

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2006-54900

(P2006-54900A)

(43) 公開日 平成18年2月23日(2006.2.23)

| | | | | | | |
|---------------|-------|-----------|------|-------|-------------|-------|
| (51) Int. Cl. | | F I | | | テーマコード (参考) | |
| HO4B | 1/707 | (2006.01) | HO4J | 13/00 | D | 5K022 |
| HO4B | 3/06 | (2006.01) | HO4B | 3/06 | C | 5K046 |
| HO4B | 7/005 | (2006.01) | HO4B | 7/005 | | |

審査請求 未請求 請求項の数 8 書面 (全 10 頁)

| | | | |
|--------------|------------------------------|----------|---------------------------|
| (21) 出願番号 | 特願2005-236964 (P2005-236964) | (71) 出願人 | 000004237 |
| (22) 出願日 | 平成17年7月20日 (2005.7.20) | | 日本電気株式会社 |
| (31) 優先権主張番号 | 2004904006 | | 東京都港区芝五丁目7番1号 |
| (32) 優先日 | 平成16年7月20日 (2004.7.20) | (74) 代理人 | 100099830 |
| (33) 優先権主張国 | オーストラリア (AU) | | 弁理士 西村 征生 |
| (31) 優先権主張番号 | 2005203016 | (72) 発明者 | ブイ サン |
| (32) 優先日 | 平成17年7月6日 (2005.7.6) | | オーストラリア ビクトリア3150 ホ |
| (33) 優先権主張国 | オーストラリア (AU) | | イラズ・ヒル ビュウ・マウント・ロー |
| | | | ド 100 |
| | | Fターム(参考) | 5K022 EE02 EE04 EE35 |
| | | | 5K046 AA05 EE37 EE47 EE56 |

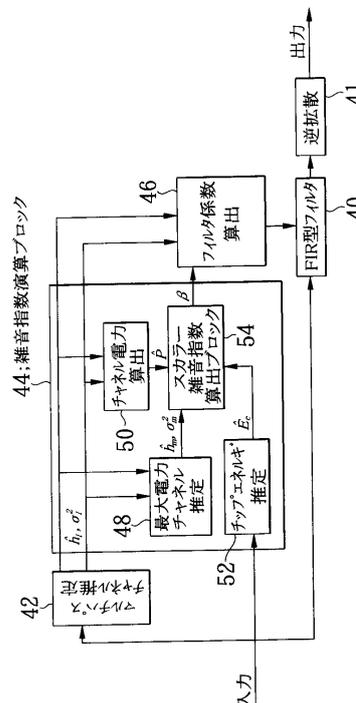
(54) 【発明の名称】 スペクトラム拡散受信機のチップ等化器、該チップ等化器で用いられる雑音指数演算方法及びフィルタ係数決定方法

(57) 【要約】

【課題】 雑音指数（スカラー量）推定の最適化に着目して、チップ等化器のフィルタ係数の最適化の改善を図る。

【解決手段】 提供されるスペクトラム拡散受信機のチップ等化器で用いられる雑音指数演算方法では、前記スペクトラム拡散受信機によって受信されたチップ信号から、マルチフェージングパスを構成する分離可能な個別フェージングパス毎のチャンネル推定値及び雑音分散推定値を演算する処理42と、前記チャンネル推定値の電力総和を演算する処理50と、前記チップ信号のチップエネルギーを推定する処理52と、前記チップエネルギー推定値、チャンネル推定値、雑音分散推定値、前記チャンネル推定値の電力総和、及びパイロット信号の拡散率に基づいて、前記雑音指数を算出する処理54とを有してなる。

【選択図】 図2



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

スペクトラム拡散受信機のチップ等化器で用いられる雑音指数演算方法であって、前記スペクトラム拡散受信機によって受信されたチップ信号から、マルチフェージングパスを構成する分離可能な個別フェージングパス毎のチャンネル推定値及び雑音分散推定値を演算する処理と、

