



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 697 30 107 T2 2005.08.04**

(12)

## Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 0 851 603 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **697 30 107.9**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **97 310 189.2**

(96) Europäischer Anmeldetag: **16.12.1997**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **01.07.1998**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **04.08.2004**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **04.08.2005**

(51) Int Cl.7: **H04B 1/707**

**H04L 12/28, H04B 14/02**

(30) Unionspriorität:

**775836                      31.12.1996                      US**

(73) Patentinhaber:

**Lucent Technologies Inc., Murray Hill, N.J., US**

(74) Vertreter:

**Klunker, Schmitt-Nilson, Hirsch, 80797 München**

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**DE, GB**

(72) Erfinder:

**Van Driest, Hans, 3721 MJ Bilthoven, NL**

(54) Bezeichnung: **System und Verfahren zum Erzeugen einer spreizspektrum-phasenmodulierten Wellenform**

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**

verbindung zu dem LAN gegeben ist.

## TECHNISCHES GEBIET DER ERFINDUNG

**[0001]** Die Erfindung betrifft allgemein die Nachrichtenübertragung mittels Spreizspektrumcode-Phasenmodulation, und sie betrifft insbesondere ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Codieren und zum Decodieren eines mittels Spreizspektrumcode positionsmoduliertem Signals, welches über ein dispersives Übertragungsmedium übertragen wird, außerdem ein davon Gebrauch machendes drahtloses lokales Netzwerk ("LAN").

## HINTERGRUND DER ERFINDUNG

**[0002]** Computersysteme, die als lokale Netzwerke konfiguriert sind, sind seit beinahe zwei Dekaden üblich und sind in einer großen Vielfalt von geschäftlichen und Lehranwendungen verbreitet. Die am weitesten verbreiteten LANs enthalten eine Anzahl von Verarbeitungseinrichtungen und Servern, die über eine verdrahtete Verbindung zusammengeschaltet sind. Seit etwa 1990 allerdings haben sich auf dem Markt drahtlose lokale Netzwerke (LANs) etabliert. Obschon das hinter den drahtlosen LANs stehende Konzept bereits eine Dekade früher beschrieben wurde, war das Interesse an LAN-Netzwerken bis zu der Freigabe des unlizensierten 2,4-GHz-Bands für industrielle, wissenschaftliche und medizinische (ISM-) Anwendungen begrenzt. Drahtlose LAN-Produkte machen meistens Gebrauch von entweder der Methode des Direktsequenz-Spreizspektrums (DSSS; Direct Sequence Spread Spectrum) oder des Frequenzsprung-Spreizspektrums (FHSS; Frequency Hopping Spread Spectrum), um zwischen Roaming-Mobilstationen und Netzwerk-Zugriffspunkten zu kommunizieren.

**[0003]** In einer typischen drahtlosen Computer-Netzwerkumgebung besteht das "Rückgrat" des LAN aus einem zentralen Server, der mit einer Reihe von Netzwerk-Zugangspunkten über eine verdrahtete Verbindung kommuniziert. Jeder Zugangspunkt (AP; Access Point) enthält einen Senderempfänger zur Kommunikation mit mindestens einer Roaming-Mobilstation (MS). Die Mobilstation kann ein Verkaufsstellen-Terminal (z. B. eine elektronische Registrierkasse, ein Strichcodelesegerät oder eine andere Abtasteinrichtung oder ein Notepad, ein Desktop oder ein Laptop) sein. Jede MS richtet eine Übertragungsverbindung mit einem AP ein, indem sie das SIM-Band zur Auffindung eines verfügbaren AP abtastet. Nachdem eine zuverlässige Verbindung eingerichtet ist, interagiert die MS mit anderen Mobilstationen und/oder dem Server. Dies ermöglicht dem Benutzer der MS, sich frei im Büro, in der Fabrik, im Krankenhaus oder einer anderen Einrichtung zu bewegen, in der das drahtlose LAN installiert ist, ohne dass eine Beschränkung durch die Länge der Draht-

**[0004]** Möglicherweise bewegt sich die Mobilstation aus dem Bereich seines derzeitigen Zugangspunkts heraus. Wenn dies geschieht, findet ein "Weiterreichen" statt, welches die Übertragungsverbindung zwischen der Mobilstation und dem laufenden Zugangspunkt aufhebt und eine neue Übertragungsverbindung zwischen der Mobilstation und einem neuen Zugangspunkt einrichtet. Die Mobilstation leitet diesen Prozess dann ein, wenn sie feststellt, dass die Qualität der Verbindung mit dem laufenden Zugangspunkt sich unter einen spezifischen Schwellenwert verschlechtert hat. Dann beginnt die Mobilstation damit, nach einem anderen Zugangspunkt Ausschau zu halten, wahrscheinlich in einem anderen Frequenzkanal.

**[0005]** Wie angemerkt, verwenden drahtlose LAN-Produkte häufig eine gewisse Art von Spreizspektrum-Methode, so z. B. das Direktsequenz-Spreizspektrum (DSSS) oder das Frequenzsprung-Spreizspektrum (FHSS), um zwischen Roaming-Mobilstationen und Netzwerkzugangspunkten zu kommunizieren. Ein Unterscheidungsmerkmal des Spreizspektrumverfahrens besteht darin, dass die modulierten Ausgangssignale eine viel größere Übertragungsbandbreite belegen, als sie die Basisbandinformation erfordert. Die Spreizung wird erreicht durch Codieren jedes Datenbits in der Basisbandinformation mit Hilfe eines Codeworts oder Symbols, welches eine viel höhere Frequenz besitzt, als es der Bitrate der Basisbandinformation entspricht. Die sich dadurch ergebende "Spreizung" des Signals über eine breitere Frequenzbandbreite führt zu einer vergleichsweise geringeren Leistungsdichte, so dass andere Kommunikationssysteme mit geringerer Wahrscheinlichkeit unter Störungen seitens desjenigen Geräts leiden, welches das Spreizspektrumsignal sendet. Außerdem erschwert es ein Detektieren des Spreizsignals und macht es weniger anfällig für Störungen (d. h. schwerer zu blockieren).

**[0006]** Sowohl das DSSS- als auch das FHSS-Verfahren machen von einem Pseudozufalls-(PN-)Codewort Gebrauch, welches dem Sender und dem Empfänger bekannt ist, um die Daten aufzuspreizen und es für solche Empfänger, die das Wort nicht kennen, schwieriger zu detektieren machen. Das Codewort besteht aus einer Sequenz von "Chips" mit Werten von -1 oder +1 (polar) oder 0 und 1 (nicht-polar), die multipliziert werden (oder einer Exklusiv- oder -Verknüpfung unterzogen werden) mit den zu senden Informationsbits. Ein einer logischen "0" entsprechendes Informationsbit lässt sich also codieren als nicht-invertierte Codewortsequenz, und ein dem logischen Wert "1" entsprechendes Informationsbit lässt sich codieren als invertierte Codewortsequenz. Alternativ kann das Informationsbit "0" als eine erste vor-

bestimmte Codewortsequenz codiert werden, das Informationsbit "1" lässt sich als eine zweite vorbestimmte Codewortsequenz codieren. Es gibt zahlreiche bekannte Codes, darunter M-Sequenzen, Gold-Codes und Kasami-Codes.

**[0007]** Zahlreiche drahtlose Netzwerke entsprechen der Norm IEEE 802.11, die von dem bekannten Barker-Code Gebrauch macht, um die Daten zu codieren und zu spreizen. Das Barker-Codewort besteht aus elf Chips mit der Ablauffolge "00011101101" oder "+++—+—+—". Eine vollständige Barker-Codewortsequenz oder ein Symbol wird in der Zeitspanne gesendet, die von einem einzigen binären Informationsbit belegt wird. Wenn also das Symbol (oder die Barker-Folge) eine Rate von 1 MHz besitzt, beträgt die entsprechende Chiprate für die elf Chips in der Folge 11 MHz. Durch Verwendung des eine Chiprate von 11 MHz aufweisenden Signals zum Modulieren der Trägerwelle ist das von dem übertragenen Signal belegte Spektrum elfmal größer. Folglich umfasst das im Empfänger wiedergewonnene Signal der Demodulation und Korrelation eine Folge von invertierten Barker-Folgen, die z. B. Informationsbits entsprechend der logischen "1" repräsentieren, und nicht-invertierte Barker-Folgen, die z. B. Informationsbits mit dem logischen Wert "0" repräsentieren.

**[0008]** Ein ausschlaggebender Leistungsparameter jedes Kommunikationssystems, insbesondere von Computernetzwerken und zellularen Telefonsystemen und dergleichen, ist die Transferrate der Daten zwischen Geräten innerhalb des Kommunikationssystems. Funk-LANs sind keine Ausnahme. Deshalb ist es wichtig, die Rate zu maximieren, mit der Daten zwischen Zugangspunkten und Mobilstationen in einem drahtlosen LAN ausgetauscht werden können, um so die LAN-Leistung zu maximieren.

