

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4582354号  
(P4582354)

(45) 発行日 平成22年11月17日(2010.11.17)

(24) 登録日 平成22年9月10日(2010.9.10)

(51) Int.Cl. F I  
**H04B 7/005 (2006.01)** H04B 7/005

請求項の数 6 (全 10 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2007-556923 (P2007-556923)                  (86) (22) 出願日 平成19年1月26日(2007.1.26)                  (86) 国際出願番号 PCT/JP2007/051745                  (87) 国際公開番号 W02007/088953                  (87) 国際公開日 平成19年8月9日(2007.8.9)                  審査請求日 平成20年5月12日(2008.5.12)                  (31) 優先権主張番号 特願2006-24012 (P2006-24012)                  (32) 優先日 平成18年2月1日(2006.2.1)                  (33) 優先権主張国 日本国(JP)</p>	<p>(73) 特許権者 000004237                  日本電気株式会社                  東京都港区芝五丁目7番1号                  (74) 代理人 100077838                  弁理士 池田 憲保                  (74) 代理人 100082924                  弁理士 福田 修一                  (74) 代理人 100129023                  弁理士 佐々木 敬                  (72) 発明者 木全 昌幸                  東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社社内                  審査官 東 昌秋</p>
---	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 等化装置及び等化方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

デジタル変調されたシングルキャリア信号を受信して等化する等化フィルタと、この受信信号の検出パスタイミングの伝送路推定値である検出パス伝送路推定値とその隣接パスタイミングの伝送路推定値である隣接パス伝送路推定値とを並べた伝送路応答ベクトルを用いて、前記等化フィルタの等化ウェイトを計算するウェイト計算部とを含む等化装置であって、

前記等化ウェイトの計算に使用する、前記受信信号と前記検出パスの伝送路推定値とを用いて推定した雑音電力  $N_0$  を、前記検出パス伝送路推定値と前記隣接パス伝送路推定値とにより生成された補正係数  $\alpha$  により補正し、補正した雑音電力  $N_0$  を得る雑音電力補正手段を含み、

前記ウェイト計算部は、前記伝送路応答ベクトルと前記補正した雑音電力を用いて、最小平均自乗誤差法により、前記等化ウェイトを計算するものであり、

前記検出パス伝送路推定値と前記隣接パス伝送路推定値とにより前記補正係数  $\alpha$  を生成する手段は、

前記検出パス伝送路推定値及び前記隣接パス伝送路推定値からそれぞれ検出パス伝送路電力及び隣接パス伝送路電力を算出して両者を加算する電力加算手段と、

この加算電力を前記検出パス伝送路電力で正規化する正規化手段と、

この正規化された伝送路電力に所定係数を乗算して前記補正係数  $\alpha$  を生成する乗算手段と

10

20

を有することを特徴とする等化装置。

【請求項 2】

デジタル変調されたシングルキャリア信号を受信し、検出パスタイミングとその隣接パスタイミングの伝送路推定値を並べた伝送路応答ベクトルを用いて等化ウェイトを計算する等化装置において、

オーバサンプルされた受信信号に含まれるパイロット信号を用いて、 $L$  ( $L$  は 1 以上の整数) パスのタイミングを検出するパスタイミング検出部と、

前記検出パスタイミングにおける伝送路推定値を推定する検出パス伝送路推定部と、

前記検出パスタイミングから前後  $N_{ps}$  ( $N_{ps}$  は 1 以上の整数) サンプルの隣接パスタイミングにおける伝送路推定値を推定する隣接パス伝送路推定部と、

前記検出パスと隣接パスの伝送路推定値に基づき、伝送路応答ベクトルを生成する伝送路応答ベクトル生成部と、

前記受信信号と前記検出パスの伝送路推定値を用いて、雑音電力  $N_0$  を推定する雑音電力推定部と、

前記検出パスと隣接パスの伝送路推定値に相当する雑音電力となるように補正係数を計算する補正係数計算部と、

前記雑音電力推定部で推定した雑音電力  $N_0$  と前記補正係数計算部で計算した補正係数を用いて、補正した雑音電力  $N_0$  を計算する雑音電力補正部と、

