der Mobil-zu-Zell Verbindung werden Benutzer-Analogsprachsignale typischerweise durch ein Handgerät bzw. Mikrotelefon (Handset) als Eingabe für die Basisbandschaltung **450** geliefert. Basisbandschaltung **450** beinhaltet einen Analog-zu-Digital-(A/D)-Wandler (nicht dargestellt), der das Analogsignal in digitaler Form konvertiert. Das Digitalsignal wird an den Digitalvocoder vorgesehen, wo es codiert wird. Die Vocoderausgabe wird an eine Vorwärtsfehlerkorrekturcodierschaltung (Forward Error Correction (FEC) Encoding Circuit) (nicht dargestellt) für eine Fehlerkorrektur geliefert. In dem Ausführungsbeispiel ist die implementierte Fehlerkorrekturcodierung ein Faltungscodierschema. Das digitalisierte codierte Signal wird von der Basisbandschaltung **450** an den Sendemodulator **452** ausgegeben.

[0197] Der Sendemodulator **452** Walsh-codiert zuerst die Sendedaten und dann moduliert er das codierte Signal auf ein PN-Trägersignal, dessen PN-Sequenz gemäß der zugewiesenen Adressfunktion für den Anruf ausgewählt ist. Die PN-Sequenz wird durch Steuerprozessor **446** aus Anrufs-Setup-Information bestimmt, die von der Zellstation gesendet wird und durch Empfänger **440** und **442** und Steuerprozessor **446** decodiert wird. Bei der Alternative, kann Steuerprozessor **446** die PN-Sequenz durch Vorausbestimmung mit der Zellstation bestimmen. Steuerprozessor **446** liefert die PN-Sequenzinformation an Sendemodulator **452** und an die Empfänger **440** und **442** für die Anrufdecodierung.

[0198] Die Ausgabe des Sendemodulators **452** wird an die Sendeleistungssteuerungsschaltung **438** ge-

liefert. Die Singalsendeleistung wird durch das Analogleistungssteuerungssignal, das von Empfänger **434** geliefert wird, gesteuert. Steuerbits, die von den Zellstationen in der Form eines Leistungsanpassungsbefehls gesendet werden, werden von Datenempfängern **440** und **442** verarbeitet. Der Leistungsanpassungsbefehl wird durch Steuerprozessor **446** eingesetzt bei der Einstellung des Leistungspegels in Übertragungen der Mobileinheit. Ansprechend auf diesen Befehl generiert Steuerungsprozessor **446** ein Digitalleistungssteuerungssignal, das an die Schaltung **438** vorgesehen wird. Weiter Informationen bezüglich der Beziehung von Empfänger **440** und **442**, Steuerprozessor **446** und Sendeleistungssteuerung **438** bezüglich der Leistungssteuerung wird im größeren Detail in der oben erwähnten ebenfalls anhängigen Patentanmeldung beschrieben.

[0199] Sendeleistungssteuerungsschaltung **438** gibt das leistungsgesteuerte modulierte Signal an Sendeleistungsverstärkungsschaltung **436** aus. Schaltung **436** verstärkt und konvertiert das IF-Signal auf eine RF-Frequenz durch Mischen (Mixing) mit einem Ausgabesignal eines Frequenzgenerators, das das Signal auf die geeignete Ausgabefrequenz tuned. Schaltung **436** beinhaltet einen Verstärker, der die Leistung auf einen endgültigen Ausgabepegel verstärkt. Das geplante Übertragungssignal wird von Schaltung **436** an Duplexer **432** ausgegeben. Duplexer **432** koppelt das Signal an Antenne **340** für die Übertragung an die Zellstation.

[0200] Steuerungsprozessor **446** ist ebenfalls in der Lage Steuernachrichten, wie z.B. Zell-Diversity Modusanfragen und Zellstationskommunikationsterminierungsbefehle zu generieren. Diese Befehle werden an den Sendemodulator **452** für die Übertragung geliefert. Steuerungsprozessor **446** spricht auf die Daten empfangen von den Datenempfängern **440** und **442** und Suchempfänger **444** an, um Entscheidungen relativ bzw. bezüglich des Handoff und des Diversity Kombinierens zu treffen.

[0201] Bezüglich der Übertragung durch die Mobileinheit, wird das analoge Sprachsignal des Mobilbenutzers zuerst durch einen digitalen Vocoder gegeben. Die Vocoderausgabe wird dann nacheinander Faltungs-Vorwärts-Fehlerkorrektur-(Forward Error Correction (FEC))-Codiert, 64-fach orthogonal sequenzcodiert und auf ein PN-Trägersignal moduliert. Die 64-fach orthogonal Sequenz wird durch einen Walsh-Funktionscodierer generiert. Der Codierer wird durch Ansammeln von sechs sukzessiven binären Symbolausgaben von dem Faltungs-FEC-Codierer gesteuert. Die sechs binären (Symbole) bestimmten kollektiv, welche der 64 möglichen Walsh-Sequenzen gesendet wird. Die Walsh-Sequenz ist 64-Bit lang. Somit muß die Walsh-„Chip“-Rate $9600 \cdot 3 \cdot (1/6) \cdot 64 = 307200$ Hz für eine 9600 bps Datenübertragungsrate sein.

[0202] In der Mobil-zu-Zell Verbindung wird eine gemeinsame kurze PN-Sequenz für alle Sprachträger in dem System eingesetzt, während die Benutzersadressencodierung mittels des Benutzer-PN-Sequenzgenerators durchgeführt wird. Die Benutzer-PN-Sequenz wird eindeutig bzw. einmalig (uniquely) dem Mobiltelefon für zumindest die Dauer des Anrufes zugewiesen. Die Benutzer-PN-Sequenz wird exklusiv-ODER-verknüpft mit den gemeinsamen PN-Sequenzen, was Länge 32768, erweiterte Maximal-längen linear Verschiebungsregistersequenzen (Length 32768 Augmented Maximal-Length Linear Shift Register Sequences) sind. Die resultierenden binären Signale biphasen modulieren dann jeweils ein Quadraturträger, werden summiert um ein zusammengesetztes Signal zu bilden, werden bandpassgefiltert, und auf eine IF-Frequenzausgabe übersetzt bzw. umgesetzt. In dem Ausführungsbeispiel wird ein Teil des Filterungsprozesses tatsächlich durch einen Finite Impulse Response-(FIR)-Digitalfilter, der auf die binäre Ausgabesequenz angewendet wird, durchgeführt.

[0203] Die Modulatorausgabe wird dann leistungsgesteuert durch Signale von dem Digitalsteuerprozessor und dem Analogempfänger, auf die RF-Betriebsfrequenz durch Mischen mit einem Frequenzgenerator, der das Signal auf die geeignete Ausgabe-frequenz tuned, konvertiert, und dann auf den endgültigen Ausgabepegel verstärkt. Das Sendesignal wird dann weiter an den Duplexer und die Antenne geführt.

[0204] [Fig. 11](#) beschreibt ein bevorzugtes, jedoch beispielhaftes, Ausführungsbeispiel des Sendemodulators **452** der Mobileinheit. Daten werden in digitaler Form von der Benutzerdigitalbasisbandschaltung an den Codierer **600** geliefert, wo sie in dem Ausführungsbeispiel faltungscodiert werden. Die Ausgabe des Codierers **600** wird an Interleaver bzw. Verschachteler **602** geliefert, der in dem Ausführungsbeispiel ein Blockinterleaver ist. Die interleavten bzw. verschachtelten Symbole werden vom Blockinterleaver **602** an den Walsh-Codierer **604** des Sendemodulators **452** ausgegeben. Walsh-Codierer **604** setzt die Eingabesymbole ein um eine Codesequenzausgabe zu generieren. Die Walsh-Sequenz wird an einen Eingang des Exklusiv-ODER-Gatters **606** geliefert.

[0205] Der Sendemodulator **452** beinhaltet weiterhin PN-Generator **608**, der die Mobileinheitadresse, als Eingabe für die Bestimmung der Ausgabe-PN-Sequenz, empfängt. PN-Generator **608** generiert die benutzerspezifische 42-Bit Sequenz, wie unter Bezugnahme auf die [Fig. 3](#) und 4 diskutiert wurde. Eine weitere Eigenschaft des PN-Generators **608**, die allen Benutzer-PN-Generatoren gemeinsam ist und nicht zuvor besprochen wurde, ist der Einsatz einer Maskierungstechnik bei der Erzeugung der

Ausgabebenutzer-PN-Sequenz. Eine 42-Bit Maske wird z.B. für den Benutzer vorgesehen, wobei jedes Bit der 42-Bit Maske exklusiv-ODER-verknüpft wird mit einer Bitausgabe von jedem Register der Serien von Schieberegister, die den PN-Generator bilden. Die Ergebnisse der Maskierungs- und Schieberegister-Bit-exklusiv-ODER-Operation werden dann miteinander exklusiv-ODER-verknüpft, um die PN-Generatorausgabe, die als die Benutzer-PN-Sequenz eingesetzt wird, auszugeben. Die Ausgabe der PN-Sequenz des PN-Generators **608**, der Sequenz PN_I , wird in das Exklusiv-ODER-Gatter **606** eingegeben. Die Walsh-Symboldaten und die PN_I -Sequenz werden exklusiv-ODER-verknüpft in Exklusiv-ODER-Gatter **606** und als Eingabe an beide Exklusiv-ODER-Gatter **610** und **612** geliefert.

[0206] Sendemodulator **452** beinhaltet weiterhin PN-Generatoren **614** und **616**, die jeweils PN_I - und PN_Q -Sequenzen generieren. Alle Mobileinheiten benutzen dieselbe PN_I - und PN_Q -Sequenzen. Diese PN-Sequenzen sind in dem Ausführungsbeispiel die Null-Verschiebung, die in den Zell-zu-Mobil Kommunikationen eingesetzt wird. Die anderen Eingänge der Exklusiv-ODER-Gatter **610** und **612** werden jeweils mit den PN_I - und PN_Q -Sequenzen, die von PN-Generatoren **614** und **616** ausgegeben werden, versehen. Die Sequenzen PN_I und PN_Q werden in den jeweiligen Exklusiv-ODER-Gattern mit der Ausgabe, die von der Sendeleistungssteuerung **438** ([Fig. 9](#)) vorgesehen wird, exklusiv-ODER-verknüpft.

[0207] In dem Ausführungsbeispiel benutzt die Mobil-zu-Zell Verbindung eine Rate $r = 1/3$ Faltungscode mit Beschränkungslänge $K = 9$ ($r = 1/3$ Convolutional Code with Constraint length $K = 9$). Die Generatoren für den Code sind $G_1 = 557$ (Octal), $G_2 = 663$ (Octal) und $G_3 = 711$ (Octal). Ähnlich zu der Zell-zu-Mobil Verbindung, wird Codewiederholung eingesetzt um die vier verschiedenen Datenraten, die der Vocoder auf einer 20 msec Rahmenbasis produziert, aufzunehmen. Nicht wie in der Zell-zu-Mobil Verbindung werden die wiederholten Codesymbole nicht mit niedrigeren Energiepegeln und „Over the Air“ bzw. den Äther übertragen, sondern wird vielmehr nur ein Codesymbol einer Wiederholungsgruppe mit dem Nominalleistungspegel gesendet. Zusammenfassend wird die Codewiederholung in dem Ausführungsbeispiel lediglich als Zweckmittel eingesetzt, um das variable Datenratenschema in die Interleaving und Modulationsstruktur wie es in den folgenden Paragraphen gezeigt wird, einzupassen.

[0208] Ein Blockinterleaver, der 20 msec überspannt, genau ein Vocoderrahmen, wird in der Mobil-zu-Zell Verbindung eingesetzt. Die Anzahl der Codesymbole in 20 msec, bei einer angenommenen Datenrate von 9600 bps und einer Coderate $r = 1/3$, ist 576. Die N und B Parameter, wobei N gleich der Anzahl der Zeilen B die Anzahl der Spalten des Inter-

leaver-Feldes (Interleaver Array) sind, sind 32 bzw. 18. Die Codesymbole werden in das Interleaver-Speicher-Array in Zeilen eingeschrieben und per Spalten ausgelesen.

[0209] Das Modulationsformat ist 64-fach orthogonale Singalisierung (64-ary Orthogonal Signalling). In anderen Worten, interleavte Codesymbole werden in Gruppen von sechs gruppiert um eine von 64 orthogonalen Wellenformen auszuwählen. Die 64 Zeit Orthogonalwellenformen (Time Orthogonal Waveforms) sind dieselben Walsh-Funktionen, die als Abdeckungssequenzen in der Zell-zu-Mobil Verbindung eingesetzt werden.

