

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5433012号  
(P5433012)

(45) 発行日 平成26年3月5日(2014.3.5)

(24) 登録日 平成25年12月13日(2013.12.13)

(51) Int.Cl. F I  
**HO4J 11/00 (2006.01)** HO4J 11/00 Z

請求項の数 15 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2011-533731 (P2011-533731)	(73) 特許権者	510000633
(86) (22) 出願日	平成21年10月29日 (2009.10.29)		エスティー-エリクソン、ソシエテ、アノ ニム
(65) 公表番号	特表2012-507232 (P2012-507232A)		スイス国ブラン-レーズアト、シュマン、 デュ、シャン-デー-フィーユ、39
(43) 公表日	平成24年3月22日 (2012.3.22)	(74) 代理人	100076428
(86) 国際出願番号	PCT/EP2009/064325		弁理士 大塚 康德
(87) 国際公開番号	W02010/049508	(74) 代理人	100112508
(87) 国際公開日	平成22年5月6日 (2010.5.6)		弁理士 高柳 司郎
審査請求日	平成24年3月29日 (2012.3.29)	(74) 代理人	100115071
(31) 優先権主張番号	0857422		弁理士 大塚 康弘
(32) 優先日	平成20年10月31日 (2008.10.31)	(74) 代理人	100116894
(33) 優先権主張国	フランス (FR)		弁理士 木村 秀二
		(74) 代理人	100130409
			弁理士 下山 治

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 チャネル推定回路を有する受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

N個のサブキャリアを有する複数のシンボルを備えた、伝送チャネルから受信された入力信号を復調する受信回路であって、前記N個のサブキャリアには、データ信号により変調される複数のデータサブキャリアと、少なくともあるシンボルにおいて、参照信号により変調される複数のパイロットサブキャリアとが含まれ、

前記受信回路は、

受信された入力信号を、前記サブキャリアの周波数に対応するN個の周波数信号 ( $K_n$ ) に分離するフーリエ変換ブロック (314) と、

パイロット周波数のチャネル推定値 ( $Y_n$ ) を、パイロットサブキャリアが存在する周波数に対応する周波数信号 ( $K_p$ ) に基づいて供給するチャネル推定ブロック (318) と、

前記パイロット周波数のチャネル推定値を前記チャネル推定ブロックから受信し、複数 ( $Q$ ) の前記パイロットのチャネル推定値に同時に基づいてフィルタリングを実行する少なくとも一つのフィルタ (408、412、416) を備え、全体のチャネルのチャネル推定値

( $\hat{H}_n$ )

を供給する周波数補間フィルタ (320) と、

前記少なくとも一つのフィルタのためのフィルタ係数を保持するメモリ (422) と、

10

20

を備え、

前記係数は、伝送チャネルのモデルの周波数領域自己相関に基づき、

前記モデルは、前記パイロット周波数のチャネル推定値と独立に決定される伝送チャネルのチャネル電力の時間分布を表し、

前記モデルは  $\chi^2$  分布に基づく、

ことを特徴とする受信回路。

【請求項 2】

前記周波数領域自己相関は、前記モデルの標本値 (  $j$  ) の離散フーリエ変換に基づいて決定されることを特徴とする請求項 1 に記載の受信回路。

【請求項 3】

前記モデル (  $\chi^2$  ( ) ) は、以下の等式

$$\sigma^2(\tau) = A\tau e^{-B\tau^2}$$

に基づき、A と B は定数であり、  $\tau$  は標本値の時間遅延であることを特徴とする請求項 2 に記載の受信回路。

【請求項 4】

前記標本値 (  $j$  ) のそれぞれは、

$$j = \tau^2 ( j / F_s )$$

のように決定され、j は 0、1、...、( N - 1 ) に等しく、N はサブキャリア周波数の数であり、F<sub>s</sub> は N にサブキャリア間隔を乗じた値に等しいサンプリング周波数であることを特徴とする請求項 2 又は 3 に記載の受信回路。

【請求項 5】

前記メモリはフィルタ係数の複数の集合を保持し、フィルタ係数の前記集合の各々はチャネル電力の時間分布の異なるモデルの自己相関に基づき、各モデルは前記パイロット周波数のチャネル推定値と独立であり、前記受信回路はフィルタ係数の前記集合の中から 1 つを選択する回路 ( 4 3 2 ) をさらに備えることを特徴とする請求項 1 から 4 のいずれか 1 項に記載の受信回路。

【請求項 6】

前記モデルのそれぞれは異なる時間の期間においてチャネル電力がゼロでなく、

前記選択する回路 ( 4 3 2 ) は、伝送チャネルにおけるチャネル電力の時間分布の推定したゼロでない時間の期間に基づいて、係数の前記集合の 1 つを選択することを特徴とする請求項 5 に記載の受信回路。

【請求項 7】

前記少なくとも 1 つのフィルタは、平均二乗誤差を最小化することに基づいてフィルタリング機能を実行する FIR (有限インパルス応答) フィルタであることを特徴とする請求項 1 から 6 のいずれか 1 項に記載の受信回路。

【請求項 8】

前記少なくとも 1 つのフィルタはウィナーフィルタであり、前記入力信号は OFDM (直交周波数分割多重) 変調に基づき変調される、ことを特徴とする請求項 1 から 7 のいずれか 1 項に記載の受信回路。

