

(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2005-151377

(P2005-151377A)

(43) 公開日 平成17年6月9日(2005.6.9)

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>  
H04J 11/00

F I  
H04 J 11/00

テーマコード (参考)  
5 K O 2 2

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願2003-388705 (P2003-388705)  
(22) 出願日 平成15年11月19日(2003.11.19)

(71) 出願人 503360115  
独立行政法人科学技術振興機構  
埼玉県川口市本町4丁目1番8号  
(74) 代理人 100089635  
弁理士 清水 守  
(72) 発明者 小林 英雄  
三重県四日市市松原町23-5  
Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD33 DD42

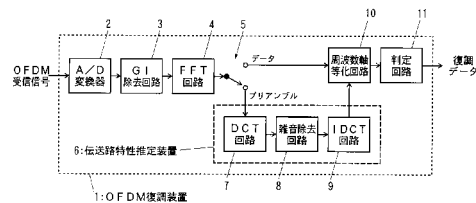
(54) 【発明の名称】 OFDM通信方式における伝送路特性推定方法及び装置

(57) 【要約】

【課題】 大幅な雑音成分の除去が可能となるOFDM通信方式における伝送路特性推定方法及び装置を提供する。

【解決手段】 OFDM通信方式における伝送路特性推定装置において、プリアンブル信号を受けるDCT回路7と、このDCT回路7からの信号を受ける雑音除去回路8と、この雑音除去回路8からの信号を受け、周波数軸等価回路10へ送信するIDCT回路9とを具備する。

【選択図】 図1



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

周波数軸上の伝送路特性の時間軸上のインパルス応答が、低次の成分に電力が集中する特徴を利用し、前記低次の成分を効率的に再現可能な D C T (離散コサイン変換)方式を用いて、伝送路特性の推定を行うことを特徴とする O F D M 通信方式における伝送路特性推定方法。

**【請求項 2】**

請求項 1 記載の O F D M 通信方式における伝送路特性推定方法において、雑音成分を時間軸上で大幅に除去しても、D F T 法と比較して時間軸インパルス応答の希望成分の除去される割合が小さく、再生された周波数軸上での伝送路特性の推定精度を改善することを特徴とする O F D M 通信方式における伝送路特性推定方法。

10

**【請求項 3】**

請求項 1 記載の O F D M 通信方式における伝送路特性推定方法において、D C T 方式と等価となる 2 倍のサンプル点に拡張した D F T 方式を用いることを特徴とする O F D M 通信方式における伝送路特性推定方法。

**【請求項 4】**

請求項 1 記載の O F D M 通信方式における伝送路特性推定方法において、スキタードパイロット信号を用いる場合に、D C T 方式を利用して周波数軸補間を行うことを特徴とする O F D M 通信方式における伝送路特性推定方法。

**【請求項 5】**

請求項 4 記載の O F D M 通信方式における伝送路特性推定方法において、パイロット信号間隔 K を大きくとっても周波数軸補間を精度良く実行することを特徴とする O F D M 通信方式における伝送路特性推定方法。

20

**【請求項 6】**

( a ) プリアンプル信号を受ける D C T 回路と、  
( b ) 該 D C T 回路からの信号を受ける雑音除去回路と、  
( c ) 該雑音除去回路からの信号を受け、周波数軸等化回路へ送信する I D C T 回路とを具備することを特徴とする O F D M 通信方式における伝送路特性推定装置。

**【発明の詳細な説明】****【技術分野】**

30

**【0001】**

本発明は、O F D M (直交周波数分割多重化)通信方式の同期検波復調に際して必要となる周波数軸上の伝送路特性推定方法及び装置に関するものである。

**【背景技術】****【0002】**

近年、音声・画像などの様々な情報を統合したデータを無線通信でやり取りする、マルチメディア無線通信サービスの要求が高まっている。

**【0003】**

これらの要求に答えるためには、高速度・高品質なデータ通信を可能とする無線通信方式の実現が必須となる。しかし、無線通信においては、複数の反射波により発生するマルチパスフェージングに起因して通信品質の著しい劣化を招くという問題がある。そこで、マルチパスフェージングの対策として周波数軸上で直交関係を有する複数の狭帯域サブキャリアを用いて伝送する O F D M (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重化)通信方式が注目されている(下記非特許文献 1、2 参照)。O F D M 方式は、周波数軸等化方式の採用により、マルチパスフェージング環境化においても復調方式として同期検波の利用が可能となり、多値 Q A M 等の高能率変調方式を用いた高速度・高品質データ通信の提供を可能としている。

40

**【0004】**

O F D M 方式の周波数軸等化に際しては、伝送路特性の高精度推定が前提となる。伝送

50

路特性推定法としては、既知パイロット信号から構成されるプリアンブルシンボルを用いた方式が一般的に利用されている。

【0005】

しかしながら、このプリアンブルシンボルを用いた方式は、伝送路帯域内に含まれる雑音成分により、推定精度が劣化することが指摘されている。これに対して、時間軸上で雑音成分を除去し、推定精度を改善するDFT（離散フーリエ変換）法を用いた伝送路特性推定法が提案されている（下記特許文献1、非特許文献3参照）。

【0006】

この伝送路特性推定法は、伝送路特性の時間軸上インパルス応答が全てガードインターバル（GI）内に存在する特徴を利用している。ただし、DFT法は送信側におけるFFT（高速フーリエ変換）ポイント数とサブキャリア数が等しい理想的なナイキストサンプリングを前提とした方式であり、一般的なサンプリング間隔の場合には改善効果が劣化するという問題がある。

