

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4355107号
(P4355107)

(45) 発行日 平成21年10月28日(2009.10.28)

(24) 登録日 平成21年8月7日(2009.8.7)

(51) Int.Cl. F I
HO4B 1/707 (2006.01) HO4J 13/00 D

請求項の数 8 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2000-588907 (P2000-588907)	(73) 特許権者	596008622
(86) (22) 出願日	平成11年12月14日 (1999.12.14)		インターデジタル テクノロジー コーポレーション
(65) 公表番号	特表2002-533008 (P2002-533008A)		アメリカ合衆国 19810 デラウェア州 ウィルミントン シルバーサイド ロード 3411 コンコルド プラザ ハイグリー ビルディング スイート 105
(43) 公表日	平成14年10月2日 (2002.10.2)		
(86) 国際出願番号	PCT/US1999/029504	(74) 代理人	100077481
(87) 国際公開番号	W02000/036761		弁理士 谷 義一
(87) 国際公開日	平成12年6月22日 (2000.6.22)	(74) 代理人	100088915
審査請求日	平成18年12月11日 (2006.12.11)		弁理士 阿部 和夫
(31) 優先権主張番号	60/112,299		
(32) 優先日	平成10年12月14日 (1998.12.14)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		
(31) 優先権主張番号	60/116,284		
(32) 優先日	平成11年1月19日 (1999.1.19)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ランダムアクセスチャネルプリアンブルの検出

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

C D M A 通信システムにおけるランダムアクセスチャネルについて複数のシンボル A から成るプリアンブルシグネチャ S_{old} を非コヒーレント符号化する方法であって、

a) 前記プリアンブルシグネチャ S_{old} の最初のシンボルが負である場合に前記プリアンブルシグネチャのシンボル A に - 1 を乗算する過程と、

b) 前記プリアンブルシグネチャ S_{old} のシンボル A を非コヒーレント符号化ずみのシグネチャ S_{new} のシンボルに変換する過程であって、 $j = 2$ 以上のシンボル位置である場合に次式、すなわち

$$1) S_{old}(j) = S_{new}(j-1) \text{ の場合に } S_{new}(j) = A、$$

$$2) S_{old}(j) = -S_{new}(j-1) \text{ の場合に } S_{new}(j) = -A$$

を満足することによって変換する過程と、

c) 前記プリアンブルシグネチャ S_{old} の互いに連続するシンボルの各々について前記過程 b) を行う過程とを含む方法。

【請求項2】

前記プリアンブルシグネチャ S_{new} の送信および検出を行う請求項1記載の方法であって、前記検出が

a) 前記ランダムアクセスチャネルを復調する過程と、

b) 前記プリアンブルシグネチャ S_{new} を生ずるように前記ランダムアクセスチャネ

ルを逆拡散する過程と、

c) 逆拡散ずみの前記プリアンブルシグネチャの中の各シンボル A を分析する過程と、

d) 前記逆拡散ずみの前記プリアンブルを 1 シンボル分だけ遅延させる過程と、

e) 遅延させた前記プリアンブルシンボルの複素共役値を算出する過程と、

f) 前記複素共役値を前記逆拡散ずみのプリアンブルシグネチャ S_{new} と乗算する過程と

を含む方法。

【請求項 3】

符号分割多元接続無線インタフェースを用いた通信システムにおいて送信用および検出用にランダムアクセスチャネルのプリアンブルシグネチャを非コヒーレントに符号化する方法であって、

10

a) プリアンブルシグネチャ S_{old} の互いに連続するシンボル A の各々を調べる過程と、

b) 前記プリアンブルシグネチャ S_{old} のすべてに前記シグネチャの最初のシンボルが負であった場合に - 1 を乗算する過程と、

c) 前記プリアンブルシグネチャ S_{old} の前記最初のシンボルを変換ずみの非コヒーレント符号化プリアンブルシグネチャ S_{new} の最初のシンボルに用いる過程と、

d) 前記プリアンブルシグネチャ S_{old} のシンボル A を非コヒーレント符号化ずみのシグネチャ S_{new} のシンボルに変換する過程であって、 $j = 2$ 以上のシンボル位置である場合に、次式の条件、すなわち

20

$$1) S_{old}(j) = S_{new}(j-1) \text{ の場合に } S_{new}(j) = A、$$

$$2) S_{old}(j) = -S_{new}(j-1) \text{ の場合に } S_{new}(j) = -A$$

を満足することにより変換する過程と、

e) 過程 d) を前記プリアンブルシグネチャ S_{old} の互いに連続するシンボルの各々について行う過程と

を含む方法。

【請求項 4】

前記プリアンブルシグネチャ S_{new} の送信および検出を行う請求項 3 記載の方法であって、前記検出が

a) 前記ランダムアクセスチャネルを復調する過程と、

30

b) 前記プリアンブルシグネチャ S_{new} を生ずるように前記ランダムアクセスチャネルを逆拡散する過程と、

c) 逆拡散ずみの前記プリアンブルシグネチャ S_{new} の中の各シンボル A を分析する過程と、

d) 前記逆拡散ずみの前記プリアンブルを 1 シンボル分だけ遅延させる過程と、

e) 遅延させた前記プリアンブルシンボルの複素共役値を算出する過程と、

f) 前記複素共役値を前記逆拡散ずみのプリアンブルシグネチャ S_{new} と乗算する過程と

を含む方法。

【請求項 5】

40

符号分割多元接続 (CDMA) 無線インタフェースを用いた通信システムにおいて送信用および検出用にランダムアクセスチャネルのプリアンブルシグネチャを非コヒーレントに符号化する符号化システムであって、

プリアンブルシグネチャ S_{old} の互いに連続するシンボル A の各々を調べる手段と、

前記プリアンブルシグネチャ S_{old} のすべてに前記シグネチャの最初のシンボルが負であった場合に - 1 を乗算する手段と、

前記プリアンブルシグネチャ S_{old} の前記最初のシンボルを変換ずみの非コヒーレント符号化プリアンブルシグネチャ S_{new} の最初のシンボルに用いる手段と、

前記プリアンブルシグネチャ S_{old} のシンボル A を非コヒーレント符号化ずみのシグネチャ S_{new} のシンボルに変換する手段であって、 $j = 2$ 以上のシンボル位置である場

50

合に、次式の条件、すなわち

$$1) S_{old}(j) = S_{new}(j-1) \text{ の場合に } S_{new}(j) = A、$$

$$2) S_{old}(j) = -S_{new}(j-1) \text{ の場合に } S_{new}(j) = -A$$

を満足することにより変換し、その変換を前記プリアンブルシグネチャ S_{old} の互いに連続するシンボルの各々について行う手段と

を含む符号化システム。

【請求項 6】

前記プリアンブルシグネチャ S_{new} の送信および検出を行う請求項 5 記載のシステムであって、前記システムが検出器をさらに含み、その検出器が、

前記ランダムアクセスチャネルを復調する復調器と、

前記プリアンブルシグネチャ S_{new} を生ずるように前記ランダムアクセスチャネルを逆拡散する逆拡散器と、

逆拡散ずみの前記プリアンブルシグネチャ S_{new} の中の各シンボル A を分析する分析器と、

前記逆拡散ずみの前記プリアンブルを 1 シンボル分だけ遅延させる手段と、

遅延させた前記プリアンブルシンボルの複素共役値を算出する手段と、

前記複素共役値を前記逆拡散ずみのプリアンブルシグネチャ S_{new} と乗算する乗算器と

を含むシステム。

【請求項 7】

CDMA 通信システムにおけるランダムアクセスチャネルについて複数のシンボル A から成るプリアンブルシグネチャ S_{old} を非コヒーレント符号化する符号化システムであって、

前記プリアンブルシグネチャ S_{old} の最初のシンボルが負である場合に前記プリアンブルシグネチャのシンボル A に -1 を乗算する手段と、

前記プリアンブルシグネチャ S_{old} のシンボル A を非コヒーレント符号化ずみのシグネチャ S_{new} のシンボルに変換する手段であって、 $j = 2$ 以上のシンボル位置である場合に次式の条件、すなわち

$$1) S_{old}(j) = S_{new}(j-1) \text{ の場合に } S_{new}(j) = A、$$

$$2) S_{old}(j) = -S_{new}(j-1) \text{ の場合に } S_{new}(j) = -A$$

を満足することによって変換し、その変換を前記プリアンブルシグネチャ S_{old} の互いに連続するシンボルの各々について行う手段と

を含む符号化システム。

【請求項 8】

前記プリアンブルシグネチャ S_{new} の送信および検出を行う請求項 7 記載のシステムであって、相補的検出器をさらに含み、その検出器が

前記ランダムアクセスチャネルを復調する復調器と、

前記プリアンブルシグネチャ S_{new} を生ずるように前記ランダムアクセスチャネルを逆拡散する手段と、

逆拡散ずみの前記プリアンブルシグネチャ S_{new} の中の各シンボル A を分析する手段と、

前記逆拡散ずみの前記プリアンブルを 1 シンボル分だけ遅延させる遅延手段と、

遅延させた前記プリアンブルシンボルの複素共役値を算出する手段と、

前記遅延を受けた前記プリアンブルシンボルについて複素共役値を算出するとともに前記複素共役値を前記逆拡散ずみのプリアンブルシグネチャ S_{new} と乗算する手段と

