

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4271145号
(P4271145)

(45) 発行日 平成21年6月3日(2009.6.3)

(24) 登録日 平成21年3月6日(2009.3.6)

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

請求項の数 26 (全 25 頁)

(21) 出願番号	特願2004-524648 (P2004-524648)	(73) 特許権者	595020643
(86) (22) 出願日	平成15年7月18日 (2003.7.18)		クォアルコム・インコーポレイテッド
(65) 公表番号	特表2005-534253 (P2005-534253A)		QUALCOMM INCORPORATED
(43) 公表日	平成17年11月10日 (2005.11.10)		ED
(86) 国際出願番号	PCT/US2003/022591		アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
(87) 国際公開番号	W02004/012356		121-1714、サン・ディエゴ、モア
(87) 国際公開日	平成16年2月5日 (2004.2.5)		ハウス・ドライブ 5775
審査請求日	平成18年6月27日 (2006.6.27)	(74) 代理人	100058479
(31) 優先権主張番号	10/206, 631		弁理士 鈴江 武彦
(32) 優先日	平成14年7月26日 (2002.7.26)	(74) 代理人	100091351
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 河野 哲
		(74) 代理人	100088683
			弁理士 中村 誠
		(74) 代理人	100108855
			弁理士 蔵田 昌俊

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信システムで用いるノンパラメトリック整合フィルタ受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

C D M A 通信システムにおいて受信信号を処理する方法であって、
デジタルフィルタを中心に一致させるタイミング信号を提供し、
デジタルフィルタで受信信号から得られるデータシンボルのサンプルの雑音特性を求め

、
チャネル推定器で受信信号から得られるパイロットシンボルのサンプルの雑音特性を求め、

パイロットシンボルのサンプルについてシステム応答を推定し、

パイロットシンボルのサンプルの推定されたシステム応答および決定された雑音特性に
基づき、デジタルフィルタの係数集合を導き出し、

データシンボルのサンプルを、係数集合を用いてフィルタリングすることを含む、信号
処理方法。

【請求項 2】

雑音は自己相関行列により特徴付けられる、請求項 1 に記載の信号処理方法。

【請求項 3】

自己相関行列の値は事前に計算される、請求項 2 に記載の信号処理方法。

【請求項 4】

システム応答は最適線形不偏推定器を用いて推定される、請求項 1 に記載の信号処理方法。

10

20

【請求項 5】

システム応答は相関推定器を用いて推定される、請求項 1 に記載の信号処理方法。

【請求項 6】

係数集合 f は、

【数 1】

$$f = R_m^{-1} \hat{h}$$

の式で求められ、

この式で、 R は雑音の自己相関行列であり、 \hat{h} は推定されたシステム応答である、

10

請求項 1 に記載の信号処理方法。

【請求項 7】

推定は、パイロットシンボルのサンプルとパイロットシンボルのサンプルの既知の値との相関を取って、推定されたシステム応答を求めることを含む、請求項 1 に記載の信号処理方法。

20

【請求項 8】

推定は、

パイロットシンボルのサンプルを前処理して、雑音をほぼ白色化し、

前処理されたサンプルとパイロットシンボルのサンプルの既知の値との相関を取って、相関結果を求め、

相関結果に補正係数を適用して、推定されたシステム応答を求めることを含む、請求項 1 に記載の信号処理方法。

【請求項 9】

補正係数は雑音の有色化を引き起こす、請求項 8 に記載の信号処理方法。

【請求項 10】

補正係数は事前に計算される、請求項 8 に記載の信号処理方法。

30

【請求項 11】

受信信号のエネルギーの大部分についての近似中心に相当するタイミングを決定することをさらに含み、この決定されたタイミングに基づいて、デジタルフィルタを中心に一致させる、請求項 1 に記載の信号処理方法。

【請求項 12】

決定されたタイミングは、受信信号内で検出される最強のマルチパス成分のタイミングに相当する、請求項 11 に記載の信号処理方法。

【請求項 13】

無線通信システムにおいて受信信号を処理する方法であって、

デジタルフィルタを中心に一致させるタイミング信号を提供し、

デジタルフィルタで受信信号から得られるデータシンボルのサンプルの雑音特性を求め

40

、チャンネル推定器で受信信号から得られるパイロットシンボルのサンプルの雑音特性を求め、

パイロットシンボルのサンプルについてシステム応答を推定し、

パイロットシンボルのサンプルの推定されたシステム応答および決定された雑音特性に基づき、かつ最適線形不偏推定器または相関推定器を用いて、デジタルフィルタの係数集合を導き出し、

データシンボルのサンプルを、係数集合を用いてフィルタリングすることを含む、信号

50

処理方法。

【請求項 14】

受信信号のエネルギーの大部分についての近似中心に相当するタイミングを決定することをさらに含み、この決定されたタイミングに基づいて、デジタルフィルタを中心に一致させる、請求項 13 に記載の信号処理方法。

【請求項 15】

デジタル情報を解釈できるデジタル信号処理デバイス (DSPD) に通信可能に接続されたメモリであって、

デジタルフィルタを中心に一致させるタイミング信号を提供し、

デジタルフィルタで無線通信システムにおける受信信号から得られるデータシンボルのサンプルの雑音特性を求め、

チャンネル推定器で受信信号から得られるパイロットシンボルのサンプルの雑音特性を求め、

パイロットシンボルのサンプルについてシステム応答を推定し、

パイロットシンボルのサンプルの推定されたシステム応答および決定された雑音特性に基づき、かつ最適線形不偏推定器または相関推定器を用いて、デジタルフィルタの係数集合を導き出し、

データシンボルのサンプルを、係数集合を用いてデジタルフィルタでフィルタにかけるための情報を記憶するメモリ。

【請求項 16】

CDMA 通信システムにおいて受信信号を処理するように動作可能な装置であって、

デジタルフィルタを中心に一致させるタイミング信号を提供する手段と、

デジタルフィルタで受信信号から得られるデータシンボルのサンプルの雑音特性を求める手段と、

チャンネル推定器で受信信号から得られるパイロットシンボルのサンプルの雑音特性を求める手段と、

パイロットシンボルのサンプルについてのシステム応答を推定する手段と、

パイロットシンボルのサンプルの推定されたシステム応答および決定された雑音特性に基づき、デジタルフィルタの係数集合を導き出す手段と、

データシンボルのサンプルを、係数集合を用いてフィルタリングする手段とを含む装置

【請求項 17】

CDMA 通信システムにおける受信機であって、

デジタルフィルタを中心に一致させるタイミング信号と、

受信信号から得られるデータシンボルのサンプルを、係数集合を用いてフィルタにかけるように動作するデジタルフィルタと、

パイロットシンボルのサンプルの雑音特性を求め、パイロットシンボルのサンプルについてシステム応答を推定し、推定されたシステム応答および決定された雑音特性に基づきデジタルフィルタの係数集合を導き出すように機能するチャンネル推定器とを備えた受信機

【請求項 18】

チャンネル推定器が最適線形不偏推定器を実現している、請求項 17 に記載の受信機。

【請求項 19】

チャンネル推定器が相関推定器を実現している、請求項 17 に記載の受信機。

【請求項 20】

チャンネル推定器はさらに、受信信号のエネルギーの大部分についての近似中心に相当するタイミングを決定するように作動し、この決定されたタイミングに基づいて、デジタルフィルタを中心に一致させる、請求項 17 に記載の受信機。

【請求項 21】

推定されたシステム応答は雑音の有色化を引き起こす補正係数に基づいて導き出される

、請求項 17 に記載の受信機。

【請求項 22】

補正係数の事前に計算された値を格納するように作動するメモリをさらに備えた、請求項 21 に記載の受信機。

【請求項 23】

デジタルフィルタは有限インパルス応答 (FIR) フィルタである、請求項 17 に記載の受信機。

【請求項 24】

大きい値の信号対雑音干渉比 (SINR) を有する通信チャネルのために作動する、請求項 17 に記載の受信機。

10

【請求項 25】

受信信号は CDMA システムにおける順方向リンク信号である、請求項 17 に記載の受信機。

【請求項 26】

請求項 17 に記載の受信機を備えた端末。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は一般に、データ通信に関し、詳細には、無線通信システムに使用するノンパラメトリック整合フィルタ受信機に関する。

20

【背景技術】

【0002】

無線通信システムは広範囲に利用され、音声、パケットデータ等のようなさまざまな方式の通信を実現している。これらシステムは、複数ユーザとの通信をサポートできるマルチアクセスシステムであり、符号分割多重接続 (CDMA)、時分割多重接続 (TDMA)、周波数分割多重接続 (FDMA)、または特定の他のマルチアクセス方式であってもよい。さらにこれらシステムは、例えば IEEE 標準 802.11b に準拠する無線 LAN (ローカルエリアネットワーク) システムであってもよい。