**[0009]** Es besteht also Bedarf im Stand der Technik an Systemen und Verfahren, die die Rate steigern, mit der Daten innerhalb eines Kommunikationssystems unter Einsatz von Spreizspektrum-Methoden transferiert werden können, um Daten zwischen einem Empfänger und einem Sender zu übermitteln. Weiterhin gibt es immer noch Bedarf an Systemen und Verfahren, die die Rate steigern, mit der Daten in einem drahtlosen LAN unter Einsatz von Spreizspektrum-Methoden transferiert werden können, um Daten zwischen einem Netzwerk-Zugangspunkt und einer Mobilstation innerhalb des Netzwerks zu übermitteln.

#### OFFENBARUNG DER ERFINDUNG

**[0010]** Um die oben diskutierten Unzulänglichkeiten im Stand der Technik anzugehen, schafft die vorliegende Erfindung ein System und ein Verfahren zum Generieren einer spreizspektrumcode-phasenmodulierten Wellenform und ein drahtloses lokales Netz-

werk (Funk-LAN), welches das System oder das Verfahren beinhaltet. Das System enthält: (1) einen Spreizspektrumcodierer, der Abschnitte eines Informationssignals empfängt und codiert mit einem Mehrfachchip-Code einer vorbestimmten Länge, um daraus einen Strom von Sequenzen zu erzeugen, von denen jede Sequenz die vorbestimmte Länge besitzt, und (2) einen Sender, der periodisch jede der Sequenzen in einem Zeitintervall sendet, welches kleiner ist als die vorbestimmte Länge, um dadurch eine Datenübertragungsrate des Informationssignals zu erhöhen.

**[0011]** Die vorliegende Erfindung schafft damit das breite Konzept, zu ermöglichen, das Zeitintervall verschieden zu machen von der Sequenzlänge. Die vorliegende Erfindung erkennt zum ersten Mal, dass das Zeitintervall nicht der Sequenzlänge gleichen muss. Diese unterstellte Abhängigkeit wurde im Stand der Technik stets als gegeben angesehen. Durch Loslösen des Zeitintervalls von dieser Beschränkung lässt sich die Datenrate vorzugsweise erhöhen, ohne die Bandbreite der resultierenden codepositionsmodulierten Wellenform im Spreizspektrum zu erhöhen.

**[0012]** Alternativ kann das Zeitintervall die vorbestimmte Länge übersteigen. Dies kann dann von Vorteil sein, wenn man von anderen Datencodiermethoden Gebrauch macht. Bei einer Ausführungsform der Erfindung ist das Informationssignal digital, wobei die Abschnitte den einzelnen Bits des Informationssignals entsprechen. Alternativ können die Abschnitte Abtastwerte eines analogen Informationssignals sein.

**[0013]** Bei einer Ausführungsform der Erfindung ist der Mehrfachchip-Code ein Barker-Code. Der Fachmann ist mit Barker-Codes vertraut. Andere vorteilhafte Codes zum Codieren der Abschnitte werden in größerer Einzelheit unten näher erläutert.

**[0014]** Bei einer Ausführungsform der Erfindung beträgt die vorbestimmte Länge weniger als 20 Chips. Bei der dargestellten und beschriebenen Ausführungsform umfasst die vorbestimmte Länge 11 Chips. Der Fachmann versteht aber, dass die Erfindung nicht auf eine spezielle vorbestimmte Länge beschränkt ist.

**[0015]** Bei einer Ausführungsform der Erfindung wird der Strom von Sequenzen verarbeitet, um darin Hauptkeulen zu erzeugen, wobei das Zeitintervall um ein Chip größer ist als ein zulässiger Bereich von Chip-Versetzungen, angewendet auf die Hauptkeulen. Bei der zu veranschaulichenden und zu beschreibenden Ausführungsform sind die Hauptkeulen des Stroms von Sequenzen bis hin zu 8 Chips versetzt. Die vorliegende Erfindung ermöglicht in der oben angesprochenen Ausführungsform, dass ein Schutzintervall zwischen Symbolen verbleibt, um die

Einflüsse von Nachbarzeichenstörung zu minimieren.

**[0016]** Bei einer Ausführungsform der Erfindung trägt das Zeitintervall neun Chips. Natürlich kann das Zeitintervall jede beliebige Länge haben, die sich von der vorbestimmten Länge des Mehrfachchip-Codes unterscheidet.

**[0017]** Oben wurden ziemlich allgemein bevorzugte und alternative Merkmale der Erfindung dargelegt, so dass der Fachmann die anschließende detaillierte Beschreibung besser verstehen kann. Zusätzliche Merkmale der Erfindung werden im Folgenden beschrieben, und es handelt sich dabei um den Gegenstand der Patentansprüche. Der Fachmann sollte aber sehen, dass die offenbarte Konzeption und spezielle Ausführungsform als Grundlage benutzen kann, um weitere Strukturen zum Durchführen der erfindungsgemäßen Besonderheiten zu entwerfen oder zu modifizieren.

#### KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

**[0018]** Für ein besseres Verständnis der Erfindung soll im Folgenden auf die Beschreibung in Verbindung mit den begleitenden Zeichnungen Bezug genommen werden. Es zeigen:

**[0019]** [Fig. 1](#) ein topologisches Diagramm eines drahtlosen Computernetzwerks;

**[0020]** [Fig. 2](#) einen Sender und einen Empfänger gemäß einer Ausführungsform der Erfindung;

**[0021]** [Fig. 3](#) ein Impulsdiagramm, welches einen beispielhaften Korrelator-Ausgang für eine elf Chips umfassende Barker-Codesequenz darstellt;

**[0022]** [Fig. 4](#) ein Impulsdiagramm, welches einen beispielhaften Korrelator-Ausgang für eine elf Chips umfassende, codepositionsmodulierte Barker-Codesequenz zeigt;

**[0023]** [Fig. 5](#) ein Impulsdiagramm eines beispielhaften Korrelator-Ausgangssignals für eine elf Chips umfassende Barker-Codesequenz, wobei die Symbolrate gemäß einer Ausführungsform der Erfindung gesteigert ist; und

**[0024]** [Fig. 6](#) ein Impulsdiagramm eines beispielhaften Korrelator-Ausgangssignals für eine codepositionsmodulierte, elf Chips umfassende Barker-Codesequenz, wobei die Symbolrate gemäß einer Ausführungsform der Erfindung gesteigert ist.

#### DETAILLIERTE BESCHREIBUNG

**[0025]** Zunächst auf [Fig. 1](#) bezugnehmend, ist dort die Topologie eines drahtlosen Computernetzwerks

**10** dargestellt. Ein Server **20** des drahtlosen oder Funknetzwerks **10** kommuniziert bidirektional mit Zugangspunkten **40–42** über einen Bus **30**, bei dem es sich typischerweise um eine fest verdrahtete Verbindung handelt. Bei anderen Ausführungsformen kann der Server **20** mit einem oder mehreren Zugangspunkten **40–42** über eine Funkverbindung kommunizieren. Die APs **40–42** kommunizieren außerdem mit einer oder mehreren Mobilstationen (MS **50–53**) über eine Funkverbindung. Jeder Zugangspunkt kann Daten zu Mobilstationen, die sich innerhalb des spezifizierten Ausstrahlungsbereichs des Zugangspunkts befinden, senden und von ihnen Daten empfangen. Beispielsweise besitzen der AP **40** und der AP **41** Ausstrahlungsbereiche **60** bzw. **61**. Der AP **40** kann mit der MS **50** und der MS **51** kommunizieren, der AP **41** kann mit der MS **52** und der MS **53** kommunizieren.

**[0026]** Obschon die beispielhaften Ausstrahlungs-Abdeckungsbereiche des AP **40** und des AP **41** Kreisform haben, ist es möglich, den Ausstrahlungsbereich eines Zugangspunkts in anderen Formen zu unterstellen, einschließlich einer Sechseckform. Die Form und die Größe des Abdeckungsbereichs eines Zugangspunkts wird häufig durch Hindernisse bestimmt, die das Senden von Signalen zwischen dem Zugangspunkt und einer Mobilstation verhindern.

**[0027]** Im Anschluss an die Freigabe der ISM-Bänder wurden drahtlose Computernetzwerke in einer großen Systemvielfalt implementiert. Beispielsweise kann das Netzwerk **10** ein drahtloses oder Funk-LAN in einem Bürogebäude sein. Mobilstationen **50–53** sind typischerweise Desktop- und/oder Notebook-Computer, die mit einem Dokumentenserver kommunizieren, beispielsweise dem Server **20**, oder die die Lohnbuchhaltung oder Tabellenkalkulations-Anwendungen in Verbindung mit einem Server abwickeln. Alternativ kann das Netzwerk ein drahtloses LAN sein, welches zum Betreiben der Operationen einer Wareneinrichtung oder einer Fertigungsanlage verwendet werden. Angestellte, die im Warenhaus oder im Fabrikgebäude umhergehen, oder die sich gar außerhalb der Anlage bewegen, können mit einem zentralen Server unter Verwendung einer Vielfalt von Mobilstationen kommunizieren. Beispielsweise können Angestellte Strichcode-Scanner dazu benutzen, Daten über die APs **40–42** an den Server **20** zu senden und Daten von dem Server zu empfangen. Noch andere Angestellte können sich durch eine Anlage bewegen und Notebook-Geräte dazu benutzen, ein im Server **20** befindliches Verzeichnis zu aktualisieren. Bei noch weiteren Ausführungsformen kann das Netzwerk **10** ein drahtloses LAN in einem großen Kaufhaus sein, wobei Mobilstationen **50–54** elektronische Registrierkassen und/oder Strichcode-Lesegeräte sein können.

