

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4065320号
(P4065320)

(45) 発行日 平成20年3月26日(2008.3.26)

(24) 登録日 平成20年1月11日(2008.1.11)

(51) Int.Cl. F I
 HO4Q 7/38 (2006.01) HO4B 7/26 I09N
 HO4J 13/04 (2006.01) HO4J 13/00 G

請求項の数 8 (全 11 頁)

<p>(21) 出願番号 特願平8-526834 (86) (22) 出願日 平成8年1月11日(1996.1.11) (65) 公表番号 特表平10-500553 (43) 公表日 平成10年1月13日(1998.1.13) (86) 国際出願番号 PCT/US1996/000189 (87) 国際公開番号 W01996/027961 (87) 国際公開日 平成8年9月12日(1996.9.12) 審査請求日 平成14年11月7日(2002.11.7) (31) 優先権主張番号 08/399,662 (32) 優先日 平成7年3月7日(1995.3.7) (33) 優先権主張国 米国(US)</p>	<p>(73) 特許権者 モトローラ・インコーポレイテッド アメリカ合衆国イリノイ州60196シャ ンバーグ、イースト・アルゴンクイン・ロ ード1303 (74) 代理人 弁理士 桑垣 衛 (74) 代理人 弁理士 本城 雅則 (72) 発明者 スチュワート、ケネス・エー アメリカ合衆国イリノイ州シカゴ、ナンバ ー2、ノース・ハミルトン・アベニュー3 931 審査官 松野 吉宏</p>
--	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多重アンテナを利用する信号捕捉およびチャネル推定の方法および装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

受信スペクトル拡散信号の捕捉およびチャネル推定のうちの一方の判定値を決定する方法であって：

(a) 受信機の第1アンテナを介して前記信号の少なくとも一つの第1セグメントを受信し、各々が前記少なくとも一つの第1セグメントの各々に対応する少なくとも一つの第1複素値を判定する段階；

(b) 前記少なくとも一つの第1複素値を累積して、累積された少なくとも一つの第1複素値から第1信号特性値を判定する段階；

(c) 前記受信機の第2アンテナを介して前記信号の少なくとも一つの第2セグメントを受信し、各々が前記少なくとも一つの第2セグメントの各々に対応する少なくとも一つの第2複素値を判定する段階；

(d) 前記少なくとも一つの第2複素値を累積して、累積された少なくとも一つの第2複素値から第2信号特性値を判定する段階；

(e) 前記第1および第2信号特性値を累積して、累積信号特性値を生成して、該累積信号特性値を、捕捉検出器およびチャネル推定器のうちの一方により使用される判定値として出力する段階；

によって構成されることを特徴とする方法。

【請求項2】

第1および第2信号特性値は、それぞれ第1および第2エネルギー値であることを特徴とす

10

20

る請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】

段階 (d) の次に：

(i) 前記第 1 アンテナを介して前記信号の少なくとも一つの第 3 セグメントを受信し、各々が前記少なくとも一つの第 3 セグメントの各々に対応する少なくとも一つの第 3 複素値を判定する段階；

(ii) 前記少なくとも一つの第 3 複素値を累積して、累積された少なくとも一つの第 3 複素値から第 3 エネルギー値を判定する段階；

(iii) 前記第 2 アンテナを介して前記信号の少なくとも一つの第 4 セグメントを受信し、各々が前記少なくとも一つの第 4 セグメントの各々に対応する少なくとも一つの第 4 複素値を判定する段階；

(iv) 前記少なくとも一つの第 4 複素値を累積して、累積された少なくとも一つの第 4 複素値から第 4 エネルギー値を判定する段階；

によって構成され、段階 (e) は、前記第 1 および第 2 エネルギー値とともに第 3 および第 4 エネルギー値を累積して、累積エネルギー値を形成する段階をさらに含んで構成されることを特徴とする請求項 2 記載の方法。

【請求項 4】

段階 (a) および (c) は、前記少なくとも一つの第 1 および第 2 セグメントのうち一方を遅延補償することをさらに含んで構成されることを特徴とする請求項 2 記載の方法。

【請求項 5】

受信スペクトル拡散信号の捕捉およびチャネル推定のうちの一方の判定値を決定すべく動作可能な受信機であって：

(a) 第 1 アンテナを介して前記信号の少なくとも一つの第 1 セグメントを受信し、各々が前記少なくとも一つの第 1 セグメントの各々に対応する少なくとも一つの第 1 複素値を導出する第 1 導出手段；

(b) 前記少なくとも一つの第 1 複素値を累積して、累積された少なくとも一つの第 1 複素値から第 1 信号特性値を判定する第 1 判定手段；

(c) 第 2 アンテナを介して前記信号の少なくとも一つの第 2 セグメントを受信し、各々が前記少なくとも一つの第 2 セグメントの各々に対応する少なくとも一つの第 2 複素値を導出する第 2 導出手段；