10

【0007】

一方、OFDM信号は周波数軸上のサブキャリア間で互いに直交関係を有することから、ある一定間隔にパイロットサブキャリアを配置するスカタードパイロット（SP）の採用により、1個のプリアンブルを用いて複数の独立した回線の伝送路特性を一括して推定することが可能となる。

【0008】

この手法は、複数の独立した通信回線の伝送路特性推定を効率的に短時間に行う必要のあるOFDMA（OFDM-Access）方式（下記非特許文献4参照）やMIMO（Multi-Input Multi-Output）システム（下記非特許文献5参照）等での採用が検討されている。また、データシンボル内にSPを挿入することにより、時間変動を伴うフェージング補償法としても利用されている（下記非特許文献6）。

20

【0009】

これらSPを用いた伝送路特性推定法においては、ある一定間隔で配置されたパイロット信号間の伝送路特性を周波数軸補間法により推定する必要がある。周波数軸補間法としては、これまでに標本化関数を利用したDFT補間法が提案されている。このDFT補間法は、上記のDFT法と同様にFFTポイント数とサブキャリア数が異なる場合には、特に両端の伝送路特性に大きな歪みが発生することが知られている。

30

【特許文献1】特開2003-46473号公報

【非特許文献1】L. J. Cimini, Jr, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," IEEE Trans. Comm., Vol. COM-33, pp. 665-675 (1985).

【非特許文献2】A. S. Bahai and B. R. Saltzberg, "Multi-Carrier Digital Communications," Kluwer Academic Pub. (1999).

【非特許文献3】Y. Zhao and A. Huang, "A Novel Channel Estimation Method for OFDM Mobile Communication Systems Based on Pilot Signals and Transform-Domain Processing," Proc. of IEEE VTC '97 pp. 2089-2093.

40

【非特許文献4】Y. R. Teng, A. Ito, T. Nagaosa, K. Mori and H. Kobayashi, "Proposal of OFDMA Scheme with Adaptive Subchannel Allocation for Wireless LAN Systems," Proc. of ISITA 2002, pp. 531-534.

【非特許文献5】P. Vandenameele, L. Van Der Perre, M

50

. G . E . E n g e l s , B . G y s e l i n c k x a n d H . J . D e M a n ,  
 “ A C o m b i n e d O F D M / S D M A A p p r o a c h , ” I E E E J . S  
 e l e c t . A r e a s C o m m u n . , V o l . 1 8 , N o . 1 1 , p p 2 3 1 2 -  
 2 3 2 1 , N o v . 2 0 0 0 .

【非特許文献6】P . D a m b a c h e r , “ D i g i t a l T e r r e s t r i a l  
 T e l e v i s i o n B r o a d c a s t i n g , ” S p r i n g e r , 1 9 9 8 .

【非特許文献7】斎藤恒雄訳 “ デジタル画像処理 ” , 科学技術出版 , 2 0 0 2 .

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

10

上記したように、従来の伝送路特性推定装置では、既知パイロット信号であるプリアン  
 ブルシンボルを用いた推定方式が利用されている。この方式により推定される伝送路特性  
 は、伝送線路上で付加される雑音の全ての影響を受ける事から推定精度が大幅に劣化する  
 問題がある。

【0011】

これを改善する方式としてDFT法を用いた雑音軽減方式が提案されている（上記特許  
 文献1，非特許文献3参照）。この方式は、推定された周波数軸上の伝送路特性をDFT  
 処理し時間軸信号にする。ここで得られた時間軸信号は、フェージング伝送路の時間軸イ  
 ンパルス応答に相当する。ここで、理想的なナイキストサンプリングを想定した場合は低  
 次のインパルス応答の信号成分に電力が集中するため、インパルス応答の信号成分が存在  
 する区間のみ取り出し、その他の雑音成分は除去可能となる。

20

【0012】

しかしながら、実際のシステムでは、エイリアス発生によりナイキストサンプリングを  
 設定することが不可能となること、マルチパス遅延波の各遅延時間は任意な値を有するこ  
 とから、時間軸上のインパルス応答は全時間帯に亘って広がってしまい、雑音成分を除去  
 すると同時に希望インパルス応答の信号成分も除去することになり、推定された伝送路特  
 性に歪みが発生し、推定精度が劣化するという問題がある。

【0013】

以下、従来技術の問題点を詳細に説明する。

【0014】

30

まず、従来の伝送路特性推定方式の問題点について説明する。

〔1〕プリアンブルを用いた伝送路特性推定方式

伝送路特性の推定は、フレームの先頭に付加されるプリアンブルシンボルを利用して行  
 われるのが一般的である。ここで、送信される周波数軸上のM個のパイロットデータ情報  
 を、 $a_n$  とすると、IFFT（逆高速フーリエ変換）された時間軸上のプリアンブル信号  
 $b_k$  は次式（1）によって表される。

【0015】

【数1】

$$b_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{M-1} a_n e^{j \frac{2\pi k}{N} (n - \frac{M}{2})} \dots (1)$$

40

ここで、NはFFTポイント数、Mはサブキャリア数、(N - M)はエイリアス除去の  
 ために周波数軸上で挿入されるゼロパディング数を示す。また、複数の遅延波で構成され  
 るマルチパスフェージングの時間軸上の伝送路インパルス応答 $h_k$  は次式（2）によ  
 って表される。