前記チャンネル推定値の電力総和を演算する処理と、

前記チップ信号のチップエネルギーを推定する処理と、

前記チップエネルギー推定値、チャンネル推定値、雑音分散推定値、前記チャンネル推定値の電力総和、及びパイロット信号の拡散率に基づいて、前記雑音指数を算出する処理とを有してなることを特徴とするチップ等化器で実行される雑音指数演算方法。 10

【請求項 2】

前記チャンネル推定値及び雑音分散推定値を演算する処理は、前記マルチフェージングパスを構成する前記個別フェージングパスに対応する逆拡散パイロット信号を用いて実行されることを特徴とする請求項 1 記載のチップ等化器で実行される雑音指数演算方法。

【請求項 3】

前記チャンネル推定値の電力総和を演算する処理は、式(1)を用いて実行されることを特徴とする請求項 1 記載のチップ等化器で実行される雑音指数演算方法。

【数 1】

$$\hat{P} = \sum_{l=1}^L \left| \hat{h}_l \right|^2 \quad \dots (1)$$

20

ここで、 \hat{h}_l は、第 l 番目の個別フェージングパスのチャンネル推定値である。

【請求項 4】

前記雑音指数を算出する処理は、最大電力を持つ個別フェージングパスの前記チャンネル推定値及び雑音分散推定を選択することによって実行されることを特徴とする請求項 1 記載のチップ等化器で実行される雑音指数演算方法。

【請求項 5】

前記最大電力を持つ個別フェージングパスの前記チャンネル推定値及び雑音分散推定を選択する処理は、式(2)を用いて実行されることを特徴とする請求項 1 記載のチップ等化器で実行される雑音指数演算方法。 30

【数 2】

$$m = \arg \left[\max \left\{ \left| \hat{h}_l \right|^2 \right\} \right] \quad \dots (2)$$

ここで、 m は、最大チャンネル推定電力を持つ個別フェージングパスのインデックス； \hat{h}_l は、第 l 番目の個別フェージングパスのチャンネル推定値である。 40

【請求項 6】

前記雑音指数を算出する処理は、式(3)を用いて実行されることを特徴とする請求項 5 記載のチップ等化器で実行される雑音指数演算方法。

【数 3】

$$\beta = \frac{\hat{E}_{chip} |\hat{h}_m|^2}{\hat{E}_{chip} - SF \hat{\sigma}_m^2} - \hat{P} \quad \dots (3)$$

ここで、 \hat{E}_{chip} は、前記チップ信号のチップエネルギー推定値、 \hat{h}_m は、前記最大電力を持つ個別フェージングのチャネル推定値、 $\hat{\sigma}_m^2$ は、前記最大電力を持つ

個別フェージングパスの雑音分散推定値、 SF は前記スペクトラム拡散受信機によって受信された前記パイロット信号の拡散率である。

10

【請求項 7】

スペクトラム拡散受信機を構成するチップ等化器 FIR 型フィルタのフィルタ係数を決定するためのフィルタ係数決定方法であって、

請求項 1 乃至 6 の何れか一つに記載の雑音指数演算方法に従って、雑音指数を算出する処理と、

式 (4) に従って、利得マトリックス G を構築する処理と、

得られた利得マトリックス G から前記フィルタ係数を算出決定することを特徴とするフィルタ係数決定方法。

$$G = H^H H + I \quad (4)$$

ここで、 $H^H H$ は、チャネル行列の相関行列、 I は恒等行列であり、 β は、 $W - C D M A$ 通信システムにおけるスカラー雑音指数である。

20

【請求項 8】

スペクトラム拡散受信機を構成するチップ等化器であって、

請求項 1 乃至 6 の何れか一つに記載の雑音指数演算方法を実現するための少なくとも 1 つの算出ブロックを備えてなることを特徴とするチップ等化器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、スペクトラム拡散通信システムで用いられる受信機（以下、スペクトラム拡散受信機という）のチップ等化器、該チップ等化器で用いられる雑音指数演算方法及びフィルタ係数決定方法に係り、詳しくは、個別パスに分離可能なマルチパスフェージング伝送路（multiple resolvable fading paths channel）を通して受信されたスペクトラム拡散信号（チップ信号）に対する等化処理を最適化する方法に関し、特に、 $W - C D M A$ （Wideband Code Divisional Multiple Access：広帯域符号分割多元接続）関連の伝送技術に適用して好適である。