(d) 前記少なくとも一つの第 2 複素値を累積して、累積された少なくとも一つの第 2 複素値から第 2 信号特性値を判定する第 2 判定手段；

(e) 前記第 1 および第 2 信号特性値を累積して、累積された信号特性値を、捕捉検出器およびチャネル推定器のうちの一方により使用される判定値として出力する手段；
によって構成されることを特徴とする受信機。

【請求項 6】

前記第 1 および第 2 判定手段によってそれぞれ判定される前記第 1 および第 2 信号特性値は、それぞれ第 1 および第 2 エネルギー値であることを特徴とする請求項 5 記載の受信機。

【請求項 7】

受信信号に関連するチャネルを推定する手段であって、前記累積された信号特性に
応答するチャネル推定手段をさらに含んで構成されることを特徴とする請求項 6 記載の受信機。

【請求項 8】

受信スペクトル拡散信号の捕捉検出器およびチャネル推定器のうちの一方の判定値を決定すべく動作可能な受信機であって：

(a) 第 1 アンテナを含み、前記第 1 アンテナを介して前記信号の少なくとも一つの第 1 セグメントを受信すべく動作可能な、第 1 受信機フロントエンド；

(b) 第 2 アンテナを含み、前記第 2 アンテナを介して前記信号の少なくとも一つの第 2 セグメントを受信すべく動作可能な、第 2 受信機フロントエンドであって、前記少なくとも一つの第 2 セグメントは、前記少なくとも一つの第 1 セグメントが受信された後に受信される、第 2 受信機フロントエンド；

10

20

30

40

50

(c) 前記第1および第2受信機フロントエンドに結合され、前記少なくとも一つの第1セグメントを累積して、累積された少なくとも一つの第1セグメントから第1エネルギー値を、前記少なくとも一つの第2セグメントを累積して、累積された少なくとも一つの第2セグメントから第2エネルギー値を判定するエネルギー判定段；

(d) 前記エネルギー判定段に結合され、前記第1および第2エネルギー値を累積し、かつ累積されたエネルギー値を、前記捕捉検出器および前記チャネル推定器のうち的一方により使用される判定値として出力すべく動作可能なアキュムレータ；

によって構成されることを特徴とする受信機。

【発明の詳細な説明】

発明の分野

本発明は、一般に、通信システムに関し、さらに詳しくは、ワイヤレス通信システムにおいて多重アンテナを利用する信号捕捉およびチャネル推定の方法および装置に関する。

発明の背景

近年、限られた無線周波数スペクトル内で多重ユーザ移動通信を行うためさまざまな方法が利用されている。これらの方法には、周波数分割多元接続(FDMA)、時分割多元接続(TDMA)および符号分割多元接続(CDMA)また、さらに一般的には、これらの方法のハイブリッドが含まれる。これらすべての方法は、市販のセルラ通信システムの設計において過去十年採用されてきた。例えば、北米AMPS(Advanced Mobile Phone Service)システムにおけるFDMAの利用や、ヨーロッパGSM(Groupe Speciale Mobile)規格におけるFD(周波数分割)/TDMAの利用、さらに最近では、IS-95-A(Interim Standard 95-A)規格にいて具現されるような米国CTIA(Cellular Telecommunications Industry Association)による直接シーケンスFD/CDMA方式の採用がある。IS-95-Aセルラ無線システムの完全な仕様は、CTIAから入手可能な、CTIA Standard IS-95-A, "Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum System," PN-3421 version 0.07に記載される。

IS-95-Aタイプおよび同様なシステムの重要な要素は、IS-95-A無線装置において一般に利用されるレーク受信機(rake receiver)設計をサポートしてa)最初の直接シーケンス捕捉およびb)チャネル推定を行うために、基地局(BS)および移動局(MS)受信機において実施される、「サーチャ(searcher)」とも呼ばれるデジタル信号処理回路に関する。

IS-95-Aシステムにおいて、BSはいくつかの明確なシナリオにおいてMSを捕捉しなければならない。まず第1に、MSは、逆方向リンク・スロット式ALOHAアクセス・チャネル上で(一般に、発呼、加入者ユニット登録などをサポートするため)シグナリング・データの送信を試みているかもしれない。第1図に示すように、各MS送信は、Nフレーム・プリアンブル・シーケンス101と、それに続いて、データ・パケット102を含むMフレーム・データ・シーケンスからなる。各スロットのプリアンブル段階中に、BSはまず最初にMS送信の存在を識別(または、いくつかの競合する送信から選択)し、次に、少なくとも一つの直接シーケンス逆拡散要素(despreading element)(または「フィンガ(finger)」を受信信号に同期させることによって、MSを「捕捉(acquire)」しなければならない。受信機に時間分散マルチパス(time-dispersive multipath)によって特徴づけられるチャネルが現れる場合、受信機はそれぞれのフィンガが各マルチパス要素に割り当てられたいくつかのフィンガを利用することがあり、これらのフィンガは互いに合成されて、復調器に与えられる信号を形成する。