【0003】

CDMA システムにおける受信機は一般に、レイク受信機を用いて、無線通信チャネルを介して伝送された変調信号を処理する。レイク受信機は通常、サーチャ素子および複数の復調素子を含み、これら素子は一般に、それぞれ、「サーチャ」および「フィンガ」と呼ばれる。CDMA 波形は比較的広帯域であるため、通信チャネルは有限数の分離可能なマルチパス成分から成ると仮定される。各マルチパス成分は、特定の時間遅延および特定の複合利得により特徴付けられる。次に、サーチャは受信信号内の強いマルチパス成分を探索し、フィンガは、サーチャで探索された最強のマルチパス成分に割り当てられる。各フィンガは割り当てられたマルチパス成分を処理して、このマルチパス成分に符号推定値を与える。次に、すべての割り当てられたフィンガからの符号推定値を合算して、最終の符号推定値を求める。レイク受信機は、小さい信号対干渉雑音比 (SINR) で作動する CDMA システムに良好な性能を提供できる。

30

40

レイク受信機は H. Boujema 等にとり、“Rake receivers for direct spread spectrum systems,” *Annals of Telecommunications, Presses Polytechniques et Universitaires Ramandes, Lausanne, CH, vol.56, no. 5/6; ay 2001 (2001-05), pp.291-305, XPO 01082131, ISSN:0003-4347* に開示される。

レイク受信機と働くように設計され、チャネル推定ユニットと組み合わされた等化フィルタを採用している受信機は、EP 1128569A1 に開示され、そこにレイク受信方法が CDMA セルラシステムについて不可欠として記述されている。

【0004】

レイク受信機は多数の欠点を有する。第 1 は、レイク受信機は特定のチャネル条件においては十分な性能を発揮しない可能性がある。これは、レイク受信機が、特定種類のチャ

50

ネルを正確にモデル化して、1チップ周期以下で分割された遅延でマルチパス成分を処理する能力を持たないことに起因する。第2は、受信信号を探索して強いマルチパス成分を検出するのに、一般に複雑なサーチが必要とされることである。第3には、さらに、受信信号内にマルチパス成分が存在するかどうか(すなわち、それら成分が十分な強さであるかどうか)を判定して、新しく検出したマルチパス成分をフィンガに割り当て、消失したマルチパス成分からフィンガを割り当て解除し、さらに割り当てられたフィンガの動作をサポートするための、複雑な制御ユニットを必要とする。弱いマルチパス成分を検出するのに必要な高感度、および誤検出率(すなわち、実際には存在しないマルチパス成分を、存在すると認識する)の低いことの必要性の理由から、サーチおよび制御ユニットは一般に、かなり複雑になる。

10

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

したがって、当技術分野においては、レイク受信機に関して、前述の欠点を改善できる受信機構成の必要性が存在する。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本明細書では、各種のチャンネル(例えば、ファットパスチャンネル(fat path channel))に対する改良した性能および複雑性の少ないことを含むさまざまな利点を従来のレイク受信機に提供できる、ノンパラメトリック整合フィルタ受信機を実現する。ノンパラメトリック整合フィルタ受信機は、通信チャンネルの形態またはシステム応答に関してどのような前提条件も要求しないことから、「ノンパラメトリック」と称される。

20

【0007】

一実施の形態においては、ノンパラメトリック整合フィルタ受信機はデジタルフィルタ(例えば、FIR)およびチャンネル推定器を含む。チャンネル推定器は最初に、受信信号のエネルギーの大部分(または全体)のほぼ中心に一致するタイミング(受信信号内で検出された最強のマルチパス成分、受信信号のエネルギー質量の中心およびその他のタイミングである可能性がある)を決定する。このタイミングを用いてデジタルフィルタを中心に一致させる。チャンネル推定器はさらに、受信信号から導き出された受信サンプルの雑音特性を得る。雑音は自己相関行列により特徴付けられる。

30

【0008】

次に、チャンネル推定器は、例えば、最適線形不偏(BLU)推定器、相関推定器、または特定の別の種類の推定器を用いて、受信サンプルのシステム応答を推定する。相関推定器においては、受信サンプルとこれらサンプルの既知の値との相関を求めて、推定システム応答を導き出す。BLU推定器においては、受信サンプルを前処理して、雑音を近似白色化し、白色化サンプルとこれらサンプルの既知の値との相関を取り相関結果を求め、さらに補正係数を加えて、推定システム応答を導き出す。補正係数は雑音の有色の原因となるものであり、予め計算できる。

【0009】

次にチャンネル推定器は、推定システム応答および決定雑音特性に基づいて、デジタルフィルタの係数集合を算出する。次にデジタルフィルタは、係数集合を用いてサンプルをフィルタリングして、復調符号を求める。

40

本発明のさまざまな態様および実施の形態は、以下に詳細に説明する。本発明はさらに、以下に詳細に説明するとおり、本発明のさまざまな態様、実施の形態、および機能を実現する方法、プログラムコード、デジタル信号プロセッサ、集積回路、受信ユニット、端末機、基地局、システムならびに他の装置および素子を提供する。

【0010】

本発明の特徴、特性および利点は、図面を参照する以下の詳細な説明から明らかになるであろう。図面においては、同一参照符号は図面全体を通して同一物を指す。

50

【発明を実施するための最良の形態】

【0011】

図1は、無線通信システム100における送信システム110および受信システム150のブロック図である。送信システム110では、トラフィックデータはデータソース112から送信(TX)データプロセッサ114に提供される。TXデータプロセッサ114はトラフィックデータをフォーマットし、コード化し、インタリーブして、コード化データを生成する。パイロットデータは、例えば時間多重化法またはコード多重化法を利用して、コード化データを用いて多重化できる。パイロットデータは一般に、公知の方法(存在する場合)で処理される公知のデータパターンであり、受信機は前記パイロットデータを用いて、チャンネルおよびシステム応答を推定する。

10

【0012】

次に、多重化パイロットデータおよびコード化データは、1つまたは複数の変調方式(例えば、BPSK、QSPK、M-PSK、またはM-QAM)に基づいて変調(すなわちシンボルマップ形成(symbol mapped))され、変調符号が生成される。各変調符号は、この符号に対して使用した変調方式に対応する信号配列上の特定点に相当する。変調符号はさらに、実現される通信システムにより定義される方法に従って処理できる。CDMAシステムについては、変調符号はさらに、反復し、直交チャンネル化コードを用いてチャンネル化し、疑似ランダム雑音(PN)シーケンス等を用いて拡散できる。TXデータプロセッサ114は、 $1/T$ の符号速度で「送信符号」 $\{x_m\}$ を生成する。ここで、 T は1つの送信符号の継続時間である。

20

【0013】

次に、送信ユニット(TMTX)116は送信符号を1つまたは複数の信号に変換し、さらに、アナログ信号を調整して(例えば、増幅、フィルタリング、および高周波数への変換)、変調信号を生成する。送信ユニット116による処理のすべての結果は、各送信符号 x_m が、変調信号における送信整形パルス $p(t)$ の例により実質的に表されることであり、このパルス例はこの送信符号の複合値により倍率変更される。次に、変調信号はアンテナ118を経て、無線通信チャンネルにより受信システム150まで送信される。

【0014】

受信システム150では、送信された変調信号はアンテナ152で受信して、受信ユニット(RCV)154に供給する。この受信ユニットは、受信信号を調整する(例えば、増幅、フィルタリング、および低周波数への変換)。次に、受信ユニット154内のADC(アナログ-デジタル変換器)156が、 $1/T_s$ のサンプル速度で調整された信号をデジタル化して、ADCサンプルを生成する。サンプル速度は一般に符号速度より高速(例えば、2、4、または8倍の速度)である。ADCサンプルはさらに、受信ユニット154内でデジタル的に前処理(例えば、フィルタリング、補間、サンプル速度変換等)される。受信ユニット154は「受信サンプル」 $\{y_k\}$ を生成し、これはADCサンプルまたは前処理されたサンプルであってもよい。

30

【0015】

【数2】

次に、ノンパラメトリック整合フィルタ受信機160は受信サンプル $\{y_k\}$ を処理して、送信符号 $\{x_m\}$ の推定値である復調符号 $\{\hat{x}_m\}$ を生成する。

40

整合フィルタ受信機160による処理は、以下に詳細に説明する。RX符号プロセッサ162はさらに、変調された符号を処理(例えば、逆拡散、分離、逆インタリーブ、および復号)して、データシンク164に供給される復号データを生成する。RX符号プロセッサ162による処理は、TXデータプロセッサ114により実行される処理と相補的である。

【0016】

50

コントローラ 170 は受信システムにおける動作を指図する。メモリユニット 172 は、コントローラ 170 および場合により受信システム内の他のユニットで使用される、プログラムコードおよびデータを格納する。

前述の信号処理は、各種のトラフィックデータ（例えば、音声、ビデオ、パケットデータ等）の、送信システムまた受信システムへの一方向伝送をサポートする。双方向通信システムは、2方向データ伝送をサポートする。逆方向パスについての信号処理は、明瞭化のために、図 1 には示されていない。図 1 に示される処理は、CDMA システムにおける順方向リンク（すなわち、ダウンリンク）または逆方向リンク（すなわち、アップリンク）のいずれも表すことができる。順方向リンクについては、送信システム 110 は基地局を表すことができ、また、受信システム 150 は端末機を表すことができる。

