

(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2012-124879

(P2012-124879A)

(43) 公開日 平成24年6月28日(2012.6.28)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO4J 99/00 (2009.01)	HO4J 15/00	5K022
HO4B 7/04 (2006.01)	HO4B 7/04	5K159

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 16 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2011-42022 (P2011-42022)</p> <p>(22) 出願日 平成23年2月28日 (2011. 2. 28)</p> <p>(31) 優先権主張番号 特願2010-189499 (P2010-189499)</p> <p>(32) 優先日 平成22年8月26日 (2010. 8. 26)</p> <p>(33) 優先権主張国 日本国 (JP)</p> <p>(31) 優先権主張番号 特願2010-259050 (P2010-259050)</p> <p>(32) 優先日 平成22年11月19日 (2010. 11. 19)</p> <p>(33) 優先権主張国 日本国 (JP)</p> <p>特許法第30条第1項適用申請有り S I T A 2 O I O 第33回情報理論とその応用シンポジウム予稿集</p>	<p>(71) 出願人 304021277 国立大学法人 名古屋工業大学 愛知県名古屋市昭和区御器所町字木市29番</p> <p>(71) 出願人 000005049 シャープ株式会社 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号</p> <p>(74) 代理人 100112335 弁理士 藤本 英介</p> <p>(74) 代理人 100101144 弁理士 神田 正義</p> <p>(74) 代理人 100101694 弁理士 宮尾 明茂</p> <p>(74) 代理人 100124774 弁理士 馬場 信幸</p>
---	--

最終頁に続く

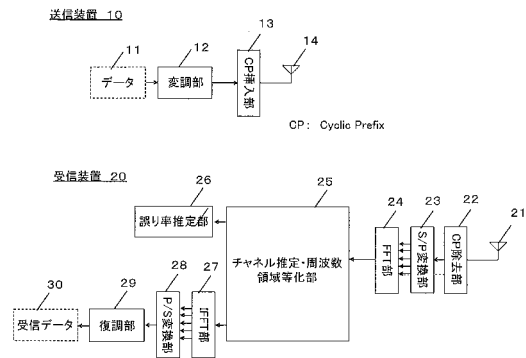
(54) 【発明の名称】 受信装置及び受信方法

(57) 【要約】

【課題】リアルタイムかつ高精度なBER値の推定を実現する受信装置及び受信方法を提供する。

【解決手段】送信装置10は、データ11を変調シンボルにマッピングしてデータシンボルを生成する変調部12、データシンボルにサイクリックプレフィックスを挿入するCP挿入部13とを備え、生成された送信信号は、送信アンテナ14から送信される。受信装置20は、受信アンテナ21で受信した受信信号からCPを除去するCP除去部22、シリアル・パラレル変換するS/P変換部23、時間周波数変換するFFT部24、受信したパイロット信号から通信路推定および周波数領域等化を行う通信路推定・周波数領域等化部25、通信路推定値から誤り率を推定する誤り率推定部26、周波数時間変換するIFFT部27、パラレル・シリアル変換するP/S変換部28、復調を行う復調部29とを備え、受信データ30を生成する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

パイロット信号を用いて通信路を推定して、通信路推定値と平均雑音電力を推定する通信路推定・周波数領域等化部と、

前記通信路推定値と前記平均雑音電力を用いて誤り率を計算する誤り率推定部と、を備えることを特徴とする受信装置。

【請求項 2】

前記誤り率推定部は、周波数領域等化後の通信路を A W G N と近似することで誤り率を推定することを特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 3】

前記誤り率推定部は、M I M O 通信方式において、誤り率を送信アンテナ毎に推定することを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の受信装置。

