

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3961703号
(P3961703)

(45) 発行日 平成19年8月22日(2007.8.22)

(24) 登録日 平成19年5月25日(2007.5.25)

(51) Int. Cl.

H04J 13/02 (2006.01)

F I

H04J 13/00

F

請求項の数 30 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願平11-16803	(73) 特許権者	398012616
(22) 出願日	平成11年1月26日(1999.1.26)		ノキア コーポレイション
(65) 公開番号	特開平11-261528		フィンランド エフイーエンーO2150
(43) 公開日	平成11年9月24日(1999.9.24)		エスプー ケイララーデンティエ 4
審査請求日	平成16年4月1日(2004.4.1)	(74) 代理人	100099759
(31) 優先権主張番号	09/012953		弁理士 青木 篤
(32) 優先日	平成10年1月26日(1998.1.26)	(74) 代理人	100092624
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 鶴田 準一
		(74) 代理人	100102819
			弁理士 島田 哲郎
		(74) 代理人	100122965
			弁理士 水谷 好男
		(74) 代理人	100119987
			弁理士 伊坪 公一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 RAKE受信機、並びにRAKE受信機におけるフィンガー処理要素の割当て及び調整方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

C D M A 通信システムで使用する R A K E 受信機におけるフィンガー処理要素の割当て方法であって、

マルチパスプロファイルを形成する複数のマルチパス信号成分を有する拡散スペクトラム無線周波数(R F)信号を受信する受信ステップと、

前記マルチパスプロファイルを測定して測定値の系列を獲得する測定ステップであって、前記系列内の隣接する測定値は、所定のタイミング分解能によって分離され、前記各測定値は信号強度を示す振幅を有するような測定ステップと、

前記測定値の系列内のどの測定値が最高の信号強度を有するかを判定することによって、復調するための前記 R F 信号の最良の候補パスを識別する識別ステップと、

少なくとも前記最良の候補パスに対する測定値及びそれに隣接する測定値の関数として、前記最良の候補パスに対するタイミングオフセットを導出する導出ステップであって、前記導出されたタイミングオフセットは、前記所定のタイミング分解能よりも高い分解能を有するような導出ステップと、

前記導出されたタイミングオフセットを使って、前記最良の候補パスに前記 R A K E 受信機のフィンガー処理要素を割り当てる割当てステップとを備えることを特徴とする R A K E 受信機におけるフィンガー処理要素の割当て方法。

【請求項2】

前記 R F 信号を復調して同相及び直交成分を獲得する復調ステップをさらに備え、前記測

10

20

定ステップは、前記 R F 信号の前記同相及び直交成分をサンプルするステップと、前記サンプルされた成分を逆拡散するステップと、前記逆拡散された成分を蓄積する蓄積ステップと、前記 R F 信号の測定値を獲得するために前記蓄積された R F 信号の振幅を 2 乗するステップとを有する請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記導出ステップは、前記最良の候補パスに対する測定値及び前記それに隣接する測定値に、実質的にあてはめることによって前記 R F 信号の前記マルチパスプロファイルを近似するための 2 次式を定義するステップと、前記最良の候補パスに対する前記タイミングオフセットを推定するために前記 2 次式のピークに対して解くステップとを有する請求項 1 に記載の方法。

10

【請求項 4】

前記 2 次式は、 $Y = A * t^2 + B * t + C$ (ただし、 t は時間) の形式を有し、その係数は、 $M(0)$ を前記最良の候補パスに対する測定値、 $M(-1)$ 及び $M(1)$ を前記 $M(0)$ に隣接する測定値として、

【数 1】

$$A - B + C = M(-1)$$

$$C = M(0)$$

$$A + B + C = M(1)$$

20

によって定義される線形システムの解である請求項 3 に記載の方法。

【請求項 5】

前記 2 次式の前記ピークは、

【数 2】

$$t = (M(-1) - M(1)) / (2 * (M(-1) + M(1) - 2 * M(0)))$$

30

で生じ (ただし、 t は時間)、前記 2 次式による前記推定タイミングオフセットは t / f (ただし、 f はキャリア周波数) であり、 $1 / f$ は前記所定のタイミング分解能に対応するチップの分数である請求項 4 に記載の方法。

【請求項 6】

前記導出ステップは、修正率を生成するステップと、前記 2 次式による前記推定タイミングオフセットに前記修正率を適用するステップとをさらに有し、前記修正率は、前記 2 次式を使って判定された前記推定タイミングオフセットの集合と、実際のタイミングオフセットと、の差を表す修正曲線に対する指標として、前記 2 次式からの前記推定タイミングオフセットを使って生成される請求項 3 に記載の方法。

40

【請求項 7】

前記導出ステップは、修正率を生成するステップと、前記 2 次式からの前記推定タイミングオフセットに前記修正率を適用するステップとを有し、前記修正率は、バイアスされていない推定器を有するルックアップテーブルに対する指標として、前記 2 次式からの前記推定タイミングオフセットを使って生成される請求項 3 に記載の方法。

【請求項 8】

前記測定値の前記所定のタイミング分解能は $1 / 2$ チップである請求項 1 に記載の方法。

【請求項 9】

50

前記導出されたタイミングオフセットの前記分解能は $1/16$ と $1/4$ との間の範囲内にある請求項 8 に記載の方法。

【請求項 10】

前記導出されたタイミングオフセットの前記分解能は $1/8$ チップである請求項 8 に記載の方法。

【請求項 11】

C D M A 通信システムで使用する R A K E 受信機におけるフィンガー処理要素の割当て方法であって、

マルチパスプロファイルを形成する複数のマルチパス信号成分を有する拡散スペクトラム無線周波数 (R F) 信号を受信する受信ステップと、

前記マルチパスプロファイルを測定して測定値の系列を獲得する測定ステップであって、前記系列内の隣接する測定値は、所定のタイミング分解能によって分離され、前記各測定値は信号強度を示す振幅を有するような測定ステップと、

前記測定値の系列内のどの測定値が最高の信号強度を有するかを判定することによって、復調するための前記 R F 信号の最良の候補パスを識別する識別ステップと、

フィンガー処理要素が利用可能であるかを判定し、もしそうであるならば、少なくとも前記最良の候補パスに対する測定値及びそれに隣接する測定値の関数として、前記最良の候補パスに対するタイミングオフセットを導出するが、前記導出されたタイミングオフセットの分解能は、前記所定のタイミング分解能よりも高く、そして、前記導出されたタイミングオフセットを使って、前記最良の候補パスに前記利用可能なフィンガー処理要素を割り当てる判定ステップとを備えることを特徴とする R A K E 受信機におけるフィンガー処理要素の割当て方法。

【請求項 12】

前記フィンガー処理要素が利用不可能である場合、前記判定ステップはまた、前記最良の候補パスが現在復調されているパスよりも良好であるかを判定し、もしそうであるならば、前記最良の候補パスよりも悪いパスを現在復調している前記フィンガー処理要素に対して、前記導出及び割当てステップを実行する請求項 11 に記載の方法。

【請求項 13】

前記フィンガー処理要素が利用不可能であり、前記候補の最良のパスが現在復調されているパスよりも良好ではない場合、前記導出及び割当てステップは省略される請求項 12 に記載の方法。

【請求項 14】

C D M A 通信システムで使用する R A K E 受信機であって、

マルチパスプロファイルを形成する複数のマルチパス成分を有する拡散スペクトラム無線周波数 (R F) 信号を受信するためのアンテナと、

該アンテナに結合された複数のフィンガー処理要素であって、該各フィンガー処理要素は、前記 R F 信号の特定の伝搬パスに割当てられ、かつ前記 R F 信号の割り当てられた伝搬パスを復調して復調された信号を生成するように構成されるフィンガー処理要素と、

前記アンテナに結合され、前記 R F 信号の前記マルチパスプロファイルを測定して測定値の系列を獲得するよう構成されるサーチャーユニットであって、該サーチャーユニットは、前記測定値の系列内で隣接する測定値を分離する所定のタイミング分解能を有し、前記各測定値は信号強度を示す振幅を有するようなサーチャーユニットと、