10

【0017】

1つの態様においては、整合フィルタを利用するノンパラメトリック整合フィルタ受信機を用いて受信サンプルを処理し、復調された符号を生成する。ノンパラメトリック整合フィルタ受信機（整合フィルタ受信機または復調器とも呼ばれる）は、通信チャネルの形態またはシステム応答に関してどのような前提条件も要求しないことから、「ノンパラメトリック」と称される。

【0018】

明瞭化のために、ノンパラメトリック整合フィルタ受信機に関する以下の解析においては、符号指標として下付き「m」を使用し、サンプル指標として下付き「k」を使用する。連続的な時間信号および応答は「t」で示し、例えば、 $h(t)$ または $h(t - kT)$ とする。太字の大文字を用いて行列（例えば、 X ）を示し、太字の小文字を用いてベクトル（例えば、 y ）を示す。

20

【0019】

本明細書で用いるとき、「サンプル」は、受信システムにおける特定点についての特定サンプル例における値に相当する。例えば、受信ユニット 154 内の ADC は、調整された信号をデジタル化して ADC サンプルを生成し、このサンプルを前処理（例えば、フィルタリング、サンプル速度変換等）するか、またはしないで、受信サンプル y_k を生成することができる。「符号」は、送信システム内の特定点についての特定時点における送信の単位に相当する。例えば、TX データプロセッサ 114 は送信符号 $\{x_m\}$ （各送信信号は、送信整形パルス $p(t)$ を用いる 1つの信号周期に相当する）を生成する。

30

【0020】

図 1 に示されるとおり、送信システムは一連の符号 $\{x_m\}$ を受信システムに送信する。各符号 x_m は、インパルス応答 $c(t)$ を有する線形通信チャネルを介して整形パルス $p(t)$ を用いて送信される。各送信符号はさらに、一様なパワースペクトル密度 N_0 （ワット/Hz）を有する、チャネルの加法的白色ガウス雑音（AWGN）により劣化する。

【0021】

受信機において、送信符号は受信され、調整されて、ADC に供給される。ADC に先立ち、受信機において調整する信号をすべてまとめて、受信機インパルス応答 $r(t)$ 回路を通す。このとき、ADC の入力における信号は以下の式で表される。

40

【0022】

【数 3】

$$y(t) = \sum_m x_m \cdot h(t - mT) + n(t), \quad \text{式 (1)}$$

ここで T は符号周期、

$n(t)$ は ADC 入力における雑音、

$h(t)$ は全体システムインパルス応答であり、以下のように示される。

$$h(t) = p(n) * c(t) * r(t) \quad \text{式 (2)}$$

50

ここで、「*」は畳み込みを示す。このように、全体システムインパルス応答 $h(t)$ は送信パルス、チャネル、および受信機信号調整に対する応答を含む。

【0023】

送信符号シーケンス $\{x_m\}$ はゼロ平均を有し、独立であり、一様に分布 (iid) と仮定される。さらに、送信符号シーケンスの少なくとも一部は、受信機において事前に既知であり、この既知部分はパイロットまたは「トレーニング」シーケンスに相当する。

【0024】

受信機においてインパルス応答 $r(t)$ を用いる信号調整は、受信アンテナにおける白色ガウス入力雑音を「有色化」する。このとき、これは、以下の式で示される自己相関関数 $r_{nn}(\cdot)$ を用いるガウス過程となる。

$$r_{nn}(\cdot) = N_0 (r(\cdot) * r^*(\cdot)) \quad \text{式(3)}$$

ここで、「 r^* 」は r の複素共役を示す。本明細書で用いるとき、「色」「有色化」「有色」は、AWGNでないすべての処理を指す。

【0025】

ADC は $1/T_s$ のサンプル速度で作動し、以下の式で示される受信サンプルを生成する。

【0026】

【数4】

$$y(kT_s) = \sum_m x_m \cdot h(kT_s - mT) + n(kT_s) \quad \text{式(4a)}$$

簡単化のために、 $y(kT_s)$ および $n(kT_s)$ もまた、 y_k および n_k でそれぞれ示される。

一般に、ADC のサンプル速度 $1/T_s$ は任意速度にでき、符号速度を同期する必要はない。信号スペクトルのエイリアシングを避けるために、一般に、サンプル速度は符号速度より高速に選択される。ただし、簡単化のために、以下の解析では、サンプル速度は符号速度と同一に (すなわち、 $1/T_s = 1/T$) 選択される。この解析は、多少複雑な表記および導出結果を有するすべての任意サンプル速度に拡張できる。

【0027】

$1/T$ のサンプル速度については、式(4a)におけるADCサンプルは以下の式で表すことができる。

【0028】

【数5】

$$y(kT) = \sum_m x_m \cdot h(kT - mT) + n(kT) \quad \text{式(4b)}$$

特定数の受信サンプルについては、式(4b)はさらに、以下のように、簡単な行列形式に書き換えできる。

$$\underline{y} = \underline{X} \underline{h} + \underline{n} \quad \text{式(5)}$$

ここで、 \underline{y} および \underline{n} はそれぞれ、サイズ P の列ベクトルであり、以下の式で定義される。

【0029】

【数6】

$$\underline{y} = \begin{bmatrix} y(kT) \\ \vdots \\ M \\ \vdots \\ y((k+P-1)T) \end{bmatrix}, \quad \underline{n} = \begin{bmatrix} n(kT) \\ \vdots \\ M \\ \vdots \\ n((k+P-1)T) \end{bmatrix},$$

\underline{X} は、以下で定義される $(P \times (L+1))$ 行列である。

【0030】

10

20

30

40

【数 7】

$$\underline{X} = \begin{bmatrix} x_{k-L/2} & \Lambda & x_k & \Lambda & x_{k+L/2} \\ x_{k-L/2+1} & \Lambda & x_{k+1} & \Lambda & x_{k+L/2+1} \\ M & O & M & O & M \\ x_{k-L/2+P-1} & \Lambda & x_{k+P-1} & \Lambda & x_{k+L/2+P-1} \end{bmatrix},$$

さらに \underline{h} は、以下で定義されるサイズ $L + 1$ の列ベクトルである。

【0031】

10

【数 8】

$$\underline{h} = \begin{bmatrix} h(-TL/2) \\ M \\ h(0) \\ M \\ h(TL/2) \end{bmatrix}.$$

行列 \underline{X} の要素は送信符号の値であり、したがって、 T を含まない。ベクトル \underline{y} 、 \underline{h} 、および \underline{n} の各要素は抜き取りされた値であり、 T により示される。

20

行列 \underline{X} の各行は、ベクトル \underline{h} の $L + 1$ 要素を乗算できる、 $L + 1$ の送信符号を含む。行列 \underline{X} の各連続する高い指標の行は、前の行の送信符号集合から、1つの符号周期だけずれている送信符号集合を含む。したがって、行列 \underline{X} は $P + L$ の送信符号のベクトル \underline{x} から導き出され、以下の式で表される。

【0032】

【数 9】

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} x_{k-L/2} \\ M \\ x_{k+L/2+P-1} \end{bmatrix}.$$

30

上の説明において、 P は検出された送信符号の数であり、この数を用いて推定を実行でき、 $L + 1$ は全体システムインパルス応答 $h(t)$ の個別長さである。仮定としては、 $|t| \leq TL/2$ について $h(t) = 0$ とする（すなわち、インパルス応答 $h(t)$ が有限時間長さを有する）。

【0033】

解析については、整合フィルタ受信機は、符号周期 T だけ間隔を空けた複数のタップを有する有限インパルス応答 (FIR) フィルタを含む。各タップは特定のサンプル周期の間の受信サンプルに一致する。FIR フィルタの係数は、既知のトレーニング系列に相当する受信サンプル \underline{y} のベクトルに基づいて推定される。FIR フィルタの長さは少なくとも $L + 1$ 符号周期をカバーして、フィルタが受信信号のエネルギーの大部分を収集できるようにする必要がある。簡単化のために、以下の説明では、 $L + 1$ タップを有する FIR フィルタについて解析する。

40

【0034】

有色雑音における信号対雑音比 (SNR) を最大にする最適整合フィルタは、以下の式で示される係数集合 \underline{f}_0 を有する。

【0035】

【数 1 0】

$$\underline{f}_0 = \underline{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{n}}\tilde{\mathbf{n}}}^{-1} \underline{\mathbf{h}}, \quad \text{式 (6)}$$

ここで $\underline{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{n}}\tilde{\mathbf{n}}}$ は、有色ガウス入力雑音 $\tilde{\mathbf{n}}(kT)$ の自己相関行列である。この行列は以下の式で表すことができる。

$$\underline{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{n}}\tilde{\mathbf{n}}} = E\{\tilde{\mathbf{n}}\tilde{\mathbf{n}}^H\} \quad \text{式 (7 a)}$$

$$\underline{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{n}}\tilde{\mathbf{n}}}(i, j) = r_{\tilde{\mathbf{n}}\tilde{\mathbf{n}}}((j-i)T), \quad \text{式 (7 b)}$$

ここで $\tilde{\mathbf{n}}^H$ は、ベクトル $\tilde{\mathbf{n}}$ の転置行列の複素共役であり、期待値 $E\{\}$ は、以下の式で表される、 k 番目の符号周期における有色雑音ベクトル $\tilde{\mathbf{n}}_k$ 全体にわたり採用される。

$$\tilde{\mathbf{n}}_k = \begin{bmatrix} n((k-L/2)T) \\ M \\ n((k+L/2)T) \end{bmatrix}.$$