**[0028]** Wenn sich Mobilstationen **50–53** in der Umgebung des drahtlosen LAN bewegen, gelangen die Mobilstationen in die Einzugsgebiete verschiedener Zugangspunkte und verlassen diese. Wenn beispielsweise die MS **50** sich in der Richtung des Wegs **70** bewegt, entfernt sich die MS **50** von ihrem derzeitigen Zugangspunkt AP **40** in Richtung eines neuen Zugangspunkts A **41**. An einer gewissen Stelle im Verlauf dieser Bewegung entlang dem Weg **70** stellt die MS **50** fest, dass die Signalqualität der Verbindung mit dem laufenden AP **40** sich unter (oder zumindest nahe zu) einem nicht mehr akzeptierbaren Schwellenwert verschlechtert hat. Wenn dies geschieht, beginnt die MS **50** mit dem Nachfragen nach einem anderen AP, um eine "Übergabe" aufzubauen.

**[0029]** Wie oben angemerkt, werden bei drahtlosen LANs häufig Spreizspektrum-Methoden eingesetzt. Bei einer Ausführungsform der Erfindung beinhalten demzufolge die Zugangspunkte AP **40–42** und die Mobilstationen MS **50–53** des Netzwerks **10** Sender und Empfänger, die mit Hilfe von Spreizspektrummethoden Daten transferieren. Um die nachfolgende Beschreibung der verbesserten Spreizspektrum-Empfänger und -Sender zu vereinfachen, wird davon ausgegangen, dass die Empfänger und Sender nach der Norm IEEE 802-11 kommunizieren. Es versteht sich aber, dass dies nur ein Beispiel ist. Insbesondere sollte gesehen werden, dass die verbesserten Systeme und Verfahren, die im Folgenden beschrieben werden und dazu dienen, die Datenübertragungsrate in einem Spreizspektrumsystem zu steigern, leicht in drahtlosen Computernetzwerken eingesetzt werden können, die anderen Normen entsprechen, sogar in anderen Kommunikationssystemen als Computernetzwerken, so z. B. in zellularen Telefonsystemen und dergleichen.

**[0030]** [Fig. 2](#) zeigt einen Sender **200** und einen Empfänger **250** gemäß einer Ausführungsform der Erfindung. Der Sender **200** und der Empfänger **250** können in Mobilstationen und Zugangspunkten des Netzwerks **10** eingebaut sein. Bei der beispielhaften Ausführungsform sendet und empfängt der Sender **200** bzw. der Empfänger **250** eine binäre logische "0" unter Verwendung einer nichtinvertierten, elf Chips umfassenden Barker-Sequenz, und sendet und empfängt eine binäre logische "1" unter Verwendung einer invertierten 11-Chip-Barkersequenz. Die Bitrate der Basisbandinformation hat einen Nennwert von 1 MHz, so dass die gesendete Chiprate 11 MHz beträgt. Wie allerdings im Folgenden erläutert werden wird, verwendet die vorliegende Erfindung die Quadratur-Faserumtastung (QPSK) eines In-Phase-Cosinusträgers (I-Kanal-Signal) und eines Quadratur-Sinusträgers (Q-Kanal-Signal) um die Informationsbit-Übertragungsrate zusätzlich zu steigern.

**[0031]** Die Erfindung macht außerdem Gebrauch von der Codepositionsmodulation oder Codephasen-

modulation, um die Informationsbit-Übertragungsrate zusätzlich zu steigern, wobei die Übertragung des I-Kanal-Signals und des Q-Kanal-Signals über beispielsweise einen Bereich von acht Zeitpositionen verzögert oder vorgerückt wird. Die Werte der acht Zeitpositionen entsprechen den acht Binärwerten 000-111, wodurch weitere drei Bits sowohl zu dem I- als auch zu den Q-Kanalsignal hinzukommen.

**[0032]** Schließlich erhöht die vorliegende Erfindung die Übertragungsrate der Informationsbits dadurch, dass die Symbolübertragungsrate gesteigert wird, ohne die Chipsequenzrate oder die Länge der elf Chips umfassenden Barkersequenzen zu ändern. Dies wird erreicht durch "Überlappen" von zumindest Abschnitten aufeinander folgender 11-Chip-Barkersequenzen sowohl im I-Kanal als auch im Q-Kanal, wie im Folgenden näher erläutert wird. Die zu sendenden Daten werden von einem eine variable Rate aufweisenden Symbolgenerator **202** innerhalb des Senders **200** gelesen. Gemäß der Norm IEEE 802.11 sendet der Sender **200** ein 192 Bits (192-Symbol) umfassendes Präambelmuster, von dem die ersten 128 Symbole zur Synchronisation des Empfängers **250** dienen. Die Präambel wird einschließlich des 128 Symbole umfassenden Synchronisationsfelds mit einer Symbolrate von 1 MHz in differenzieller binärer Phasenumtastmodulation (DBPSK) übertragen, bei der der I-Kanal und der Q-Kanal die gleiche Information enthalten. Der Empfänger **250** detektiert die Synchronisationssymbole und synchronisiert seine internen Takte mit den Synchronisationssymbolen, um einen fixen Referenzzeitrahmen einzurichten, mit dem er das Datenfeld interpretieren kann, welches sich an die Präambel anschließt. Beim vorliegenden Beispiel besteht der fixe Referenzzeitrahmen aus sukzessiven benachbarten Zeitrahmen von 1 Mikrosekunde, synchronisiert mit den Zeitrahmen während der Übertragung der 11-Chip-Barkersequenzen.

**[0033]** Das Synchronisationsfeld und die Präambel werden zu Beginn jeder Nachricht übertragen. Das Feld DATA innerhalb jeder übertragenen Nachricht wird relativ kurz gehalten (bis hin zu beispielsweise etwa 1500 Bytes), was eine Reihe von Gründen hat. Zahlreiche Funk-Protokolle, darunter die Norm IEEE 802.11 DS, erfordern eine Rücksendung des gesamten Rahmens (Präambel plus DATA-Feld), wenn ein Fehler festgestellt wird. Die Rückübertragung eines extrem langen Rahmens würde Bandbreite vergeuden. Darüber hinaus ist es notwendig, die verfügbare Bandbreite mit anderen Benutzern des Netzwerks zu teilen, jedoch verlangsamt ein extrem langer Rahmen die Datentransferraten für andere Benutzer deutlich. Schließlich ändern sich im Verlauf der Zeit häufig die Kanalzustände, wobei allerdings in einigen Betriebsarten (so z. B. bei der Codephasenmodulation) die Kanalzustände während der Übertragung der Präambel lediglich abgeschätzt werden. Gibt es zwi-

schen Präambeln eine überlange Zeitspanne, können geänderte Kanalbedingungen zu erhöhten Fehlerraten führen. Aus diesem Grund kann es notwendig sein, einen großen Informationsblock auf mehrere Nachrichten aufzuteilen, um eine vollständige Übertragung zu erhalten.

**[0034]** Wenn die Präambel vollständig ist und der Sender **200** und der Empfänger **250** synchronisiert sind, sendet ein Symbolgenerator **202** mit variabler Rate variierende Anzahlen von Datenbits während der Übertragung des Felds DATA zu dem Codieren **204**, abhängig von der Betriebsart. Der Symbolgenerator **202** mit variabler Rate kann den Empfänger **200** veranlassen, zwei (2) Informationsbits pro Symboldauer während der Übertragung des Felds DATA zu senden, indem gleichzeitig ein erstes Informationsbit als Barkersequenz im I-Kanal-Signal und ein zweites Informationsbit als Barkersequenz im Q-Kanal unter Verwendung von DQPSK-Methoden zu übertragen. Der Codegenerator **202** mit variabler Rate kann den Empfänger **200** veranlassen, zusätzlich drei (3) Informationsbits pro Symbol zu senden, indem die I-Kanal-Barkersequenz über eine von acht Zeitpositionen innerhalb des fixen Referenzzeitrahmens verzögert oder vorgerückt wird (d. h. Codephasenmodulation). Schließlich kann der Symbolgenerator **202** variabler Rate den Empfänger **200** veranlassen, weitere drei (3) Informationsbits pro Symbol zu senden, indem die Q-Kanal-Barkersequenz über eine oder acht Zeitpositionen innerhalb des fixen Referenzzeitrahmens verzögert oder vorgerückt wird. Dies gibt insgesamt acht Bits, die sich pro 1 Mikrosekunde dauerndem Zeitrahmen bei einer Datentransferrate von 8 MHz übertragen lassen.

**[0035]** Bei einer Ausführungsform der Erfindung sendet der Symbolgenerator **202** variabler Rate acht Informationsbits an den Codierer **204**. Ein erstes Bit wird von dem in-Phase-Codegenerator **206** gelesen, der eine nicht-invertierte Barkersequenz und eine invertierte Barkersequenz generiert, abhängig davon, ob das erste Bit eine binäre "1" oder eine binäre "0" ist. Ein zweites Bit wird von dem Quadratur-Codegenerator **210** gelesen, der eine nicht-invertierte oder eine invertierte Barkersequenz generiert, abhängig davon, ob das zweite Bit eine binäre "1" oder eine binäre "0" ist. Die übrigen sechs Bits werden von der Pulsphasen-Zeitsteuerschaltung **208** gelesen. Drei von diesen Bits führen zu einem Vorrücken oder Verzögern der I-Kanal-Barkersequenz um eine von acht Zeitpositionen innerhalb des fixen Referenzzeitrahmens, der von dem Synchronisationsfeld eingerichtet wird. Die übrigen drei Bits führen zu einem Vorrücken oder einer Verzögerung der Q-Kanalbarkersequenz.

