

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4938201号  
(P4938201)

(45) 発行日 平成24年5月23日(2012.5.23)

(24) 登録日 平成24年3月2日(2012.3.2)

(51) Int.Cl.

F I

H O 4 B 1/7097 (2011.01)

H O 4 J 13/00 4 3 O

H O 4 B 3/06 (2006.01)

H O 4 B 3/06 E

H O 4 B 7/08 (2006.01)

H O 4 B 7/08 D

請求項の数 42 (全 36 頁)

(21) 出願番号 特願2002-514908 (P2002-514908)  
 (86) (22) 出願日 平成13年7月17日 (2001.7.17)  
 (65) 公表番号 特表2004-505491 (P2004-505491A)  
 (43) 公表日 平成16年2月19日 (2004.2.19)  
 (86) 国際出願番号 PCT/US2001/022756  
 (87) 国際公開番号 W02002/009305  
 (87) 国際公開日 平成14年1月31日 (2002.1.31)  
 審査請求日 平成20年7月14日 (2008.7.14)  
 (31) 優先権主張番号 09/624,319  
 (32) 優先日 平成12年7月24日 (2000.7.24)  
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(73) 特許権者 595020643  
 クォアルコム・インコーポレイテッド  
 QUALCOMM INCORPORATED  
 アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92  
 121-1714、サン・ディエゴ、モア  
 ハウス・ドライブ 5775  
 (74) 代理人 100091351  
 弁理士 河野 哲  
 (74) 代理人 100088683  
 弁理士 中村 誠  
 (74) 代理人 100109830  
 弁理士 福原 淑弘  
 (74) 代理人 100084618  
 弁理士 村松 貞男

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 イコライザ及びレイク受信機を用いて変調信号を処理するための方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

スペクトラム拡散通信システムにおける 1 つ以上の信号を処理するための方法であって、  
 上記方法は、

1 つ以上のサンプルの流れを供給するために上記 1 つ以上の信号を受信して処理することと、

第 1 の再生シンボルの流れを供給するために上記 1 つ以上のサンプルの流れについて第 1 の処理を行うこととであって、

シンボル推定を発生させるためにイコライザによって上記 1 つ以上のサンプルの流れを均一化して結合することと、

上記第 1 の再生シンボルの流れを供給するために上記シンボル推定を処理することと、  
 を含む第 1 の処理を行うことと、

第 2 の再生シンボルの流れを供給するために 1 つ以上のレイク受信機によって上記 1 つ以上のサンプルの流れについて第 2 の処理を行うことと、

上記第 1 及び第 2 の処理を行うことのそれぞれに関連する信号品質を推定することと、  
 それとともに関連して推定された信号品質に基づいて上記第 1 又は第 2 の処理を行うことを選択することとを具備する。

【請求項 2】

請求項第 1 項に記載の方法において、上記シンボル推定を処理することは、  
 逆拡散シンボルを発生させる P N 列によってシンボル推定を逆拡散することと、

上記第 1 の再生シンボルの流れを発生させるために上記逆拡散シンボルをデカバーする (decover) こととを含む。

【請求項 3】

請求項第 2 項に記載の方法において、上記逆拡散すること及び上記デカバーすることは、上記 1 つ以上の受信信号のデータレートによって、選択的に実行される。

【請求項 4】

請求項第 1 項に記載の方法において、上記第 1 の処理を行うことと関連する信号品質は、上記シンボル推定と予測シンボルとの間の平均二乗誤差 (MSE) に基づいて推定される。

10

【請求項 5】

請求項第 4 項に記載の方法において、上記 1 つ以上の信号のデータレートは上記平均二乗誤差に部分的に基づいて選択される。

【請求項 6】

請求項第 1 項に記載の方法において、上記第 1 の処理を行うことの間、上記均一化することは、上記結合することよりも前に実行される。

【請求項 7】

請求項第 1 項に記載の方法において、上記第 1 の処理を行うことの間、上記結合することは、上記均一化することよりも前に実行される。

【請求項 8】

請求項第 1 項に記載の方法は、上記イコライザの中の 1 つ以上のフィルタのそれぞれの係数について第 1 の適合を行うことを更に具備し、

20

1 つのフィルタは上記 1 つ以上のサンプルの流れのそれぞれをフィルタするように動作する。

【請求項 9】

請求項第 8 項に記載の方法において、上記第 1 の適合を行うことは、上記フィルタからのフィルタサンプルに基づいてそれぞれのフィルタについて実行される。

【請求項 10】

請求項第 8 項に記載の方法において、上記第 1 の適合を行うことは、上記シンボル推定に基づいて 1 つ以上のフィルタについて実行される。

30

【請求項 11】

請求項第 8 項に記載の方法において、上記それぞれのフィルタの係数は特定の値の組に初期化される。

【請求項 12】

請求項第 8 項に記載の方法は、上記受信され処理された 1 つ以上の信号のうちの 1 つの大きなマルチパスを識別することを更に具備し、

上記第 1 の適合を行うことは、上記識別された大きなマルチパスに相当する時間補正值に基づいて実行される。

【請求項 13】

請求項第 8 項に記載の方法において、上記第 1 の適合を行うことは、上記シンボル推定と予測シンボルとの間の平均二乗誤差を最小化することを試みる。

40

【請求項 14】

請求項第 8 項に記載の方法において、上記第 1 の適合を行うことは、上記フィルタからの上記フィルタサンプルと予測シンボルとの間の平均二乗誤差を最小化することを試みる。

【請求項 15】

請求項第 8 項に記載の方法は、薄切シンボル推定を発生させるために上記シンボル推定を薄切りすることを更に具備し、上記第 1 の適合を行うことは、上記薄切シンボル推定を用いて実行される。

【請求項 16】

50

請求項第 8 項に記載の方法において、上記イコライザの中のそれぞれのフィルタは、有限インパルス応答 ( F I R ) フィルタとして実施される。

【請求項 1 7】

請求項第 8 項に記載の方法において、上記第 1 の適合を行うことは、時分割多重 ( T D M ) パイロット基準を用いて実行される。

【請求項 1 8】

請求項第 8 項に記載の方法において、上記第 1 の適合を行うことは、符号分割多重 ( C D M ) パイロット基準を用いて実行される。

【請求項 1 9】

請求項第 8 項に記載の方法において、上記第 1 の適合を行うことは、最小二乗 ( L M S ) アルゴリズムを用いて実行される。

10

【請求項 2 0】

請求項第 8 項に記載の方法において、上記第 1 の適合を行うことは、帰納的最小二乗 ( R M S ) アルゴリズムを用いて実行される。

【請求項 2 1】

請求項第 8 項に記載の方法において、上記第 1 の適合を行うことは、直接行列変換 ( D M I ) アルゴリズムを用いて実行される。

【請求項 2 2】

請求項第 8 項に記載の方法において、上記結合することは、上記 1 つ以上のサンプルの流れのそれぞれについて 1 つである倍率に基づいて実行される。

20

【請求項 2 3】

請求項第 2 2 項に記載の方法は、上記結合することの前に、上記 1 つ以上の倍率について第 2 の適合を行うことを更に具備する。

【請求項 2 4】

請求項第 2 3 項に記載の方法は、上記受信され処理された 1 つ以上の信号のそれぞれについての大きなマルチパスを識別することと、

それぞれの識別された大きなマルチパスに基づいてそれぞれの倍率を初期化することとを更に具備する。

【請求項 2 5】

請求項第 2 3 項に記載の方法において、上記第 2 の適合を行うことは、上記シンボル推定に基づいて実行される。

30

【請求項 2 6】

請求項第 1 項に記載の方法は、

1 つのフィルタが上記 1 つ以上のサンプルの流れをフィルタするように動作するイコライザの中の 1 つ以上のフィルタのそれぞれの係数について第 1 の適合を行うことと、

上記結合のために用いられる 1 つ以上の倍率について第 2 の適合を行うこととを更に具備する。

【請求項 2 7】

請求項第 2 6 項に記載の方法において、上記第 1 及び第 2 の適合を行うことは別々にかつ連続的に実行され、上記第 1 の適合を行うことは固定された上記 1 つ以上の倍率によって実行され、上記第 2 の適合を行うことは固定された上記 1 つ以上のフィルタについての係数によって実行される。

40

【請求項 2 8】

請求項第 2 6 項に記載の方法において、上記第 1 及び第 2 の適合を行うことは、多数回が繰り返し実行される。

【請求項 2 9】

請求項第 2 6 項に記載の方法において、上記第 1 及び第 2 の適合を行うことは、特定の予測シンボルの列のすべてで繰り返し実行される。

【請求項 3 0】

請求項第 2 6 項に記載の方法において、上記第 1 及び第 2 の適合を行うことは、上記シ

50

ンボル推定に基づいて実行される。

【請求項 3 1】

通信システムにおける 1 つ以上の信号を処理するように動作する受信機ユニットであって、上記受信機ユニットは、

1 つ以上のサンプルの流れを供給するために上記 1 つ以上の信号を受信して処理するように動作する 1 つ以上の前処理部と、

上記 1 つ以上の前処理部と接続され、シンボル推定を発生させるために上記 1 つ以上のサンプルの流れを受信し、結合し、均一化するように動作するイコライザと、

上記イコライザと接続され、第 1 の再生シンボルの流れを供給するために上記シンボル推定を受信して処理するように動作する後処理部と、

上記 1 つ以上の前処理部と接続され、第 2 の再生シンボルの流れを発生させるために上記 1 つ以上のサンプルの流れを受信して処理するように動作する 1 つ以上のレイク受信機と、

上記第 1 及び第 2 の再生シンボルの流れと関連する信号品質の推定を受信し、上記受信した信号品質推定に基づいて、後の処理の間に上記第 1 又は第 2 の再生シンボルの流れを選択するように動作するコントローラとを具備する。

【請求項 3 2】

請求項第 3 1 項に記載の受信機ユニットにおいて、上記イコライザは、

上記 1 つ以上の前処理部とそれぞれ接続され、それぞれのフィルタが、相当するフィルタサンプルを供給するために係数の 1 組によってそれぞれのサンプルの流れを受信してフィルタするように動作する 1 つ以上のフィルタと、

上記 1 つ以上のフィルタと接続され、上記シンボル推定を供給するために上記 1 つ以上のフィルタからのフィルタサンプルを受信して加算するように動作する加算器とを含む。

【請求項 3 3】

請求項第 3 2 項に記載の受信機ユニットにおいて、上記イコライザは、

上記 1 つ以上のフィルタと接続され、上記 1 つ以上のフィルタについての 1 つ以上の係数の組を適合させるように動作する係数調節素子を更に具備する。

【請求項 3 4】

請求項第 3 3 項に記載の受信機ユニットにおいて、上記係数調節素子は、フィルタから受信されたフィルタサンプルに基づいてそれぞれのフィルタについての上記係数の組を適合させるように動作する。

【請求項 3 5】

請求項第 3 3 項に記載の受信機ユニットにおいて、上記係数調節素子は、上記シンボル推定に基づいて上記 1 つ以上のフィルタについての上記 1 つ以上の係数の組を適合させるように動作する。

【請求項 3 6】

請求項第 3 3 項に記載の受信機ユニットにおいて、上記イコライザは、

上記加算器と接続され、薄切シンボル推定を発生させるために上記シンボル推定を受信して薄切りするように動作するスライサを更に含み、

上記係数調節素子は、上記薄切シンボル推定に基づいて上記 1 つ以上のフィルタについての上記 1 つ以上の係数の組を受信して適合させるように動作する。

【請求項 3 7】

請求項第 3 3 項に記載の受信機ユニットにおいて、上記係数調節素子は、最小二乗 ( L M S ) アルゴリズム、帰納的最小二乗 ( R L S ) アルゴリズム、及び直接行列変換 ( D M E ) アルゴリズムからなるグループから選択された適合アルゴリズムを実施するように動作する。

【請求項 3 8】

請求項第 3 2 項に記載の受信機ユニットにおいて、上記イコライザは、

上記 1 つ以上のフィルタとそれぞれ接続され、それぞれの乗算器が、スケールサンプルを供給するためにそれぞれの倍率によって上記フィルタサンプルを受信して乗算するよう

10

20

30

40

50

に動作する１つ以上の乗算器を更に含み、

上記加算器は、上記１つ以上の乗算器と接続され、上記シンボル推定を供給するために上記１つ以上の乗算器からの上記スケールサンプルを受信して加算するように動作する。

【請求項３９】

請求項第３１項に記載の受信機ユニットにおいて、上記イコライザは、

上記１つ以上の前処理部とそれぞれ接続され、それぞれの乗算器が、スケールサンプルを供給するためにそれぞれの倍率によってそれぞれのサンプルの流れを受信して乗算するように動作する１つ以上の乗算器と、

上記１つ以上の乗算器と接続され、加算サンプルを供給するために上記１つ以上の乗算器からのスケールサンプルを受信して加算するように動作する加算器と、

上記加算器と接続され、上記シンボル推定を供給するために係数の１組によって上記加算サンプルを受信してフィルタするように動作するフィルタとを含む。

【請求項４０】

請求項第３９項に記載の受信機ユニットにおいて、上記イコライザは、上記フィルタと接続され、上記シンボル推定に基づいて上記フィルタについての上記係数の組を適合させるように動作する係数調節素子を更に含む。

【請求項４１】

請求項第４０項に記載の受信機ユニットにおいて、上記イコライザは、上記フィルタと接続され、薄切シンボル推定を発生させるために上記シンボル推定を受信して薄切りするように動作するスライサを更に含み、