【0016】

【数2】

$$h_k = \sum_{l=0}^{L-1} \rho_l e^{j\theta_l} \delta(k - \tau_l) \dots (2)$$

50

ここで、 $L$  は遅延波数、 $\rho_l$ 、 $\theta_l$ 、 $\tau_l$  は遅延波の振幅、位相、遅延時間を示す。式 (1)、(2) よりマルチパスフェージング及び雑音を含む受信側での時間軸信号  $r_k$  は次式 (3) によって与えられる。

【0017】

【数3】

$$r_k = b_k \otimes h_k + z_k \quad \dots (3)$$

但し、 $\otimes$  は畳み込み演算を示し、 $z_k$  は時間軸上の相加性白色雑音を示す。

式 (3) の受信信号  $R_m$  は  $N$  ポイント FFT により周波数軸信号に変換され次式 (4) となる。

10

【0018】

【数4】

$$\begin{aligned} R_m &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} r_k e^{-j \frac{2\pi m k}{N}} \\ &= a_m \sum_{l=0}^{L-1} \rho_l e^{j\theta_l} e^{-j \frac{2\pi \tau_l}{N} (m - \frac{M}{2})} + Z_m \quad \dots (4) \\ &= a_m H_m + Z_m \end{aligned}$$

ここで、 $H_m$ 、 $Z_m$  は、周波数軸上での伝送路特性と雑音成分を示す。ここで、 $a_m$  はプリアンブルシンボルの情報であり受信側では既知であることを利用し、伝送路特性  $H_m$  は次式 (5) によって推定できる。

20

【0019】

【数5】

$$\frac{R_m}{a_m} = \hat{H}_m = H_m + \frac{Z_m}{a_m} \quad \dots (5)$$

ここで、式 (5) の第2項は雑音成分を示し、その平均電力は次式 (6) によって求められる。

【0020】

【数6】

$$P_N^C = E[|Z_m / a_m|^2] = \frac{2 \sigma_N^2}{\sigma_d^2} \quad \dots (6)$$

30

但し、 $\sigma_N^2$ 、 $\sigma_d^2$  は平均雑音電力と平均信号電力を示す。

式 (5) より、推定された伝送路特性には式 (6) の雑音電力が含まれるために推定精度が劣化することがわかる。

〔2〕DFT法を用いた伝送路特性推定方式

上記〔1〕の伝送路特性推定法に対して、推定精度の改善法（雑音成分の軽減法）としてDFT法が提案されている。これは、式 (5) で得られた伝送路特性の時間軸信号は式 (2) に示す伝送路の時間軸インパルス応答に相当することを利用して

40

【0021】

図9は従来のDFT法を用いた伝送路特性推定装置の構成を示す図である。

【0022】

この図において、101はGI除去回路、102はFFT回路、103はスイッチ、104は伝送路特性推定装置、105は伝送路特性推定部、106はIDFT（逆離散フーリエ変換）回路、107は雑音除去回路、108はDFT回路、109は等化器、110は判定回路である。

【0023】

この図に示すように、受信信号を受けたGI除去回路101は、FFT回路102、スイッチ103、伝送路特性推定部105、IDFT回路106、雑音除去回路107、D

50

F T回路108、等化器109を介して判定回路110から復調データを出力することができる。

【0024】

図9において、IDFT回路106によるIDFT後の時間軸信号は、上記式(5)を用いて次式(7)、(8)によって表される。

【0025】

【数7】

$$\hat{h}_n^{\text{DFT}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=0}^{M-1} \hat{H}_m e^{j\frac{2\pi mn}{M}} = \hat{h}_n^S + \hat{z}_n \quad \dots (7)$$

ここで、 $\hat{h}_n^S$  は次式によって与えられる。

$$\hat{h}_n^S = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{l=0}^{L-1} \rho_l e^{j\theta_l} e^{j\frac{2\pi\tau_l}{N} \frac{M}{2}} \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j\frac{2\pi m}{M} (\frac{M}{N}\tau_l - n)} \quad \dots (8)$$

式(8)において、特に  $(M/N) \tau_l = \tau_l$  (整数) の関係を満足する場合は、式(8)は次式(9)によって表される。

【0026】

【数8】

$$\hat{h}_n^S = \sqrt{M} \sum_{l=0}^{L-1} \rho_l e^{j\theta_l} e^{j\frac{2\pi\tau_l}{N} \frac{M}{2}} \delta(n - \tau_l) \quad \dots (9)$$

式(9)が成立するのは、例えば  $N = M$  のナイキストサンプリングの場合や、各遅延波の遅延時間  $\tau_l$  と  $N, M$  との間に特殊な関係が有る場合である。このような場合には、式(9)より明らかのように時間軸上の伝送路特性のインパルス応答は上記式(2)と同様に  $n = 0$  から  $L-1$  までの間でのみ存在することになる。

【0027】

【数9】

従って、式(7)より  $n = \eta_{L-1} + 1$  以上に付加されている雑音成分  $\hat{z}_n$  を除去可能となり、式(7)は次式のように表される。

$$\hat{h}_n^{\text{DFT}} = \begin{cases} \hat{h}_n^S + \hat{z}_n & 0 \leq n \leq \eta_{L-1} \\ 0 & \eta_{L-1} + 1 \leq n \leq M-1 \end{cases} \quad \dots (10)$$

図9でDFT回路108によりDFT後の周波数軸上の伝送路特性は式(10)をDFTすることにより、次式(11)のように与えられる。

【0028】

【数10】

$$\begin{aligned} \hat{H}_m^{\text{DFT}} &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{\eta_{L-1}} \hat{h}_n^{\text{DFT}} e^{-j\frac{2\pi mn}{M}} \\ &= H_m + \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{\eta_{L-1}} \hat{z}_n e^{-j\frac{2\pi mn}{M}} \quad \dots (11) \end{aligned}$$