前記サーチャーユニットと前記複数のフィンガー処理要素とに結合されるフィンガー割当て及び制御ユニットであって、前記測定値の系列を読み込んで、少なくとも前記最良の候補パスの前記測定値及びそれに隣接する前記測定値の関数として、前記最良の候補パスに対して、前記サーチャーユニットの前記所定のタイミング分解能よりも高い分解能を有するようなタイミングオフセットを導出し、少なくとも前記導出されたタイミングオフセットを使って、前記フィンガー処理要素を前記最良の候補パスに割り当てるように構成されるフィンガー割当て及び制御ユニットと、

前記複数のフィンガー処理要素に結合され、前記フィンガー処理要素のそれぞれから前記

10

20

30

40

50

復調された信号を合成して前記 R A K E 受信機からの出力信号を生成するよう構成される合成器とを備えることを特徴とする R A K E 受信機。

【請求項 1 5】

前記アンテナに結合された入力回路であって、前記受信された R F 信号をフィルタするためのバンドパスフィルタを有するような入力回路と、前記バンドパスフィルタでフィルタされた信号をその同相及び直交成分に復調するための復調器と、前記同相及び直交成分をフィルタするための、前記 R F 信号の送信パルス形状に対応する整合フィルタとをさらに有し、前記入力回路は、前記複数のフィンガー処理要素及び前記サーチャユニットに適用される同相及び直交出力信号を生成する請求項 1 4 に記載の R A K E 受信機。

【請求項 1 6】

前記フィンガー処理要素は、前記 R F 信号の同相及び直交成分を受信し、前記フィンガー処理要素は、前記 R F 信号の同相及び直交成分をサンプルするための前記早期、同時及び末期のサンプル回路を有する請求項 1 4 に記載の R A K E 受信機。

【請求項 1 7】

前記フィンガー処理要素は、前記フィンガー割当て及び制御ユニットによって導出された前記最良の候補パスに対する前記タイミングオフセットに少なくとも応答して、前記早期、同時及び末期のサンプリング回路のタイミングを調整するためのタイミング/制御ユニットさらに有する請求項 1 6 に記載の R A K E 受信機。

【請求項 1 8】

前記フィンガー処理要素は、同相及び直交 P N 系列を使って、前記早期、トラヒックチャンネル及びパイロットチャンネル同時、並びに末期の同相及び直交のサンプルを逆拡散するための、複数の逆拡散器をさらに有する請求項 1 7 に記載の R A K E 受信機。

【請求項 1 9】

前記フィンガー要素は、前記早期、トラヒックチャンネル同時、パイロットチャンネル同時、並びに末期の同相及び直交のサンプルの、多元接続分離を実行するための複数の信号処理ユニットをさらに有し、また前記処理されたサンプルのそれぞれを蓄積するための複数の積分器を有する請求項 1 8 に記載の R A K E 受信機。

【請求項 2 0】

前記フィンガー処理要素は、符号トラッキングループをさらに有し、前記符号トラッキングループは、前記トラヒックまたはパイロットチャンネルの、前記早期及び末期サンプルを受信し、かつ前記早期サンプルと前記末期サンプルとの差に基づくトラッキング調整信号を生成するが、前記トラッキング調整信号は、前記早期、同時及び末期のサンプル回路が復調されているパスのタイミングをトラッキングするように前記タイミング/制御ユニットのタイミングを調整するのに使われる請求項 1 9 に記載の R A K E 受信機。

【請求項 2 1】

前記フィンガー処理要素は、前記トラヒックチャンネルを推定するために、前記パイロットチャンネル同時サンプルを使って前記トラヒックチャンネル同時サンプルを復調する復調器をさらに有する請求項 2 0 に記載の R A K E 受信機。

【請求項 2 2】

前記サーチャユニットは、前記 R F 信号の同相及び直交成分を受信し、前記サーチャユニットは、前記同相及び直交成分をサンプルするためのサンプル回路と、前記サンプルされた成分を逆拡散するための逆拡散器と、前記逆拡散された成分を蓄積するためのアキュムレータと、前記蓄積された R F 信号の振幅を 2 乗するための 2 乗ユニットとを有する請求項 1 4 に記載の R A K E 受信機。

【請求項 2 3】

前記フィンガー割当て及び制御ユニットは、前記最良の候補パスの前記タイミングオフセットを推定するために、前記最良の候補パスに対する前記測定値及び前記それに隣接する測定値にあてはめることによって前記 R F 信号の前記マルチパスプロファイルを近似する 2 次式を定義し、かつ前記 2 次式のピークを解くことによって前記タイミングオフセットを導出する請求項 1 4 に記載の R A K E 受信機。

10

20

30

40

50

【請求項 2 4】

前記 2 次式は、 $Y = A * t^2 + B * t + C$ (ただし、 t は時間) の形式を有し、その係数は、 $M(0)$ を前記最良の候補パスに対する測定値、 $M(-1)$ 及び $M(1)$ を前記 $M(0)$ に隣接する測定値として、

【数 3】

$$A - B + C = M(-1)$$

$$C = M(0)$$

$$A + B + C = M(1)$$

10

によって定義される線形システムの解である請求項 2 3 に記載の R A K E 受信機。

【請求項 2 5】

前記 2 次式の前記ピークは、

【数 4】

$$t = (M(-1) - M(1)) / (2 * (M(-1) + M(1) - 2 * M(0)))$$

20

で生じ (ただし、 t は時間)、前記 2 次式による前記推定タイミングオフセットは t / f (ただし、 f はキャリア周波数) であり、 $1 / f$ は前記所定のタイミング分解能に対応するチップの分数である請求項 2 4 に記載の R A K E 受信機。

【請求項 2 6】

前記フィンガー割当て及び制御ユニットは、修正率を生成しかつ前記 2 次式からの前記推定タイミングオフセットに前記修正率を適用し、前記修正率は、前記 2 次式を使って判定された前記推定タイミングオフセットの集合と、実際のタイミングオフセットと、の差を表す修正曲線に対する指標として、前記 2 次式による前記推定タイミングオフセットを使って判定される請求項 2 3 に記載の R A K E 受信機。

30

【請求項 2 7】

前記フィンガー割当て及び制御ユニットは、修正率を生成しかつ前記 2 次式からの前記推定タイミングオフセットに前記修正率を適用するステップとを有し、前記修正率は、バイアスされていない推定器を有するルックアップテーブルに対する指標として、前記 2 次式からの前記推定タイミングオフセットを使って判定される請求項 2 3 に記載の R A K E 受信機。

【請求項 2 8】

C D M A 通信システムで使用する R A K E 受信機におけるフィンガー処理要素の調整方法であって、

40

マルチパスプロファイルを形成する複数のマルチパス信号成分を有する拡散スペクトラム無線周波数 (R F) 信号を受信する受信ステップと、

フィンガー処理要素を使って早期、同時及び末期のサンプルを獲得するために前記拡散スペクトラム R F 信号の前記マルチパス信号成分の 1 つをサンプルするサンプルステップと、

少なくとも前記サンプルされたマルチパス信号成分の前記早期、同時及び末期のサンプルの関数として、前記同時サンプルに対するタイミングオフセットを導出する導出ステップと、

前記導出されたタイミングオフセットを使って前記サンプルされたマルチパス信号成分の

50

前記同時サンプルのタイミングをトラッキングするよう前記フィンガー処理要素を調整する調整ステップとを備えることを特徴とする R A K E 受信機におけるフィンガー処理要素の調整方法。

【請求項 29】

前記導出ステップは、前記早期、同時及び末期のサンプルに実質的にあてはめる 2 次式を定義するステップと、前記同時サンプルに対して前記タイミングオフセットを推定するために前記 2 次式のピークを解くステップとを有する請求項 28 に記載の方法。

【請求項 30】

前記導出ステップはまた、修正率を生成するステップと、前記 2 次式による前記推定タイミングオフセットに前記修正率を適用するステップとを有する請求項 29 に記載の方法。