30

【背景技術】

【0002】

スペクトラム拡散通信方式を応用した $W - C D M A$ 通信システムでは、送信機側から、符号間が互いに直交する多重化符号信号（multi code signals）が出力される。しかしながら、このような符号間の直交性は、多重化符号信号が、マルチパスフェージング伝送路（multiple fading channel）を伝播するにつれて、劣化するという問題がある。

40

【0003】

そこで、 $W - C D M A$ 受信機（スペクトラム拡散受信機）側で、劣化した多重化符号信号の直交性を回復する手段として、従来から、チップ等化器（chip equalizer）が用いられていて、これによって、受信性能の向上を図るようにしている。

【0004】

この種のチップ等化器は、伝送路の逆システムを作り、これを伝送路に直列接続することで、マルチパス間干渉を補償し、送信信号（チップ信号）を正確に再現することを目指

50

すもので、従来、FIR (Finite Impulse Response : 有限インパルス応答) 型フィルタを用いて構築されるのが、一般的である。

チップ等化器のフィルタ係数の最適化を図る方法としては、従来から、直接逆マトリックス法 (direct inversion matrix method) が知られており、この直接逆マトリックス法では、 $G = H^H H + I$ の関係式を用いて、利得マトリックス G の推定が行われる (ここで、 $H^H H$ は、チャンネル行列の相関行列、 I は恒等行列であり、 γ は、W-CDMA 通信システムにおける雑音指数である。)。

【0005】

チャンネル行列の相関行列がチャンネル推定によって得られることは、良く知られていることであり、W-CDMA 通信システムでは、パイロットシンボルを用いて、チャンネル推定を行っている。このパイロットシンボルは、受信機側で予め送信データの変調位相が既知のシンボルであり、このパイロットシンボルの受信位相・振幅を参照位相・振幅として、各スロット毎にチャンネル推定値を求める。

10

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかしながら、チップ等化器のフィルタ係数の最適化を図る上記従来の方法では、マルチパスフェージングの影響を受けて歪んで受信されたチップ信号を、満足できるレベルにまで補償して再現する手段としては、まだまだ不十分であり、改善されなければならない余地が残されていた。そこで、この出願に係る発明者は、W-CDMA 通信システムでは、従来、あまり重要視されていなかった雑音指数 (スカラー量) の推定の最適化に着目して、この出願に係る発明に想到することができたのである。

20

【0007】

この発明は、上述の事情に鑑みてなされたもので、雑音指数 (スカラー量) の推定の最適化に着目して、チップ等化器のフィルタ係数の最適化の改善を図ることができるスペクトラム拡散受信機のチップ等化器、該チップ等化器で用いられる雑音指数演算方法及びフィルタ係数決定方法を提供することを目的としている。

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記課題を解決するために、請求項1記載の発明は、スペクトラム拡散受信機のチップ等化器で用いられる雑音指数演算方法に係り、前記スペクトラム拡散受信機によって受信されたチップ信号から、マルチフェージングパスを構成する分離可能な個別フェージングパス毎のチャンネル推定値及び雑音分散推定値を演算する処理と、前記チャンネル推定値の電力総和を演算する処理と、前記チップ信号のチップエネルギーを推定する処理と、前記チップエネルギー推定値、チャンネル推定値、雑音分散推定値、前記チャンネル推定値の電力総和、及びパイロット信号の拡散率に基づいて、前記雑音指数を算出する処理とを有してなることを特徴としている。

30

【0009】

また、請求項2記載の発明は、請求項1記載のチップ等化器で実行される雑音指数演算方法に係り、前記チャンネル推定値及び雑音分散推定値を演算する処理は、前記マルチフェージングパスを構成する前記個別フェージングパスに対応する逆拡散パイロット信号を用いて実行されることを特徴としている。