上記係数調節素子は、上記薄切シンボル推定に基づいて上記フィルタについての係数の組を適合させるように動作する。

【請求項４２】

請求項第３１項に記載の受信機ユニットにおいて、上記後処理部は、

逆拡散サンプルを提供するために特定の時間補正值におけるＰＮ列によって上記シンボル推定を受信して逆拡散するように動作するＰＮ逆拡散器と、

上記ＰＮ逆拡散器と接続され、上記第１の再生シンボルの流れを供給するために１つ以上のチャンネル化符号（channelization code）によって上記逆拡散サンプルをデカバーするように動作するデカバー素子とを含む。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

発明の背景

１．発明の分野

本発明は、データ通信に関する。特に、本発明は、改善された性能のために、イコライザ及びレイク受信機を用いて受信された変調信号を処理するための新しくかつ改善された方法及び装置に関する。

【０００２】

２．関連技術の記載

今日の通信システムは、様々な用途をサポートするように要求されている。そのような通信システムの１つは、地球上の回線すべてで、ユーザの間での音声通信及びデータ通信をサポートする符号分割多重アクセス（ＣＤＭＡ）システムである。多重アクセス通信システムにおいてＣＤＭＡ技術を使用することは、“衛星局又は地球局を用いるスペクトラム拡散多重アクセス通信システム”と題された米国特許番号4,901,307号公報、及び“ＣＤＭＡ携帯電話システムにおいて波形を発生させるためのシステム及び方法”と題された米国特許番号5,103,459号公報に開示されている。別の特別なＣＤＭＡシステムは、１９９７年１１月３日に出願され、“高レートパケットデータ送信のための方法及び装置”（以下、ＨＤＲシステム）と題された米国特許出願番号08/963,386号に開示されている。これらの特許及び特許出願は、本発明の譲受人に譲渡されており、参照によってこの中に組み込まれている。

【０００３】

C D M Aシステムは、一般には1つ以上の規格に従って設計される。このような規格は、“TIA/EIA/IS-95 デュアルモード広帯域スペクトラム拡散携帯電話システムのための無線局 - 基地局互換性規格”(IS - 95 規格)、“第3世代共同プロジェクト”(3 G P P)と名づけられた協会によって提供され、文書番号3G TS 25.211、3G TS 25.212、3G TS 25.213、及び3G TS 25.214を含む文書の組において表現された規格(W - C D M A 規格)、及び“TR-45.5 c d m a 2 0 0 0 スペクトラム拡散システムのための物理レイヤ規格”(C D M A - 2 0 0 0 規格)を含む。新しいC D M A規格は、断続的に提案され、使用のために適合される。これらのC D M A規格は参照によってこの中に組み込まれている。

#### 【0004】

10

C D M Aシステムは、一般には、順方向又は逆方向回線で送信された変調信号を処理するレイク受信機が用いられる。レイク受信機は、一般には、1つの検索素子及び多くのフィンガ処理部を含む。検索素子は、受信信号(又はマルチパス)の有効なインスタンスを検索する。フィンガ処理部は、これらのマルチパスについての復調シンボルを発生させるのに最も有効なマルチパスの処理に割り当てられる。レイク受信機は、そのとき、送信データの推定である再生シンボルを発生させるために全ての割り当てられたフィンガ処理部からの復調シンボルを結合する。レイク受信機は多重信号パスを介して受信されたエネルギーを効果的に結合する。

#### 【0005】

20

レイク受信機は、低信号対雑音比( $S/N$ )で動作されたC D M Aシステムに関して満足できる性能のレベルを提供する。H D Rシステムのような高データレートでデータを送信するように設計されたC D M Aシステムについては、より高い $S/N$ が要求される。より高い $S/N$ を達成するために、雑音条件 $N$ を構成する成分は、減少される必要がある。雑音条件は、温度雑音( $N_o$ )、他の送信ソースによる送信及び他のユーザの間の送信による干渉( $I_o$ )、及びマルチパスや送信チャネルにおける歪みからくる符号間干渉( $I S I$ )を含む。低 $S/N$ で動作するように設計されたC D M Aシステムについて、 $I S I$ 成分は、一般に、他の雑音成分に比べて無視できる。しかしながら、より高い $S/N$ で動作するように設計されたC D M Aシステムについては、他の雑音成分(例えば、他の送信ソースからの干渉)は一般に減少させられ、 $I S I$ が $S/N$ 全体に大きな影響を与える無視できない雑音成分になる。

30

#### 【0006】

上述したように、レイク受信機は受信信号の $S/N$ が低いときに満足できる性能を提供する。レイク受信機は様々なマルチパスからのエネルギーを結合するのに用いることができるが、一般に、 $I S I$ (例えば、マルチパス及びチャネル歪み)の影響を取り除かない。このように、レイク受信機は、より高いデータレートで動作するC D M Aシステムによって要求されるより高い $S/N$ を達成することができないだろう。

#### 【0007】

見てきたように、より高いデータレートをサポートするために必要とされたより高い $S/N$ を達成するための受信された変調信号を処理するために用いることができる技術は、非常に望ましい。

40

#### 【0008】

##### 発明の要約

本発明は、より高いデータレートをサポートするために必要とされたより高い $S/N$ を達成することができる技術を提供する。本発明に従えば、多くの信号処理パスが、1つ以上の信号(例えば、1つ以上のアンテナを介して受信される)を処理するために提供される。1つの信号処理パスは、マルチパス及びチャネル歪みによる $I S I$ を減少させることを試みるイコライザを含む。別の信号処理パスは、1つ以上の従来のレイク受信機によって実施される。信号処理パスは、ある動作状況下で一般により良好な性能を提供するイコライザを含むが、より良好な信号品質推定を有する信号処理パスは、受信信号を処理するために選択される。

50

## 【 0 0 0 9 】

本発明の実施例は、（スペクトラム拡散）通信システムにおいて1つ以上の信号を処理するための方法を提供する。この方法に従えば、1つ以上のサンプルの流れを供給するために1つ以上の信号が受信されて（例えば、1つ以上のアンテナを介して）処理され、これらのサンプルは、その後、第1の再生シンボルの流れを供給するために第1の処理構成によって更に処理される。第1の処理構成において、サンプルの流れは、シンボル推定を発生させるためにイコライザの中で均一化され結合され、シンボル推定はその後更に処理される（例えば、逆拡散及びデカバーされる）。サンプルの流れは、第2の再生シンボルの流れを供給するために1つ以上のレイク受信機を有する第2の処理構成によっても処理される。それぞれの処理構成と関連する信号品質は、推定され第1又は第2の処理構成の何れかを選択するのに用いられる。

10

## 【 0 0 1 0 】

第1の処理構成において、サンプル流れは、結合されるよりも前に均一化される。この場合において、それぞれのサンプルの流れは、係数の1組によりそれぞれのフィルタによってフィルタされ、それぞれの倍率によってスケールされる。全ての流れについてのスケールサンプルは、その後、シンボル推定を発生させるために結合される。あるいは、サンプル流れは、均一化されるよりも前に結合される。この場合には、それぞれのサンプルの流れはそれぞれの（複素）倍率によってスケールされる。全ての流れについてのスケールサンプルは、その後、シンボル推定を発生させるために係数の1組によって更にフィルタされる加算サンプルを発生させる。

20

## 【 0 0 1 1 】

イコライザの中のそれぞれのフィルタは、有限インパルス応答（FIR）フィルタ、無限インパルス応答（IIR）フィルタ、又は幾つかの他のフィルタ構成として実施される。フィルタ係数及び倍率は、一般に、用いられる前に適合され（即ち、慣らされる）、使用の間、更に適合されてもよい（例えば、決定指示された適合の考えを用いる）。

## 【 0 0 1 2 】

特定のイコライザの設計によって、様々な適合の考えを用いることができる。1つの適合の考えにおいて、フィルタ係数は、倍率に関して別々にかつ連続的に適合される。この適合の考えにおいて、係数の適合は固定倍率によって実行でき、倍率の適合は固定係数によって実行できる。係数の適合及び倍率の適合は、多数回（例えば、既知の値である特定の予測シンボルの列より大きい）で繰り返し実行できる。係数の適合の間、それぞれのフィルタの係数は、（1）フィルタからのフィルタサンプル及び予測シンボル、又は（2）シンボル推定及び予測シンボル、に基づいて適合を行うことができる。同様に、倍率は、シンボル推定及び予測シンボルに基づいて適合される。あるいは、別の適合の考えにおいて、全てのフィルタについての係数は、シンボル推定及び予測シンボルに基づいて同時に適合される。

30

## 【 0 0 1 3 】

上述の適合の考えについて、適合は、例えば、時分割多重（TDM）パイロット基準を用いて、最小二乗（LMS）アルゴリズム、帰納的最小二乗（RMS）アルゴリズム、直接行列変換（DMI）アルゴリズム、又は他の適合アルゴリズムに従って実行することができる。適合の前に、それぞれのフィルタの係数は特定の値の組（例えば、 $0, \dots, 0, \alpha^*, 0, \dots, 0$ ）に初期化され、倍率もまた初期化される。受信され処理されたそれぞれの信号についての大きなマルチパスは、識別でき、マルチパス（ $\alpha$ ）の大きさ及び位相は、信号と関連する係数及び倍率を初期化するのに用いられる。受信され処理された信号の中の1つについての大きなマルチパスもまた、識別でき、このマルチパスに相当する時間補正值は、係数及び倍率の適合のために用いられる（例えば、時間補正值は予測値を適切に発生させるのに用いられる）。

40

## 【 0 0 1 4 】

第1の処理構成と関連する信号品質は、シンボル推定と予測シンボルとの間の平均二乗誤差（MSE）に基づいて推定できる。係数及び倍率の適合は、このMSEの最小値につい

50

て実施される。MSEは、信号対雑音比(S/N)と解釈することができる。MSE又はS/Nは、その後、受信信号についてのデータレートを選択するのに用いられる。

【0015】

本発明の別の実施例は、スペクトラム拡散通信システムにおける1つ以上の信号を処理するように動作する受信機ユニットを提供する。受信機ユニットは、1つ以上の前処理部及びイコライザと後処理部を具備する第1の信号処理パスを含む。それぞれの前処理部は、相当するサンプルの流れを供給するためにそれぞれの信号を受信して処理する。イコライザは、シンボル推定を発生させるために1つ以上のサンプルの流れを受信し、結合し、均一化する。後処理部は、第1の再生シンボルの流れを供給するためにシンボル推定を更に処理(例えば、逆拡散及びデカバー)してもよい。受信機ユニットは、第2の信号処理パス及びコントローラを更に含む。第2の信号処理パスは、第2の再生シンボルの流れを発生させるためにサンプル流れを処理するのに用いられる1つ以上のレイク受信機を具備する。コントローラは、第1及び第2の信号処理パスと関連する信号品質の推定を受信し、受信した信号品質推定に基づいて第1又は第2の信号処理パスを選択する。

10

【0016】

後処理部は、PN逆拡散器及びデカバー素子を含むことができる。PN逆拡散器は、逆拡散サンプルを供給するために特定の時間補正值におけるPN列によってシンボル推定を受信して逆拡散する。デカバー素子は、第1の再生シンボルの流れを供給するために1つ以上のチャンネル化符号(例えば、ウォルシュ)によって逆拡散サンプルをデカバーする。

【0017】

1つの設計において、イコライザは、1つ以上のフィルタ、1つ以上の乗算器、及び1つの加算器を含む。それぞれのフィルタは、相当するフィルタサンプルを供給するために係数の1組によってそれぞれのサンプルの流れを受信してフィルタする。それぞれの乗算器は、スケールサンプルを供給するためにそれぞれの倍率によってそれぞれのフィルタからのフィルタサンプルを受信してスケールする。加算器は、シンボル推定を供給するために全ての乗算器からのスケールサンプルを受信して加算する。

20

【0018】

別の設計において、イコライザは、1つ以上の乗算器、1つの加算器、及び1つのフィルタを含む。それぞれの乗算器は、スケールサンプルを供給するためにそれぞれの倍率によってそれぞれのサンプルの流れを受信してスケールする。加算器は、加算サンプルを供給するために全ての乗算器からのスケールサンプルを受信して加算する。フィルタは、シンボル推定を供給するために係数の1組によって加算サンプルを受信してフィルタする。

30

【0019】

上述の設計において、イコライザは、それぞれのフィルタの係数及び乗算器についての倍率の適合を行う係数調節素子を更に含む。上述したように、様々な適合の考えを用いることができる。選択された適合の考えによって、フィルタ係数は、フィルタから受信されたフィルタサンプル又はシンボル推定の何れかに基づいて適合される。更に、適合は、パイロット基準を用いてLMS、RLS、DMI、又は幾つかの他のアルゴリズムに従って実行することができる。

【0020】

受信機ユニットは、スペクトラム拡散(例えば、CDMA)通信システムにおいて基地局又は遠隔端末で用いられる。

40

【0021】

本発明は、下文で述べるように、本発明の様々な態様や特徴を実施する他の方法及び受信機ユニットを更に提供する。

【0022】

具体的な実施例の詳細な記載

図1は、通信システム100におけるデータ送信のための信号処理の実施例の単純化されたブロック図である。送信機ユニット110において、データソース112から、1つ以上のアナログ信号を発生させるためにデータを初期化し、符号化し、処理する送信(TX

50

データ処理部 114 へ、一般にはパケットとして、データが送られる。アナログ信号は、その後、1つ以上のアンテナ（図 1 では 1 つのみが示されている）118 を介して 1 つ以上の受信機ユニットへ送信するのに適切な変調信号を発生させるために受信されたアナログ信号を増幅し、直交変調し、アップコンバートする送信機（T M T R）116 に供給される。