を含むシステム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の分野】

この発明は概括的には 2 進符号変調を受けた信号の伝送システムおよび伝送方法に関する

10

20

30

40

50

。より詳細にいうと、この発明は伝送距離の変動する移動通信環境で被変調信号を伝送する符号分割多元接続(CDMA)伝送システムに関する。

【0002】

【従来技術の説明】

通信システムは送信元から送信先へ情報を伝送する一つの主要機能を有する。送信元の生ずる信号は時間とともに変動する電気信号で通常は構成される。

【0003】

送信元から送信先までの情報信号の伝送は、通常チャネルと呼ばれる適切な媒体を通じて行われる。チャネルの特性に整合するように情報信号を変化させる一つの方法を変調という。情報を帯びた信号の再生を復調という。復調プロセスは変調プロセスと論理的に逆のプロセスを用いて被変調信号を変換する。伝送チャネルが理想的な媒体であれば送信先における信号は送信元における信号と同じになるはずである。しかし、実際には伝送プロセスの期間中に信号は多様な変形を受けそのために歪が生ずる。送信先における受信機は原信号以外の影響をすべて除去して原情報を再生しなければならない。

【0004】

現在の通信の大部分は、原アナログ信号をデジタル量に変換して伝送し、伝送されてきた情報の種類に応じてアナログ形式に再変換する手法によっている。最も単純なデジタル表示は任意のビット期間における情報が1または0の2進数値である表示である。その情報のとり得る値の範囲を拡大するために、3以上の値を表示するシンボルを用いる。3値シンボルおよび4値シンボルは三つの値および四つの値をそれぞれとり得る。変動する値は正負の整数で表示され、通常は対称的である。シンボルの考え方は、各シンボルのビット内容が特有のパルス形状を定めるので、情報のより大きい精細度を可能にする。シンボルのレベル数に応じて、それと同じ数の特有のパルス波形が存在する。送信元の情報をシンボルに変換し、そのシンボルで変調をかけてチャネル経由で伝送し送信先で復調する。

【0005】

通信システムの通常のプロセスが伝送情報に与える影響は計算でき制御できる。しかし、送信元から送信先への伝送の期間中で計算不可能な要素は雑音である。デジタル伝送に雑音が加わると信号が劣化し伝送誤りの可能性が増大する。もう一つの伝送信号劣化は信号の同期関係に影響する地形、建造物および伝搬距離に起因するマルチパス歪である。通信システムは情報信号の遭遇する予測可能な変形を画定する必要がある、伝送中に実際に生じたそれら予測可能な変形を分析する手段を受信装置は受信時に備えている必要がある。

【0006】

単純な2進伝送システムは論理1に正極性のパルス、論理0に負極性パルスをそれぞれ用い、送信元から方形パルスを伝送する。送信先で受信するパルスは雑音やそれ以外の歪などを含む上記変形を受けたパルスである。

【0007】

誤りの発生を最少に抑えるために、受信装置で用いるフィルタの応答特性を送信元のパルス波形に整合させる。整合フィルタとして周知の受信装置フィルタは、伝送されてきたパルス波形が論理1か論理0かを容易に判定でき、デジタル通信に広く用いられている。整合フィルタは送信装置がシンボルに対応して生ずる特定のパルス波形にそれぞれ整合させてある整合フィルタをシンボル周波数でサンプルして、入力パルス波形とフィルタ応答特性とを相関させる出力を生ずる。入力がフィルタ応答特性と同じであれば、そのフィルタ出力はその信号パルスの全エネルギーを代表する大きい値を生ずる。その出力は通常入力に対して複素数で表示される量である。その整合フィルタの性能の最適値は正確な位相同期を要する受信信号パルスの正確なコピーに左右される。位相同期は位相同期ループ(PLL)の利用により容易に維持できる。しかし、パルス同期は整合フィルタにとって問題である。パルス列がシンボル時間に同期していなければシンボル間干渉(ISI)が生ずる。

10

20

30

40

50

【 0 0 0 8 】

従来技術による通信システムの例を図 1 に示す。このシステムは、符号分割多重化、より一般的には符号分割多元接続 C D M A として知られる手法を用いている。

【 0 0 0 9 】

C D M A は、伝送すべきデータを擬似雑音信号で変調することによりデータを拡大帯域（スペクトラム拡散した帯域）で伝送する通信技術である。伝送すべきデータの数千ヘルツに過ぎない帯域幅が数百万ヘルツに及ぶ周波数帯域に拡散されるのである。通信チャネルは互いに独立な m 個のサブチャネルに同時並行的に利用される。

【 0 0 1 0 】

図示のとおり、ある帯域幅の一つのサブチャネルを、広帯域擬似雑音（ $p n$ ）系列発生器で発生した所定のパルス系列パターンを繰り返す特有の拡散符号と混合する。これら特有のユーザ用拡散符号は通常は互いに直交関係にあり拡散符号相互間の交叉相関をほぼ零にしている。データ信号を上記 $p n$ 系列で変調してデジタルスペクトラム拡散信号を生ずる。次に、そのデジタルスペクトラム拡散信号で搬送波信号を変調して順方向リンクを構成し送信する。受信装置は伝送されてきた信号を復調してデジタルスペクトラム拡散信号を抽出する。伝送されてきたデータを、合致した $p n$ 系列との相関を経て再生する。拡散符号が互いに直交関係にあれば、受信信号は特定の拡散符号と関連した特定のユーザ信号との間で相関をとることができ、その特定の拡散符号と関連した所望のユーザ信号だけを強めてそれ以外のユーザ向けのユーザ信号は強めない。これと同じ信号処理が逆方向リンクにも適用される。

10

20

【 0 0 1 1 】

位相偏移変調（P S K）などのコヒーレント変調手法を固定式または移動式の複数の加入者局ユニットに用いる場合は、加入者局ユニットとの同期を確保するために基地局からグローバルパイロット信号を継続的に送信する。加入者局は基地局と常に同期しそのパイロット信号の情報をを用いてチャネル位相および強度パラメータを推算する。

【 0 0 1 2 】

逆方向リンクについては、共通のパイロット信号は実現不可能である。逆方向リンクを形成するための基地局による初期捕捉のために、加入者局は所定のランダムアクセスチャネル（R A C H）経由でランダムアクセスパケットを送信する。このランダムアクセスパケットは二つの機能を備える。第 1 の機能は加入者局ユニットが送信中で基地局がその送信を高速受信し受信内容を判定する必要がある初期捕捉のための機能である。R A C H は基地局への逆方向リンクを立ち上がらせる。ランダムアクセスパケットの第 2 の機能は低データ速度の情報を専用の連続音声伝送チャネルを占有することなく伝達する機能である。クレジットカード情報など少量のデータを発呼データでなくランダムアクセスパケットのデータ部分に挿入する。基地局に送られると、その情報は交信中の他のユーザに転送できる。ランダムパケットデータ部分をアドレス用およびデータ用に用いることによって、利用可能な無線周波数信号の資源に負担をかけることなくより高速のデータ通信に効率的利用ができる。

30

【 0 0 1 3 】

ランダムアクセスパケットはプリアンブル部分とデータ部分とを含む。データ部分はプリアンブルと並列的に送ることもできる。従来技術ではランダムアクセスチャネルはプリアンブルおよびデータの両方に直交位相偏移変調（Q P S K）を通常用いている。

40

【 0 0 1 4 】

基地局は受信したプリアンブルを調べて特有の拡散符号を検出する。R A C H プリアンブルの各シンボルは一つの $p n$ 系列でスペクトラム拡散されている。整合フィルタを用いて基地局は相関を示す符号を継続的にサーチする。このデータ部分は所望のサービスについての命令を含む。基地局はデータ部分を復調し、音声、ファクスなど要求呼の種類を判定する。次に、基地局は逆方向リンクで加入者局ユニットが用いる特定の通信チャネルを割り当て、そのチャネルのための拡散符号を特定する。通信チャネルが割り当てられると、R A C H は他の加入者局ユニット用に解放される。追加の R A C H は複数の加入者局ユニ

50

ットからの同時発呼により起こり得る衝突を除去してより高速の基地局捕捉を可能にする。

【 0 0 1 5 】

逆方向リンクにおけるパルス同期をもたらす加入者局ユニットパイロット信号がなければ、伝送距離アンビギュイティにより複合化した P S K などのコヒーレント符号化手法を用いた場合に移動加入者局装置からの R A C H の捕捉が困難になる。移動加入者局は基地局と同期しているので、R A C H プリアンブルは所定の速度で伝送される。

【 0 0 1 6 】

従来技術によるプリアンブルシグネチャの一つの例はシンボル 1 6 個で画定される。コヒーレント R A C H プリアンブルシグネチャ 1 6 個の表を図 2 に示す。各シンボルは複素量であり拡散 p n 系列 2 5 6 チップを含むパルス波形を備えるので、各シグネチャは 4 0 9 6 チップを含む。R A C H プリアンブルシグネチャ全体は 1 ミリ秒あたり 4 0 9 6 チップ、すなわち 1 マイクロ秒あたり 0.244 チップのチップ速度で伝送される。