10

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、一般的に拡散スペクトラム通信の分野に関し、特に符号分割多元接続 (C D M A) R A K E 受信機におけるフィンガー処理要素 (finger processing elements) の割当てに関する。

【0002】

【従来の技術】

符号分割多元接続 (C D M A) は拡散スペクトラム通信についての技術であり、移動ワイヤレス通信システム (例えばデジタルセルラー無線システム) において普及しつつある。C D M A システムでは、基地局は、単一の周波数帯域で、多数の加入者移動局へ別個の情報信号を同時に送信するので、時間領域及び周波数領域は全ユーザによって同時に共有される。C D M A システムは他の多元接続システム (例えば周波数分割多元接続及び時分割多元接続) よりも、増加スペクトル比視感度 (spectral efficiency) の増加や、以下に説明するような、パスダイバーシチ技術 (path diversity technique) を使って信号フェージングの効果を軽減する能力のような、多くの利点を有する。

20

【0003】

送信の前に、基地局は、疑似雑音 (pseudo-noise:PN) 系列と呼ばれるユニークなシグネチャ系列 (unique signature sequence) によって移動局のそれぞれに対して向けられた個々の情報信号を多重化する。この P N 系列は、時間オフセットで長い疑似雑音を多重化することによって形成されるが、その時間オフセットは、各移動局にユニークな短い符号、例えばウォルシュ符号と共に、ネットワークにおける多様な基地局の区別に使われる。シグネチャ系列による情報信号の多重化は、ビットレートからチップレートへ送信レートを増加させることによって信号のスペクトラムを拡散する。そして全加入者移動局に向けられた拡散スペクトラム信号は、基地局によって同時に送信される。受信時は、受信した信号に、移動局の割り当てられたユニークなシグネチャ系列を掛けることによって、各移動局は受信した拡散スペクトラム信号を逆拡散する。そしてその結果は、特定の移動局に向けられた情報信号を、他の移動局に向けられた他の信号から分離するために積分される。他の移動局に向けられた信号は、雑音として現われる。C D M A システムの構造及び動作はよく知られている通りである。例えば、Andrew J. Viterbi, 「CDMA Principles of Spread Spectrum Communication (拡散スペクトラム通信の C D M A 原理)」、Addison-Wesley Publishing, 1995 や、Marvin K. Simon, Jim K. Omura, Robert A. Scholtz, and Barry K. Levitt, 「Spread Spectrum Communications Handbook (拡散スペクトラム通信ハンドブック)」、McGraw-Hill, Inc., 1994などを参照されたい。

30

40

【0004】

他の多元接続電気通信システムよりも C D M A システムが有利である点は、C D M A システムは、到来する無線周波数 (R F) 信号のパスダイバーシチを利用することができる点である。C D M A 信号は、「マルチパス (multipath)」と呼ばれるいくつかの独立なパスを有するチャネルを介して、送信機から受信機へ伝送される。各マルチパスは、情報信号が送信機と受信機との間でやり取りされる別個のルートを表している。そのように送信さ

50

れた信号は、複数のマルチパス信号すなわち「マルチパス」として受信機に現れる。各マルチパスは、任意のタイミング遅延で受信機に到着してもよく、また各マルチパスは、いつでも信号フェージングに起因する種々の信号強度を有する可能性がある。

【0005】

C D M Aシステムは、このパスダイバーシチを利用するために、移動局及び基地局において「R A K E」受信機を使用する。R A K E受信機は、ある基準（例えば照準線遅延:line-of-sight delay）と比較して1つ又はそれより多いマルチパスのそれぞれによってもたらされるタイミング遅延を推定し、最高の信号強度を有するマルチパスを受信するために、その推定タイミング遅延を使う。典型的なR A K E受信機は、複数（例えば3～6）のR A K Eブランチ（rake branch）あるいは「フィンガー（finger）」を有する。各フィンガーは独立した受信機ユニットであり、そのユニットはフィンガーに割り当てられたある受信マルチパスをアセンブルし復調する。R A K E受信機はまた個別の「サーチャー（searcher）」を有し、そのサーチャーは、受信機の割り当てられたシグネチャ系列を使って送信された情報信号の種々の信号要素を見つけ出し、種々の信号要素の位相を検出する。各フィンガーのタイミングは、わずかに異なる遅延で受信機に到着してサーチャーによって見つけれられた特定のマルチパスと相関するように制御される。従って各フィンガーは、マルチパスの到着に一致するようにそのタイミングを制御することによって特定のマルチパスに「割り当て」られる。各フィンガーからの復調された出力は、1つのマルチパスを表しており、次には高品質の出力信号に合成されるが、その出力信号は、復調された各マルチパスから受信したエネルギーを合成する。R A K E受信機の実現は、一般に正逆両方のC D M Aチャネルとして公知である。例えば、R. Price and P. E. Green, Jr., 「A Communication Technique for Multipath Channel（マルチパスチャネルの通信技術）」、46 Proc. Inst. Rad. Eng. 555-70 (March 1958) や、G. Cooper and C. McGillem の「Modern Communication and Spread Spectrum（現代の通信及び拡散スペクトラム）」、Chapter 12, McGraw-Hill, NY, 1986 を参照されたい。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

一般にR A K E受信機は、 $1/2$ チップ分解能（すなわち $-0.25/+0.25$ チップ分解能）を有するサーチャーを使ってチャネルを推定し、そしてフィンガーは同じ分解能を使って割り当てられる。フィンガー割当ての分解能によって、受信信号とフィンガーにおいて局地的に生じた疑似雑音（P N）系列との間に、タイミングミスアライメントが生じるが、そのフィンガーによって結果的に信号対雑音比（S N R）を削減するか、削減されたフレームエラーレート（Frame Error Rate:FER）性能が発生する。例えば、サーチャー及びフィンガー割当てに対する $1/2$ チップ分解能で、結果的に生じた 0.25 チップのタイミングミスアライメントは1 dBのオーダーでのS N Rの削減をもたらす。受信機は、そのような割当てエラーを修正するために一般に遅延ロックループを有するが、初期タイミングミスアライメントに起因する損失は、C D M A移動局が直面しているダイナミックな環境においては重大になるが、そこではフィンガー再割当ては、5～10フレーム毎の度に行われてもよい。遅延ロックループは、典型的には2フレームのオーダーでこのような初期タイミングミスアライメントを修正する必要があるが、また遅延ロックループは遅すぎるので、初期フィンガー割当てのタイミングミスアライメントが受信機性能において無視できないような影響を有してしまうことになる。

【0007】

初期フィンガー割当てによってもたらされるタイミングミスアライメントに関係する性能の問題点を減らす一つのやり方は、チャネルを推定するために、改良された分解能を有するサーチャーを使うことである。例えば、 $1/4$ あるいは $1/8$ チップ分解能を有するサーチャーを使うことができる。しかし、このような高分解能のサーチャーのハードウェア実現は、 $1/2$ チップ分解能のサーチャーの実現よりも複雑であり、C D M A移動局の構築に対して経済的でも実用的でもない。別のやり方では、初期フィンガー割当ての後に直接、速い時定数を有する遅延ロックループを使うが、ある時間間隔のあと、より短い時定

10

20

30

40

50

数が続く。しかし、このような遅延ロックループのハードウェア実現はまたより複雑であり、初期フィンガー割当てでは重大なタイミングミスアライメントを結果としてまだ生じてしまう。それゆえ、サーチャーあるいは遅延ロックループに対するハードウェア実現の複雑さを増加させることなく、R A K E受信機におけるフィンガー割当ての更新だけではなくフィンガーの初期割当てをも改良することが望ましい。

【0008】

【課題を解決するための手段】

本発明の利点は、従来のR A K E受信機のタイミングミスアライメントと比較して、タイミングミスアライメントを減少させたC D M A R A K E受信機におけるフィンガー割当ての判定方法を提供することである。この方法によって初期フィンガー割当ての結果生じて

10

【0009】

本発明の利点はまた、サーチャーの分解能よりも高い分解能でのフィンガー割当ての判定方法を提供することである。

本発明のさらなる利点は、タイミングミスアライメントが減少するような改善された初期フィンガー割当てを有するR A K E受信機を提供する。

本発明の別のさらなる利点は、どのようなマルチパス信号をトラッキングしている間でもフィンガー割当てを更新するような、改善された能力を有するR A K E受信機を提供することである。