#### 【0023】

受信機ユニット 130 において、送信信号が 1 つ以上のアンテナ 132 によって受信され受信機（R C V R）134 に供給される。受信機 134 の中で、それぞれの受信信号は、同位相（I）及び直交（Q）サンプルを供給するために増幅され、フィルタされ、周波数がダウンコンバートされ、直交復調され、デジタル化される。サンプルは、デジタル的に処理され、その後、送信データを再生するためにサンプルを更に処理して復号する受信（R X）データ処理部 136 に供給される。受信データ処理部 136 における処理及び復号は、送信データ処理部 114 で実行された処理及び符号化をある意味で補足して実行される。復号されたデータは、その後、データシンク 138 に供給される。

10

#### 【0024】

上述の信号処理は、トラフィックデータ、メッセージ、音声、映像、及びある方向における通信の他のタイプをサポートする。双方向通信システムは、2 方向のデータ送信をサポートする。図 1 における処理は、C D M A 通信システムにおける順方向回線送信を表し、この場合は、送信機ユニット 110 は基地局を表し受信機ユニット 130 は遠隔端末を表す。逆方向回線についての信号処理は、単純化のために図 1 においては示されていない。

20

#### 【0025】

図 2 A は、受信機 134 の 1 実施例のブロック図である。この実施例において、受信機ユニット 130 は、多くのアンテナ 132 a から 132 k を含む。それぞれのアンテナ 132 は、受信機 134 の中でそれぞれの受信信号処理部（即ち前処理部）210 と接続される。それぞれの前処理部 210 の中において、アンテナ 132 からの受信信号は、A D C サンプルを供給するために増幅器 222 によって（低雑音で）増幅され、受信（R X）フィルタ 224 によってフィルタされ、周波数変換／復調器 226 によって周波数のダウンコンバート及び直交復調され、1 つ以上のアナログ - デジタル変換器（A D C）によってデジタル化される。A D C サンプルは、その後受信データ処理部 136 に供給される複素  $I_{IN}$  及び  $Q_{IN}$  サンプルを発生させるためにデジタル処理部 230 によって更に処理される。デジタル処理部 230 は、下文で更に詳しく述べられる。

30

#### 【0026】

図 2 A に示されるように、受信機ユニット 130 は、アンテナを介して受信された信号を処理するのに用いられる多くの前処理部 210 a から 210 k と接続される多くのアンテナ 132 a から 132 k を含む。それぞれのアンテナ 132 と前処理部 210 との組合せは、特定の受信信号を処理するのに用いられる信号パスの部分形成する。受信機ユニット 130 における多数のアンテナ 132 の使用は、空間的な多様性を提供し、他の送信ソースからの干渉を更に抑え、これらの両方により性能の改善ができる。しかしながら、受信機ユニット 130 は、1 つの信号パスによって設計することもでき、これは本発明の範囲の中である。

40

#### 【0027】

図 2 A は、前処理部 210 を実施するのに用いられる幾つかの機能的な素子を示している。一般的に、前処理部 210 は、図 2 A において示される機能的な素子のどの組合せも含むことができ、素子は、要求された出力を得るためにどの順序で配置されてもよい。例えば、多段の増幅器やフィルタが、前処理部 210 の中で一般に提供される。更に、図 2 A で示されるそれらとは異なった機能的な素子が、前処理部 210 の中に含まれていてもよく、このこともまた、本発明の範囲の中である。

#### 【0028】

図 2 B はデジタル処理部 230 の 1 実施例のブロック図である。特定の受信機ユニット 130 の設計によって、受信信号は、特定のサンプリングレート  $f_{ADC}$  で A D C 228 によ

50

ってサンプル化され、その後、受信データ処理部 136 が別のサンプルレート  $f_{\text{SAMP}}$  でサンプルに作用する。例えば、受信信号は、近似的に 2、4、又は 8 倍のチップレートでサンプル化されてもよい。特定の受信機設計によって、ADC サンプリングレートは、チップレートと同期させても又は同期させなくてもよい。受信データ処理部 136 は、ADC サンプリングレートとは異なる特定のサンプルレート（例えば、チップレート）でサンプルに作用するように設計される。デジタル処理部 230 は、サンプルレート換算を達成するのに用いられる。ある設計においては、ADC サンプリングレート（例えば、 $f_{\text{SAMP}} = 2 f_{\text{ADC}}$ ）よりも高いサンプリングレートで受信データ処理部 136 の中の、その後のイコライザを動作させるのに都合がよい。デジタル処理部 230 は、そのとき、アップサンプリングを供給するように設計され動作される。

10

#### 【0029】

図 2 B に示す実施例において、データプロセッサ 230 は、1 つのアップサンブラ 242、1 つの有限インパルス応答 (FIR) フィルタ 244、及び 1 つのダウンサンブラ 246 が全て直列に接続されたものを含む。アップサンブラ 242 は、P 個の要素によって ADC サンプルを受信してアップサンプルする。アップサンプリングは、それぞれの連続した ADC サンプルの組の間の値がつけられたサンプルに (P - 1) 個のゼロを挿入することによって達成することができる。FIR フィルタ 244 は、その後、アップサンプリングによって発生したイメージを取り除くためにアップサンプルされたサンプルを受信してフィルタする。FIR フィルタ 244 は、受信サンプルの (マッチ) フィルタリングを更に実行する。フィルタサンプルは、デシメータ 246 に供給され、受信データ処理部 136 に供給される (複素) サンプル  $x_i(n)$  を発生させるために Q 個の要素によってデシメート (decimate) される。デシメートは、Q 個のフィルタサンプル毎から (Q - 1) 個のサンプルを単に廃棄することによって達成できる。

20

#### 【0030】

データ処理部 230 は、サンプルレート変換器 (特に P 及び Q が整数でないならば) 又は幾つかの他の設計によって実施することもでき、これは本発明の範囲の中である。更に、データ処理部 230 は、付加的に及び / 又は異なる機能を提供するように設計することができ、これも本発明の範囲の中である。

#### 【0031】

IS - 95 CDMA システムにおいて、受信機ユニットは、低信号対雑音比 (S / N) で動作するように設計され、ここで、S は要求された信号を示し N は合計雑音を示す。合計雑音は、温度雑音 (No)、他の送信ソースによる送信及び他の受信機ユニットへの送信による干渉 (Io)、及びインタシンボル干渉 (ISI) を含む。ISI は、送信機ユニット、送信チャネル、及び受信機ユニットによって受信された信号におけるマルチパス又は周波数歪みの結果である。IS - 95 CDMA システムについて、低 S / N は、同じシステム帯域幅を超えた多数のユーザの間での同時のデータの送信による結果である。受信機ユニットにおいて、要求された信号は、スペクトラム拡散処理の使用を通して大きく品位が落とされた受信信号から再生され、それによって、より長時間期間からのエネルギーが、改善された S / N を有する信号を発生させるために累積される。

30

#### 【0032】

スペクトラム拡散信号の処理は、従来どおりに、送信データの推定をより正確にする再生シンボルを発生させるために、受信信号 (又はマルチパス) の強いインスタンスを検索し、最も強いマルチパスを処理し、処理されたマルチパスからの結果を結合するレイク受信機を用いて実行される。レイク受信機の設計及び動作は、下文で更に詳しく述べられる。レイク受信機は、多重信号パスからのエネルギーを効果的に結合して S / N を最小化するように試みる。しかしながら、マルチパスを処理するのに用いられるフィンガ処理部の数の制限のため、レイク受信機は、チャネルで生じた受信信号における歪みを訂正する能力において制限される。

40

#### 【0033】

HDR システムのような、より高いデータレートで送信するように設計された CDMA シ

50

システムについて、より高い $S/N$ が、より高いデータレートをサポートするために要求される。より高い $S/N$ を達成するために、HDRシステムの順方向回線で、データが、与えられたどの瞬間においても1人のユーザに送信される。このことは、他のユーザの間の送信による干渉を除去する。更に、他の送信基地局からの干渉は、より大きい要素の再利用によってHDRシステムを動作させ、送信機ユニット、受信機ユニット、又はその両方において指向性アンテナを用いることで減少される。 $S/N$ を更に改善するために、ISI( IS - 95 CDM Aシステムにおいては一般に無視できる)が減少されることが必要である。本発明は、より高い $S/N$ を達成するためにマルチパス及びチャネル歪みによるISIを減少させる技術を提供する。

【0034】

図3は、本発明の1実施例に従った受信データ処理部136のブロック図である。この実施例において、受信データ処理部136は、改善された性能、特により高いデータレート、を提供するために並列に動作できる2つの信号処理パスを含む。第1の信号処理パスは1つの後処理部320と接続されたイコライザ310を含み、第2の信号処理パスは1つのレイク受信機330を含む。

【0035】

受信データ処理部136の中で、前処理部210からのサンプルの流れは、イコライザ310及びレイク受信機330のそれぞれに供給される。それぞれのサンプルの流れは、それぞれの受信信号から発生する。イコライザ310は、受信されたサンプルの流れの均一化を実行してシンボル推定を後処理部320に供給する。送信機ユニット110で実行された処理によって、後処理部320は、再生シンボルを供給するためにシンボル推定を更に処理してもよい。特に、PN逆拡散及びカバー(coding)が送信機ユニットで実行されるならば、後処理部320は、複素PN列による逆拡散及び1つ以上のチャネル化符号によるデカバーを実行するように構成されている。位相回転(レイク受信機についてのパイロット復調によって達成される)は、フィルタ係数が適合された後、イコライザによって暗に達成される。

【0036】

レイク受信機330は、受信信号についての再生シンボルを供給するためにそれぞれの受信信号の1つ以上のマルチパスを処理するように構成されている。それぞれのサンプルの流れについて、レイク受信機330は、多くのマルチパスについてPN逆拡散、デカバー、及びコヒーレントな復調を実行するように構成されている。レイク受信機330は、レイク受信機から供給された全ての再生シンボルを供給するために全ての受信信号についての再生シンボルを更に結合してもよい。

【0037】

後処理部320及びレイク受信機330からの再生シンボルは、デインタリーバ350に供給するために後処理部320又はレイク受信機330の何れかからの再生シンボルを選択するスイッチ(SW)340に供給される。選択された再生シンボルはその後デインタリーバ350によって再配列され、その後、復号器360で復号される。コントローラ370は、イコライザ310、後処理部320、レイク受信機330、及びスイッチ340と接続しており、これらの動作を管理している。

【0038】

本発明に従えば、イコライザ310は、受信信号におけるISIの量を減少させるために受信信号の均一化を提供するのに用いることができる。それぞれの受信信号は、送信機ユニット、送信チャネル、及び受信機ユニットの特性によって歪む。イコライザ310は、それぞれの受信信号についての全ての応答を均一化するように動作され、これによりISIの量を減少させる。低ISIは、 $S/N$ を改善してより高いデータレートをサポートするだろう。

【0039】

図4Aは、イコライザ310aの1実施例のブロック図であり、この図4Aは、図3におけるイコライザ310を実施するのに用いることができる。図4Aにおいて示されるよう

10

20

30

40

50

に、それぞれのアンテナ 1 3 2 で受信された信号は、サンプルの流れ、 $x_i(n)$  を供給するためにそれぞれの前処理部 2 1 0 によって処理される。イコライザ 3 1 0 a の中で、前処理部 2 1 0 a から 2 1 0 k からのサンプルは、フィルタ 4 1 0 a から 4 1 0 k に、それぞれ供給される。それぞれのフィルタ 4 1 0 は、フィルタによって処理された受信信号について適合された特定の係数の組に基づいて受信サンプル  $x_i(n)$  の均一化を実行する。

#### 【数 1】

フィルタ 4 1 0 a から 4 1 0 k からの（アンテナあたりの）シンボル推定  $\hat{y}_i(n)$  から  $\hat{y}_k(n)$  は、その後、乗算器 4 1 2 a から 4 1 2 k にそれぞれ供給され、またこの乗算器は、倍率  $s_1$  から  $s_k$  も受信する。それぞれの乗算器 4 1 2 は、倍率  $s_i$  によって受信されたシンボル推定  $\hat{y}_i(n)$  をスケールし、このスケールサンプルを加算器 4 1 4 に供給する。倍率は複素数値であってもよいが、実数値もフィルタ 4 1 0 の中で係数が適合された後は特に用いられる。加算器 4 1 4 は、出力（結合された）シンボル推定  $\hat{y}(n)$  を発生させるために乗算器 4 1 2 a から 4 1 2 k からのスケールサンプルを受信して加算する。

スライサ 4 1 8 a は、薄切シンボル推定  $\tilde{y}(n)$  を発生させるために出力シンボル推定  $\hat{y}(n)$  を受信して薄切り（例えば、量子化）するようにイコライザ 3 1 0 a の中に提供されている。

薄切シンボル推定は、下文で述べるような、適合の考えに指示されたデータにおいてイコライザ 3 1 0 a の中の変数（即ち、フィルタ 4 1 0 の中の係数及び乗算器 4 1 2 についての倍率）を適合させるのに用いられる。スライサ 4 1 8 a の設計はサポートされた特定の直交変調の考えに依存し、より薄い薄切りレベルはより高い値の変調の考え（例えば、16 QAM、64 QAM など）のために提供される。

#### 【数 2】

図 4 A においては単純化のために示されていないが、1 つ以上のスライサが、薄切シンボル推定  $\tilde{y}_i(n)$  から  $\tilde{y}_k(n)$  を発生させるためにフィルタ 4 1 0 a から 4 1 0 k からのシンボル推定  $\hat{y}_i(n)$  から  $\hat{y}_k(n)$  をそれぞれ薄切りするために供給されてもよい。

