

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4242563号
(P4242563)

(45) 発行日 平成21年3月25日 (2009. 3. 25)

(24) 登録日 平成21年1月9日 (2009. 1. 9)

(51) Int. Cl.

F I

H O 4 B 1/707 (2006. 01)

H O 4 J 13/00

D

H O 4 B 7/02 (2006. 01)

H O 4 B 7/02

Z

請求項の数 29 (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2000-547705 (P2000-547705)
 (86) (22) 出願日 平成11年4月29日 (1999. 4. 29)
 (65) 公表番号 特表2002-514032 (P2002-514032A)
 (43) 公表日 平成14年5月14日 (2002. 5. 14)
 (86) 国際出願番号 PCT/SE1999/000709
 (87) 国際公開番号 W01999/057819
 (87) 国際公開日 平成11年11月11日 (1999. 11. 11)
 審査請求日 平成18年4月26日 (2006. 4. 26)
 (31) 優先権主張番号 09/070, 778
 (32) 優先日 平成10年5月1日 (1998. 5. 1)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(73) 特許権者 598036300
 テレフオンアクチーボラゲット エル エ
 ム エリクソン (パブル)
 スウェーデン国 ストックホルム エスー
 1 6 4 8 3
 (74) 代理人 100076428
 弁理士 大塚 康德
 (74) 代理人 100101306
 弁理士 丸山 幸雄
 (72) 発明者 ポボビク, ブラニスラブ
 スウェーデン国 ソルナ エスー 1 7 1
 6 7, アンクダムスガタン 3 3

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 符号分割多重アクセス通信システムにおけるサーチウィンドウの遅延トラッキング

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

無線受信機における方法であって、

受信した信号を基本として、サーチウィンドウの中で時間領域チャネルインパルス応答 C I R を推定するステップであって、そこにおいて、前記信号は複数のパスを経由して受信され、前記パスのそれぞれは対応するパス遅延を有し、

前記複数のパスを経由して受信された各パスのパワーにより重み付けされた、前記推定した C I R の平均遅延を計算するステップと、

前記サーチウィンドウの中心と前記平均遅延との遅延誤差を求めるステップと、

前記遅延誤差を減少させるために前記サーチウィンドウの位置を調整するステップとを備えることを特徴とする方法。

【請求項 2】

前記サーチウィンドウが前記受信信号の前記複数のパスを含む遅延プロファイルを規定することを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記推定したチャネルインパルス応答に基づいて前記複数のパスの中から 1 つまたはそれ以上のパスを選択するステップと、

対応する遅延に基づいて前記選択されたパスそれぞれを復調するステップと、

復調された受信信号を生成するために前記復調されたパスを組み合わせるステップとを更に備えることを特徴とする請求項 2 に記載の方法。

10

20

【請求項 4】

前記計算するステップが、以下の式、

【数 1】

$$\text{平均遅延} = \frac{\sum_{k=1}^N \tau'_k \cdot P_k}{\sum_{k=1}^N P_k}, \text{ただし} \sum_{k=1}^N P_k > 0,$$

10

ここで、Nは選択されたパスの数、 τ'_k (0, 1, ..., Nwindow-1) はパス遅延であり、 P_k は対応するパスのパワーである、に従って前記平均遅延を求めるために前記CIRからのパスを選択し、前記選択されたパスに対応するパス遅延及びパワーを処理するステップをさらに備えることを特徴とする請求項2に記載の方法。

【請求項 5】

前記遅延誤差を処理し、前記調整ステップにおいて前記処理された遅延誤差を使用するステップを更に備えることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項 6】

前記処理が線形ローパスフィルタを用いて行われることを特徴とする請求項5に記載の方法。 20

【請求項 7】

前記処理が非線形フィルタリング処理を用いて行われることを特徴とする請求項5に記載の方法。

【請求項 8】

前記非線形フィルタリング処理が、以下の式、

【数 2】

$$\text{遅延拡散} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N (\tau'_k - \text{平均遅延})^2 \cdot P_k}{\sum_{k=1}^N P_k}}$$

30

ここで、Nは選択されたパスの数、 τ'_k (0, 1, ..., Nwindow-1) はパス遅延であり、 P_k は対応するパスのパワーである、に従って前記計算され、重み付けされた平均遅延から遅延拡散を計算するステップと、

あとの期間で受信された前記信号に基づいて前記時間領域CIRの前記推定を繰り返すステップと、 40

前記あとのCIRに基づいて前記遅延拡散の前記計算を繰り返すステップと、

前記計算を繰り返すステップのある時点において計算された遅延拡散と、当該時点の次の繰り返しにおいて計算された遅延拡散との間での差を求めるステップと、

前記差が閾値以下であれば、前記サーチウィンドウの位置を調整するための調整信号を前記遅延誤差に設定するステップと、

前記差が前記閾値より大きければ、前記調整信号を0に設定するステップとを含むことを特徴とする請求項7に記載の方法。

【請求項 9】

現在の遅延拡散が0であり、前記差が前記閾値以下であるときに、

50

第 1 の状態において、前記調整信号をその符号が前記遅延誤差の極性に依存する調整の大きさの閾値に設定するステップと、

第 2 の状態において、前記調整信号を前記誤差に設定するステップとを更に備えることを特徴とする請求項 8 に記載の方法。

【請求項 10】

前記調整信号を積分するステップと、

前記サーチウィンドウの前記位置を調整するのに前記積分した調整信号を適用するステップとを更に備えることを特徴とする請求項 8 に記載の方法。

【請求項 11】

前記積分するステップの前に前記調整信号をローパスフィルタリングするステップを更に備えることを特徴とする請求項 10 に記載の方法。

10

【請求項 12】

前記調整信号を用いて前記選択されたパスに対する遅延を調整するステップを更に備えることを特徴とする請求項 8 に記載の方法。

【請求項 13】

前記信号は複数のセクタから受信され、前記推定するステップにおいて、前記 CIR は対応するチャンネル推定器を用いて各セクタに対して推定される方法であって、

それぞれが前記受信信号の複数のパスのいくつかを含む遅延プロファイルを規定するサーチウィンドウを、各チャンネル推定器に関連して規定するステップと、

前記チャンネル推定器のそれぞれにより生成された前記遅延プロファイルからの前記複数のパスのなかで、強いパワーを伴うパスを選択するステップと、を更に備え、

20

前記計算するステップにおいて、前記重み付けされ、計算された平均遅延は前記選択されたパスに基づくものであることを特徴とする請求項 1 乃至 5 及び 7 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 14】

前記遅延プロファイルに関連した前記サーチウィンドウそれぞれが同じ長さであり、全てのサーチウィンドウが同期されており、前記調整を行うステップが、前記遅延誤差を減少させるため、前記サーチウィンドウの位置を補正するのに使用される調整信号を生成するステップを更に備えることを特徴とする請求項 13 に記載の方法。

【請求項 15】

30

対応する遅延に基づいて前記選択されたパスそれぞれを復調するステップと、

復調された受信信号を生成するために前記復調されたパスを組み合わせるステップとを更に備えることを特徴とする請求項 13 に記載の方法。

【請求項 16】

複数のパスを介して受信した信号の時間領域チャンネルインパルス応答 CIR を推定するウィンドウを伴うサーチャを備える無線受信機で使用されるサーチウィンドウトラッキングユニットであって、

前記受信信号の前記複数のパスの遅延及び大きさの値を受信する入力を伴い、前記パスを介して受信された各パスのパワーにより重み付けされた時間領域チャンネルインパルス応答 CIR の平均遅延を求めるように構成されたプロセッサと、

40

前記平均遅延を受信する前記プロセッサからの入力と、前記サーチウィンドウの位置の情報を受信する入力を伴い、前記平均遅延と前記サーチウィンドウの位置との誤差を求めるように構成された誤差検出器と、

前記誤差を減少させるため前記サーチウィンドウの位置を調整することを意図された出力において、前記誤差検出器により生成された前記誤差に基づいて調整信号を生成するように構成されたコントローラとを備えることを特徴とするサーチウィンドウトラッキングユニット。