【請求項 4】

パイロット信号を用いて通信路を推定して、通信路推定値や平均雑音電力を推定する通信路推定・周波数領域等化過程と、

前記通信路推定値と前記平均雑音電力を用いて誤り率を計算する誤り率推定過程と、を備えることを特徴とする受信方法。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、デジタル無線通信方式に於けるデータ伝送方式に関するものである。特に、S C - F D E 方式を採用した P S K 信号に対し、周波数選択性通信路に於けるシングル入力、シングル出力 (Single-Input Single-Output, SISO、以下 S I S O と称す) システム、及びマルチ入力、マルチ出力 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO、以下 M I M O と称す) システムを簡易な送受信機構成で実現し、高精度なビット誤り率推定を実現させる受信装置及び受信方法を提供するものである。

【背景技術】**【0002】**

車々間通信や路車間通信のような移動体通信環境下に於いては、再送無しのリアルタイムで信頼できるデータを送受信することが必要である。通信中のパケット毎の B E R 値を受信機で知ることができれば、通信路環境に応じて変復調方式を切り替えることにより高信頼度を確保する U E P (Unequal Error Protection) 伝送を柔軟に用いることなどが可能である。

【0003】

第 1 の従来技術として周波数領域等化 (Frequency Domain Equalization、以下 F D E) がある。受信機側で受信データを高速フーリエ変換 (F F T) により周波数領域に変換し、M M S E 基準の重み行列を乗算する N u l l i n g と呼ばれる方法を用いて、周波数等化と信号分離を同時に行う。この処理の後、逆高速フーリエ変換 (I F F T) により時間領域に戻し、データを復調する (非特許文献 1 参照) 。

【0004】

第 2 の従来技術として通信路測定法である Per Subcarrier Estimation (P S E) 法が挙げられる。送受信機で互いに既知であるパイロット信号を通信し、周波数領域に於ける受信パイロット値を送信パイロット値で除算することで通信路測定値とする (非特許文献 2) 。

【先行技術文献】**【非特許文献】****【0005】**

【非特許文献 1】 宇都宮、高橋、岩波、岡本、 “ LDPC 符号化 MIMO SC FDE 方式に関する一比較検討 ”、電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-5-56、2007 年 9 月

【非特許文献 2】 D. Takeda, Y. Tanabe, “ Channel Estimation Scheme with Low-Comp

10

20

30

40

50

exity Discrete Cosine Transform in MIMO-OFDM," IEICE transactions on Communications E92.B, No.12, pp.3836-3842, December 2008

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかし、上述の従来技術では、移動体通信に於ける周波数選択性通信路は時間と共に変化するため、パイロット信号を復調することによるBERの推定ではパケット毎のBER推定が困難である。また、十分な精度でBER推定を行うには、膨大な既知信号を送信することになり、伝送効率が劣化してしまう。

【0007】

本発明は、斯かる実情に鑑み、リアルタイムかつ高精度なBER値の推定を実現する受信装置及び受信方法を提供しようとするものである。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明は、パイロット信号を用いて通信路を推定して、通信路推定値と平均雑音電力を推定する通信路推定・周波数領域等化部と、前記通信路推定値と前記平均雑音電力を用いて誤り率を計算する誤り率推定部と、を備えることを特徴とする受信装置である。

【0009】

ここで、前記誤り率推定部は、周波数領域等化後の通信路をAWGNと近似することで誤り率を推定することを特徴とする。

【0010】

また、前記誤り率推定部は、MIMO通信方式において、誤り率を送信アンテナ毎に推定することを特徴とする。

【0011】

また、本発明は、パイロット信号を用いて通信路を推定して、通信路推定値や平均雑音電力を推定する通信路推定・周波数領域等化過程と、前記通信路推定値と前記平均雑音電力を用いて誤り率を計算する誤り率推定過程と、を備えることを特徴とする受信方法である。

【発明の効果】

【0012】

このように本発明は、SC-FDE方式に於いて、通信路特性測定値と平均雑音電力測定値より、等価的AWGN通信路の利得と雑音電力を算出することで、リアルタイムかつ高精度なBERの推定を行うことが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【0013】