前記伝送路応答ベクトルと前記補正した雑音電力を用いて、最小平均自乗誤差法により、等化ウェイトを計算するウェイト計算部と、

前記等化ウェイトで前記受信信号の等化を行う等化フィルタと

を含み、

前記補正係数計算部は、

前記検出パス伝送路推定部で推定した伝送路推定値から検出パスの伝送路電力を計算する検出パス伝送路電力計算部と、

前記隣接パス伝送路推定部で推定した伝送路推定値から隣接パスの伝送路電力を計算する隣接パス伝送路電力計算部と、

前記検出パス伝送路電力計算部と前記隣接パス伝送路電力計算部で計算した検出パスと隣接パスの伝送路電力を加算する伝送路電力加算部と、

前記伝送路電力加算部で加算した検出パスと隣接パスの伝送路電力を前記検出パス伝送路電力計算部で計算した検出パスの伝送路電力で正規化する伝送路電力正規化部と、

前記伝送路電力正規化部で正規化した伝送路電力に補正係数  $K$  ( $K$  は任意の実数) を乗算する補正係数乗算部

を有することを特徴とする等化装置。

【請求項 3】

前記ウェイト計算部および前記等化フィルタは、周波数領域の信号処理で行うことを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の等化装置。

【請求項 4】

前記ウェイト計算部および前記等化フィルタは、時間領域の信号処理で行うことを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の等化装置。

【請求項 5】

デジタル変調されたシングルキャリア信号を受信して等化フィルタにより等化するステップと、この受信信号の検出パスタイミングの伝送路推定値である検出パス伝送路推定値とその隣接パスタイミングの伝送路推定値である隣接パス伝送路推定値とを並べた伝送路応答ベクトルを用いて、前記等化フィルタの等化ウェイトを計算するウェイト計算ステップとを含む等化方法であって、

前記等化ウェイトの計算に使用する、前記受信信号と前記検出パスの伝送路推定値とを用いて推定した雑音電力  $N_0$  を、前記検出パス伝送路推定値と前記隣接パス伝送路推定値とにより生成された補正係数により補正し、補正した雑音電力  $N_0$  を得る雑音電力補正ステップを含み、

10

20

30

40

50

前記ウェイト計算ステップは、前記伝送路応答ベクトルと前記補正した雑音電力を用いて、最小平均自乗誤差法により、前記等化ウェイトを計算するものであり、

前記検出パス伝送路推定値と前記隣接パス伝送路推定値とにより前記補正係数を生成するステップは、

前記検出パス伝送路推定値及び前記隣接パス伝送路推定値からそれぞれ検出パス伝送路電力及び隣接パス伝送路電力を算出して両者を加算する電力加算ステップと、

この加算電力を前記検出パス伝送路電力で正規化する正規化ステップと、

この正規化された伝送路電力に所定係数を乗算して前記補正係数を生成する乗算ステップと

を有することを特徴とする等化方法。

10

#### 【請求項6】

デジタル変調されたシングルキャリア信号を受信し、検出パスタイミングとその隣接パスタイミングの伝送路推定値を並べた伝送路応答ベクトルを用いて等化ウェイトを計算する等化方法において、

オーバサンプルされた受信信号に含まれるパイロット信号を用いて、 $L$  ( $L$ は1以上の整数)パスのタイミングを検出するステップと、

前記検出パスタイミングにおける伝送路推定値を推定する検出パス伝送路推定ステップと、

前記検出パスタイミングから前後  $N_{ps}$  ( $N_{ps}$ は1以上の整数) サンプルの隣接パスタイミングにおける伝送路推定値を推定する隣接パス伝送路推定ステップと、