【 0 0 1 7 】

各加入者局ユニットはグローバルパイロット信号からフレーム境界情報を受ける。基地局と加入者局との間の距離に応じて、フレーム境界情報は順方向リンク伝送遅延を受ける。逆方向伝送の R A C H プリアンブルは同一の伝送遅延を受ける。伝搬遅延のために R A C H プリアンブルの基地局への受容到達時間は

$$t = 2 (\text{距離}) / C \quad (\text{式 1})$$

で与えられる。ここで $C = 3.0 \times 10^8 \text{ m/s}$ である。

【 0 0 1 8 】

この伝送遅延のために、加入者局ユニットについての距離アンビギュイティは距離に左右される。距離 1 0 0 m では影響は無視できる。距離 3 0 km では遅延が 4 シンボルの伝送時間に近づく。表 1 は往復伝送遅延の影響を示す。

【 0 0 1 9 】

距離(km)	往復伝送		シンボル 間 隔
	時間(msec)	チップ値	
0	0	0	1
5	0.033	137	1
10	0.067	273	2
15	0.100	410	2
20	0.133	546	3
25	0.167	683	3
30	0.200	819	4

表 1 距離アンビギュイティの影響

第 1 欄は移動局ユニットと一つの基地局との間の距離を km で示す。第 2 欄はその基地局と加入者局との間の往復伝送遅延をミリ秒で示す。第 3 欄は基地局における整合フィルタのチップクロック位置を伝送フレーム境界の始点を 0 として示す。この数値はフレーム境界の始点を基準として加入者局ユニットからの最初のチップの受信時点を表す。第 4 欄は 2 5 6 個の受信チップの組上げのあとで生ずる最初の整合フィルタ出力の見込みの位置（基準はフレーム境界の始点）を示す。加入者局ユニットの距離に応じて初めの四つのシンボルの任意の一つの期間中にシンボルが出力される。

【 0 0 2 0 】

基地局は加入者局ユニットと同期しておらず搬送波基準も備えていないので、受信チップ系列のどこで R A C H プリアンブルシンボルの始点が始まるか基地局には不明である。整合フィルタは有効なシンボルパルス波形対応の合計 2 5 6 チップの相関をとらなければならない。当業者には周知のとおり、チップを受信しながら整合フィルタの 2 5 6 個のチップを組み立ててパルス波形対応の最初の出力を生ずる。整合フィルタからの継続出力を後続の受信チップの各々について発生する。

【 0 0 2 1 】

移動加入者局ユニットは基地局からのRACHにアクセスするためにプリアンブル部分を初めに送信する。シグネチャ16個のうち1個をランダムに選び時間的にずれた5個のうち1個をランダムに選んで伝送中の距離アンビギュイティを解消する。移動加入者局ユニットは基地局からのフレーム境界情報の一斉報知を絶えず受信する。RACHを要求するには、移動加入者ユニットは図3に示すとおり受信フレーム境界情報から $n \times 2 \text{ ms}$ ($n = 0, 1, \dots, 4$)時間的にずれたランダムバーストを送信する。この時間オフセット(n の値)をランダムアクセス試行の度ごとにランダムに選ぶ。

【0022】

基地局が受信した四つの受信プリアンブルシグネチャ a, b, c および d を図4a乃至図4dに示す。各シンボルシグネチャは往復伝搬遅延のために1シンボル幅(0.0625ms)遅れて到着し、各シグネチャが基地局と移動加入者局ユニットとの間の互いに異なる距離を表す。距離アンビギュイティがシグネチャ相互間の直交性を害ない性能を劣化させることが知られている。基地局受信機が整合フィルタから生じ得る19個の出力の任意の組合せを誤ったシグネチャと混同する可能性がある。

【0023】

したがって、伝送距離の大きさおよびドップラ効果に関わりなく正確に動作するCDMA送信および検出方式が必要になっている。

【0024】

【発明の概要】

この発明は、整合フィルタからのエネルギー出力を正常な相関検出との連携で用いることにより、伝送されてきたデジタルシグネチャを検出する検出器に関する。変動する伝送距離について見込まれるシグネチャパターンにしたがってエネルギーを表にする。この製表は往復伝送遅延見込値を説明し、累計シンボルの処理が、利用符号化動作のコヒーレント型非コヒーレント型の区別に関わりなく、また複合ドップラチャネルの有無に関わりなく、正しいシグネチャを抽出できるようにする。この発明の上記以外の実施例には、RACHプリアンブルシグネチャを差動符号化する新たな手法が含まれる。

【0025】

これらシステムおよび方法の目的および利点は好ましい実施例の詳細な説明から当業者には明らかになる。

【0026】

【好ましい実施例の説明】

同じ構成要素には同じ参照数字を付けて示した図面を参照して好ましい実施例を次に説明する。

【0027】

図5に示したCDMA通信システム25は送信機27と受信機29とを含み、これら送信機25および受信機29は基地局にも移動加入者局ユニットにも配置できる。送信機27は音声信号および非音声信号を多様な速度、例えば8kbps、16kbps、32kbps、64kbpsなど所望の速度で符号化するシグナルプロセッサ31を含む。シグナルプロセッサ31は信号の種類に応じ、または所定のデータ速度に応答して速度を選択する。

【0028】

背景を述べると、多元接続環境においては、送信信号の発生に二つのステップが伴う。第1に、2相位相変調を受けた被変調信号と考えることができる入力データ33を前向き誤り訂正(FEC)符号化装置35により符号化する。例えば、 $R = 1/2$ 畳込み符号を用いた場合は、単一の2相位相被変調データ信号が二つの2相位相被変調信号になる。一つの信号は同相チャンネルI41aで表す。もう一つの信号は直角位相チャンネルQ41bで示す。複素数は $a + bj$ の形になる。ここで、 a と b とは実数であり、 $j^2 = -1$ である。2相位相被変調信号IおよびQは通常QPSKと呼ぶ。

【0029】

第2のステップでは、二つの2相位相被変調データすなわちシンボル41a、41bを複素擬似雑音(p_n)系列43a、43bでスペクトラム拡散する。QPSKシンボルスト

10

20

30

40

50

リーム 4 1 a、4 1 b を特有の複素 p_n 系列 4 3 a、4 3 b と乗算する。I 系列および Q 系列 4 3 a、4 3 b の両方ともシンボル速度の通常 1 0 0 倍乃至 2 0 0 倍の速度で発生したビットストリームから成る。複素 p_n 系列 4 3 a、4 3 b をミキサ 4 3 a、4 3 b で複素シンボルビットストリーム 4 1 a、4 1 b と混合してデジタルスペクトラム拡散信号 4 5 a、4 5 b を生ずる。このスペクトラム拡散信号 4 5 a、4 5 b の構成部分はパルス幅のずっと小さいチップとして知られる。これらデジタルスペクトラム I および Q 信号 4 5 a、4 5 b をミキサ 4 6 a、4 6 b により無線周波数にアップコンバートとして、コンバイナ 5 3 で拡散符号の異なる他のスペクトラム拡散信号 (チャネル) と合成し、搬送波 5 1 と混合してその信号を RF にアップグレードし、アンテナ 5 4 から一斉報知信号 5 5 として放射される。この送信信号 5 5 には互いに異なるデータ速度の個別の複数のチャネルが含まれる。

10

【 0 0 3 0 】

受信機 2 9 は、アンテナ 5 6 で受けた広帯域送信信号 5 5 の受信出力を中間周波数搬送波 5 9 a、5 9 b にダウンコンバートするミキサ 5 7 a、5 7 b を含む。ミキサ 5 8 a、5 8 b における第 2 段ダウンコンバート動作でこの信号をベースバンド信号に変換する。次に、Q P S K 信号をフィルタ 6 1 によりフィルタ処理して、送信側複素符号の共役値と一致するミキサ 6 2 a、6 2 b でローカルに発生した複素 p_n 系列 4 3 a、4 3 b と混合する。送信機 2 7 における拡散符号と同じ符号で拡散された原波形だけが実効的に逆拡散される。それ以外の受信信号波形は受信機 2 9 には雑音として認識される。次に、データ 6 5 a、6 5 b をシグナルプロセッサ 6 7 に送り、畳込み符号化済みデータを F E C 復号化する。

20

【 0 0 3 1 】

信号を受信し復号化したあとでは、ベースバンド信号はチップレベルにある。信号の I 成分および Q 成分の両方をスペクトラム拡散動作で用いた p_n 系列の共役値を用いて逆拡散し、信号をシンボルレベルに戻す。

【 0 0 3 2 】

移動加入者局ユニットから基地局への逆方向リンクを確立するために移動加入者局ユニットは R A C H で伝送されるランダムアクセスパケットを送信する。R A C H の送信は、R A C H が F E C を受けない以外は上述の場合と同じである。通信システム 2 5 において二つ以上の R A C H を用いる場合もある。