次に、整合フィルタ受信機の目的は、最適整合フィルタについての係数集合 \underline{f}_0 の推定値を得ることである。

【0 0 3 6】

【数 1 1】

式 (6) に示されるとおり、係数集合 \underline{f}_0 は自己相関行列 $\underline{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{n}}\tilde{\mathbf{n}}}$ および全体システムインパルス応答ベクトル $\underline{\mathbf{h}}$ から求めることができる。自己相関行列 $\underline{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{n}}\tilde{\mathbf{n}}}$ は、一般に既知であるかまたは式 (3) および (7 b) で決定できる受信インパルス応答 $r(t)$ から計算できる。

ベクトル $\underline{\mathbf{h}}$ は、(1) 送信機から送信される既知符号 (例えば、パイロット符号)、(2) 受信機における、これら既知符号の受信サンプルに基づいて推定できる。パイロット符号が送信される場合、サンプルの受信値および実際の (送信された) 値の両方は、各パイロットまたはトレーニング系列の間、受信機において既知である。このとき、最適整合フィルタについての係数 \underline{f}_0 を求める際の課題は、対応する送信符号ベクトル $\underline{\mathbf{x}}$ が既知と仮定すると、受信サンプルベクトル $\underline{\mathbf{y}}$ からの全体システムインパルス応答 $\underline{\mathbf{h}}$ の推定へと簡単化される。

【0 0 3 7】

式 (5) に示される伝達関数から、 $\underline{\mathbf{x}}$ および $\underline{\mathbf{y}}$ に基づく $\underline{\mathbf{h}}$ の推定は、決定的パラメータの未知ベクトルについての従来の線形モデルに類似している。したがって、複数の推定器を用いて、 $\underline{\mathbf{h}}$ の推定を実行できる。2つのチャンネル推定器を、以下に詳しく説明する。

【0 0 3 8】

一実施の形態においては、最適線形不偏 (BLU) 推定器を用いて、システム応答 $\underline{\mathbf{h}}$ を推定する。

【0 0 3 9】

10

20

30

40

【数 1 2】

この推定器により与えられる推定値 $\hat{\mathbf{h}}_b$ は、以下の式で表すことができる。

$$\hat{\mathbf{h}}_b = (\mathbf{X}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{y} \quad \text{式 (8)}$$

ここで \mathbf{R}_{nn} は、雑音ベクトル \mathbf{n} から求められた有色ガウス入力雑音 $\mathbf{n} (kT)$ の自己相関行列であり、以下の式で表すことができる。

$$\mathbf{R}_{nn} = E \{ \mathbf{nn}^H \} \quad \text{式 (9 a)} \quad 10$$

$$\mathbf{R}_{nn} (i, j) = r_{nn} ((j-i)T) \quad \text{式 (9 b)}$$

【0 0 4 0】

【数 1 3】

式 (9 a) および (9 b) で示される自己相関行列 \mathbf{R}_{nn} は、この行列が $L+1$ 符号周期の代わりに P 符号周期から導きだされることを除き、式 (7 a) および (7 b) で示される自己相関行列 \mathbf{R}_{nn} と同一である。

式 (8) では、項 $\mathbf{X}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{y}$ は、「白色化」受信サンプル ($\mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{y}$ で示される) と送信符号 (\mathbf{X}^H で示される) との相互相関を表す。行列 \mathbf{R}_{nn}^{-1} により受信サンプル \mathbf{y} を白色化して、受信機インパルス応答 $r(t)$ による入力雑音の「有色化」を実現する。項 $(\mathbf{X}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{X})^{-1}$ は行列であり、この行列は、受信サンプルが独立でない事実のため、さらに受信機インパルス応答 $r(t)$ による有色化の理由のため、補正係数と見ることができる。

BLU推定器の性能は、以下の式で表される共分散行列 $\mathbf{R}_{\Delta_b \Delta_b}$ により数量化できる。

$$\mathbf{R}_{\Delta_b \Delta_b} = E \{ \Delta_b \Delta_b^H \} = (\mathbf{X}^H \mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{X})^{-1}, \quad \text{式 (10)} \quad 30$$

ここで、

【0 0 4 1】

【数 1 4】

$$\Delta_b = \hat{\mathbf{h}}_b - \mathbf{h}.$$

入力雑音 \mathbf{n} はゼロ平均ガウス分布であるため、BLU推定器は、共分散行列 $\mathbf{R}_{\Delta_b \Delta_b}$ を最少にし、また、 \mathbf{y} を仮定すると、 \mathbf{h} の最大尤推定器および最少平均自乗誤差 (MMSE) 推定器でもある。

式 (8) は、Cramer-Rao 下限を達成する効果的な推定器であることを示している。

【0 0 4 2】

10

20

30

40

【数 1 5】

FIRフィルタについての係数 \underline{f} は、以下の式により、システム応答推定値 $\hat{\underline{h}}$ に基づいて算出できる。

$$\underline{f} = \underline{\mathbf{R}}_{\overline{nn}}^{-1} \hat{\underline{h}} \quad \text{式 (1 1)}$$

BLU推定器を用いて \underline{h} を推定する場合、この推定器により与えられるシステム応答推定値 $\hat{\underline{h}}$ を式 (1 1) の $\hat{\underline{h}}$ に代入して、FIRフィルタについての係数 \underline{f} を得ることができる。

FIRフィルタには受信サンプル $y(kT)$ が提供され、各符号周期 m について、 m 番目の送信信号 x_m の推定値である復調符号 \hat{x}_m を生成する。復調符号は以下の式で表すことができる。

$$\hat{x}_m = \underline{\mathbf{f}}^H \underline{\tilde{y}}_k \quad \text{式 (1 2)}$$

ここで $\underline{\tilde{y}}_k$ は、 m 番目の符号周期における $L+1$ 受信サンプルのベクトルであり、以下のように表される。

$$\underline{\tilde{y}}_k = \begin{bmatrix} y((k-L/2)T) \\ \vdots \\ M \\ \vdots \\ y((k+L/2)T) \end{bmatrix}$$

非トレーニング周期の間、FIRフィルタは、その符号周期におけるFIRフィルタの時間長さ内に含まれる $L+1$ 受信サンプル $\underline{\tilde{y}}_k$ に基づいて、各符号周期について1つの変調符号を生成する。

フィルタ係数 \underline{f} に基づくノンパラメトリック整合フィルタ受信機の性能は評価可能である。この評価については、係数 \underline{f} の関数として、信号対干渉雑音比 (SINR) は以下の式で定義できる。

【0043】

【数 1 6】

$$\text{SINR}(\underline{\mathbf{f}}) = \frac{\|E_{\tilde{n},x}\{\hat{x}_m/x_m\}\|^2}{\text{Var}_{\tilde{n},x}\{\hat{x}_m/x_m\}} = \frac{\|\underline{\mathbf{f}}^H \underline{\mathbf{h}}\|^2}{\underline{\mathbf{f}}^H (\underline{\mathbf{C}} + \underline{\mathbf{R}}_{\overline{nn}} - \underline{\mathbf{h}}\underline{\mathbf{h}}^H) \underline{\mathbf{f}}} = \frac{\|\underline{\mathbf{f}}^H \underline{\mathbf{h}}\|^2}{\underline{\mathbf{f}}^H \underline{\mathbf{M}} \underline{\mathbf{f}}} \quad \text{式 (1 3)}$$

ここで、

【0044】

【数 1 7】

$$\underline{\mathbf{C}}(i, j) = r_{hh}((j-i)T) \quad ,$$

であり、また、 r_{hh} は全体システムインパルス応答 $h(t)$ の相互相関関数であり、以下の式で与えられる。

$$r_{hh}(\tau) = h(\tau) * h^*(-\tau)$$

式 (1 3) においては、分子の平均および分母の分散の期待値が、雑音全体にわたり採

10

20

30

40

50

用され、パイロット符号全体にわたり平均される。誤差ベクトル \underline{b} の得た結果全体にわたり、式 (13) は、一般的事例における単純な閉じた解析形式でない密度関数を示す。

【0045】

【数18】

式 (8) および (11) に示されるとおり、フィルタ係数 \underline{f} の導出は $(\underline{X}^H \underline{R}_m^{-1} \underline{X})^{-1}$ の行列反転を必要とする。これは $P \times P$ 行列 (P は大きくてもよい (例えば、数百または数千のオーダー)) であるため、行列反転は膨大な計算になる。ただし、この計算の複雑性は、 $(\underline{X}^H \underline{R}_m^{-1} \underline{X})^{-1}$ について事前計算された行列を格納するメモリを用いることにより、回避できる。

10

多くのシステムにおいては、トレーニング符号シーケンスは、特定の疑似ランダム雑音 (PN) シーケンスの繰返しにより得ることができる。 PN シーケンスおよびトレーニング符号シーケンスの両方は、一般に、受信機設計時点で既知である。この場合、推定処理を、 PN シーケンスの開始を基準として個別指標ずれの集合で開始する場合、推定には \underline{X} 行列の有限集合のみが必要とされる。さらに、行列 \underline{R}_{nn} は受信機インパルス応答 $r(t)$ に依存するだけである。