式(11)の第1項は、式(2)で与えられる理想的な伝送路特性であり、第2項は雑音成分を示し、その平均電力は次式(12)によって求められる。

【0029】

【数11】

$$P_N^{\text{DFT}} = \frac{\eta_{L-1}}{M} \cdot \frac{2 \sigma_N^2}{\sigma_d^2} \quad \dots (12)$$

10

20

30

40

50

式(6), (12)より、DFT法を用いた伝送路特性推定方式では従来方式〔1〕と比較して、 $= 10 \log(M / L_{-1})$  dBの雑音電力が軽減されることになり、伝送路特性推定精度の改善が可能となる。

#### 【0030】

しかしながら、このような改善が得られるのは理想的なナイキストサンプリング( $N = M$ )を想定した場合や、各遅延波の遅延時間と $N$ 、 $M$ との間に特殊な関係が有る場合である。実際の装置構成では、送信側のD/A変換後に発生するエイリアス除去を目的として周波数軸上の情報データの両側にゼロパディングが必要となり、一般的には $N > M$ となる。また、マルチパス遅延波の各遅延時間は任意な値を有する。この場合には、式(8)より $(M/N) \cdot \tau_1 = \tau_1$  (整数)の関係が成立しなくなり、時間軸上の伝送路インパルス応答は図10に示すように全時間帯に亘って存在することになる。これは、式(4)に示したように $N$ ポイントの周期関数を基準に取った伝送路インパルス応答を、 $M$ ポイントの周期関数で再現したことに起因している。

10

#### 【0031】

従って、図10に示すように推定精度の改善を目的として中心部分の区間 $N_p$ を除去すると、雑音成分と同時にインパルス応答の希望信号成分の一部も除去されることになり伝送路特性の推定精度が劣化することになる。

#### 〔3〕DFT法を用いた周波数軸補間法

時間変動を伴うフェージング環境の伝送路特性推定においては、データサブキャリアの間に一定間隔でパイロットサブキャリアを挿入するスキタードパイロット(SP)が利用される。このSPは、上記したように、図11に示すMIMOシステムにおける伝送路特性推定法としての利用が検討されている。すなわち、図11に示すように、各アンテナから互いにインターリーブされたSPを1個の共通のプリアンブルに多重化して送信することにより、受信側では周波数軸補間法を利用することにより全てのアンテナ間の伝送路特性が推定可能となる。

20

#### 【0032】

また、OFDM方式を多元接続方式として利用するOFDMAシステムでは、MIMOシステムの場合と同様に複数の利用者端末から基地局への独立の通信回線の伝送路特性を1個のプリアンブルを利用して推定可能となる。ここで、SPを対象とした周波数軸補間法としては、標本化関数を利用したDFT補間法が主に検討されている。しかしながら、DFT補間法はナイキストサンプリングを前提とした手法であり、上記〔2〕で述べたように実際のシステム構成では、再生された伝送路特性に大きな歪みが発生するという問題がある。

30

#### 【0033】

本発明は、従来DFT方式の有する問題点を解決するために、DFT方式の代わりに既に画像信号の圧縮技術等として採用されているDCT(離散コサイン変換)方式を利用することを特徴とする。DCT方式は、DFT法と同じ直交変換法の一つであるが、DFT法と比較して低次の信号成分だけを用いて信号波形を高精度に表現可能とする。

#### 【0034】

すなわち、本発明では、DFT法を用いた伝送路特性推定方式の欠点である非ナイキストサンプリングの場合に時間軸インパルス応答が全時間帯に亘って広がるという問題がなく、時間軸インパルス応答が低次の信号成分に集中することから希望インパルス応答の信号成分を殆ど除去することなく雑音成分を大幅に除去可能となり、伝送路特性の推定精度を大幅に改善可能とした。また、同様に周波数軸補間法に対してもDCT法の適用が可能となり高精度な周波数軸補間を実現可能としている。

40

#### 【0035】

本発明は、上記状況に鑑みて、大幅な雑音成分の除去が可能となるOFDM通信方式における伝送路特性推定方法及び装置を提供することを目的とする。

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0036】

50

本発明は、上記目的を達成するために、

〔 1 〕 OFDM 通信方式における伝送路特性推定方法において、周波数軸上の伝送路特性の時間軸上のインパルス応答が、低次の成分に電力が集中する特徴を利用し、前記低次の成分を効率的に再現可能な DCT ( 離散コサイン変換 ) 方式を用いて、伝送路特性推定を行うことを特徴とする。

【 0037 】

〔 2 〕 上記〔 1 〕記載の OFDM 通信方式における伝送路特性推定方法において、雑音成分を時間軸上で大幅に除去しても、DFT 法と比較して時間軸インパルス応答の希望成分の除去される割合が小さく、再生された周波数軸上での伝送路特性の推定精度を改善することを特徴とする。

【 0038 】

〔 3 〕 上記〔 1 〕記載の OFDM 通信方式における伝送路特性推定方法において、DCT 方式と等価となる 2 倍のサンプル点に拡張した DFT 方式を用いることを特徴とする。

【 0039 】

〔 4 〕 上記〔 1 〕記載の OFDM 通信方式における伝送路特性推定方法において、スキューワードパイロット信号を用いる場合に、DCT 方式を利用して周波数軸補間を高精度に行うことを特徴とする。

【 0040 】

〔 5 〕 上記〔 4 〕記載の OFDM 通信方式における伝送路特性推定方法において、パイロット信号間隔  $K$  を大きくとっても周波数軸補間を精度良く実行することを特徴とする。