30

【 0 0 3 3 】

上記 1 6 個のコヒーレント P S K 変調済み R A C H 7 1 プリアンブルシグネチャ 7 3 の表を図 2 に示す。各シグネチャは 1 6 個のシンボルを含む。各シンボル A は複素数 $A = 1 + j$ である。符号化の手法および複素数の説明はこの明細書の対象外であり当業者に周知である。

【 0 0 3 4 】

従来技術によるコヒーレント R A C H 7 1 検出器 7 5 を図 6 A に示す。受信機 2 9 が R A C H 7 1 搬送波を復調したのち、復調出力信号 7 7 が R A C H プリアンブル 7 3 の逆拡散のために整合フィルタ 7 9 に入力される。整合フィルタ 7 9 の出力をプリアンブル相関器 8 1 に加えて、R A C H プリアンブル 7 3 とプリアンブル符号 8 3 表示の既知プリアンブル p_n 系列との間の相関をとる。プリアンブル相関器 8 1 の出力は、上記特定のプリアンブル符号 8 3 による受信ランダムアクセスバーストのタイミング 8 7 に対応するピーク値 8 5 を有する。次に、この推算したタイミング 8 7 は通常の R A K E 8 9 コンバイナで R A C H 7 1 バーストのデータ部分の受信用に用いることができる。この検出器 7 5 は図 2 に示したコヒーレント P S K 符号化プリアンブルシグネチャで理想的な条件の下では十分に動作するが、距離アンビギュイティおよびドップラ効果によって動作が劣化することもあり得る。

40

【 0 0 3 5 】

この発明の第 1 の実施例では、非コヒーレント検出を利用可能である。その実施例では、図 2 に示したコヒーレント R A C H プリアンブルシグネチャ 7 3 は差動符号化される (す

50

なわち、差動位相偏移変調 (DPSK) 処理される)。したがって、上記コヒーレントプリアンブルシグネチャ 73 は送信前にまず非コヒーレント DPSK 符号化信号に変換され、受信後に差動復号化される。

【0036】

コヒーレントシンボルの非コヒーレントシンボルへの変換の方法は次のステップを経て実施される (ここで、 i = 行、 j = 列である)。すなわち、まず

$Sold(i,1) = -A$ の場合; i 対応の全 j に -1 を乗算。 (式 2)

例えば、図 2 に示したシグネチャ 4 ($i=4$) については、

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
4	-A	A	-A	A	-A	-A	-A	-A	A	-A	A	-A	A	A	A	A

に -1 を乗算して、

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
4	A	-A	A	-A	A	A	A	A	-A	A	-A	A	-A	-A	-A	-A

が得られる。この第 1 のステップのあとでは、プリアンブルシグネチャは元の非変換シグネチャ (1、3、5、8、9、11、12 および 13) と -1 乗算済みのシグネチャ (2、4、6、7、10、14、15 および 16) とから成る。

【0037】

この変換処理の第 2 ステップはプリアンブルシグネチャ 73 の各連続シンボルを変換する。この処理は次式、すなわち

$Sold(i,j) = Snew(i,j-1)$ の場合; $Snew(i,j) = A$ (式 3)

$Sold(i,j) = Snew(i,j-1)$ の場合; $Snew(i,j) = -A$ (式 4)

で表される。この例をさらに続けると、シグネチャ 4 ($i=4$) については

$Sold(4,2) = Snew(4,2-1) = -A$ 、 A

したがって、

$Snew(4,2) = -A$

となる。

【0038】

DPSK 符号化処理のこのあとの部分を、与えられたプリアンブルシグネチャ 73 の各連続シンボルについて行う。この処理により、16 個のプリアンブルシグネチャ 73 のすべてを、図 10 に示した差動プリアンブルシグネチャ 97 に変換する。この DPSK 変換は予め計算して移動加入者ユニットの一部としてファームウェアにロードすることができ、また基地局受信機の性能の程度に応じて発呼時に計算することもできる。DPSK プリアンブルシグネチャについては、プリアンブルシグネチャとの相関の前に受信信号を差動復号化により再生する必要がある点を除き、上述の処理と同じ処理を行う。

【0039】

この発明により構成した RACH 検出器 101 を図 6B に示す。従来技術による受信機 75 について上に述べたとおり、受信 RACH 77 は復調して整合フィルタ 79 の入力に加える。整合フィルタ 79 の出力を RAKE 89、遅延手段 103 および第 1 のミキサ 105 に加える。受信シグネチャ 97 の各々は 1 シンボル幅、すなわち 256 チップ分だけ遅延させる。遅延手段 103 の出力を共役値算出器 107 に加えて受信シンボルをその共役値に変換する。複素共役値算出器 107 の出力を第 1 のミキサ 105 に加えて、このミキサ 105 により複素数の実部を選択 106 し、シグネチャと出力系列との間の相関をとる。この和をピーク値検出器 85 で閾値と比較し、16 番目のシンボルの終端までにその和が閾値を超えた場合にシグネチャ検出と判定する。各シグネチャにつき 1 回の計算で合計 16 回の計算を伴うので、あるサンプル期間に累算値が 2 回以上閾値を超える場合もあり得る。その場合は最大の累算値を正しい累算結果として選択する。タイミング推算器 87 の推算出力を RACH 71 のバーストのデータ部分の受信のための通常の RAKE 89 コンパイナで用いることができる。

【0040】

この発明の第 2 の実施例によると、RACH 検出器整合フィルタ 79 の各出力からの出力

エネルギーを算出する。整合フィルタ 79 は通常チップ速度でサンプリングするが、チップ速度の 2 倍または 4 倍（またはそれ以上）の速度でオーバーサンプリングすることもできる。この実施例ではチップ速度は毎秒 4.096 メガチップ、すなわち 0.244 マイクロ秒あたり 1 チップである。

【 0 0 4 1 】

整合フィルタ 79 からの各シンボル出力について算出したエネルギー値を蓄積した RAM 100 内のメモリマトリクス 101 を図 7 A に示す。マトリクス 101 は、100 m から 30 km の範囲の基地局・加入者局間伝送距離対応の遅延シンボル値のあり得る値すべてを蓄積するように構成してある。マトリクス 101 は R A C H プリアンブルシグネチャ期間中に送信されるチップの総数を表す 256 行（0 乃至 255）102、19 列（0 乃至 18）104 から成る。加入者局ユニットが基地局近傍の位置にあって伝搬遅延が無視できる場合は、256 チップ受信後、すなわち点 P（255, 0）で第 1 のシンボルが出力される。加入者局ユニットが距離 30 km に位置する場合は、第 1 のシンボルは 819 シンボル受信後、すなわちほぼ点 P（54, 4）で出力される。伝送距離に関わりなく、256 チップ分の時間の経過の度ごとに次のシンボルが出力され、それを繰り返して一つの行を完結させる。シンボル 16 個で一つのプリアンブルシグネチャを画定しているため、マトリクス 101 は距離アンビギュイティを予期して追加のシンボル出力 3 個を収容できる（図 4 に示す、詳細についてさらに後述）。マトリクス 101 がデータ収容すると、距離 30 km まで移動加入者局ユニットの対象サンプル全部を含む。

【 0 0 4 2 】

整合フィルタ 79 からの各出力 97 は複素数、すなわち

$$z(i, k) = x(i, k) + j y(i, k),$$

ただし $i = 0$ から 255、 $k = 0$ から 18 （式 5）

で与えられる。各出力の実部および虚部の 2 乗の和で表されるエネルギー瞬時値は次式、すなわち

$$p(i, k) = z(i, k) z(i, k)^* = x^2 + y^2 \quad (\text{式 6})$$

で与えられ、マトリクス 101 に蓄積される。

【 0 0 4 3 】

プリアンブルシグネチャは各々が特定のチップパターンを有する 16 個のシンボルひと組から成るので、整合フィルタ出力には平均値よりも大きい出力であって先行のものから各々が 256 チップ分の間隔を保った出力が 16 回現れる。合成出力はこれら整合フィルタ出力の 256 チップごとの和である。ここで解消すべき問題は、最初の整合フィルタ出力が最初の 256 チップ期間中には自動的に生じないことである。表 1 に示すとおり、移動加入者局ユニットと基地局との間の距離に応じて遅れて生ずることがあり得る。

【 0 0 4 4 】

プリアンブルシグネチャがある場合は、それに対応する整合フィルタ出力は 256 行（102）のうちの一つの 19 個の要素のうち 16 個に格納される。各行について、その行のエネルギー加算値が所定の閾値を超えるとプリアンブルシグネチャ全部が検出される。

【 0 0 4 5 】

図 7 B を参照すると、プリアンブルシグネチャの仮検出の手順 200 が示してある。マトリクス 101 にデータ格納すると（ステップ 201）、各行についてエネルギー値を加算 109 し、同様に蓄積する（ステップ 202）。加算出力の和の値が閾値を超えた行については、その行で「仮検出」があったと考える。第 1 行についての和の値を所定の閾値を超えているか否かを判定する（206）。超えている場合は、その行に仮検出と印を付ける（ステップ 208）。各行についての加算が行われなかった場合は（ステップ 210）、次の行を検索して（ステップ 212）上記プロセスを反復する（ステップ 206 - 210）。これら行のすべてについて加算を行うと、仮検出の各々について距離アンビギュイティは解消し（ステップ 214）、（さらに詳しく後述）、候補の値が出力される（ステップ 216）。