【図1】SISO送受信装置のシステムのシステムモデルを示す図である。

【図2】ZF基準に於けるFDEとインパルス応答を示す図である。

【図3】MMSE基準に於けるFDEとインパルス応答を示す図である。

【図4】マルチパス通信路モデルの概略を示すモデル図である。

【図5】SISOシステムに於いて、チャンネル測定が受信側で完全な場合の計算機シミュレーションによるBER特性の比較結果を示した図である。

【図6】SISOシステムに於いて、チャンネル測定を行った場合の計算機シミュレーションによるBER特性の比較結果を示した図である。

【図7】2×2のMIMOシステムに於いて、チャンネル測定が受信側で完全な場合の計算機シミュレーションによるBER特性の比較結果を示した図である。

【図8】2×2のMIMOシステムに於いて、チャンネル測定を行った場合の計算機シミュレーションによるBER特性の比較結果を示した図である。

【図9】4×4のMIMOシステムに於いて、チャンネル測定が受信側で完全な場合の計算機シミュレーションによるBER特性の比較結果を示した図である。

【図10】4×4のMIMOシステムに於いて、チャンネル測定を行った場合の計算機シミュレーションによるBER特性の比較結果を示した図である。

10

20

30

40

50

ュレーションによるBER特性の比較結果を示した図である。

【図11】MIMO送受信装置のシステムのシステムモデルを示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0014】

以下、本発明の実施の形態を添付図面を参照して説明する。

【0015】

(第1実施形態)

まず本実施形態を、図1を用いて説明する。図1はSISOシステムの場合である。

送信装置10は、データ11を変調シンボルにマッピングしてデータシンボルを生成する変調部12、データシンボルにサイクリックプレフィックスを挿入するCP挿入部13と、を備え、生成された送信信号は、送信アンテナ14から送信される。

10

【0016】

受信装置20は、受信アンテナ21で受信した受信信号からCPを除去するCP除去部22、シリアル・パラレル変換するS/P変換部23、時間周波数変換するFFT部24、受信したパイロット信号から通信路推定および周波数領域等化を行う通信路推定・周波数領域等化部25、通信路推定値から誤り率を推定する誤り率推定部26、周波数時間変換するIFFT部27、パラレル・シリアル変換するP/S変換部28、復調を行う復調部29と、を備え、受信データ30を生成する。

【0017】

送信装置10ではデータシンボル $x(k)$ にCyclic Prefix (CP)を挿入して送信する。送信信号は周波数選択性フェージング通信路を伝搬し、受信装置20で受信される。受信装置20では受信信号からCPを除去したのち、 N ポイントのFFTにより N 個の周波数成分 $\{R(i), i=0, 1, \dots, N-1\}$ に分解する。 $R(i)$ は次式(1)で表される。

20

【0018】

【数1】

$$R(i) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} r(k) e^{-j \frac{2\pi k i}{N}} \quad \dots (1)$$

$$= H(i)X(i) + Z(i)$$

30

【0019】

式(1)に於いて、 $r(k)$ は k 番目の時間サンプル値である。また、 $H(i)$ は第 i 番目の周波数サンプルに於ける通信路特性、 $X(i)$ および $Z(i)$ はそれぞれ送信信号および雑音の第 i 番目の周波数成分を表している。各周波数成分にMMSE基準によるFDE重み $W(i)$ を乗算すると、FDE後の時間領域信号のサンプル値 $r'(k)$ は次式(2)で表される。

【0020】

【数2】

$$r'(k) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} W(i) R(i) e^{j \frac{2\pi k i}{N}}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} \{W(i) H(i) X(i) + W(i) Z(i)\} e^{j \frac{2\pi k i}{N}}$$

$$= \sum_{t=0}^{N-1} h'(t) x(k-t) + z'(k) \quad \dots (2)$$

40

【0021】

また、 $W(i)$ は、次式(3)である。

【0022】

50

【数 3】

$$W(i) = \frac{\hat{H}^*(i)}{|\hat{H}(i)|^2 + \hat{\sigma}^2} \quad \dots (3)$$

【0023】

式(2)に於いて、k番目の時間サンプル値である $h'(k)$ は通信路と等化器を併せたインパルス応答であり、次式(4)で表される。

【0024】

【数 4】

$$h'(k) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} W(i)H(i)e^{j\frac{2\pi ki}{N}} \quad \dots (4)$$