このプロセスは、第2図のデュアル・ポート受信機について非常に簡略された形式で示される。第2図において、サーチャ要素202は、プリアンブル送信中に受信ポートで受信された信号を解析し、その結果得られるデータをコントローラ203に渡す。次に、コントローラ203は、各有限個の逆拡散要素(または「フィンガ」206)が受信信号を受信するためのアンテナ・ポートと、各フィンガが動作すべき対応する逆拡散遅延 τ_i と、各フィンガが合成器(combiner)204そして最終的には復調器205に与える特定のマルチパス成分とを選択する。周知のように、あらかじめサーチャには既知のプリアンブル

10

20

30

40

50

・シーケンスを利用することにより、サーチャにおいて実施される信号検出およびチャネル推定手順の信号対雑音比 (SNR: signal-noise ratio) が改善され、そしてサーチャ回路も簡略化される。また、サーチャによって調べなければならない時間遅延の範囲は、IS-95-Aダウンリンク上でMSに利用可能なシステム・タイミング・データによって低減され、そのため受信信号は、双方向RF (無線周波数) 伝搬遅延と、BS受信機の間周波数およびベースバンド・フィルタ段による群遅延 (group delay) とだけ、BS時間基準に対して遅れることが保証される。従って、BSは、数10マイクロ秒の「不確定領域」で同期を探すだけでよく、ここでこの領域の範囲は、設計セル半径およびRF伝搬遅延によって限定される。

BSがMSを捕捉する必要がある第2のシナリオは、IS-95-Aシステムの陸上または移動側からのサービス要求に続く呼設定中である。ここで、移動発呼 (陸上発呼も同様であり、区別する必要はない) について検討する。まず、MSはアクセス・チャネルを介して発呼メッセージ (Origination Message) をBSに送信し、これに対してBSは、順方向リンク・チャネル (CTIA規格IS-95-Aに規定されるように、固有のウォルシュ・カバー・シーケンスによって区別される) を割り当て、ナル・データ・シーケンスの送信を開始し、順方向リンク・ウォルシュ・コード割当についてページング・チャネル割当メッセージを介してMSに指示することによって応答する。次に、MSは、順方向リンク上でナル・データ・フレームの受信を開始し、そして特定の数の有効フレームを受信したら、逆方向リンク上で非変調シーケンスの送信を開始する。次に、BSは、プリアンブル・シーケンスを介してMS送信を捕捉し、捕捉が成功したことを (基地局肯定応答命令 (Base Station Acknowledgment Order) を介してMSに通知し、トラヒック・チャネル・フレーム (一般に符号化音声データを含む) をMSに送信開始しなければならない。以上のMS送信プロセスを、プリアンブル送信段階301とデータ送信段階302に区別して、第3図に示す。アクセス・チャネル・プリアンブル検出問題について上で説明した補足およびチャネル推定を組み合わせた手順は、捕捉処理が第3図に示すプリアンブル送信段階中に一回だけ実行される点を除いて、ここでも実行される。

BSがMS送信を捕捉する必要がある第3のシナリオは、「ソフト・ハンドオフ (soft handoff)」の場合で、このときMSは2つのセルまたはセル・セクタ間の領域に移動し、第2BSはMSを捕捉・復調する必要がある、それにより一種の「マクロ・ダイバーシチ (macro-diversity)」を達成する。この場合、MSからプリアンブルが得られないので、捕捉プロセスは変調データに対して行わなければならない。以下でわかるように、これはサーチャ回路の設計を修正し、サーチ・プロセスのSNRを低減する。

捕捉プロセスが完了した後にも、サーチャはチャネル推定を行うために用いられる。これは、トラヒック・チャネル復調で特に重要であり、ここで時間に対するマルチパス・チャネルの進展は、第2図における各フィンガ206の最適ポート割当および遅延_iが変化するかもしれないことを意味する。ある状況下では、フィンガ割当の適切な制御は、有限数のフィンガを有するレーク受信機によって復元されるパワーの量を最大限にするために重要であり、これはIS-95-Aセルラ・システムの容量に対して重要な影響を及ぼしうる。

従って、高速かつ確実な捕捉および正確なチャネル推定を達成する手段としてのサーチャの性能は、IS-95-A受信機の重要な点である。以下では、基地局におけるサーチャの構成に重点を置き、その観点から本発明について説明する。ただし、本発明は適切に装備された移動局にも同様に適用可能なことは明白である。