【請求項 9】

前記パイロットサブキャリアの各々は左及び右の隣接サブキャリアを有し、前記少なくとも 1 つのフィルタはパイロットサブキャリアのためのチャネル推定値

$$(\hat{H}_p)$$

を供給する第 1 のフィルタ ( 4 0 8 ) と、パイロットサブキャリアの左隣のためのチャネル推定値

$$(\hat{H}_{p+1})$$

を供給する第 2 のフィルタ ( 4 1 2 ) と、パイロットサブキャリアの右隣のためのチャネ

10

20

30

40

50

ル推定値

$(\hat{H}_{p+2})$

を供給する第3のフィルタ(416)と、を備えることを特徴とする請求項1から8のいずれか1項に記載の受信回路。

【請求項10】

入力信号を受信するための入力と、前記入力信号をデジタル化するためのRF回路と、請求項1から9のいずれか1項に記載の受信装置と、を備えた電子装置。

【請求項11】

入力信号を受信するための入力と、前記入力信号をデジタル化するためのRF回路と、請求項1から9のいずれか1項に記載の受信装置と、を備えた携帯電話。

10

【請求項12】

入力信号を受信するための入力と、前記入力信号をデジタル化するためのRF回路と、請求項1から9のいずれか1項に記載の受信装置とを備えたセットトップボックス。

【請求項13】

N個のサブキャリアを有する複数のシンボルを備えた、伝送チャネルから受信された入力信号を復調する方法であって、前記N個のサブキャリアには、データ信号により変調される複数のデータサブキャリアと、少なくともあるシンボルにおいて、参照信号により変調される複数のパイロットサブキャリアとが含まれ、

前記方法は、

20

受信された入力信号を、前記サブキャリアの周波数に対応するN個の周波数信号( $K_n$ )に分離するステップと、

伝送チャネルのパイロット周波数のチャンネル推定値( $Y_n$ )を、パイロットサブキャリアに対応する周波数信号に基づいて決定するステップと、

全体のチャンネルのチャンネル推定値

$(\hat{H}_n)$

を決定するために、少なくとも1つのフィルタにより前記パイロット周波数のチャンネル推定値をフィルタリングするステップと、

を有し、

30

前記少なくとも1つのフィルタのためのフィルタ係数は伝送チャネルのチャンネル電力の時間分布のモデルの自己相関に基づき、前記モデルは、前記パイロット周波数のチャンネル推定値と独立であり、前記モデルは $\chi^2$ 分布に基づく、ことを特徴とする方法。

【請求項14】

フィルタ係数の複数の集合のうち1つを選択するステップをさらに有し、フィルタ係数の前記集合の各々はチャンネル電力の時間分布の異なるモデルの自己相関に基づき、異なるモデルのそれぞれは前記パイロット周波数のチャンネル推定値と独立である、ことを特徴とする請求項13に記載の方法。

【請求項15】

前記チャンネル電力がゼロでない前記時間分布の期間を推定するステップをさらに有し、前記異なるモデルのそれぞれは異なる時間の期間においてチャンネル電力がゼロでなく、前記選択は推定されたチャンネル電力がゼロでない前記時間分布の期間に基づくことを特徴とする請求項14に記載の方法。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は送信された信号を受信して復調する受信機に関し、特に、伝送路(チャンネル)を推定するチャンネル推定回路を備える受信機に関する。

【背景技術】

【0002】

50

OFDM変調は、周波数分割多重化手法であり、それによれば、データの packets は多くの密集して直交するサブキャリア上で変調される。各サブキャリアは、QAM（直交振幅変調）やPSK（位相偏移変調）のような従来の変調方式で変調される。データはサブキャリアごとに複数の並列のストリームに分割され、全ての変調されたサブキャリアを含むシンボルの中で送信される。

【0003】

DVB-T (digital video broadcasting of terrestrial television) や DVB-H (digital video broadcasting to handheld devices) のようなデジタルビデオ放送の標準はOFDM変調の使用を提案しており、有線又は無線の信号伝送チャネルや、デジタルテレビや音声放送、無線ネットワークの構築やブロードバンドのインターネットのよ

10

【0004】

OFDM信号の復調は、一般的に、受信信号へのアナログ-デジタル変換と、その後信号を周波数領域へ変換するための高速フーリエ変換 (FFT) の実行とを伴う。その結果の並列ストリームはその後、チャネル推定回路により実行されるチャネルの推定値に基づいてデータを抽出するために処理される。しかしながら、従来のチャネル推定回路は、無力であることや、複雑であり処理リソースに依存することが問題である。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

20

【0005】

本発明の実施形態は少なくとも部分的に従来技術の1つ以上の課題を解消することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明の1つの態様によれば、伝送チャネルから受信された、データ信号により変調される複数のデータサブキャリアと、少なくともあるシンボルにおいて、参照信号により変調される複数のパイロットサブキャリアとを含む、N個のサブキャリアを有するシンボルを備えた入力信号を復調するための受信回路であって、受信された入力信号を、サブキャリアの周波数に対応するN個の周波数信号に分離するフーリエ変換ブロックと、パイロット周波数のチャネル推定値を、パイロットサブキャリアが存在する周波数に対応する周波数信号に基づいて供給するチャネル推定ブロックと、パイロット周波数のチャネル推定値をチャネル推定ブロックから受信し、複数のパイロットのチャネル推定値に同時に基づいてフィルタリングを実行する少なくとも1つのフィルタを備え、全体のチャネルのチャネル推定値を供給する周波数補間フィルタと、少なくとも1つのフィルタのためのフィルタ係数を保持するメモリとを備え、係数は、伝送チャネルのモデルの周波数領域自己相関に基づき、モデルは、パイロット周波数のチャネル推定値と独立に決定される伝送チャネルのチャネル電力の時間分布を表し、モデルは<sup>2</sup>分布に基づく受信回路が提供される。

30

【0007】

本発明の1つの実施形態によれば、周波数領域自己相関は、モデルの標本値の離散フーリエ変換に基づいて決定される。

40

【0008】

本発明のさらなる実施形態によれば、モデルは、以下の等式

【0009】

【数1】

$$\sigma^2(\tau) = A\tau e^{-B\tau^2}$$

に基づき、AとBは定数であり、 $\tau$  は標本値の時間遅延である。

【0010】

本発明のさらなる実施形態によれば、標本値 ( $j$ ) のそれぞれは、

50

$$j = 2 ( j / F s )$$

のように決定され、 $j$  は  $0, 1, \dots, (N - 1)$  に等しく、 $N$  はサブキャリア周波数の数であり、 $F_s$  は  $N$  にサブキャリア間隔を乗じた値に等しいサンプリング周波数である。