[0210] Das Datenmodulationszeitintervall ist gleich 208,33 μ sec, und wird als Walsh-Symbolintervall bezeichnet. Bei 9600 bps entsprechen 208,33 μ sec 2 Informationsbits, was äquivalent zu 6 Codesymbolen ist, bei einer Codesymbolrate, die gleich 28800 sps ist. Das Walsh-Symbolintervall wird in 64 gleich lange Zeitintervalle unterteilt, auf die als Walsh-Chips Bezug genommen wird, und die jeweils $208,33/64 = 3,25$ μ sec lang dauern. Die Walsh-Chiprate ist dann $1/3,25$ μ sec = 307,2 kHz. Da die PN-Spreizrate in den zwei Verbindungen symmetrisch ist, d.h. 1,2288 MHz, gibt es genau 4 PN-Chips pro Walsh-Chip.

[0211] Insgesamt drei PN-Generatoren werden auf dem Mobil-zu-Zell Verbindungsweg eingesetzt: Der benutzerspezifische 42-Bit PN-Generator und das Paar von 15-Bit I und Q Kanal PN-Generatoren. Nach der benutzerspezifischen Spreizoperation, wird das Signal QPSK-gespreizt, wie es in der Zell-zu-Mobil Verbindung getan wurde. Nicht wie in der Zell-zu-Mobil Verbindung, wo jeder Sektor oder jede Zelle durch eindeutige Sequenzen der Länge 2^{15} identifiziert wurde, benutzen hier alle Mobileinheiten dieselben I und Q PN-Sequenzen. Diese PN-Sequenzen sind die Sequenzen mit „Null-Verschiebung“, die in der Zell-zu-Mobilverbindung eingesetzt wurden, auf die auch als die Pilotsequenzen Bezug genommen wurde.

[0212] Codewiederholung und Energieskalierung werden in der Zell-zu-Mobil Verbindung eingesetzt um die variablen Raten, die durch den Vocoder produziert werden, aufzunehmen. Die Mobil-zu-Zell Verbindung setzt ein unterschiedliches Schema basierend auf Burst Übertragung ein.

[0213] Der Vocoder produziert vier verschiedene Datenraten, d.h. 9600, 4800, 2400 und 1200 bps, auf einer 20 msec Rahmenbasis wie in der Zell-zu-Mobilverbindung. Die Informationsbits werden durch die Rate $r = 1/3$ Faltungscodierer codiert und Codesymbole werden 2, 4 und 8 mal bei den drei niedrigeren Datenraten wiederholt. Somit wird die Codesymbolrate konstant auf 28800 sps gehalten. Nach dem Codierer werden die Codesymbole durch den Blockin-

terleaver, der genau einen Vocoderrahmen oder 20 msec überspannt, geinterleavt. Insgesamt 576 Codesymbole werden alle 20 msec durch den Faltungscodierer (convolutional decoder) generiert, wobei einige von diesen wiederholte Symbole sein könnten.

[0214] Die Codesymbolesequenz, wie sie gesendet wird, ist in der [Fig. 12](#) gezeigt. Es ist zu sehen, dass der Vocoderrahmen, 20 msec, in 16 Slots bzw. Schlitze, die jeweils 1,25 msec dauern, unterteilt wurde. Die Nummerologie der Mobil-zu-Zell Verbindung ist so, daß in jedem Schlitz 36 Codesymbole bei der 28800 sps Rate oder äquivalent dazu 6 Walsh-Symbole bei der 4800 sps Rate befinden. Bei der 1/2 Rate, d.h. 4800 bps, sind die Schlitze in 8 Gruppen, die jeweils 2 Schlitze aufweisen, gruppiert. Bei der 1/4 Rate, d.h. 2400 bps, ist der Schlitz in 4 Gruppen mit jeweils 4 Schlitzen gruppiert. Und letztendlich bei der 1/8 Rate, d.h. 1200 bps sind die Schlitze in zwei Gruppen, die jeweils 8 Schlitze aufweisen, gruppiert.

[0215] Ein beispielhaftes Symbol Burst Übertragungsmuster (Symbol Burst Transmission Pattern) ist weiterhin in der [Fig. 12](#) dargestellt. Bei der 1/4 Rate, d.h. 2400 bps, werden während des vierten Schlitzes der ersten Gruppe die vierte und achte Zeile des Interleaver-Speicher-Arrays spaltenweise ausgelesen und sequentiell gesendet. Die Schlitzposition für die gesendeten Daten muss zufällig verteilt sein, um die Interferenz zu reduzieren.

[0216] Das Timing der Mobil-zu-Zell Verbindung wird in der [Fig. 13](#) dargestellt. [Fig. 13](#) baut das Timing-Diagramm der [Fig. 7](#) weiter aus, um die Mobil-zu-Zell Kanäle, d.h. Sprache und Access bzw. Zugriff, einzubeziehen. Die Synchronisation der Mobil-zu-Zell Verbindung umfaßt die folgenden Schritte:

1. Erfolgreiches Decodieren einer Sync-Nachricht, d.h. CRC-Check;
2. Laden des langen PN-Schieberregisters mit dem Zustand, der in der Sync-Nachricht empfangen wurde; und
3. für Pilotcodephasen-Offsets Kompensieren, wenn von einem Sektor empfangen wird, der ein verschobenes Pilot bzw. Pilotsignal einsetzt.

[0217] Zu diesem Zeitpunkt besitzt das Mobiltelefon eine komplette Synchronisation, d.h. PN-Synchronisation und Realtime- bzw. Echtzeit-Synchronisation, und kann damit beginnen auf entweder dem Access-Kanal oder Sprachkanal zu senden.

[0218] Die Mobileinheit muss, damit sie in der Lage ist einen Anruf abzusetzen, mit Signalisierungseigenschaften versehen werden, um einen Anruf zu einem anderen Systembenutzer über eine Zellstation durchzuführen. In der Mobil-zu-Zell Verbindung ist die vorgesehene Zugriffs- bzw. Access-Technik das geschlitzte ALOHA bzw. slotted ALOHA. Eine Beispiel-

übertragungsbitrate auf dem rückwärtigen Kanal ist 4800 bps. Ein Access-Kanalpaket weist eine Präambel gefolgt von der Information auf. Die Präambel bzw. Einleitungslänge ist in dem Ausführungsbeispiel ein ganzzahliges Vielfaches von 20 msec Rahmen und ist ein Sektor/Zellparameter, der das Mobiltelefon in einem der Paging-Kalnanachrichten empfängt. Da die Zellempfänger die Präambeln einsetzen um Ausbreitungsverzögerungen zu lösen, erlaubt es dieses Schema die Präambellänge basierend auf dem Zellradius zu variieren. Der Benutzer-PN-Code für den Access-Kanal wird entweder vorarrangiert oder auf dem Paging-Kanal an die Mobileinheiten gesendet.

[0219] Die Modulation ist festgelegt und konstant für die Dauer der Präambel. Die in der Präambel eingesetzte orthogonale Wellenform ist W_0 , d.h. die Walsh-Funktion mit nur Nullen. Es ist anzumerken, dass ein Muster mit nur Nullen an dem Eingang des Faltungscodierers die gewünschte Wellenform W_0 generiert.

[0220] Ein Accesskanaldatenpaket kann aus einem oder höchstens 20 msec Rahmen bestehen. Die Codierung, das Interleaven und die Modulation des Access-Kanals ist genau dieselbe wie für den Sprachkanal mit der 9600 bps Rate. In einem Ausführungsbeispiel verlangt der Sektor/Zelle von den Mobileinheiten, dass eine 40 msec Präambel gesendet wird und der Access-Kanal-Nachrichtentyp verlangt einen Datenrahmen. Wenn N_p die Anzahl der Preamble Rahmen ist, wobei k die Anzahl von 20 msec, die seit dem vordefinierten Zeitursprung ist, dann ist es dem Mobiltelefon erlaubt, eine Übertragung auf dem Access-Kanal nur zu initiieren, wenn die Gleichung: $(k, N_p + 2) = 0$ wahr ist.

[0221] Bezüglich anderen Kommunikationsanwendungen kann es wünschenswert sein die verschiedenen Elemente der Fehler-Korrektur-Codierung, der orthogonalen Sequenzcodierung und der PN-Codierung neu anzuordnen, um besser an die Anwendung angepasst zu sein.

[0222] In Satelliten-Mobil-Kommunikationen z.B., wo die Signale zwischen großen Hub-Erdstationen und den Mobilterminals über eine oder mehrere Erdumlaufsatelliten gelenkt wird, kann es wünschenswert sein, kohärente Modulations- und Demodulationstechniken in beide Richtungen der Verbindung einzusetzen, da der Kanal Vielphasen kohärenter ist als der terrestrische Mobilkanal. In solch einer Anwendung würde der Mobilmodulator nicht eine m-fache Codierung, wie oben beschrieben, einsetzen. Statt dessen könnte eine bi-phasen oder vier-phasen Modulation von Vorwärtsfehlerkorrektursymbolen eingesetzt werden mit einer herkömmlichen kohärent Demodulation, wobei die Trägerfrequenz von dem empfangenen Signal mittels Costas Schleifentechniken extrahiert wird. Zusätzlich könnte

die orthogonale Walsh-Funktionskanalisierung, wie sie hierin beschrieben wurde für die Zell-zu-Mobil Verbindung, eingesetzt werden. Solange die Kanalphase einigermaßen kohärent bleibt, liefert dieses Modulations- oder Demodulationssystem einen Betrieb mit niedrigerem Eb/No als m-fache orthogonal Signalisierung, was in einer höheren Systemkapazität resultiert.

[0223] In einem weiteren Ausführungsbeispiel, kann es bevorzugt sein die Sprachwellenform direkt in die RF-Wellenform zu codieren anstelle des Einsatzes von Vocoder und FEC-Techniken. Während der Einsatz eines Vocoder und FEC-Techniken in einer viel höheren Verbindungperformance resultiert, ist die Komplexität der Implementierung höher, was in zusätzlichen Kosten und einem höheren Leistungsverbrauch resultiert. Diese Nachteile können insbesondere bei tragbaren Taschentelefonen nachteilhaft sein, wo der Batterieverbrauch und Kosten wichtig sind. In gebräuchlichen Digitaltelefonübertragungsanwendungen wird die Sprachwellenform in einem digitalen Format als 8 Bit Sprachsample bei einer Sample-Rate von 8 kHz dargestellt. Das CDMA System könnte die 8 Bit Sample direkt in Trägerphasenwinkel codieren. Dies würde den Bedarf nach einem Vocoder oder einem FEC-Codierer/Decodierer eliminieren. Es würde außerdem ein etwas höheres Signal-zu-Rausch Verhältnis für eine gute Performance benötigen, was in einer niedrigeren Kapazität resultiert. Bei einer anderen Alternative, könnte die 8 Bit Sprachsample direkt auf Trägeramplituden codiert werden. Bei einer weiteren Alternative, könnten die Sprachwellenform-Samples in Trägerphasen und Amplituden codiert werden.

[0224] Die vorhergehende Beschreibung der bevorzugten Ausführungsbeispiele wurde vorgesehen um einen Fachmann auf dem Fachgebiet in die Lage zu versetzen, die vorliegende Erfindung herzustellen oder einzusetzen. Die verschiedenen Modifikationen zu diesen Ausführungsbeispielen werden einem Fachmann auf dem Fachgebiet leicht ersichtlich und die grundlegenden Prinzipien, die hierherinnen definiert sind, können auf andere Ausführungsbeispiele ohne den Einsatz von erfinderischer Tätigkeit angewendet werden. Somit ist es nicht beabsichtigt, dass die vorliegende Erfindung auf die Ausführungsbeispiele, die hierherinnen dargestellt sind, begrenzt ist, sondern sollte eher vielmehr der breiteste Rahmen, der in Einklang steht mit den Prinzipien und neuen Merkmalen, wie sie hierherinnen offenbart sind, steht.