【 0041 】

〔 6 〕 OFDM 通信方式における伝送路特性推定装置において、プリアンブル信号を受ける DCT 回路と、この DCT 回路からの信号を受ける雑音除去回路と、この雑音除去回路からの信号を受け、周波数軸等化回路へ送信する IDCT 回路とを具備することを特徴とする。

【 発明の効果 】

【 0042 】

本発明によれば、以下のような効果を奏することができる。

【 0043 】

( 1 ) 大幅な雑音成分の除去が可能となる。

【 0044 】

( 2 ) IDCT 操作を行うことにより雑音成分を軽減した周波数軸上の伝送路特性を再現することができる。

【 0045 】

( 3 ) 従来方式の構成で IDFT と DFT をそれぞれ DCT と逆離散コサイン変換 ( IDCT ) に変更するだけで実現可能となる。

【 0046 】

( 4 ) 高精度の周波数軸補間が可能となる。つまり、本発明の DCT 法を利用した周波数軸補間法は、DCT 法の有する低次の信号成分に電力が集中する特徴を利用しており、従来の DFT 法では困難であった SP の周波数軸補間を利用した伝送路特性の推定を高精度に実現可能としている。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0047 】

OFDM 通信方式における伝送路特性推定装置において、プリアンブル信号を受ける DCT 回路 7 と、この DCT 回路 7 からの信号を受ける雑音除去回路 8 と、この雑音除去回路 8 からの信号を受ける IDCT 回路 9 とを備え、大幅な雑音成分の除去を可能にする。

【 0048 】

以下、本発明の実施の形態について詳細に説明する。

【 実施例 】

【 0049 】

10

20

30

40

50



まず、DCT法を用いた伝送路特性推定方式について説明する。

【0050】

図1は本発明の実施例を示すOFDM復調装置のブロック図である。

【0051】

この図において、1はOFDM復調装置、2はA/D変換器、3はGI除去回路、4はFFT回路、5はスイッチ、6は本発明にかかる伝送路特性推定装置であり、この伝送路特性推定装置6は、DCT回路7、雑音除去回路8、IDCT回路9からなる。また、10は周波数軸等化回路、11は判定回路である。

【0052】

OFDM復調装置1に入力されるOFDM受信信号は、A/D変換器2でA/D変換され、GI除去回路3、FFT回路4、スイッチ5を介してプリアンプル信号を受けたDCT回路7を通して雑音除去回路8に送られ、IDCT回路9を介して再生された周波数軸伝送路特性を周波数軸等化回路10に送り、判定回路11から復調データを出力することができる。

10

【0053】

本発明によれば、伝送路特性の時間軸インパルス応答が低次成分に集中する特徴を利用し、低次成分を効率的に再現可能なDCT方式を採用し、従来のDFT方式の有する問題点を解決する。

(1) 離散コサイン変換(DCT)

DCT法は、DFT法と同様に直交変換法の一つであり既に画像信号の高エネルギー圧縮技術等として採用されている(上記非特許文献7参照)。

20

【0054】

図2はDFTを用いた従来方式(a)とDCTを用いた本発明の方式(b)とを対比した図である。

【0055】

図2(a)に示すように、DFT法ではN個のデータが周期的に繰り返される信号として処理される。従って、上記〔2〕で述べたように両端の不連続性に起因して高次の信号成分が発生する。これに対して、DCT法は、図2(b)に示すようにN個のデータを鏡対象に配置した2N個のデータを周期とする信号として処理される。これにより、両端が連続となり、DCT後の信号は低次の信号成分に電力が集中するという特徴を持つ。ここで、時間軸上の伝送路特性が一般的にはGI内の遅延波のみから構成されているという特徴から、DCT法を利用することにより大幅な雑音成分の除去が可能となることが期待される。

30

【0056】

(2) DCT法を用いた伝送路特性推定方式

DCT法を用いた伝送路特性推定方式は、図9に示した従来方式の構成におけるIDFT回路106とDFT回路108をそれぞれ図1のように、DCT回路7とIDCT回路9に変更するだけで実現可能となる。すなわち、式(5)で推定された周波数軸上での伝送路特性を次式(14)によりDCT処理する。

【0057】

【数12】

$$\hat{h}_n^{\text{DCT}} = W_n \sum_{m=0}^{M-1} \hat{H}_m \cos \left\{ \frac{\pi(2m+1)n}{2M} \right\} \quad \dots (14)$$

ただし、 $W_n$  はDCTの係数であり次式(15)によって表される。

【0058】

【数13】

$$W_n = \begin{cases} \sqrt{1/M} & n=0 \\ \sqrt{2/M} & n \neq 0 \end{cases} \quad \dots (15)$$

40

50

式(14)で得られる時間軸上のインパルス応答は、DFT法の場合と異なりナイキストサンプリング以外の任意のサンプリング間隔においても図3に示すように $P_1$ 以下の低次の時間成分に集中する。従って、任意のサンプリング間隔においても次式の関係が成立する。

【0059】

【数14】

$$\hat{h}_n^{\text{DCT}} = \begin{cases} \hat{h}_n^{\text{DCT}} & 0 \leq n \leq P_1 - 1 \\ 0 & P_1 \leq n \leq M - 1 \end{cases} \quad \dots (16)$$