20

前記検出パスと隣接パスの伝送路推定値に基づき、伝送路応答ベクトルを生成するステップと、

前記受信信号と前記検出パスの伝送路推定値を用いて、雑音電力  $N_0$  を推定するステップと、

前記検出パスと隣接パスの伝送路推定値に相当する雑音電力となるように補正係数を計算する補正係数計算ステップと、

前記雑音電力  $N_0$  と前記補正係数を用いて、補正した雑音電力  $N_0$  を計算するステップと、

前記伝送路応答ベクトルと前記補正した雑音電力を用いて、最小平均自乗誤差法により、等化ウェイトを計算するステップと、

30

前記等化ウェイトで前記受信信号の等化を行うステップ

を有し、

前記補正係数計算ステップは、

前記検出パス伝送路推定ステップで推定した伝送路推定値から検出パスの伝送路電力を計算する検出パス伝送路電力計算ステップと、

前記隣接パス伝送路推定ステップで推定した伝送路推定値から隣接パスの伝送路電力を計算する隣接パス伝送路電力計算ステップと、

前記検出パス伝送路電力計算ステップと前記隣接パス伝送路電力計算ステップで計算した検出パスと隣接パスの伝送路電力を加算する伝送路電力加算ステップと、

前記伝送路電力加算ステップで加算した検出パスと隣接パスの伝送路電力を前記検出パス伝送路電力計算ステップで計算した検出パスの伝送路電力で正規化する伝送路電力正規化ステップと、

40

前記伝送路電力正規化ステップで正規化した伝送路電力に補正係数  $K$  ( $K$ は任意の実数) を乗算する補正係数乗算ステップ

を有することを特徴とする等化方法。

#### 【発明の詳細な説明】

#### 【技術分野】

#### 【0001】

本発明は等化装置および等化方法に関し、時間領域の伝送路推定に基づく伝送路応答ベクトルを用いて、最小平均自乗誤差法 (MMSE: Minimum Mean Squa

50

re Error)により等化ウェイトを計算し、受信信号の等化を行う等化装置および等化方法に関するものである。

【背景技術】

【0002】

次世代移動通信の無線通信方式では、高速データ伝送を実現することが重要であるが、データ速度が速くなるとマルチパスによるシンボル間干渉すなわちマルチパス干渉が問題となる。このマルチパス干渉を抑圧する方法には種々の方法があるが、比較的簡易な方法に線形等化器があり、この等化処理を周波数領域で行う周波数イコライザが提案されている。例えば、先行技術文献1(D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," IEEE Commun. Mag., vol. 40, no. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.)を参照されたい。

10

図1は、上記先行技術文献1に記載された周波数イコライザを先行技術文献2(松本、吉田、後川、"HSDPA端末用MMSEチップ等化器における高精度チャネル分離法の検討、"2005年信学総大、B-5-120.)に記載された複数パスサンプル法を適用した従来の等化装置の構成の一例を示す。従来の等化装置は、受信アンテナ1、パスタイミング検出部2、検出パス伝送路推定部3、隣接パス伝送路推定部4、伝送路応答ベクトル生成部5、直並列(S/P)変換部6、10、高速フーリエ変換(FFT:Fast Fourier Transform)部7、11、ウェイト計算部8、ガードインターバル(GI)除去部9、等化フィルタ12、高速逆フーリエ変換(IFFT:Inverse Fast Fourier Transform)部13、並直列(P/S)変換部14、雑音電力推定部15で構成される。

20

複数パスサンプル法を適用した等化装置では、各パスを複数の伝送路推定値サンプルで表すことにより、パスが近接して存在する環境での等化特性を改善すると共に、パスタイミング誤差に耐性を有するという特徴がある。

受信アンテナ1は、デジタル変調されたシングルキャリア信号を受信する。パスタイミング検出部2は、オーバサンプルされた受信信号を入力とし、受信信号に含まれるパイロット信号を用いて、複数のパスのタイミングを検出する。タイミングを検出する方法としては、受信信号に含まれるパイロット信号と既知のパイロット信号系列とのスライディング相関検出結果に基づいて、レベルの大きい複数のパスのタイミングを検出する方法などが用いられる。検出パス伝送路推定部3は、オーバサンプルされた受信信号とパスタイミング検出部2で検出したパスタイミングを入力とし、受信信号に含まれるパイロット信号を用いて、検出パスのタイミングにおける伝送路推定値を推定する。