【 0 0 1 1 】

フィルタ係数は例えば周波数領域自己相関の値と受信した雑音の分散値を用いて得られる。

【 0 0 1 2 】

本発明のさらなる実施形態によれば、メモリは、フィルタ係数の複数の集合を保持し、フィルタ係数の集合の各々は、チャンネル電力の時間分布の異なるモデルの自己相関に基づき、各モデルはパイロット周波数のチャンネル推定値と独立であり、受信回路はフィルタ係数の集合の中から 1 つを選択する回路をさらに備える。

10

【 0 0 1 3 】

本発明のさらなる実施形態によれば、各モデルは異なるゼロでない時間の期間を有し、上述の回路は、伝送チャンネルにおけるチャンネル電力の時間分布の推定したゼロでない時間の期間に基づいて、係数の集合の 1 つを選択する。

【 0 0 1 4 】

本発明のさらなる実施形態によれば、少なくとも 1 つのフィルタは F I R (有限インパルス応答) フィルタである。

【 0 0 1 5 】

本発明のさらなる実施形態によれば、少なくとも 1 つのフィルタは、平均二乗誤差の最小化に基づくフィルタリング機能を実行する。

20

【 0 0 1 6 】

本発明のさらなる実施形態によれば、少なくとも 1 つのフィルタはウィナー (W i e n e r) フィルタである。

【 0 0 1 7 】

本発明のさらなる実施形態によれば、入力信号は O F D M (直交周波数分割多重) 変調に基づき変調される。

【 0 0 1 8 】

本発明のさらなる実施形態によれば、パイロットサブキャリアの各々は左及び右の隣接サブキャリアを有し、少なくとも 1 つのフィルタは、パイロットサブキャリアのためのチャンネル推定値を供給する第 1 のフィルタと、パイロットサブキャリアの左隣のためのチャンネル推定値を供給する第 2 のフィルタと、及びパイロットサブキャリアの右隣のためのチャンネル推定値を供給する第 3 のフィルタとを備える。

30

【 0 0 1 9 】

本発明のさらなる態様によれば、入力信号を受信するための入力と、入力信号をデジタル化するための R F 回路、及び上述の受信回路を備える電子回路が提供される。

【 0 0 2 0 】

本発明のさらなる態様によれば、入力信号を受信するための入力と、入力信号をデジタル化するための R F 回路、及び上述の受信回路を備える移動電話が提供される。

40

【 0 0 2 1 】

本発明のさらなる態様によれば、入力信号を受信するための入力と、入力信号をデジタル化するための R F 回路、及び上述の受信回路を備えるセットトップボックスが提供される。

【 0 0 2 2 】

本発明のさらなる態様によれば、伝送チャンネルから受信された、データ信号により変調される複数のデータサブキャリアと、少なくともあるシンボルにおいて、参照信号により変調される複数のパイロットサブキャリアとを含む、 $N$  個のサブキャリアを有するシンボルを備えた入力信号を復調する方法であって、受信された入力信号を、サブキャリアの周波数に対応する  $N$  個の周波数信号に分離するステップと、伝送チャンネルのパイロット周波

50

数のチャンネル推定値を、パイロットサブキャリアに対応する周波数信号に基づいて決定するステップと、全体のチャンネルのチャンネル推定値を決定するために、少なくとも1つのフィルタによりパイロット周波数のチャンネル推定値をフィルタリングするステップとを有し、少なくとも1つのフィルタのためのフィルタ係数は伝送チャンネルのチャンネル電力の時間分布のモデルの自己相関に基づき、モデルはパイロット周波数のチャンネル推定値と独立であり、モデルは $\chi^2$ 分布に基づく方法が提供される。

【0023】

本発明のさらなる実施形態によれば、方法は、フィルタ係数の複数の集合のうち1つを選択するステップをさらに有し、フィルタ係数の集合の各々は、チャンネル電力の時間分布の異なるモデルの自己相関に基づき、異なるモデルのそれぞれはパイロット周波数のチャンネル推定値と独立である。

10

【0024】

本発明のさらなる実施形態によれば、方法は、チャンネル電力の時間分布の期間を推定するステップをさらに有し、異なるモデルのそれぞれは、異なるゼロでない期間を有し、選択は時間分布の推定された期間に基づく。

【0025】

本発明の前述のそして他の目的、特徴、態様及び利点は、添付の図面を参照して、説明と非限定を通じて与えられる以下の実施形態の詳細な説明からはっきりと理解されるであろう。

【図面の簡単な説明】

20

【0026】

【図1】通信装置を有する通信システムを示す図。

【図2】本発明の実施形態に係るパイロットサブキャリアを含む一連のシンボルのサブキャリアの図。

【図3】本発明の実施形態に係る受信装置を示す図。

【図4】本発明の実施形態に係る周波数補間フィルタを示す図。

【図5】本発明の実施形態に係る図4の周波数補間フィルタの有限インパルス応答(FIR)フィルタをより詳細に示す図。

【図6】本発明の実施形態に係るフィルタ係数を決定するための行列を示す図。

【図7】本発明の実施形態に係るチャンネル電力の時間分布のモデルを示す図。

30

【図8】本発明の実施形態に係るチャンネル電力の時間分布の別のモデルを示す図。

【図9】本発明のさらなる実施形態に係る電子回路を示す図。

【発明を実施するための形態】

【0027】

図1は、移動通信送信マスト102から、OFDM変調された信号104を受信する移動装置100を示す。同一の信号は、建造物からの反射106という形でも移動装置100で受信される。これらの信号の異なる経路長は周波数選択性フェージングの原因となり、周波数選択性フェージングはデータ信号の受信を乱す。移動装置100の受信器は、伝送チャンネルを推定することにより周波数選択性フェージングに対処する。

【0028】

40

図2は、OFDM変調に従って送信される $n$ から $n+6$ の連続する7シンボルの一例を示す。各シンボルにより送信されるデータの packets は複数のサブキャリアの周波数 $f_0$ から $f_{N-1}$ 上で変調される。ここで、 $N$ は例えば2000から10000の範囲内にあり、例えば約8000である。DVB-H標準に従うシステムでは、 $N$ は例えば、1705個がゼロでない2048、3409個がゼロでない4096、又は6817個がゼロでない8192に等しい。変調は例えばQAM(直交振幅変調)やPSK(位相偏移変調)、例えばQPSK(直交位相偏移変調)、16QAM、又は64QAMの一つに従って実行される。