【0046】

【数19】

20

このように、有限数の $P \times P$ 行列は $(\underline{X}^H \underline{R}_m^{-1} \underline{X})^{-1}$ について事前計算し、後の利用に備えて、メモリ (例えば、図1および2のメモリ172) に格納できる。

別の実施の形態においては、「相関」推定器を用いて、システム応答 \underline{h} を推定する。相関推定器は、前述の BLU 推定器に比べて実現における複雑性が少なく、特定の作動条件においては同等の性能を実現できる。

【0047】

【数20】

相関推定器は、以下の式で表されるシステム応答推定値 $\hat{\underline{h}}_d$ を提供する。

30

$$\hat{\underline{h}}_d = \frac{\underline{X}^H \underline{y}}{P} \quad \text{式 (14)}$$

式 (14) は以下のように書き換えることができる。

【0048】

【数21】

$$\hat{\underline{h}}_d = \frac{1}{P} \sum_{\lambda=k}^{k+P-1} x_{\lambda}^* \tilde{\underline{y}}_{\lambda} \quad \text{式 (15)}$$

40

式 (15) に示される演算は一般に、相関または逆拡散として公知であり、したがって、相関推定器と称する。

【0049】

【数 2 2】

システム応答推定ベクトル $\hat{\mathbf{h}}_d$ は、(1) トレーニング系列内の各送信符号 $x^*(\lambda)$ をそれぞれの受信サンプルベクトル $\tilde{\mathbf{y}}_\lambda$ と乗算し、(2) サイズ P のベクトルを加算し、(3) 得られたベクトルを $1/P$ で倍率変更して、 $\hat{\mathbf{h}}_d$ を生成する。

相関推定器は $\hat{\mathbf{h}}$ の不偏推定値を与え、この推定値の誤差は、以下の式で与えられる共分散行列 $\mathbf{R}_{\Delta_d \Delta_d}$ を有することを示すことができる。

10

$$\mathbf{R}_{\Delta_d \Delta_d} = E\{\Delta_d \Delta_d^H\} = \frac{\mathbf{C} + \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}\tilde{\mathbf{y}}} - \mathbf{h}\mathbf{h}^H}{P} = \frac{\mathbf{M}}{P} \quad \text{式 (16)}$$

これまで、2つの異なる推定器を説明してきた。ノンパラメトリック整合フィルタ受信機においては、別の種類のチャネル推定器を用いることも可能であるが、これも本発明の範囲内に入るものとする。

整合フィルタ受信機の実現

図2はノンパラメトリック整合フィルタ受信機160aおよびRX符号プロセッサ162aのブロック図であり、この受信機およびプロセッサは、図1の受信機160およびプロセッサ162の一実施の形態である。

20

【0050】

整合フィルタ受信機160a内には、受信機ユニット154からの受信サンプル $\{y_k\}$ がデマルチプレクサ(Demux)210に供給され、このデマルチプレクサはデータ符号の受信サンプルをFIRフィルタ220に供給し、パイロット符号の受信サンプルをチャネル推定器230に供給する。IS-856における順方向リンクの場合のように、パイロットおよびデータが時間多重化されている場合、デマルチプレクサ210は単に、受信サンプルの時間多重分離を実行するだけである。あるいは、IS-856における逆方向リンクの場合のように、パイロットおよびデータがコード多重化(すなわち、異なるチャネル化コードを用いて送信される)場合、デマルチプレクサ210は、当技術分野で公知の適正な処理を実行して、パイロットおよびデータ符号のサンプルを得る。

30

【0051】

チャネル推定器230は、トレーニング周期の間のパイロット符号の受信サンプルに基づきシステム応答を推定し、FIRフィルタ220に係数 f を提供する。チャネル推定器230はBLU推定器、相関推定器、または特定の他の推定器で実現できる。チャネル推定器230は以下に詳しく説明する。

【0052】

FIRフィルタ220は、チャネル推定器230により提供される係数 f に基づきデータ符号の受信サンプルをフィルタリングする。

40

【0053】

【数 2 3】

F I Rフィルタは送信された符号 $\{x_m\}$ の推定値である復調符号 $\{\hat{x}_m\}$ を出力する。

R X符号プロセッサ 1 6 2 a 内では、実現されている通信システムにより最初に復調符号 $\{\hat{x}_m\}$ が処理される。CDMAシステムについては、逆拡散器／分離器 2 4 0 は、送信機においてデータを拡散するのに用いられた P Nシーケンスにより復調符号 $\{\hat{x}_m\}$ を逆拡散し、さらに、データに用いられるチャネリゼーションコード (Channelization Code) により逆分散符号を分離する。

10

逆拡散機器／分離器 2 4 0 からの出力はさらに、逆インタリーブされ、デコーダ 2 5 0 により復号され、復号符号が出力される。

図 3 A はチャネル推定器 2 3 0 a のブロック図である。パイロット符号の受信サンプル $\{y_k\}$ はプリプロセッサ 3 1 2 および近似タイミング推定器 3 1 4 の両方に供給される。近似タイミング推定器 3 1 4 は、エネルギーの大部分が受信信号内に存在する場合の、近似の時間遅延を決定する。一実施の形態においては、近似タイミング推定器 3 1 4 は、受信信号内の最強マルチパス成分を探索するサーチャを用いて実現される。別の実施の形態においては、近似タイミング推定器 3 1 4 はエネルギー質量の中心を決定する。

20

【 0 0 5 4】

【数 2 4】

このエネルギー質量の中心は、例えば、条件 $\sum_i (t_{lag,i} \cdot E_i) = 0$ に基づいて決定される。

この場合、 $t_{lag,i}$ はエネルギー質量中心と i 番目の信号ピークとの時間遅れ (この時間遅れは、正または負の値となることがある) であり、 E_i は i 番目の信号ピークのエネルギーである。したがって、エネルギー質量中心は質量中心の両側がほぼ等しいエネルギー量を含むように決定される。一般に、近似タイミング推定器 3 1 4 は受信信号のエネルギーの大部分 (または全体) の近似中心に相当するタイミングを決定する。次に、近似タイミング推定器 3 1 4 は F I R フィルタを中心に一致させるのに用いるタイミング信号を提供する。

30

【 0 0 5 5】

【数 2 5】

プリプロセッサ 3 1 2 は受信サンプルベクトル \underline{y} と逆自己相関行列 $\underline{\mathbf{R}}_m^{-1}$ を事前に乗算し、式 (8) に示されるとおり、白色化受信サンプルベクトル $\underline{\mathbf{R}}_m^{-1}\underline{y}$ を生成する。次に相関器 3 1 6 は、白色化受信サンプルベクトルと送信符号ベクトル ($\underline{\mathbf{X}}^H$ で表される) との相互相関演算を実行し、相関結果 $\underline{\mathbf{X}}^H \underline{\mathbf{R}}_m^{-1}\underline{y}$ を生成する。

次に行列プロセッサ 3 1 8 は、相関結果 $\underline{\mathbf{X}}^H \underline{\mathbf{R}}_m^{-1}\underline{y}$ と相関係数 $(\underline{\mathbf{X}}^H \underline{\mathbf{R}}_m^{-1}\underline{\mathbf{X}})^{-1}$ を事前に乗算して、システム応答 \underline{h}_b を生成する。 $(\underline{\mathbf{X}}^H \underline{\mathbf{R}}_m^{-1}\underline{\mathbf{X}})^{-1}$ はテプリッツ行列であるため、行列の事前乗算は、FIR フィルタなどの効果的構成体を利用して実行できる。ポストプロセッサ 3 2 0 はさらに、システム応答 \underline{h}_b 逆自己相関行列 $\underline{\mathbf{R}}_m^{-1}$ を事前に乗算して、式 (11) で示されるとおり、FIR フィルタの係数を生成する。

図 3 B は相関推定器を実現するチャンネル推定器 2 3 0 B のブロック図である。パイロット符号の受信サンプル $\{y_k\}$ は相関器 3 2 2 および近似タイミング推定器 3 2 4 の両方に供給される。近似タイミング推定器 3 2 4 は、前記と同様に作動し、FIR フィルタを中心に一致させるのに用いられるタイミング信号を生成する。相関器 3 2 2 は、受信サンプルベクトル \underline{y} と送信符号ベクトル ($\underline{\mathbf{X}}^H$ で表される) との相互相関演算を実行し、式 (14) で示されるとおり、相関結果 $\underline{\mathbf{X}}^H \underline{y}$ を生成する。次にスケーラ 3 2 6 は相関結果を係数 $1/P$ で倍率変更し、システム応答推定値 \underline{h}_d を生成する。

【0 0 5 6】

【数 2 6】

次にポストプロセッサ 3 2 8 は、システム応答推定値 \underline{h}_d と逆自己相関行列 $\underline{\mathbf{R}}_m^{-1}$ を事前に乗算して、FIR フィルタの係数を求める。

図 4 は、図 2 の FIR フィルタ 2 2 0 の一実施の形態である FIR フィルタ 2 2 0 a のブロック図である。FIR フィルタ 2 2 0 a は $L + 1$ 個のタップを含み、各タップは特定のサンプル周期についての受信サンプルに対応する。各タップはチャンネル推定器 2 3 0 により提供されるそれぞれの係数に関連付けされている。