係数調節素子 4 2 0 a は、シンボル推定  $\hat{y}_i(n)$  から  $\hat{y}_k(n)$ 、出力シンボル推定  $\hat{y}(n)$ 、薄切シンボル推定  $\tilde{y}(n)$ 、実際の（予測された）シンボル  $y(n)$ 、又はこれらの組合せを受信する。

係数調節素子 4 2 0 a は、その後、受信されたシンボル推定及びシンボルに基づいてフィルタ 4 1 0 a から 4 1 0 k についての係数及び乗算器 4 1 2 a から 4 1 2 k についての倍率を適合（即ち、慣らし又は調節）させる。係数調節素子 4 2 0 a は、最小二乗（LMS）アルゴリズム、帰納的最小二乗（RLS）アルゴリズム、直接行列変換（DMI）アルゴリズム、幾つかの他のアルゴリズム、又はこれらの組合せを実施するように設計されている。係数調節素子 4 2 0 a 及び適合アルゴリズムは、下文で更に詳しく述べられる。

#### 【0040】

図 5 A は、フィルタ 4 1 0 の 1 実施例の図であり、この図 5 A は、図 4 A におけるそれぞれのフィルタ 4 1 0 a から 4 1 0 k を実施するのに用いられている。この実施例において、フィルタ 4 1 0 は、FIR フィルタによって実施される。しかしながら、無限インパル

ス応答 ( I I R ) フィルタ又は幾つかの他のフィルタ構成が用いられることもでき、このことは本発明の範囲の中である。

【 0 0 4 1 】

フィルタ 4 1 0 の中で、受信サンプル  $x_i(n)$  は、直列に接続された多くの遅延素子 5 1 2 a から 5 1 2 m に供給される。それぞれの遅延素子 5 1 2 は、特定の遅延量 (例えば、受信されたサンプルレートクロックのうちの 1 クロックサイクル  $1/f_{\text{SAMP}}$ ) を供給する。受信サンプル  $x_i(n)$  及び遅延素子 5 1 2 a から 5 1 2 m の出力は、乗算器 5 1 4 a から 5 1 4 l にそれぞれ供給される。それぞれの乗算器 5 1 4 もまた、係数  $c_{i,j}$  を受信し、この係数によってそれぞれの受信サンプルをスケールし、このスケールサンプルを加算器 5 1 6 に供給する。

10

【 数 3 】

加算器 5 1 6 は、乗算器 5 1 4 a から 5 1 4 l のスケールサンプルを加算してシンボル推定  $\hat{y}_i(n)$  を供給する。シンボル推定  $\hat{y}_i(n)$  は、

$$\hat{y}_i(n) = \sum_{j=-M}^M c_{i,j}^* \cdot x_i(n-j) \quad , \quad \text{式 (1)}$$

20

として計算され、ここで、符号 (\*) は複素共役を示し (2 M + 1) はフィルタ 4 1 0 のタップの数である。

図 4 A に戻って参照すると、加算器 4 1 4 からの出力シンボル推定  $\hat{y}(n)$  は、

$$\hat{y}(n) = \sum_{i=1}^K s_i^* \cdot \hat{y}_i(n) \quad , \quad \text{式 (2)}$$

30

として計算され、ここで、K はイコライザ 3 1 0 の中で割り当てられた信号処理パスの数である。

【 0 0 4 2 】

図 4 A におけるそれぞれのフィルタ 4 1 0 は、フィルタにより処理された信号によって経験した全体の周波数応答  $G_i(w)$  を均一化することを試みる周波数応答  $C_i(w)$  を供給する。信号の全体の周波数応答  $G_i(w)$  は、送信機ユニット、送信チャネル、及び受信機ユニット (即ち、フィルタまでの全てのもの) の周波数応答を含む。それぞれのフィルタ 4 1 0 の係数は、“適合され”又は“慣らされ”てその結果減少した I S I が達成される。

【 0 0 4 3 】

図 4 A において示されるように、多くの信号は、多くのアンテナ 1 3 2 によって受信され相当する多くの前処理部 2 1 0 によって処理される。それぞれの前処理部 2 1 0 は、サンプルの流れをそれぞれのフィルタ 4 1 0 に供給する。それぞれのフィルタ 4 1 0 は、多くの (2 M + 1) 個の係数を含むことができる。

40

【 数 4 】

更に、K 個のフィルタ 4 1 0 からのシンボル推定は、出力シンボル推定  $\hat{y}(n)$  を発生させるために K 個の倍率によってスケールされて結合される。

こうして、K · (2 M + 1) + K 個の変数までが、イコライザ 3 1 0 a のために調節される。K 個のフィルタ 4 1 0 の K · (2 M + 1) 個の係数及び K 個の倍率は、様々な適合の

50

考えに基づいて適合させることができ、これらの幾つかは、下文で述べる。

【 0 0 4 4 】

第 1 の適合の考えにおいては、“ 時間領域 ” 適合がフィルタ 4 1 0 の係数について実行されるのに続いて、倍率についての“ 空間領域 ” 適合が実行される。時間領域適合は、フィルタによって処理された受信信号の均一化を提供するためにそれぞれのフィルタ 4 1 0 の係数を適合させる。空間領域適合は、その後、イコライザ 3 1 0 a の均一化を提供するために全ての割り当てられたフィルタ 4 1 0 と関連する倍率を適合させる。

【 0 0 4 5 】

時間領域適合について、フィルタ 4 1 0 a から 4 1 0 k は、それぞれの受信されたサンプル及び均一化された出力に基づいて個々に適合される。第 1 の適合より前に、倍率  $s_1(n)$  から  $s_K(n)$  は、特定の値の組（例えば、全て  $1/K$ ）に初期化できる。倍率は、一般には、それらの合計が 1 に等しくなるように標準化され、これは、

【 数 5 】

$$\sum_{l=1}^K S_l(n) = 1.0 \quad \text{式 (3)}$$

として表現できる。特定のフィルタ 4 1 0 i についての係数の組  $\underline{c}_i(n) = c_{i,-M}(n), \dots, c_{i,M}(n)$  は、その後、そのフィルタによって受信されたサンプル  $x_i(n)$  及び受信されることが予測されたサンプル  $y(n)$  に基づいて適合される。

初めは、係数適合が実行されるそれぞれのサンプル期間  $n$  のために、受信サンプルの組  $\underline{x}_i(n) = x_i(n-M), \dots, x_i(n+M)$  は、シンボル推定  $\hat{y}_i(n)$  を発生させるために係数の組  $\underline{c}_i(n)$  と共にフィルタ 4 1 0 i によってフィルタされ、これは、

$$\hat{y}_i(n) = \underline{c}_i^H(n) \cdot \underline{x}_i(n), \quad \text{式 (4)}$$

として表現され、ここで、 $\underline{c}_i^H(n)$  は、エルミート変換された（即ち、複素共役がとられ変換された）係数の組である。式（4）は、ベクトル形式で記しているが、上述の式（1）と同等である。シンボル推定  $\hat{y}_i(n)$  は、その後、係数調節素子 4 2 0 a に供給される。

イコライザ 3 1 0 a は、一般に、イコライザが受信サンプルを処理するのに用いられる最初の時間よりも前の既知のシンボルを用いて適合される。パイロット基準を送信する C D M A システムについて、イコライザは、このパイロット基準を用いて適合される。

【 数 6 】

このパイロット参照が、HDR システムのように時分割多重（TDM）を用いて送信されるならば、イコライザ 3 1 0 a の出力における実際のシンボル  $y(n)$  は、パイロット参照期間の間、既知であり、（アンテナあたりの）シンボル推定  $\hat{y}_i(n)$  又は出力シンボル推定  $\hat{y}(n)$  に対して比較できる。

実際のシンボルとシンボル推定との間の誤差は、計算され、イコライザを適合させるのに

10

20

30

40

50

用いられる。H D R システムについての実際のシンボル $y(n)$ の発生は、下文で更に詳しく述べられる。

【 0 0 4 6 】

【 数 7 】

あるいは、パイロット参照が、I S - 9 5 システムのように符号分割多重 (C D M) を用いて送信されるならば、シンボル推定 $\hat{y}_i(n)$ 又は $\hat{y}(n)$ は、C D M 処理を元に戻すように更に処理され、その後実際のパイロットシンボル $p_i(n)$ 又は $p(n)$ とそれぞれ比較される再生パイロットシンボル $\hat{p}_i(n)$ 又は $\hat{p}(n)$ を、それぞれ発生させる。

10

また、実際のパイロットシンボルと再生シンボルとの間の誤差は、計算することができ、イコライザを適合させるのに用いられる。T D M パイロット基準を用いるイコライザ 3 1 0 a の適合は、下文で詳しく述べられ、C D M パイロット基準を用いるイコライザ 3 1 0 a の適合は、その後の節で述べられる。

【 0 0 4 7 】

実際のシンボル $y(n)$ が既知であるサンプル期間 $n$ について、係数調節素子 4 2 0 a は、サンプル期間の間、実際のシンボル $y(n)$ を受信する又は発生させることができる。

【 数 8 】

20

フィルタ 4 1 0 i からのシンボル推定 $\hat{y}_i(n)$ と実際のシンボル $y(n)$ との間の誤差 $e_i(n)$ は、その後、フィルタ 4 1 0 i について、

$$e_i(n) = y(n) - \hat{y}_i(n) \quad \text{式 (5)}$$

として計算される。処理パスにおけるどの特定の地点での誤差も、その地点でのシンボル推定とその地点での予測シンボルとの間の差異として計算される。

30

あるいは、実際のシンボル $y(n)$ が既知でないサンプル期間 $n$ の間、シンボル推定 $\hat{y}_i(n)$ と薄切シンボル推定 $\tilde{y}_i(n)$ との間の誤差 $e_i(n)$ は、フィルタ 4 1 0 i について、

$$e_i(n) = \tilde{y}_i(n) - \hat{y}_i(n) \quad \text{式 (6)}$$

40

として計算される。式 (5) 又は (6) の何れかを用いて計算された誤差 $e_i(n)$ は、その後、次のサンプル期間のための新たな係数の組 $c_i(n+1)$ を発生させるのに用いられる。

上述したように、様々な適合アルゴリズムが、新たな係数を発生させるのに用いられ、これらの幾つかは、下文で述べられる。

【 0 0 4 8 】

【 数 9 】

LMS アルゴリズムについて、新たな係数  $\underline{c}_i(n+1)$  は、

$$\underline{c}_i(n+1) = \underline{c}_i(n) + \underline{x}_i(n) \cdot \mu \cdot e_i^*(n), \quad \text{式 (7)}$$

として計算され、ここで、 $\mu$  は無単位の適合定数である。

RLS アルゴリズムについて、新たな係数  $\underline{c}_i(n+1)$  は、

$$\underline{k}_i(n) = \frac{\lambda^{-1} P(n) \underline{x}_i(n)}{1 + \lambda^{-1} \underline{x}_i^H(n) P(n) \underline{x}_i(n)}, \quad \text{式 (8)}$$

10

$$\underline{c}_i(n+1) = \underline{c}_i(n) + \underline{k}_i(n) e_i^*(n), \text{ 及び}$$

$$P_i(n+1) = \lambda^{-1} (I(n) - \underline{k}_i(n) \underline{x}_i^H(n)) P(n),$$

20

として計算され、ここで、 $\lambda$  はメモリ重み率（一般に、 $0.95 < \lambda \leq 1.0$ ）であり、 $\underline{k}_i(n)$  は利得ベクトルであり、 $I$  は単位行列（即ち、対角に沿って1）であり、 $P$  は逆相関行列である。

初めは、 $P_i(0) = \delta \cdot I$  であり、ここで、 $\delta$  は小さな正数（例えば、0.001）である。

【 0 0 4 9 】

【 数 1 0 】

DMI アルゴリズムについて、新たな係数  $\underline{c}_i(n+1)$  は、 $N_{SYM}$  個のシンボルの慣らし期間によって次の

$$\hat{\mathbf{R}}_i(n) = \frac{1}{N_{SYM}} \sum_{m=n-N_{SYM}+1}^n \underline{x}_i(m) \underline{x}_i^H(m), \quad \text{式 (9)}$$

$$\hat{\mathbf{y}}_i(n) = \frac{1}{N_{SYM}} \sum_{m=n-N_{SYM}+1}^n \underline{x}_i(m) y^*(m), \text{ 及び}$$

$$\underline{c}_i(n+1) = [\hat{\mathbf{R}}_i(n)]^{-1} \hat{\mathbf{y}}_i(n),$$

として計算され、ここで、 $\hat{\mathbf{R}}_i(n)$  は受信サンプル（即ち、フィルタ内容）の自己相関行列の推定であり、 $\hat{\mathbf{y}}_i(n)$  はフィルタ内容と要求された（予測された）出力との相互相関ベクトルである。推定  $\hat{\mathbf{R}}_i(n)$  及び  $\hat{\mathbf{y}}_i(n)$  は、多数の（あるいはばらばらの）慣らし間隔の総計となる。式（9）における  $\hat{\mathbf{R}}_i(n)$  の行列転置は、必要があるときのみ実行されればよい（例えば、図6に示されるような、2つのばらばらのパイロット参照に基づいたHDRシステムにおけるスロットあたり1度）

。

LMS、RLS、及びDMI アルゴリズムのそれぞれ（直接的又は間接的）は、平均二乗誤差（MSE）を最小化することを試み、これは、

$$MSE = E \left\{ |y(n) - \hat{y}_i(n)|^2 \right\}, \quad \text{式 (10)}$$

として表現され、ここで、 $E\{x\}$  は  $x$  の予測値である。LMS、RLS、DMI、及び他の適合アルゴリズムは、1996年にプレントイスホールで“適合フィルタ理論”第3版と題された書物においてシモンヘイキンによって更に詳しく述べられており、参照によってこの中に組み込まれている。