【0029】

図2において、中が空の円は各シンボルにおけるデータで変調されたサブキャリアを示

50

す。各シンボルのデータサブキャリアの間に分散され、黒丸で示されたものは、受信回路に知られている参照信号により変調されたいくつかのパイロットサブキャリア信号である。これらのパイロットサブキャリアはデータの復調の間に用いられるチャンネルの推定値を得るのに使用される。図2の例では、パイロット信号は各シンボルにおいて12サブキャリア周波数ごとに与えられ、1つのシンボルから次のシンボルで、3サブキャリア周波数だけオフセットされる。これは、一連の4つの連続するシンボルに対して、3周波数ごとにシンボルの1つにおいてパイロットサブキャリア信号が存在するであろうことを意味する。ここでは、データ信号とパイロット信号の両方を含むこれらの周波数をパイロットサブキャリア周波数と呼ぶ。図2の例では、パイロットサブキャリア周波数は、 $f_0$ 、 $f_3$ 、 $f_6$ 、 $\dots$ 、 $f_{N-3}$ 、及び $f_N$ である。

10

【0030】

サブキャリア周波数 $f_0$ から $f_N$ は例えば約200MHzから数GHz、例えばDVB-H標準に従って共通的に使用される範囲である470MHzから862MHzの間、の範囲内にある。サブキャリア間隔 $f$ は、帯域幅 $B$ とサブキャリアの数に依存し、例えば、1kHzから数十kHzの範囲内である。シンボル長 $T_U$ は例えば50 $\mu$ sから1msの範囲内にあり、シンボル間のガードインターバル $T_G$ は例えば、シンボル長の1/32から1/4の範囲内にある。

【0031】

図3は、OFDM変調された信号を受信するための受信回路の実施形態を示す。回路300は、例えば図1の移動装置100の一部である。アンテナ302は通信を信号 $r(t)$ として受信し、信号 $r(t)$ はRF回路304で処理される。RF回路304は例えばミキサおよび/またはフィルタを含み、分離された信号の実部と虚部、 $I$ と $Q$ 、を出力する。出力 $I$ と $Q$ はそれぞれの配線306、308により、アナログ-デジタル変換器310、312にそれぞれつながれる。変換器310と312の出力は、並列直列変換器313を介して、信号を周波数領域に変換する高速フーリエ変換(FFT)ブロック314につながれる。具体的には、FFT314は $N$ 個のサブキャリア周波数に対応する $N$ 個の並列信号 $K_n$ 、ただし $n = 0, \dots, (N-1)$ を出力する。各シンボルにおけるパイロットサブキャリア周波数に対応するこれらの信号の部分集合 $K_p$ はFFT314からパイロットサブキャリアチャンネル推定ブロックCEP318への配線316に供給される。CEP318は、パイロットサブキャリア周波数に基づいて、チャンネルの推定値 $Y_n$ を提供する。チャンネル推定値 $Y_n$ は周波数補間フィルタ320へ供給される。

20

30

【0032】

周波数補間フィルタ320は信号 $Y_n$ をフィルタリングし、全部のチャンネルに対するチャンネル推定値

【0033】

【数2】

$$\hat{H}_n$$

を配線326へ出力する。配線326は除算器324につながれる。除算器324は、FFT314からの配線328上の信号 $K_n$ をも受信し、本来送信されたデータ $S_n$ の推定値を出力配線330上へ生成するように、除算

40

【0034】

【数3】

$$K_n / \hat{H}_n$$

を実行する。

【0035】

図4は、図3の周波数補間フィルタをより詳細に図解している。図解のように、チャンネル推定値 $Y_n$ はFIR(有限インパルス応答)フィルタ408、412、及び416への入力配線402に供給される。 $n = 3r$ 、 $r = 1, 2, 3, \dots$ などの $Y_n$ は雑音を含む

50

(noisy) 推定値を表す。このように、各フィルタが  $2Q$  個のタップを有する場合、各フィルタへの入力には雑音を含む推定値  $Y_{n-3Q+3}$ 、 $Y_{n-3Q+6}$ 、 $\dots$ 、 $Y_{n-3}$ 、 $Y_n$ 、 $\dots$ 、 $Y_{n+3Q}$  を受信する。

【0036】

FIR フィルタ 408、412、及び 416 は、メモリ 422 からの値に基づいて、各フィルタにより使用されるフィルタ係数を提供する制御ブロック FIR CTRL 420 により制御される。この実施形態では、メモリ 422 はフィルタ係数の三つの集合 424、426、428 を含み、この集合はそれぞれ各フィルタのための係数を含む。以下でより詳細に説明するように、入力配線 429 上で受信された入力に基づいて、これらの集合の 1 つが制御ブロック 420 により選択される。選択された係数の集合は、その後、FIR フィルタ 408、412、及び 416 に供給される。選択は、以下でより詳細に説明するように、制御ブロック 420 により計測されるチャネル電力の時間分布の期間の推定値に基づく。

10

【0037】

FIR フィルタ 408、412、及び 416 は、チャネル推定値

【0038】

【数 4】

$$\hat{H}_p, \hat{H}_{p+1} \text{ 及び } \hat{H}_{p+2}$$

をそれぞれ出力し、共に、全チャネルのチャネル推定値

20

【0039】

【数 5】

$$\hat{H}_n$$

を提供する。

【0040】

図 5 は、1 つの実施形態に係る FIR フィルタ 408 をより詳細に図解している。フィルタ 412 及び 416 も例えばフィルタ 408 と同一である。

【0041】

フィルタ 408 は、雑音を含む推定値  $Y_n$  を受信し、推定値  $Y_n$  は、10 個の連続する値を 1 組としてフィルタのタップに適用される。具体的には、この例において、フィルタは  $2Q$  個の幅の標本値上で動作し、 $Q$  は 5 である。フィルタ 408 は 10 個のタップ  $T_0$  から  $T_9$  を備え、 $Y_n$  の 10 個の連続する値に対応する係数  $C_0$  から  $C_9$  を乗じる。タップ  $T_0$  から  $T_9$  の出力は、出力配線 504 上にフィルタリングされた出力信号