【図面の簡単な説明】

第1図は、本発明で利用可能な、従来のアップリンク・チャネル構造を示す図である。

第2図は、従来の受信機を示すブロック図である。

第3図は、本発明で利用可能な、従来のアップリンク・チャネル構造をさらに示す図である。

第4図は、従来の送信機を示すブロック図である。

第5図は、従来の基地局プランを示す図である。

10

20

30

40

50

第6図は、従来の受信機を示すブロック図である。

第7図は、信号捕捉およびチャネル推定用の受信機のブロック図である。

第8図は、本発明による信号捕捉およびチャネル推定用の受信機の好適な実施例のブロック図である。

図面の詳細な説明

これらの問題等は本発明によって解決され、本発明は、第1実施例では、同一信号の異なるセグメントを受信すべく動作可能な少なくとも2つのアンテナと、異なるセグメントを処理して、これらセグメントの個別の信号特性（例えば、エネルギー）値を判定する要素と、エネルギー値を累積して、捕捉またはチャネル推定で用いられる判定統計値を形成するアキュムレータとを含む受信機である。別の実施例についても説明する。この方式と従来の方式との間の重要な相違点は、エネルギー情報についてアクティブ分岐、すなわち、一つの信号経路のみに依存するのではなく、捕捉およびチャネル推定で用いられる情報として、異なる（例えば、連続した）セグメントを通過させる際に両方のアンテナを利用することである。両方の分岐から情報を交互にとることにより、追加処理におけるわずかなコストで、捕捉/推定の大幅な改善が実現される。

ここで第4図を参照して、IS-95-A移動局変調器および送信機の構造をブロック図形式で示す。第4図において、情報シーケンス $i(k)$ 400は、64相直交変調器401に与えられ、この変調器のシグナリング・アルファベットは、長さ64のウォルシュ・アダマール・シーケンス（Walsh-Hadamard sequence）を構成する。データ送信の場合、情報シーケンス $i(k)$ 400は、ソース情報データ（これ自身は1次および2次情報ソースからなってもよい）に印加される畳込み符号の出力であり、プリアンプル送信の場合、情報シーケンスは単純にオール・ゼロ・シーケンスであり、その結果、ゼロ番目のウォルシュ・シンボル W_0 の連続的送信が行われる。ウォルシュ・シンボルの選択の次に、各ウォルシュ・アダマール・シーケンスの成分値からなる送信ウォルシュ・チップ・シーケンス $d(k)$ 402は、短および長PNシーケンスから生成される直交PN積コード（quadrature PN product code）405とミキサ403を介して重畳される。所望のOQPSK（offset quaternary phase shift keyed）拡散波形を得るため、複素信号の直交成分を遅延素子406を介して $T_c/2$ （ T_c は、IS-95-Aにおいて814ns（ナノ秒）のチップ期間である）だけ遅延した後、信号はFIR407, 408を介して濾波され、ミキサ409を介して通過帯域に変調され、増幅410されて、アンテナ411を介して送信される。

MS送信は、一般に、第5図の平面図に示すものと同様なアンテナ構成を利用して、IS-95-A基地局において復元される。このアンテナ構成は、それぞれ 120° のビーム幅を有するセクタA~C 500, 501, 502において3対の指向性受信アンテナを採用し、任意の対のアンテナは同じ方位角（azimuth）に向けられ、各対は 120° だけ方位角にて離間されて、「3セクタ」サイトを形成する。各アンテナで観察されるフェージング・プロセスを逆相関（decorrelate）するため、同一指向性アンテナ（codirectional antennas）は数搬送周波数波長分だけ空間的に分離される。約924~949MHzのセルラ受信バンド以外の信号を除去するため前置濾波を行った後、RF帯域通過信号RF0 505およびRF1 506はセクタA 500におけるアンテナ0 503およびアンテナ1 504から導出され、また同様に、セクタB 501またはセクタC 502における対応するアンテナから導出される。信号RF0 505およびRF1 506は、おそらく第6図の簡略装置を利用して、複素ベースバンド形式に周波数ダウンコンバートされる。第6図において、アンテナ600（また同様にアンテナ601）で信号RF0 505（またアンテナ601の場合RF1 506）として受信される狭帯域変調搬送周波数 f_c は、ミキサ604および帯域通過フィルタ605を介して中間周波数 f_{IF} に混合され、最終的に直交ミキサ606および低域通過フィルタ607を介して複素ベースバンド形式に混合される。一般に、この装置は、AGC（自動利得制御）段など追加機能を採用するが、簡単にするため、これらは図示しない。次に、複素ベースバンド信号は、一般に、チップ・レート1.2288MHzのある倍数Kであるサンプリング周波数で、A

10

20

30

40

50

/Dコンバータ対608によってサンプリングされ、離散時間信号ソースS0 609およびS1 603を生成する。Kの一般的な値は8である。

信号ソースS0 609およびS1 603の対は、第7図のブロック図に示すサーチャ回路を利用して処理される。この回路は、一般的なDS-SS (direct sequence spread spectrum) シリアル・サーチャ機能の可能なアーキテクチャ構成(ただし、従来技術では既知でない)を示し、ここでマイクロプロセッサとして示される制御デバイスは、MSによって送信されるDS-SS信号が特定の遅延で存在するという仮説を、逆拡散器(despreader)のPN位相を修正して仮説上の遅延を整合させ、次に固定期間中に逆拡散器出力を累積した結果(判定値または統計値)に対して統計試験を実行することによって調べる。IS-95-A逆方向リンクの基本的な変調は、離散的な64相ウォルシュ・シンボルからなるので、この期間は一般に整数P個のウォルシュ・シンボルである。次に、判定統計値は格納するため制御マイクロプロセッサに戻されてから、マイクロプロセッサは次の仮説PN位相728に進み、別のP個のシンボルを累積する。一般に、マイクロプロセッサは、反復毎に仮説PN位相を $T_c/2$ だけ進める(遅らせる)。ただし、判定統計値(decision, statistic)という用語は、信号検出および捕捉問題の目的を意味するが、制御マイクロプロセッサに戻されるデータをチャンネル推定のために同様に利用してもよいことに留意されたい。