10

【0025】

ZF基準のFDEに於いては第i周波数で $W(i)H(i) = 1$ となるため、このインパルス応答 $h'(k)$ は $\{h'(k) = 0, k \neq 0\}$ となる(図2)。しかし、MMSE基準のFDEでは必ずしも $W(i)H(i) = 1$ ではないため、 $h'(k)$ に於いてk=0なる区間にも値を持つ(図3)。これが符号間干渉として信号判定時に影響する。

【0026】

式(2)について、データシンボル $x(k)$ にかかる係数を利得とするため、次式(5)のように変形する。

20

【0027】

【数 5】

$$\begin{aligned} r'(k) &= \sum_{t=0}^{N-1} h'(t)x(k-t) + z'(k) \\ &= h'(0)x(k) + \sum_{t=1}^{N-1} h'(t)x(k-t) + z'(k) \quad \dots (5) \end{aligned}$$

【0028】

データシンボル $x(k)$ にかかる係数を利得としたため、等価的AWGNの利得 A_{eq} は次式(6)で表される。

30

【0029】

【数 6】

$$A_{eq} = |h'(0)| \quad \dots (6)$$

【0030】

式(4)の第2項をガウス分布と近似することで、式(4)の第2項と第3項の合成の分散を計算し、これを等価的AWGNの平均雑音電力 σ_{eq}^2 とすると、次式(7)で表される。

40

【0031】

【数 7】

$$\sigma_{eq}^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} \frac{|h'(k)|^2}{2} + \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left| \frac{H^*(i)}{|H(i)|^2 + \sigma^2} \right|^2 \sigma^2 \quad \dots (7)$$

【0032】

以上に於いて、通信路値 $H(i)$ と平均雑音電力値 σ^2 は送受信機で互いに既知であるパイロット信号を用いて測定可能な値とする。通信路値 $H(i)$ と平均雑音電力値 σ^2 を用いて、等価的AWGNの利得 A_{eq} と雑音分散 σ_{eq}^2 が予め算出できれば、Q関数を

50

用いることでBPSK変調又はQPSK変調に於いては次式(8)より受信BERが推定できる。

【0033】

【数8】

$$BER = Q(A_{eq} / \sigma_{eq}) \quad \dots (8)$$

【0034】

さて、通信路値と平均雑音電力は受信装置で求める必要があり、次に詳しく述べる。

通信路値を求めるにはそう受信装置で既知のパイロット信号を用いればよい。例えば、各サブキャリアにパイロット信号が配置されているとすると、第*i*周波数ポイントにおける通信路推定値 $\hat{H}(i)$ は第*i*周波数ポイントにおけるパイロット信号 $P(i)$ を用いて次式(9)のように求められる。

10

【0035】

【数9】

$$\tilde{H}(i) = R(i)/P(i) \quad \dots (9)$$

【0036】

しかし、 $R(i)$ には雑音が含まれるため、雑音の影響の抑制と、雑音電力を測定する手法について説明する。まず、 $\tilde{H}(i)$ をIFFTしてインパルス応答推定値 $\tilde{h}(k)$ を次式(10)により求める。

20

【0037】

【数10】

$$\begin{aligned} \tilde{h}(k) &= \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{H}(i) e^{j\frac{2\pi ki}{N}} \\ &= h(k) + \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} \{Z(i)/P(i)\} e^{j\frac{2\pi ki}{N}} \\ &= h(k) + z'(k) \quad \dots (10) \end{aligned}$$