【0050】

一度、フィルタ410aから410kが上述した方法で個々に適合されたならば、空間領域適合は倍率を適合させることを実行することができる。空間領域適合は、時間領域適合について上述した方法と同様の方法で達成することができる。特に、フィルタ410aから410kの係数は固定され、倍率  $s_1(n)$  から  $s_K(n)$  は調節される。

【0051】

【数11】

10

20

30

40

初めに、倍率が適合されるサンプル期間 $n$ の間、それぞれのフィルタ 4 1 0  $i$  は、シンボル推定 $\hat{y}_i(n)$ を発生させるために係数の組 $\underline{c}_i(n)$ と共に受信サンプルの組 $\underline{x}_i(n)$ をフィルタする。フィルタ 4 1 0  $a$ からのシンボル推定 $\hat{y}_1(n)$ から $\hat{y}_k(n)$ は、その後、それぞれの乗算器 4 1 2  $a$ から 4 1 2  $k$ に供給され、出力シンボル推定 $\hat{y}(n)$ を発生させるためにそれぞれの倍率 $s_1(n)$ から $s_k(n)$ によってスケールされ、これは、

10

$$\hat{y}(n) = \sum_{i=1}^K \hat{y}_i(n) \cdot s_i^*(n) \quad \text{式 (1 1)}$$

として表現される。

出力シンボル推定 $\hat{y}(n)$ は、その後、係数調節素子 4 2 0  $a$ に供給されて誤差 $e(n)$ を発生させるのに用いられ、これは、

20

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n)、又は \quad \text{式 (1 2)}$$

$$e(n) = \tilde{y}(n) - \hat{y}(n)、 \quad \text{式 (1 3)}$$

の何れかのように実際のシンボルが既知（式 1 2）であるのか又は既知でない（式 1 3）のかに依存して表現される。計算された誤差 $e(n)$ は、その後、フィルタ係数の適合について上述したような方法と同様に、LMS、RLS、DMI、又は幾つかの他のアルゴリズムを用いて新たな倍率 $s_1(n+1)$ から $s_k(n+1)$ （即ち、 $\underline{s}(n+1)$ ）を発生させるのに用いられる。

30

時間領域及び空間領域適合は、要求された性能を達成するために多数回が（例えば、幾つかの又は異なるパイロット基準を用いて）繰り返される。この繰り返し適合は、次のように実行される：

40

- 1 ) 倍率を1.0に初期化する（即ち、 $s_1=s_2=\dots=s_K=1/K$ ）；
- 2 ) それぞれのフィルタ 4 1 0  $a$  から 4 1 0  $k$  の係数を初期化する（例えば、下文で述べられる方法で）；

【数 1 2】

- 3 ) それぞれのフィルタ 4 1 0  $i$  の係数 $\underline{c}_i(n)$ についての時間領域適合を実行する；
- 4 ) フィルタ 4 1 0  $a$  から 4 1 0  $k$  についての係数 $\underline{c}_1$ から $\underline{c}_k$ を固定する；

50

5) 固定されたフィルタ係数によって倍数 $s_1(n)$ から $s_K(n)$ についての空間領域適合を実行する；

6) 倍率を固定する；

7) 要求された結果が得られるまで、ステップ3から5を多数回繰り返す。

【0052】

【数13】

一度、フィルタ410aから410kの係数及び倍率が適合されたならば、イコライザ310aからのシンボル推定 $\hat{y}(n)$ は、送信サンプルの良好な推定を表す。

10

最初の適合の後、イコライザは、既知のシンボルが再び受信されたとき、（周期的に）再適合させることができる。あるいは又は更に、イコライザ310aは決定指示された適合の考えを用いて適合させることができる（例えば、実際の使用の間、実際のシンボルは一般に既知でない）。決定指示された適合は、薄切シンボル推定（即ち、予測されたシンボル推定の信号レベル）とシンボル推定（即ち、受信されたときの実際のシンボルのレベル）との間の誤差に基づいて実行される。

【0053】

第1の適合の考えは、時間領域及び空間領域適合を別々にかつ連続的に実行し、このことは、要求された計算結果の複雑さを減らす。例えば、それぞれのフィルタ410が $(2M + 1)$ 個の係数を含むならば、時間領域適合は、長さ $2M + 1$ のベクトル及び（あるいは） $2M + 1$ 掛ける $2M + 1$ 次元の行列の演算を実行することによって達成できる。そして、 $K$ 個の信号処理パスが、 $K$ 個の受信信号の処理のために並列的に動作されるならば、空間領域適合は、長さ $K$ のベクトル及び（あるいは） $K$ 掛ける $K$ 次元の行列の演算を実行することによって達成できる。

20

【0054】

第2の適合の考えにおいて、時間領域及び空間領域適合は、イコライザ310aの中で、係数及び倍率のために同時に実行される。この実施例において、全てのフィルタ410aから410kが、それぞれのサンプルの流れ $x_1(n)$ から $x_K(n)$ をフィルタするために並列的に動作される。

30

【数14】

フィルタ 4 1 0 a から 4 1 0 k からのシンボル推定  $\hat{y}_1(n)$  から  $\hat{y}_k(n)$  は、

$$\hat{y}_1(n) = \underline{c}_1^H(n) \cdot \underline{x}_1(n),$$

M

式 (1 4)

$$\hat{y}_k(n) = \underline{c}_k^H(n) \cdot \underline{x}_k(n)$$

として計算される。

10

シンボル推定  $\hat{y}_1(n)$  から  $\hat{y}_k(n)$  は、その後、出力シンボル推定  $\hat{y}(n)$  を発生させるために、乗算器 4 1 2 a から 4 1 2 k にそれぞれ供給され、それぞれの倍率  $s_1(n)$  から  $s_k(n)$  によってスケールされ、結合され、これは、式 (1 1) に示されるように計算される。

シンボル推定  $\hat{y}(n)$  と実際のシンボル  $y(n)$  又は薄切シンボル推定  $\tilde{y}(n)$  との間の誤差  $e(n)$  が、式 (1 2) 又は式 (1 3) においてそれぞれ示されるように計算される。誤差  $e(n)$  は、その後、K 個のフィルタ係数の組  $\underline{c}_1(n)$  から  $\underline{c}_K(n)$  を同時に適合させるのに用いられる (固定された K 個の倍率  $s_1(n)$  から  $s_K(n)$  と共に)。

20

K 個のフィルタ係数の組は、1 つの長さ  $K \cdot (2M + 1)$  のベクトルの中につながれていて、このフィルタ係数の組は、誤差  $e(n)$  によって調節される。この実施例においては、 $K \cdot (2M + 1)$  個の変数までが、同時に適合される。

【0 0 5 5】

第 2 の適合の考えにおいて、特定の倍率の組について、フィルタ係数が、長さ  $K \cdot (2M + 1)$  のベクトル及び (あるいは)  $K \cdot (2M + 1)$  掛ける  $K \cdot (2M + 1)$  次元の行列の演算を実行することによって同時に適合される。要求された計算結果は、上述した第 1 の適合の考えについて実行された計算結果よりも複雑である。

30

【数 1 5】

しかしながら、全ての係数が、出力シンボル推定  $\hat{y}(n)$  が実際のシンボル  $y(n)$  の良好な推定であるように、受信信号を均一化するように連带的に考慮されるので、改善された性能が達成できる。

例えば、アンテナ 1 について用いられるフィルタの係数は、他のアンテナを介して受信された信号に依存する。

40

【0 0 5 6】

フィルタ係数及び倍率の適合は、レイク受信機 3 3 0 の補助によって達成される。一般的な設計において、レイク受信機 3 3 0 は、1 つの検索素子及び多くのフィンガ処理部を含む。検索素子は、様々な時間補正值で、あるいはコントローラ 3 7 0 によって指示されたように、特定の受信信号についてのサンプルを処理して、最も強いマルチパスを検索する。CDMA システムについて、検索素子は、一般に、送信機ユニットにおいてサンプルを拡散するのに用いられた (複素) PN 列によって受信サンプルの相関を実行する。検索素子は、1 つの明確な時間補正值又は多数の時間補正值における相関を実行するように設計される。それぞれの時間補正值は、絶対 (遅延ゼロ) PN 列と関係する明確な PN 列の遅延に相当する。検索素子は、試験されたそれぞれの時間補正值についての (複素) 相関結

50

果又は特定の閾値を超えた正しい相関結果を供給するようにも設計される。検索素子又はコントローラ 370 は、それぞれの受信信号についての相関結果のリスト及び相当する時間補正值を維持するように設計される。

【0057】

全ての受信信号についての相関結果のリストに基づいて、コントローラ 370 は、最も強いマルチパス（例えば、最も大きな大きさ又はエネルギーを有するマルチパス）を識別することができる。この機能は、下文で更に詳しく述べられる検索素子及びフィンガ処理部によって実行される。

【0058】

1 実施例において、フィルタ係数についての初期値は、レイク受信機 330 からの相関結果に基づいて設定される。それぞれの受信信号について、レイク受信機 330 は、最も強いマルチパスを検索するように動作する。最も強いマルチパスについての相関結果の大きさが、それぞれの受信信号について位づけされる。

【数 16】

特定の受信信号についての最も強いマルチパスに相当する指数  $J_i$  は、

$$J_i = \arg \left\{ \max_j |\alpha_{i,j}| \right\} \quad \text{式 (15)}$$

として定義される。特定の受信信号についての最も強いマルチパスは、その後、

$$|\alpha_{ji}| = \max_j |\alpha_{i,j}|, \quad \text{式 (16)}$$

として定義され、ここで、 $|\alpha_{i,j}|$  は  $i$  番目の受信信号の  $j$  番目のマルチパスの大きさであり、 $|\alpha_{ji}|$  は  $i$  番目の受信信号の最も強いマルチパスの大きさである。同様に、全ての受信信号について最も強いマルチパスが位づけされ、これらの間で最も強いマルチパスが、次の

$$|\alpha_I| = \max_i |\alpha_{ji}|, \quad \text{(式 17)}$$

として識別され、ここで、 $|\alpha_I|$  は全ての受信信号について最も強いマルチパスの大きさである。

一度、全ての受信信号について最も強いマルチパスが定義されたならば、このマルチパスに相当する時間補正值が識別できる。

【数 17】

それぞれのフィルタ 4 1 0 についての係数  $c_{i,0}(n)$  は、その後、次の、(1) “フィンガ値” と関連する値、この値は、最も強いマルチパスの受信された信号品質を示す (例えば、 $c_{i,0}(n) = \gamma \alpha_{ji}^*$ 、ここで  $\gamma$  は雑音分散に依存する定数である)、

(2) 1 つの値 (1.0)、又は幾つかの他の値、の 1 つに初期化される。

残りの係数は、それぞれゼロに初期化される (即ち、 $c_{i,-M}(n) = \dots c_{i,-1}(n) = c_{i,1}(n) = \dots c_{i,M}(n) = 0.0$ )。最も強いマルチパス  $\alpha_{ji}$  に相当する時間補正值  $\tau_{ji}$  は、“粗い” 部位と“細かい” 部位とに分けられる。粗い部位は、下文で詳しく述べられるような、係数及び倍率を適合させるのに用いられる実際のシンボル  $y(n)$  を適切に発生させるための粗い調節として用いられる。細かい部位は、受信サンプル  $x_i(n)$  の時間エピック (epic) を特定するための細かい調節として用いられる。特に、細かい部位は、再サンプリングクロックのタイミングを調節するためにデジタル処理部 2 3 0 によって用いられ、このことは、デジタル処理部 2 3 0 が、時間補正值について (時間的に) 整列された受信サンプル  $x_i(n)$  を発生させることを可能にする。実際のシンボル  $y(n)$  の発生についての時間補正值は、それぞれのフィルタ 4 1 0 のタップの数及び係数の初期値も考慮に入れる。

#### 【 0 0 5 9 】

倍率もまた、レイク受信機 3 3 0 の補助によって初期化される。例えば、倍率のそれぞれは、倍率によってスケールされた受信信号の最も強いマルチパスの大きさに関する値に初期化される。このように、倍率  $s_1(n)$  から  $s_K(n)$  は、 $\alpha_{j1}$  から  $\alpha_{jK}$  に関する値にそれぞれ設定される。あるいは、倍率は、適合よりも前に特定の値 (例えば、 $1/K$ ) にそれぞれ設定される。係数及び倍率を初期化する他の方法もまた用いることができ、これらの方法は本発明の範囲の中である。

#### 【 0 0 6 0 】

図 4 B は、別のイコライザ 3 1 0 b の 1 実施例のブロック図であり、この図 4 B は、図 3 におけるイコライザ 3 1 0 を実施するのに用いられる。均一化を実行するのについて空間領域結合を実行する図 4 A におけるイコライザ 3 1 0 a と異って、図 4 B におけるイコライザ 3 1 0 b は、空間領域結合を実行するのについて均一化を実行する。空間領域結合は、K 個のアンテナ 1 3 2 のアレイによってビーム形態を達成するとみなすことができる。イコライザ 3 1 0 b の構成は、イコライザ 3 1 0 a の構成よりも単純であり、近似的に K 個未満の複素の要素である次元を有する (即ち、イコライザ 3 1 0 b は、イコライザ 3 1 0 a についての  $K \cdot (2M + 1) + K$  個の変数に対して  $(2M + 1) + K$  個の変数を有する)。イコライザ 3 1 0 b は、ある動作状態について良好な推定を供給することができる (例えば、分散があまり大きくなく、アンテナが近似的に幾つかの位相シフトと類似の周波数応答を有するならば)。