Patentansprüche

1. Ein Code-Multiplex-Vielfach-Zugriffszellenstandort (**12**, **14**) (code division multiple access cell site bzw. CDMA-Zellenstandort) für ein CDMA System, das ein Soft-Handoff-Schema bzw. Schema zur

weichen Übergabe besitzt, das einen Wechsel bzw. ein Umschalten zwischen Zellenstandorten (**12**, **14**) erlaubt, und zwar soweit es eine Signalstärke diktiert bzw. vorschreibt, während eine Verbindung zu wenigstens einem Zellenstandort (**12**) beibehalten wird, wobei der Zellenstandort (**12**) konfiguriert ist zum Senden eines Pilotträgersignals zum Erlangen einer Anfangssynchronisation und zum Aufrechterhalten einer robusten Zeitnachführung und wobei für jeden Sektor einer Zelle in dem CDMA System der gleiche Spreiz-Code, aber mit einem Zeitversatz für das Pilotträgersignal genutzt wird und wobei der Zellenstandort Folgendes aufweist:

- Mittel zum Modulieren (**66**), die konfiguriert sind zum Formatieren digitaler Daten zur Übertragung bzw. Sendung auf einem Kommunikationskanal und zum Einfügen von wenigstens einem Zeitsteuerungs- bzw. Timing-Befehl in die digitalen Daten, wobei die digitalen Daten eine Vielzahl von Bits aufweisen;
- Mittel zum Senden (**58**), die mit den Mitteln zum Modulieren (**66**), gekoppelt sind und die konfiguriert sind zum Empfangen der digitalen Daten von den Mitteln zum Modulieren, und zwar zum Konvertieren der digitalen Daten in analoge Daten und zum Senden der analogen Daten auf dem Kommunikationskanal; und
- Mittel zum Empfangen (**32**, **36**), die konfiguriert sind zum Empfangen eines Signals von wenigstens einer entfernten Einheit (**16**, **18**) und zum Bestimmen eines Zeit-Steuerungs- bzw. Timing-Fehlers von dem empfangenen Signal, der verwendet wird zum Erzeugen des Timing-Befehls gemäß dem Timing-Fehler, wobei die Mittel zum Empfangen (**32**, **36**) mit den Mitteln zum Modulieren (**66**) gekoppelt sind und konfiguriert sind zum Vorsehen des Timing-Befehls an die Mittel zum Modulieren (**66**).

2. Zellenstandort nach Anspruch 1, wobei die wenigstens eine entfernte Einheit (**16**, **18**) eine Vielzahl von entfernten Einheiten ist und der Timing-Fehler für jede entfernte Einheit eine Differenz zwischen einem Timing von dem empfangenen Signal von jener entfernten Einheit und einem nominalen Timing-Wert der von den Timings bzw. Zeitsteuerungen von allen entfernten Einheiten abgeleitet ist.

3. Zellenstandort nach Anspruch 2, wobei die Timing-Befehle für jede entfernte Einheit (**16**, **18**) es den Mitteln zum Empfangen (**32**, **36**) ermöglichen die Signale von jeder entfernten Einheit synchron zu empfangen.

4. Zellenstandort nach Anspruch 2, wobei der Timing-Befehl ein Bit aufweist, das in die digitalen Daten-Bits eingefügt ist.

5. Zellenstandort nach Anspruch 2, wobei die Differenz ein Zeitnachlaufwert (lag value) ist, der einen Zeitbetrag repräsentiert, um den das empfangene Signal der entfernten Einheit (**16**, **18**) dem nominalen

Timing-Wert zeitlich nachläuft und wobei der Timing-Befehl ein Befehl an die entfernte Einheit (**16**, **18**) ist zum Vorrücken der Übertragung der entfernten Einheit um ein Timing-Einstell-Inkrement, das im wesentlichen gleich dem Zeitnachlaufwert ist.

6. Zellenstandort nach Anspruch 2, wobei die Differenz einen Zeitvoreilwert (lead value) ist, der einen Zeitbetrag repräsentiert, um den das empfangene Signal von der entfernten Einheit (**16**, **18**) dem nominalen Timing-Wert voreilt und wobei der Timing-Befehl ein Befehl an die entfernte Einheit ist zum Verzögern der Übertragung der entfernten Einheit um ein Timing-Einstell-Inkrement das im wesentlichen gleich dem Zeitvoreilwert ist.

7. Zellenstandort nach Anspruch 5, wobei die Mittel zum Modulieren (**66**) ferner konfiguriert sind zum Exklusiv-ODER-Verknüpfen von jedem Bit der digitalen Daten mit einer Pseudo-Zufalls-(pseudorandom, PN)-Sequenz mit PN-Chips und wobei das Timing-Einstell-Inkrement ein Befehl an die entfernte Einheit ist, zum Vorrücken der Übertragung der entfernten Einheit um einen Bruchteil eines PN-Chips.

8. Zellenstandort nach Anspruch 6, wobei die Mittel zum Modulieren (**66**) ferner konfiguriert sind zum Exklusiv-ODER-Verknüpfen von jedem Bit der digitalen Daten mit einer Pseudo-Zufalls-(PN)-Sequenz mit PN-Chips und wobei das Timing-Einstell-Inkrement ein Befehl an die entfernte Einheit ist zum Verzögern der Übertragung von der entfernten Einheit um einen Bruchteil eines PN-Chips.

9. Zellenstandort nach Anspruch 1, wobei die Mittel (**66**) zum Modulieren einen Modulator aufweisen, der konfiguriert ist zum Formatieren der digitalen Daten zur Übertragung auf dem Kommunikationskanal und zum Einfügen des wenigstens einen Timing-Befehls in die digitalen Daten, wobei die digitalen Daten die Vielzahl von Bits aufweisen; die Mittel zum Übertragen (**58**) einen Sender aufweisen, der mit dem Modulator gekoppelt ist und der konfiguriert ist zum Empfangen der digitalen Daten von dem Modulator, zum Konvertieren der digitalen Daten in analoge Daten und zum Senden der analogen Daten auf dem Kommunikationskanal; und die Mittel zum Empfangen (**32**, **36**) einen Empfänger aufweisen, der konfiguriert ist zum Empfangen des Signals von wenigstens einer entfernten Einheit und zum Bestimmen des Timing-Fehlers von dem empfangenen Signal zur Verwendung zum Erzeugen des Timing-Befehls gemäß dem Timing-Fehler wobei der Empfänger mit dem Modulator gekoppelt ist und konfiguriert ist zum Vorsehen des Timing-Befehls für den Modulator.

10. Zellenstandort nach Anspruch 9, wobei die wenigstens eine entfernte Einheit (**16**, **18**) eine Vielzahl von entfernten Einheiten ist und der Timing-Feh-

ler für jede entfernte Einheit eine Differenz ist, zwischen einem Timing von dem empfangenen Signal von jener entfernten Einheit und einem nominalen Timing-Wert, der von den Timings bzw. Zeitsteuerungen von allen von den entfernten Einheiten abgeleitet ist.

11. Zellenstandort nach Anspruch 10, wobei die Timing-Befehle für jede entfernte Einheit (**16, 18**) es dem Empfänger ermöglichen die Signale von jeder entfernten Einheit synchron zu empfangen.

12. Zellenstandort nach Anspruch 10, wobei der Timing-Befehl ein Bit aufweist das in die digitalen Daten-Bits eingefügt ist.

13. Zellenstandort nach Anspruch 10, wobei die Differenz ein Zeitnachlaufwert ist, der einen Zeitbetrag repräsentiert, um den das empfangene Signal der entfernten Einheit (**16, 18**) dem nominalen Timing-Wert zeitlich nachläuft und wobei der Timing-Befehl ein Befehl an die entfernte Einheit (**16, 18**) ist zum Vorrücken, der Übertragung der entfernten Einheit um ein Timing-Einstell-Inkrement, das im wesentlichen gleich dem Zeitnachlaufwert ist.

14. Zellenstandort nach Anspruch 10, wobei die Differenz ein Zeitvoreilwert (lead value) ist, der einen Zeitbetrag repräsentiert, um den das empfangene Signal von der entfernten Einheit (**16, 18**) dem nominalen Timing-Wert voreilt und wobei der Timing-Befehl ein Befehl an die entfernte Einheit ist zum Verzögern der Übertragung der entfernten Einheit und ein Timing-Einstell-Inkrement das im wesentlichen gleich dem Zeitvoreilwert ist.

15. Zellenstandort nach Anspruch 13, wobei der Modulator ferner konfiguriert ist zum Exklusiv-ODER-Verknüpfen von jedem Bit der digitalen Daten mit einer Pseudo-Zufalls-(pseudorandom, PN)-Sequenz mit PN-Chips und wobei das Timing-Einstell-Inkrement ein Befehl an die entfernte Einheit ist, zum Vorrücken der Übertragung der entfernten Einheit um einen Bruchteil eines PN-Chips.

16. Zellenstandort nach Anspruch 14, wobei der Modulator ferner konfiguriert ist zum Exklusiv-Oder-Verknüpfen von jedem Bit der digitalen Daten mit einer Pseudo-Zufalls-(PN)-Sequenz mit PN-Chips und wobei das Timingeinstell-Inkrement ein Befehl an die entfernte Einheit ist zum Verzögern der Übertragung von der entfernten Einheit um einen Bruchteil eines PN-Chips.

17. Ein Verfahren zum Einstellen einer Sendezeitsteuerung von Signalen an einem Code-Multiplex-Vielfach-Zugriffs-Zellenstandort (**12, 14**) (code division multiple access cell site, CDMA-Zellenstandort) eines CDMA Systems, das ein Soft-Handoff-Schema bzw. Schema zur sanften Übergabe be-

sitzt das ein Wechseln bzw. Umschalten zwischen Zellenstandorten (**12, 14**) gemäß dem Diktat einer Signalstärke erlaubt, während eine Verbindung zu mindestens einem Zellenstandort (**12**) beibehalten wird, wobei der Zellenstandort (**12**) ein Pilotträgersignal sendet zum Erlangen einer Anfangssynchronisation und zum Beibehalten einer robusten Zeitnachführung und wobei für jeden Sektor einer Zelle in dem CDMA System der gleiche Spreiz-Code aber mit einem zeitlichen Versatz für das Pilotträgersignal genutzt wird, wobei das Verfahren Folgendes aufweist:

Empfangen eines Signals von wenigstens einer entfernten Einheit (**16, 18**); Bestimmen eines Zeitsteuerungs- bzw. Timing-Fehlers des empfangenen Signals;

Erzeugen eines Timing-Befehls gemäß dem Timing-Fehler;

Formatieren einer Vielzahl von digitalen Daten-Bits zur Übertragung auf einem Kommunikationskanal;

Einfügen von wenigstens einem Timing-Befehl in die Vielzahl von digitalen Daten-Bits;

Konvertieren der digitalen Daten in analoge Daten; und

Übertragen bzw. Senden der analogen Daten auf dem Kommunikationskanal.

18. Verfahren nach Anspruch 17, wobei das Empfangen, Empfangen von Signalen von einer Vielzahl von entfernten Einheiten (**16, 18**) aufweist, und das Bestimmen eines Timing-Fehlers für jede entfernte Einheit, Bestimmen einer Differenz zwischen einem Timing des empfangenen Signals von der entfernten Einheit (**16, 18**) und einem nominalen Timing-Wert, der von den Zeitsteuerungen von allen von den entfernten Einheiten abgeleitet ist, aufweist.

19. Verfahren nach Anspruch 18, wobei die Timing-Befehle für jede entfernte Einheit (**16, 18**) es dem Empfänger (**32, 36**) ermöglichen die Signale von jeder entfernten Einheit synchron zu empfangen.

20. Verfahren nach Anspruch 18, wobei das Einfügen von wenigstens einem Zeitsteuerungsbefehl Einfügen von wenigstens einem Bit in die Vielzahl von digitalen Daten-Bits aufweist.

21. Verfahren nach Anspruch 18, wobei das Bestimmen einer Differenz Bestimmen eines Zeitnachlaufwerts aufweist, der einen Zeitbetrag repräsentiert um den das empfangene Signal von der entfernten Einheit (**16, 18**) dem nominalen Timing-Wert nachläuft und wobei das Erzeugen eines Timing-Befehls Erzeugen eines Befehls für die entfernte Einheit zum Vorrücken der Übertragung von der entfernten Einheit (**16, 18**) um ein Timing-Einstell-Inkrement, das im wesentlichen gleich dem Zeitnachlaufwert ist, aufweist.

22. Verfahren nach Anspruch 18, wobei das Bestimmen einer Differenz Bestimmen eines Zeitvoreil-

werts aufweist, der einen Zeitbetrag repräsentiert, um den das empfangene Signal von der entfernten Einheit dem nominalen Timing-Wert voreilt und wobei das Erzeugen eines Timing-Befehls Erzeugen eines Befehls für die entfernte Einheit (**16, 18**) zum Verzögern der Übertragung von der entfernten Einheit (**16, 18**) um ein Timing-Einstell-Inkrement das im wesentlichen gleich dem Zeitvoreilwert ist, aufweist.

23. Verfahren nach Anspruch 21, wobei das Formatieren ferner eine Exklusiv-ODER-Verknüpfung von jedem Bit von den digitalen Daten mit einer pseudozufälligen (pseudorandom, PN) Sequenz mit PN-Chips aufweist, und wobei das Timing-Einstell-Inkrement ein Befehl für die entfernte Einheit ist, zum Vorrücken der Übertragung von der entfernten Einheit um einen Bruchteil eines PN-Chips.