30

【0042】

【数 6】

$$\hat{H}_p$$

を供給するために加算器 502 により合計される。

【0043】

40

ここで、フィルタ 408、及び図 4 のフィルタ 412 並びに 416 のためのフィルタ係数  $C_0$  から  $C_9$  の決定について図 6 を参照して説明する。

【0044】

図 6 は、フィルタ係数の計算に関する値を保持する図 4 のメモリ 422 の内容を表す行列とベクトルを示す。この例におけるフィルタはチャネルの自己相関を用いるフィルタに基づく。具体的には、フィルタは平均二乗誤差を最小化するように指定されたウィナーフィルタに基づく。

【0045】

上述のように、3 つのサブキャリア周波数のうち 1 つはパイロット信号を含み、従って、 $n = 3r$ 、 $r = 1, 2, 3, \dots$  に対して雑音を含むチャネルの推定値  $Y_n$  を提供す

50

る。しかしながら、フィルタは、すべての  $n$  に対して、チャネルの新しい推定値

【 0 0 4 6 】

【数 7】

$$\hat{H}_n$$

を生成すべきである。2 Q 個のサブキャリア周波数幅のフィルタにより、全てのサブキャリアの

【 0 0 4 7 】

【数 8】

$$\hat{H}_n$$

10

の推定値を提供するために、 $n$  より小さいサブキャリアの Q 個の雑音を含む推定値と、 $n$  以上のサブキャリアの Q 個の雑音を含む推定値が用いられる。

【 0 0 4 8 】

F I R フィルタ 4 0 8 はパイロット、ひいては雑音を含む推定値が存在するキャリア上で推定値を与え、F I R 4 1 2 は左隣りのキャリアが雑音を含む推定値を提供するキャリア上で推定値を与え、F I R 4 1 6 は右隣のキャリアが雑音を含む推定値を提供するキャリア上で推定値を与える。

【 0 0 4 9 】

フィルタ出力  $x_n$  は、

$$x_n = Y_n^t a$$

により定義することができる。ここで、 $Y_n$  はフィルタの入力における雑音を含む観測値のベクトルであり、 $Y_n^t$  はベクトル  $Y_n$  の転置であり、「 $a$ 」はフィルタである。

【 0 0 5 0 】

ウィナーフィルタの適用は、 $X_n$  を所望のフィルタ出力、言い換えるとチャネルの正確な推定値とし、 $x_n - X_n$  により定義される残余の誤差とすると、 $E(|x_n - X_n|^2)$  の最小化として定義できる平均二乗誤差の最小化を伴う。フィルタ「 $a$ 」は

$$a = E(Y_n^* Y_n^t)^{-1} E(Y_n^* X_n)$$

のように決定することができる。ここで、 $E(\quad)$  は期待値、 $Y_n^*$  は  $Y_n$  の複素共役である。雑音を含む観測値  $Y_n$  のベクトルは本来の値と雑音の組み合わせであり、

$$Y_n = X_n + n_n$$

と書くことができる。ここで、 $n_n$  は雑音であり、平均 0、分散  $\sigma^2$ 、そして自己相関が  $\delta(n)$  の白色ガウスであるとする。ここで、 $\delta(n)$  は (ディラックの) デルタ関数であり、 $n = 0$  に対して  $\delta(n) = 1$ 、そして 0 でない  $n$  に対して  $\delta(n) = 0$  である。

【 0 0 5 1 】

$R_n$  を、任意の正または負の整数  $k$  に対して、 $E(X_k X_{k-n}^*)$  で定義される  $X_n$  の自己相関とすると、ウィナーフィルタの係数は、図 6 に示すように、フィルタ 4 0 8、4 1 2、4 1 6 のそれぞれに対して、行列 6 0 2 の逆行列にベクトル 6 0 4、6 0 6 及び 6 0 8 のそれぞれの 1 つを乗じた結果として表される。行列 6 0 2 は  $2Q \times 2Q$  の次元の行列であり、対角線に沿った各要素に対して雑音の分散  $\sigma^2$  が加えられた自己相関  $R_0$  と、他の場所には自己相関値  $R_3$  から  $R_{6Q-3}$ 、及び  $R_{-3}$  から  $R_{-6Q+3}$  とを含む。ベクトル 6 0 4、6 0 6、及び 6 0 8 はそれぞれ 1 の変数の幅と  $2Q$  の変数の高さを備える。ベクトル 6 0 4 は、 $R_{3Q-3}$  から  $R_{-3Q}$  までの自己相関値を含み、ベクトル 6 0 6 は、 $R_{3Q-2}$  から  $R_{-3Q+1}$  までの自己相関値を含み、ベクトル 6 0 8 は  $R_{3Q-1}$  から  $R_{-3Q+2}$  までの自己相関値を含む。

40

【 0 0 5 2 】

チャネルのパイロットサブキャリア周波数に対する自己相関値  $R_j$  の決定はこれらの周波数に対するチャネルの推定値に基づいて可能なはずである。しかしながら、他の周波数に対してはチャネル推定値はなく、全チャネルに対する自己相関を決定するために、これらの周波数に対してチャネル推定値を補間するのは、実行するのに手間がかかるであろう。

50

## 【 0 0 5 3 】

FIRフィルタ408、412、及び416が周波数領域でフィルタリングを実行することを考えれば、周波数領域の相関のみが使用され、これはチャンネル電力の時間分布のフーリエ変換で定義することができる。具体的には、全ての信号が2次定常であり、全ての反射が統計的にそれぞれ独立であり、全てのチャンネルインパルス応答の要素は同一のスペクトルを有するとすると、チャンネルの自己相関は、