40

【0010】

また、請求項3記載の発明は、請求項1記載のチップ等化器で実行される雑音指数演算方法に係り、前記チャンネル推定値の電力総和を演算する処理は、式(1)を用いて実行されることを特徴としている。

【数 1】

$$\hat{P} = \sum_{l=1}^L \left| \hat{h}_l \right|^2 \quad \dots (1)$$

ここで、 \hat{h}_l は、第 l 番目の個別フェージングパスのチャンネル推定値である。

【0011】

また、請求項 4 記載の発明は、請求項 1 記載のチップ等化器で実行される雑音指数演算方法に係り、前記雑音指数を算出する処理は、最大電力を持つ個別フェージングパスの前記チャンネル推定値及び雑音分散推定を選択することによって実行されることを特徴として

10

【0012】

また、請求項 5 記載の発明は、請求項 1 記載のチップ等化器で実行される雑音指数演算方法に係り、前記最大電力を持つ個別フェージングパスの前記チャンネル推定値及び雑音分散推定を選択する処理は、式 (2) を用いて実行されることを特徴としている。

【数 2】

$$m = \arg \left[\max \left\{ \left| \hat{h}_l \right|^2 \right\} \right] \quad \dots (2)$$

20

ここで、 m は、最大チャンネル推定電力を持つ個別フェージングパスのインデックス； \hat{h}_l は、第 l 番目の個別フェージングパスのチャンネル推定値である。

【0013】

また、請求項 6 記載の発明は、請求項 5 記載のチップ等化器で実行される雑音指数演算方法に係り、前記雑音指数を算出する処理は、式 (3) を用いて実行されることを特徴としている。

【数 3】

$$\beta = \frac{\hat{E}_{chip} \left| \hat{h}_m \right|^2}{\hat{E}_{chip} - SF \hat{\sigma}_m^2} - \hat{P} \quad \dots (3)$$

30

ここで、 \hat{E}_{chip} は、前記チップ信号のチップエネルギー推定値； \hat{h}_m は、前記最大電力を持つ個別フェージングのチャンネル推定値、 $\hat{\sigma}_m^2$ は、前記最大電力を持つ個別フェージングパスの雑音分散推定値、 SF は前記スペクトラム拡散受信機によって受信された前記パイロット信号の拡散率である。

【0014】

また、請求項 7 記載の発明は、スペクトラム拡散受信機を構成するチップ等化器 FIR 型フィルタのフィルタ係数を決定するためのフィルタ係数決定方法に係り、請求項 1 乃至 6 の何れか一つに記載の雑音指数演算方法に従って、雑音指数を算出する処理と、式 (4) に従って、利得マトリックス G を構築する処理と、得られた利得マトリックス G から前記フィルタ係数を算出決定することを特徴としている。

40

$$G = H^H H + I \quad (4)$$

ここで、 $H^H H$ は、チャンネル行列の相関行列、 I は恒等行列であり、 β は、 $W - C D M A$ 通信システムにおけるスカラー雑音指数である。

【0015】

また、請求項 8 記載の発明は、スペクトラム拡散受信機を構成するチップ等化器に係り、請求項 1 乃至 6 の何れか一つに記載の雑音指数演算方法を実現するための少なくとも 1 つの算出ブロックを備えてなることを特徴としている。

【発明の効果】

50

【0016】

この発明の構成によれば、雑音指数推定の最適化にまで着目したので、チップ等化器のフィルタ係数の最適化を簡単な構成で著しく向上させることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