【請求項 17】

前記コントローラが線形ローパスフィルタであることを特徴とする請求項 16 に記載のサーチウィンドウトラッキングユニット。

50

【請求項 18】

前記プロセッサが前記サーチウィンドウの中心位置、及び前記平均遅延と前記中心位置との差を求めることを特徴とする請求項 16 に記載のサーチウィンドウトラッキングユニット。

【請求項 19】

前記プロセッサが更に、前記 C I R を受信するための入力を有し、前記 C I R を用いて前記誤差を減少させる調整信号を生成するように構成されることを特徴とする請求項 18 に記載のサーチウィンドウトラッキングユニット。

【請求項 20】

前記コントローラは、時間的に連続する複数の C I R を受信し、連続して受信した C I R 間の差を求め、前記差が閾値以下であれば前記調整信号を前記誤差信号に設定し、あるいは前記差が前記閾値より大きければ前記調整信号を 0 に設定するように構成されることを特徴とする請求項 19 に記載のサーチウィンドウトラッキングユニット。

10

【請求項 21】

前記コントローラ出力からの入力により前記調整信号を積分する積分器を更に備え、前記積分された調整信号が前記サーチウィンドウの前記位置を変更するように意図されていることを特徴とする請求項 20 に記載のサーチウィンドウトラッキングユニット。

【請求項 22】

前記コントローラからの入力により前記調整信号を受信し、前記積分器に前記フィルタされた調整信号を供給する前に前記調整信号をフィルタリングするローパスフィルタを更に備えることを特徴とする請求項 21 に記載のサーチウィンドウトラッキングユニット。

20

【請求項 23】

ウィンドウの中で時間領域チャンネルインパルス応答 C I R を生じるサーチャと、
前記サーチャからの入力で、前記 C I R の複数のパスの遅延及び大きさの値を受信し、前記サーチウィンドウの位置にある情報を受信し、前記サーチャに接続された出力で、前記ウィンドウの前記位置を制御する、請求項 16 に記載されたサーチウィンドウトラッキングユニットと、を備えることを特徴とする無線基地局。

【請求項 24】

各セクタが、対応する遅延を有する複数のパスを含む移動局からの信号をそれぞれが受信する 1 つ以上のアンテナを有している、複数のセクタと、

30

各々が、受信信号に対する時間領域チャンネルインパルス応答 C I R を推定し、ウィンドウの幅がサンプリング間隔に対応する N 個の遅延間隔によって規定されるサーチウィンドウ内の遅延プロファイルを生成する、前記複数のセクタのそれぞれに対するチャンネル推定器及び、

各チャンネル推定器によって生成された前記遅延プロファイルからパスを選択し、各選択されたパスに対する遅延及び大きさを生成するパスセクタ、

を含むマルチパスサーチプロセッサと、

前記選択された各パスから受信された各パスのパワーにより重み付けされた前記推定した C I R の平均遅延を計算し、サーチウィンドウの中心位置と前記平均遅延との誤差が減少するように、前記サーチウィンドウの位置を制御するように構成されたウィンドウトラッキングユニットと、

40

前記選択されたパスを復調し、復調されたパスを組み合わされた受信信号に組合わせる復調器とを備えることを特徴とする無線基地局。

【請求項 25】

各セクタに対し 2 つのダイバーシティアンテナを備え、前記ダイバーシティアンテナの 1 つを選択するセクタセクタを更に備えることを特徴とする請求項 24 に記載の無線基地

【請求項 26】

前記ウィンドウトラッキングユニットが、前記平均遅延と N / 2 の遅延間隔との誤差を求めるように構成され、さらに前記誤差を減少させるために各サーチウィンドウの前記位

50

置を調整するように構成されることを特徴とする請求項 2 4 に記載の無線基地局。

【請求項 2 7】

前記ウィンドウトラッキングユニットが、前記誤差を減少させるための前記サーチウィンドウそれぞれのシフトに用いられる調整信号を生成するように構成されることを特徴とする請求項 2 6 に記載の無線基地局。

【請求項 2 8】

前記ウィンドウトラッキングユニットが、連続した反復に対する平均遅延から遅延拡散を計算し、連続した遅延拡散の間の差を求め、前記差が閾値以下であれば調整信号を前記誤差信号に設定する、あるいは前記差が前記閾値より大きければ前記調整信号を 0 に設定する、ように構成されたコントローラを含むことを特徴とする請求項 2 7 に記載の無線基地局。

10

【請求項 2 9】

前記ウィンドウトラッキングユニットが、前記調整信号を積分する積分器を含み、前記サーチウィンドウの前記位置を変更するために、前記積分された調整信号が前記チャンネル推定器に供給されることを特徴とする請求項 2 8 に記載の無線基地局。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

〔発明の属する技術分野〕

本発明はセルラ無線電話通信システムにおける符号分割多重アクセス (C D M A) に関し、より詳細には、C D M A の R A K A 型受信機で用いられるマルチパスサーチプロセッサに関する。

20

【0 0 0 2】

〔背景及び発明の概要〕

直接拡散符号分割多重アクセス (D S - C D M A) は、時間及び周波数において信号がオーバーラップすることを可能とし、その結果、多数のユーザからの C D M A 信号は同じ周波数帯域又はスペクトル内で同時に作動する。原理としては、送信されるソース情報のデジタルデータのストリームが、擬似ランダムノイズ (P N) 符号発生器によって生成されたはるかに高いレート of データストリームに印加される。この高いビットレート符号信号と低いビットレートのデータ情報ストリームは、情報データストリームの帯域幅を「拡散する」。このため、各情報データストリームは、受信局で別々に受信され得る信号を発生するために、独自の P N あるいは拡散符号 (又は時間的に独自のオフセットを有する P N 符号) に割り当てられる。多数の異なる符号化がなされた受信したコンポジット信号から、コンポジット信号と特定の情報信号に関連した特定の P N 拡散符号との相関を取ることによって特定の P N 符号化情報信号が分離され復調される。この反対の逆拡散動作は、元のデータ信号の再生を可能とすべく受信信号を圧縮し、同時に他のユーザからの干渉を抑圧する。

30

【0 0 0 3】

いくつかの情報源から別々に送信された信号の受信に加えて、受信機は単一の送信元から送信された多数の別々の伝搬パスで同じ信号を受信する。そのようなマルチパスチャネルの一つの特徴は、時間的広がりが導入されることである。例えば、理想的パルスがマルチパスチャネルで伝送されると、受信した対応する信号は、各パルス又はパスが対応する異なった時間遅延並びに異なった大きさ及び位相を有するパルスのストリームとして表わされる。このような複雑な受信信号は通常チャンネルインパルス応答 (C I R) と呼ばれる。移動体無線チャネルにおいてマルチパスは、ビルディング、木、車、人間等の環境内の障害物からの信号の反射によって生成される。更に、移動体無線チャネルは、マルチパスを生成する構成要素に影響を及ぼす相対移動によって時間的に変化するという意味において動的である。時間的に変化するマルチパスチャネルによって伝送された信号に対して、受信された対応する多数のパスは時間、位置、減衰、及び位相が変化する。

40

【0 0 0 4】

しかしながら、多数のパスの存在は、信号のダイバーシティ組合わせ技法を使用する C D

50

MAシステムにおいては有利に使用され得る。一つの利点は移動体通信における特有の問題である信号フェージングに関する。各マルチパス信号はフェードを受けるが、通常は全てのマルチパスが同時にはフェードしない。従って、CDMA受信機から出力されるダイバーシティ組合わせ信号は、1つのマルチパスの一時的フェードによって不都合な影響を受けない。

【0005】

本発明によるCDMA受信機は、それぞれの対応する時間遅延に沿って最も強いマルチパスを探して識別するマルチパスサーチプロセッサを用いる。RAKE復調器は、マルチパスサーチプロセッサによって求められたように受信したマルチパス信号の最も強いマルチパス成分にいくつかの並列復調器(RAKE「フィンガ」と呼ばれる)を割り当てること

10

【0006】

本発明の代表的実施形態で使用されるマルチパスサーチプロセッサ(ここでは単に「サーチャー」とも称する)は、様々なマルチパス成分の相対遅延を抽出するために複合受信信号のチャンネルインパルス応答を識別する。サーチャーはまた、移動局やマルチパスの1つに関連する物体の移動によって生じる伝搬状態の変化を追跡して抽出した遅延を調整する。