【0 0 5 7】

受信サンプル y_k は L 個の遅延素子 4 1 0 b ~ 4 1 0 m に供給される。各遅延素子は遅延の 1 つのサンプル周期 (T_s) を提供する。前述のとおり、サンプル速度は一般に、信号スペクトルのエイリアシングを避けるために、符号速度より高速に選択される。ただし、可能な限り符号速度に近いサンプル速度を選択することにより、少ない数のフィルタタップで全体システムのインパルス応答における所定の遅延広がりカバーし、結果的に FIR フィルタおよびチャンネル推定器を単純化することが望ましい。整合フィルタ受信機を使用する場合、一般に、サンプル速度はシステム特性に基づいて選択される。

【0 0 5 8】

各サンプル周期 m については、 $L + 1$ 個のタップについての受信サンプルは、乗算器 4 1 2 a ~ 4 1 2 m に供給される。各乗算器はそれぞれの受信サンプル y_i および各フィルタ係数 f_i を受け取る。ここでの i はタップ指標であり、 $i = L/2 \dots - 1, 0, 1, \dots, L/2$ である。次に、各乗算器 4 1 2 はその受信サンプル y_i と指定された係数 f_i とを乗算し、該当する倍率のサンプルを生成する。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 9 】

【 数 2 7 】

次に、乗算器 4 1 2 a ~ 4 1 2 m の L + 1 個の倍率変更されたサンプルを加算器 4 1 4 b ~ 4 1 4 m により加算し、その符号周期についての復調符号 \hat{x}_m を生成する。

復調符号 \hat{x}_m は以下のように表される式 (1 2) により計算できる。

$$\hat{x}_m = \sum_{i=m-L/2}^{m+L/2} f_i^* y_i \quad \text{式 (1 7)}$$

10

簡略化のために、受信サンプルをフィタリングする用途については、これまで F I R フィルタを詳細に説明してきた。ただし、別の種類のデジタルフィルタを用いることもできるが、これも本発明の範囲に含まれるものとする。

図 5 は無線（例えば、C D M A）通信システムにおいて受信信号を処理するステップ 5 0 0 の一実施の形態のフローチャートである。最初に、受信信号のエネルギー全体の近似中心に相当するタイミングが決定される（ステップ 5 1 2）。このタイミングを用いてデジタル（例えば、F I R）フィルタを中心に一致させる。

【 0 0 6 0 】

20

ノンパラメトリック整合フィルタ受信機は、入力雑音が、レイク受信機でなされる仮定である白色雑音であることを前提条件にしない。このようにして、受信サンプルの雑音特性が求められる（ステップ 5 1 4）。

【 0 0 6 1 】

【 数 2 8 】

雑音は自己相関行列 \mathbf{R}_{nn}^{-1} により特徴付けできる。

この行列は、通常時間により変化しない受信インパルス応答 $r(t)$ を基本にしているため、事前に計算して格納することができる。

30

次に、受信サンプルについてのシステム応答が推定される（ステップ 5 1 6）。システム応答推定は、B L U 推定器、相関推定器、または特定の別の種類の推定器を用いて実行できる。相関推定器においては、受信サンプルとこれらサンプルの既知の値との相関を求めて、推定システム応答を導き出す。B L U 推定器においては、受信サンプルを前処理して、雑音を近似白色化し、白色化サンプルとこれらサンプルの既知の値との相関を取り相関結果を求め、さらに補正係数を加えて、推定システム応答を導き出す。補正係数は雑音の有色の原因となるものであり、予め計算して格納できる。一実施の形態においては、補正係数は高い S I N R での性能に大きい影響を与えるため、受信信号品質の推定値に基づき選択的に適用される。

【 0 0 6 2 】

40

システム応答の推定は一般に、データと共に送信されるパイロット符号に基づいて実行される。パイロット符号が時間多重化方式（例えば、I S - 8 5 6 における順方向リンクにおけるような）で送信される場合、システム応答はブロック単位で推定でき、各パイロットバーストに対して再開できる。あるいは、パイロット符号が連続方式（例えば、I S - 9 5 における順方向リンクおよび I S - 8 5 6 における逆方向リンクにおけるような）である場合、システム応答は、移動ウィンドウを用いて推定できる。

【 0 0 6 3 】

次に、デジタルフィルタの係数集合は、推定されたシステム応答および決定された雑音特性に基づき導き出される（ステップ 5 1 8）。これは、式 (1 1) に従って実行できる。次に、デジタルフィルタは係数集合を用いて受信サンプルをフィルタリングして、復調

50

符号を生成する（ステップ520）。

【0064】

ノンパラメトリック整合フィルタ受信機は、さまざまな動作事例における、従来のレイク受信機に改良された性能を実現する。例えば、整合フィルタ受信は有限数のマルチパス成分により定義される通信チャネルを操作でき、この結果、これら構成要素の一部または全部が時間遅延に分解されなくなる。このような現象は一般に、サブチップマルチパスまたは「ファットパス」と呼ばれ、マルチパス成分の時間遅延間の間隔が1チップ周期より短い場合に発生する。

【0065】

これに反して、従来のレイク受信機は一般に、1チップ周期より短い時間で分離されているマルチパス成分を扱えない。さらに、サブチップマルチパス成分を扱うために、レイク受信機の制御ユニット内で複雑なルールおよび状態が実現される。このすべての結果として、レイク受信機の性能は評価が極めて困難となり、さらに、サブチップマルチパス条件における、最適ノンパラメータトリック整合フィルタ受信機の性能からかけ離れたものとなる。

【0066】

このように、本明細書に述べるノンパラメトリック整合フィルタ受信機は、以下を含む多数の利点を提供する。

- ・任意のチャネルモデル、詳細には、以下に詳細に説明するサブチップマルチパスを扱う能力を備えるために、多くのチャネル条件（特に、大きいジオメトリの事例）に関して改良された性能。

【0067】

- ・下記（1）、（2）の理由による、従来のレイク受信機回路の複雑性の低減：（1）レイク受信機の最も複雑なユニットを構成する「フィンガ割当」機能の必要がないこと、（2）整合フィルタ受信機に関する唯一の機能が大量のチャネルエネルギーをの大部分を検索することであるように、サーチを大幅に縮小すること。

【0068】

- ・解析的トレーサビリティ、したがって性能の正確な評価。

性能

以下の説明においては、用語「ジオメトリ」を用いて、ノンパラメトリック整合フィルタ受信機の限界を示す。整合フィルタの限界は（一般に）、ガウス雑音を増加させることなく、およびあらゆるマルチパスまたは自己符号間干渉（ISI）劣化を受けることなく、システム内のエネルギーの全体を合成できる結果として生じる、達成できないSINRである。システムのジオメトリは以下の式で表すことができる。

【0069】

【数29】

$$\text{geometry} = \frac{\int \|p(t) * c(t)\|^2 dt}{N_o} \quad \text{式 (18)}$$

ノンパラメトリック整合フィルタ受信機の実現形態により得られるSINRは、ジオメトリより小さい。さまざまな種類のチャネル推定器についての劣化量を以下に示す。

図6Aは、大きいジオメトリの事例における、前述の2つのチャネル推定器についての整合フィルタ受信機の出力において得られたSINRのグラフを示す。シミュレーションは、一般に高速データ通信（HDR）として公知のIS-856を実現するシステムの順方向リンクについて実行した。IS-856の順方向リンクは1.25MHz帯域幅において最大2.4Mbpsの有効データ転送率をサポートする。1%のフレームエラー率（FER）を達成するのに必要な整合フィルタ受信機の出力におけるSINRは、最高デー

10

20

30

40

50

タ転送率において約 10 dB である。

【0070】

図 6 A に示される 3 つのグラフは、それぞれ、(1) \underline{h} について全く推定誤差もない理想ノンパラメトリック整合フィルタ受信機、(2) B L U 推定器を有する整合フィルタ受信機、(3) 相関推定器を有する整合フィルタ受信機、である。整合フィルタ受信機内の F I R フィルタは、符号間隔を空けている (すなわち、各タップ間の遅延が 1 符号周期) 13 個のタップを有する。I S - 8 5 6 などの C D M A システムについては、1 つの送信符号は各 P N チップに対して送られる。この場合、模擬 F I R フィルタは 13 個のチップ間隔のタップを有する。

【0071】

図 6 A のグラフは、単一パスチャネルについてのコンピュータシミュレーションに基づいて導き出される。I S - 8 5 6 の順方向リンクについては、データはフレーム単位で送信され、このフレームのそれぞれは 2048 チップ長さである。各フレームは 2 つの時間多重化パイロットバーストを含み、1 つのパイロットバーストはフレーム内の各ハーフスロットの中心に位置している。各パイロットバーストは 96 チップを範囲に含む。シミュレーションにおいては、システム応答は、大きいジオメトリ事例について $P = 192$ チップ (すなわち、2 パイロットバースト) で推定されている。