**[0036]** Die zeitlich verschobene I-Kanal-Barkersignalsequenz wird an einen HF-Mischer **212** gegeben, und die zeitlich verschobene Q-Kanal-Barkersequenz wird auf einen HF-Mischer **214** gegeben. Der

Trägergenerator **216** liefert an den HF-Mischer **212** eine Cosinus-Trägersequenz, und liefert an den HF-Mischer **214** über einen 90°-Schieber **218** eine Sinus-Trägersequenz. Der HF-Mischer **212** gibt die Cosinus-Trägerfrequenz moduliert von dem zeitlich verschobenen I-Kanal-Barkersequenzsignal aus. Der HF-Mischer **212** gibt die Sinus-Trägersequenz moduliert mit dem zeitlich verschobenen Q-Kanal-Barkersequenzsignal aus. Die modulierten Träger werden im Addierer **220** kombiniert und dann HF-Stufen **222** verstärkt, bevor sie über eine Antenne **224** abgestrahlt werden.

**[0037]** Das gesendete Signal wird von einer Antenne **252** des Empfängers **250** aufgenommen und auf HF-Stufen **254** gegeben, die das empfangene Signal verstärken und unerwünschte Frequenzen ausfiltern, um die interessierenden Frequenzen zu isolieren (d. h., die gewünschte 11-MHz-Bandbreite). Das gefilterte unverstärkte Signal wird auf einen Demodulator **256** gegeben. Ein Empfangsoszillator **262** liefert ein Cosinus-Referenzsignal an einen HF-Mischer **258**, der an seinem Ausgang die zeitlich verschobene I-Signal-Barkersequenz erzeugt. Der Empfangsoszillator **262** liefert ein Sinus-Referenzsignal über einen 90° Schieber **264** an den HF-Mischer **260**, der in seinem Ausgang die zeitlich verschobene Q-Kanal-Barkersequenz erzeugt. Als nächstes wird die zeitlich verschobene I-Kanal-Barkersequenz zu einem in-Phasen-Korrelator **266** gegeben, bei dem es sich um ein an die bekannte Barkersequenz angepasstes Filter handelt. Wie im folgenden noch näher erläutert wird, erzeugt der in-Phasen-Korrelator **266** eine Korrelationsfunktion an seinem Ausgang, die eine Spitzenamplitude bei ihrer Mittelkeule hat, die viel größer (beispielsweise um das 11fache größer) ist als ihre Seitenkeulen. In ähnlicher Weise wird die zeitlich verschobene Q-Kanal-Barkersequenz zu dem Quadraturphasenkorrelator **268** gegeben, bei dem es sich um ein an die bekannte Barkersequenz angepasstes Filter handelt. Der Quadraturphasenkorrelator **268** erzeugt ebenfalls eine Korrelationsfunktion an seinem Ausgang, die eine Spitzenamplitude bei ihrer Mittelkeule hat, die viel größer (das elffache größer) ist als ihre Seitenkeulen. Das Vorzeichen der Mittelkeule der Korrelationsfunktion (d. h., positive oder negative Amplitude) wird dadurch bestimmt, ob von den Korrelatoren eine invertierte oder eine nicht-invertierte Barkersequenz empfangen wurde.

**[0038]** Als ein Ergebnis von Mehrwegeeffekten verursacht eine Verzögerungsstreuung häufig, dass die Hauptkeule und die Seitenkeulen der Barkersequenzen in Nachbarsymbole des gleichen Kanals und sogar in Signale des Quadraturkanals streuen. Deshalb enthält in einer bevorzugten Ausführungsform der Empfänger **250** einen Komplexkanal-Konditionierer **270**, der die I-Kanal- und Q-Kanal-Korrelationsfunktionen konditioniert, um in bekannter Weise eine Kompensation für die Verzögerungsstreuung



der Kommunikationskanäle zu erreichen. Beispielsweise handelt es sich um einen Komplexkanal-Konditionierer ähnlich dem, der in der EP-A-0 715 421 beschrieben ist. Die konditionierten I-Kanal- und Q-Kanal-Korrelationsfunktionen werden dann von einem Vorzeichen- und Positionsdekodierer **274** analysiert, der das Vorzeichen und die großen Mittelkeulen der Korrelationsfunktionen dazu verwendet, zu bestimmen, ob in jedem Kanal eine invertierte oder eine nicht-invertierte Barkersequenz empfangen wurde, um dadurch zwei der gesendeten Bits abzuleiten. Der Vorzeichen- und Positionsdekodierer **274** macht außerdem von der Position jeder Korrelationsfunktion innerhalb des fixen Referenzzeitrahmens Gebrauch, um die drei Verzögerungsbits festzustellen, die dazu dienen, die Barkersequenz jedes Kanals zu verzögern oder vorzurücken, um dadurch die übrigen sechs gesendeten Bits zu gewinnen.

**[0039]** Es ist ersichtlich, dass die zeitliche Verschiebung der Barkersequenzen dazu führt, dass sich aufeinanderfolgende Barkersequenzen in jedem Kanal überlappen. Ohne die Codephasenmodulation beginnt jede Barkersequenz, wenn die vorhergehende Sequenz endet. Wenn allerdings eine erste Barkersequenz verzögert und die nachfolgende Barkersequenz unverändert bleibt oder vorrückt, kommt es zu einer Überlappung der Zeitspannen für jede Barkersequenz, was zur gleichzeitigen Übertragung von zumindest Abschnitten jeder Sequenz führt. Es handelt sich hierbei um eine Form einer Störung, die dazu führt, dass sich die Korrelationsfunktionen in den Nebenkeulen teilweise überlappen. Allerdings sind die Amplituden der Nebenkeulen der Korrelationsfunktionen viel kleiner als die Amplitude der Mittelkeule. Die EP-A-0 715 421 beschreibt ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Kompensieren dieser Art von Störung. Die acht Verzögerungspositionen werden derart gewählt, dass die Mittelkeulen in den Korrelationsfunktionen der aufeinander folgenden Barkersequenzen einander nie überlappen können.

**[0040]** Die vorliegende Erfindung verbessert die oben beschriebene Codepositionsmodulations- oder Codephasenmodulations-Methode, indem sie die Symbolrate steigert, ohne die Chipzeit zu erhöhen. Um dies zu erreichen, modifiziert der Symbolgenerator **202** variabler Rate das Symbolintervall derart, dass ein neues Symbol (das ist eine neue 11-Chip-Barkersequenz) in jedem Kanal im Durchschnitt einmal alle neun Chips erzeugt wird. Dies führt zu einer Überlappung von im Durchschnitt zwei Chips in jedem Kanal (sogar ohne Codephasenmodulation). Die "durchschnittliche" Symbolrate und die "durchschnittliche" Überlappung werden beschrieben, weil die Zeitverschiebung der Barkersequenzen (wenn eine Codephasenmodulation stattfindet) kontinuierlich die Trennung zwischen den Anfängen aufeinander folgender Barkersequenzen und auch das Ausmaß der Überlappung variiert.

**[0041]** Nach der Präambel erhöht der Symbolgenerator **202** variabler Rate die Symbolrate während der Übertragung des Datenfeld. Wie im Folgenden gezeigt wird, können die Barkersequenzen einander in jedem Kanal bis hin zu zwei Chippositionen überlappen, ohne dass die Mittelkeulen in den Korrelationsfunktionen einander überlappen können. Dies verringert das Symbolintervall auf Neun/Elf des vorhergehenden Symbolintervalls. Dies ist gleichwertig mit einer Erhöhung der Informationsbit-Übertragungsrate um Elf/Neun. In dem oben beschriebenen Beispiel hat die Quadraturcodierung und die Codephasenmodulation eine Übertragungsrate von 8 MHz für das Basisband-Informationsbit bei Verwendung einer Symbolrate von 1 MHz erreicht. Die vorliegende Erfindung steigert die Symbolrate unter gleichzeitiger Aufrechterhaltung der Chiprate (11 MHz) und der Dauer jeder Barkersequenz (1 Mikrosekunde), was zu einer Informationsbit-Übertragungsrate von  $(11/9 \times 8 \text{ MHz}) = 9,77 \text{ MHz}$  führt.

**[0042]** Aus Gründen der Vereinfachung der weiteren Beschreibung der Erfindung zeigen die [Fig. 3](#) bis [Fig. 6](#) die Korrelator-Ausgangsfunktionen für lediglich einen der beiden Kanäle eines Quadratursignals. Außerdem repräsentieren aus Gründen der Vereinfachung die Barkersequenzen, welche die zackigen Wellenformen in den [Fig. 3-Fig. 6](#) hervorrufen, sämtlich den gleichen Binärwert (z. B. eine logische "0"), so dass die entsprechenden Korrelatorfunktionen sämtlich Mittelkeulen-Spitzenwerte gleichen Vorzeichens haben (das sind positive Amplituden).