まず最初に、信号S0 609またはS1 603からのみ判定統計値を形成するために用いられるサンプリング・データを発生するため、マルチプレクサA702がマイクロプロセッサ・アンテナ選択制御ライン704の制御に基づいて構成された、第7図の受信回路750の動作について検討する。まず、制御マイクロプロセッサ726は、判定統計値を生成するための選択されたPN位相をタイミング・コントローラ711に指定する。次に、タイミング・コントローラ711は、選択されたPN位相をBSシステム時間基準信号707と比較し、各ウォルシュ・シンボルの第1サンプルが選択されたPN位相によって指示される仮説遅延で受信される時間を算出する。これは、受信サンプリング・ストリームを明確なウォルシュ・シンボルからのサンプリング・データに分割するため、マルチプレクサB703がRAMバッファB0 705とB1 706との間で切り換わる時間を確立する(従って、マルチプレクサB703はウォルシュ・シンボル・レート $1/T_w$ で切り換わり、 T_w はウォルシュ・シンボル期間である)。OQPSK拡散送信を逆拡散するため、受信信号は $T_c/2$ サンプル・レートで格納され、バッファB0 705およびB1 706は、長さ517の複素シーケンスを格納する必要がある。これは、各ウォルシュ・シンボルが256個のPNチップからなるためである。アドレス発生器およびバッファ・セレクト機能717が図示され、バッファが構成されるRAMバンクの管理を行う。

各ウォルシュ・シンボルを構成する最後のサンプルが受信された後、サンプリング・データが書き込まれた最後のサンプル・バッファは、ウォルシュ・チップ逆拡散器715によって処理される。逆拡散の準備のため、タイミング・コントローラ711は直交積PN発生器(quadrature product PN generator)712の状態を、受信ウォルシュ・シンボルの開始において送信機拡散シーケンスに相当するPN位相にすでに調整済みである。このPN発生器の位相調整は、例えば、米国特許第5,228,054号において説明されるような方法を利用して容易に達成できるが、他の設計も可能である。次に、タイミング・コントローラ711は、カレント・サンプル・バッファからサンプル714をクロックし、これらのサンプルをPN発生器によって発生される逆拡散シーケンスと、逆拡散器715を介して乗算し、複素値の積分/ダンプ(integrate-and-dump)ウォルシュ・チップ・アキュムレータ716に格納する。アキュムレータは、8サンプル毎にウォルシュ・チップ・バッファにダンプされ、ウォルシュ・チップ・バッファRAM718のアドレス指定は、タイミング・コントローラ711の制御下でアドレス発生器713によって維持される。ウォルシュ・チップ・バッファ718がフルになった後、64相複素値高速アダマール変換器(FHT:Fast Hadamard Transformer)719は、各送信ウォルシュ・シンボルとの長さ64の相関を実施するために変換を行う。FHTの演算構造は、FFT(高速

10

20

30

40

50

フーリエ変換)の構造と同様であり、同様に効率的で周知の方法を利用して実施できる。FHT719の出力は、64相複素ベクトルからなり、このベクトルから、a)ウォルシュ・シンボルW0との相関に対応するFHT出力ピン、またはb)複素大きさまたは大きさ二乗値(magnitude-squared value)が最大となるFHT出力のいずれかとして、単一の複素値要素が選択される。この選択は、セレクタ720の制御に基づいて行われ、このセレクタ720は、非変調プリアンブル・データでのサーチ中にW0 FHTピンを利用し、また変調データでのサーチ中に最大大きさFHTピンを利用する。その結果得られる T_w 間隔のサンプル・ストリームは、有限個のウォルシュ・シンボルにおいて積分され、

選択されたPN位相に関連する最終判定統計値を形成する。最終的な積分/ダンプ手順および判定統計値の厳密な形式は、チャンネルと、サーチがプリアンブルにおいて実行されるか非変調データにおいて実行されるかに依存する。プリアンブル・サーチの場合、0番めのFHT出力のシーケンスは、複素値であり、かつ第7図において信号Z0 725として示される、判定統計値を構成するすべてのPシンボルにおいて、複素値形式でアキュムレータA1 721に累積される(これは、「コヒーレント」累積とも呼ばれる)。プリアンブル・サーチのチャンネルが高速にフェージングするか、あるいは周波数オフセットを受ける場合、積分プロセスを修正して、P1シンボルをアキュムレータA1 721にコヒーレント方式で累積して、次に素子722において中間結果の大きさまたは大きさ二乗をとり、さらにP2結果をアキュムレータA2 723に累積して、最終的な実数値の判定統計値Z1 724を形成してもよい。この形式の非コヒーレント累積は、変調データ・サーチについて判定統計値を形成するために一般に適用され、この場合、 $P1 = 1$ および $P2 = P$ である。