【 0 0 4 6 】

上述のとおり移動加入者局ユニットの位置によっては距離アンビギュイティが生じ、プリアンブルシグネチャが最大4シンボル分の期間にわたり生じない場合があり得る。この距離アンビギュイティを解消する必要がある。したがって、仮検出と印を付けた行の各々について、その行の中で加算出力最大値を生ずる16個の互いに連続の位置のエネルギーの値を算定しなければならない。距離アンビギュイティのために、プリアンブルシグネチャの受信出力から四つのケース1、2、3および4を導き出さなければならない。これら四つのケースを図8に示す。この値では、シグネチャ1は送信されて19個の受信シンボルからアッセンブルされて、メモリマトリクス101の一つの列を形成する。これらケースの各々について、19個のシンボルのうちの互いに連続した16個のシンボルを16個のあり得るプリアンブルシグネチャの各々と相関をとり、64個の仮説出力を生ずる。これら64個の仮説出力のうちの一つが受信エネルギー最大のシグネチャとなる。これら64個の仮説出力の最大値はケース1で生ずる。ケース1は互いに連続したシンボル全部を含んでおり、雑音を含んでいないからである。ケース2、3および4は雑音成分から導かれたシンボルを含んでおり、16個のプリアンブルシグネチャの一つと相関しない。

10

【0047】

図7Cを参照すると、この発明による距離アンビギュイティ解消の手順300が示してある。図8を参照して述べたとおり、各行は合計19の位置を備える。図7Cにおいて、仮検出とみられた一つの行の初めから16個の互いに連続した位置のエネルギーの値を分析する(ステップ301)。これら16個の位置のエネルギー総和を算出し(ステップ302)、蓄積する(ステップ304)。その行のすべての位置の合計値が算出されなかった場合は(ステップ306)、要素2乃至17に対応する次の16個の互いに連続する位置を見直す(ステップ308)。次に、カウンタを歩進させて(ステップ310)、上記手順を反復する(ステップ302乃至306)。すべての位置についての合計を算出すると、合計値すべてを比較してその行の互いに連続した16の位置に最大合計値を示す位置があるか否かを判定する。次に、このシステムは最大合計値を示す16個の連続位置の初めに対応する列(k)の値を出力する(ステップ314)。これが被選択候補値である。上述の手順を仮検出の各々について反復する。

20

【0048】

図7を参照して述べたプロセスは擬似符号を用いて次のとおり要約できる。

【0049】

行 i ($i = 0$ 乃至 255)

和 $(k) = 0$, $k = 0, 1, 2, 3$

$k = 0$ 乃至 3 につき次式を計算、すなわち

和 $(k) = \text{和}(k) + P(i, n+k-1)$

次の k .

次に、

最大の和 (k) について k を選択する

$\max k = 0$

$\max = \text{和}(0)$

$k = 1$ 乃至 3 について

和 $(k) > \max$ の場合

$\max = \text{和}(k)$

$\max k = k$

次の k .

上述の被選択候補値をコヒーレントまたは非コヒーレント P S K 符号化のための通常の相関検出プロセスの出力と比較する。通常の相関検出プロセスはこの明細書による説明の範囲外であり、当業者には周知である。

40

【0050】

図9を参照すると、直交性と距離アンビギュイティとの関係の表が示してある。第1列は受信信号が相関を示すシグネチャである。第2列乃至第5列はケース1乃至4の相関値で

50

ある。相関値が大きいほど受信信号との一致度が高い。相関値零は受信シンボルがそれぞれのシグネチャシンボルと直交関係にあることを示す。明らかに理解されるとおり、ケース2、3および4についてはそれぞれのシグネチャ相互間には直交性がない。

【0051】

図9に示した相関値は次式、すなわち

$$\frac{100}{1024} \left| \bar{s}^{(1)} \cdot \bar{s}^{(k)H} \right|^2 = \frac{100}{1024} \left| \sum_{i=0}^{15} P_i^{(1)} \cdot P_{i+l}^{*(k)} \right|^2, k = 1, 2, \dots, 16; \text{ Equation 7}$$

10

(式7)

で与えられる。ここで、シグネチャ1についてk = 1, シグネチャ2についてk = 2, . . . , シグネチャ16についてk = 16; ケース1についてl = 0, ケース2についてl = 1, ケース3についてl = 2, ケース4についてl = 3。値1024は次式、すなわち $1024 = |(1) \cdot ()|^2$, ここで(1) = シグネチャ1 (式8)

で誘導される。また、次式

$$\bar{s}^{(1)} \cdot \bar{s}^{(i)H} = \left[\underbrace{A \ A \ A \ -A \ -A \ -A \ A \ -A \ -A \ A \ A \ -A \ A \ -A \ A \ A}_{16 \text{ symbols}} \right] \cdot \begin{bmatrix} A^* \\ A^* \\ A^* \\ -A^* \\ -A^* \\ -A^* \\ A^* \\ -A^* \\ -A^* \\ A^* \\ A^* \\ -A^* \\ A^* \\ -A^* \\ A^* \\ A^* \end{bmatrix}$$

20

Equation 9

(式9)

30

$$\begin{aligned} &= 16 \times A^* A \\ &= 16 \times |H_j| (i-j) \\ &= 16 \times 2 \\ &= 32 \quad \text{および} \end{aligned}$$

A = 1 + j の場合、
A* = A(1-j)の共役値、
したがって322 = 1024が得られる。

【0052】

この発明の実施例により構成したRACH検出器95を図11に示す。図6Aの従来技術による受信機について上に述べたとおり、受信したRACH77を復調して整合フィルタ79の入力に供給する。整合フィルタ79の出力をRAKE89、時間遅延ユニット103、第1段ミキサ105、および第1のプロセッサ99に接続する。受信プリアンブルシグネチャ97の各々を1シンボル長TS、すなわち256チップだけ遅延ユニット103により遅延させる。遅延ユニット103の出力を、受信シンボルを複素共役値に変換する共役値発生器107に供給する。共役値発生器107の出力を第1のミキサ105に供給し、このミキサ105により上記複素数の実部にプリアンブルシグネチャを乗算しプリアンブル相関器81に出力する。プリアンブル相関器81はあり得るシグネチャとシンボル系列ベースの出力系列との間の相関をとる。その和を閾値と比較して、その和が16番目のシンボルの終わりまでの間にその閾値を超えた場合は、シグネチャが検出される。各シグネチャに1回ずつ合計16回の計算が行われるので、あるサンプル時間に閾値を超える

40

50

累算が2回以上あり得る。その場合、最大値の累算値を正しい値として選択する。

【0053】

上述のシグネチャ関連演算と同時に整合フィルタ79の出力97を第1のプロセッサに供給して各シンボル出力についてのエネルギー値を算出する。算出したエネルギー値の各々をメモリマトリクス101に蓄積する。上述のとおり、シンボル19個の行についてエネルギー値の算出が終わったあと、第2のプロセッサ109がその列についてのエネルギー合算値を算出し、それを第2のメモリ111に蓄積する。なお、メモリマトリクス101および第2のメモリ111は図示の二つの別個の部品でなく、実際には単一のRAMにより構成する。所定の閾値を超えるエネルギーを仮検出力とする。シンボル19個から成る256個のあり得るシグネチャを第2のメモリ111に累算したあと、第3のプロセッサ113が256個のエネルギーレベルを一つずつ正常シグネチャ検出と比較し、各プロセスを相互検証し、正しい受信シグネチャ系列に到達する。

10

【0054】

複数ドップラチャネルに対処するために、代替の実施例では上述の四つのケースに基づくアプローチと同様のチャネル分析を行う。ドップラチャネルに対処するために位相回転を導入する。この位相回転はドップラ拡散に起因する位相変動を補正し補償する。m個のドップラチャネルにおけるコヒーレント検出には $m \times 4 \times 16$ 個の仮説出力を生ずる。これらm個の仮説出力のうちの最大値を選択し、それと対応するシグネチャを特定する。

【0055】

受信した系列が $r(t)$ である場合は、19個のサンプル $r(n\Delta t)$ ($n = 1, 2, 3, \dots, 19$) が収集された度ごとに、四つのケース、すなわち $n = 1, 2, 3, \dots, 16$ (ケース1)、 $n = 2, 3, 4, \dots, 17$ (ケース2)、 $n = 3, 4, 5, \dots, 18$ (ケース3)、および $n = 4, 5, 6, \dots, 19$ (ケース4) を検討する。ドップラを解消するために、m個のドップラチャネルに対応するN個の互いに異なる位相回転で16個のシグネチャと各ケースとの相関をとる。これら位相回転との相関の出力は次式、すなわち

20

$$y_{ik} = \sum_{n=1}^{16} \left| r(n\Delta t) \times \bar{s}_i \times \exp(-j \cdot 2\pi f_{0k} n\Delta t) \right|^2, \text{Equation 10}$$

30

(式10)