## 【 0 0 5 4 】

【数9】

$$R(\xi, \nu) = r(\xi) \int_0^T \sigma^2(\tau) e^{-2j\pi\nu\tau} d\tau = r(\xi) \times R(\nu) \quad 10$$

のように表される。ここで、 $r(\xi)$  はチャンネル  $h(t, \xi)$  の時変インパルス応答の時間領域の正規化された自己相関であり、 $\sigma^2$  は遅延  $\tau$  における、例えば  $E(|h(t, \tau)|^2)$  により定義される電力減衰であり、 $R(\nu)$  はチャンネルの周波数自己相関、言い換えると、遅延  $\tau$  に対する電力分布のフーリエ変換であり、

## 【 0 0 5 5 】

【数10】

$$R(\nu) = \int_0^T \sigma^2(\tau) e^{-2j\pi\nu\tau} d\tau \quad 20$$

に等しい。

## 【 0 0 5 6 】

ここで説明する実施形態によれば、行列602と、ベクトル604、606、及び608の自己相関  $R_j$  は、

$$R_j = \text{DFT}(\sigma_j^2)$$

により決定され、DFTは離散フーリエ変換であり、 $j = 0, 1, 2, \dots, (N-1)$  で  $N$  がサブキャリア周波数の数のとき、変数  $\sigma_j^2$  はチャンネル電力の時間分布のモデル  $\sigma^2$  のサンプルである。具体的には、 $F_s$  が  $N \times f$  に等しいサンプリング周波数であるとき、 $\sigma_j^2$  は、

$$\sigma_j^2 = \sigma^2(j / F_s)$$

に等しい。

## 【 0 0 5 7 】

このように、自己相関は、チャンネルの推定値に基づくよりは、チャンネル電力の時間分布の離散フーリエ変換に基づく。これは、全チャンネルにわたるチャンネル推定は実行されず、かわりにチャンネル電力に対するモデルが仮定される。

## 【 0 0 5 8 】

行列602は、例えば伝送環境の推定に基づき一定のレベルであることが仮定される、雑音の分散  $\sigma^2$  をも含み、一般に、約15 dBの前提値がよいことが知られている。

## 【 0 0 5 9 】

ここで説明する実施形態によれば、チャンネル電力分布のモデルは、カイ二乗 ( $\chi^2$ ) 分布に基づく。例えば、そのモデルは、以下の形式を有する。

## 【 0 0 6 0 】

【数11】

$$\sigma^2(\tau) = A\tau e^{-B\tau^2}$$

ここで、 $A$  及び  $B$  は定数であり、 $\tau$  は時間である。一例では、モデルの全体が受信チャンネル電力の総計に一致するように、および/または、実際のチャンネル電力の時間分布  $T$  に一致するようにモデルのゼロでない期間が選択されるように、 $A$  及び  $B$  が選択される。

## 【 0 0 6 1 】

サンプル  $j$  は、 $F_s$  を  $N$  にサブキャリア間隔を乗じた値に等しいサンプリング周波数とすると、 $\tau_j = \tau^2 (j / F_s)$  を評価することにより決定する。

【0062】

図7は、以下の等式

【0063】

【数12】

$$\sigma^2(\tau) = \frac{2\tau}{\Sigma^2} e^{-\frac{\tau^2}{\Sigma^2}}$$

10

に基づく  $\tau^2$  分布に従うチャネル電力の時間分布のモデルの一例を示している。ここで、この例において、 $\tau^2 = 5 \times 10^{-12} \text{ s}^2$  である。

【0064】

$f = 2000 \text{ Hz}$  及び  $N = 8192$  を仮定すると、 $\tau_0 = \tau^2 (0)$ 、 $\tau_1 = \tau^2 (6.10 \times 10^{-8})$ 、 $\tau_2 = \tau^2 (1.22 \times 10^{-7})$ 、...、 $\tau_{8192} = \tau^2 (5 \times 10^{-4})$  を評価することにより、 $\tau_j$  の値を決定することができる。

【0065】

本発明の発明者は、 $\tau^2$  分布の使用が、図7のモデルを参照して説明するように、完全に整合するウィナーフィルタと比べたとき、大変低いエラー率を提供することを発見した。

20

【0066】

出力の残余の誤差と解釈できるウィナーフィルタの出力における平均二乗誤差 (MSE) は、

$$MSE = E(|X_n|^2) - E(X_n^* Y_n^t) a - a^H E(Y_n^* X_n) + a^H E(Y_n^* Y_n^t) a$$

である。ここで、 $X_n$  は所望のフィルタ出力、 $Y_n$  は雑音を含む観測値のベクトル、 $a$  はフィルタ係数を表し、 $a^H$  はベクトル  $H$  の共役転置を表す。

【0067】

フィルタ  $a$  が最適化される時、言い換えると上で定義される MSE が最小化される時、MSE は

30

$$MSE = E(|X_n|^2) - E(X_n^* Y_n^t) E(Y_n^* Y_n^t)^{-1} E(Y_n^* X_n)$$

に単純化する。

【0068】

いわゆる TU - 6 チャンネルの例では、伝搬チャネルは下記のプロファイルに従う6タップを有する。

【0069】

遅延	電力
0 s	- 3 dB
0.2 $\mu$ s	0 dB
0.5 $\mu$ s	- 2 dB
1.6 $\mu$ s	- 6 dB
2.3 $\mu$ s	- 8 dB
5 $\mu$ s	- 10 dB

40

この例に基づき、観測結果が受信信号の平均電力より 15 dB 低い雑音を有することを仮定し、3つのサブキャリアごとに1つのパイロット周波数を仮定すると、最適ウィナーフィルタの雑音は、望ましい平均電力より 25.73 dB 低くなることを示すことができる。

【0070】

ここで、図7の  $\tau^2$  分布を用いるモデルに基づくウィナーフィルタを仮定する。平均二乗誤差に対する上述の最小化されていない式を用いると、出力の信号対雑音比 (SNR)