各BSセクタにおいて2つのアンテナがあることは、第8図の受信機850構造を用いてサーチの性能を改善するために利用できる。この方式では、マルチプレクサA702は、各判定統計値の累積中にソースS0 609またはS1 603のいずれかからのみデータを送出しない。むしろ、マルチプレクサA702は、マルチプレクサB703, C810, D806と一緒に動作して、ソースS0 609, S1 603からのデータの組み合わせである判定統計値を生成する。第8図の構成は、そのような3つのモードで動作できる。第1動作モードは、「非コヒーレント・モード」という。このモードの動作は、8個のウォルシュ・シンボルでの判定統計値の形成を一例にすることによって最もよく説明できる。まず、タイミング・コントローラ711は、マルチプレクサA702, B703にソースS0 609からバッファB0 705にサンプリング・データ(例えば、受信スペクトル拡散信号の第1セグメント)を送出するように指示する。マルチプレクサC810, D806は、選択されたFHT出力(例えば、(ミキサ715およびFHT719を介して)復調された第1複素値セグメント)をアキュムレータA1 804(これは動作を実行しない、すなわち $P3 = 1$)を介して大きさ二乗機能要素807に(その信号特性値を判定、例えば、エネルギー値を判定するため)に送り、最終的にアキュムレータ808に送るために固定される。第1ウォルシュ・シンボルを構成する最後のサンプルが受信されると、マルチプレクサA702, B703は切り換わり、サンプルをソースS1 603からバッファB1 706に送出する。このシンボルの選択されたFHT出力は、大きさ二乗機能要素807を介してアキュムレータA3 808に累積される。(アキュムレータ804, 805および大きさ二乗要素807は、互いに信号特性判定段、例えば、エネルギー判定段840を形成する。)このプロセスは、全部で8個のウォルシュ・シンボルが受信される(すなわち、 $P4 = 8$)まで反復し、その時点でアキュムレータA3 808の出力は、実数値判定統計値Z2 809としてマイクロプロセッサ726(例えば、捕捉検出器842としてまたはチャンネル推定器844としてさらに処理するため)にダンプされる。

「コヒーレント・モード」という第2の動作モードでは、マルチプレクサA702, B703は前と同様に動作し、ソースS0 609, S1 603から交互にデータをバッファB0 705, B1 706に送出する。第1FHT出力(このモードでは、0番目のFHT出力として一般に選択される)は、複素形式でアキュムレータA1 804に累積

10

20

30

40

50

される。次に、第2出力は、複素形式でアキュムレータA2 805に累積され、第3出力はアキュムレータA1 804に累積され、最終的に8番目のシンボルがアキュムレータA2 805に累積される。アキュムレータA1 804は、大きさ二乗機能要素807を介して、マルチプレクサD806からアキュムレータA3 808にダンプされる。次に、アキュムレータA2 805の内容は、大きさに二乗機能要素807を介して同様に処理され、アキュムレータA3 808に加算され、マルチプレクサD806は切り換わって、アキュムレータA2 805から送出する。それによって得られるアキュムレータA3 808の実数値内容は、判定統計値Z2 809としてマイクロプロセッサ726に戻される。このモードでは、 $P3 = 4$ であり、 $P4 = 2$ である。

「ミックスド・モード」と呼ばれる第3の最後の動作モードでは、マルチプレクサA702, B703は前と同様に動作し、マルチプレクサD806はアキュムレータA1 804からデータを送出するように最初に配置される。1番目および3番目のシンボル(このモードでも、これらは一般に0番目のウォルシュ・シンボルである)は、複素形式でA1 804によって累積され、2番目および4番目のシンボルはA2 805によって累積される。次に、アキュムレータA1 804は、大きさ二乗機能要素807を介してアキュムレータA3 808にダンプされる。次に、マルチプレクサD806は切り換えられ、アキュムレータA2 805も同様に大きさ二乗機能要素807を介してA3 808にダンプされる。次に、5番目および7番目のシンボルは、複素形式でA1 804に累積され、6番目および8番目のシンボルはA2 805に累積され、A1 804およびA2 805における生成値の大きさ二乗は、A3 808にダンプされて、最終的に判定統計値Z2 809としてマイクロプロセッサ726に報告される。この場合、 $P3 = 2$ であり、 $P4 = 4$ である。

第8図に示す遅延補償要素800, 801は、第6図に示すRFコンバータのRF処理段, IF処理段およびベースバンド処理段における群遅延の変化を補償するために任意に必要とされる。このような群遅延補償の必要性は、コンバータの設計および製造公差に依存する。遅延補償要素800, 801は、デジタル・シフト・レジスタ回路によって実施でき、あるいはデシメータ700, 701のデシメーション位相を調整することによって実施できる。必要な遅延は、製造中に一般に校正されるか、あるいは異なるアンテナ上で同一受信マルチパス成分を観察するレーク要素間の平均遅延差を測定することにより、フィールド動作中に受信機によって自動的に適応される。また、第8図の構成は、第7図の構成に対する変更を強調することを意図したものであり、第7図でサポートされる単一アンテナ・サーチ・モードも実施するように一般に設計されることに留意されたい。