30

【0038】

ここで、 $h(k)$ は実際のチャネルインパルス応答である。また、 $z'(k)$ は複素ガウス雑音であり、 $P(i)$ の平均電力が1であれば、 $z(k)$ と $z'(k)$ の平均電力は等しくなる。また、 $h(k)$ はサンプル番号*L*-1までしか値を持たないので、 $\tilde{h}(k)$ の*L*-1番目以降の値は $z'(k)$ のみの値となるため、*L*以降の値を0とし、その後FFTすることで、次式(11)のように雑音電力の影響を*L*/*N*に抑制したチャネル推定値 $\hat{H}(i)$ が得られる。

【0039】

【数11】

$$\hat{H}(i) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \hat{h}(k) e^{j\frac{2\pi ki}{N}} \quad \dots (11)$$

40

$$\hat{h}(k) = \begin{cases} \tilde{h}(k) & 0 \leq k < L \\ 0 & L \leq k < N \end{cases}$$

【0040】

また、雑音の平均電力の測定値 $\hat{\sigma}_{eq}^2$ は、次式(12)のように、 $\tilde{h}(k)$ の*L*番目以降の平均値より測定できる。

【0041】

50

【数 1 2】

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{2} \frac{1}{N-L} \sum_{k=L}^{N-1} |\tilde{h}(k)|^2 \quad \dots (12)$$

【0042】

誤り率の推定精度を高めるためには、通信路推定誤差を求める必要がある。通信路推定値 $\hat{H}(i)$ と実際の通信路 $H(i)$ の関係式を次式 (13) のように表す。

【0043】

【数 1 3】

$$\hat{H}(i) = H(i) + \tilde{Z}(i) \quad \dots (13)$$

10

【0044】

ただし、 $\tilde{Z}(i)$ は通信路推定誤差である。上式 (13) を考慮して等化後の信号を求めると次式 (14) のようになる。

【0045】

【数 1 4】

$$\begin{aligned} \hat{r}(k) &= \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} W(i) R(i) e^{j \frac{2\pi k i}{N}} \\ &= \sum_{t=0}^{N-1} h'(t) x(k-t) + z''(k) \quad \dots (14) \end{aligned}$$

20

$$h'(k) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} W(i) \hat{H}(i) e^{j \frac{2\pi k i}{N}}$$

$$z''(k) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} \{-W(i) \tilde{Z}(i) X(i) + W(i) Z(i)\} e^{j \frac{2\pi k i}{N}}$$

30

【0046】

$z''(k)$ は $z'(k)$ に通信路推定値の雑音加わったものとなる。 $z''(k)$ がガウス分布すると仮定すると、等価 AWGN 通信路の最終的な平均雑音電力は次式 (15) のように表わされる。

【0047】

【数 1 5】

$$\hat{\sigma}_{eq}^2(k) = \sum_{i=0}^{N-1} \left| \frac{\hat{H}^*(i)}{|\hat{H}(i)|^2 + \hat{\sigma}^2} \right| \hat{\sigma}^2 + \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} \frac{|h'(k)|^2}{2} + \frac{L}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left| \frac{\hat{H}^*(i)}{|\hat{H}(i)|^2 + \hat{\sigma}^2} \right| \hat{\sigma}^2 \quad \dots (15)$$

40

【0048】

(第 2 実施形態)

本実施形態は送受信側で複数のアンテナを備える MIMO (Multiple Input Multiple Output) システムにおける SC-FDE に本発明を適用した例である。なお、送信アンテナ数を n_T 、受信アンテナ数は n_R とする。

【0049】

図 11 は、本実施形態における送信装置、受信装置の構成を示すブロック図である。

送信装置 40 は、データ 41-1 ~ 41- n_T を変調シンボルにマッピングしてデータ

50

シンボルを生成する変調部 4 2 - 1 ~ 4 2 - n_T、データシンボルにサイクリックプレフィックスを挿入する CP 挿入部 4 3 - 1 ~ 4 3 - n_T と、を複数系列備え、生成された複数の送信信号は、複数の送信アンテナ 4 4 - 1 ~ 4 4 - n_T から送信される。