#### 【 0 0 6 1 】

図 4 B において示されるように、それぞれのアンテナ 1 3 2 で受信された信号は、サンプルの流れ  $x_i(n)$  を供給するためにそれぞれの前処理部によって処理される。イコライザ 3 1 0 b の中で、前処理部 2 1 0 a から 2 1 0 k からのサンプル流れ  $x_1(n)$  から  $x_k(n)$  は、乗算器 4 2 2 a から 4 2 2 k にそれぞれ供給され、これらの乗算器 4 2 2 a から 4 2 2 k は、それぞれの倍率  $s_1$  から  $s_k$  も受信する。それぞれの乗算器 4 2 2 は、倍率  $s_i$  によって受信サンプル  $x_i(n)$  をスケールして、そのスケールサンプルを加算器 4 2 4 に供給する。乗算器 4 2 2 についての倍率は、一般に、多数のアンテナ 1 3 2 を介して受信された信号の複素数の組合せを許す複素数値である。加算器 4 2 4 は、結合サンプル  $x(n)$  を空間的に発生させるために、乗算器 4 2 2 a から 4 2 2 k からのスケールサンプルを受信して加算し、この結合サンプル  $x(n)$  は、その後、フィルタ 4 1 0 x に供給される。

#### 【 0 0 6 2 】

フィルタ 4 1 0 x は、特定の係数の組に基づいてサンプル  $x(n)$  の均一化を実行する。

#### 【 数 1 8 】

フィルタ410xからのシンボル推定 $\hat{y}(n)$ は、イコライザ310bの出力として供給されて係数調節素子420bにも供給される。フィルタ410xは、図5Aにおいて示されるフィルタ410によって実施される。イコライザ310aについて上述したのと同様に、スライサ418bは、薄切シンボル推定 $\tilde{y}(n)$ を発生させるためにイコライザ310bの中でシンボル推定 $\hat{y}(n)$ を受信して薄切りするように提供される。フィルタ410xは、図5Aにおいて示されるフィルタ410によって実施される。

係数調節素子420bも、実際のシンボル $y(n)$ 、シンボル推定 $\hat{y}(n)$ 、及び薄切シンボル推定 $\tilde{y}(n)$ 、又はこれらの組合せを受信する。

10

係数調節素子420bは、その後、受信されたシンボル推定及びシンボルに基づいてフィルタ410xの係数及び倍率 $s_1$ から $s_k$ を適合させる。係数調節素子420bは、LMS、RLS、DMI、又は幾つかの他のアルゴリズムや、これらの組合せを実施するようにも設計される。係数調節素子420bは、図4Aにおける係数調節素子420bと同様に実施されることができる。

【0063】

イコライザ310bの中での倍率及び係数の適合は、イコライザ310aについて上述した適合の考えと同様の考えを用いて達成される。

20

【0064】

第1の適合の考えにおいては、時間領域適合が実行されるのに続いて空間領域適合が実行される。時間領域適合を実行するために、倍率が、初めに特定の値に設定されて、フィルタ係数が、その後適合される。倍率についての初期値は、例えば、レーダ理論において知られており1992年6月にジョンワイリーとソンスの“適合型レーダ検出及び推定”と題された書物において、S・ヘイキン及びA・スタインハートによって述べられた、到着の方向(DOA)推定を用いて定義されればよい。あるいは、倍率は、例えば、 $1/K$ にそれぞれ初期化されてもよい。固定された倍率によって、フィルタ係数がその後、上述したのと同様の、LMS、RLS、DMI、又は幾つかの他のアルゴリズムを用いて適合させることができる。

30

【0065】

一度、時間領域適合の第1の繰り返しが完了されたならば、係数は固定され、空間領域適合が実行される(例えば、同じパイロット基準又は異なるパイロット基準で)。

【数19】

空間適合を実行するために、シンボル推定 $\hat{y}(n)$ が計算され、上で述べたのと同様なLMS、RLS、DMI、又は幾つかの他のアルゴリズムを再び用いて倍率を適合させるのに用いられる。

時間領域適合及び空間領域適合は、要求された結果を達成するために多数回繰り返されてもよい。イコライザ310aについて上述したのと同様に、レイク受信機330は、フィルタ410xについての係数及び倍率を初めに設定するのに用いられる。例えば、レイク受信機330は、それぞれの処理された受信信号についての最も強いマルチパスを検索するように動作される。全ての受信信号についての最も強いマルチパスは、式(17)に基づいて識別される。フィルタ410xについての係数は、最も強いマルチパスの大きさに基づいて初期化される。このマルチパスに相当する時間補正值は、適合に用いられる実際のシンボル $y(n)$ を適切に発生させるために用いられる。

40

【0066】

更に、それぞれの受信信号についての最も強いマルチパスは、相当する倍率を初めに設定するのに用いられる。例えば、倍率 $s_1$ の初期値は、アンテナ132aを介して受信された

50

信号についての最も強いマルチパスの大きさに基づいて設定され、倍率 $s_2$ の初期値は、アンテナ132bを介して受信された信号についての最も強いマルチパスの大きさに基づいて設定され、以下の初期値も同様である。倍率についての初期値は、受信された信号品質( $S/N$ )を示すフィンガ値にも基づいて設定される。

#### 【0067】

HDRシステムのような幾つかのCDMAシステムについて、パイロット基準は、他のデータと共に時分割多重(TDM)化されて、基地局から遠隔端末に送信される。これらのCDMAシステムについて、フィルタ係数及び倍率は、送信されたパイロット基準を用いて適合される。その後、係数及び倍率は固定され、パイロット基準の間の時間期間において送信されるデータを処理するのに用いられる。

10

#### 【0068】

図6は、HDR CDMAシステムにおける順方向回線送信についてのデータフレームフォーマットの図である。順方向回線において、トラフィックデータ、パイロット基準、及び信号データは、1フレームにおいて時分割多重化されて基地局から遠隔端末に送信される。それぞれのフレームは、スロット(例えば、特定のHDR設計については、1.67msec)と呼ばれる時間単位をカバーする。それぞれのスロットは、トラフィックデータフィールド602a、602b、及び602c、パイロット基準フィールド604a及び604b、及び信号データ(OH)フィールド606a及び606bを含む。トラフィックデータフィールド602及びパイロット基準604は、トラフィックデータ及びパイロット基準をそれぞれ送るのに用いられる。信号データフィールド606は、例えば、順方向回線活動(FAC)表示、逆方向回線ビジー表示、逆方向回線パワー制御命令などの信号情報を送るのに用いられる。FAC表示は、基地局が将来、特定の数のスロットを送るためのトラフィックデータを有しているかどうかを示す。逆方向ビジー表示は、基地局の逆方向回線容量限界が到達されているかどうかを示す。そして、パワー制御命令は、送信遠隔端末に送信パワーを増加又は減少させるように指示する。

20

#### 【0069】

HDR CDMAシステムに従えば、送信よりも前に、トラフィックデータが、データ送信に用いられるチャネルに相当するウォルシュ符号によってカバーされ、それぞれの遠隔端末についてのパワー制御データが遠隔端末に割り当てられたウォルシュ符号によってカバーされる。パイロット基準、カバーされたトラフィックデータ、及びパワー制御データは、その後、受取遠隔端末に割り当てられた長いPN列によって特定の送信基地局に割り当てられた短いIPN及びQP N拡散列を増やすことによって発生する複素PN列によって拡散される。最も高いデータレートにおいて、ビットレートは、PN拡散列及びウォルシュ符号のチップレートと釣り合うかチップレートを超えて、データの非直接列拡散が達成される。HDRシステムについてのデータフレームフォーマット及び順方向回線送信の処理は、先に述べた米国特許出願番号08/963,386号で更に詳しく述べられている。

30

#### 【0070】

IS-95 CDMAシステムのような幾つかのCDMAシステムについて、パイロット基準は、他のデータと共に符号分割多重(CDM)化されて基地局から遠隔端末に送信される。これらのCDMAシステムについて、フィルタ係数及び倍率は、送信されたCDMパイロット基準を用いて適合される。

40

#### 【数20】

しかしながら、パイロット参照は、他のデータと共に符号分割多重化されるので、追加の処理が、送信されたパイロット参照を抽出するためにアンテナあたりのシンボル推定 $\hat{y}_i(n)$ 又は出力シンボル推定 $\hat{y}(n)$ で実行される。

IS-95 CDMAシステムについて、パイロット基準(全て1の列)は、64チップ全てがゼロのウォルシュ列によってカバーされ、他のカバーされたデータによって結合さ

50

れ、PN列によって拡散される。

【数 2 1】

送信されたCDMパイロット参照は、補足的な方法で出力シンボル推定 $\hat{y}(n)$ を処理することによって再生される。図5Bを参照して、下文で更に詳しく述べられる、後処理部320の中で、シンボル推定 $\hat{y}(n)$ は、再生されたパイロット推定 $\hat{p}(n)$ を発生させるためにPN列によって逆拡散され、パイロットウォルシュ列によってデカバーされ、(64チップ)パイロットシンボル期間で累積される。

10

デカバーすることは、他のトラフィックチャネルにおいてデータを移動させ、このトラフィックチャネルは、パイロットウォルシュ列と直交するウォルシュ列によってカバーされる。

【0071】

【数 2 2】

再生されたパイロットシンボル $\hat{p}(n)$ と実際の(予測された)パイロットシンボル $p(n)$ との間の誤差 $e(n)$ は、そのとき、

20

$$e(n) = p(n) - \hat{p}(n), \quad \text{式 (18)}$$

として計算される。誤差 $e(n)$ は、その後、上述した適合の考えの何れかの組合せ及び適合アルゴリズム(例えば、LMS、RLS、又はDMI)を用いてフィルタ係数及び倍率を適合させるのに用いられる。図4Aにおけるイコライザ310aについて、適合は、それぞれのフィルタ410からのアンテナあたりのシンボル推定 $\hat{y}_i(n)$ を用いて実行されることもできる。シンボル推定 $\hat{y}_i(n)$ は、再生シンボル $\hat{p}_i(n)$ を発生させるために、上述した方法で後処理部320によって処理される。再生されたパイロットシンボル $\hat{p}_i(n)$ と予測パイロットシンボル $p_i(n)$ との間の誤差 $e_i(n)$ は、そのとき、

30

$$e_i(n) = p_i(n) - \hat{p}_i(n), \quad \text{式 (19)}$$

40

として計算される。一般に、再生シンボル(例えば、 $\hat{y}(n)$ 又は $\hat{p}(n)$ )と予測シンボル(例えば、 $y(n)$ 又は $p(n)$ )との間の誤差は、受信機ユニットにおける何れの地点においても計算できる。

適切な処理が実行され、その結果“同等の”又は“同種の”シンボルが比較される。

【0072】

CDMパイロット基準を送信するCDMAシステムについて、誤差 $e(n)$ が、それぞれのパ

50

イロットシンボル期間（例えば、IS-95 CDM Aシステムについては64チップ毎）の間に計算される。IS-95 CDM Aシステムのように、CDMパイロット基準が連続的に送信されるならば、例えより低いパイロットシンボルレートであっても、適合も連続的な方法で実行される。TDMパイロット基準を送信するCDM Aシステムについて、誤差は、それぞれのチップ期間の間に計算されてもよい。しかしながら、TDMパイロット基準を用いる適合は、一般にパイロット基準期間の間にのみ実行される。

【0073】

上述したように、レイク受信機からの情報は、上述したように、(1)第1の適合よりも前にフィルタ係数を適合させる、(2)適切な予測シンボル $y(n)$ 又は $p(n)$ を発生させる、及び(3)受信サンプル $x_i(n)$ の時間エピックを特定するために用いられる。

10

【数23】

図4Aにおけるイコライザ310aについて、それぞれのフィルタ410の中央の係数 $c_{i,0}(n)$ は、そのフィルタによって処理される信号の最も強いマルチパスのフィンガ値（例えば、 $c_{i,0}(n) = \gamma \alpha_{ji}^*$ ）に初期化される。

最も強いマルチパスの時間補正值 $\tau_{ji}$ は、予測シンボル $y(n)$ 又は予測パイロットシンボル $p(n)$ を発生させるため、及び時間補正值について時間的に整列された受信サンプル $x_i(n)$ を発生させるために用いられる。予測シンボル $y(n)$ 及び $p(n)$ は、誤差が計算された地点までの要素を処理することと関連する遅延を考慮することによっても発生する。例えば、特定の時間補正值 $\tau_{ji}$ について、予測パイロットシンボル $p(n)$ は、後処理部320の遅延を請け負うために予測シンボル $y(n)$ に関連する遅延によって発生するだろう。

20

【0074】

フィルタ係数及び倍率もまた、受信データを用いて適合される。受信サンプルは、データパケットが誤差なしに受信されたかどうかを決定するために、処理され、復号され、CRC検査される。正しく受信されたデータパケットは、その後、送信機ユニットにおいて実行されたのと同様の方法で再符号化され、再処理される。

【数24】

再発生したシンボルは、その後、再生シンボル（例えば、 $\hat{y}(n)$ ）に対して比較され、これらの間の誤差は、フィルタ係数及び倍率の適合に用いられる。

30

再生シンボルは、復号し、再符号化し、再処理する遅延を請け負うために適切に緩衝される。

【0075】

図7は、レイク受信機330の1実施例のブロック図である。マルチパスや他の現象のために、送信信号は、多数の信号パスを介して受信機ユニットに達する。改善された性能について、レイク受信機は、受信信号（又はマルチパス）の多数の（及び最も強い）インスタンスを処理できる能力と共に設計される。従来のレイク受信機設計について、多くのフィンガ処理部710は、多くのマルチパスを処理するために提供される。それぞれのフィンガ処理部710は、レイク受信機のフィンガを備え、特定のマルチパスを処理するように割り当てられる。