20

【0010】

本発明のまた別の利点は、C D M A通信システム内の基地局及び移動局で使うことができるフィンガー割当ての判定の改善された能力を、このために使用するR A K E受信機及び方法を提供することである。

本発明の1つの実施態様は、C D M A通信システムで使用されるR A K E受信機におけるフィンガー処理要素の割当て方法に関する。この方法は、マルチパスプロファイルを形成する複数のマルチパス信号成分を有する拡散スペクトラム無線周波数(R F)信号を受信する受信ステップと、プロファイルを測定して測定値の系列を獲得する測定ステップとを有する。系列内の隣接する測定値は、所定のタイミング分解能によって分離されるが、各測定値は信号強度を示す振幅を有する。この方法はまた、測定値の系列内のどの測定値が最高の信号強度を有するかを判定することによって、復調するためのR F信号の最良の候補パス(candidate path)を識別する識別ステップと、少なくともパスに対する測定値及びそれに隣接する測定値の関数として、最良の候補パスに対するタイミングオフセットを導出する導出ステップと、導出されたタイミングオフセットを使って最良の候補パスにフィンガー処理要素を割り当てる割当てステップとを有する。導出されたタイミングオフセットは、所定のタイミング分解能よりは高い分解能を有する。

30

【0011】

本発明の別の実施態様は、C D M A通信システムで使われるR A K E受信機におけるフィンガー処理要素の割当て方法に関する。この方法は、マルチパスプロファイルを形成する複数のマルチパス信号成分を有する拡散スペクトラム無線周波数(R F)信号を受信する受信ステップと、プロファイルを測定して測定値の系列を獲得する測定ステップとを有する。系列内の隣接する測定値は、所定のタイミング分解能によって分離されるが、各測定値は信号強度を示す振幅を有する。この方法はまた、測定値の系列内のどの測定値が最高の信号強度を有するかを判定することによって、復調するためのR F信号の最良の候補パスを識別する識別ステップと、フィンガー処理要素が利用可能かを判定する判定ステップとを有する。もし利用可能であるならば、タイミングオフセットは、少なくともパスに対する測定値及びそれに隣接する測定値の関数として、最良の候補パスに対して導出される。そして導出されたタイミングオフセットは、最良の候補パスに利用可能なフィンガー処理要素を割り当てるために使われる。導出されたタイミングオフセットの分解能は、所定のタイミング分解能より高い。

40

50

【0012】

本発明のまた別の実施態様は、C D M A通信システムにおいて使われるR A K E受信機に関する。このR A K E受信機は、マルチパスプロファイルを形成するマルチパス成分を有する拡散スペクトラム無線周波数(R F)信号を受信するためのアンテナと、アンテナに結合されたフィンガー処理要素とを有する。各フィンガー処理要素は、R F信号の特定の伝搬パスに割当て可能であり、復調された信号を生成するように割り当てられたパスを復調することができる。アンテナに結合されたサーチャユニットは、R F信号のマルチパスプロファイルを測定して測定値の系列を獲得する。サーチャユニットは、系列内で隣接する測定値を分離する所定のタイミング分解能を有するが、各測定値は信号強度を示す振幅を有する。サーチャユニットとフィンガー処理要素とに結合されたフィンガー割当て及び制御ユニットは、測定値の系列を読み込んで、その系列内のどの測定値が最高の信号強度を有するかを判定することによって復調するためのR F信号の最良の候補パスを識別し、少なくともこれらのパスおよびそれに隣接する測定値の関数として最良の候補パスに対してタイミングオフセットを導出して、少なくとも導出されたタイミングオフセットを使ってフィンガー処理要素を最良の候補パスに割り当てる。導出されたタイミングオフセットは、サーチャユニットの所定のタイミング分解能よりも高い分解能を有する。合成器は、フィンガー処理要素のそれぞれからの復調された信号を合成し、R A K E受信機からの出力信号を生成する。

10

【0013】

本発明の別の実施態様は、C D M A通信システムで使用するR A K E受信機のフィンガー処理要素の調整方法に関する。この方法は、マルチパスプロファイルを形成する複数のマルチパス信号成分を有する拡散スペクトラム無線周波数(R F)信号を受信する受信ステップを有する。拡散スペクトラムR F信号のマルチパス信号要素の1つは、フィンガー処理要素を使って早期、同時および末期のサンプルを獲得するためにサンプルされ、タイミングオフセットは、サンプルされたマルチパス信号成分の少なくとも早期、同時および末期のサンプルの関数として、同時サンプルに対して導出される。フィンガー処理要素は、導出されたタイミングオフセットを使って、サンプルされたマルチパス信号成分の同時サンプルのタイミングをトラッキングするよう調整する。

20

【0014】

【発明の実施の形態】

本発明を理解することは、添付した図面を参照して本発明の好適な実施例の以下の詳細な説明を考慮することによって容易になる。

30

符号分割多元接続(C D M A)通信システムで使用するC D M A R A K E受信機が図1に示されている。R A K E受信機は、アンテナ要素12、入力回路14、複数のフィンガー処理要素又は「フィンガー」16、サーチャユニットまたは「サーチャ」18、フィンガー割当て及び制御ユニット20、並びに合成器要素22を有する。典型的な実施例は、移動ユニットの受信機におけるR A K E受信機に関するが、ここで説明される原理は、基地局受信機におけるR A K E受信に対しても適用してもよいことに注目すべきである。

【0015】

アンテナ要素12は、1つ又はそれより多いC D M A基地局(図示せず)によって送信される拡散スペクトラム無線周波数(R F)信号24を受信する。入力回路14は、アンテナ要素12からのR F信号24を受信して第1の復調器26、バンドパスフィルタ28、第2の復調器30、及び整合フィルタ32を使ってそれを処理する。復調器26は、R F信号24にキャリア周波数信号34を掛け、バンドパスフィルタ28は、通常のC D M A通信システムの帯域幅で積をフィルタして中間周波数(I F)信号36を生成する。復調器30は、その信号を分割してかつそのブランチ(branch)にキャリア周波数信号34の同相及び直交成分のそれぞれを掛けることによって、帯域幅でI F周波数36をダウン変換(downconvert)する。整合フィルタ32は、結果生じた同相及び直交の信号を、C D M A通信システムの送信パルス形状で処理して、同相及び直交の信号成分38及び40をそれぞれ生成する。

40

【0016】

50

各フィンガー16はそれぞれ、同相及び直交信号成分38及び40の両方を受信し、RF信号24の個々のマルチパスに復調するよう割り当てられる。図1には3つのフィンガーが示されているが、RAKE受信機10は他の数(例えば、4、5、6など)のフィンガーを有してもよく、それは、他の伝搬パスに割り当てられ復調されてもよい。フィンガー16は、図1においては重ね合された関係で示されており、第1のフィンガー(すなわちフィンガー1)は他のフィンガー(すなわちフィンガー2、フィンガー3など)の上にある。各フィンガーはフィンガー1に対して詳細に示されるような構造を有する。

【0017】

各フィンガー16は、同相及び直交成分をそれぞれ、早期、同時および末期にサンプリングするサンプリング回路(sampler)42, 44, 46を有する。下付き文字I(例えば42_I, 44_I, 46_I)およびQ(例えば42_Q, 44_Q, 46_Q)は、サンプリング回路がそれぞれ同相成分と直交成分をサンプルすることを示している。同時サンプル48_I, 48_Qのタイミングは、タイミング/制御ユニット52によって生成されるサンプルタイミング信号50に依存する。早期サンプリング54_I, 54_Q並びに末期サンプリング56_I, 56_Qのタイミングはそれぞれ、遅延要素58, 60の組に依拠する遅延時間によって、同時サンプル48_I, 48_Qのタイミングに関連して進められ遅延させられる。