20

【0007】

より詳細には、受信したマルチパス信号のチャンネルインパルス応答は、サーチウィンドウと呼ばれるパス到着時間又はパス到着遅延の一定範囲内で推定される。サーチウィンドウ内で検出された全ての信号は遅延プロファイルを形成するが、その中で送信機から発生された信号だけがチャンネルインパルス応答に関与する。遅延プロファイルの残りの受信信号は、ノイズ又は干渉である。遅延プロファイルを形成する信号がそれぞれのパワー及び遅延で表わされるとき、遅延プロファイルはパワー遅延プロファイル(PDP)と呼ばれる。

【0008】

チャンネルインパルス応答は、無線チャンネルの遅延変動を追跡できるように、まさに周波数によって推定される。特に、サーチウィンドウ内のチャンネルインパルス応答の位置は、移動局の移動又は物体の移動並びに送信機で拡散に使用され受信機で逆拡散に使用されるPN系列発生器の周波数のミスマッチにより頻繁に変化する。結果として、サーチウィンドウの位置はチャンネルインパルス応答がサーチウィンドウの中央となるように調整する必要がある。

30

【0009】

このように、本発明の目的は、は推定されたチャンネルインパルス応答とサーチウィンドウとの正確な位置合わせを保つためにサーチウィンドウ位置を変更することである。

【0010】

また、本発明の目的は、サーチウィンドウの調整が正確に中央になされるようにチャンネルインパルス応答の中心を正確かつ効率的に求める方法を提供することである。

40

【0011】

本発明の更に他の目的は、選択されたマルチパス遅延のそれぞれをサーチウィンドウの調整値に応じて変更することである。

【0012】

本発明の更に他の目的は、ノイズ及び干渉の影響を最小とするためにサーチウィンドウ遅延調整信号を効率的にフィルタリングする方法を提供することである。

【0013】

本発明はCDMA無線受信機のマルチパスサーチプロセッサで使用するサーチウィンドウの遅延トラッキング手順を提供する。チャンネルインパルス応答は、それぞれが対応するパ

50

ス遅延を有する複数のパスを含む受信信号に対して推定される。サーチウィンドウは、(1)チャネルインパルス応答(CIR)を形成する受信した信号の複数のマルチパス成分、及び(2)送信されたマルチパス成分が存在しないノイズ及び干渉信号を含む遅延プロファイルを規定する。平均値あるいは遅延平均が推定されたチャネルインパルス応答に対して計算され、平均CIR遅延とCIRサーチウィンドウの中心に対応する望ましい遅延位置との誤差が求められる。サーチウィンドウの中心と平均CIR遅延が位置合わせされるように、調整されて誤差が減少させられる。誤差は、(一つの実施形態では)線形にあるいは(別の実施形態では)非線形に処理されて、誤差が最小化されノイズの影響が減少される。

【0014】

非線形フィルタリング処理は、各反復が新たな入力それぞれに対応するウィンドウ遅延トラッキング手順の処理サイクルに対応する、連続した反復に対して計算された平均CIR遅延から遅延拡散を計算することを含んでいる。連続した遅延拡散の間で差が求められる。差が閾値以下であれば、サーチウィンドウ調整信号が誤差と等しく設定される。代わりに、差が閾値より大きければ、調整信号は0に設定される。その結果、現在の反復の遅延拡散が直前の反復の遅延拡散と大きく異なっていれば、現在の反復で計算された新たな誤差が信頼性がないとみなされ、何の調整も行われない。

【0015】

好適な実施形態の例では、それぞれのセクタが多数のパスを含む移動局からの信号を受信する1つ以上の指向性アンテナを有する、複数のセクタを含む基地局に本発明が適用される。各パスは対応する遅延を有している。基地局のマルチパスサーチプロセッサは複数のチャネル推定器を含んでおり、その一つが複数のセクタそれぞれに対応している。各チャネル推定器は、実際のチャネルインパルス応答並びにノイズ及び干渉を含んでいるサーチウィンドウ内の遅延プロファイルを生成する。マルチパスサーチプロセッサ内のパスセクタは、各チャネル推定器によって生成された遅延プロファイルから最も信号の強いパスを選択し、各選択されたパスに対応する遅延及びパワーからなる選択されたチャネルインパルス応答を出力する。ウィンドウトラッキングユニットは、選択されたチャネルインパルス応答の中心とサーチウィンドウの中心との位置合わせを維持する。復調器は選択されたパスを復調し復調されたパスと一緒にして組合わせ受信信号にする。ウィンドウトラッキングユニットは、全てのチャネル推定器内のサーチウィンドウを調整して中心合わせを維持すると共にあらゆるサーチウィンドウ調整に応じて選択されたパスに対する遅延を変更する。

【0016】

ウィンドウトラッキングユニットは特に、選択されたパスから平均遅延を計算し、平均遅延とサーチウィンドウの中心との誤差を求め、誤差を減少するように各サーチウィンドウの位置を調整する。ウィンドウトラッキングユニットコントローラは、新たに選択された各チャネルインパルス応答に対して遅延拡散を計算し、連続した遅延拡散の間の差を求め、差が閾値以下であれば誤差信号に比例した調整信号を設定し、あるいは差が閾値より大きければ調整信号を0に等しく設定する。

【0017】

[実施形態の詳細な説明]

本発明の上記及び他の目的、特徴及び利点は、以下の好適な実施形態の記載並びに図面を通して同じ参照符号が同じ部分を示すように記載した添付の図面から明らかになるであろう。この図面には縮尺は不要であり、本発明の原理を示すために強調されている。

【0018】

以下の記載では、本発明をより良く理解してもらうために、限定のためでなく説明のために、特定の実施形態、回路、信号フォーマット、技法等の特定の詳細事項を記載する。しかしながら、本発明がこれら特定の詳細事項とは異なった他の実施形態でも実現できることは当業者には明白であろう。例えば、本発明を基地局の受信機の範疇において記載しているが、本発明は、例えば、移動局における受信機等のあらゆる受信機に適用できる。他

10

20

30

40

50

の観点からは、周知の方法、装置、及び回路の詳細な説明は、本発明の説明を解りにくくする不要な詳細事項として削除した。

【 0 0 1 9 】

本発明を図 1 に示したような C D M A (好ましくは広帯域 C D M A) セルラ無線通信システム 1 0 の範疇において説明する。雲状の 1 2 で示した代表的な接続指向型外部コアネットワークは、例えば公衆電話交換網 (P S T N) 及び / 又はサービス統合ディジタル網 (I S D N) である。雲状の 1 4 で示した代表的な接続無指向型外部コアネットワークは、例えばインターネットである。両方のコアネットワークは 1 つ以上のサービスノードに結合されている。単純化のため、単一のサービスノードが交換サービスを提供する移動交換局 (M S C) ノード 1 6 として示されている。移動交換局 1 6 は複数の無線ネットワークコントローラ (R N C) 1 8 に接続されている。各無線ネットワークコントローラ 1 8 は、拡散符号の選択及び割り当てとダイバーシティハンドオーバを含む、1 つ以上の基地局 (B S) 2 0 及び移動局 (M S) 2 4 との間の特定のチャネルの確立及び開放を行う。基地局 2 0 は、移動局 2 4 への広帯域 C D M A 無線インタフェースを扱い、ネットワーク内の各セルとセルのセクタへのサービスに必要なトランシーバ、デジタル信号プロセッサ、及びアンテナ等の無線機器を含んでいる。一つの基地局 2 0 について示したように、各基地局は各セクタが好ましくは 2 つのダイバーシティアンテナを含んでいる多数のセクタ 2 2 を含んでいてもよい。