以下、図面を参照して、この発明の実施の形態について詳細に説明する。

【実施例1】

【0018】

図1は、この発明の一実施例であるスペクトラム拡散受信機の電氣的構成を概略示すブロック図である。この例のスペクトラム拡散受信機10は、図1に示すように、スペクトラム拡散信号(チップ信号)を受信するためのアンテナ12と、該アンテナ12で受信されたスペクトラム拡散信号を復調するための復調器14と、復調されたアナログのスペクトラム拡散信号をデジタル信号に変換するA/D変換器16と、逆拡散によって復調符号(狭帯域スペクトラム信号)を得る逆拡散器18と、局部拡散符号を発生させる拡散符号発生器20と、拡散符号発生器20で発生した局部拡散符号を、受信拡散信号に同期させ、かつ、同期が完了した後は、局部拡散符号が受信拡散信号に追従するように制御するための拡散符号同期捕捉保持器22と、データシンボルを復調すると共に、各種チャンネルを複合化するデータ復調・チャンネル復号化器24とから概略構成されている。

10

【0019】

上記構成において、上記スペクトラム拡散受信機10は、コヒーレント復調方式(coherent modulation)を用いて、逆拡散器18と協働して、拡散符号発生器20から生成された局部拡散符号(local generated code sequence)を用いて、復調器14にて復調され、A/D変換器16にてデジタル化された信号を逆拡散することで、雑音に埋もれた信号から、狭帯域の復調信号を得る。

20

【0020】

拡散スペクトラム受信機10において、逆拡散演算を遂行するために、拡散符号同期捕捉保持器22が、送信側でチップ信号を所定のチップレートに拡散させたチャネライゼーション符号系列(channelization code)を識別するのみならず、符号発生器20にて発生される局部拡散符号を受信信号の拡散符号(送信拡散符号)の時系列に合致させ(同期捕捉)、同期捕捉が完了したら、時間の経過に従って同期が外れないように、同期を保持する。逆拡散処理後、同図に示すように、データ復調・チャンネル復号化器24にて、データシンボルが復調されると共に、各種チャンネルが複合化され、かくして、情報データが得られる。

30

【0021】

RAKE「熊手」型受信機では、逆拡散器18は、伝送路の遅延分散により分散した、互いに異なるマルチパス信号を受信する多数の逆拡散ブロック41から構成される。逆拡散器18において、拡散符号と相関を持つ各フィンガーの受信信号は、図示せぬトランスバースルフィルタに入力されることにより、到来時間の遅延が整合される。そして、マルチパスを構成する各個別パスに対応する各逆拡散信号は、対応するチャンネル推定値の共役値に比例した重み付けをされた後、RAKE合成(コヒーレント集計)されて多重化され、復調信号として出力される。

40

【0022】

図2は、チップ等化器(chip equalizer)として機能する逆拡散器18の電氣的構成を概略示す機能ブロック図である。逆拡散器(チップ等化器)18の主たる機能は、FIR(有限インパルス応答)型フィルタ40で使用されるフィルタ係数を算出推定することにある。この例の逆拡散器18は、上記フィルタ係数算出機能を達成するために、図2に示すように、マルチパスチャンネル推定ブロック42と、雑音指数算出ブロック44と、フィルタ係数算出ブロック46とを備えている。FIR型フィルタ40は、算出されたフィルタ係数を用いて、入力信号をフィルタ処理し、多重化符号信号(multicode signals)の直交性を元の状態に回復させる構成となっている。F

50

I R 型フィルタ 4 0 の後段に接続される逆拡散ブロック 4 1 では、一の逆拡散ブロック 4 1 は、一の符号信号に対して逆拡散処理を実行する。それゆえ、拡散スペクトラム受信機 1 0 が多重化符号信号を受信する場合には、F I R 型フィルタ 4 0 からの出力は、多段の逆拡散ブロック 4 1 に供給されて、そこで、逆拡散処理が実行されて、多重化符号の復調データが出力される。

【 0 0 2 3 】

上記マルチパスチャネル推定ブロック 4 2 では、スペクトラム拡散受信機 1 0 によって受信されたチップ信号から、マルチフェージングパスを構成する、互いに分離可能な個々のパス毎のチャネル推定値及び雑音分散推定値（例えば、個々のパス毎の送受信アンテナ間のチャネル推定値及び雑音分散推定値）が演算される。この例では、マルチパスチャネル推定ブロック 4 2 は、第 1 番目のフェージングパスのチャネルを推定する際には、式（ 5 ）を用いて、当該第 1 番目のパスから受信され、逆拡散された多数のパイロットシンボルの平均値をとることによって、第 1 番目のフェージングパスについてのチャネルの推定値を求めるようにしている。