で与えられる。ここで $i = 1, 2, 3, \dots, 16$; $k = 1, 2, 3, \dots, m$; $2 f_{0k}$ はk番目のドップラチャネルの位相回転; \bar{s}_i は $i = 1, 2, 3, \dots, 16$ についてあり得るシグネチャである。

【0056】

五つのドップラチャネルの周波数回転の例は： $(f_{01}, f_{02}, f_{03}, f_{04}, f_{05}) = (-200 \text{ Hz}, -100 \text{ Hz}, 0, 100 \text{ Hz}, 200 \text{ Hz})$ で相互間の間隔は100 Hzである。各ケースは $m \times 16$ 個の仮説出力を生ずる。四つのケースで $m \times 16 \times 4$ 個の仮説出力を生ずる。これら $m \times 16 \times 4$ 個の仮説出力との対応の最も大きいプリアンブルシグネチャを選択する。

40

【0057】

この発明の実施例により構成した複数ドップラチャネル用のコヒーレント検出を用いた受信機を図12Aおよび図12Bに示す。図12Aにおいて、受信したRACH77を整合フィルタ79に加えて拡散符号(256チップ)との相関をとる。上述のとおり、256チップごとに整合フィルタから一つのシンボルが出力され、19個のシンボル出力が集められてメモリマトリクス101に蓄積されるまでその出力が続く。これら19個のシンボル出力のうち16個の互いに連続したシンボル出力をアッセンブルして四つのケースを形成する。

【0058】

これら16個の連続サンプルの四つのケースの各々をプリアンブル相関器119でm個の

50

ドップラチャネル上の16個のプリアンブル系列の各々との間で相関をとる。これによって生じた $m \times 16 \times 4$ 個の仮説値を第2のメモリ121に蓄積する。これら $m \times 16 \times 4$ 個の仮説値のうちエネルギーの最も大きいケースを選択し123、それに対応するプリアンブルシグネチャを特定する。図12Bはあるプリアンブル系列とあるドップラチャネル(すなわち周波数偏移 $f_0 k$ ($k = 1, \dots, m$))を有するチャネル)との間のプリアンブル相関器の詳細なブロック図を示す。

【0059】

この発明の代替的实施例は図13に示した 16×16 シグネチャマトリクスに基づいている。この実施例を用いる際には、図13のシグネチャマトリクスの差動符号化により新たなシグネチャ組を形成する。この符号化規則は次のとおりである。すなわち、まず $S(i, k)$ 、 $M(i, k)$ および $R(i, k)$ をつぎのとおり定義する。

【0060】

$S(i, k)$ = シグネチャ i の k 番目の要素；

$M(i, k)$ = ここに提案する新たな被伝送シグネチャ組の k 番目の要素；

$R(i, k)$ = ここに提案する新たなコピー組の k 番目の要素，受信機蓄積用

次に、これら要素を次のとおりマップする。すなわち、 $A \dots > 1$ および $B \dots > j = \text{sqrt}(-1)$ にマップし、 $M(i, 0) = A = 1$ および $R(i, 0) = A = 1$ にセットする。

$k = 1$ 乃至 15 について次式を得る、すなわち、

$$M(i, k) = M(i, k-1) \times S(i, k) \quad (\text{式 } 11)$$

$$R(i, k) = S^*(i, k) \quad (\text{式 } 12)$$

ここで、 $*$ は複素共役値を表す。

【0061】

$S(i, k) = 1$ の場合、 $R(i, k) = 1$

$S(i, k) = j$ の場合、 $R(i, k) = -j$

この規則は図14に示すとおり総括でき、この図において左欄は $M(i, k)$ の四つのとり得る値を表し、第1行は $S(i, k)$ の四つのとり得る値を表す。図15は未符号化の原系列および差動符号化による変換後の系列を示す。

【0062】

受信機ではこれらシンボルを差動符号化する。 $D(0) = 1$ から始めて、復号化済みシンボル $D(k)$ ($k = 0, \dots, 15$)が受信符号化済みシンボル $C(k)$ で次のとおり与えられる。

【0063】

$$D(i, k) = C(i, k) \times C(i, k-1)^* \quad (\text{式 } 13)$$

次にプリアンブルシグネチャとの相関をとり、 $\text{Sum}(i) = 0$ が得られる。 $i = 0$ 乃至 15 について、次式すなわち

$$\text{Sum}(i) = \text{Sum}(i) + D(i, k) \times R(i, k) \quad (\text{式 } 14)$$

が得られる。新たな被送信シグネチャ全体を図16に示す。AをBに置換しBをAに置換することによって上述の手法と同じ手法を図13にプリアンブルシグネチャに適用できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来技術によるCDMA通信システムの単純化したブロック図。

【図2】16個のコヒーレントRACHシグネチャの表。

【図3】並列RACH試行の送信タイミングを示すタイミング図。

【図4】図4Aは第1のシンボル周期中に受信した16シンボルRACHプリアンブルシグネチャを示すタイミング図、図4Bは第2のシンボル周期中に受信した16シンボルRACHプリアンブルシグネチャを示すタイミング図、図4Cは第3のシンボル周期中に受信した16シンボルRACHプリアンブルシグネチャを示すタイミング図、図4Dは第4のシンボル周期中に受信した16シンボルRACHプリアンブルシグネチャを示すタイミング図。

【図5】CDMA通信システムの詳細なブロック図。

10

20

30

40

50

【図 6】図 6 A は従来技術によるランダムアクセスチャネルプリアンブルデコーダのシステム図、図 6 B はこの発明により構成したランダムアクセスチャネルプリアンブル検出器。

【図 7 A】シンボルメモリマトリクス図。

【図 7 B】プリアンブルシグネチャの仮検出の手順の流れ図。

【図 7 C】距離アンビギュイティ解消の手順の流れ図。

【図 8】距離アンビギュイティ解消のための受信プリアンブルシグネチャの四つの可能性ある組合せを示す表。

【図 9】直交性と距離アンビギュイティとの関係を示す表。

【図 10】16 個の非コヒーレント RACH シグネチャの表。

10

【図 11】非コヒーレントプリアンブル検出器のシステム図。

【図 12】図 12 A は複数ドップラチャネル補正用のコヒーレント RACH プリアンブル検出器のシステム図、図 12 B はプリアンブル相関器の詳細図。

【図 13】この発明の代替の実施例。

【図 14】この発明の上記代替の実施例の符号化規則。

【図 15】未符号化系列およびその差動符号化系列への変換。

【図 16】図 15 の系列の被送信シグネチャ。

【符号の説明】

2 5	C D M A 通信システム	
2 7	送信機	20
2 9	受信機	
3 1	シグナルプロセッサ	
3 3	入力データ	
3 5	前向き誤り訂正符号器	
4 1 a , 4 1 b	Q P S K シンボルストリーム	
4 3 a , 4 3 b	複素擬似雑音系列	
4 5 a , 4 5 b	ディジタルスペクトラム拡散信号	
4 6 a , 4 6 b , 5 7 a , 5 7 b	ミキサ	
5 3	コンバイナ	
5 9 a , 5 9 b	中間周波数信号	30
6 1	フィルタ	
6 2 a , 6 2 b	ミキサ	
6 7	シグナルプロセッサ	
7 9	整合フィルタ	
8 1	プリアンブル相関器	
8 5	ピーク検出器	
8 7	タイミング推算器	
8 9	R A K E ユニット	
1 0 1	ランダムアクセスチャネル (R A C H) 検出器	
1 0 3	遅延手段	40
1 0 6	実部選択器	
1 0 7	複素共役値プロセッサ	
2 0 0	プリアンブルシグネチャ仮検出手順	
2 0 1	マトリクスにデータを格納する	
2 0 2	各行内のエネルギーの和を算出して蓄積する	
2 0 4	第 1 行についての和を所定の閾値と比較する	
2 0 6	和は閾値よりも大きい？	
2 0 8	仮検出と印をつける	
2 1 0	各行についての和を比較済み？	
2 1 2	次の行についての和に進む	50

- 2 1 4 距離アンビギュイティを解消する
- 2 1 6 候補を出力する
- 3 0 0 距離アンビギュイティを解消する手順
- 3 0 1 初めの 1 6 個の位置に進む (k=0)
- 3 0 2 それら 1 6 個の位置についてのエネルギー値の和を算出する
- 3 0 4 エネルギー値の和を蓄積する
- 3 0 6 全位置についての和を算出した？
(すなわち k=3 成立？)
- 3 0 8 次の 1 6 個の位置に進む
- 3 1 2 和を互いに比較して最大値を示す位置を判定する
- 3 1 4 和の最大値に対応する k の値を出力する