【0072】

図 6 A に示されるとおり、B L U 推定器を有する整合フィルタ受信機の性能は、図 6 A に示されるジオメトリの全体範囲にわたりどのような推定誤差もない整合フィルタ受信機の性能に近い。相関推定器を有する整合フィルタ受信機の性能は、小さいジオメトリにおいて B L U 推定器を有する整合フィルタ受信機の性能に近いが、大きいジオメトリにおいては、異なる。

【0073】

大きいジオメトリの事例においては、整合フィルタ受信機に用いられる推定器の種類は、受信機性能に対して重要な役割を果たす。2 つの推定器間の性能差は、ジオメトリの増加と共に大きくなる。

【0074】

【数 30】

これは、B L U 推定器の共分散行列 $\mathbf{R}_{\Delta_i \Delta_j}$ がチャネルインパルス応答 $c(t)$ に依存しない事実と整合している (式 (10) に示されるとおり。) これに対して、相関推定器の共分散行列 $\mathbf{R}_{\Delta_i \Delta_j}$ は $c(t)$ に依存し、 \underline{h} に含まれる (式 (16) に示されるとおり)。

大きいジオメトリについては、I S I はガウス入力雑音に比べてより重要になり、最終的には、相関推定器の精度の制限要因となる。

図 6 B は、小さいジオメトリの事例における、前述の 2 つのチャネル推定器についての整合フィルタ受信機の出力における S I N R のグラフを示す。シミュレーションは、逆方向リンク上で連続的であるが小電力パイロットを送信する、I S - 8 5 6 システムの逆方向リンクについて実行された。

【0075】

図 6 B には、図 6 A で求められた 3 つの異なるノンパラメトリック整合フィルタ受信機についてのグラフを示す。3 つの整合フィルタ受信機のすべてについて、13 個の符号間隔を空けたチャップを有する同一 F I R フィルタを用いている。図 6 B のグラフは、単一パスチャネルについてのコンピュータシミュレーションに基づいて導き出される。ただし、システム応答は小さいジオメトリ事例について、 $P = 3072$ チップで推定されている。

。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 6 】

小さいジオメトリの事例については、I S I成分は無視でき、大部分はガウス雑音成分である。したがって、両方のチャンネル推定器は類似の性能を有する。ただし、相関推定器は実現がより簡単であるために、小さいジオメトリの事例については、相関推定器を有利に用いて、性能低下を招くことなく複雑性（B L U推定器全体にわたる）の低減を達成できる。

【 0 0 7 7 】

ノンパラメトリック整合フィルタ受信機は、各種のチャンネルについて、レイク受信機に勝る性能を実現できる。厳格なフェージングチャンネルにおいては、マルチパス成分は1チップより短い間隔（すなわち、サブチップ間隔）を空けることができる。従来のレイク受信機は、各マルチパス成分の真の遅延を推定する能力がないため、このような作動条件では性能低下を来す。さらに、特定種類のチャンネルについては、パスに基づくモデルはチャンネルを正確に表示せず、時間追跡の個別マルチパス成分の概念が無効になる。

【 0 0 7 8 】

I S - 8 5 6 順方向リンクフレーム構造を用いるシステムについて、シミュレーションを実行した。送信機はI S - 9 5 パルスおよび信号周期を使用する。シミュレーションにおいては、受信機は送信パルスに完全に整合する入力フィルタを使用し、このフィルタの後に、従来のレイク受信機または相関推定器を有するノンパラメトリック整合フィルタ受信機のいずれかが接続される。整合フィルタ受信機については、係数はパイロットの192チップに対して相関推定器を用いて、各ハーフスロットで更新される（すなわち、2つのパイロットバースト-現在および直前のパイロットバースト）。レイク受信機内に同一数のパイロットチップを使用して、個々のフィンガ（または復調素子）についての重量および時間偏りを決定する。各フィンガに対する時間追跡は、早期-遅延検出器および1次ループフィルタを用いる、遅延ロックループにより実行される。S I N Rはレイク受信機および整合フィルタ受信機の出力で測定された。

【 0 0 7 9 】

疑似チャンネルは、以下の式で与えられる相対電力の指数関数的な減衰特性に従う：

$$A(\tau) = e^{-0.4\tau} \quad \text{式(19)}$$

ここで、時間変数 τ はチップ単位である。シミュレーションのジオメトリは - 6 d B である。整合フィルタ受信機に使用される F I R フィルタは、3 / 4 チップの間隔を空けた 17 タップを有する。

【 0 0 8 0 】

レイク受信機は3チップ幅より広いエネルギーの「集合部」を観測する。このエネルギー集合部にフィンガを割当てて、これを維持することは、煩わしいタスクであった。比較目的のために、レイク受信機は同一データについて3回作動させた。第1作動の間を通して、1つのフィンガだけを受信信号に対して維持し、第2作動においては2つのフィンガを維持し、第3作動においては3つのフィンガを維持した。

【 0 0 8 1 】

各フィンガは独立して、それぞれに割り当てられたマルチパス成分のタイミングを追跡する。ただし、この受信信号に割り当てられたマルチパスフィンガを用いる作動については、あるルールを実現し、これにより、フィンガは1チップより短い間隔に、相互に接近できず、弱いフィンガが強いフィンガから離れる方向に押されている。フェージング方式においては、相互に近接するフィンガの割当における主な問題点は、これらフィンガの一体的「結合」の可能性である。結合されたフィンガは、同一マルチパス成分の追跡を終了し、2つのフィンガを有する利点は無くなる。

【 0 0 8 2 】

図6Cは、レイク受信機の性能と整合フィルタ受信機の性能とを比較する4つのグラフを示す。グラフは受信機の出力におけるS I N Rの累積密度関数（C D F）に関するものである。所定のS I N Rについて、このS I N RにおけるC D F値は、所定の受信機がこのS I N Rを達成するかまたはそれ以下になる時間のパーセンテージを示す。したがって

、S I N Rのあらゆる値について、C D Fの低い値は良好な性能を表す。

【0083】

これらのグラフが示すとおり、この事例の小部分においては、レイク受信機は統合フィルタ受信機よりも性能が優れている。これの主な理由は、非最適相関推定器を用い、過剰な数のタップを有することであると見られる。過剰なフィルタタップは、統合フィルタ受信機については、推定するための少ないパラメータしか持たないレイク受信機に比べて、S I N Rの大きい平均損失を発生させる。これらの明らかな問題点の両方は、B L U推定器を実現し、かつチャネルインパルス応答の推定される時間拡散に基づきF I Rフィルタ長さを選択できるアルゴリズムを用いることにより、除去できる。

【0084】

ただし、これら好ましくない設定条件下においても、フィンガ数が増加したとしても、統合フィルタ受信機はレイク受信機に勝る改良された性能を示す。シミュレーションにおけるチャンネルは4つのチップ内のエネルギーの大部分を含み、3つのフィンガをこのようなチャンネルにおいて割り当ておよび維持できることは楽観的仮定にすぎない。なお、2つまたは3つのフィンガから得られる利点は比較的少ない。この理由は、パスモデルはこの種類のチャンネルについては適合していないためであり、多数のフィンガの割当が、レイク受信機と統合フィルタ受信機との性能差を近づけないためである。

【0085】

ここで述べたノンパラメトリック統合フィルタ受信機は、さまざまな方式の無線通信システムに対して利用できる。例えば、この受信機は、C D M A、T D M A、およびF D M A通信システムに対して利用でき、また例えばI E E E規格802.11bに適合する無線L A Nシステムに対しても利用できる。詳細には、有利には、ノンパラメトリック統合フィルタ受信機は、各種のC D M Aシステム（例えば、I S - 95、c d m a 2000、I S - 856、W - C D M A、および他のC D M Aシステム）に有利に利用でき、これらシステムにおいては、従来のレイク受信機に置き換えることができ、前述の利点を提供する。

【0086】

ここで述べたノンパラメトリック統合フィルタ受信機は、さまざまな手段で実現可能である。例えば、この受信機はハードウェア、ソフトウェア、またはこれらの組合せで実現できる。ハードウェアの実現については、受信機の実現に用いられる素子（例えば、F I Rフィルタおよびチャンネル推定器）は、1つまたは複数の特定用途向け集積回路（A S I C）、デジタル信号プロセッサ（D S P）、デジタル信号処理デバイス（D S P D）、プログラマブル論理デバイス（P L D）、フィールドプログラマブルゲートアレイ（F P G A）、プロセッサ、コントローラ、マイクロコントローラ、マイクロプロセッサ、およびここで述べた機能またはそれらの組合せを実行するように設計された他の電子ユニット内で実現できる。

【0087】

ソフトウェアの実現については、ノンパラメトリック統合フィルタ受信機は、ここで述べた機能を実行するモジュール内（例えば、手順、機能等）で実現できる。ソフトウェアコードはメモリユニット（例えば、図1および2のメモリ172）に格納でき、プロセッサ（例えば、コントローラ170）により実行される。メモリユニットはプロセッサ内部、または外部で実現でき、後者の場合には、当技術分野で公知のさまざまな手段を介してプロセッサと通信接続できる。

【0088】

本明細書における見出しは、参照として本明細書に組み込まれ、特定セクションを見出すのを助けるためのものである。これら見出しは見出しで記載される概念の範囲を限定することを意図するものでなく、これら概念は明細書全体を通して、別のセクションに適用可能である。