【0018】

各フィンガー16は、コヒーレントな受信機であり、コヒーレントな検出に対して基準パイロットチャネル(reference pilot channel)を使う。それゆえ、同時サンプル48_I, 48_Qは、トラヒックチャネル及びパイロットチャネル両方のサンプルを有する。パイロットチャネルは、トラヒックシンボルに埋め込まれた基準シンボルと、個々の物理チャネルで送信される連続するパイロット信号とのどちらでもよい。そして、早期、同時及び末期の同相信号及び直交信号は、乗算器62と同相及び直交PN系列PN_I, PN_Qとを使ってそれぞれ逆拡散される。PN_I及びPN_Qは、入力信号としてサンプルタイミング信号50を使ってPN生成器63によって生成される。直交拡散は、例えば、「Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System(デュアルモード広帯域拡散スペクトラムセルラーシステムのための移動局ベースの局互換に関する規定)」と題されたIS-95規定に準拠してもよい。逆拡散信号は信号処理要素64, 66, 68, 70によって動作し、それは例えば多元接続分割を実行する。要素64, 66, 68, 70からの出力信号は、積分器72, 74, 76, 78によって蓄積されて、蓄積された信号80, 82, 84, 86をそれぞれ形成する。

各フィンガー16は、符号トラッキンググループ88を有し、それは、トラヒックチャネル又はパイロットチャネル82, 84, 86の、早期及び末期サンプルを受信し、かつ早期サンプルと末期サンプルとの差に基づくトラッキング調整信号90を生成する。チャネルは、早期サンプルと末期サンプルとの差が実質的にゼロになるとき、正確に推定できる。トラッキング調整信号90がタイミング/制御ユニット52に印加されて、サンプルタイミング信号50はフィンガー16によって復調されているマルチパスのタイミングをトラッキングするようになる。トラッキングによって、例えば発信機と受信機10との間の関係動作に依拠するマルチパスのタイミングが変化する。各フィンガー16はまた復調器ユニット92を有し、この復調器ユニット92は、パイロットチャネル同時サンプル82を使ってトラヒックチャネル同時サンプル80を復調してトラヒックチャネルを推定する。そして各フィンガー16によって生成された復調出力シンボル94は、時配列され(time-aligned)、合成器22で合成されて高品質出力信号96を形成する。従って、高品質出力信号96は、フィンガー16の各々が割り当てられたマルチパスのそれぞれを通じて伝播された送信エネルギーを効果的に有することになる。同相及び直交成分38, 40はまた、マルチパス環境を測定するためにサーチャユニット18によってそれぞれ処理される。サーチャユニット18による測定値の系列98は、以下に説明するように、フィンガー割当て及び制御ユニット20において減少させられ、次に、フィンガー16を割り当てるか、フィンガー16を割り当てないようにするか、あるいはマルチパスに既に割り当てられているフィンガー16を使い続けるかを決定するために、ユニット20によって使われる。ユニット20からの信号100は、RAKE受信機10に対して初期フ

10

20

30

40

50

インガー割当てをするために、フィンガー16のそれぞれのタイミング/制御ユニット52に印加される。

【0019】

バンドパスフィルタ28及び整合フィルタ32によって実行されるフィルタリングは、帯域外の干渉やノイズを除去し、また整合フィルタ32は、付加的な白色ガウスノイズチャネルの仮定の下で、最適な性能にあうような送信信号のパルス形状を整合する。しかし、バンドパスフィルタ28のよく知られた効果は、PN系列の相関特性を低下させることである。例えばR.Dixon, 「Spread Spectrum Systems with Commercial Applications (商業アプリケーションでの拡散スペクトラムシステム)」第3版、Wiley Interscience, p.264(1994)を参照されたい。この低下は、A.Viterbi, 「CDMA Principles of Spread Spectrum Communication (拡散スペクトラム通信のCDMA原理)」、Addison-Wesley, Chapter 3 (1995)にある導関数(derivations)を使って計算することができる。例えば、次式によって与えられようなベースバンドでの受信信号を仮定する。

【0020】

【数5】

$$\sum_k (m(k)a_n^I(k)\delta(t-kT_c)\cos(2\pi ft + \phi) + m(k)a_n^Q(k)\sin(2\pi ft + \phi)) * h(t-kT_c) \quad (1)$$

【0021】

ここで、 $m(k)$ は k 番目のシンボルであり、 a_n^I は同相PN系列であり、 a_n^Q は直交PN系列であり、 T_c はチップ期間であり、 f はキャリア周波数であり、 ϕ は未知の相であり、 $h(t)$ は送信機のバンドパスフィルタインパルス応答である。項 $m(k)$ はチップ N_c の数にわたって一定であり、パイロットチャネルに対しては分かるが、トラヒックチャネルに対しては分からない。

【0022】

図2を参照すると、サーチャユニット18は、図示されるようなサーチエンジン要素を有する。サーチャユニット18は、同相サンプル回路102_Iと、直交サンプル回路102_Qと、逆拡散器要素104と、アキュムレータ106_I、106_Qと、振幅2乗ユニット108とを有する。整合フィルタリングを完全に行うと仮定すると、逆拡散器要素104への同相信号入力110_Iは次式によって得られる。

【0023】

【数6】

$$\sum_k (a_n^I(k)\cos\phi + a_n^Q(k)\sin\phi)h(t-kT_c) * h'(t) \quad (2)$$

【0024】

逆拡散器要素104への直交入力110_Qは次式によって得られる。

【0025】

【数7】

$$\sum_k (a_n^Q(k)\cos\phi - a_n^I(k)\sin\phi)h(t-kT_c) * h'(t) \quad (3)$$

【0026】

ここで、 $h'(t)$ は整合フィルタ32のインパルス応答である。逆拡散器104は合成逆拡散器(complex de-spreader)であり、各チップサンプルに $a_n^I(k) - ja_n^Q(k)$ を掛ける。 $H(t-kT_c) = H(t-kT_c) * h'(t)$ とすると、アキュムレータ106の出力における信号112(干渉項を無視)は、

【0027】

【数8】

10

20

30

40

50

$$N_c H(\text{delay}) e^{-j\phi}$$

【0028】

であり、ここで delay は合成逆拡散器104で生成されたPNタイミングの少量の遅延である。振幅2乗ユニット108は測定値 $98H(\text{delay})^2$ に比例するように任意の初期相を取り除く。IS-95互換のシステムで整合フィルタリングが完全に行われると仮定すると、損失は、3/4チップ遅延に対しては11dB、1/2チップ遅延に対しては4dB、3/8チップ遅延に対しては2dB、1/4チップ遅延に対しては1dB、1/8チップ遅延に対しては0.2dBのオーダーである。従って、サーチャーユニット18は典型的には、サンプリングエラーによる受け入れがたい信号損失を避けるため、マルチパス環境を1/2チップ分解能で測定する。典型的な1/2チップよりも高分解能でサーチャーユニットを使うことができるにもかかわらず、このような高分解能サーチャーは、ハードウェアの複雑さを増加させてしまわざるを得ず、それはCDMAの移動局あるいは基地局で使うためには適切ではない、あるいは望まれないであろう。

【0029】

再び図1を簡単に参照すると、フィンガー処理要素16は、サーチャーユニット18の典型的な1/2チップタイミング分解能よりも高い(すなわちより細かい)タイミング分解能を有するものである。このより高いタイミング分解能は、符号トラッキンググループ88に必要である。例えば、R.Dixon, 「Spread Spectrum Systems with Commercial Applications (商業アプリケーションでの拡散スペクトラムシステム)」第3版、Wiley Interscience, p.254-261(1994)を参照されたい。符号トラッキンググループ88は一般に、遅延ロックグループによって実現されるが、このグループは、積分フィルタで早期信号成分86と遅延信号成分84との振幅の差信号を処理するが、その積分フィルタは、信号90によってタイミング/制御ユニット52からのタイミング調整をトリガするしきい値検出器に続く。タイミング/制御ユニット52のタイミング調整分解能は一般的に、1/16から1/4チップの範囲にあり、典型的には、1/8チップである。従って、フィンガー16のタイミング分解能は、サーチャーユニット18のタイミング分解能よりも典型的には高い(すなわちより細かい)。以下で説明するように、フィンガー割当て及び制御ユニット20は、測定値98を処理して初期フィンガー割当てに信号100を提供するが、タイミング/制御ユニット52に印加されたとき、この信号によって、フィンガー16のタイミングを、サーチャーユニット18のより低い(すなわちより粗い)分解能ではなく、フィンガー16のより高い(すなわちより細かい)分解能を使って初期化できる。