【 図 1 】

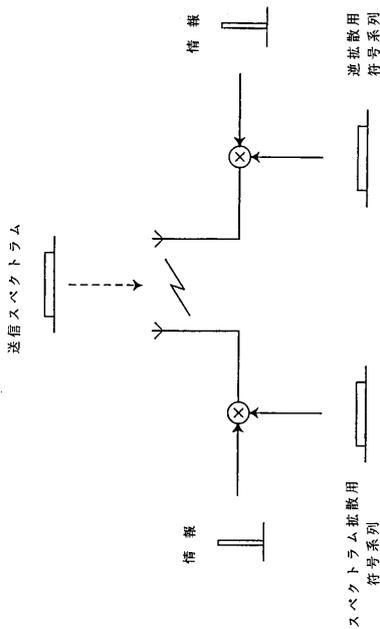


FIG. 1
PRIOR ART

【 図 2 】

シグネチャ	プリアンブルシンボル															
	P0	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8	P9	P10	P11	P12	P13	P14	P15
1	A	A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	A	A	A	A	-A	-A	A
2	-A	A	-A	-A	A	A	A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	A	A
3	A	-A	A	A	-A	-A	-A	-A	-A	A	A	A	A	A	-A	-A
4	-A	-A	-A	-A	A	A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	A	A	A
5	A	-A	A	-A	A	-A	-A	-A	-A	A	A	A	A	-A	-A	A
6	-A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	-A	-A	A	A	A	A	-A	-A
7	A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	-A	A	A	A	A	-A	-A	A
8	A	-A	-A	-A	A	A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	A	A	A
9	A	-A	A	-A	A	-A	-A	-A	-A	A	A	A	A	-A	-A	A
10	-A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	-A	-A	A	A	A	A	-A	-A
11	A	A	A	A	A	A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	A	A	A
12	A	-A	-A	-A	A	A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	A	A	A
13	A	-A	A	A	-A	-A	-A	-A	-A	A	A	A	A	-A	-A	A
14	-A	A	-A	-A	A	-A	-A	-A	-A	-A	A	A	A	A	-A	-A
15	-A	-A	-A	-A	A	A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	A	A	A
16	-A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	-A	A	A	A	A	-A	-A	A