40

【0076】

図7において示されるように、特定の前処理部210から受信された $I_{IN}$ 及び $Q_{IN}$ サンプルは、多くのフィンガ処理部710aから710lに供給される。それぞれの割り当てられたフィンガ処理部710の中で、受信された $I_{IN}$ 及び $Q_{IN}$ サンプルは、PN逆拡散器720に供給され、このPN逆拡散器720は、複素PN列PN I及びPN Qも受信する。複素PN列は、実施される特定のCDM Aシステムの設計に従って発生し、HDRシステムについては、乗算器738a及び738bによる長いPN列によって、短いIPN及びQPN列を乗算することによって発生する。短いIPN及びQPN列は、送信基地局にお

50

いてデータを拡散するのに用いられ、長いPN列は、受取受信機ユニットに割り当てられデータをスクランブルするのに用いられる。PNI及びPNQ列は、そのフィンガ処理部によって処理される特定のマルチパスに相当する時間補正值によって発生する。

#### 【0077】

PN逆拡散器720は、複素PN列によって複素 $I_{IN}$ 及び $Q_{IN}$ サンプルの複素乗算を実行して複素逆拡散 $I_{DES}$ 及び $Q_{DES}$ サンプルをデカバー素子722及び732に供給する。デカバー素子722は、データをカバーするのに用いられる1つ以上のチャネル化符号（例えば、ウォルシュ符号）によって、逆拡散サンプルをデカバーし、複素デカバーサンプルを発生させる。デカバーサンプルは、その後、デカバーシンボルを発生させるためにチャネル化符号の長さでサンプルを累積するシンボル累積器724に供給される。デカバーシンボルは、その後、パイロット復調器726に供給される。

10

#### 【0078】

HDRシステムについて、パイロット基準は、順方向回線送信の一部の間に送信される。このように、デカバー素子732は、基地局においてパイロット基準をカバーするのに用いられる特定のチャネル化符号（例えば、HDRシステムについては、ウォルシュ符号0）によって逆拡散サンプルをデカバーする。デカバーされたパイロットサンプルは、その後、パイロットシンボルを発生させるために累積器734に供給されて特定の時間間隔で累積される。この累積時間間隔は、パイロットチャネル化符号の期間、全体のパイロット基準期間、又は幾つかの他の時間間隔である。パイロットシンボルは、その後、パイロットフィルタ736に供給されてパイロット復調器726に供給されるパイロット推定を発生させるのに用いられる。パイロット推定は、データが存在している時間期間の間に推定され又は予測されたパイロットシンボルである。

20

#### 【0079】

パイロット復調器726は、パイロットフィルタ736からのパイロット推定によって、シンボル累積器724からのデカバーシンボルのコヒーレントな復調を実行し、その復調シンボルをシンボル結合器740に供給する。コヒーレントな復調は、パイロット推定によってデカバーシンボルのドット積及びクロス積を実行することによって達成される。ドット及びクロス積は、データの位相復調を効果的に実行し、相対的な再生パイロットの強さによって結果の出力を更にスケールする。パイロットによってスケールすることは、有効な結合についてのマルチパスの品質に従って、異なるマルチパスからの寄与を効果的に重みづけする。ドット及びクロス積は、このように、コヒーレントなレイク受信機の特徴である位相推定及び信号重みづけの2つの役割を実行する。

30

#### 【0080】

シンボル結合器740は、レイク受信機によって処理された特定の受信信号についての再生シンボルを供給するために、全ての割り当てられたフィンガ処理部710からの復調シンボルを受信してコヒーレントに結合する。全ての受信信号についての再生シンボルは、そのとき、下文で述べられるように、その後、後の処理を行う素子に供給される全体の再生シンボルを発生させるために結合される。

#### 【0081】

検索素子712は、PN逆拡散器、PN発生器、及び信号品質測定素子を含むように設計される。PN発生器は、様々な時間補正值、あるいは、コントローラ370によって指示されたように複素PN列を発生させ、このコントローラ370は、最も強いマルチパスについての検索において用いられる。検索されるそれぞれの時間補正值について、PN逆拡散器は、逆拡散サンプルを供給するために特定の時間補正值において複素PN列によって $I_{IN}$ 及び $Q_{IN}$ サンプルを受信して逆拡散する。逆拡散サンプルの信号品質は、そのとき推定される。このことは、それぞれの逆拡散サンプルのエネルギー（即ち、 $I_{DES}^2 + Q_{DES}^2$ ）を計算して、そのエネルギーを特定の時間期間（例えば、パイロット基準期間）で累積することによって達成される。検索素子は、多数の時間補正值において検索を実行し、そして最も高い信号品質測定を有するマルチパスが選択される。利用できるフィンガ処理部710は、その後、これらのマルチパスを処理するために割り当てられる。

40

50

## 【 0 0 8 2 】

C D M A システムのためのレイク受信機の設計及び動作は、“ スペクトラム拡散多重アクセス通信システムのためのモバイル復調器構造 ” と題された米国特許番号 5,764,687 号公報及び “ 多重信号を受信可能なシステムにおける復調要素割当て ” と題された米国特許 5,490,165 号公報において更に詳しく述べられており、これらの両方が、本発明の出願人に譲渡され、参照によってこの中に組み込まれている。

## 【 0 0 8 3 】

図 2 A において示される実施例において、多くの順方向回線信号は、サンプル流れ  $x_1(n)$  から  $x_K(n)$  を発生させるためにアンテナ 1 3 2 a から 1 3 2 k によってそれぞれ受信されて前処理部 2 1 0 a から 2 1 0 k によって処理される。このように、多くのレイク受信機が、K 個のサンプル流れを処理するために提供される。結合器は、その後、全ての処理された受信信号からの再生シンボルを結合するのに用いられる。あるいは、1 つ以上のレイク受信機が、K 個のサンプル流れを処理するために時分割多重化される。この T D M レイク受信機構造において、K 個の流れからのサンプルは、バッファに一時的に格納されて、後でレイク受信機によって引き出され処理される。

10

## 【 0 0 8 4 】

それぞれの受信信号について、レイク受信機 3 3 0 は、L 個のマルチパスまでを処理するように動作し、ここで、L は、利用できるフィンガ処理部 7 1 0 の数を表す。L 個のマルチパスのそれぞれは、検索素子 7 1 2 の補助によって識別される特定の時間補正值に相当する。コントローラ 3 7 0 又は検索素子 7 1 2 は、処理された K 個の受信信号のそれぞれについての最も強いマルチパス ( $\alpha_{ji}$ ) の大きさのリスト及びその相当する時間補正值 ( $\tau_j$ ) を維持する。これらの大きさ及び時間補正值は、上述したように、イコライザ 3 1 0 の係数及び倍率を初期化するのに用いられる。1 実施において、それぞれのマルチパスの影響の大きさは、累積において用いられたサンプルの数 (N) によって分割された累積エネルギー値の平方根として計算される。

20

## 【 0 0 8 5 】

## 【 数 2 5 】

図 5 B は、受信信号から発生したシンボル推定  $\hat{y}(n)$  を処理するのに用いられる後処理部 3 2 0 の 1 実施例のブロック図である。

30

後処理部 3 2 0 は、送信機ユニットで実行された P N 拡散及びカバークバートを元に戻すように動作される。例えば、送信よりも前に、H D R システムは、より低いデータレートでデータの P N 拡散及びカバークバートを実行する。より高いデータレート (チップレートと釣り合う又はチップレートを超える) で、P N 拡散及びカバークバートすることは、結果としてシンボル反転になる (即ち、極性における変化) が、非直接列拡散する。このように、後処理部 3 2 0 は、より低いデータレートで P N 逆拡散及びデカバークバートを実行し、シンボルは、より高いデータレートで反転する。一般に、後処理部 3 2 0 は、送信機ユニットにおいて実行されたこれらを補足する機能を実行するように設計される。

## 【 0 0 8 6 】

後処理部 3 2 0 の中で、シンボル推定は、P N 逆拡散器 5 2 0 に供給され、この P N 逆拡散器 5 2 0 は、フィルタ係数を適合させるのに用いられるような同じ時間補正值を有する複素 P N 列も受信する。P N 逆拡散器 5 2 0 は、複素 P N 列によってシンボル推定を逆拡散して、この逆拡散サンプルをデカバークバート素子 5 2 2 に供給する。デカバークバート素子 5 2 2 は、その後、基地局においてデータをカバークバートするのに用いられる 1 つ以上のチャンネル化符号によってサンプルをデカバークバートする。それぞれのチャンネルについてのデカバークバートサンプルは、その後、後の処理を行う素子に供給される再生シンボルを発生させるために、シンボル累積器 5 2 4 によってチャンネル化符号の長さで累積される。

40

## 【 0 0 8 7 】

イコライザ 3 1 0、後処理部 3 2 0、及びレイク受信機 3 3 0 は、処理を行う素子の 1 組を用いる全ての受信信号のサンプルを処理するために時分割多重化される。更に、後処理

50

部 3 3 0 の中での素子の幾つかは、レイク受信機 3 3 0 の中での素子と同様である。このように、後処理部 3 2 0 及びレイク受信機 3 3 0 は、少なくとも共通の機能の幾つかが、処理を行う素子の割り当てられた組によって実行されるように設計され動作される。

#### 【 0 0 8 8 】

図 4 A 及び 4 B において示されるフィルタ 4 1 0 についての適合期間の間、実際のシンボル  $y(n)$  は、全ての受信信号についての最も強いマルチパスの時間補正值に基づいて発生する。H D R システムについて、パイロット基準は、全て 1 の列であり、パイロット基準をカバーするのに用いられるチャネル化符号は、ウォルシュ符号 0 (即ち、全てゼロの列) である。パイロット基準は、その後、複素 P N 列によって逆拡散される。このように、送信されたパイロット信号は、パイロット基準が送信される時間期間の間、複素 P N 列に等しい。

10

#### 【 0 0 8 9 】

受信機ユニットにおいて、パイロット基準期間の間の実際のシンボル  $y(n)$  は、全ての受信信号の最も強いマルチパスに相当する時間補正值における複素 P N 列として発生する (即ち、 $y(n) = P N I(n) + j P N Q(n)$ )。

#### 【 0 0 9 0 】

図 3 に戻って参照すると、受信データ処理部 1 3 6 は、受信信号を処理するように動作される 2 つの信号処理パスを含む。第 1 の信号処理パスは、イコライザ 3 1 0 及び後処理部 3 2 0 を含み、第 2 の信号処理パスは、レイク受信機 3 3 0 を含む。1 実施例において、2 つの信号処理パスは、並列的に動作され (例えば、適合期間の間)、信号品質推定が信号処理パスのそれぞれについて計算される。より良好な信号品質を供給する信号処理パスは、その後、受信信号を処理するように選択される。

20

#### 【 0 0 9 1 】

従来のレイク受信機について、受信された信号品質は、信号対雑音 (S / N) 比を計算することによって推定される。T D M パイロット基準を送信する C D M A システムについて、S / N は、受信信号が既知であるパイロット基準期間の間に計算される。信号品質推定は、それぞれの割り当てられたフィンガ処理部について発生する。全ての割り当てられたフィンガ処理部についての推定は、その後、全ての S / N を発生させるために、重みづけされ結合され、これは、

#### 【 数 2 6 】

30

$$S/N_{\text{RAKE}} = \frac{\left( \sum_{i=1}^K \beta_i \cdot \sqrt{E s_i} \right)^2}{\sum_{i=1}^K \beta_i^2 \cdot N t_i} \quad \text{式 (20)}$$

として計算され、ここで、 $\beta$  は、送信データの改善された推定である再生シンボルを供給するために割り当てられたフィンガ処理部からの復調シンボルを結合するレイク受信機によって用いられる重み係数であり、 $E s$  は要求された信号 (例えば、パイロット) についてのシンボルあたりのエネルギーであり、 $N t$  はフィンガ処理部によって処理された受信信号における合計雑音である。 $N t$  は、一般に、温度雑音、他の送信基地局からの干渉、同じ基地局からの他のマルチパスからの干渉、及び他の成分を含む。シンボルあたりのエネルギーは、

40

#### 【 数 2 7 】

$$E s = \frac{1}{N_{\text{SYM}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{SYM}}} (P_I^2(i) + P_Q^2(i)), \quad \text{式 (21)}$$

として計算され、ここで、 $P_I$  及び  $P_Q$  は、同位相及び直交フィルタパイロットシンボルであり、 $N_{\text{SYM}}$  は、エネルギーが  $E s$  値を供給するために累積されるシンボルの数である。図

50

7を参照すると、フィルタパイロットシンボルは、パイロット基準をカバーするのに用いられるチャンネル化符号の長さで逆拡散シンボルを累積することによって発生する。合計雑音は、要求された信号のエネルギーにおける変化のエネルギーとして推定され、これは、  
【数28】

$$N_t = \frac{1}{N_{SYM} - 1} \left\{ \sum_{i=1}^{N_{SYM}} (P_I^2(i) + P_Q^2(i)) - \frac{1}{N_{SYM}} \left( \sum_{i=1}^{N_{SYM}} P_I(i) \right)^2 - \frac{1}{N_{SYM}} \left( \sum_{i=1}^{N_{SYM}} P_Q(i) \right)^2 \right\}$$

式(22)