式(16)の関係を利用して、IDCT操作を行うことにより雑音成分を軽減した周波数軸上の伝送路特性を次式のように再現することができる。

【0060】

【数15】

$$H_m^{\text{DCT}} = \sum_{n=0}^{M-1} W_n \hat{h}_n^{\text{DCT}} \cos \left\{ \frac{\pi(2m+1)n}{2M} \right\} \quad \dots (17)$$

DCT法を用いた伝送路特性の推定精度については後述する。

【0061】

(3) DCT法を用いた周波数軸補間方式

図4に、SPで構成されたパイロット信号の配置例を示す。

20

【0062】

ここで、SP間隔がKの場合には、K種類の独立したSP配列が可能となる。また、各パイロット信号の振幅値は、SP間隔をKとした場合には、プリアンブルシンボルの平均信号電力を一定と仮定することにより、K倍に設定することが可能となる。図4の構成により、K個の送受信アンテナから構成されるMIMOシステムにおいて、 $2^K$ 種類の独立した伝送路特性を1個のプリアンブルシンボルを利用して推定可能となる。ここで、J番目のSP配列に対する最初のパイロット信号の周波数番号をJとする。Jは0からK-1までの数となる。ここで、J番目のSP配列を用いて推定される周波数軸上の伝送路特性は、式(5)において、 $m = iK + J$ と置くことにより次式(18)によって表される。

30

【0063】

【数16】

$$H_i^{\text{INT}} = \sum_{l=0}^{L-1} \rho_l e^{j\theta_l} e^{-j\frac{2\pi\tau_l}{N}(i \cdot k + J - \frac{M}{2})} \quad (0 \leq i \leq \frac{M}{K} - 1) \quad \dots (18)$$

ただし、式(18)では雑音成分は省略している。

【0064】

次に、 $M_p (= M/K)$ ポイントから構成される式(18)をDCT処理すると次式(19)となる。

【0065】

40

【数17】

$$h_n^{\text{INT}} = W_n \sum_{i=0}^{M_p-1} H_i \cos \left\{ \frac{\pi(2i+1)n}{2M_p} \right\} \quad \dots (19)$$

ここで、式(19)で得られる時間軸に相当する $M_p$ 個のインパルス応答はDCT法の特徴から低次の時間成分に集中している。従って、 $M_p$ 付近のインパルス応答は十分小さな振幅値となる。これら関係を利用することにより、式(19)は次式(20)のように表される。

【0066】

【数 18】

$$h_n^{INT} = \begin{cases} h_n^{INT} & 0 \leq n \leq M_P - 1 \\ 0 & M_P \leq n \leq M - 1 \end{cases} \quad \dots (20)$$

式(20)の関係を利用して、式(19)をIDCT処理することにより周波数軸補間されたMポイントの伝送路特性は次式(21)によって求めることができる。

【0067】

【数 19】

$$\begin{aligned} \hat{H}_m^{INT} &= \sum_{n=0}^{M-1} W_n h_n^{INT} \cos\left\{\frac{\pi(2m+b)n}{2M}\right\} \\ &= \sum_{i=0}^{M_P-1} H_i \sum_{n=0}^{M_P-1} W_n^2 \cos\left\{\frac{\pi(2i+1)n}{2M_P}\right\} \cos\left\{\frac{\pi(2m+b)n}{2M_P K}\right\} \end{aligned} \quad \dots (21)$$

ただし、bはSPの最初のパイロット信号番号Jの値によって異なる値を取る補正項とする。式(21)は、上で設定した $m = iK + J$ の関係を利用すると、次式(22)となる。

【0068】

【数 20】

$$\begin{aligned} \hat{H}_m^{INT} &= \sum_{l=0}^{L-1} \rho_l e^{j\theta_l} e^{j\frac{2\pi\sigma_l}{N}(m-\frac{M}{2})} \cdot \sum_{i=0}^{M_P-1} \sum_{n=0}^{M_P-1} W_n^2 \\ &\quad \cdot \cos\left\{\frac{\pi(2i+1)n}{2M_P}\right\} \cos\left\{\frac{\pi[2i+(2J+b)/K]n}{2M_P}\right\} \end{aligned} \quad \dots (22)$$

ここで、2番目のcos中の $(2J+b)/K$ が1を取る時に直交関数の関係からcos項の積の和は1となり、式(22)は、式(4)で与えられるMポイントから構成される伝送路特性と同じとなる。すなわち、 $b = K - 2J$ に設定し式(20)に $M_P$ ポイントのIDCT処理を行うことにより、高精度の周波数軸補間が可能となる。ここで本発明のDCT法を利用した周波数軸補間法は、DCT法の有する低次の信号成分に電力が集中する特徴を利用しており、従来のDFT法では困難であったSPの伝送路特性の推定を高精度に実現可能としている。

(4) 特性評価

ここでは、上記(3)で提案したDCT法を用いた伝送路特性推定方式の各種伝送特性について計算機シミュレーションで評価する。表1にシミュレーション仕様を示す。

【0069】

10

20

30

【表 1】

変 調	QPSK又は16QAM
復 調	Coherent
FFTポイント数	512
サブキャリア数	384
ゼロパディング数	128
OFDM帯域幅	10MHz
シンボル持続時間	38.4 $\mu$ s
ガードインターバル	3.84 $\mu$ s
マルチパスフェージングモデル	
パワー遅延プロファイルモデル	Exponential
遅延パス数	40
遅延スペーシング	75 ns
遅延分散	100 ns又は400 ns

10

マルチパスフェージングとしては、40波指数関数遅延プロファイルを想定し、各遅延波は独立にレイリー変動するものとした。また、特性評価に際してはシンボル同期と周波数同期を理想とした。