50

は 25.6 dB に等しいことを示すことができる。このように、この値は最適に極めて近く、非常に良いビットエラーレートの性能につながる。さらなる選択肢として、チャンネル電力の時間分布は、図 7 に表されたもののような  $\chi^2$  分布に基づく第 1 のモデルと、決められた期間の一様分布を有する第 2 のモデルとの畳み込みとして定義されるモデルと仮定されてもよい。

【0071】

図 8 は、そのような、この例では 6  $\mu$ s の期間を有する一様分布の一例を示す。第 1 のモデルと畳み込まれると、所望の曲線と所望のゼロでない期間の両方を備えるモデルとなる。ゼロでない値は、無視できない値を仮定する。例えば、 $\chi^2$  ( ) の最大値より 10 又は 20 dB 低い  $\chi^2$  ( ) の値は無視してよいと考えることができ、従って、ゼロであると考えることができる。

10

【0072】

上述のように、FIR フィルタのいくつかの実施形態によれば、係数の 1 以上の集合が図 4 のメモリ 424 に提供される。係数の各集合はチャンネル電力の時間分布の異なる期間に基づき、例えば、その期間は 1  $\mu$ s から 100  $\mu$ s の範囲内である。例えば、図 8 の例では時間分布は 6  $\mu$ s のゼロでない期間を有するところ、図 7 の例では時間分布は約 8  $\mu$ s のゼロでない期間を有する。時間分布の期間は、好ましくは、例えば図 4 の制御ブロック 420 により計測される、チャンネルにおける電力の時間分布の真の期間に近似的に対応するように選択される。

【0073】

20

時間の期間は、例えば、図 4 の FIR 制御ブロック 420 によって配線 429 上で例えば受信される、チャンネル  $h$  ( ) の時間領域インパルス応答に基づいて測定することができる。 $h$  ( ) は、 $H$  (  $n$  ) に逆 FFT を適用することにより計算することができる。電力の時間分布の瞬時の大きさは、 $|h$  ( )  $^2$  のように決定することができる。いくつかの OFDM シンボルに対してそのような測定を積み重ねることにより、または、それらに対して低域通過フィルタリングをすることにより、 $|h$  ( )  $^2$  の期待値として  $\chi^2$  ( ) を推定することができる。もう 1 つの方法として、1 つの  $|h$  ( )  $^2$  の瞬時の大きさを、 $\chi^2$  ( ) の近似値として用いることができる。どちらの場合も、 $\chi^2$  ( ) の近似値からゼロでない期間を抽出してもよい。

【0074】

30

その後、真の値に最も近いチャンネル電力の時間分布の期間  $t_1$ 、 $t_2$  又は  $t_3$  に基づき、制御ブロック 420 がフィルタ係数を選択することができる。

【0075】

図 9 は、OFDM 信号を受信し、例えば図 3 に関する上述の回路の全て又は部分を備える受信回路 904 と接続されるアンテナ 902 を備える電子回路 900 を示す。受信回路 904 の出力は、デジタル信号処理器 (DSP) 906 へ接続され、デジタル信号処理器は装置のメインプロセッサ 908 にさらに接続される。DSP 906 は、また、受信回路のいくつかの動作を実行するようにしてもよく、例えばいくつかの実施形態において、補間フィルタ 300 の FIR フィルタは、DSP 906 により実行されるソフトウェアにより実装されてもよい。図 9 には示されていないが、プロセッサ 908 はさらに、例えば、1 つ以上のメモリ部、ディスプレイ部、および/または他の入力および出力部と接続される。

40

【0076】

装置 900 は、例えば、電話を含む移動装置、ラップトップコンピュータ、PDA (パーソナル・デジタル・アシスタント)、携帯ゲーム機などのような、OFDM 信号を復調するための回路を含むあらゆる電子装置である。電子装置は、また、PC やセットトップボックスのような装置であってもよい。装置 900 が入力信号を受信する通信チャンネルは無線、有線、又は部分的に無線であり部分的に有線であってもよい。通信は、DVB-H、DVB-T、WiMax、又は他の通信標準に従って送信されてもよい。本願明細書において参照される 1 以上の名称は他者に属する商標であるかもしれないことに留意すべ

50

きである。

【0077】

ここで説明された受信回路の利点は、チャネル電力の時間分布の $\chi^2$ 分布に基づく仮定されたモデルに基づいて決定される自己相関を用いてチャネルの推定値を生成することにより、非常に良い性能が達成可能なことである。

【0078】

ここで説明された受信回路のさらなる利点は、フィルタが適用してもよい選択的な係数の1以上の集合を提供することにより、チャネルの推定をより正確にすることができることである。係数の集合の各々は、異なるゼロでない期間を有するチャネル電力の仮定された時間分布のモデルに基づき、これらの集合の1つは、チャネル電力の時間分布の実際の期間の推定値に基づいて有利に選択される。

10

【0079】

本発明の具体的な実施形態のいくつかの説明されたが、当業者にとって、様々な変形や代替が適用されても良いことは明らかであろう。

【0080】

例えば、具体的な変調手法のいくつかの例が提供されたが、多くの変形物を適用してもよい。例えば、上述の実施形態では、パイロットサブキャリア周波数は3周波数ごとに存在したが、それらは、選択的に、より頻度を高く、又はより頻度を低くして存在してもよい。

【0081】

20

さらに、ここで説明した実施形態では、チャネル推定は3つのFIRフィルタにより適用されるウィナーフィルタに基づくが、当業者にとって、これらのフィルタは1つのフィルタに結合されても、また、自己相関関数に基づく他の種類のフィルタを用いてもよく、パイロットサブキャリアの分布に依存して、異なる数のフィルタが用いられてもよい。一般に、Kサブキャリアごとにパイロットサブキャリアがある場合、K個のフィルタが存在するであろう。

【0082】

さらに、メモリ422は、チャネル電力の時間分布の異なる時間間隔に対する選択的なフィルタ係数の集合を3つより多く又は少なく備えていてもよく、フィルタは10より多くの又は少ないタップを有していてもよい。例として、Qは例えば1から200の範囲にあり、これにより、フィルタは2から400の間のタップを有することとなる。チャネル電力の仮定される時間分布のモデルの2つの例を提供したが、他のモデルを用いてもよい。