【 0 0 5 0 】

受信装置 5 0 は、各受信アンテナ 5 1 - 1 ~ 5 1 - n_R で受信した受信信号から CP を除去する CP 除去部 5 2 - 1 ~ 5 2 - n_R、シリアル・パラレル変換する S / P 変換部 5 3 - 1 ~ 5 3 - n_R、時間周波数変換する FFT 部 5 4 - 1 ~ 5 4 - n_R、受信したパイロット信号から通信路推定および周波数領域等化を行う通信路推定・周波数領域等化部 5 5、通信路推定値から誤り率を推定する誤り率推定部 5 6、周波数時間変換する IFFT 部 5 7 - 1 ~ 5 7 - n_R、パラレル・シリアル変換する P / S 変換部 5 8 - 1 ~ 5 8 - n_R、復調を行う復調部 5 9 - 1 ~ 5 9 - n_R と、を備え、受信データ 6 0 - 1 ~ 6 0 - n_R を生成する。

10

【 0 0 5 1 】

以下、数式を用いて詳細な説明を行う。

第 i 周波数ポイントの n_R 次元受信信号ベクトル R (i) を次式 (1 6) のように示す。

【 0 0 5 2 】

【数 1 6】

$$R(i) = H(i)X(i) + Z(i)$$

$$R(i) = [R_1(i) \cdots R_{n_R}(i)]^T, X(i) = [X_1(i) \cdots X_{n_T}(i)]^T \quad \cdots (16)$$

20

$$H(i) = \begin{bmatrix} H_{11}(i) & \cdots & H_{1n_T}(i) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{n_R1}(i) & \cdots & H_{n_Rn_T}(i) \end{bmatrix}$$

$$Z(i) = [Z_1(i) \cdots Z_{n_R}(i)]^T$$

【 0 0 5 3 】

ただし、R_q (i) は第 q 受信アンテナにおける受信信号、X_p (i) は第 p 送信アンテナにおける送信信号、H_{q p} (i) は第 p 送信アンテナと第 q 受信アンテナとの間の通信路、Z_q (i) は第 q 受信アンテナにおける雑音である。また上付きの T は転置行列を表す。

30

【 0 0 5 4 】

MIMO システムでは受信信号から送信信号を分離検出するために MLD (最尤検出 : Maximum Likelihood Detection) のような非線形検出方式、ZF (Zero Forcing) や MMSE (最小平均 2 乗誤差 : Minimum Mean Square Error) のような線形検出方式を行う。以下では線形検出方式について説明する。線形検出方式の場合、次式 (1 7) のように受信信号に重み行列 W (i) を乗算して送信信号の分離検出を行う。

【 0 0 5 5 】

【数 1 7】

$$\hat{X}(i) = W(i)R(i) \quad \cdots (17)$$

40

【 0 0 5 6 】

重み行列 W (i) は MMSE の場合は次式 (1 8) のようになる。

【 0 0 5 7 】

【数 1 8】

$$W(i) = \{ \hat{H}(i)^H \hat{H}(i) + n_T \sigma^2 I_{n_T} \}^{-1} \hat{H}(i)^H \quad \cdots (18)$$

【 0 0 5 8 】

ZF の場合は次式 (1 9) のようになる。

50

【 0 0 5 9 】

【 数 1 9 】

$$W(i) = \{\hat{H}(i)^H \hat{H}(i)\}^{-1} \hat{H}(i)^H \quad \dots (19)$$

【 0 0 6 0 】

なお、 I_N は N 行 N 列の単位行列を表す。また、上付きの H は複素共役転置行列を表す。 $\hat{X}^i(k)$ の時間領域信号 $\hat{x}^i(k)$ は次式 (20) のようになる。