24. Verfahren nach Anspruch 22, wobei das Formatieren ferner eine Exklusiv-ODER-Verknüpfung von jedem Bit von den digitalen Daten mit einer pseudozufälligen (PN) Sequenz mit PN-Chips aufweist und wobei das Timing-Einstell-Inkrement ein Befehl an die entfernte Einheit ist zum Verzögern der Übertragung von der entfernten Einheit um einen Bruchteil von einem PN-Chip.

25. Eine Kommunikationseinheit für ein Code-Multiplex-Vielfach-Zugriffs-System (code division multiple access, CDMA-System), das ein Soft-Handoff-Schema bzw. ein Schema mit sanfter Übergabe besitzt, das ein Umschalten bzw. Wechseln zwischen Zellenstandorten (**12, 14**) gemäß dem Diktat einer Signalstärke zulässt, während eine Verbindung mit mindestens einem Zellenstandort (**12**) beibehalten wird, wobei der Zellenstandort (**12**) konfiguriert ist zum Senden eines Pilotträgersignals zum Erlangen einer Anfangssynchronisation und zum Beibehalten einer robusten Zeitnachführung und wobei für jeden Sektor einer Zelle in dem CDMA System der gleiche Spreiz-Code aber mit einem Zeitversatz für das Pilotträgersignal genutzt wird, und wobei die Kommunikationseinheit Folgendes aufweist:

Mittel zum Empfangen (**434, 440**), die konfiguriert sind zum Empfangen von Daten auf einem Kommunikationskanal gemäß dem Diktat der Signalstärke und um daraus mindestens einen Timing-Befehl zu extrahieren; und

Mittel zum Senden (**452, 438**) die gekoppelt sind mit den Mitteln zum Empfangen (**434, 440**) und die konfiguriert sind zum Empfangen des wenigstens einen Timing-Befehls und zum Einstellen eines Signal-Sende-Timings gemäß dem wenigstens einen Timing-Befehl.

26. Kommunikationseinheit nach Anspruch 25, wobei der wenigstens eine Timing-Befehl mindestens ein Bit aufweist, das in die empfangenen Daten eingefügt ist.

27. Kommunikationseinheit nach Anspruch 25, wobei der wenigstens eine Timing-Befehl ein Befehl ist zum Einstellen des Signalsende-Timings ansprechend auf eine Signalsendezeit von wenigstens einer anderen Kommunikationseinheit.

28. Kommunikationseinheit nach Anspruch 25, wobei der wenigstens eine Timing-Befehl ein Befehl zum Vorrücken des Signalsende-Timings ist.

29. Kommunikationseinheit nach Anspruch 25, wobei der wenigstens eine Timing-Befehl ein Befehl zum Verzögern des Signalsende-Timings ist.

30. Kommunikationseinheit nach Anspruch 28, wobei die Daten eine hochratige Sequenz bzw. Sequenz mit hoher Geschwindigkeit von Pseudo-Zufalls-(pseudorandom, PN)-Chips aufweist, die Kommunikationseinheit ferner Mittel zum PN-Entspreizen bzw. -Entwürfeln aufweist, die mit dem Empfänger gekoppelt sind und konfiguriert sind zum Erzeugen einer Vielzahl von niederratigen Daten-Bits aus der Sequenz mit PN-Chips, wobei der wenigstens eine Timing-Befehl ein Befehl ist zum Vorrücken des Signalsende-Timings, um einen Bruchteil eines PN-Chips.

31. Kommunikationseinheit nach Anspruch 29, wobei die Daten eine hochratige Sequenz mit Pseudo-Zufalls-(PN)-Chips aufweisen, wobei die Kommunikationseinheit ferner Mittel zum PN-Entspreizen bzw. -Entwürfeln aufweist, die mit dem Empfänger gekoppelt sind und konfiguriert sind zum Erzeugen einer Vielzahl von niederratigen Daten-Bits aus der Sequenz mit PN-Chips, wobei der wenigstens eine Timing-Befehl ein Befehl ist zum Verzögern des Signalsende-Timings um einen Bruchteil eines PN-Chips.

32. Kommunikationseinheit nach Anspruch 25, wobei die Mittel zum Empfangen (**434, 440**) einen Empfänger aufweisen, der konfiguriert ist zum Empfangen der Daten auf einem Kommunikationskanal und um daraus den wenigstens einen Timing-Befehl zu extrahieren; und die Mittel zum Senden (**452, 438**) einen Sender aufweisen, der mit dem Empfänger gekoppelt ist, und konfiguriert ist zum Empfangen des wenigstens einen Timing-Befehls und zum Einstellen des Signalsende-Timings gemäß dem wenigstens einen Timing-Befehl.

33. Kommunikationseinheit nach Anspruch 32, wobei der wenigstens eine Timing-Befehl wenigstens ein Bit aufweist, das in die empfangenen Daten eingefügt ist.

34. Kommunikationseinheit nach Anspruch 32, wobei der wenigstens eine Timing-Befehl ein Befehl ist zum Einstellen des Signalsende-Timings ansprechend auf eine Signalsendezeit von wenigstens einer

anderen Kommunikationseinheit.

35. Kommunikationseinheit nach Anspruch 34, wobei der wenigstens eine Timing-Befehl ein Befehl ist zum Vorrücken des Signalsende-Timings.

36. Kommunikationseinheit nach Anspruch 34, wobei der wenigstens eine Timing-Befehl ein Befehl ist zum Verzögern des Signalsende-Timings.

37. Kommunikationseinheit nach Anspruch 35, wobei die Daten eine hochratige Sequenz von Pseudo-Zufalls-(pseudorandom, PN)-Chips aufweist, wobei die Kommunikationseinheit ferner einen PN-Sequenz-Generator aufweist, der mit dem Empfänger gekoppelt ist, und konfiguriert ist zum Erzeugen einer Vielzahl von niederratigen Daten-Bits aus der Sequenz mit PN-Chips, wobei der wenigstens eine Timing-Befehl ein Befehl ist zum Vorrücken des Signalsende-Timings um einen Bruchteil eines PN-Chips.

38. Kommunikationseinheit nach Anspruch 36, wobei die Daten eine hochratige Sequenz mit Pseudo-Zufalls-(PN)-Chips aufweisen, wobei die Kommunikationseinheit ferner einen PN-Sequenz-Generator aufweist, der mit dem Empfänger gekoppelt ist, und konfiguriert ist zum Erzeugen einer Vielzahl von niederratigen Daten-Bits aus der Sequenz mit PN-Chips, wobei der wenigstens eine Timing-Befehl ein Befehl ist zum Verzögern des Signalsende-Timings um einen Bruchteil eines PN-Chips.

39. Ein Verfahren zum Einstellen von Signalsende-Timing bzw. -Zeitsteuerung in einer Kommunikationseinheit in einem Code-Multiplex-Vielfach-Zugriffs-System (code division multiple access, CDMA System), das ein Soft-Handoff-Schema bzw. Schema mit sanfter Übergabe besitzt, das ein Wechseln bzw. Umschalten zwischen Zellenstandorten (12, 14) gemäß dem Diktat einer Signalstärke erlaubt, während eine Verbindung mit mindestens einem Zellenstandort (12) beibehalten wird, wobei der Zellenstandort (12) konfiguriert ist zum Senden eines Pilotträgersignals zum Erlangen einer Anfangssynchronisation und zum Beibehalten einer robusten Zeitnachführung und wobei für jeden Sektor einer Zelle in dem CDMA System der gleiche Spreiz-Code aber mit einem Zeitversatz für das Pilotträgersignal genutzt wird, wobei das Verfahren Folgendes aufweist:
Empfangen von Daten auf einem Kommunikationskanal, gemäß dem Diktat der Signalstärke;
Extrahieren aus den Daten wenigstens einen Timing-Befehl; und
Einstellen eines Signalsende-Timings bzw. einer Signalsendezeitsteuerung gemäß dem wenigstens einen Timing-Befehl.

40. Verfahren nach Anspruch 39, wobei das Extrahieren des wenigstens einen Timing-Befehls Lesen des wenigstens einen in die empfangenen Daten ein-

gefügt Bits aufweist.

41. Verfahren nach Anspruch 39, wobei das Einstellen des Signalsende-Timings gemäß dem wenigstens einen Timing-Befehl Einstellen des Signalsende-Timings ansprechend auf eine Signalsendezeit von wenigstens einer anderen Kommunikationseinheit aufweist.

42. Verfahren nach Anspruch 39, wobei das Einstellen des Signalsende-Timings gemäß dem wenigstens einen Timing-Befehl Vorrücken des Signalsende-Timings aufweist.

43. Verfahren nach Anspruch 39, wobei das Einstellen des Signalsende-Timings gemäß dem wenigstens einen Timing-Befehl Verzögern des Signalsende-Timings aufweist.

44. Verfahren nach Anspruch 43, wobei das Empfangen von Daten Empfangen einer hochratigen Sequenz mit Pseudo-Zufalls-(pseudorandom, PN)-Chips aufweist, wobei das Verfahren ferner Erzeugen einer Vielzahl von niederratigen Daten-Bits aus der Sequenz mit PN-Chips aufweist, wobei das Einstellen des Signalsende-Timings gemäß dem wenigstens einen Timing-Befehl Vorrücken des Signalsende-Timings um einen Bruchteil eines PN-Chips aufweist.

45. Verfahren nach Anspruch 43, wobei das Empfangen von Daten Empfangen einer hochratigen Sequenz mit Pseudo-Zufalls-(PN)-Chips aufweist, wobei das Verfahren ferner Erzeugen einer Vielzahl von niederratigen Daten-Bits aus der Sequenz mit PN-Chips aufweist, wobei das Einstellen des Signalsende-Timings gemäß dem wenigstens einen Timing-Befehl Verzögern des Signalsende-Timings um einen Bruchteil eines PN-Chips aufweist.