30

隣接パス伝送路推定部4は、オーバサンプルされた受信信号とパスタイミング検出部2で検出したパスタイミングを入力とし、受信信号に含まれるパイロット信号を用いて、検出パスタイミングから前後複数のタイミング(隣接パスタイミング)における伝送路推定値を推定する。伝送路応答ベクトル生成部5は、検出パス伝送路推定部3と隣接パス伝送路推定部4で推定した伝送路推定値を入力とし、伝送路応答ベクトルを生成する。

40

図2は、伝送路応答ベクトル生成部5における伝送路応答ベクトルの生成の様子を示す図である。実線が検出パスタイミングにおける伝送路推定値、破線が隣接パスタイミングにおける伝送路推定値を示している。検出パスタイミングと隣接パスタイミングの伝送路推定値(複数パスサンプルの伝送路推定値)を並べることにより、伝送路応答ベクトルが生成される。

S/P変換部6は、伝送路応答ベクトル生成部5で生成した伝送路応答ベクトルをS/P変換する。FFT部7は、S/P変換部6で変換した伝送路応答ベクトルを入力とし、周波数領域に変換した伝送路推定値を出力する。雑音電力推定部15は、オーバサンプルされた受信信号と検出パス伝送路推定部3で推定した伝送路推定値を入力とし、雑音電力を推定する。

50

ウェイト計算部 8 は、FFT 部 7 の出力である周波数領域の伝送路推定値と雑音電力推定部 15 で推定した雑音電力を入力とし、最小平均自乗誤差法 (MMSE) により、等化フィルタのウェイトを計算する。FFT 部 7 で伝送路応答ベクトルを周波数領域に変換したサブキャリア  $f$  における伝送路推定値を  $H(f)$  とすると、等化フィルタのウェイト  $W(f)$  は、以下の数式 (1) で表される。

$$W(f) = \frac{H^*(f)}{|H(f)|^2 + N_0} \quad (1)$$

10

ここで、\* は複素共役を示し、 $N_0$  は雑音電力推定部 15 で推定した雑音電力を表す。

GI 除去部 9 は、オーバサンプルされた受信信号を入力とし、GI に相当する部分の受信信号を除去する。S/P 変換部 10 は、GI 除去部 9 で GI を除去した受信信号を S/P 変換する。FFT 部 11 は、S/P 変換部 10 で変換した受信信号を入力とし、周波数領域に変換する。等化フィルタ 12 は、ウェイト計算部 8 で計算した等化ウェイトと FFT 部 11 で周波数変換した受信信号を入力とし、周波数領域で受信信号の等化を行う。

IFFT 部 13 は、等化フィルタ 12 の出力である周波数領域の等化信号を入力とし、IFFT を用いて、時間領域に変換する。P/S 変換部 14 は、時間領域に変換した信号を P/S 変換し、復調信号を出力する。

【発明の開示】

20

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

従来の等化装置では、次のような問題点がある。ウェイト計算部 8 において、等化フィルタのウェイト計算に使用する雑音電力は、オーバサンプルされた受信信号と検出パス伝送路推定部 3 で推定した伝送路推定値から計算した雑音電力を用いている。しかし、複数パスサンプル法のように検出パス伝送路推定部 3 と隣接パス伝送路推定部 4 で推定した伝送路推定値を並べることにより生成した伝送路応答ベクトルを用いて等化ウェイトを計算する場合には MMSE ウェイトの精度がずれ、等化性能が劣化するという問題がある。

本発明の目的は、検出パスタイミングとその隣接パスタイミングの伝送路推定値を並べた伝送路応答ベクトルを用いて等化ウェイトを計算する等化装置において、正確な MMSE 制御を行って、優れた等化特性を実現できる等化装置および等化方法を提供することである。

30

【課題を解決するための手段】

【0004】

本発明の第 1 の態様に係る等化装置は、デジタル変調されたシングルキャリア信号を受信して等化する等化フィルタと、この受信信号の検出パスタイミングの伝送路推定値 (検出パス伝送路推定値) とその隣接パスタイミングの伝送路推定値 (隣接パス伝送路推定値) とを並べた伝送路応答ベクトルを用いて、前記等化フィルタの等化ウェイトを計算するウェイト計算部とを含む等化装置であって、前記等化ウェイトの計算に使用する雑音電力を、前記検出パス伝送路推定値と前記隣接パス伝送路推定値とにより生成された補正係数により補正する手段を含むことを特徴とする。