10

【 0 0 2 0 】

図 2 は、単純化した動的マルチパス伝搬モデルを示している。マルチパス伝搬は移動局及び基地局の両方から検討すべきであるが、単に記載のため、マルチパスの例は移動局 2 4 から基地局 2 0 へ送信される信号を示した。送信された信号は各受信信号が多数のパス P 1、P 2 及び P 3 を有するものとして複数のセクタ 2 2 のダイバーシティアンテナによって基地局 2 0 で受信される。パス 1 は直接最初に受信され最も強いパスであることが多い。パス 2 はビルディングなどの静止物体で反射されている。パス 3 は自動車などの移動物体で反射されている。移動局 2 4 もまた移動していてもよい。基地局 2 0 の受信機にとっての基本的問題は、それぞれの遅延を考慮した 3 つのパスのダイバーシティ組み合わせとるように、これらのパス P 1 ~ P 3 各々を識別し、それらの大きさ及び相対遅延を求めることである。

20

【 0 0 2 1 】

図 3 は本発明の原理を説明するのに役立つグラフを示している。グラフの縦軸は受信した信号のパワーである。横軸は受信した信号がサンプルされたレートに関する遅延の時間間隔である。波形は推定されたチャネルインパルス応答であり、検出閾値を越える大きさを有する 4 つのピークを含んでいる。3 つのピークに対応しているパス P 1、P 2 及び P 3 だけが有効なマルチパスである。第 4 のピークは偽のピークであるが、閾値を超えているのでこれもパスとして識別される。パス 1 は遅延 1 に対応し、パス 2 は遅延 2 に対応し、パス 3 は遅延 3 に対応している。

30

【 0 0 2 2 】

横軸の幅はサーチウィンドウに対応している。サーチウィンドウの長さはチャネルインパルス応答 (受信した信号の有意なマルチパス全て) を十分にカバーし、かつ有効なマルチパスを含むチャネルインパルス応答の部分よりもいくらか広くするよう付加的オフセットが加えられている。より形式的には、サーチウィンドウは、最初に到着し検出されたマルチパス成分に関して最後に到着し検出されるマルチパス成分の予想される最大遅延をカバーするように、受信した信号と P N 符号との相関を取るための開始位置に使用される遅延値の数によって規定される。この例示下実施形態では、予想されるマルチパスの最大遅延に対応する復号サンプルの数は 1 6 0 であり、その結果、 N_{window} は 1 6 0 の遅延位置に等しい。

40

【 0 0 2 3 】

本発明によれば、サーチウィンドウの中心 ($N_{window} / 2 = 8 0$ の遅延位置) は、チャネルインパルス応答の中心と好適には位置合わせされる。これは最も強い有効なマルチパス

50

を含んでいるチャネルインパする応答が、例えば復調を処理するためのサーチウィンドウ内に入っていることを保証する。そうしなければ、1つ以上のマルチパス成分を見落とす危険性がある。

【0024】

最も強いあるいは最初に到着したパスをサーチウィンドウの位置合わせ点として単純に選択することは特別に正確な結果をもたらさない、なぜならこれら位置合わせ点のいずれか1つはフェージング又はノイズによって変動し、その結果サーチウィンドウの中心はチャネルインパルス応答の中心付近とならない。本発明では代わりに、サーチウィンドウの中心はチャネルインパルス応答の平均値あるいは遅延値の平均と位置合わせされる。平均遅延はチャネルインパルス応答の各マルチパス遅延を平均することによって求められる。(図3の遅延位置80での)サーチウィンドウの中心 $N_{\text{window}}/2$ と(80よりわずかに少ない遅延位置での)平均遅延位置との差あるいは誤差は、サーチウィンドウの位置を調整すること(あるいは他の何らかの調整)によって検出され最小化される。

10

【0025】

図2に示したマルチパス及び図3のグラフに留意しつつ、(図3で定義したパラメータを含めて)ここで基地局受信機50を参照する。再度述べるが、基地局20で用いられている本発明についての好適な実施形態を説明するが、本発明が移動局の受信機を含むあらゆる受信機で使用できることは当業者には理解されよう。

【0026】

受信機50は、PN系列発生器58からの入力(すなわち、PN逆拡散符号系列)及びタイミングコントロールユニット56からの入力を受信する、複数のRAKEフィンガ復調器(不図示)を有するRAKE復調器(デモジュレータ)54を含んでいる。タイミングコントロールユニット56は、RAKE復調器54及びRAKE復調器54にも接続されているマルチパスサーチプロセッサ60に供給される同期(SYNC)信号を発生する。6つの基地局セクタ(0~5)の2つのダイバーシティアンテナ0及び1からの信号は、それぞれの自動利得制御(AGC)回路52に入力される。各AGC回路にはダイバーシティアンテナ信号の両方が接続されて受信信号の長期的ダイナミックレンジが減少され、これにより信号を表わすのに必要なビット数が減少されるが同時に信号の情報の中身が保護される。アナログ-デジタル変換はAGCの前又は後に行われ、そのため図には明示されていない。マルチパスサーチプロセッサ60は、以下でより詳細に説明する出力サンプルを用いて各セクタに対して遅延プロファイルを計算する。信号のサンプルは逆拡散及び組み合わせのためにRAKE復調器54にも供給される。全ての基地局セクタによって受信された最も強いマルチパスに応じて、マルチパスサーチプロセッサによって選択された異なったセクタからのいくつかのアンテナ信号を用いて、組み合わされた出力信号が生成される。

20

30

【0027】

本発明は特にマルチパスサーチプロセッサに対するものであるが、基地局受信機が受信信号をどのように処理するのかについての簡単かつ全体的な理解は本発明を理解するのに役立つ。移動局から送信されたパイロットシンボル又は他の既知の信号は、チャネルインパルス応答を推定するために基地局によって使用される。基地局は受信した信号サンプルから周期的に挿入されたパイロットシンボルを抽出するのに必要な同期信号を求める必要がある。このような初期同期は、基地局からトラフィックチャネルを獲得するのに使用される、既知のアクセスチャネル上での移動体無線によって用いられるランダムアクセス手順の後で得られるであろう。ランダムアクセス手順が成功裏に完了した後、基地局は移動局から発生された、最初に到着し検出されたマルチパス信号と同期される。この最初に受信された同期信号は、トラフィックチャネルで引き続いて送信されるパイロットシンボルを抽出するのに使用される。同期信号の更なる調整は、サーチャー内のウィンドウ遅延トラックユニットの仕事である。

40

【0028】

パイロットシンボルの役割及び利用について理解するために、移動局から情報が送信され

50

るデータフォーマットの例を示した図5をここで参照する。情報シンボルは、移動局の送信機内の拡散回路に供給される連続したスーパーフレームとして最も高いレベルでフォーマット化される。スーパーフレーム情報は、基地局から移動局に割り当てられ無線インタフェースによって送信されたPN符号を用いて拡散される。各スーパーフレーム(例えば840msである)は、例えば連続した64個の無線フレームを含んでおり、各無線フレームは10msである。同様に10msの無線フレームは各々16個のタイムスロットを含み、各タイムスロットは同期に使用されるパイロットあるいは既知のシンボルと復調され基地局へ通信される未知の情報シンボルとを含むチャネルシンボルを含んでいる。

【0029】

最初の同期が得られたと仮定して、ここで図6に補足的に詳細に記載されたマルチパスサーチプロセッサを参照する。各自動利得制御ユニットによって受信された信号は、移動局によって送信された信号に対応している。自動利得制御回路52のそれぞれは、各基地局セクタからのアンテナ信号両方の信号サンプルのブロックを選択する基地局セクタ62に接続されている。ここで再度、この実施形態ではセクタ及びアンテナのダイバーシティを用いているが、本発明がアンテナのダイバーシティやセクタのある基地局に限定されないことを理解されたい。

【0030】

各基地局セクタはM個のチャネル推定器の1つと対応しており、ここでMは基地局セクタの数と等しい。セクタ62は、既知のシンボル、例えばパイロットシンボルを探すべき信号サンプルのブロックを抽出し、これらのブロックをその対応するチャネル推定器64に提供する。チャネル推定器64は、符号整合フィルタ応答のコヒーレント及び非コヒーレント積分と共に符号整合フィルタリングを実行する。コヒーレント積分では、受信した信号サンプルの同じ遅延のブロックに対していくつかの連続したタイムスロットで得られた複合相関値が互いに加算される。非コヒーレント積分では、コヒーレント積分された相関値のパワー(2乗)が合計される。各アンテナに対して、対応するチャネル推定器は推定されたチャネルインパルス応答に対応した平均パワー遅延プロファイルを選択ユニット66にもたらす。パス選択ユニット66は、M個の遅延プロファイルの信号とノイズとを区別し、RAKE復調器54で復調される最も強いパス信号のいくつかを選択する。