Es folgen 13 Blatt Zeichnungen

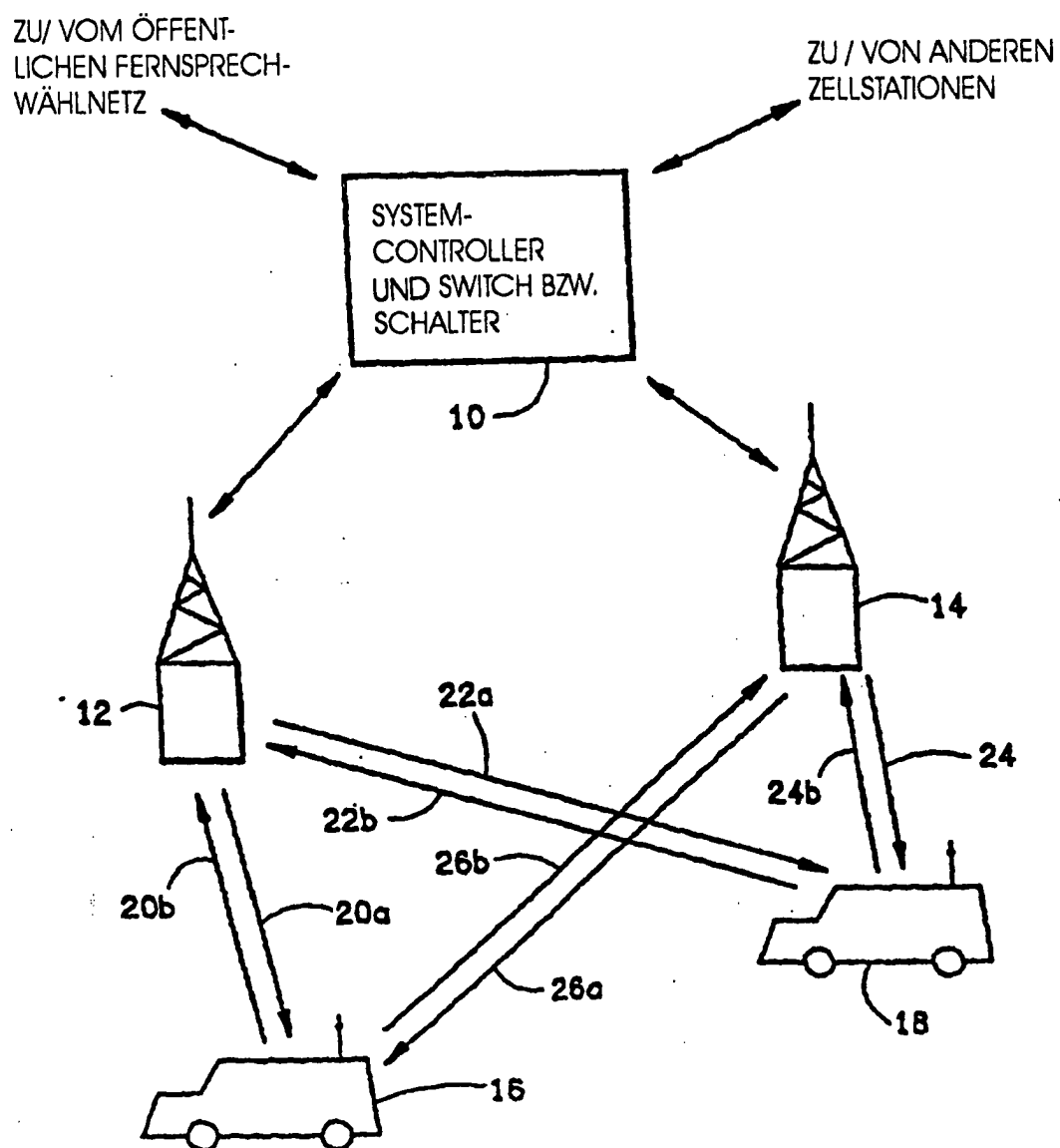


FIG. 1

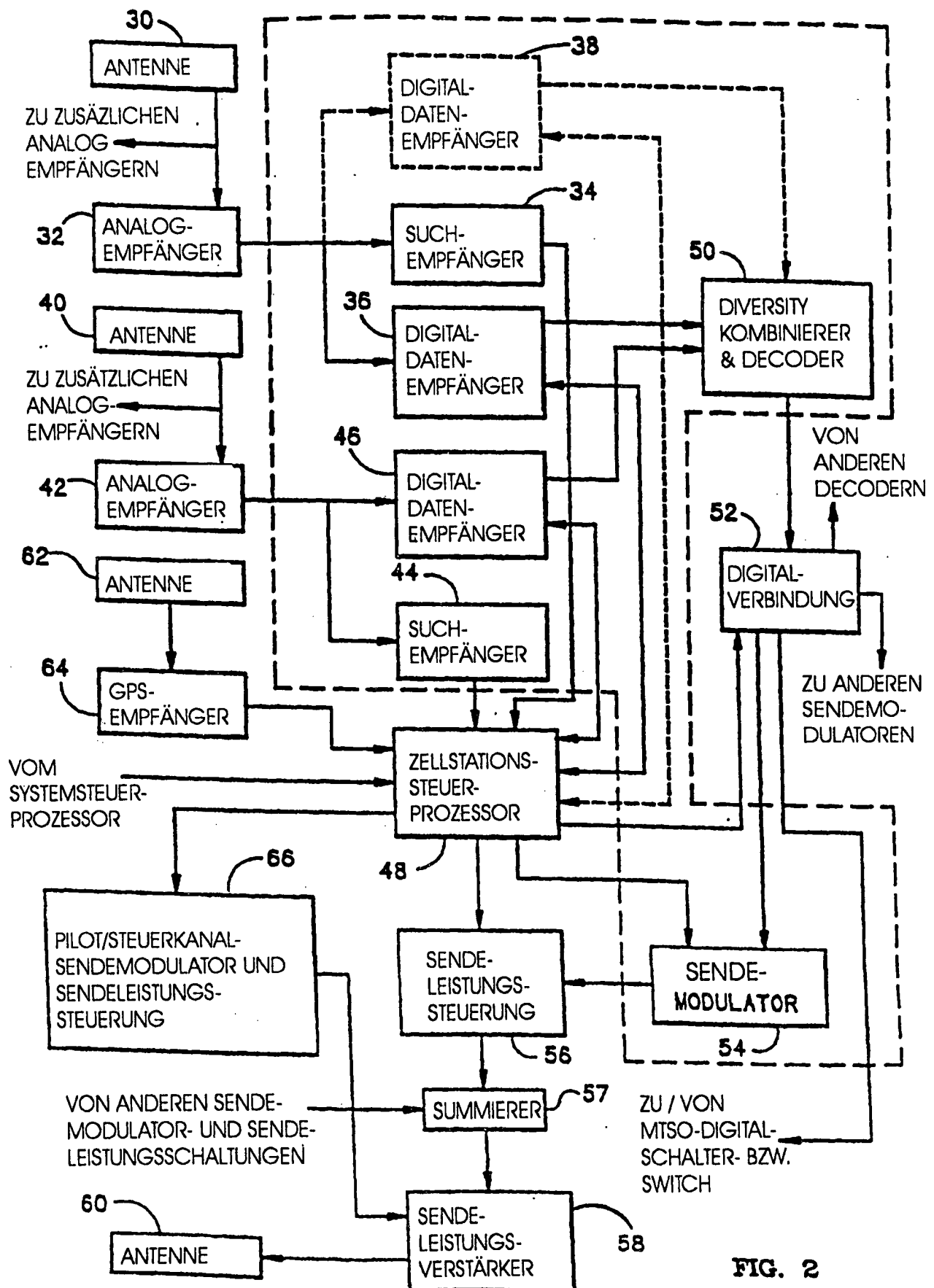


FIG. 2