30

。

【 図 1 】

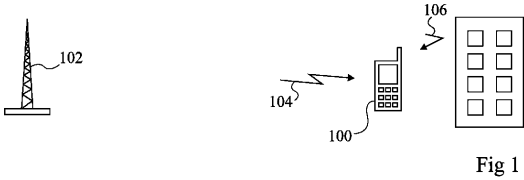


Fig 1

【 図 2 】

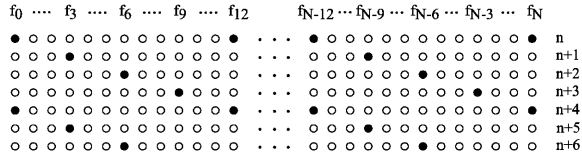


Fig 2

【 図 3 】

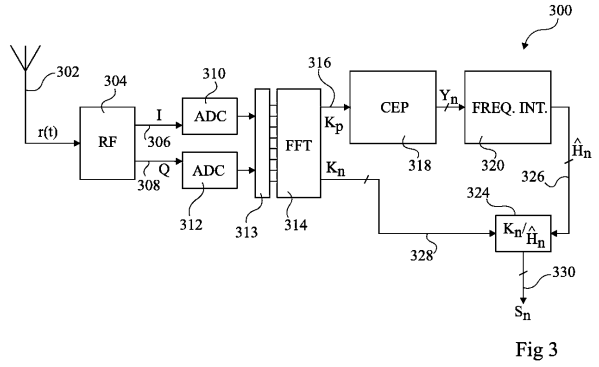


Fig 3

【 図 4 】

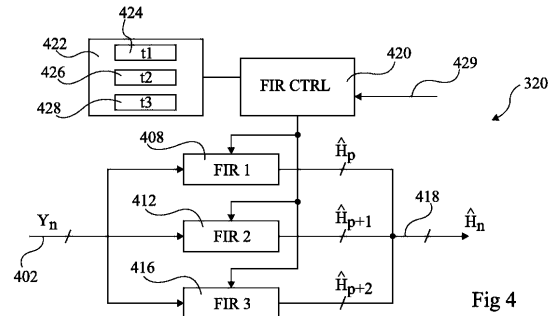


Fig 4

【 図 5 】

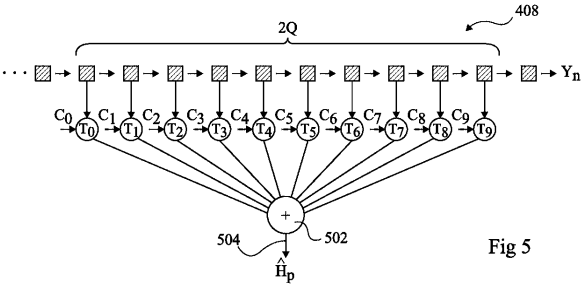


Fig 5

【 図 6 】

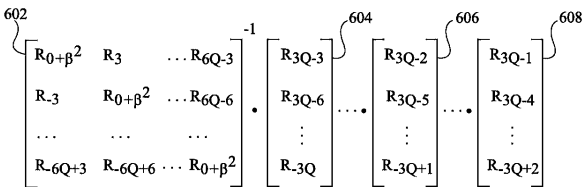


Fig 6

【 図 7 】

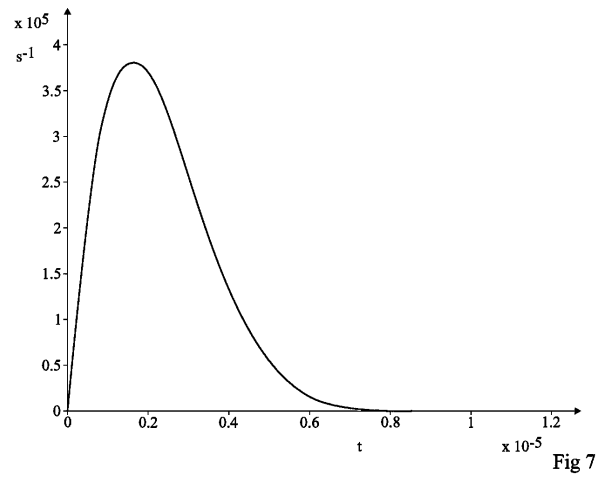


Fig 7

【 図 8 】

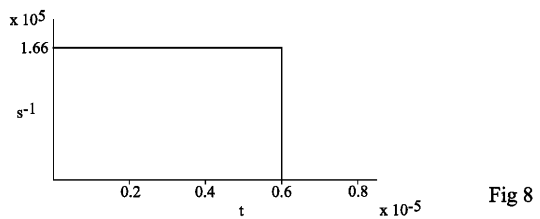


Fig 8

【 図 9 】

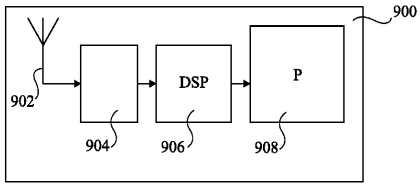


Fig 9

---

フロントページの続き

(74)代理人 100170667

弁理士 前田 浩次

(72)発明者 ベルヴェーズ, ファブリス

フランス国 フォンタニール-コルニロン エフ-38120, リュ デュ ロシェ 83

(72)発明者 イソン, オリヴィエ

フランス国 ヴォルupp エフ-38340, リュ デュ プテ 446

審査官 北村 智彦

(56)参考文献 特表2007-511942(JP,A)

特開2007-053733(JP,A)

特表2006-514499(JP,A)

特開2005-151447(JP,A)

特開2007-036403(JP,A)

特開2009-005103(JP,A)

特開2002-300132(JP,A)

Jae-Kwon Lee,Jeong-Sang Park,Jin-up Kim, Modified Dummy Sequence Insertion Method for PAPR Reduction of OFDM Signal, Vehicular Technology Conference, 2007. VTC-2007 Fall. 2007 IEEE 66th, 2007年 9月, pp.1265 - 1268

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00