【0030】

図3のフローチャートを参照すると、初期フィンガー割当てに信号100を生成するための、フィンガー割当て及び制御ユニット20によって実行される処理ステップが示されている。ステップ200では、ユニット20が、サーチャーユニット18によって得られた測定値の系列98を読み込む。これら系列は、マルチパスプロファイルあるいはRF信号の信号振幅を、タイミングオフセットの関数として表わす。ステップ202およびステップ204では、ユニット20はデータ削減に対してマルチパスを処理し、復調するのに最良であるRF信号の候補マルチパスを識別する。最良の候補マルチパスは、最大の振幅を有するようなパスであるが、それはその振幅が信号強度を表すからである。従来のCDMA RAKE受信機では、サーチャーユニットによって判定された最良の候補パスのピーク位置は、初期フィンガー割当てをするのに使われていた。しかし、サーチャーユニット18は、サーチタイミング分解能T(例えば1/2チップ)を有する場合、フィンガー16は一般に、サーチャーユニットのタイミング分解能よりも高い(すなわちより細かい)タイミング分解能(例えば1/8)を有するにもかかわらず、初期フィンガー割当てにおいて $\pm T/2$ (例えば $\pm 1/4$ チップ)だけ不確実である。結果として生じる初期フィンガー割当てに起因するタイミングミスアライメントによって、符号トラッキンググループがエラーを修正するのに十分な時間を有するようになるまで、1dBもの性能損失が生じているであろう。この損失は、C

10

20

30

40

50

DMAの移動局及び基地局が動作するダイナミックな環境において重大であろう。初期フィンガー割当てを改良するために、ユニット20は、以下で説明するように、サーチャーユニット18によって得られる測定値の系列の関数としてピークのパス位置を推定する。この技術は、符号トラッキングループを有する受信機に対しても、またそれがない受信機に対しても有益である。

【0031】

ステップ206では、ユニット20は、受信機10のフィンガー16が現在のところ利用可能であるかどうか（すなわち、割り当てられたマルチパスを復調していないフィンガー16が現在存在するかどうか）について判定する。もしそうであるならば、ユニット20は、以下に説明するように、ステップ208で、最良の候補パスに対するタイミングオフセットを導出して、ステップ210で、利用可能なフィンガー16を、導出されたタイミングオフセットを使って最良の候補パスに割り当てる。もしフィンガー16が利用可能でないならば、ユニット20はステップ212で、最良の候補パスがフィンガー16のうちの1つによって現在復調されているマルチパスよりも良好かどうかを判定する。もしそうであるならば、ユニット20は、ステップ208で、最良の候補パスに対するタイミングオフセットを再び導出して、ステップ210で、導出したタイミングオフセットを使って最良の候補パスにフィンガー16を再割当てする。もしそうでなければ、ユニット20は、導出または割当てステップ208、210を実行しない。

10

【0032】

ステップ208では、ユニット20は、最良の候補パスで得られる測定値を使い、最良の候補パスに対するタイミングオフセットを導出するために、隣接するタイミングオフセット（例えば1/2チップ分解能のサーチャーユニット18とは別個の1/2チップ）を使う。M(-1)、M(0)、M(1)はサーチャーユニット18によって得られる測定値であるとする。つまり、M(0)は最良の候補パスに対応する測定値であり、M(-1)及びM(1)は、M(0)に隣接して得られる測定値（すなわちM(-1)およびM(1)はそれぞれ、1/2チップ分解能サーチャーに対して、M(0)の、1/2チップ前または1/2チップ後である）。各測定値は、相関関数でもその平方根（すなわち信号振幅）でもよい。RF信号24のマルチパスプロファイルは2次式を使って、

20

【0033】

【数9】

$$Y = A * t^2 + B * t + C \quad (4)$$

30

【0034】

で近似できる。未知の係数A、BおよびCはこの線形システムに対する解である。

【0035】

【数10】

$$A - B + C = M(-1) \quad (5)$$

40

【0036】

【数11】

$$C = M(0) \quad (6)$$

【0037】

【数12】

$$A + B + C = M(1) \quad (7)$$

【0038】

50

2次式のピークは、ピーク信号強度を有するマルチパスに対応し、Yが0に等しいプロファイルで時間微分することによって得られる。

【0039】

【数13】

$$dY/dt = 2 * A * t + B = 0 \quad (8)$$

【0040】

式(5)～(8)を合わせてtについて解くと次が得られる。

【0041】

【数14】

$$t = (M(-1) - M(1)) / (2 * (M(-1) + M(1) - 2 * M(0))) \quad (9)$$

【0042】

ピークのタイミングオフセットは、 t/f として2次近似に基づいて推定されるが、ここで $1/f$ は、測定値サンプリング期間（例えば、 $1/2$ チップサーチャーに対してタイミングオフセット= $t/2$ ）に対応するチップの分数として定義される。この推定タイミングオフセットは、フィンガー16を最良の候補パスの位置に割当てまたは再割当てするために、ユニット20によって使われる。

【0043】

この放物近似すなわち2次近似は、浮動点でも固定点でも、デジタル信号処理(DSP)集積回路で実現してもよい。代替の例としては、計算負荷は比較的低いので、処理はまた、図3に示される処理を実行できるマイクロコントローラ(MCU)あるいは他のハードウェア回路で実現され得る。

サーチャーユニット18は、比較的大きなウィンドウを測定するために非常に多くの測定器を得てもよい。しかし、上記の式に示されるように、サーチャーユニット18による $M(-1)$ 、 $M(0)$ および $M(1)$ の測定値だけはユニット20によって処理される必要があるが、これは、これらの測定値は、ピークの位置およびその隣接した位置に対する振幅データを含むからである。それゆえ、ステップ202では、ユニット20は、データの量を削減するよう、サーチャーユニット18からの測定値の系列を処理してもよい。他の測定値を除去するためにデータを削減することによって、必要であろうデータ転送の量を最小化し、DSPあるいはMCUに対するメモリの必要量を最小化する。さらに、仮に最良の局所ピークではなく最大のMの相関値およびPN位置がソートされ記憶されるにしても、必要な情報は、相関関数が幅広い形状をしているので利用可能に非常になりやすい。

【0044】

図4を参照すると、ステップ208でのフィンガー割当て及び制御ユニット20によって実行される2次近似の例が示されている。X軸は(チップで)相対タイミングオフセットを表し、Y軸は相関出力を表す。従って、グラフはRF信号24の典型的なマルチパスのプロファイルを表している。この例は、サーチャーユニット18が $1/2$ チップタイミング分解能を使って測定値を得るということを仮定している。御承知の通り、 $1/2$ チップタイミング分解能は最良の候補パスを測定するときにエラーを起こし、これは、おおよそ 0.19 チップの相対タイミングオフセットで生じた。ステップ204で識別される最良の候補パスは、相対タイミングオフセットが0であるところに位置し、相関測定値 $M(0)$ は 0.9345 である。隣接する測定値は相対タイミングオフセットが $+/-0.5$ チップのところに位置し、それぞれ、相関測定値 $M(-1)$ は 0.3563 であり、相関測定値 $M(1)$ は 0.8540 である。式(9)を適用して、 $t/2 = 0.19$ チップの2次式から推定タイミングオフセットを導出する。従って、この例では、ユニット20は 0.19 チップ、あるいはその等価な量子化値を、最大値に対応するPNオフセットへ加える。 $1/8$ チップのタイミング調整分解能を有するタイミング/制御ユニット52を持つようなフィンガ