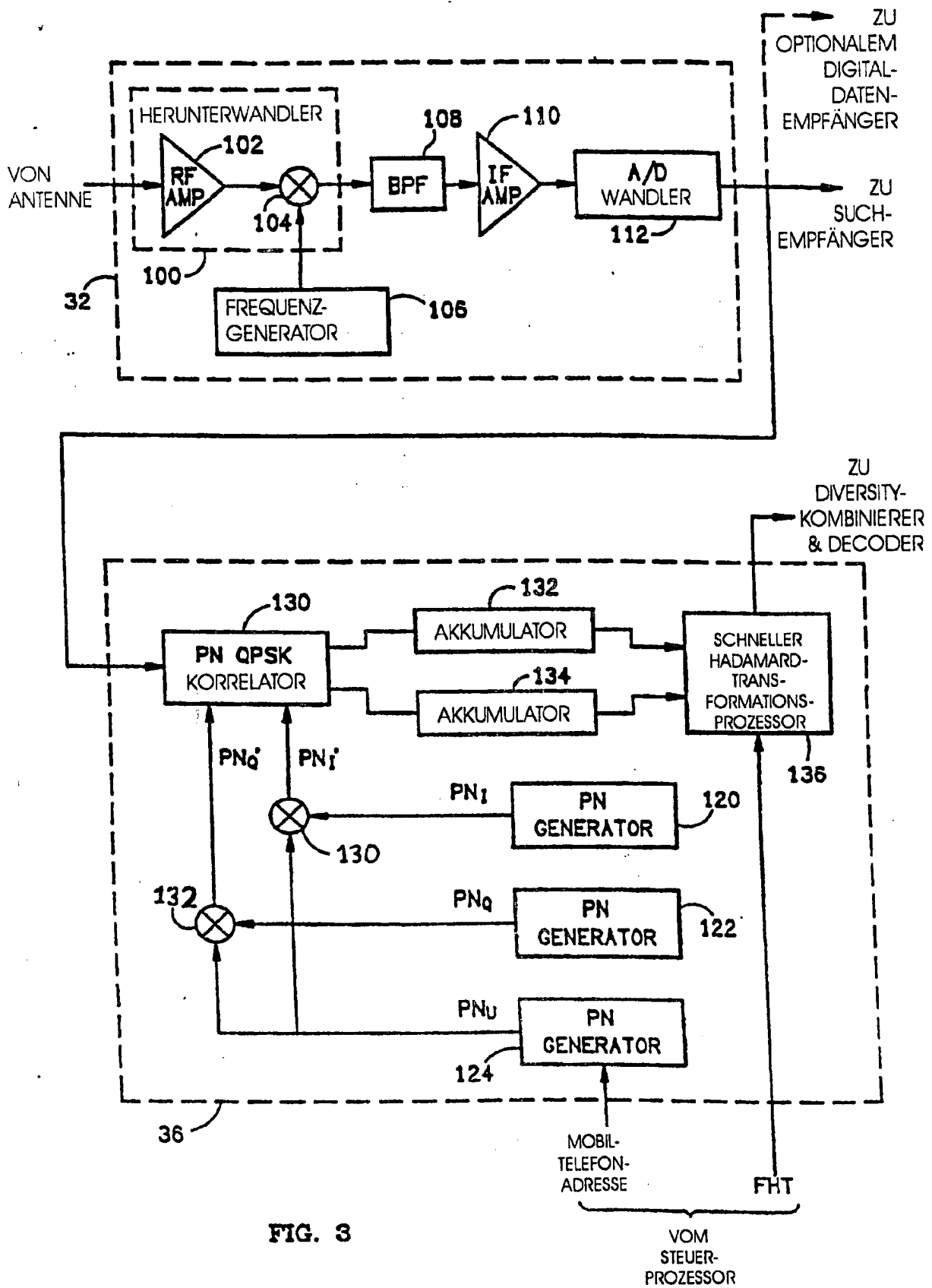
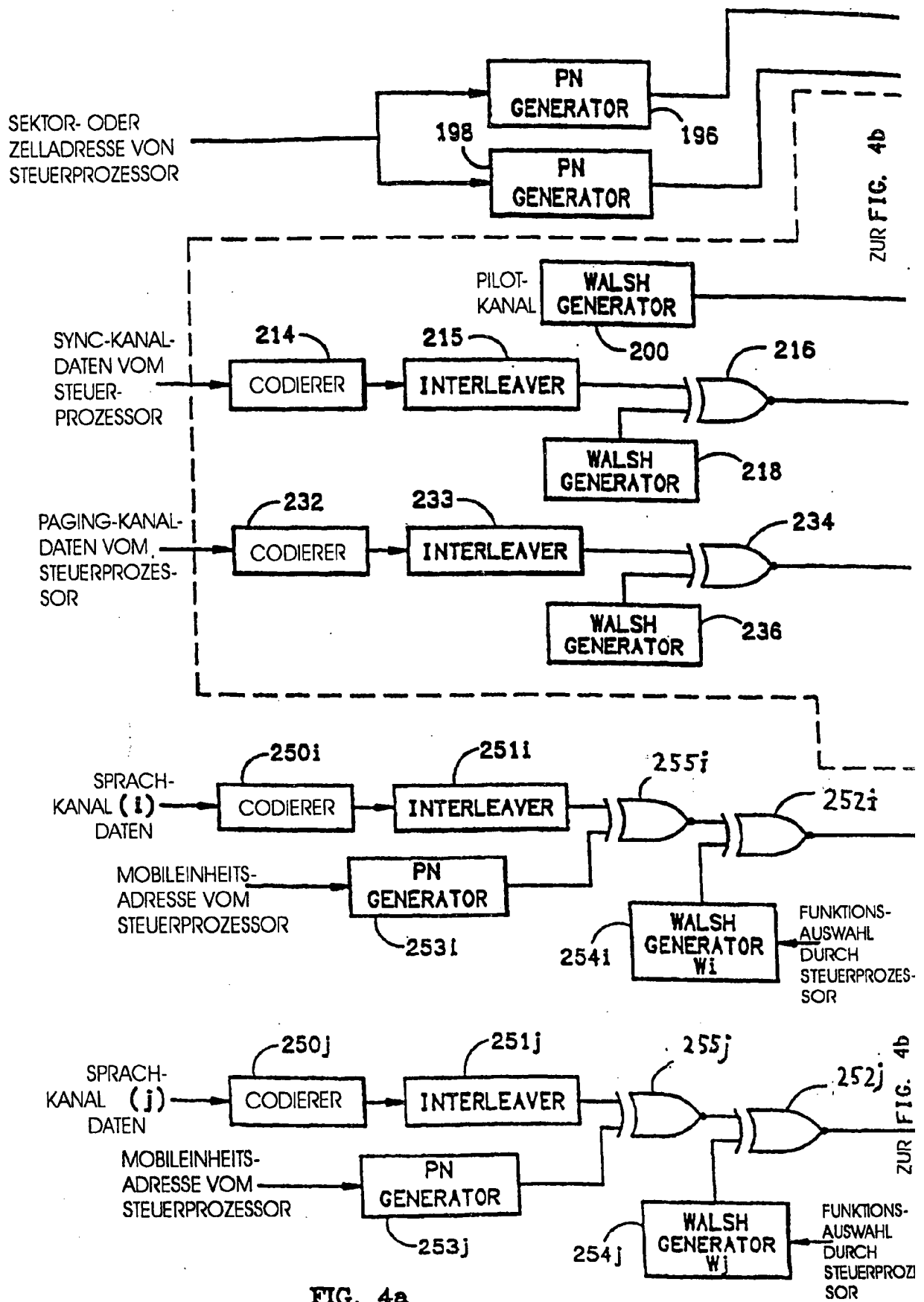
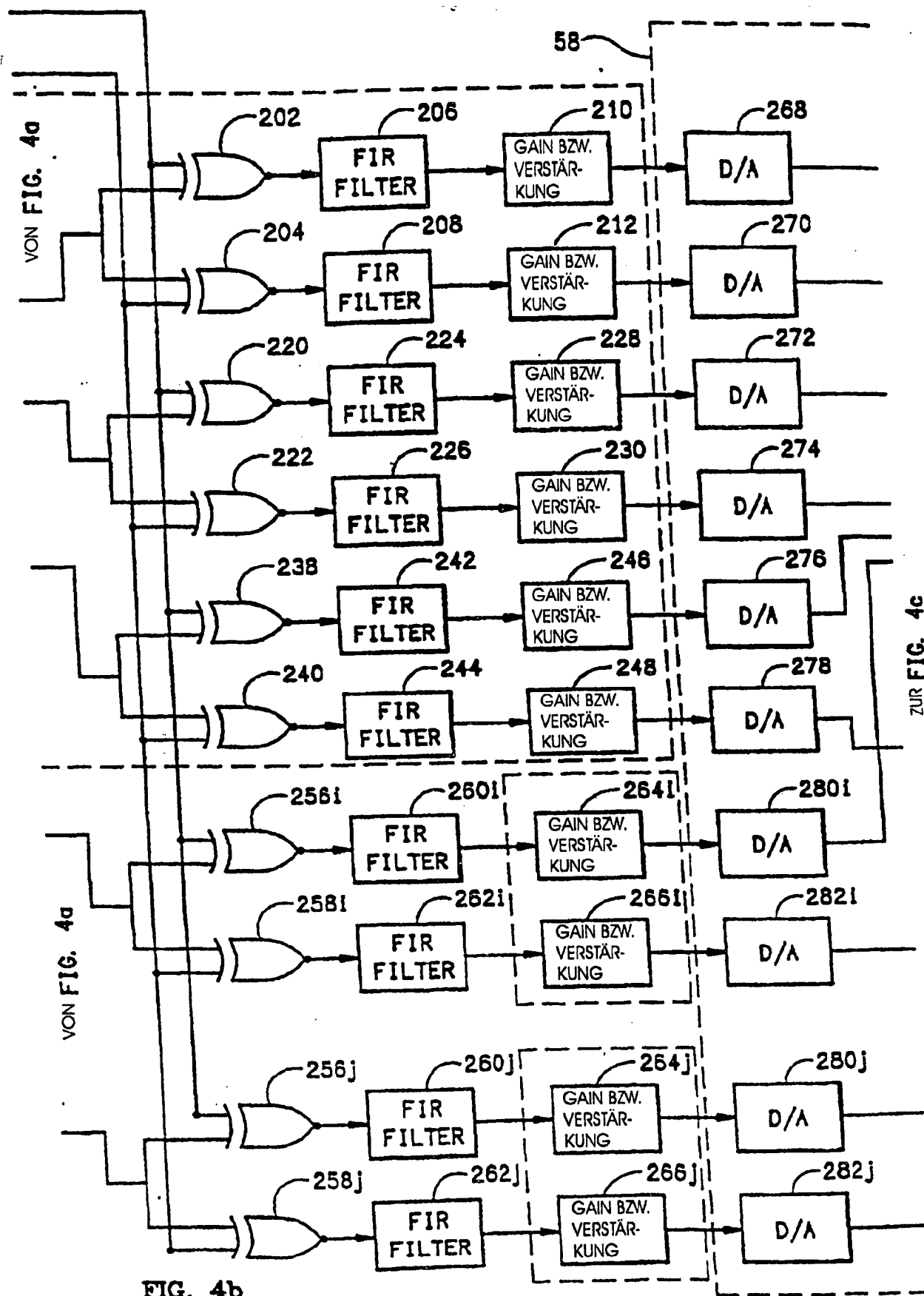
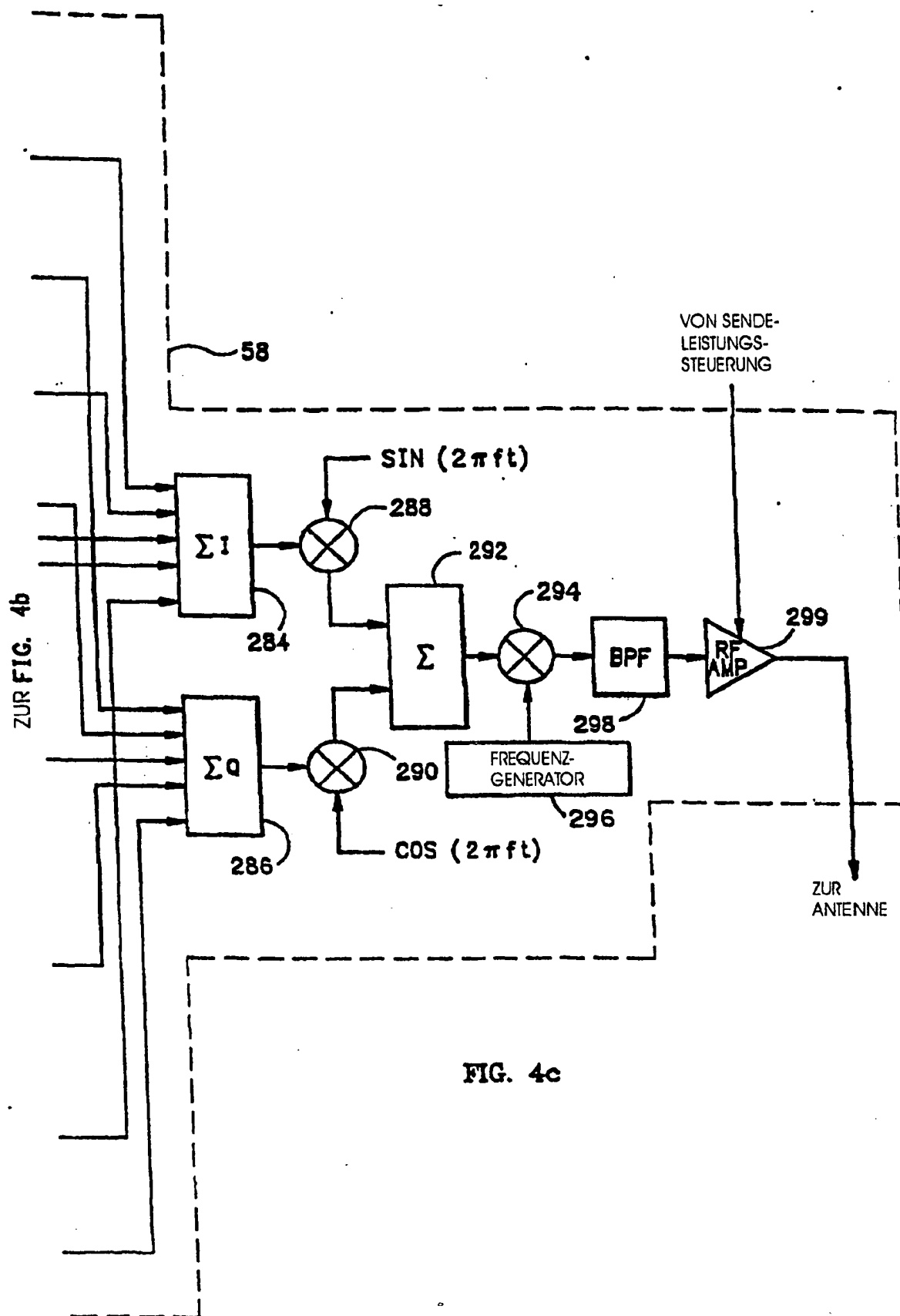