10

【 0 0 2 4 】

【 数 5 】

$$\hat{h}_l = \frac{1}{K} \times \sum_K p(k)^* \times y_l(k) \quad \dots (5)$$

ここで、 \hat{h}_l は、第 l 番目の個別フェージングパスのチャネル推定値； $p(k)^*$ は、

20

共役パイロットシンボルであり、 $|p(k)| = 1$ ； K は、推定のために使用されるパイロットシンボルの個数； $y_l(k)$ は、第 1 番目の個別フェージングパスについて逆拡散されたパイロットシンボルである。

【 0 0 2 5 】

マルチパスチャネル推定ブロック 4 2 は、第 1 番目の逆拡散器 4 1 の出力端でのバイアスなしの雑音分散を推定する際には、式（ 6 ）を用いて、第 1 番目の逆拡散器 4 1 の出力端における雑音分散推定値を求めるようにしている。

【 0 0 2 6 】

【 数 6 】

$$\hat{\sigma}_l^2 \approx \frac{K}{K-1} \left(\frac{1}{K} \sum_K |y_l(k)|^2 - |\hat{h}_l|^2 \right) \quad \dots (6)$$

30

【 0 0 2 7 】

上記雑音指数算出ブロック 4 4 は、図 2 に示すように、最大電力チャネル推定ブロック 4 8 と、チャネル電力算出ブロック 5 0 と、チップエネルギー推定ブロック 5 2 と、スカラー雑音指数算出ブロック 5 4 とから概略なっている。

【 0 0 2 8 】

この実施例では、第 1 番目のパスの統計処理に基づいて、スカラー雑音指数 を推定するために、以下の数理手順が案出された。

40

まず、平均受信チップエネルギー E_{chip} が、式（ 7 ）から与えられる。式（ 7 ）において、 M は、推定に用いられるチップ数であり、 $r(m)$ は、チップ信号の振幅である。

【 0 0 2 9 】

【 数 7 】

$$E_{chip} = E[|r(m)|^2] \approx \frac{1}{M} \sum_M |r(m)|^2 \quad \dots (7)$$

【 0 0 3 0 】

次に、チャネル推定値の電力総和は、式（ 8 ）によって与えられ、最大チャネル推定電

50

力を持つフェージングパスのインデックス m は、式 (9) によって与えられる。

【0031】

【数8】

$$\hat{P} = \sum_{l=1}^L \left| \hat{h}_l \right|^2 \quad \dots (8)$$

ここで、 \hat{h}_l は、第 l 番目の個別フェージングパスのチャンネル推定値である。

【0032】

【数9】

$$m = \arg \left[\max \left\{ \left| \hat{h}_l \right|^2 \right\} \right] \quad \dots (9)$$

ここで、 m は、最大チャンネル推定電力を持つ個別フェージングパスのインデックス； \hat{h}_l は、第 l 番目の個別フェージングパスのチャンネル推定値である。

【0033】

最後に、雑音指数推定値は、式 (10) によって与えられる。

【0034】

【数10】

$$\hat{\beta} = \frac{\hat{E}_{chip} \left| \hat{h}_m \right|^2}{\hat{E}_{chip} - SF \hat{\sigma}_m^2} - \hat{P} \quad \dots (10)$$

ここで、 \hat{E}_{chip} は、前記チップ信号のチップエネルギー推定値； \hat{h}_m は、前記最大電力を持つ個別フェージングのチャンネル推定値、 $\hat{\sigma}_m^2$ は、前記最大電力を持つ