10

20

30

40

50

ー16では、0.19チップは1/8チップタイミング調整になる(すなわち1/8チップ分解能で、1/8チップ調整は0.19チップ推定値に最も近い近似といえる)。

【0045】

しかし、実際に、サーチャユニット18によって測定されたマルチパスプロファイルの形状は、2次式では正確には表せない。例えば、非2次の形状は送信機のパルス形状のため、受信機における整合フィルタを特別に実現する必要がある。例えば、マルチパスプロファイルは、図5に示される非2次の形状を有してもよい。プロファイルがこのような非2次の形状を有するとき、2次式による推定タイミングオフセットは、十分に正確ではない。しかし、サーチャユニットによって測定された実際のプロファイルを、実験上の測定値あるいは理論的な計算値によって推定できると仮定すると、非2次のプロファイル形状に2次近似を使うことによってもたらされる推定値エラーをアプライオリ予測(a priori predict)することができる。実際のプロファイル情報に基づいて、修正曲線を判定することができ、修正率を生成するのに修正曲線を使うことができる。これらの率は、順に、推定タイミングオフセットを修正するために2次式による推定タイミングオフセットへ適用することができる。

10

【0046】

図6を参照すると、上述の2次近似によって判定された推定タイミングオフセットと、実験場の測定値あるいは理論的な計算値によって判定された実際のタイミングオフセットとの関係を示す曲線が、図5に例示される代表的な非2次の相関関数について示されている。完全な2次式の相関関数の結果、図6の曲線は、2次式フィットによる推定タイミングオフセットが、実際のタイミングオフセットに等しくなるような傾きを有する直線となるであろう。しかし、図5の相関関数が非2次の形状であるために、タイミングオフセットは、正の値へわずかにバイアスされる。タイミングオフセットの0の位置に完全に中心にあるピークに対して、図5の相関関数の2次近似では、およそ0.1チップの推定ピーク位置となる。図5の相関関数は、図6によって得られかつ2次式フィット方法を使って導出される推定タイミングオフセットによって指標化されるような実際の推定値でユニット20に記憶される較正テーブルまたはルックアップテーブルを作るために使うことができる。代わりの例としては、バイアスされない推定器を有する修正のテーブルを記憶することができる。

20

【0047】

図5及び6に示された例に対して、対応する修正曲線が図7に示される。2次式による推定タイミングオフセットは、(曲線のY軸上に対する)修正率を判定するための(曲線のX軸に対する)指標として、ユニット20によって使われる。修正率は、それを単に推定タイミングオフセットに加えることによって、2次式による推定タイミングオフセットに適用される。例えば、推定ピーク位置が0である場合、実際のピーク位置を判定するために、およそ-0.1の修正率が推定ピーク位置に加えられる。そして修正されたタイミングオフセットは、最良の候補パスに対してフィンガー割当てを初期化するのに使われる。代わりの例としては、図7に示される修正曲線は、多項式を使ってパラメータを決めることができる。修正値は2次の修正値であるので、低い次数の多項式(例えば、3次の多項式)を使ってもよい。

30

40

【0048】

上述のように、RAKE受信機10は、最良のマルチパスのパス位置を推定することができ、サーチャユニットを越える分解能または精度で、フィンガーユニットをこれらのマルチパスに割り当てることができる。例えば、1/2チップ分解能のサーチャユニットで、フィンガーを1/4または1/8チップの分解能及び精度で割り当てることができる。1/4または1/8チップの分解能では、それぞれ、約0.12dBまたは0.06dBの最大SNR損失を生じるであろう。上述のようにパス位置を推定することによって、より複雑ではないハードウェア実現を有する、より低い分解能のサーチャユニットをまだ使うことができる。

【0049】

50

【発明の効果】

上述のように、本発明の方法及び装置は、基地局あるいは移動局のどちらに対しても組み入れるためにC D M A R A K E受信機で初期フィンガー割当てをするのに使うことができる。さらに、遅延ロックループが調整をするような速さよりも速い速さでR A K E受信機が動作する間でも、上述のやり方をフィンガータイミングを調整あるいは修正するのに使うことができる。アプリケーションを更新するために、上述のアルゴリズムは、図1の符号トラッキンググループ88を取り替えるトラッキングブロック内で各フィンガー16によって実現される。このアルゴリズムは、上述の方法（例えば同時、早期及び末期のサンプルを2次式にあてはめることによって）と同様な方法でタイミングオフセットを導出するよう、同時、早期及び末期のサンプルを処理し、導出されたタイミングオフセットをトラッキング調整信号90をフィンガーが同時信号をトラッキングするように調整するのに使う。非2次の効果をもたらすために、修正曲線またはルックアップテーブルに基づく修正率を生成して2次式から導出されたタイミングオフセットに適用することができる。それゆえ、フィンガー16のタイミングは、受信機の動作の間、同時信号をトラッキングするために直ちに調整され、符号トラッキンググループ88内の遅延ロックループによって実行される比較的遅い調整を待つ必要がなくなる。上記のアルゴリズムを使うR A K E受信機の動作の間のフィンガー16の調整を、前述のアルゴリズムを初期フィンガー調整するために使うかわらないかに関わらず実行することができる。

10

【0050】

詳細な説明で開示されていないが本発明の範囲及び精神内に明確にあてはまるような、更なる実施例及び用途が存在することは明らかである。例えば、推定タイミングオフセットが2次等式の関数として導かれるが、適当に測定あるいはサンプルされた信号入力から推定タイミングオフセットを導出するために、他の関数あるいは公式を使ってもよい。従って本願は、限定を目的としているのではなく、本発明の範囲は添付された請求項に規定される。

20

【図面の簡単な説明】

【図1】サーチャーユニットと、フィンガー割当て及び制御と、重ね合せた関係で示される複数のフィンガー処理要素とを有する符号分割多元接続(C D M A) R A K E受信機のブロック図である。

【図2】図1に示されるサーチャーユニットのブロック図である。

30

【図3】図1に示される、サーチャーユニットを読み、フィンガー処理要素によって復調される最良の候補パスを識別し、最良の候補パスに対して高解像度のタイミングオフセットを導出して、フィンガー処理要素を最良の候補パスに割り当ててするための、フィンガー割当て及び制御ユニットによって実行される典型的なフローチャートを示す図である。

【図4】フィンガー処理要素を割り当ててために使われる高解像度のタイミングオフセット(チップで)を導出するために、フィンガー割当て及び制御ユニットによって実行される2次近似を例示する一般的なグラフを示す図である。

【図5】図4に示される2次形状とは異なる相関関数の可能性のある形状を例示する一般的なグラフを示す図である。

【図6】2次近似により判定された推定タイミングオフセットと、図5に例示された非2次の相関関数に対する実際のタイミングオフセットとの関係を示す曲線を表わす図である。

40

【図7】実際のタイミングオフセットを生成するために、2次近似によって判定された推定タイミングオフセットに適用(すなわち付加)され得る修正率を判定するのに使われる、図5に示された非2次の相関関数に対する修正曲線を示す図である。