【0031】

対応するパス遅延及びパス選択ユニット66で選択されたN個のパスのパワーは、ウィンドウトラッキングユニット70に供給される。選択されたパスの数NはRAKEフィンガの数と等しくすべきであるが、上記の検出閾値を越えるパワーのあるパスが十分なければNは小さくなり得る。これらの選択されたパスは、上記で定義したように選択されたチャネルインパルス応答を形成する。ウィンドウトラッキングユニット70の主な機能は、マルチパスチャネルインパルス応答をサーチウィンドウの中央に保つことである。サーチウィンドウの位置は、タイミングコントロールブロック56に供給されるウィンドウトラッキングユニットからのサーチウィンドウ位置補正信号を用いて補正される。位相、すなわちチャネル推定器に供給されているPN発生器の状態を調整することによって、サーチウィンドウは効果的に調整される。ウィンドウトラッキングユニット70の別の機能は、選択されたパス遅延 τ_1, \dots, τ_N を、サーチウィンドウ調整値に応じて変更することである。チップ同期ユニット68は、最初の同期処理が完了したか否かを判定し、完了していればチップ同期フラグを設定する。チップ同期ユニット68は、選択されたパスが少なくとも1つあれば、パス選択ユニット66での検出閾値を越える任意のパワー P_k でチップ同期が達成されたことを検出する。

【0032】

セクタ62は、図7に示すようにセクタセクタ72及びパイロットセクタ74から構成される。セクタセクタ72は、サーチされる基地局セクタを選択する。選択された基地局セクタそれぞれに対して、両方のセクタアンテナが同時にサーチされる。このように、 $M=2$ のチャネル推定器64を有し、一度に1つの基地局セクタだけをサーチするこ

10

20

30

40

50

とによって、ハードウェアの複雑さが軽減されるという利点がある。結果として、セクタセクタは、異なったセクタアンテナの出力を時間多重化する。パイロットセクタ 7 4 は、選択された出力を対応する M 個のチャネル推定器 6 4 に供給する M 個のパイロットデマルチプレクサ 7 6 から構成される。

【 0 0 3 3 】

各パイロットデマルチプレクサ 7 6 は、 L_{buffer} の複合信号を抽出しバッファリングする。受信機においてチップのオーバーサンプリングレートが 4 (すなわち、チップ毎に 4 つのサンプル) であると仮定すると、各パイロットデマルチプレクサのバッファの長さは以下の式で求められる。すなわち、

$$L_{buffer} = N_{pilot_symbol} \times \text{拡散係数} \times \text{オーバーサンプリング係数} + N_{window-1} \quad (1)$$

10

ここで、 N_{pilot_symbol} は各タイムスロットで既知のパイロットシンボルの数であり、拡散係数はシンボル当たりのチップの数に対応している。図 3 に示したように、例示したサーチウィンドウ N_{window} は、マルチパスチャネルインパルス応答の予測される最大遅延に対応する、160 の複合サンプル (遅延時間間隔) に等しい。抽出されたチャネルインパルス応答の位置は確かでないので、付加的に $N_{window-1}$ 個のサンプルが、既知のパイロットシンボルに対応するサンプル数で格納される。

【 0 0 3 4 】

M 個の並列なチャネル推定器 6 4 それぞれの構成を図 8 に示す。対応するパイロットデマルチプレクサ 7 6 からのデマルチプレクスされバッファされた信号は、逆拡散器 8 0 で既知の $P N_1 / P N_Q$ の複合逆拡散符号 (パイロット系列) との相関が取られて複合相関ベクトルが生成され、その後で自動利得制御の量に応じて乗算器 8 2 でスケールファクタで乗算される。図 9 は逆拡散器 8 0 をより詳細に示している。入力複合信号は、チップ毎の 1 つのサンプルを得るために並列 I / Q デシメータ 9 1 内で係数 $R = 4$ でダウンサンプル (間引き) される。ダウンサンプルされた信号は、チップ毎に複合乗算器 9 4 内で $P N$ バッファ及びパイロット再変調器 9 3 から供給される接合され再度変調された複合拡散系列のセグメントで乗算される。複合乗算の結果は並列な I / Q 積分器 9 5 内で L 個のチップに渡って積分されて複合相関値が生成される。拡散系列の再変調は、相関値に対するパイロットシンボルパターン (すなわち、その情報の内容) の影響を除去するために行われる。

20

30

【 0 0 3 5 】

同じ複合 $P N$ 系列 (すなわち、実数の $P N_1$ 及び虚数の $P N_Q$ 系列両方を含んでいる) は、対応するパイロットデマルチプレクサ 7 6 のバッファに格納された受信信号の連続したサンプルオフセットと複合逆拡散器 8 0 を用いて相関が取られる。相関手続きが $P N$ 逆拡散系列の所与のセグメントに対して $N_{window} = 160$ 回繰り返されて、相関ベクトルの 160 個の複合相関値が生成される。連続したタイムスロットからの複合相関ベクトルがコヒーレントアキュムレータ 8 4 でコヒーレントに積分される (すなわち、連続したタイムスロットからの対応する複合相関値が同相で加算される)。コヒーレントアキュムレータ 8 4 の出力の絶対値が求められて 2 乗されて (ブロック 8 6)、遅延パワースペクトル (DPS) が求められる。遅延パワースペクトルは、非コヒーレントアキュムレータ 8 8 で非コヒーレントに積分されて、各無線フレームのパワー遅延プロファイル (PDP) が生成される。好ましくはスライド平均化器 9 0 でパワー遅延プロファイルの平均が付加的に行われて、ノイズ / 干渉のピークが減少されたいくつかのフレームに渡る平均 PDP が求められる。

40

【 0 0 3 6 】

この例では、各基地局セクタで 2 つのアンテナダイバーシティが実施されている。同じセクタの 2 つのアンテナからの平均パワー遅延プロファイルが加算されて対応する遅延値と格納される。平均 PDP のパスのパワー値は、図 3 に横軸と並行な破線で示したような検出閾値と比較され、パワー値が閾値を越えたパスだけが有効なパスとして識別される。全てのサーチセクタからの有効なパスが比較され、それらの中からパワーの大きな順に最も

50

強い N 個のパスが選択されて格納される。選択されたパス遅延 τ_1', \dots, τ_N' 及びパワー P_1, \dots, P_N が、ウィンドウトラッキングユニット70の入力信号として生成される。選択情報 S_1, \dots, S_N は、どの基地局セクタ及びダイバーシティアンテナ信号が選択されたのかを示している。この選択情報は適切な入力信号を選択するのにRAKE受信機で使用される。加えて、各セクタに対する平均干渉パワーが、パワー制御に使用される信号対雑音比(SIR)推定の入力信号として提供される。最も強い N 個のパスは、復調及びダイバーシティ組合わせのためにRAKE復調器の対応する復調フィンガに割り当てられる。

【0037】

ここで図10を参照すると、ウィンドウトラッキングユニット70は、パス選択ユニット66から選択されたパスに対する遅延 τ_1', \dots, τ_N' 及びパワー P_1, \dots, P_N を受信する。ウィンドウトラッキングユニット70は、減算端子の入力として遅延間隔から求められたサーチウィンドウの中心位置 $N_{\text{window}}/2$ を入力として受け取る加算器104に接続されているチャンネルインパルス応答(CIR)平均位置計算器102を備えるエラー検出器100を含んでいる。加算器104の出力は、コントローラ108によって分析される処理サイクル m の誤差信号 (m) に対応している。チャンネルインパルス応答(CIR)平均位置計算器102から出力される平均遅延値は、選択されたパス遅延 τ_1', \dots, τ_N' 及びパワー P_1, \dots, P_N と共にチャンネルインパルス応答遅延拡散計算器106の入力として供給される。サーチウィンドウ、平均遅延、遅延拡散、パス $P_1 \sim P_3$ 、及び遅延 $\tau_1 \sim \tau_3$ の例は、図3に示されている。