明らかに、従来のモノリシック集積回路製造は、VLSI(超LSI)デバイス上で第8図の回路の構成に対処できる。第8図に示す構成は受信ウォルシュ・シンボル毎に一つのPN位相を調べるが、この回路は、中間結果の格納用の余分なメモリを含むサンプル・データ・バッファを拡張し、逆拡散, FHTおよび積分回路をより高いクロック・レートで動作させることにより、ウォルシュ・シンボル毎に複数のPN位相を調べることができることに留意されたい。一般に、このサーチ設計に起因するフィンガ割当は、各アンテナで観察されるチャンネルが同じワイドセンス・ステーションナリ非相関分散(WSSUS: wide sense stationary uncorrelated scatterer)統計モデルの異なるアンサンブル・メン

バであるという仮定の下で、対で行われる。本発明についてある程度の具体性で図説してきたが、実施例の本開示は一例にすぎず、部分および段階の構成および組み合わせにおけるさまざまな変更は、請求される発明から逸脱せずに、当業者によって可能なことが明らかである。例えば、説明した好適な実施例の通信システムのアンテナおよび復調器部分は、無線通信チャンネル上で送信されるCDMAスペクトル拡散信号に関連した。しかし、当業者に理解されるように、本明細書で説明し、請求される符号および復号方法は、時分割多元接続(TDMA)および周波数分割多元接続(FDMA)に基づいたものなど、他の種類の送信システムにも適用できる。さらに、通信チャンネルは電子データ・バス, 有線, 光ファイバ・リンク, 衛星リンクまたは他の種類の通信チャンネルの組み合わせでもよい。同様に、2つのアンテナからデータを送出す

10

20

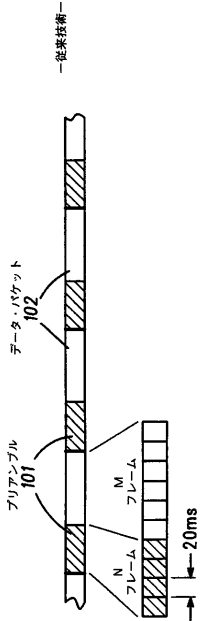
30

40

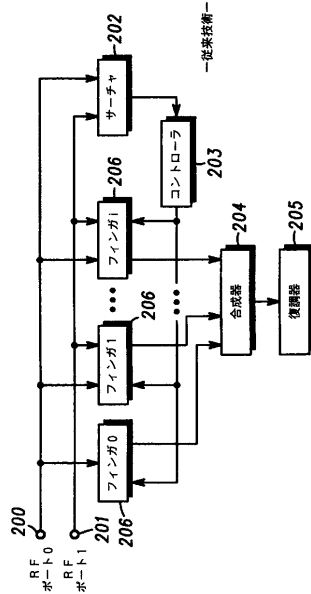
50

る設計を示したが、任意の数のアンテナを順次アクセスして、このような判定変数を生成できる。さらに、実施例のための具体的に引用した回路は、DSP（デジタル信号プロセッサ）や、一つまたはそれ以上のASIC（特定用途向け集積回路）を利用するなど、さまざまな方法で構成できる。従って、特定の実施例とともに本発明について説明してきたが、以上の説明に鑑み多くの変更、修正および変形例が可能なことは、当業者に明白である。故に、本発明は、請求の範囲の精神および範囲内のこのような一切の変更、修正および変形例を網羅するものとする。