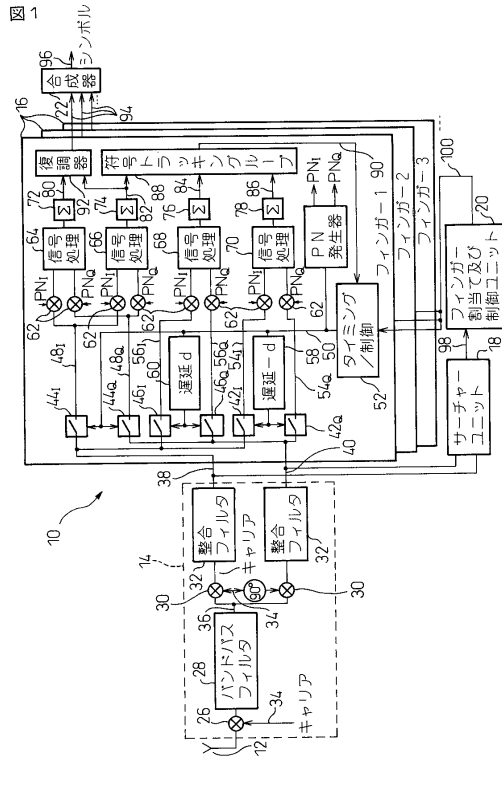
【符号の説明】

- 10 ... R A K E 受信機
- 12 ... アンテナ
- 14 ... 入力回路
- 16 ... フィンガー処理要素

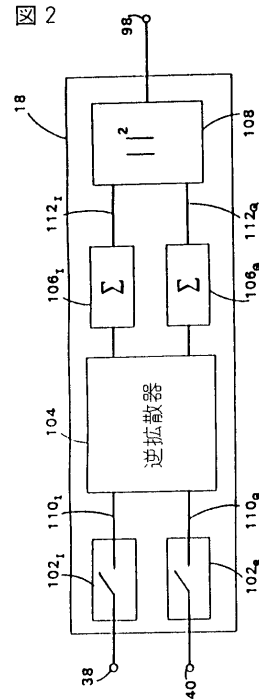
50

1 8 ...サーチャーユニット	
2 0 ...フィンガー割当て及び制御ユニット	
2 2 ...合成器	
2 4 ...拡散スペクトラム無線周波数 (R F) 信号	
2 6 , 3 0 ...復調器	
2 8 ...バンドパスフィルタ	
3 2 ...整合フィルタ	
3 4 ...キャリア周波数信号	
3 6 ... I F 周波数	
3 8 ...同相信号成分	10
4 0 ...直交信号成分	
4 2 ...早期サンプル回路	
4 4 ...同期サンプル回路	
4 6 ...末期サンプル回路	
4 8 ...同時サンプル	
5 0 ...サンプルタイミング信号	
5 2 ...タイミング / 制御ユニット	
5 4 ...早期サンプリング	
5 6 ...末期サンプリング	
5 8 , 6 0 ...遅延要素	20
6 2 ...乗算器	
6 4 , 6 6 , 6 8 , 7 0 ...信号処理要素	
7 2 , 7 4 , 7 6 , 7 8 ...積分器	
8 0 ...トラヒックチャネル同時サンプル	
8 2 ...パイロットチャネル同時サンプル	
8 4 ...遅延信号成分	
8 6 ...早期信号成分	
8 8 ...符号トラッキンググループ	
9 0 ...トラッキング調整信号	
9 2 ...復調器ユニット	30
9 4 ...復調出力シンボル	
9 6 ...高品質出力信号	
9 8 ...測定値	
1 0 0 ...初期フィンガー割当て信号	
1 0 2 ...サンプル回路	
1 0 4 ...合成逆拡散器	
1 0 6 ...アキュムレータ	
1 0 8 ...振幅 2 乗ユニット	
1 1 0 ...信号入力	

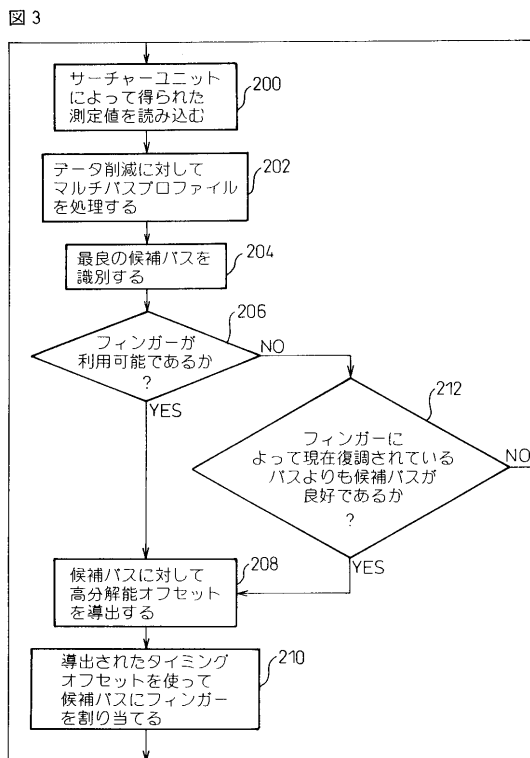
【図 1】



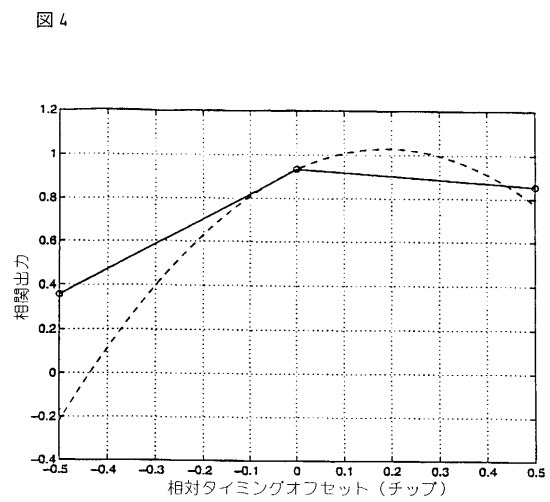
【図 2】



【図 3】

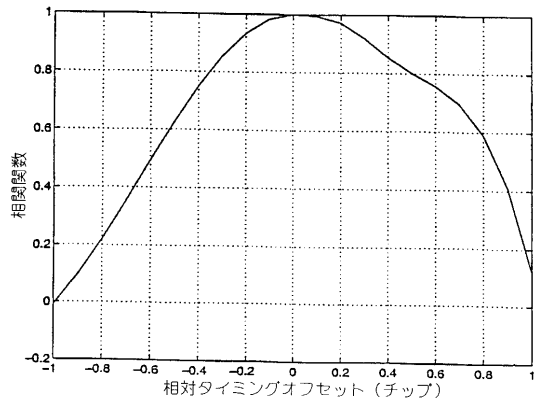


【図 4】



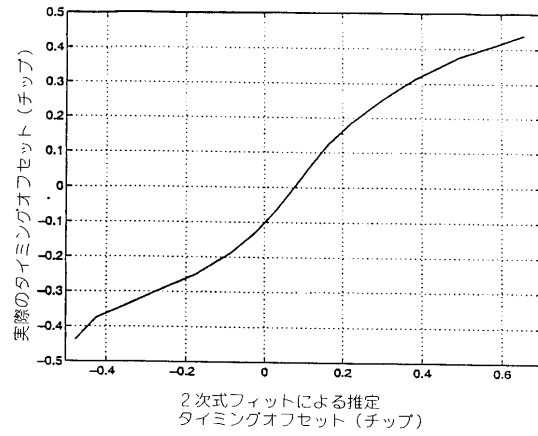
【図 5】

図 5



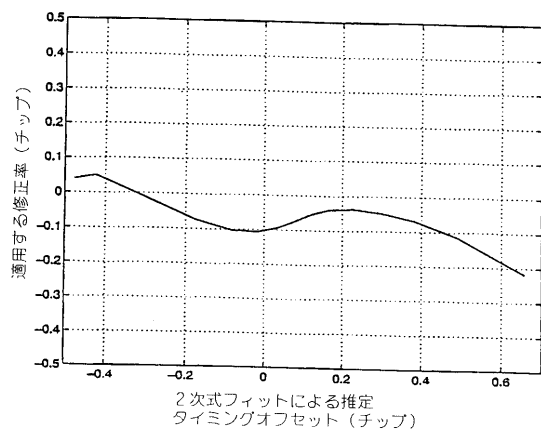
【図 6】

図 6



【図 7】

図 7



フロントページの続き

(74)代理人 100077517

弁理士 石田 敬

(74)代理人 100108383

弁理士 下道 晶久

(74)代理人 100088269

弁理士 戸田 利雄

(74)代理人 100082898

弁理士 西山 雅也

(74)代理人 100081330

弁理士 樋口 外治

(72)発明者 ジャン - マリー トラン

アメリカ合衆国, カリフォルニア 92122, サン ディエゴ, ラドクリフ ドライブ 673
9

審査官 矢頭 尚之

(56)参考文献 特開平11-041141(JP, A)

特開平10-032523(JP, A)

特開平06-232933(JP, A)

特表平08-508152(JP, A)

特開平08-116292(JP, A)

特開平09-270829(JP, A)

特開平09-307525(JP, A)

特開平02-020184(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 13/02