20

## 【0070】

図5には、図10に示したDFT法における時間軸インパルス応答と図3に示した本発明によるDCT法における時間軸インパルス応答の振幅レベルを示す。また、図には雑音レベルについても合わせて示す。図5から明らかなように、DCT法はDFT法と比較して低次の信号成分に電力が集中しており、次数を高くするに従いインパルス応答成分の振幅値が急激に減少していることが分かる。

## 【0071】

これにより、DCT法は雑音成分を時間軸上で大幅に除去しても、DFT法と比較して希望成分の除去される割合が小さく再生された周波数軸上での伝送路特性の推定精度を改善できることが分かる。

30

## 【0072】

また、図6は変調方式がQPSK方式の場合のBER(Bit Error Rate)特性について示す図である。この図においては、マルチパスフェージングの遅延分散100 ns、FFTポイント数Nは512、サブキャリア数Mは384、エイリアス除去を目的に挿入されるゼロパディング数は128(=512-384)、DCT法における雑音除去区間 $N_p$ は40をC/Nによらず固定的に利用した場合の結果であり、横軸はC/N(周波数時間軸)(dB)、縦軸はBERを示し、A線は雑音を含まない理想的な伝送路特性を用いた場合のBER特性、B線は本発明のDCT法によるBER特性、C線は従来のプリアンプル法によるBER特性を示している。図6より本発明の方式は理想的な場合のBER特性とほぼ同じ特性が達成可能であることが分かる。また、C/Nによらず固定的な $N_p$ 値を設定できることから実際の装置構成において有効な手法と考える。

40

## 【0073】

図7は、変調方式がQPSK方式の場合のパイロット信号間隔(K)を変化させた場合のBER特性であり、マルチパスフェージングの遅延分散100 nsを条件とした。横軸はパイロット信号間隔(K)、縦軸はBERを示し、A線はC/Nが12 dBの場合の本発明のDCT法によるBER特性、B線はC/Nが24 dBの場合の本発明のDCT法によるBER特性、C線はC/Nが40 dBの場合の本発明のDCT法によるBER特性、D線はC/Nが12 dBの場合の従来のDFT法によるBER特性、E線はC/Nが24 dBの場合の従来のDFT法によるBER特性、F線はC/Nが40 dBの場合の従来の

50

DFT法によるBER特性を示している。

【0074】

図8は変調方式がQPSK方式の場合のC/N対BER特性を示す図であり、マルチパスフェージングの遅延分散100ns、FFTポイント数Nは512、サブキャリア数Mは384、雑音除去区間 $N_p$ は40、パイロット信号(SP)間隔Kを8に取った場合である。横軸はC/N(dB)、縦軸はBERを示し、A線は伝送路特性が理想的な場合のBER特性、B線は本発明のDCT法によるBER特性、C線は従来のDFT法によるBER特性を示している。

【0075】

図8より、本発明の方式は理想的な場合の特性とほぼ同じBER特性が達成可能であることが分かる。また、C/Nによらず固定的な $N_p$ 値を設定できることから実際の装置構成において有効な手法と考える。これに対して、DFT法では、C/Nごとに最適な $N_p$ を設定する必要があること、及びC/Nが高い所では理想的な場合の特性と比較して大幅に劣化していることが分かる。

【0076】

以上の結果より、本発明の周波数軸補間法は、OFDMAやMIMOシステムにおける伝送路特性推定方式として十分利用可能であることが実証された。

【0077】

本発明では、従来のDFT法をベースにした伝送路特性推定方式の問題点について明らかにし、これら問題点を解決する離散コサイン変換を用いた伝送路特性推定方式を提案した。この提案方式は、スカタードパイロットを用いた周波数軸補間法としても利用可能であることも明らかにした。また、計算機シミュレーションにより本発明の有効性について実証した。

【0078】

なお、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、本発明の趣旨に基づき種々の変形が可能であり、これらを本発明の範囲から排除するものではない。

【産業上の利用可能性】

【0079】

本発明は、現在OFDM通信方式を標準化通信方式として採用している地上波デジタルTV伝送システムおよび無線LANシステムだけでなく、次世代無線通信システムの有望な伝送システムとして検討されているMC-CDMA, OFDMA, MIMOシステム等の伝送路特性推定方式として利用可能である。