【0038】

コントローラ108は、CIR遅延拡散計算器106から供給された遅延拡散によって誤差 (m) を処理し、加算器110及び積分器112の両方に提供される調整信号 $A(m)$ を発生する。調整信号 $A(m)$ は、RAKE復調器に供給される選択されたパス遅延 τ_1', \dots, τ_N' を調整するのに使用され、その結果適切な遅延がコヒーレントな加算のためにRAKEフィンガの出力に加えられ、組み合わせられた出力信号が生成される。積分器112は、コントローラ108の出力を累算し、タイミングコントロールユニット56に供給されるサーチウィンドウ位置補正信号 $W(m)$ を出力するために加算器114及び遅延116を含んでいる。タイミングコントロールユニット56は、 $W(m)$ の値に応じて位相を遅らせたり進めたりするように、PN系列発生器58の位相を制御する。

【0039】

第1の実施形態では、コントローラは単純な線形のローパスフィルタであり、制御ループフィルタとして働く。ループフィルタの帯域幅の好ましい選択は、出力ノイズの変動とループトラッキング速度とのバランスを取る。本発明の第2の実施形態は、コントローラ108を「誤差検証」と呼ばれる非線形、ローパス、エラーフィルタリング処理で実現するものであり、以下でより詳細に説明する。誤差検証の実施形態と共に使用するウィンドウトラッキングユニット70の第3の実施形態が図11に示されている。ローパスフィルタ120は、加算器110及び積分器112に供給される前にコントローラ108の出力をフィルタリングする。ローパスフィルタ120は、制御信号に残っているノイズを減少させて制御信号出力をスムーズにする。

【0040】

サーチウィンドウを調整する一般的な動作を、図12にフローチャートで示されているサーチウィンドウ調整ルーチンで説明する。RAKE復調器に対して選択された最も強いパスのパス遅延及びパワーが、チャンネルインパルス応答(CIR)平均位置又は遅延を求めるために処理される(ブロック132)。換言すれば、選択されたパスのパス遅延及びパワーは受信信号に対応するチャンネルインパルス応答を構成する。誤差を求めるためにCIR平均位置がサーチウィンドウの中心と比較される(ブロック134)。CIR平均位置に関してサーチウィンドウ位置を調整し、RAKE復調器で使用されるパス遅延を補正するのに誤差が使用される(ブロック136)。

【0041】

10

20

30

40

50

ブロック 1 3 4 で求められる誤差を処理する特定であるが代表的な例を、図 1 3 にフローチャートで示されたエラー処理ルーチン（ブロック 1 4 0）で説明する。選択された各パス遅延と平均遅延との差に基づいて、選択されたパス遅延に対する遅延拡散が求められる（ブロック 1 4 2）。遅延拡散は連続した反復に対して比較される（ブロック 1 4 4）。ブロック 1 4 6 で、連続した遅延拡散の間での差が閾値 T_0 より大きいあるいは小さいかの判断がされる。大きければ、調整信号は 0 に設定される（ブロック 1 4 8）。小さくなければ、ブロック 1 4 6 で現在の遅延拡散が 0 に等しいかどうか判断される。0 でなければ、調整信号は誤差に設定される（ブロック 1 5 8）。誤差に対応する調整信号は、R A K E 復調器に供給されるパス遅延を調整するのに使用される（ブロック 1 5 0）。現在の遅延拡散が 0 に等しければ、絶対調整信号の値が平均調整信号と比較され、差が T_1 より大きければ（ブロック 1 5 9）、調整信号は限界値 T_1 に設定される（ブロック 1 6 0）。調整信号は積分され（ブロック 1 5 2）、ウィンドウ制御信号が生成される。そして、サーチウィンドウ位置がウィンドウ制御信号に従って調整される（ブロック 1 5 4）。

【 0 0 4 2 】

様々な機能を実施するためにウィンドウトラッキングユニット 7 0 で使用される特定のパラメータ及び式を説明する。平均遅延は以下の式を用いて計算される。すなわち、

【数 5】

$$\text{平均遅延} = \frac{\sum_{k=1}^N \tau'_k \cdot P_k}{\sum_{k=1}^N P_k}, \text{ただし } \sum_{k=1}^N P_k > 0, \quad (2)$$

である。ここで τ'_k ($0, 1, \dots, N_{\text{window}} - 1$) はパス遅延であり、 N は選択されたパスの数、 P_k は対応する信号のパワーである。各パス遅延はサーチウィンドウ開始位置からの位置の数（サンプリング時間間隔）で表わされる。サーチウィンドウ内でサーチされた位置の合計は N_{window} に等しい。

【 0 0 4 3 】

誤差信号 (m) は、平均遅延とサーチウィンドウの中央位置との差として求められ、すなわち、

$$(m) = \text{平均遅延} - (N_{\text{window}} / 2) \quad (3)$$

である。コントローラ 1 0 8 は、ノイズの影響を低減する、すなわち、ノイズや干渉の結果として生成された誤った調整信号によるサーチウィンドウの移動を防止又は減少するために、誤差信号 (m) を処理する。

【 0 0 4 4 】

誤差検証の実施は、遅延拡散の連続した値の間での差をモニタすることに基づいている。サーチパス選択ユニットから得られた新たなチャンネルインパルス応答それぞれに対して、以下の式を用いて遅延拡散値が計算される。すなわち、

【数 6】

$$\text{遅延拡散} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N (\tau'_k - \text{平均遅延})^2 \cdot P_k}{\sum_{k=1}^N P_k}} \quad (4)$$

である。現在の反復「 m 」での遅延拡散が直前の反復の遅延拡散と大きく異なっていれば、現在の反復で計算された新たな誤差サンプルは信頼性がないとみなされる。このような

状況はノイズ（干渉）によって偽のパルスが発生したとき、あるいはレイリッヒ・フェージング（Rayleigh fading）の影響で1つ以上の有効なパスが一時的に消滅したときに生じる。

【0045】

遅延拡散の差がある閾値を越えたとき、調整サンプル $A(m)$ は0にされる。このため、PN発生器の位相は調整されず、従って、サーチウィンドウ位置は同じままである。この結果、調整計算のアルゴリズムは以下の式のようになる。すなわち、

【数7】

$$A(m) = \begin{cases} \varepsilon(m), & |C_0(m)| \leq T_0, \\ 0, & |C_0(m)| > T_0 \end{cases} \quad (5)$$

10

ただし、遅延拡散 $(m) = 0$, である。

ここで状態 $C_0(m)$ は、

$$C_0(m) = \text{遅延拡散}(m) - \text{遅延拡散}(m-1) \quad (6)$$

で表わされ、 T_0 は遅延拡散の差の閾値である。

【0046】

パルス成形フィルタリング及びパス選択ユニットの動作により、ノイズの影響によりあらゆる特定のパス位置は少ないサンプル内で変動する可能性があり、そのため新たなパスが生じなくても遅延拡散は変動し得る。従って、閾値 T_0 は0に等しい理想値には設定されないが、いくつかの0ではない値、例えば、 $T_0 = 4$ に設定される。移動局が移動中で遅延拡散が時間毎に動的に変化する実際の状況では、制御信号 $A(m)$ は遅延拡散の大きな変化が最初に検出された単一の反復においてのみ0となる。その後遅延拡散の差はサーチウィンドウの調整が可能な小さな値に減少する。

20

【0047】

この誤差信号の非線形フィルタリングは、現在の遅延拡散が0であり直前の遅延拡散値との差が閾値より小さい場合には適用されない。このような状況はサーチャで推定したパワー遅延プロファイルが瞬間的なノイズだけからなり、パス選択ユニットはランダムな遅延及び0の遅延拡散を伴う偽のパルス1つだけしか見つけられない。1つの連続した反復でこれが起こると、遅延拡散間の差は0となり、式(5)の上記の誤差検証の条件が満たされて誤った調整信号値は無視される。