10

として計算される。受信信号品質の測定は、“スペクトラム拡散通信システムにおける回線品質を測定するための方法及び装置”と題された米国特許番号5,903,554号公報及び“CDMA通信システムにおける受信パイロットパワー及びパス損失を決定するためのシステム及び方法”と題された米国特許番号5,799,005号公報において更に詳しく述べられており、これらの両方は、本発明の出願人に譲渡され、参照によってこの中に組み込まれている。

【0092】

イコライザ310を含む信号処理パスについて、信号品質は、平均二乗平均(MSE)を含む、様々な基準を用いて推定される。また、TDMパイロット基準を送信するCDMAシステムについて、MSEは、パイロット基準期間の間に推定され、このMSEは、  
【数29】

20

$$MSE = \frac{1}{N_{SAM}} \sum_{n=1}^{N_{SAM}} |y(n) - \hat{y}(n)|^2,$$

式(23)

として計算され、ここで、 $N_{SAM}$ は、MSEを供給するために誤差が累積されたサンプルの数である。一般に、平均二乗誤差は、測定において要求された信頼性のレベルを得るために、サンプルの数、及び1つ以上のパイロット基準で平均化される。平均二乗誤差は、その後、同等の信号対雑音比に変換され、これは、

【数30】

30

$$S/N_{EQ} = \frac{1}{MSE} - 1 \quad \text{直線}$$

式(24)

$$10 \log \left( \frac{1}{MSE} - 1 \right) \quad \text{dB}$$

として表現される。

【0093】

40

イコライザ310を有する信号処理パスについての $S/N_{EQ}$ は、レイク受信機330を有する信号処理パスについての $S/N_{RAKE}$ と比較される。より良好な $S/N$ を供給する信号処理パスは、その後、受信信号を処理するために選択される。

【0094】

あるいは、MSEは、レイク受信機330を有する信号処理パスについて計算され(式23を用いて)、イコライザ310を有する信号処理パスについて計算されたMSEに対して比較される。より良好なMSEを有する信号処理パスが、その後選択される。

【0095】

HDRシステムについて、 $S/N$ が、遠隔端末で推定され、動作状態について遠隔端末によって受信される最大のデータレートを決定するのに用いられる。この最大のデータレー

50

トは、その後、 $S/N$ が推定された基地局に戻される。その後は、その基地局は、識別された最大のデータレートまでのデータレートで遠隔端末に送信する。

【0096】

本発明によって、データ送信のためのデータレートは、様々な方法を用いて推定される。1つの方法において、 $S/N$ は、式(24)に示されるように、計算されたMSEに基づいてレイク受信機又はイコライザについて推定される。全ての信号処理パスからの最良の $S/N$ は、その後、サポートされた最大のデータレートを決定するのに用いられる。あるいは、MSEは、最大のデータレートを直接的に決定するのに用いられる。最良の $S/N$ 、MSE、又は最大のデータレートは、基地局に送られる。

【0097】

ある動作状況下で、イコライザを有する信号処理パスは、レイク受信機を有する信号処理パスよりも良好な性能を提供する。例えば、イコライザを有する信号処理パスは、一般に、 $S/N$ が高いとき及びISIを有するチャンネルの間に、より良好に実行する。レイク受信機は、ISIも引き起こすマルチパスを処理するのに用いられる。実際、レイク受信機は、調節される時間遅延に相当するそれぞれのタップによって、 $L$ 個( $L$ は、フィンガ処理部の数に相当する)のタップを有するフィルタとして見ることができる。しかしながら、レイク受信機は、受信信号における周波数歪みによるISIを減少させるのにおいて同様に有効ではない。

【0098】

イコライザは、周波数歪みによるISIをより効果的に減少させることができる。このことは、ISIを含む全ての雑音を最小化するように試みる間、近似的に周波数歪みの反転である応答を供給することによって達成される。イコライザは、このようにチャンネルを“反転”し、マルチパスの効果をならすように試みる。実際に、それぞれのフィルタ410が、係数が $\{0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0\}$ に初期化されるときに、1つのフィンガ処理部と同等である。その後、ゼロの値にされた係数が適合されるように、フィルタ周波数応答は、チャンネル歪みを均一化するように変更する。このように、イコライザは、マルチパスによって引き起こされたISIとチャンネルによって引き起こされたISIの両方を効果的に取り扱うために用いられる。

【0099】

単純化のために、本発明の態様及び実施例の多くは、スペクトラム拡散通信について述べられてきた。しかしながら、ここで述べられた本発明の原理の多くは、非スペクトラム拡散通信システム、及びHDRシステムのような直接列拡散を選択的に実行できる通信システムに適用できる。

【0100】

図4A及び4Bにおけるフィルタは、どの長さでも(即ち、どのタップの数及びどの係数でも)設計できる。更に、タップは、フィルタ410に、受信信号における周波数歪みをより良好に訂正し、より長い時間補正值を有するマルチパスを処理することを許可する。しかしながら、より多くのタップは、増加された複雑さ、タップを均一化するためのより複雑化された計算、及びあるいはより長い収束時間を等しくする。タップの数は、このように設計選択であり、例えば、コスト、性能、複雑さなどを含む多くの要素に基づいて選択される。例えば、特定の時間ウィンドウ(例えば、 $20 \mu\text{sec}$ )で均一化を提供することが望ましく、この場合、タップの数が、サンプルレート $f_{\text{SAMP}}$ に依存される。どのタップの数でも利用されることができ、これは本発明の範囲の中である。

【0101】

ここで述べられた処理ユニット(例えば、フィルタ410、イコライザ310、後処理部320、レイク受信機330など)は、例えば、1つ以上の特定用途向け集積回路(ASIC)、デジタル信号処理部(DSP)、マイクロコントローラ、マイクロプロセッサ、又は、ここで述べられた機能を実行するように設計された他の電気回路の中のような様々な方法で実施される。更に、処理ユニットは、ここで述べられた機能を実施する命令コードを実行するように動作される汎用又は特別に設計された処理部によって実施される。こ

10

20

30

40

50

のように、ここで述べられた処理ユニットは、ハードウェア、ソフトウェア、又はこれらの組合せを用いて実施される。

【 0 1 0 2 】

好ましい実施例の上述の記載は、当業者に、本発明を製造し使用することを可能にすることを提供する。これらの実施例の様々な変形は、当業者にとって容易に明白であり、ここで定義された一般的な原理は、独創的な機能の使用なしに他の実施例に適用される。このように、本発明は、ここで示される実施例に制限されることを意図しないが、本発明は、ここで開示された原理及び新たな特徴と矛盾しない最も広い範囲に一致される。

【図面の簡単な説明】

本発明の特徴、目的、利点は、図面を参照した以上の詳細な記載からより明らかになるであろう。図面においては同一の参照文字は明細書のすべてにわたって対応して識別される。

10

【図 1】 図 1 は、通信システムにおけるデータ送信のための信号処理の実施例の単純化されたブロック図である。

【図 2 A】 図 2 A は、通信システムにおける受信機の実施例のブロック図である。

【図 2 B】 図 2 B は、受信機の中でのデジタル処理部の実施例のブロック図である。

【図 3】 図 3 は、本発明の 1 実施例に従った受信機ユニットの中での受信データ処理部のブロック図である。

【図 4 A】 図 4 A は、図 3 に示されるイコライザを実施するのに用いられるイコライザの 2 つの実施例のブロック図である。

20

【図 4 B】 図 4 B は、図 3 に示されるイコライザを実施するのに用いられるイコライザの 2 つの実施例のブロック図である。

【図 5 A】 図 5 A は、図 4 A 及び 4 B に示されるフィルタのそれぞれを実施するのに用いられる F I R フィルタの 1 実施例の図である。

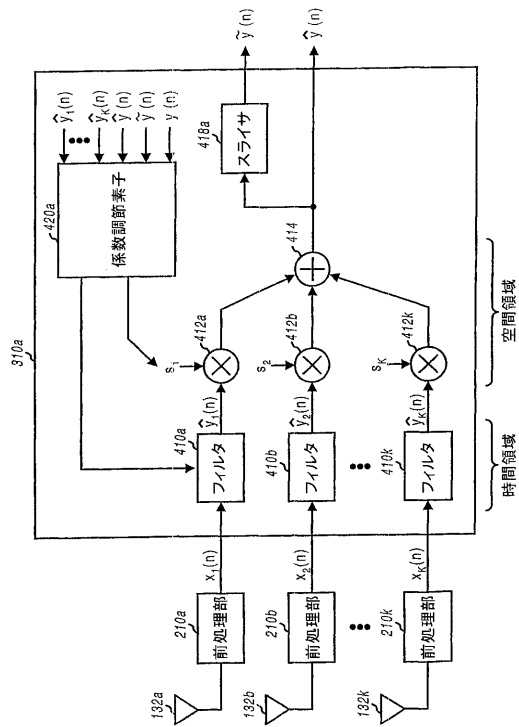
【図 5 B】 図 5 B は、再生シンボルを発生させるためにイコライザからのシンボル推定を処理するのに用いられる後処理部の 1 実施例のブロック図である。

【図 6】 図 6 は、H D R C D M A システムにおける順方向回線送信のためのデータフレームフォーマットの図である。

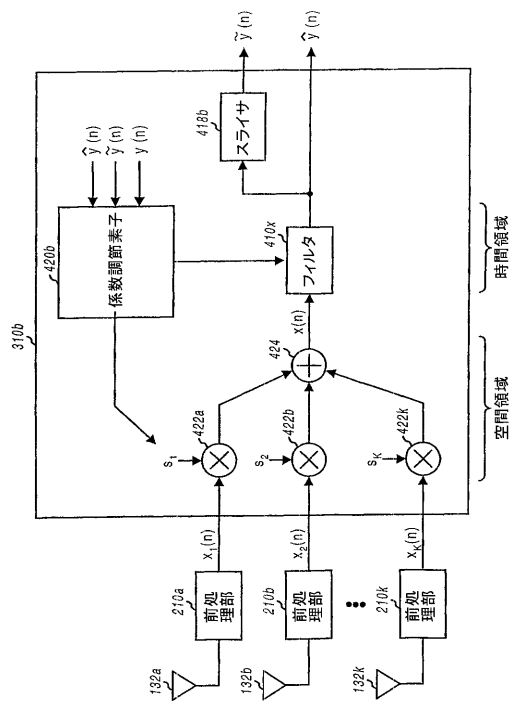
【図 7】 図 7 は、レイク受信機の 1 実施例のブロック図である。



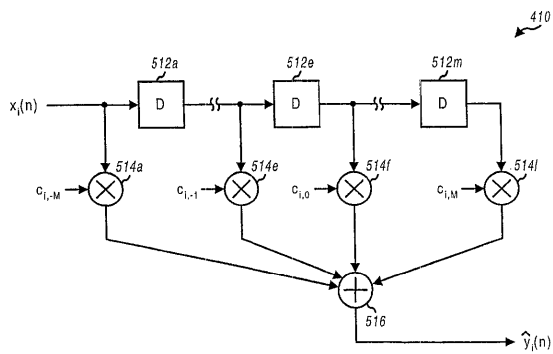
【図 4 A】



【図 4 B】



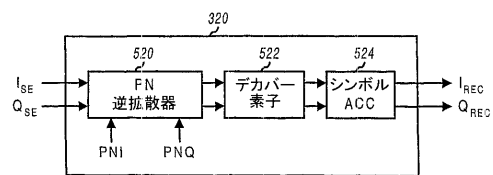
【図 5 A】



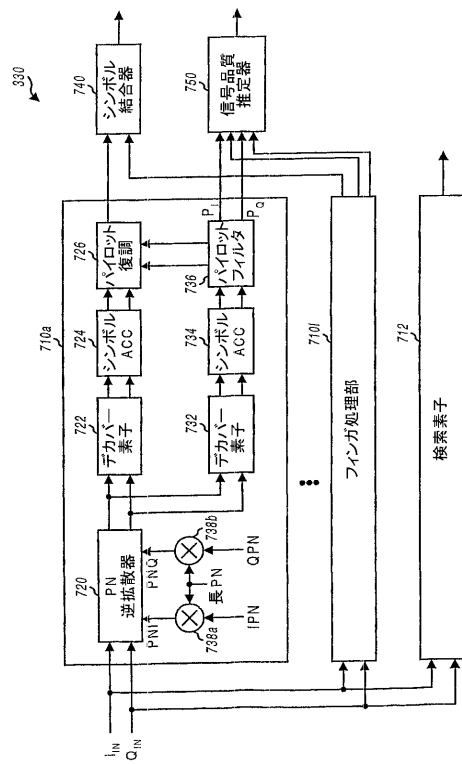
【図 6】



【図 5 B】



【図 7】



---

フロントページの続き

(74)代理人 100092196

弁理士 橋本 良郎

(72)発明者 スミ、ジョン・イー

アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 1 2 2 サン・ディエゴ、フィオーレ・テラス 5 2 2  
0、アパートメント・エム 2 1 2

(72)発明者 ジャラリ、アーマッド

アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 1 3 0 サン・ディエゴ、ウィローメア・レーン 5 6  
2 4

審査官 橋 均憲

(56)参考文献 特開平 1 1 - 0 4 1 1 5 7 ( J P , A )

特開 2 0 0 0 - 1 3 8 6 5 6 ( J P , A )

国際公開第 0 0 / 0 3 1 8 8 9 ( W O , A 1 )

LEGNAIN A M , ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING , 米国 , IEEE CANADIAN CONFERENCE ON WA  
TERLOO, ONT , 1 9 9 8 年 5 月 2 4 日 , P421-424

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H04J 13/00-13/22

H04B 1/69- 1/719