【0089】

開示した実施の形態の前述の説明は、当業者に、本発明の作製または利用可能性を提供

10

20

30

40

50

する。当業者には、これら実施の形態のさまざまな変形は明らかであり、本明細書で定義される一般原理は、本発明の精神および範囲を逸脱することなく別の実施の形態に適用可能である。したがって、本発明は本明細書に示す実施の形態に限定されるものではなく、ここで述べた原理および新規形態に整合する広範囲の利用に適合するものである。

【図面の簡単な説明】

【0090】

【図1】無線（例えば、CDMA）通信システムにおける送信システムおよび受信システムのブロック図である。

【図2】ノンパラメトリック整合フィルタ受信機およびRX符号プロセッサのブロック図である。

【図3A】BLU推定器を実現する、チャンネル推定器のブロック図である。

【図3B】相関推定器を実現する、チャンネル推定器のブロック図である。

【図4】FIRフィルタのブロック図である。

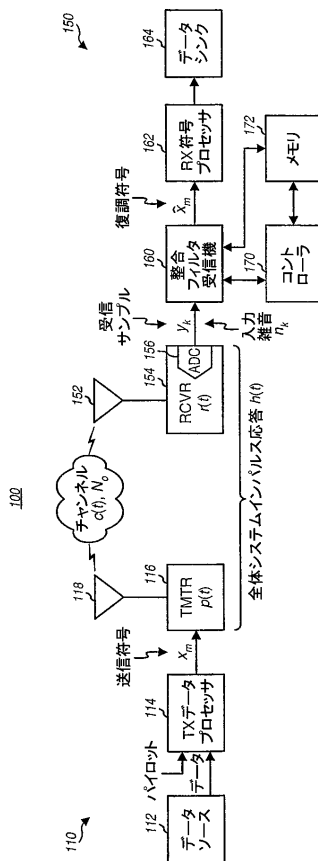
【図5】無線通信システムにおいて受信信号を処理する工程のフローチャートである。

【図6A】ノンパラメトリック整合フィルタ受信機の性能を示すグラフである。

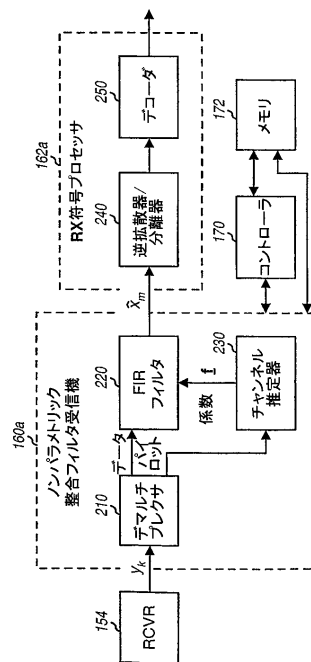
【図6B】ノンパラメトリック整合フィルタ受信機の性能を示すグラフである。

【図6C】ノンパラメトリック整合フィルタ受信機の性能を示すグラフである。

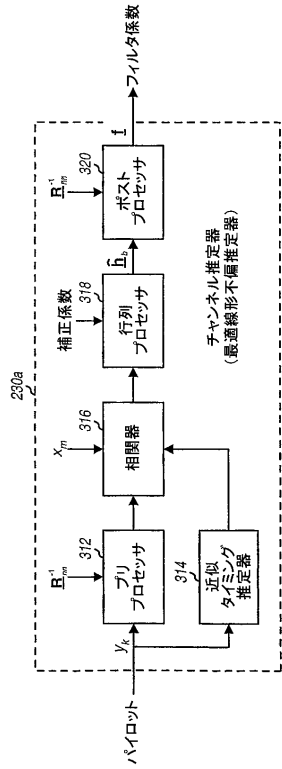
【図1】



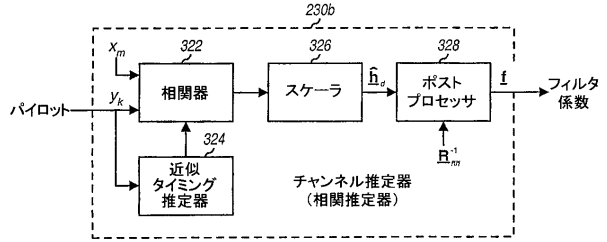
【図2】



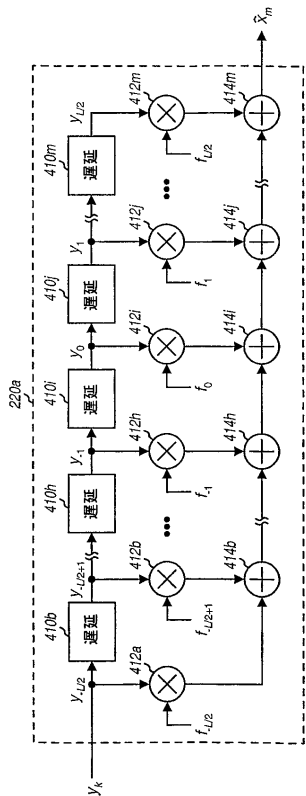
【図3A】



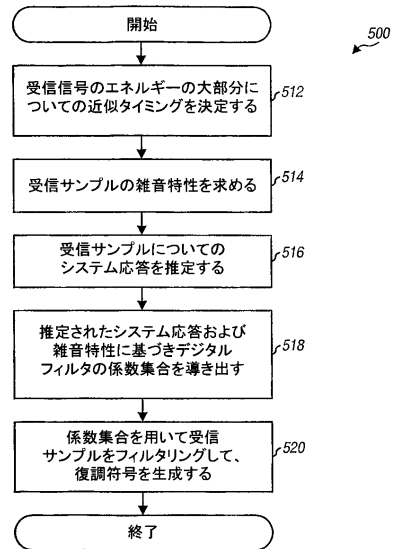
【図3B】



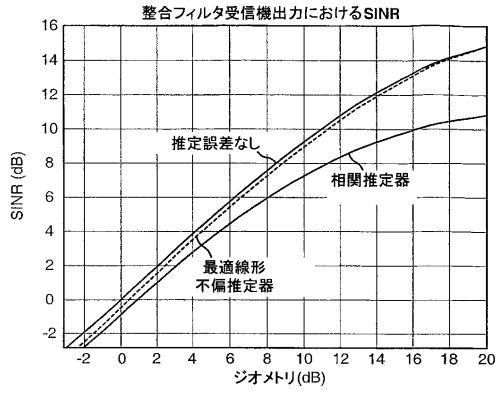
【図4】



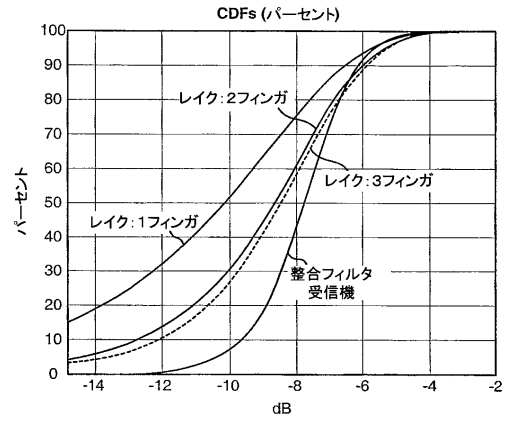
【図5】



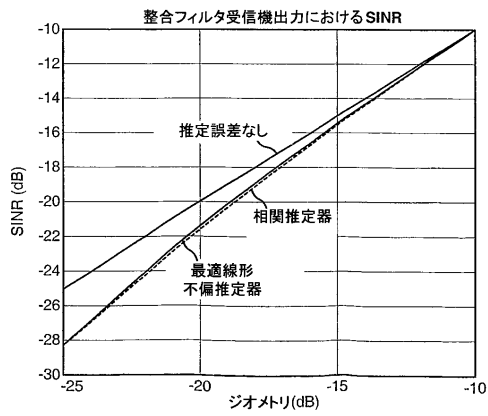
【図 6 A】



【図 6 C】



【図 6 B】



フロントページの続き

- (74)代理人 100075672
弁理士 峰 隆司
- (74)代理人 100109830
弁理士 福原 淑弘
- (74)代理人 100084618
弁理士 村松 貞男
- (74)代理人 100092196
弁理士 橋本 良郎
- (72)発明者 フェルナンデズ - コーバトン、イバン・ジーザス
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92109、サン・ディエゴ、ダイヤモンド・ストリート
1033
- (72)発明者 スミー、ジョン・イー
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92122、サン・ディエゴ、ナンバーエフ406、トスカ
ナ・ウェイ 5340
- (72)発明者 ジャヤラマン、スリカント
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92109、サン・ディエゴ、ナンバー1、パシフィック・
ビーチ・ドライブ 1254

審査官 菊地 陽一

- (56)参考文献 特開2000-138656(JP,A)
特開2000-224077(JP,A)
"A Generalized RAKE Receiver for Interference Suppression", IEEE JOURNAL ON SELECTED A
REAS IN COMMUNICATION, 2000年 8月, vol.18 No.8, pp.1536-1545
- (58)調査した分野(Int.Cl., D B名)
H04B 1/707