**[0043]** Unter jeder Korrelator-Ausgangsfunktion in den [Fig. 3](#) bis [Fig. 6](#) ist eine Reihe von neun Zeitschlitzten oder elf Zeitschlitzten dargestellt, abhängig von der verwendeten Symbolrate. Diese Zeitschlitzte entsprechen Chippositionen innerhalb der empfangenen Symbole. Ebenfalls dargestellt unterhalb der Korrelator-Ausgangsfunktionen in den [Fig. 3](#) bis [Fig. 6](#) sind Barkersequenzen 1-3, die den relativen Abstand innerhalb des Senders der Symbole zeigen, die die Korrelator-Ausgangsfunktionen hervorrufen. Allerdings sollte gesehen werden, dass zwischen den Barkersequenzen im Sender und den resultierenden Korrelator-Ausgangsfunktionen keine absolute zeitliche Relation beabsichtigt ist. Tatsächlich treten die Mittelkeulen-Zacken in den Korrelator-Ausgangsfunktionen nicht eher auf, als bis das Ende jeder Barkersequenz erreicht ist, Ergebnis der Signalverarbeitungsverzögerungen in jedem Empfangssignalweg und bedingt durch den Umstand, dass die Gesamtchipsequenz empfangen und in den in-Phase-Korrelator **266** oder den Quadraturkorrelator **268** eingegeben werden muss, bevor die Mittelkeulen-Zacke erscheint. Barkersequenzen 1 bis 3 sind zu dem Zweck dargestellt, die Änderungen im relativen Abstand zwischen aufeinander folgenden Korrelatorausgangs-Zackenwellenformen darzustellen, Ergebnis von Änderungen im relativen Abstand aufeinander

der folgender Barkersequenzen innerhalb des Senders.

**[0044]** Zusätzlich dienen die kleinen Nebenkeulen in den Korrelator-Ausgangsfunktionen der [Fig. 3](#) bis [Fig. 6](#) lediglich zur Bezugnahme. Größe, Form und Beabstandung der Nebenkeulen sind nicht maßstabsgetreu. Die Nebenkeulen sind lediglich zu dem Zweck dargestellt, zu vermitteln, dass der Korrelator im Allgemeinen einen kleinen Ausgangswert in der Nähe von 0 liefert. Die Korrelator-Ausgangsfunktionen in den [Fig. 3](#) bis [Fig. 6](#) sind "ideale" Wellenformen für ein perfekt empfangenes Codewort. In einem tatsächlichen Empfänger, der in einer realistischen Kanalumgebung arbeitet, tragen Mehrwege-Fading, Verzögerungsstreuung, Rauschen, Nachbarsymbolstörungen und dergleichen dazu bei, die Größen und Formen sowohl der großen Mittelkeulenzacken als auch der kleineren Nebenkeulen zu verzerren.

**[0045]** [Fig. 3](#) zeigt ein Impulsdigramm **300**, welches beispielhafte Korrelator-Ausgangssignale für eine elf Chips umfassende Barkercodesequenz zeigt. Am Ende des Synchronisationsfelds ist der Empfänger **250** mit dem Sender **200** synchronisiert und erzeugt fixe Referenzzeitfenster (dargestellt als gestrichelte Linien), die mit  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  und  $t_4$  bezeichnet sind. In [Fig. 3](#) wird von der Codephasenmodulation kein Gebrauch gemacht, so dass die Barkersequenzen 1–3 ohne Überlappung aufeinanderfolgend gesendet werden. Die resultierenden Korrelatorfunktionen haben daher Mittelkeulen **301–303**, die übereinstimmen mit der Chip-Position 6 innerhalb jedes fixen Referenzfensters. Wie bereits angegeben, sind die Nebenkeulen **311–314** der Korrelatorfunktionen viel kleiner als die Mittelkeulen **301–303**. Die dargestellte Korrelatorfunktion entspricht einer Informationsbit-Übertragungsrate von 1 MHz (2 MHz, wenn der andere Quadraturkanal gleichzeitig benutzt wird), wobei eine einzelne 11-Chip-Barkersequenz ein einziges binäres Informationsbit repräsentiert (z. B. eine logische "0") und alle 1 Mikrosekunde übertragen wird.

**[0046]** [Fig. 4](#) zeigt ein Impulsdigramm **400**, welches beispielhafte Korrelator-Ausgangssignale für eine codephasenmodulierte elf-Chip-Barkercodesequenz veranschaulicht. Es sind drei zusätzliche Bits (pro Quadraturkanal) codiert durch Verzögern oder Vorrücken der gesendeten Barkersequenzen durch eine von acht möglichen Positionen. Bei dem dargestellten Beispiel entsprechen die acht möglichen Positionen den Chippositionen 3–10 innerhalb jedes fixen Referenzfensters.

**[0047]** Die drei Verzögerungsbits, die für die Barkersequenz 1 verwendet werden, entsprechen der Chipposition 6, so dass die Korrelatorfunktion für die Barkersequenz 1 weder vorgerückt noch verzögert ist gegenüber ihrer normalen Position innerhalb des

fixen Referenzfensters. Die drei für die Barkersequenz 2 verwendeten Verzögerungsbits entsprechen der Chipposition 10, so dass die Korrelatorfunktion für die Barkersequenz 2 um vier Chippositionen gegenüber ihrer Normalposition bei Chip 6 verzögert ist. Die drei Verzögerungsbits für die Barkersequenz 3 entsprechen der Chipposition 3, so dass die Korrelatorfunktion für die Barkersequenz 3 um drei Chippositionen gegenüber ihrer Normalposition bei Chip 6 vorgerückt ist. Bei dem dargestellten Beispiel liegen die Mittelkeulen **402** und **403**, die durch die Barkersequenz 2 und die Barkersequenz 3 verursacht werden, so nahe wie möglich. Dennoch verbleibt ein Minimum von drei Chippositionen zwischen den Mittelkeulen **402** und **403**. Wie das Impulsdigramm **400** veranschaulicht, lassen sich acht Binärwerte zwischen 000 und 111 durch Verschieben der Position der Mittelkeule jeder Barkersequenz zwischen den Chippositionen 3 und 10 codieren.

**[0048]** [Fig. 5](#) zeigt ein Impulsdigramm **500**, welches eine beispielhafte Korrelatorausgangsgröße für eine elf Chips umfassende Barkercodesequenz veranschaulicht, wobei die Symbolrate gemäß einer Ausführungsform der Erfindung gesteigert ist. In [Fig. 5](#) wird von der Codephasenmodulation kein Gebrauch gemacht, so dass die Barkersequenzen 1–3 aufeinander folgend gesendet werden. Im Gegensatz zu [Fig. 3](#) jedoch kommt es immer noch zu einer Überlappung zwischen aufeinander folgenden Barkersequenzen deshalb, weil alle neun Chipposition ein neues Symbol generiert wird, während die Barkersequenzen elf Chips lang sind. Die resultierenden Korrelatorfunktionen haben Mittelkeulen **501–503**, die mit der Chipposition 6 innerhalb jedes fixen Referenzzeitrahmens übereinstimmen. Die Seitenkeulen der Korrelatorfunktion, die kleiner sind als die Mittelkeulen **501–503**, überlappen einander in den ersten zwei und den letzten zwei Chippositionen jeder Barkersequenz. Auch ohne Codephasenmodulation erhöht die gesteigerte Symbolrate die Übertragung der Bitinformationsrate um 11/9, so dass die effektive Datenrate für einen Kanal ( $11/9 \times 1 \text{ MHz}$ ) = 1,22 MHz beträgt.

**[0049]** [Fig. 6](#) veranschaulicht ein Impulsdigramm **600**, das eine beispielhafte Korrelatorausgangsgröße für eine elf Chips umfassende, codephasenmodulierte Barkercodesequenz veranschaulicht, wobei die Symbolrate entsprechend einer Ausführungsform der Erfindung erhöht ist. Es sind drei zusätzliche Bits codiert durch Verzögern oder Vorrücken der gesendeten Barkersequenzen über eine von acht möglichen Positionen. Beim dargestellten Beispiel entsprechen die acht möglichen Positionen den Chippositionen 2–9 in der Barkersequenz. Die drei Verzögerungsbits für die Barkersequenz 1 entsprechen der Chipposition 6, so dass die Korrelatorfunktion für die Barkersequenz 1 weder vorgerückt noch verzögert ist gegenüber ihrer Normalposition innerhalb des fixen Referenzfensters.



renzfensters. Die drei für die Barkersequenz 2 verwendeten Verzögerungsbits entsprechen der Chipposition 9, so dass die Korrelatorfunktion für die Barkersequenz 2 um drei Chippositionen gegenüber ihrer Normalposition bei Chip 6 verzögert ist. Die drei für die Barkersequenz 3 verwendeten Verzögerungsbits entsprechen der Chipposition 2, so dass die Korrelatorfunktion für die Barkersequenz 3 um vier Chippositionen gegenüber ihrer Normalposition bei Chip 6 vorgerückt ist. Beim dargestellten Beispiel liegen die Hauptkeulen **602** und **603** der Barkersequenz 2 und der Barkersequenz 3 so nahe wie möglich nebeneinander. In diesem Fall verbleibt eine Chipposition zwischen den Mittelkeulen **602** und **603**. Wie das Impulsdiagramm **600** zeigt, lassen sich acht Binärwerte zwischen 000 und 111 codieren, indem man die Position der Mittelkeule jeder Barkersequenz zwischen den Chippositionen 2 bis 9 verschiebt.