30

【0048】

従って、現在の遅延拡散が0のとき、調整信号は以下のように生成される。すなわち、

【数8】

$$\begin{aligned}
 A(m) &= T_1 \cdot \text{sgn}[\varepsilon(m)], \text{ただし} \\
 &\quad \text{遅延拡散}(m) = 0 \\
 |C_0(m)| &\leq T_0 \\
 |C_1(m)| &> T_1,
 \end{aligned} \tag{7}$$

及び

10

$$\begin{aligned}
 A(m) &= \varepsilon(m), \text{ただし} \\
 &\quad \text{遅延拡散}(m) = 0, \\
 |C_0(m)| &\leq T_0 \\
 |C_1(m)| &\leq T_1, \quad (|C_n(m)| \leq T_1)
 \end{aligned} \tag{8}$$

20

ここで

$$C_1(m) = |\varepsilon(m)| - |\overline{A(x)}|, \tag{9}$$

及び $T_1 = 4$ は調整量の閾値である。また、

【数 9】

30

$$|\overline{A(x)}|$$

は、ある選択された時間間隔内で周期的に計算される調整量の平均値であり、例えば、

【数 10】

$$|\overline{A(x)}| = \frac{1}{N_{av}} \sum_{I=(x-1) \cdot N_{av}}^{x \cdot N_{av}-1} |A(I)| \tag{10}$$

40

であり、ここで、 $x = \text{整数}(m / N_{av})$ である。上記の分析を考慮すると、遅延拡散をその 2 乗値で置き換えると（閾値 T_0 については同じとする）同じことが期待でき、デジタル信号プロセッサではより実現が容易となる。

【0049】

その後、調整信号 $A(m)$ は積分されてサーチウィンドウ位置制御信号 $W(m)$ が生成され、

$$W(m) = W(m-1) + A(m) \tag{11}$$

であり、これはタイミングコントロールユニット 56 を介した入力信号に関する PN 系列発生器の相対位相、すなわち発生された PN 系列の位置又は逆方向の時間シフトを決定す

50

る。PN発生器58がフィードバックループ及び制御可能なクロック周波数を有するシフトレジスタで実現されていれば、積分器112は使用されず調整信号A(m)がPN発生器58にフィードバックされて積分器として機能する。あらゆる場合において、正の値の制御信号は発生されたPN系列に付加的遅延をもたらし、負の値は発生されたPN系列を促進させる。実際の実施においては、PNチップの整数に対応するようにトラッキング制御信号を量子化するのが望ましい。データシンボルとPN系列のタイミングには決まった関係があるので、PN系列の位相の遅延又は促進はフレーム、スロット、及びデータの同期に同じように影響する。このため、タイムスロットの同期に応じたパイロットデマルチプレクサ76の適切な機能化が保証される。

【0050】

サーチウィンドウの中心にチャネルインパルス応答を保つことに加え、ウィンドウトラッキングユニット70はサーチウィンドウの調整値に従って選択されたパス遅延 τ_1, \dots, τ_N を変更する。すなわち、サーチャー60が変化したウィンドウ位置に対応する新たなパス遅延を求める前に、1フレーム期間の遅延がある。この時間内に、PN発生器58によって発生された逆拡散するPN系列の位相は、RAKE復調器54で組み合わせる正しいパスに対して既に調整されているが、新たに求められた正しいパス遅延がパス選択ユニットから到着するまで、既にわかったパス遅延を一時的に調整する必要がある。

【0051】

本発明を特定の実施形態に関して説明したが、本発明がここに記載され説明された特定の実施形態に限定されるものではないことは当業者には理解されよう。上記に記載し説明したものに異なったフォーマット、実施形態、及び変形を加えること、並びに多数の変更、変形例、及び等価な構成も本発明を実現するのに使用され得る。従って、本発明を好適な実施形態に関して説明したが、これらの開示は本発明を説明するための例示的なものであり、十分かつ実施可能な開示を提供することのみを意図したものである。従って、本発明は特許請求の範囲の要旨及び範囲によってのみ規定される。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明が適用され得るセルラ無線通信システムの機能ブロック図である。