FIG. 3







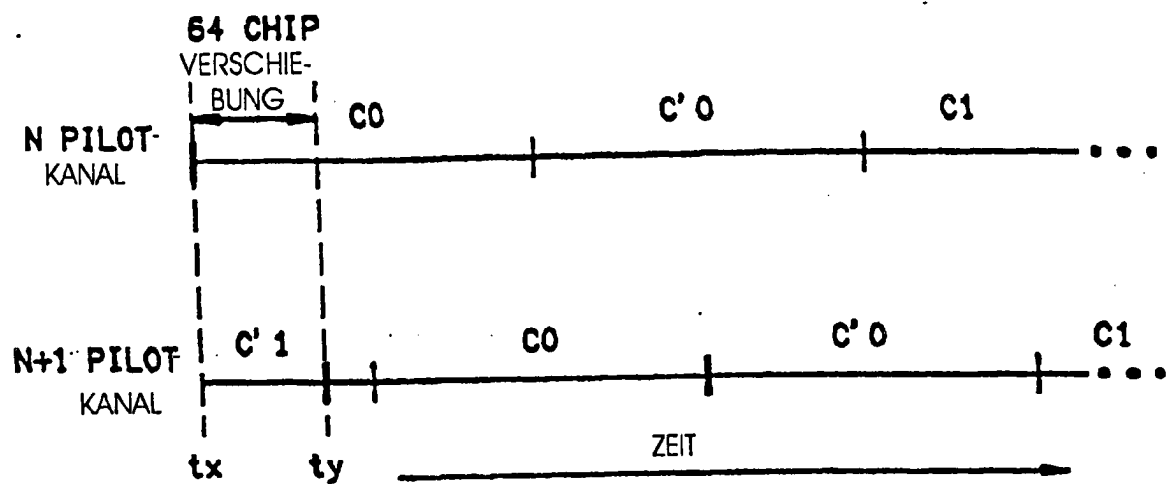


FIG. 5

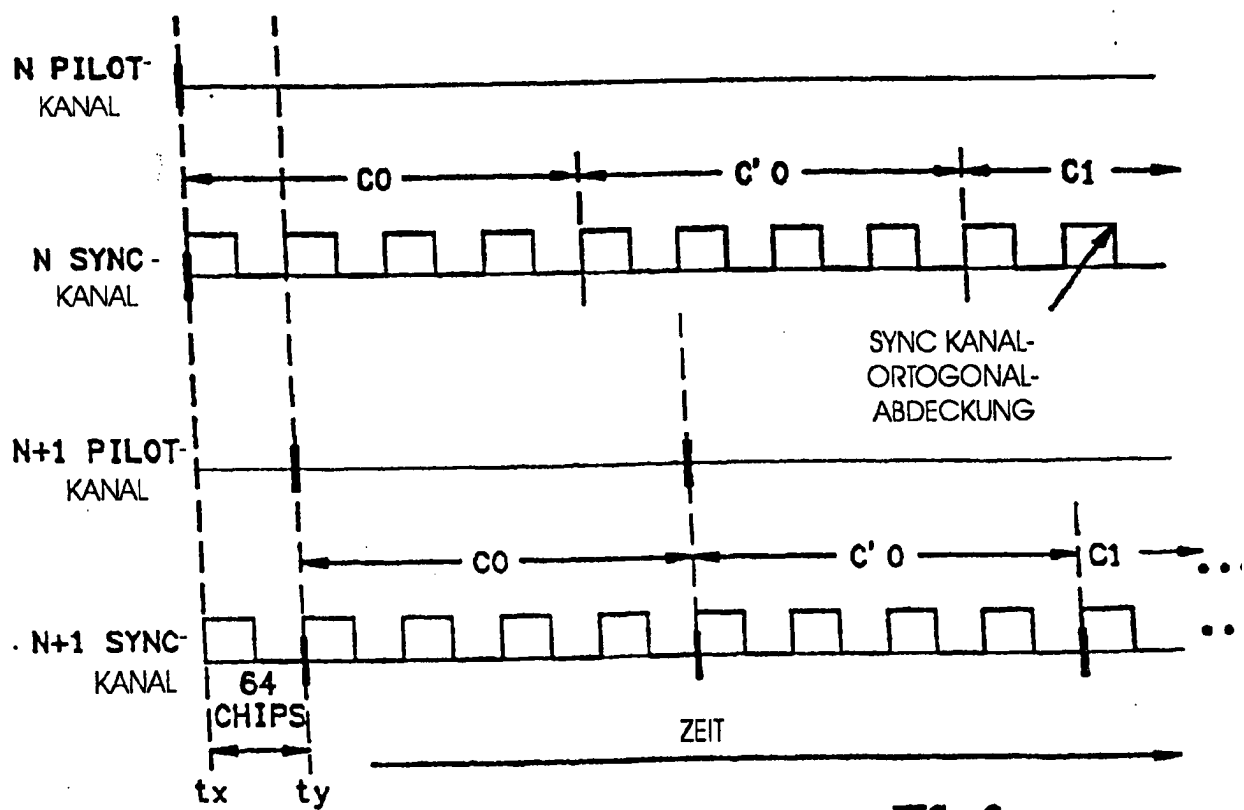


FIG. 6

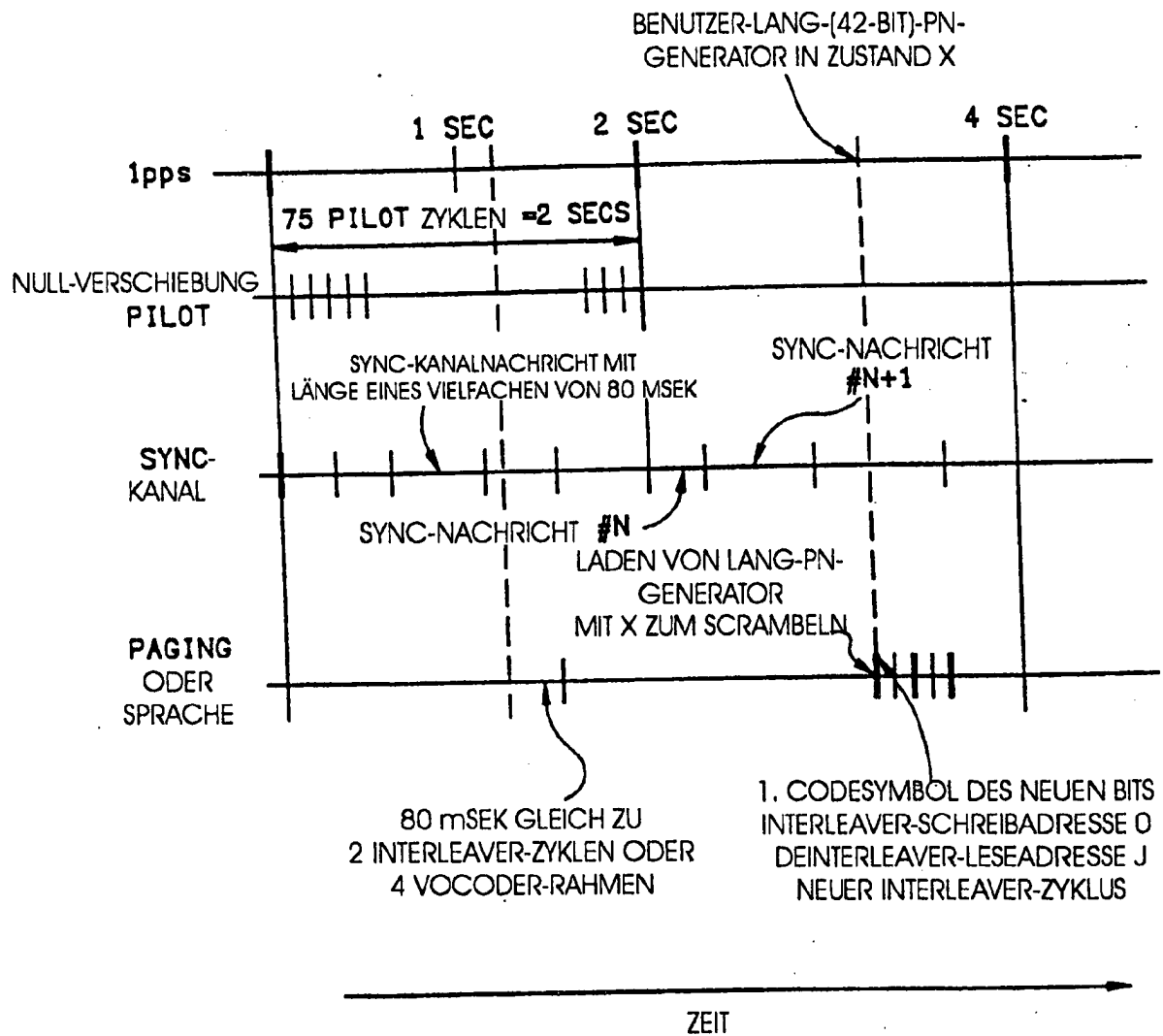


FIG. 7

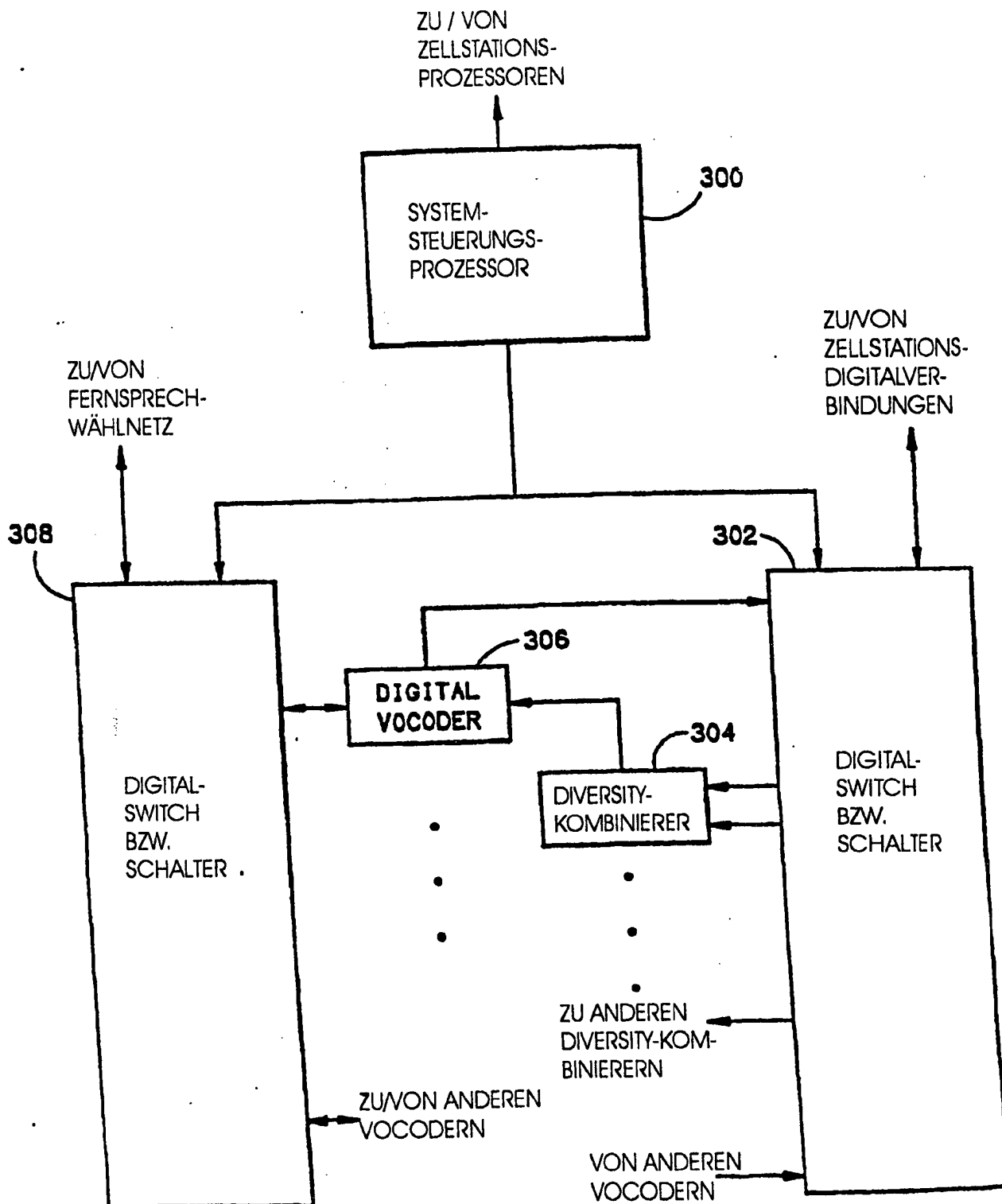
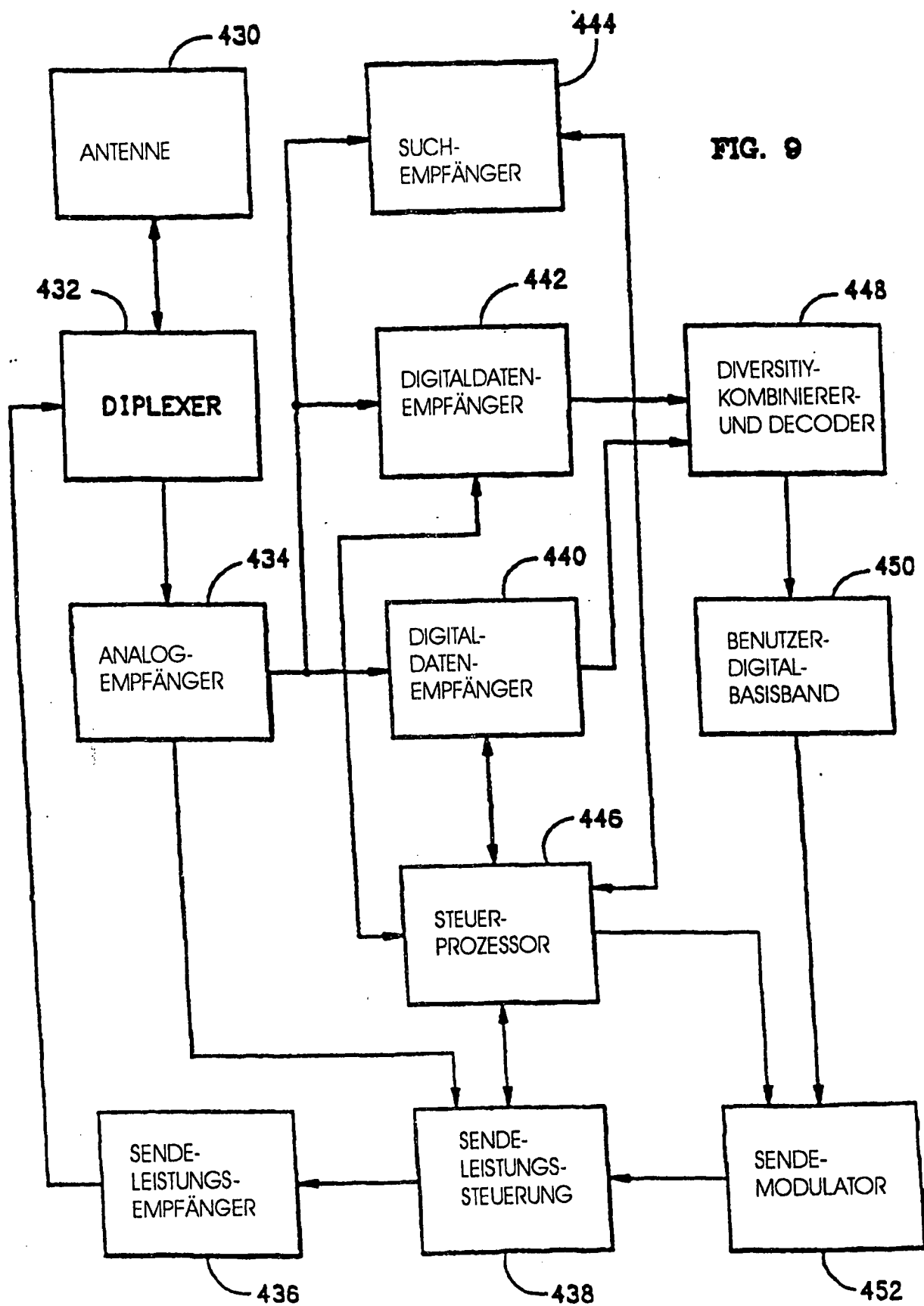