**[0050]** Der Fachmann sieht, dass die verbesserten Sender und Empfänger gemäß obiger Beschreibung nicht begrenzt sind auf Systeme entsprechend der Norm IEEE 802.11, und auch nicht beschränkt sind auf Systeme, die von 11-Chip-Barkersequenzen Gebrauch machen. Die vorliegende Erfindung lässt sich leicht anpassen zur Verwendung bei anderen Spreizspektrum-Normen bei unterschiedlichen Arten von Pseudozufalls-Rauschcodes, so z. B. Kasami-Codes, Gold-Codes etc., die auch kürzer oder länger als elf Chips sein können. Außerdem sind die oben beschriebenen Verzögerungswerte, Übertragungsraten, Pulszeitsteuerpositionen sowie Symbolauern lediglich beispielhafte Werte, es können auch leicht andere Werte verwendet werden. Beispielsweise ermöglichen längere Chipsequenzen mit mindestens sechzehn (16) Zeitpositionen innerhalb des fixen Referenzzeitrahmens das Übertragen von vier Bits anstelle von drei Bits in jedem Kanal durch zeitliche Verschiebung der gesendeten Codewort-Sequenzen. Schließlich ist die Erfindung nicht begrenzt auf drahtlose LANs, sondern ist anwendbar bei einer großen Vielfalt von Kommunikationssystemen, darunter auch zellulare Telefone und dergleichen.

### Patentansprüche

1. System zum Erzeugen einer Spreizspektrumcode-positionsmodulierten Wellenform, umfassend: einen Spreizspektrumcodierer, der Abschnitte eines Informationssignals empfängt und codiert mit einem Mehrfachchip-Code einer vorbestimmten Länge, um daraus einen Strom von Sequenzen zu erzeugen, von denen jede Sequenz die vorbestimmte Länge besitzt; und einen Sender, der periodisch jede der Sequenzen in einem Zeitintervall sendet, **dadurch gekennzeichnet**, dass das Zeitintervall kleiner ist als die vorbestimmte Länge, um dadurch eine Datenübertragungsrate des Informationssignals zu erhöhen.

2. System nach Anspruch 1, bei dem das Informationssignal digital ist und die Abschnitte den einzelnen Bits des Informationssignals entsprechen.

3. System nach Anspruch 1, bei dem der Mehrfachchip-Code ein Barker-Code ist.

4. System nach Anspruch 1, bei dem die vorbestimmte Länge weniger als 20 Chips beträgt.

5. System nach Anspruch 1, bei dem der Strom von Sequenzen verarbeitet wird, um in ihm Hauptkeulen zu bilden, wobei das Zeitintervall um ein Chip größer ist als ein zulässiger Bereich von Chip-Versetzungen, angewendet auf die Hauptkeulen.

6. System nach Anspruch 1, bei dem das Zeitintervall 9 Chips beträgt.

7. Verfahren zum Erzeugen einer Spreizspektrumcode-positionsmodulierten Wellenform, umfassend folgende Schritte:

es werden Abschnitte eines Informationssignals mit einem Mehrfachchip-Code vorbestimmter Länge einer Spreizspektrum-Codierung unterzogen, um einen Strom von Sequenzen zu bilden, von denen jede Sequenz die vorbestimmte Länge hat; und es wird periodisch jede der Sequenzen in einem Zeitintervall gesendet, dadurch gekennzeichnet, dass das Zeitintervall kleiner als die vorbestimmte Länge ist, um dadurch eine Datenübertragungsrate des Informationssignals zu steigern.

8. Verfahren nach Anspruch 7, bei dem das Informationssignal digital ist, und der Schritt der Spreizspektrum-Codierung den Schritt der Spreizspektrum-Codierung einzelner Bits des Informationssignals umfasst.

9. Verfahren nach Anspruch 7, bei dem der Schritt der Spreizspektrum-Codierung den Schritt der Spreizspektrum-Codierung der Abschnitte des Informationssignals mit einem Barker-Code umfasst.

10. Verfahren nach Anspruch 7, bei dem die vorbestimmte Länge weniger als 20 Chips beträgt.

11. Verfahren nach Anspruch 7, weiterhin umfassend den Schritt des Verarbeitens des Stroms der Sequenzen, um darin Hauptkeulen zu erzeugen, wobei das Zeitintervall um ein Chip größer ist als ein zulässiger Bereich der Chip-Versetzungen, die auf die Hauptkeulen angewendet werden.

12. Verfahren nach Anspruch 7, bei dem das Zeitintervall 9 Chips beträgt.

13. Drahtloses lokales Netzwerk (LAN), umfassend: eine Mehrzahl von Computern, die jeweils einen Pro-

zessor, einen Speicher und eine drahtlose Datenkommunikationsschaltung aufweisen, wobei Letztere das Senden und Empfangen digitaler Daten unter den mehreren Computern ermöglicht und ein System zum Erzeugen einer Spreizspektrumcode-positionsmodulierten Wellenform aufweist, umfassend:

einen Spreizspektrumcodierer, der die digitalen Daten empfängt und codiert mit einem Mehrfachchipcode vorbestimmter Länge, um daraus einen Strom von Sequenzen zu erzeugen, von denen jede Sequenz die vorbestimmte Länge besitzt, und einen Sender, der jede der Sequenzen zu einem Zeitintervall periodisch überträgt, dadurch gekennzeichnet, dass das Zeitintervall kleiner als die vorbestimmte Länge ist, um dadurch eine Datenübertragungsrate des digitalen Signals zu steigern.

14. LAN nach Anspruch 13, bei dem der Mehrfachchipcode ein Barker-Code ist.

15. LAN nach Anspruch 13, bei dem die vorbestimmte Länge weniger als 20 Chips ausmacht.

16. LAN nach Anspruch 13, bei dem der Strom von Sequenzen verarbeitet wird, um darin Hauptkeulen zu erzeugen, wobei das Zeitintervall um ein Chip größer ist als ein zulässiger Bereich von Chip-Versetzungen, angewendet auf die Hauptkeulen.