40

本発明の第 2 の態様に係る等化装置は、デジタル変調されたシングルキャリア信号を受信し、検出パスタイミングとその隣接パスタイミングの伝送路推定値を並べた伝送路応答ベクトルを用いて等化ウェイトを計算する等化装置において、オーバサンプルされた受信信号に含まれるパイロット信号を用いて、 $L$  ( $L$  は 1 以上の整数) パスのタイミングを検出するパスタイミング検出部と、この検出パスタイミングにおける伝送路推定値を推定する検出パス伝送路推定部と、前記検出パスタイミングから前後  $N_{ps}$  ( $N_{ps}$  は 1 以上の整数) サンプルの隣接パスタイミングにおける伝送路推定値を推定する隣接パス伝送路推定部と、前記検出パスと隣接パスの伝送路推定値に基づき、伝送路応答ベクトルを生成する伝送路応答ベクトル生成部と、前記受信信号と前記検出パスの伝送路推定値を用いて

50

、雑音電力  $N_0$  を推定する雑音電力推定部と、前記検出パスと隣接パスの伝送路推定値に相当する雑音電力となるように補正係数 を計算する補正係数計算部と、前記雑音電力推定部で推定した雑音電力  $N_0$  と前記補正係数計算部で計算した補正係数 を用いて、補正した雑音電力  $N_0$  を計算する雑音電力補正部と、前記伝送路応答ベクトルと前記補正した雑音電力を用いて、最小平均自乗誤差法により、等化ウェイトを計算するウェイト計算部と、前記等化ウェイトで前記受信信号の等化を行う等化フィルタとを含むことを特徴とする。

本発明の第3の態様に係る等化方法は、デジタル変調されたシングルキャリア信号を受信して等化フィルタにより等化するステップと、この受信信号の検出パスタイミングの伝送路推定値（検出パス伝送路推定値）とその隣接パスタイミングの伝送路推定値（隣接パス伝送路推定値）とを並べた伝送路応答ベクトルを用いて、前記等化フィルタの等化ウェイトを計算するウェイト計算ステップとを含む等化方法であって、前記等化ウェイトの計算に使用する雑音電力を、前記検出パス伝送路推定値と前記隣接パス伝送路推定値とにより生成された補正係数により補正する補正ステップを含むことを特徴とする。

本発明の第4の態様に係る等化方法は、デジタル変調されたシングルキャリア信号を受信し、検出パスタイミングとその隣接パスタイミングの伝送路推定値を並べた伝送路応答ベクトルを用いて等化ウェイトを計算する等化方法であって、オーバサンプルされた受信信号に含まれるパイロット信号を用いて、 $L$  ( $L$  は1以上の整数) パスのタイミングを検出し、前記検出パスタイミングにおける伝送路推定値を推定し、前記検出パスタイミングから前後  $N_{ps}$  ( $N_{ps}$  は1以上の整数) サンプルの隣接パスタイミングにおける伝送路推定値を推定し、前記検出パスと隣接パスの伝送路推定値に基づき、伝送路応答ベクトルを生成し、前記受信信号と前記検出パスの伝送路推定値を用いて、雑音電力  $N_0$  を推定し、前記検出パスと隣接パスの伝送路推定値に相当する雑音電力となるように補正係数を計算し、前記雑音電力  $N_0$  と前記補正係数 を用いて、補正した雑音電力  $N_0$  を計算し、前記伝送路応答ベクトルと前記補正した雑音電力を用いて、最小平均自乗誤差法により、等化ウェイトを計算し、前記等化ウェイトで前記受信信号の等化を行うことを特徴とする。

#### 【発明の効果】

##### 【0005】

本発明によれば、検出パスタイミングとその隣接パスタイミングの伝送路推定値を並べた伝送路応答ベクトルを用いて等化ウェイトを計算する等化装置において、正確なMMSE制御を行うために、等化フィルタのウェイト計算に使用する雑音電力を検出パス伝送路推定値と隣接パス伝送路推定値に相当する雑音電力となるように補正を行い、等化フィルタのウェイトを計算することで優れた等化特性を実現できる。