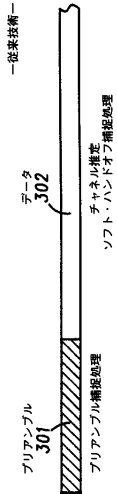
【図1】



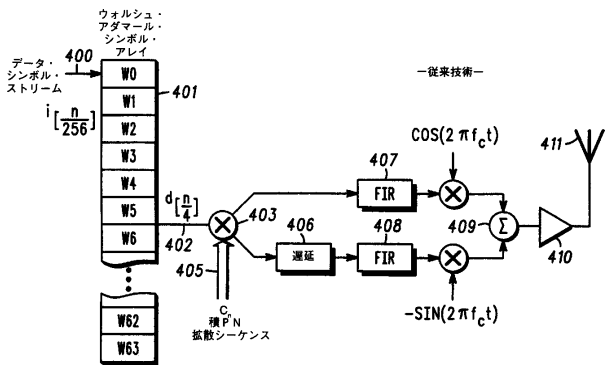
【図2】



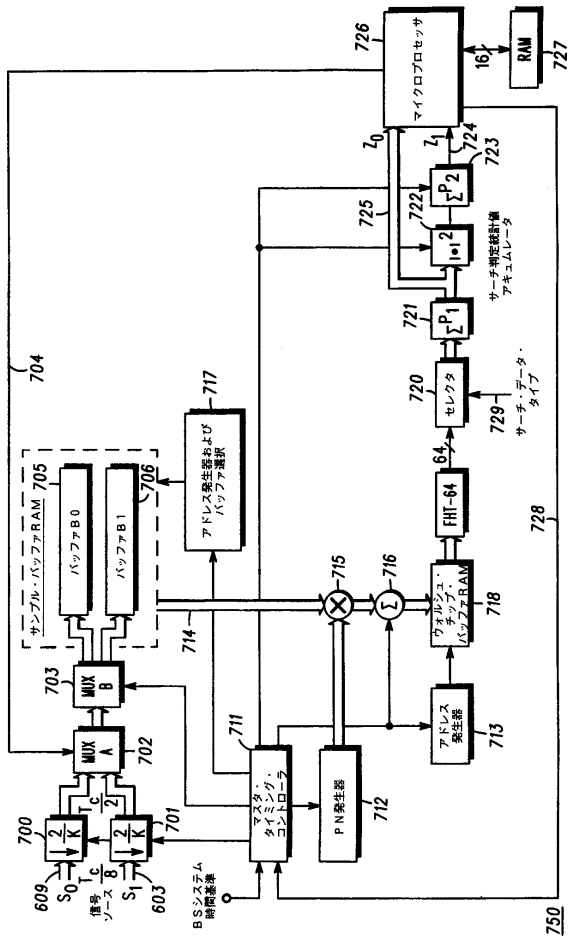
【図3】



【図4】

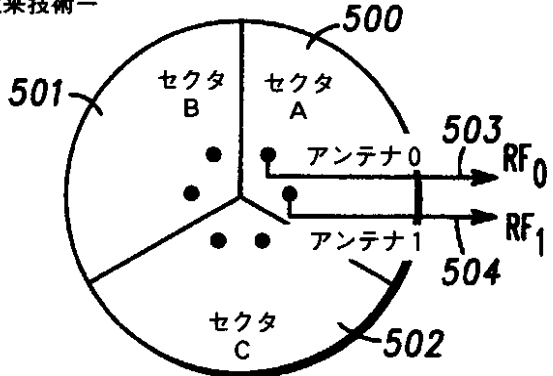


【図7】

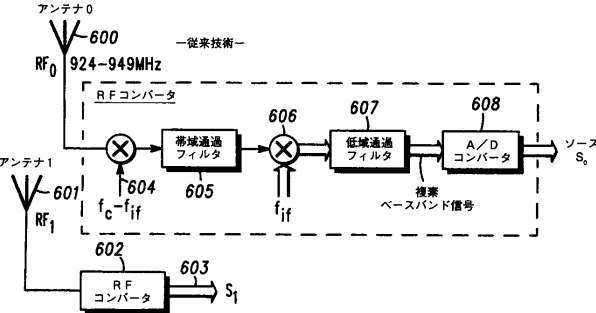


【図5】

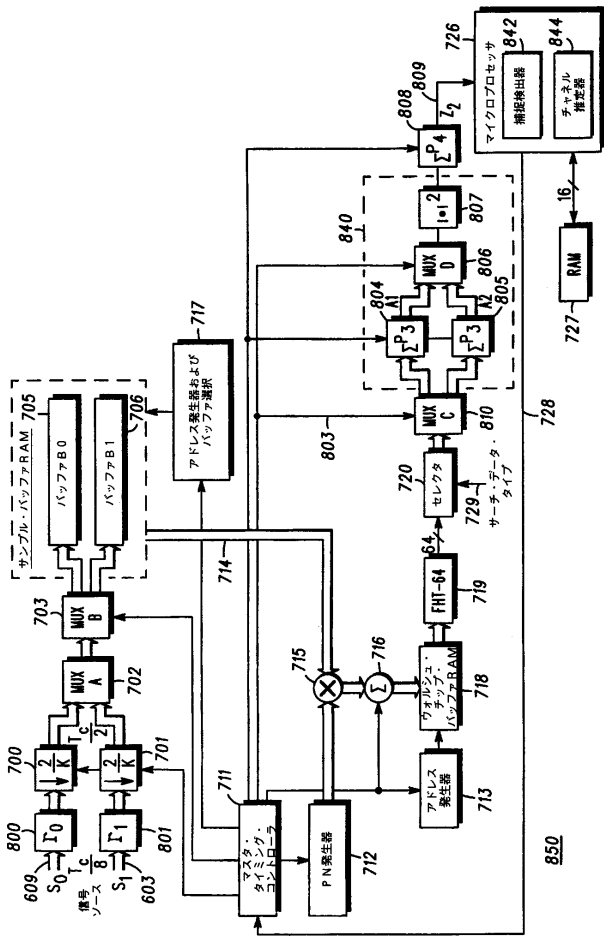
—従来技術—



【図6】



【図8】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開平06-077932(JP,A)
特表平04-502844(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/24 ~ 7/26

H04Q 7/00 ~ 7/38

H04J 13/04