17. LAN nach Anspruch 13, bei dem das Zeitintervall 9 Chips beträgt.

Es folgen 6 Blatt Zeichnungen

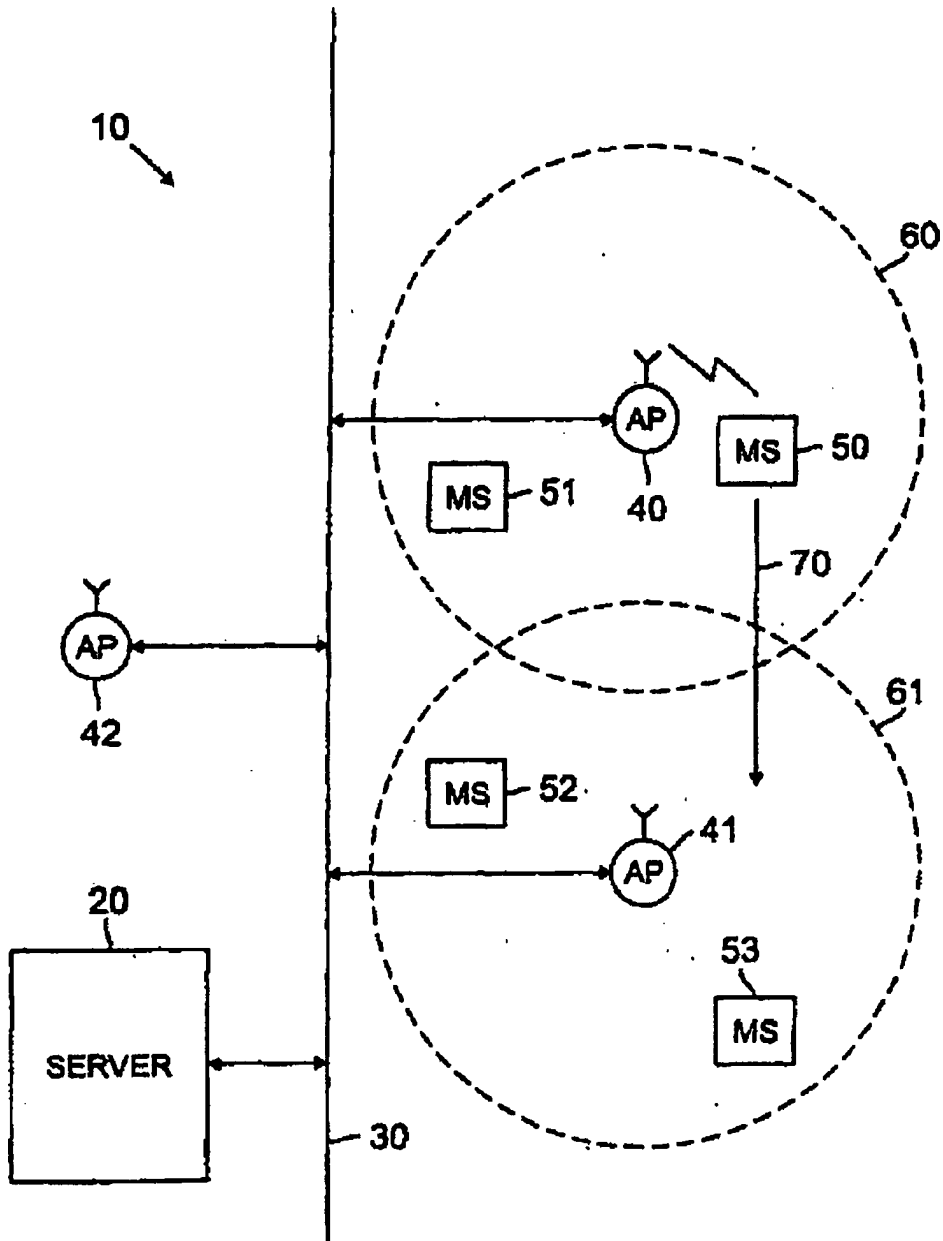


FIG. 1

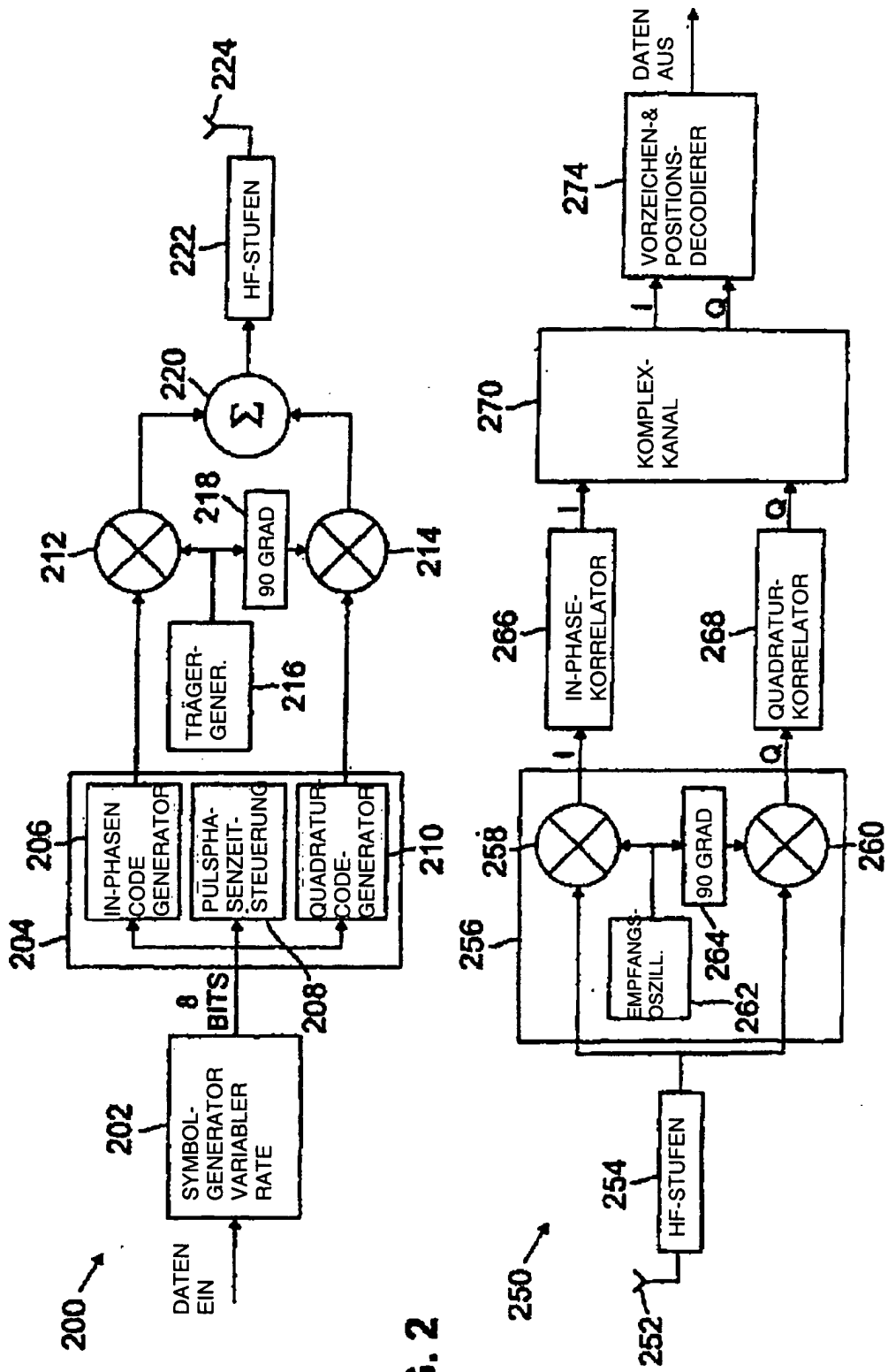


FIG. 2