【図面の簡単な説明】

【0080】

【図1】本発明の実施例を示すOFDM復調装置のブロック図である。

【図2】DFTを用いた従来方式(a)とDCTを用いた本発明の方式(b)とを対比した図である。

【図3】DCT法による時間軸インパルス応答を示す図である。

【図4】スカタードパイロット信号の配置例を示す図である。

【図5】DCT法とDFT法における時間軸インパルス応答の振幅収束特性の比較を示す図である。

【図6】変調方式がQPSK方式の場合で、本発明を利用した時のBER(Bit Error Rate)特性について示す図である。

【図7】変調方式がQPSK方式の場合で、本発明を利用した周波数軸補間方式におけるパイロット信号間隔(K)とBER特性との関係を示す図である。

【図8】QPSK方式の場合で、本発明の周波数軸補間法を用いた場合のBER特性を示す図である。

【図9】従来のDFT法を用いた伝送路特性推定装置の構成を示す図である。

【図10】従来の時間軸上の伝送路インパルス応答を示す図である。

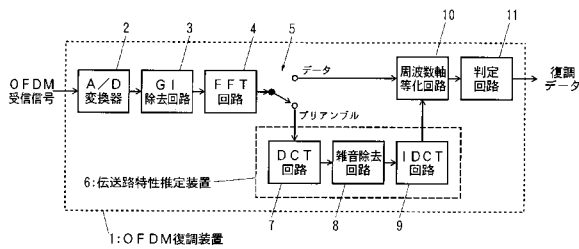
【図11】MIMOシステムにおける伝送路特性推定法を示す図である。

【符号の説明】

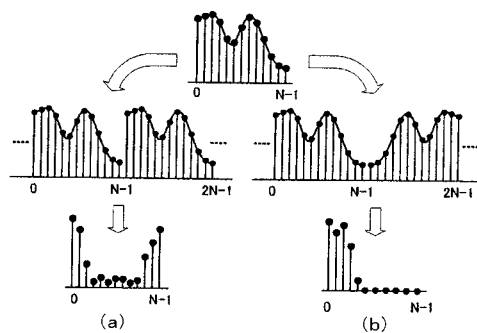
【0081】

- 1 OFDM復調装置
- 2 A/D変換器
- 3 GI除去回路
- 4 FFT回路
- 5 スイッチ
- 6 伝送路特性推定装置
- 7 DCT(離散コサイン変換)回路
- 8 雑音除去回路
- 9 IDCT(逆離散コサイン変換)回路
- 10 周波数軸等化回路
- 11 判定回路

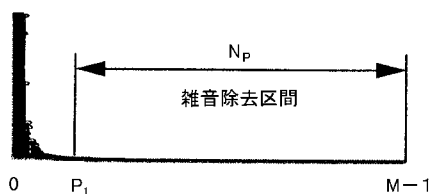
【図1】



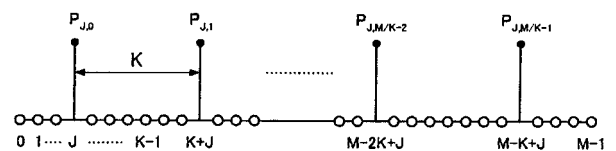
【図2】



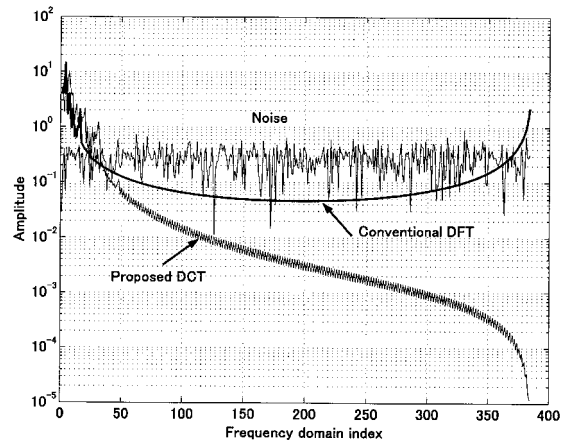
【図3】



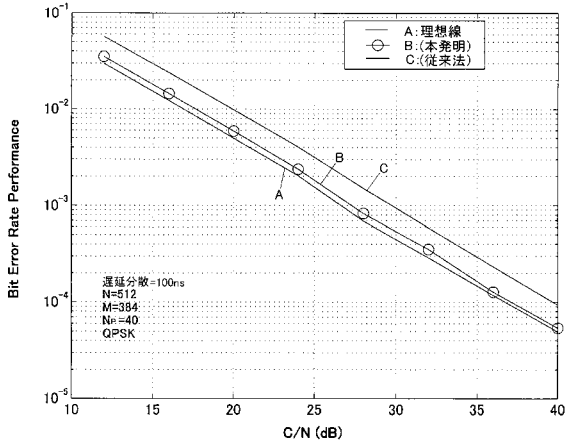
【図4】



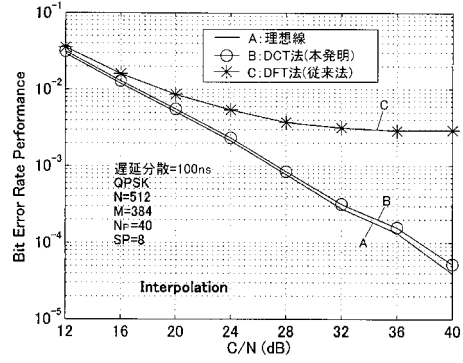
【図5】



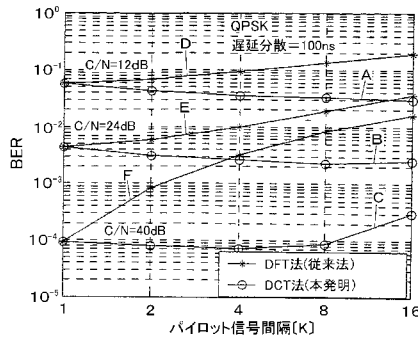
【 図 6 】



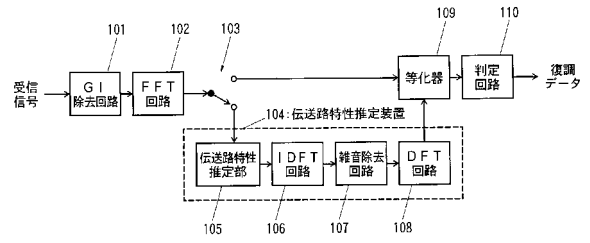
【 図 8 】



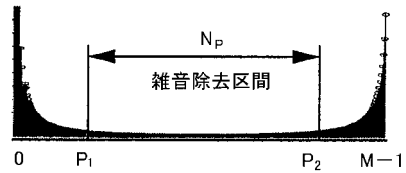
【 図 7 】



【 図 9 】



【 図 10 】



【 図 11 】