#### 【図面の簡単な説明】

##### 【0006】

図1は従来 of 等化装置の一例を示す構成図である。

図2は伝送路応答ベクトル生成部5における伝送路応答ベクトルの生成の様子を示す図である。

図3は本発明の等化装置の一実施例を示す構成図である。

図4は本発明の補正係数計算部20の構成を示すブロック図である。

#### 【発明を実施するための最良の形態】

##### 【0007】

次に、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。図3は、本発明の等化装置の一実施例を示す構成図であり、図1と同等部分は同一符号にて示している。図3に示されるように、本発明の等化装置は、受信アンテナ1、パスタイミング検出部2、検出パス伝送路推定部3、隣接パス伝送路推定部4、伝送路応答ベクトル生成部5、S/P変換部6、10、FFT部7、11、ウェイト計算部8、GI除去部9、等化フィルタ12、IFFT部13、P/S変換部14、雑音電力推定部15、補正係数計算部20、雑音電力補正部21で構成される。

受信アンテナ 1 は、デジタル変調されたシングルキャリア信号を受信する。パスタイミング検出部 2 は、オーバサンプルされた受信信号を入力とし、受信信号に含まれるパイロット信号を用いて、 $L$  ( $L$  は 1 以上の整数) パスのタイミングを検出する。タイミングを検出する方法としては、受信信号に含まれるパイロット信号と既知のパイロット信号系列とのスライディング相関検出結果に基づいて、レベルの大きい複数のパスのタイミングを検出する方法などが用いられる。

検出パス伝送路推定部 3 は、オーバサンプルされた受信信号とパスタイミング検出部 2 で検出したパスタイミングを入力とし、受信信号に含まれるパイロット信号を用いて、検出パスのタイミングにおける伝送路推定値を推定する。隣接パス伝送路推定部 4 は、オーバサンプルされた受信信号とパスタイミング検出部 2 で検出したパスタイミングを入力とし、受信信号に含まれるパイロット信号を用いて、検出パスタイミングから前後  $Nps$  ( $Nps$  は 1 以上の整数) サンプルの隣接パスタイミングにおける伝送路推定値を推定する。

10

伝送路応答ベクトル生成部 5 は、検出パス伝送路推定部 3 と隣接パス伝送路推定部 4 で推定した伝送路推定値を入力とし、検出パスタイミングと隣接パスタイミングの伝送路推定値を並べることにより、伝送路応答ベクトルを生成する。S/P変換部 6 は、伝送路応答ベクトル生成部 5 で生成した伝送路応答ベクトルを S/P 変換する。FFT 部 7 は、S/P 変換部 6 で変換した伝送路応答ベクトルを入力とし、周波数領域に変換した伝送路推定値を出力する。

雑音電力推定部 15 は、オーバサンプルされた受信信号と検出パス伝送路推定部 3 で推定した伝送路推定値を入力とし、雑音電力  $N_0$  を推定する。雑音電力の推定方法は種々の方法があるが、本発明とは直接関係しないので、その詳細な構成および説明は省略する。

20

補正係数計算部 20 は、検出パス伝送路推定部 3 と隣接パス伝送路推定部 4 で推定した伝送路推定値と補正係数  $K$  ( $K$  は任意の実数) を入力とし、検出パス伝送路推定値と隣接パス伝送路推定値に相当する雑音電力となるように補正係数を計算する。雑音電力補正部 21 は、雑音電力推定部 15 で推定した雑音電力  $N_0$  と補正係数計算部 20 で計算した補正係数を入力とし、補正した雑音電力  $N_0$  を計算する。

図 4 は、補正係数計算部 20 の構成を示すブロック図である。補正係数計算部 20 は、検出パス伝送路電力計算部 30、隣接パス伝送路電力計算部 31、伝送路電力加算部 32、伝送路電力正規化部 33、補正係数乗算部 34 で構成される。検出パス伝送路電力計算部 30 は、図 3 の検出パス伝送路推定部 3 で推定した伝送路推定値を入力とし、検出パスの伝送路電力を計算する。隣接パス伝送路電力計算部 31 は、図 3 の隣接パス伝送路推定部 4 で推定した伝送路推定値を入力とし、隣接パスの伝送路電力を計算する。