FIG. 2
PRIOR ART

【 図 3 】

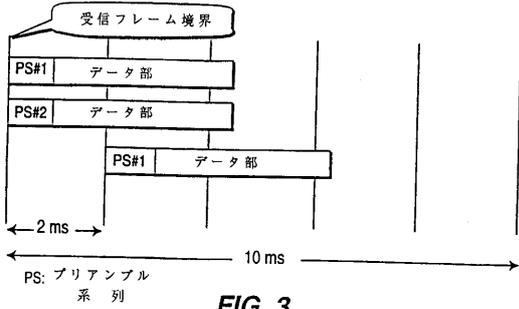


FIG. 3

【 図 4 】

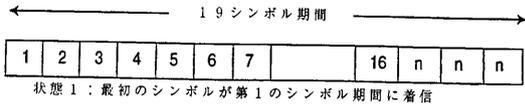


FIG. 4a



FIG. 4b

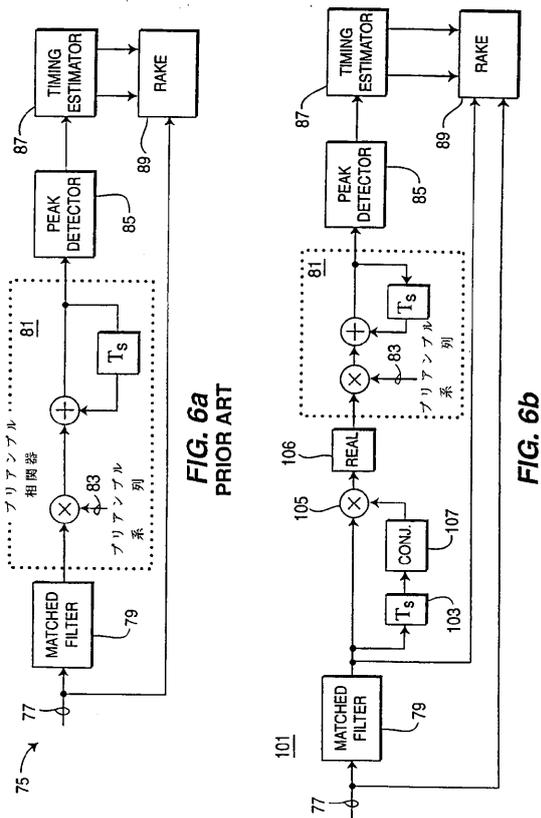


FIG. 4c



FIG. 4d

【 図 6 】



【 図 5 】

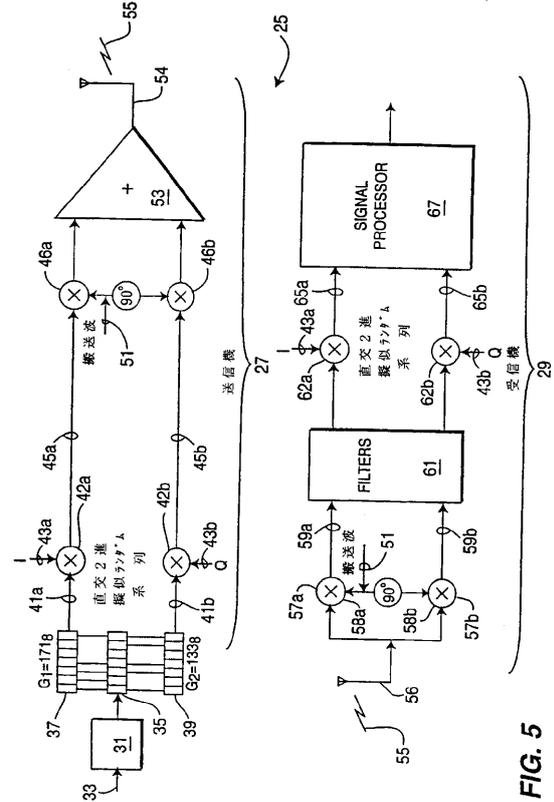


FIG. 5

【 図 7 A 】

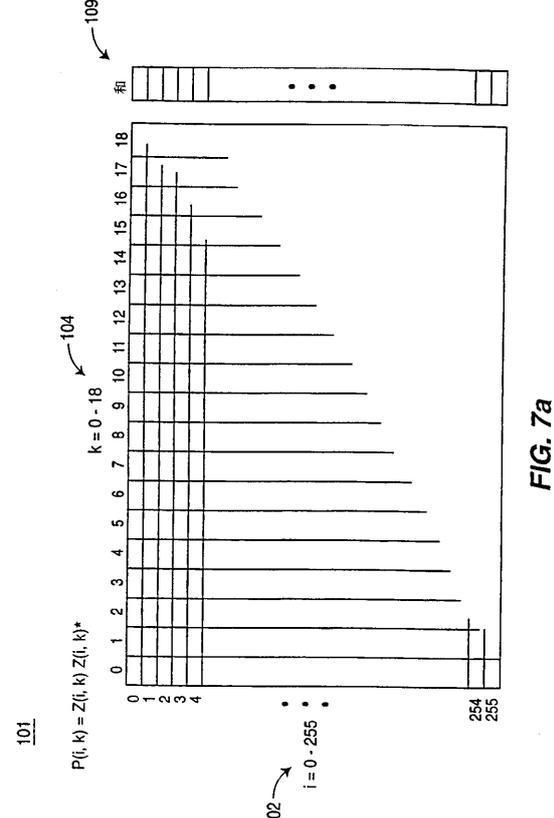


FIG. 7a

【 図 7 B 】

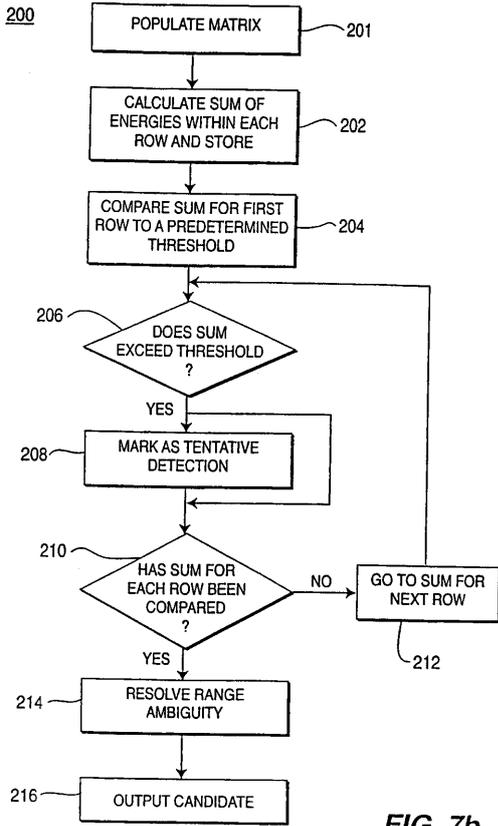


FIG. 7b

【 図 7 C 】

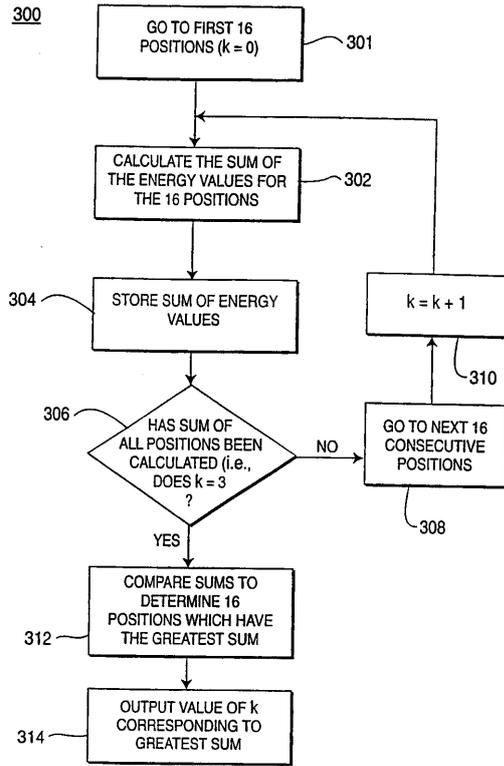


FIG. 7c

【 図 8 】

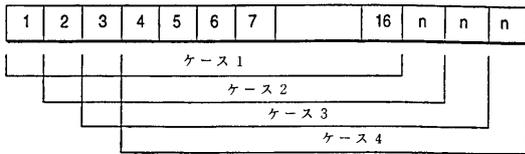


FIG. 8

【 図 9 】

	ケース 1	ケース 2	ケース 3	ケース 4
s1	100.00	0.39	1.56	0.39
s2	0.00	3.52	0.00	9.77
s3	0.00	9.77	0.00	3.52
s4	0.00	19.14	14.06	9.77
s5	0.00	3.52	6.25	0.39
s6	0.00	0.39	1.56	0.39
s7	0.00	9.77	6.25	0.39
s8	0.00	3.52	25.00	0.39
s9	0.00	19.14	1.56	3.52
s10	0.00	0.39	1.56	9.77
s11	0.00	3.52	6.25	3.52
s12	0.00	0.39	1.56	0.39
s13	0.00	0.39	14.06	9.77
s14	0.00	0.39	1.56	19.14
s15	0.00	9.77	6.25	9.77
s16	0.00	9.77	0.00	0.39

FIG. 9

【 図 10 】

シグネチャ	P0	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8	P9	P10	P11	P12	P13	P14	P15
1	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
2	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
3	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
4	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
5	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
6	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
7	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
8	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
9	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
10	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
11	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
12	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
13	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
14	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
15	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
16	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A

FIG. 10

【 図 1 1 】

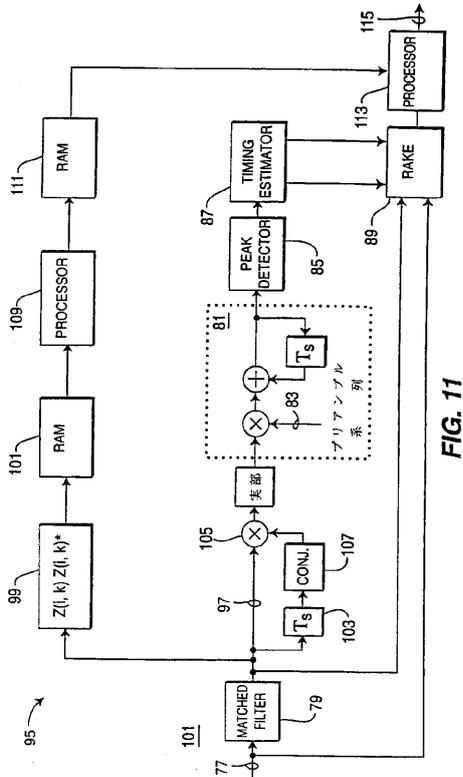


FIG. 11

【 図 1 2 】

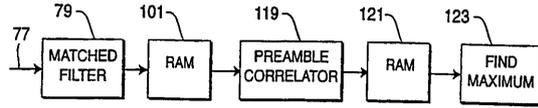


FIG. 12a

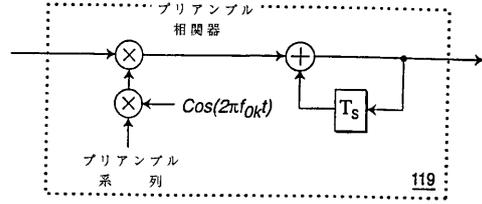


FIG. 12b

【 図 1 3 】

k	0..255...	...	4095
S(0,k)	A A B B A -A -B B A -A B -B A A -B -B		
S(1,k)	A A B B A -A -B B -A A -B B -A -A B B		
S(2,k)	A -A B -B A A -B -B A A B B A -A -B B		
S(3,k)	A -A B -B A A -B -B -A -B -B -A -B B A B B		
S(4,k)	A A B B -A A B -B A -A B -B -A -A B B		
S(5,k)	A A B B -A A B -B -A A -B B A A -B -B		
S(6,k)	A -A B -B -A -A B B A A B B -A A B -B		
S(7,k)	A -A B -B -A -A B B -A -A -B -B A -A -B B		
S(8,k)	A A -B -B A -A B -B A -A -B B A A B B		
S(9,k)	A A -B -B A -A B -B -A A B -B -A -A -B -B		
S(10,k)	A -A -B B A A B B A A -B -B A -A B -B		
S(11,k)	A -A -B B A A B B -A -A B B -A A -B B		
S(12,k)	A A -B -B -A A -B B A -A -B B -A -A -B -B		
S(13,k)	A A -B -B -A A -B B -A A B -B -A A -B B		
S(14,k)	A -A -B B -A -A -B -B A A -B -B -A A -B B		
S(15,k)	A -A -B B -A -A -B -B -A -A B B A -A B -B		

FIG. 13

【 図 1 4 】

M(i,k-1)		S(i,k)			
		A	-A	B	-B
A	A	-A	B = jA	-B = -jA	
-A	-A	A	-B = -jA	B = jA	
B	B = jA	-B = -jA	-A	A	
-B	-B = -jA	B = jA	A	-A	

FIG. 14

【 図 1 5 】

原符号	A	-A	B	-B	A	A	-B	-B	A	A	B	B	A	-A	-B	B
符号化後	A	-A	-jA	-A	-A	-A	jA	A	A	A	jA	-A	-A	A	-jA	A

FIG. 15

【 図 1 6 】

k	0..255...	...	4095
S(0,k)	A A B -A -A A -B A A -A -B -A -A -A B A		
S(1,k)	A A B -A -A A -B A -A -A B -A A -A -B A		
S(2,k)	A -A -B -A -A -A B A A A B -A -A A -B A		
S(3,k)	A -A -B -A -A -A B A -A A -B -A A A B A		
S(4,k)	A A B -A A A B A A -A -B -A A -A -B A		
S(5,k)	A A B -A A A B A -A -A B -A -A -A B A		
S(6,k)	A -A -B -A A -A -B A A A B -A A A B A		
S(7,k)	A -A -B -A A -A -B A -A A -B -A -A -B A		
S(8,k)	A A -B -A -A A B A A -A B -A -A -A -B A		
S(9,k)	A A -B -A -A A B A -A -A -B -A A -A B A		
S(10,k)	A -A B -A -A -A -B A A A -B -A -A A B A		
S(11,k)	A -A B -A -A -A -B A -A A B -A A A -B A		
S(12,k)	A A -B -A A A -B A A -A B -A A -A B A		
S(13,k)	A A -B -A A A -B A -A -A -B -A -A -B A		
S(14,k)	A -A B -A -A -A B A A A -B -A A A -B A		
S(15,k)	A -A B -A -A -A B A -A A B -A A A B A		

FIG. 16

フロントページの続き

- (31)優先権主張番号 60/125,418
(32)優先日 平成11年3月22日(1999.3.22)
(33)優先権主張国 米国(US)
- (31)優先権主張番号 60/129,177
(32)優先日 平成11年4月14日(1999.4.14)
(33)優先権主張国 米国(US)
- (72)発明者 ディック, スティーヴン ジー .
アメリカ合衆国 ニューヨーク州 1 1 7 6 7 ネスコンセット, ボバン ドライブ 6 1
- (72)発明者 デネアン, チャールズ
アメリカ合衆国 ニューヨーク州 1 1 7 4 7 メルヴィル, ヴァーモント ストリート 5 3
- (72)発明者 ゼイラ, エルダッド
アメリカ合衆国 コネティカット州 0 6 6 1 1 ترامボール, オールド オーク ロード 8
- (72)発明者 パン, ジュン - リン
アメリカ合衆国 ニューヨーク州 1 1 7 2 0 サウス セットーケット, オネイダ アヴェニュー
- 3 1
- (72)発明者 シン, スン - ヒュク
アメリカ合衆国 ニュージャージー州 0 7 0 2 4 フォート リー, エイス ストリート 1 5
3 1

審査官 太田 龍一

- (56)参考文献 国際公開第 9 8 / 0 1 8 2 8 0 (WO, A 2)
国際公開第 9 9 / 0 4 1 8 4 6 (WO, A 1)
国際公開第 9 9 / 6 0 7 2 9 (WO, A 1)
Geraniotis, E. Pursley, M. , Performance of Noncoherent Direct-Sequence Spread-Spectrum Communications Over Specular Multipath Fading Channels, Communications, IEEE Transactions on, 1 9 8 6 年 3 月, vol. COM-34, no. 3, , pages 219-226
Philips, Enhanced CPCH with status monitoring and code assignment, TSGR1 7(99)b37, 1 9 9 9 年 9 月 2 8 日, p.7-8
- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04B 1/707