個別フェージングパスの雑音分散推定値、 SF は前記スペクトラム拡散受信機によって受信された前記パイロット信号の拡散率である。

【0035】

上記したように、この例のチップ等化器のマルチパスチャンネル推定ブロック42は、式(5)及び式(6)に従って、チャンネル推定値と雑音指数推定値とを演算する。マルチフェージングパスを構成する個別パスごとに、チップ信号から得られたチャンネル推定値と雑音指数推定値は、図2に示すように、チャンネル電力算出ブロック50に供給される。チャンネル推定値の電力総和は、各フェージングパスのチャンネル推定値を加算することで容易に得られる。このようにして得られたチャンネル推定値の電力総和は、同図に示すように、スカラー雑音指数算出ブロック54に供給される。チップエネルギー推定ブロック52は、式(7)に従って、 I (In-phase) 軸と Q (Quadrature phase) 軸上に I/Q 多重されて入力される I/Q チップサンプルからチップエネルギー推定値を導き出す。導き出されたチップエネルギー推定値は、スカラー雑音指数算出ブロック54に供給される。

【0036】

雑音指数は、チャンネル推定値と雑音指数推定値を、最大電力を持つ個別フェージングパスから選択することによって、算出されるのが好ましい。この観点から、最大電力チャンネル推定ブロック48は、最大電力を持つ個別フェージングパスからチャンネル推定値と雑音指数推定値を導き出す。導き出されたチャンネル推定値と雑音指数推定値は、スカラー雑音指数算出ブロック54に供給される。

【0037】

スカラー雑音指数算出ブロック54では、供給されたチップエネルギー推定値、チャンネル推定値、雑音分散推定値、チャンネル推定値の電力総和、及びパイロット信号の拡散率に基

10

20

30

40

50

づいて、スカラー雑音指数を算出する。

【0038】

フィルタ係数算出ブロック46では、FIR（有限インパルス応答）型フィルタ40のフィルタ係数を算出するために、利得マトリックス $G = H^H H + I$ が構築される。ここで、 $H^H H$ は、チャンネル行列の相関行列、 I は恒等行列であり、 H は、W-CDMA通信システムにおけるスカラー雑音指数である。

【0039】

以上、この発明の実施例を図面を参照して詳述してきたが、具体的な構成はこの実施例に限られるものではなく、この発明の要旨を逸脱しない範囲の設計の変更等があってもこの発明に含まれる。例えば、図1又は図2の構成各部の全部又は一部は、ソフトウェア構成であっても、ハードウェア構成であっても良い。デジタル信号処理技術を用いて実現できることは勿論である。

10

【図面の簡単な説明】

【0040】

【図1】この発明の一実施例であるスペクトラム拡散受信機の電氣的構成を概略示すブロック図である。

【図2】図1のスペクトラム拡散受信機において、チップ等化器として機能する逆拡散器18の電氣的構成を概略示す機能ブロック図である。

【符号の説明】

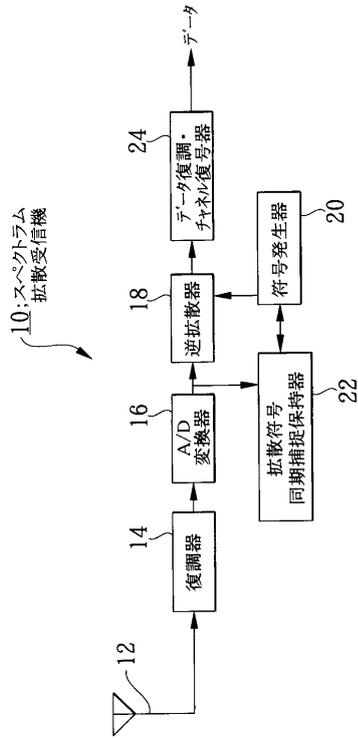
【0041】

- 10 スペクトラム拡散受信機
- 14 の復調器
- 18 逆拡散器
- 20 拡散符号発生器
- 22 拡散符号同期捕捉保持器
- 42 マルチパスチャンネル推定ブロック
- 44 雑音指数算出ブロック
- 46 フィルタ係数算出ブロック
- 40 FIR型フィルタ
- 41 逆拡散ブロック

20

30

【 図 1 】



【 図 2 】