FIG. 8



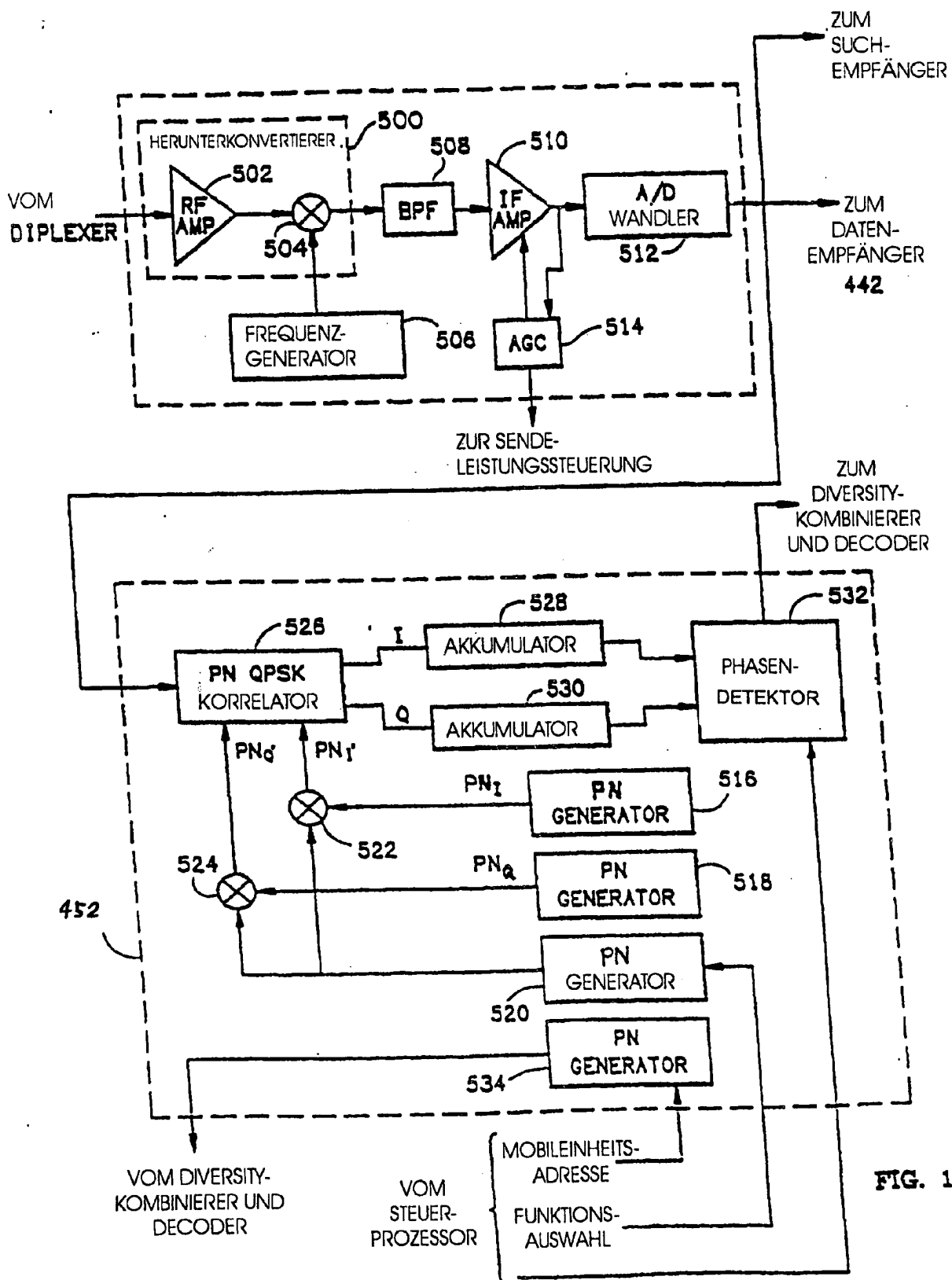
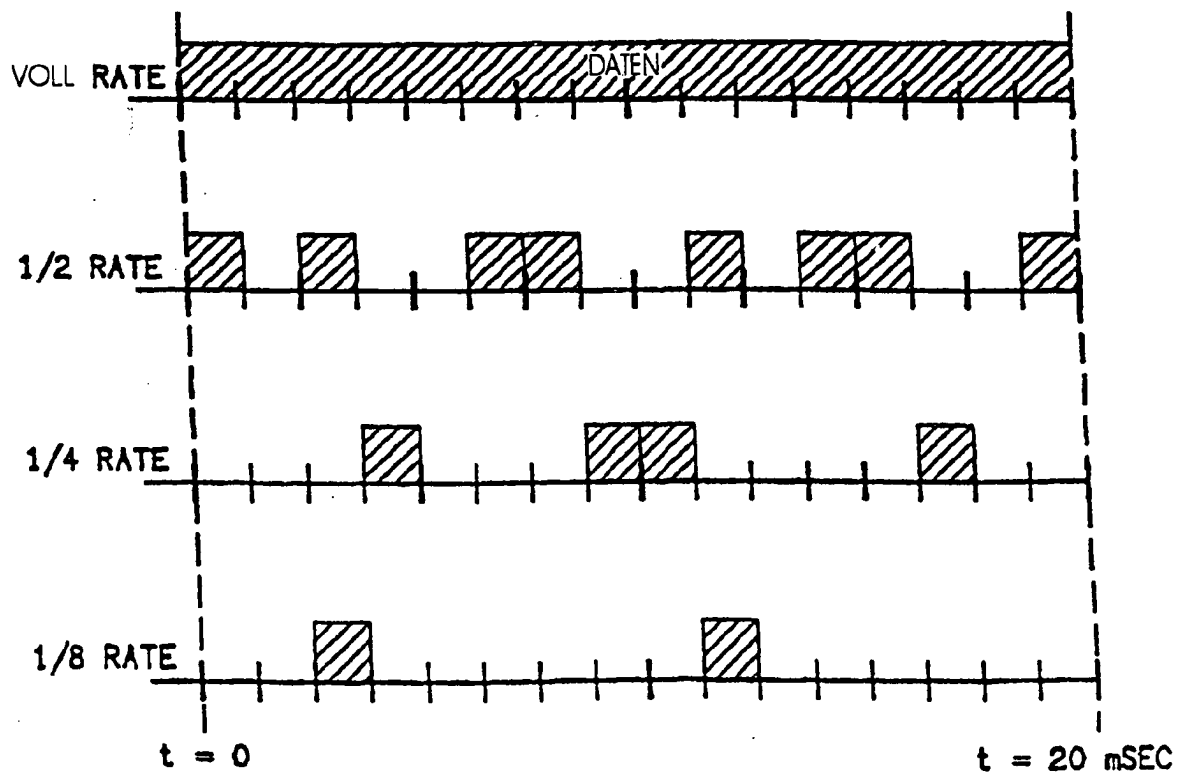
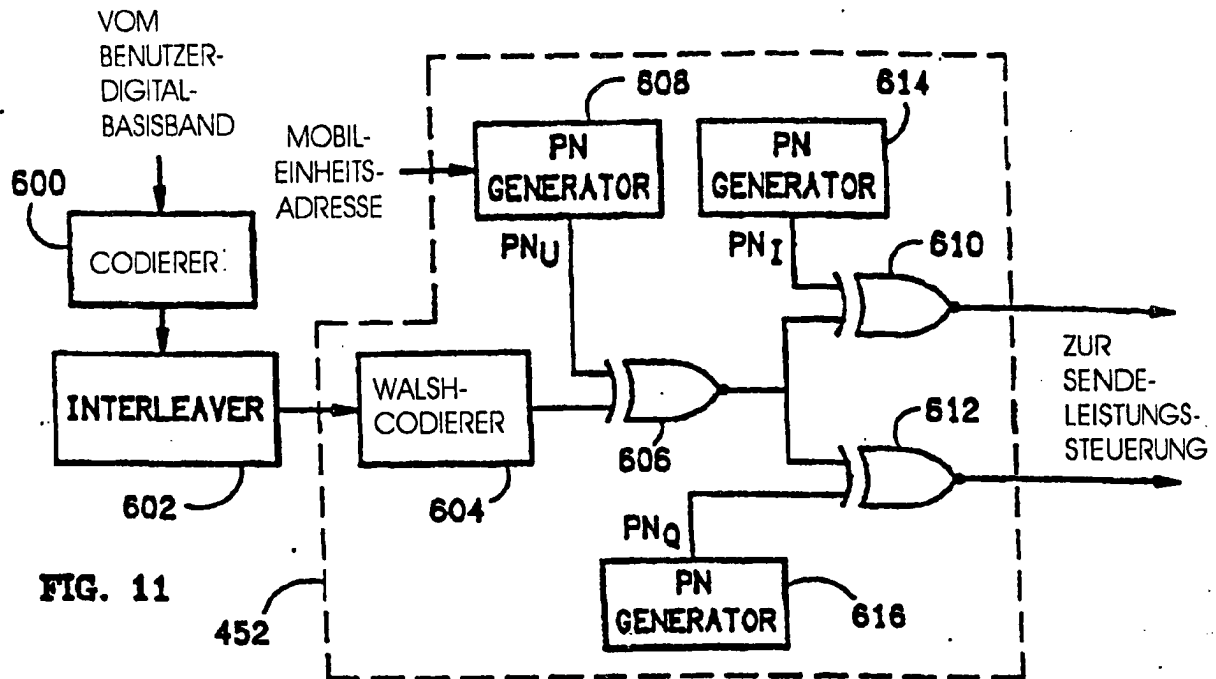


FIG. 10



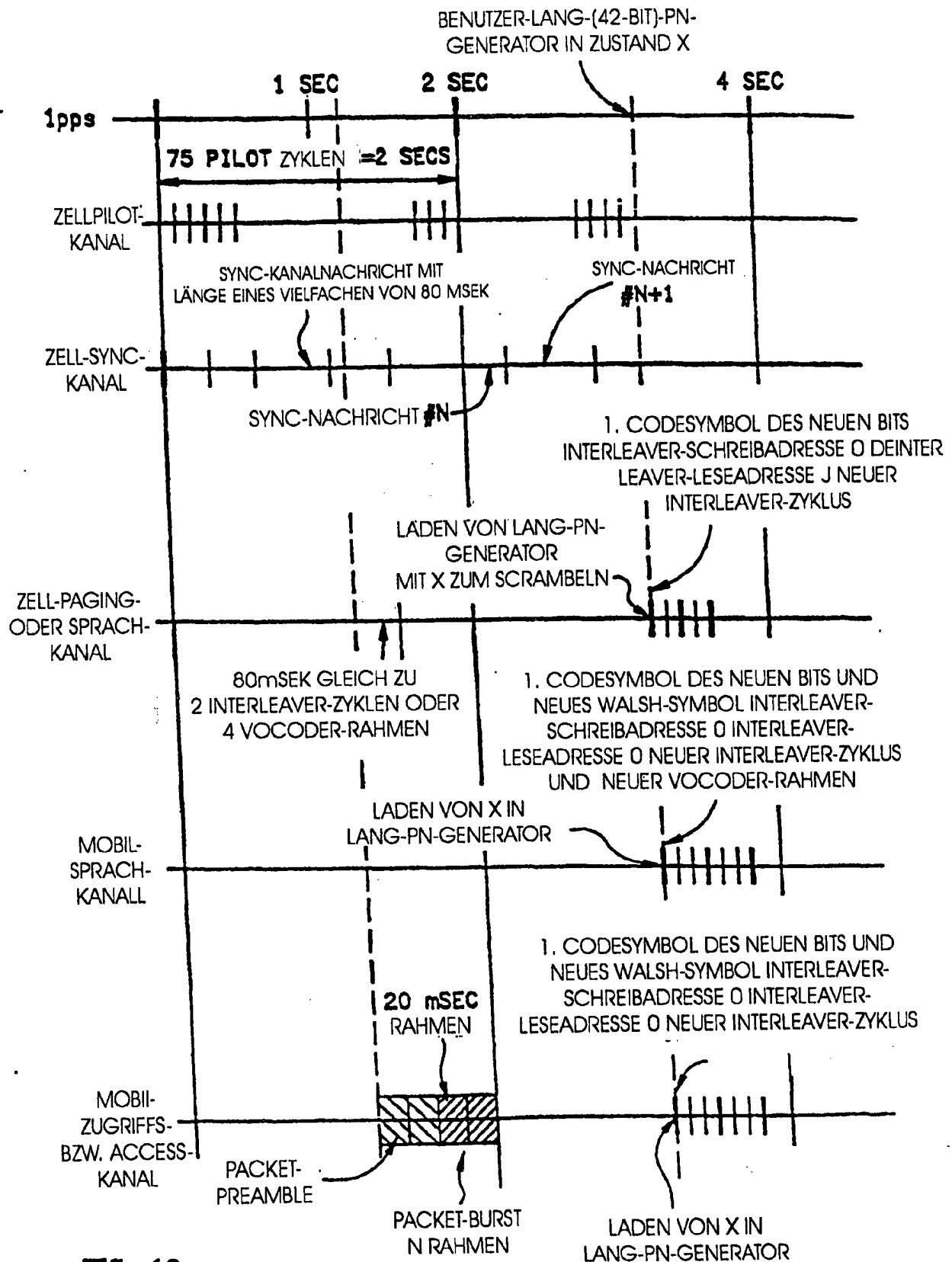


FIG. 13