30

伝送路電力加算部 32 は、検出パス伝送路電力計算部 30 と隣接パス伝送路電力計算部 31 で計算した検出パスと隣接パスの伝送路電力を入力とし、検出パスと隣接パスの伝送路電力を加算する。伝送路電力正規化部 33 は、検出パス伝送路電力計算部 30 で計算した検出パスの伝送路電力と伝送路電力加算部 32 で加算した検出パスと隣接パスの伝送路電力を入力とし、検出パスと隣接パスの伝送路電力を検出パスの伝送路電力で正規化 (除算) する。

補正係数乗算部 34 は、伝送路電力正規化部 33 で正規化した伝送路電力と補正係数  $K$  を入力とし、正規化した伝送路電力に補正係数  $K$  を乗算することにより、検出パス伝送路推定値と隣接パス伝送路推定値に相当する雑音電力となるように補正係数を計算する。パス  $l$  ( $1 \leq l \leq L$ ) における検出パス伝送路推定値を  $h_{1,0}$ 、隣接パス伝送路推定値を  $h_{1,n}$  ( $-Nps \leq n \leq Nps$ ) とすると、補正係数は以下の数式 (2) のように求められる。

40

$$\beta = K \cdot \frac{\sum_{l=1}^L \sum_{n=-N_{ps}}^{N_{ps}} |h_{l,n}|^2}{\sum_{l=1}^L |h_{l,0}|^2} \quad (2)$$

10

ウェイト計算部 8 は、FFT 部 7 の出力である周波数領域の伝送路推定値  $H(f)$  と雑音電力補正部 21 で補正した雑音電力  $N_0$  を入力とし、最小平均自乗誤差法 (MMSE) により、等化フィルタのウェイト  $W(f)$  を以下の数式 (3) のように計算する。

$$W(f) = \frac{H^*(f)}{|H(f)|^2 + \beta N_0} \quad (3)$$

20

GI 除去部 9 は、オーバサンプルされた受信信号を入力とし、GI に相当する部分の受信信号を除去する。S/P 変換部 10 は、GI 除去部 9 で GI を除去した受信信号を S/P 変換する。FFT 部 11 は、S/P 変換部 10 で変換した受信信号を入力とし、周波数領域に変換する。等化フィルタ 12 は、ウェイト計算部 8 で計算した等化ウェイトと FFT 部 11 で周波数変換した受信信号を入力とし、周波数領域で受信信号の等化を行う。IFFT 部 13 は、等化フィルタ 12 の出力である周波数領域の等化信号を入力とし、IFFT を用いて、時間領域に変換する。P/S 変換部 14 は、時間領域に変換した信号を P/S 変換し、復調信号を出力する。

以上に説明したように、本実施例では、等化フィルタのウェイト計算に使用する雑音電力を検出パス伝送路推定値と隣接パス伝送路推定値に相当する雑音電力となるように補正を行い、等化フィルタのウェイトを計算することで正確な MMSE 制御が可能であり、優れた等化特性を実現することが可能である。

30

本実施例では、時間領域の信号処理により伝送路応答ベクトルを生成し、周波数領域の信号処理により等化を行う周波数イコライザについて述べているが、同様の伝送路応答ベクトルを用いて、時間領域の信号処理により等化を行うチップ等化器についても本発明は適用できる。

本発明は、送受信アンテナが各 1 本ずつであることを想定した等化装置として例示しているが、送受信アンテナがそれぞれ複数ある MIMO (Multiple Input Multiple Output) 方式においても本発明は適用できる。また、本発明は移動通信システムの基地局無線装置および移動局無線装置のどちらにも適用できる。