【図2】 移動局と基地局との間のマルチパス伝搬を示す図である。

【図3】 本発明の原理を示すマルチパスチャネルインパルス応答の遅延プロファイルを示すグラフである。

【図4】 本発明が適用され得るCDMA受信機の例示的实施形態を示す図である。

【図5】 送信され、処理され、図4の受信機で復調される情報信号の例のフォーマットを示す図である。

【図6】 本発明が好適に適用され得る図4に示されたマルチパスサーチプロセッサの機能ブロック図である。

【図7】 図6のマルチパスサーチプロセッサのセレクタの機能ブロック図である。

【図8】 図6のマルチパスサーチプロセッサのチャネル推定器の1つの機能ブロック図である。

【図9】 図8に示されたチャネル推定器の逆拡散器の機能ブロック図である。

【図10】 本発明の実施形態によるウィンドウトラッキングユニットの機能ブロック図である。

【図11】 本発明の別の実施形態によるウィンドウトラッキングユニットの機能ブロック図である。

【図12】 本発明の一実施形態によるサーチウィンドウ遅延トラッキング手順を示すフローチャートである。

【図13】 本発明の実施形態によるサーチウィンドウ遅延トラッキング手順を更に示すフローチャートである。

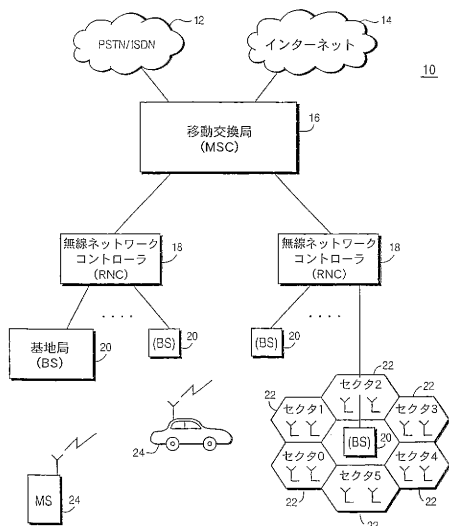
10

20

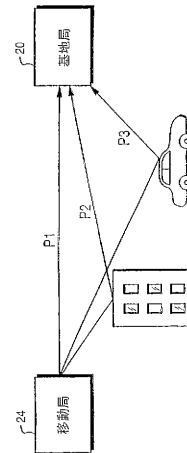
30

40

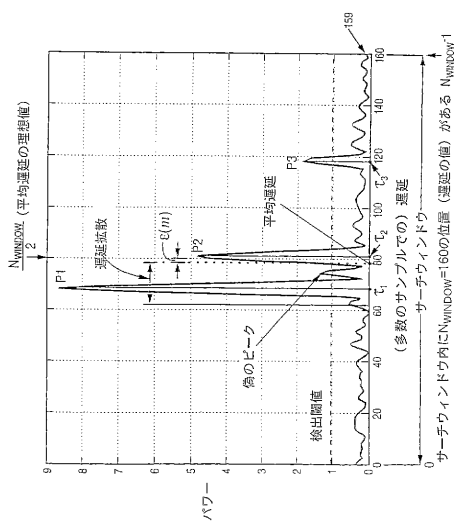
【 図 1 】



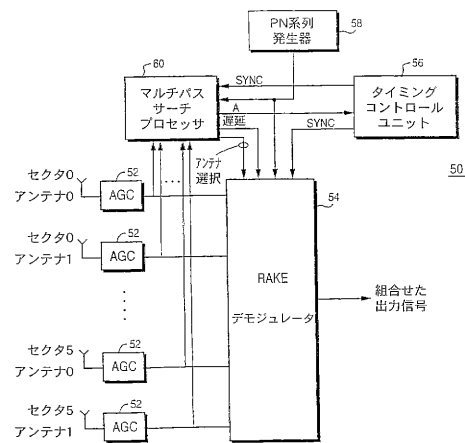
【圖 2】



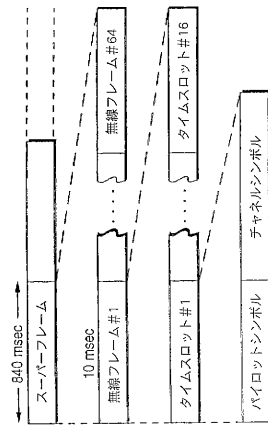
【圖 3】



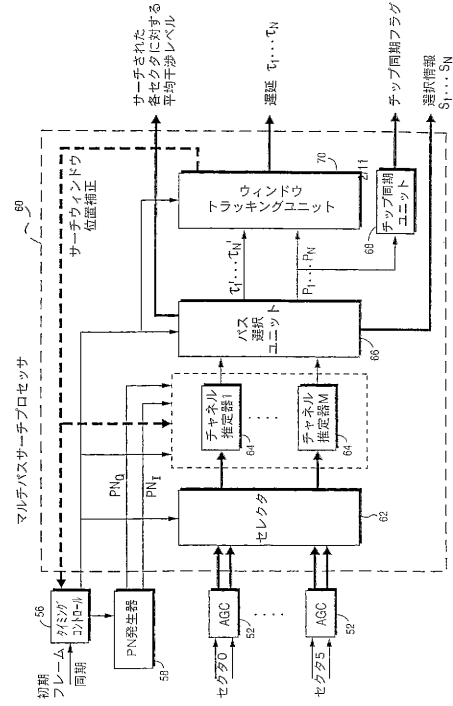
【 図 4 】



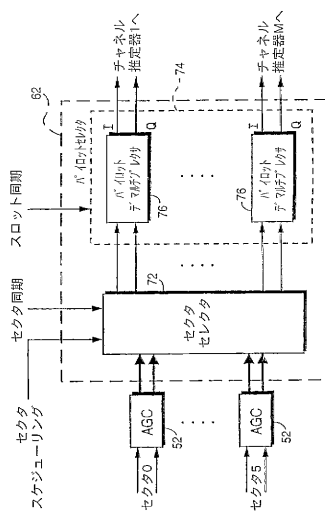
【図 5】



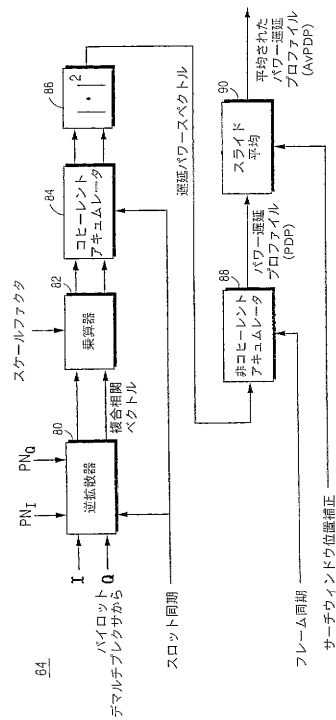
【図 6】



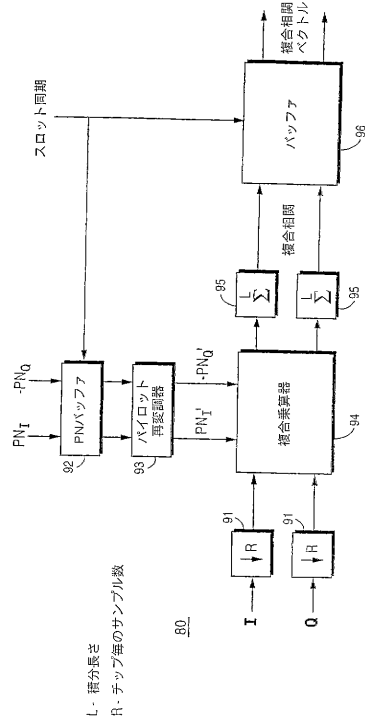
【図 7】



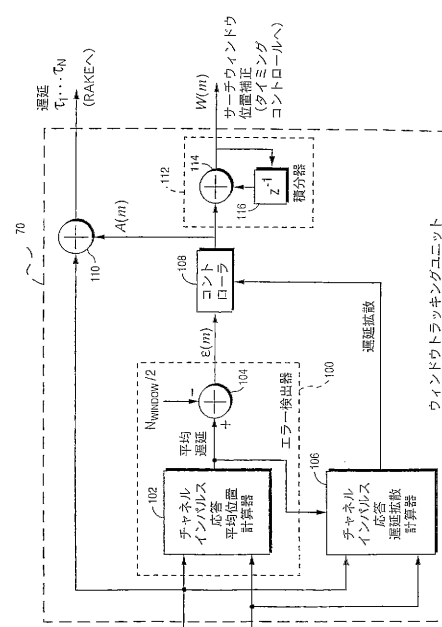
【図 8】



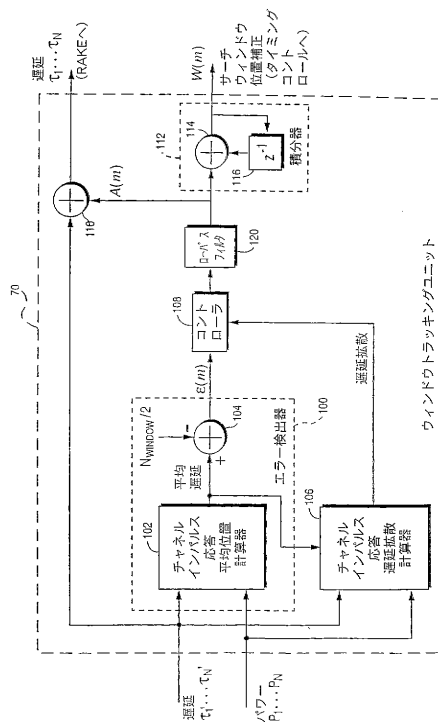
【図 9】



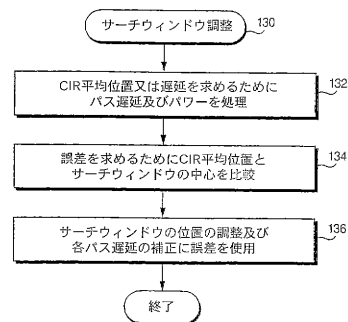
【図 10】



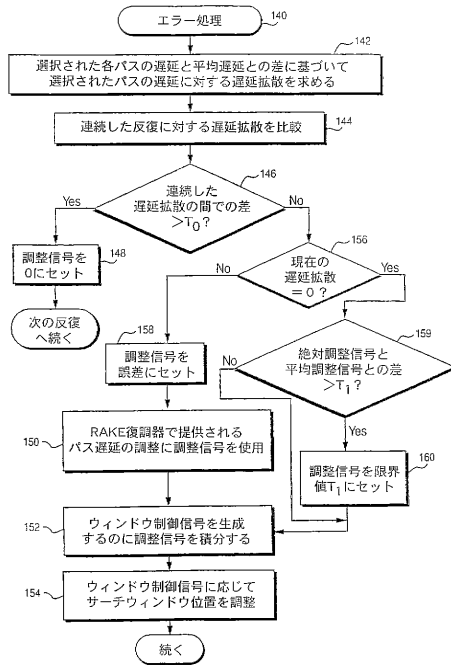
【図 11】



【図 12】



【図 13】



フロントページの続き

- (72)発明者 フランク, ゲオルグ
ドイツ国 ニュールンベルグ デー - 9 0 4 2 5 , キーラー シュトラーセ 2 6 アー
(72)発明者 シュリスト, マシアス
ドイツ国 エアランゲン デー - 9 1 0 5 8 , トイブリンシュトラーセ 3 3
(72)発明者 クラング, イェラン
スウェーデン国 ソルナ エス - 1 6 9 5 0 , ロサンダヴェーゲン 1 2 1 エー

審査官 高野 洋

- (56)参考文献 特表平 0 9 - 5 1 1 8 9 3 (J P , A)
特開平 0 6 - 2 4 4 8 8 1 (J P , A)
特開平 0 9 - 3 2 1 6 6 4 (J P , A)
特開平 0 8 - 1 1 6 2 9 3 (J P , A)
特表平 0 9 - 5 0 3 3 7 4 (J P , A)
特開平 0 9 - 0 6 9 8 0 0 (J P , A)
特開平 0 9 - 2 9 8 4 9 1 (J P , A)
特開平 1 1 - 2 9 8 4 0 1 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H04B 1/707
H04B 7/02