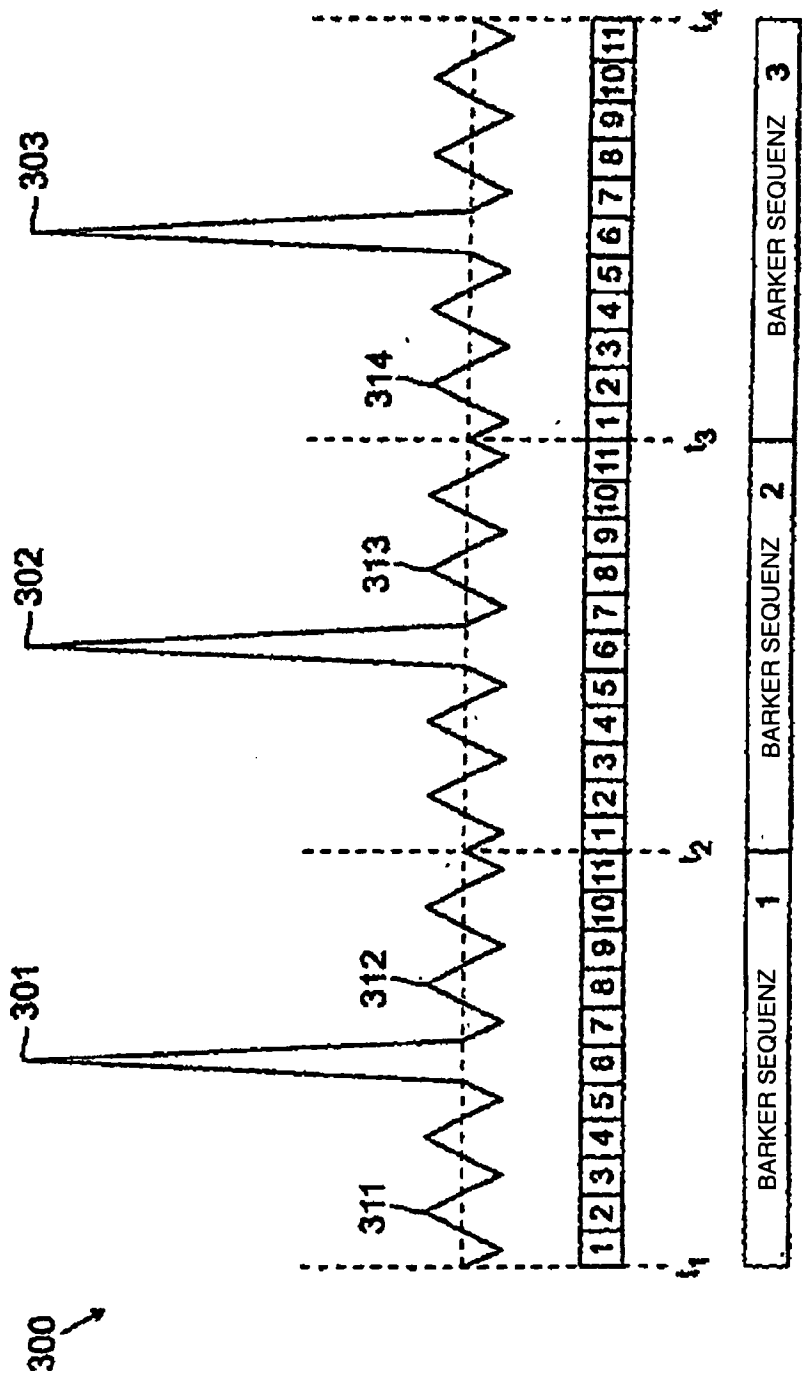


FIG. 3

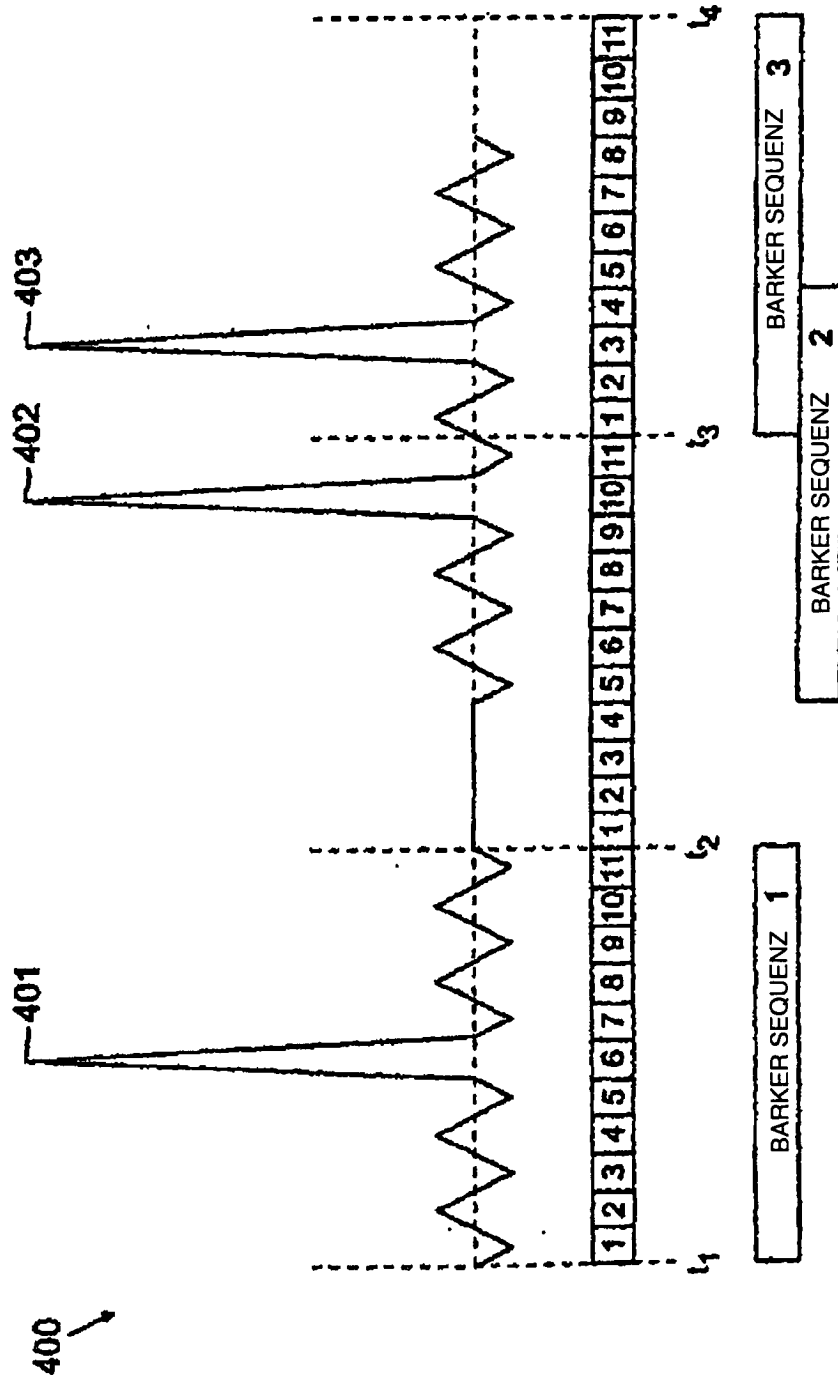


FIG. 4



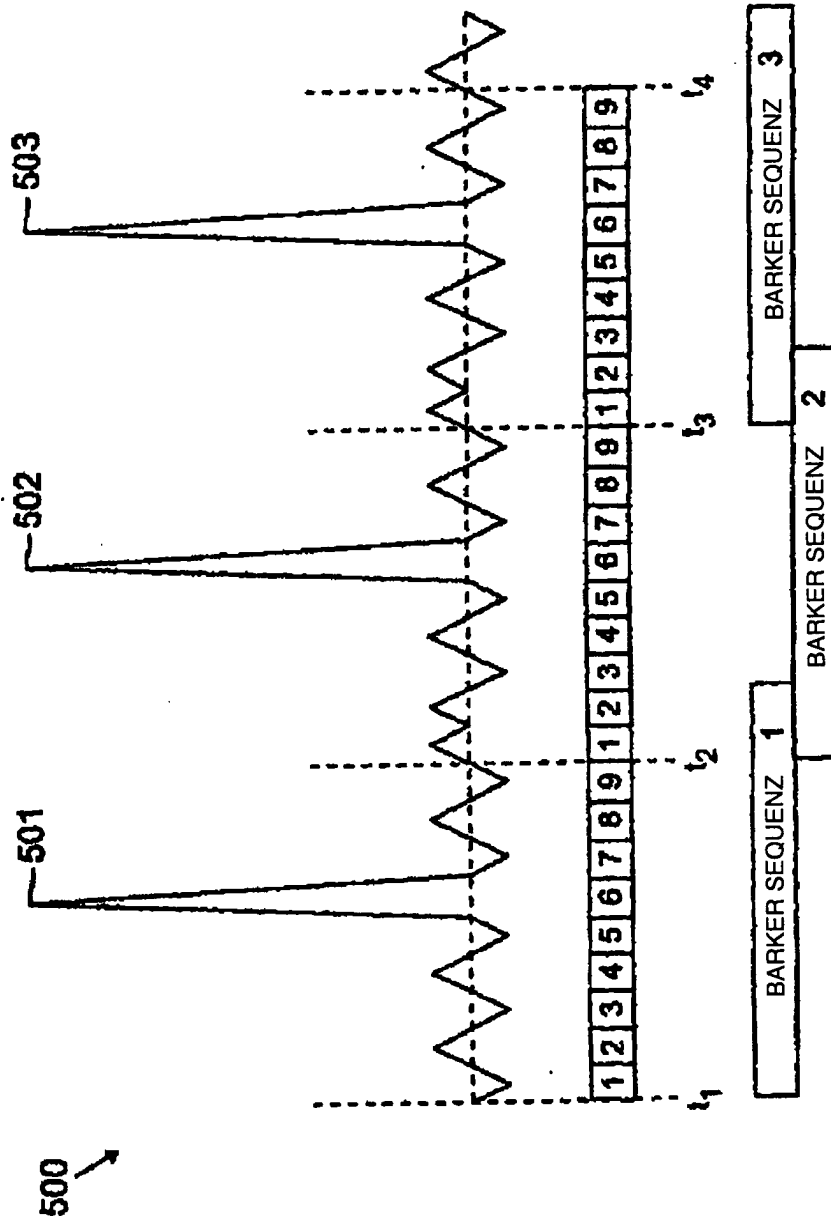


FIG. 5

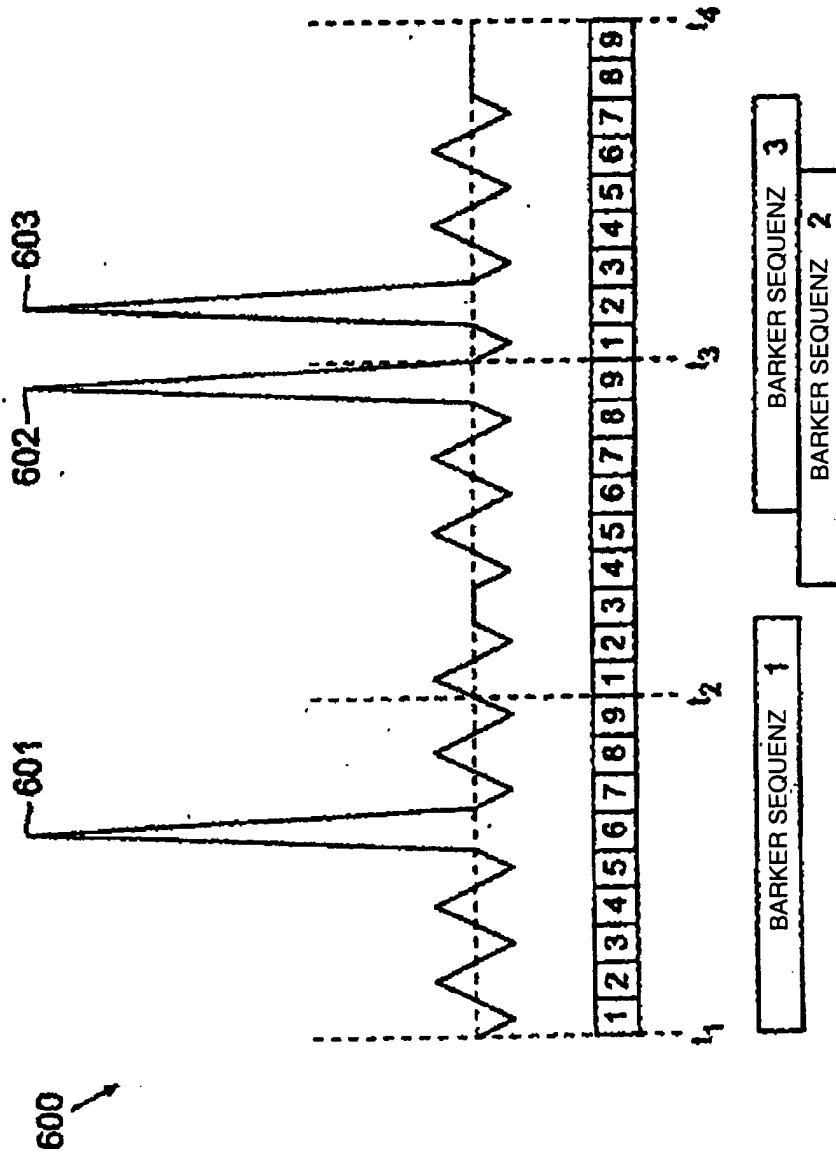


FIG. 6