40



【図1】

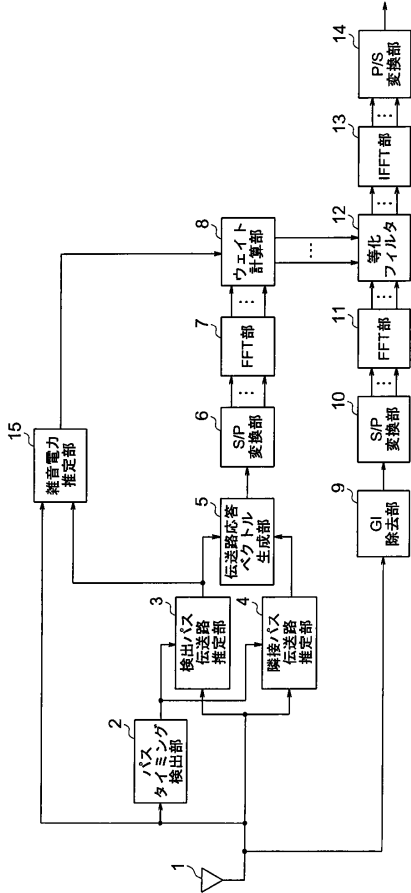


図1

【図2】

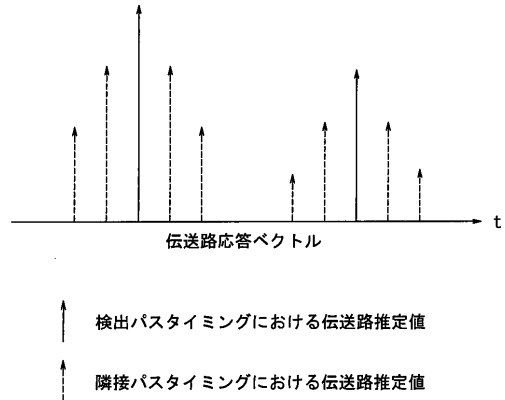


図2

【図3】

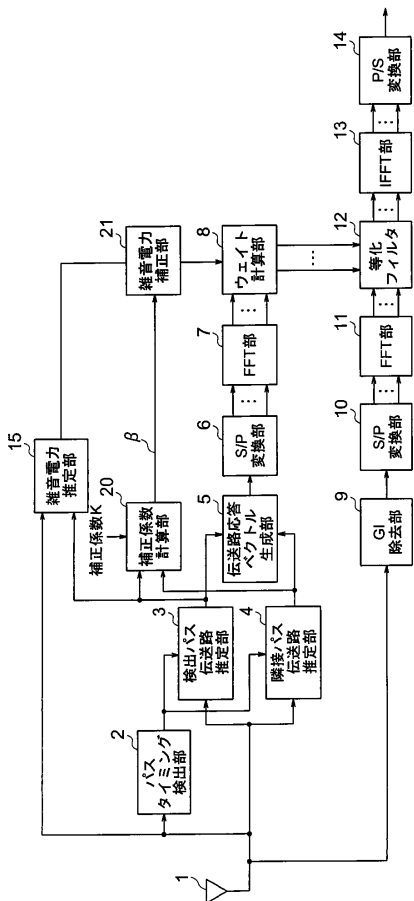


図3

【図4】

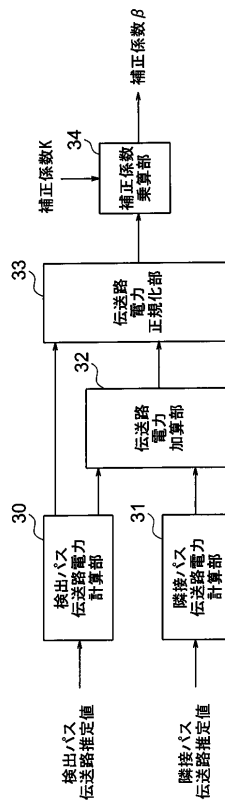


図4

---

フロントページの続き

(56)参考文献 国際公開第2005/078949(WO, A1)

特開2005-328311(JP, A)

特表2005-533460(JP, A)

松本 真理子, 他2名, HSDPA端末用MMSEチップ等化器における高精度チャネル分離法の検討,  
電子情報通信学会総合大会講演論文集 2005年 通信(1), 日本, 電子情報通信学会, 2005年  
3月, B-5-120, 第569頁

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/005

H04B 1/707

H04W 4/00 - 99/00