【 0 0 6 1 】

【 数 2 0 】

$$\hat{x}(k) = \left[\sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} \hat{X}_1(i) e^{j\frac{2\pi k i}{N}} \quad \dots \quad \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} \hat{X}_{n_T}(i) e^{j\frac{2\pi k i}{N}} \right] \quad \dots (20)$$

10

【 0 0 6 2 】

分離検出後のインパルス応答 $h'(k)$ を次式 (21) のように表すと、

【 0 0 6 3 】

【 数 2 1 】

$$h'(k) = \begin{bmatrix} h'_{1,1}(k) & \dots & h'_{1,n_T}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h'_{n_R,1}(k) & \dots & h'_{n_R,n_T}(k) \end{bmatrix} \quad \dots (21)$$

20

【 0 0 6 4 】

$\hat{x}^i(k)$ は次式 (22) のようになる。

【 0 0 6 5 】

【 数 2 2 】

$$\hat{x}(k) = \begin{bmatrix} \sum_{t=0}^{N-1} \sum_{p=1}^{n_T} h'_{1,p}(t) x_p(k-t) + z'_1(k) \\ \vdots \\ \sum_{t=0}^{N-1} \sum_{p=1}^{n_T} h'_{n_R,p}(t) x_p(k-t) + z'_{n_T}(k) \end{bmatrix} \quad \dots (22)$$

30

【 0 0 6 6 】

第 m 送信アンテナ、時刻 k の信号に注目すると次式 (23) のようになる。

【 0 0 6 7 】

【 数 2 3 】

$$\hat{x}_m(k) = h'_{m,m}(0) x_m(k) + \sum_{t=1}^{N-1} h'_{m,m}(t) x_m(k-t) + z'_m(k) + \sum_{t=0}^{N-1} \sum_{p=1, P \neq m}^{n_T} h'_{m,p}(t) x_p(k-t) \quad \dots (23)$$

40

【 0 0 6 8 】

このとき、送信アンテナ m 、時刻 k の等価 AWGN 利得は次式 (24) のようになる。

【 0 0 6 9 】

【数 2 4】

$$A_{eq, m}(k) = |h'_{m,m}(0)| \quad \dots (24)$$

【0070】

また平均雑音電力は次式(25)のようになる。

【0071】

【数 2 5】

$$\hat{\sigma}_{eq, m}^2(k) = \frac{1}{N-1} \sum_{t=1}^{N-1} \frac{|h'_{m,m}(t)|^2}{2} + \frac{1}{N} \sum_{l=1}^{n_R} \sum_{i=0}^{N-1} |W_{m,l}(i)| \hat{\sigma}^2 + \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} \sum_{p=1, p \neq m}^{n_T} \frac{|h'_{m,p}(t)|^2}{2} \quad \dots (25)$$

【0072】

MIMOシステムでは、SISOシステムの場合にストリーム間干渉成分が新たに雑音として加わることになる。

【0073】

(第3実施形態)

本実施形態は、本発明をOFDM(直交周波数分割多重: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)方式に適用した例である。

【0074】

OFDMの場合は、各サブキャリアで誤り率を求めることができ、その平均が全体の誤り率とすることができる。周波数領域の受信信号や等化重みはSC-FDEの場合と同様としてよい。従って、第*i*サブキャリアの等価利得 $A_{eq}(i)$ と平均雑音電力 $\sigma_{eq}^2(i)$ は次式(26)のようになる。

【0075】

【数 2 6】

$$A_{eq}(i) = \frac{|\hat{H}^*(i)|}{|\hat{H}(i)|^2 + \hat{\sigma}^2} \hat{H}(i) \quad \dots (26)$$

$$\sigma_{eq}^2(i) = \left| \frac{\hat{H}^*(i)}{|\hat{H}(i)|^2 + \hat{\sigma}^2} \right|^2 \hat{\sigma}^2$$

【0076】

上式を用いて、各サブキャリアの誤り率を求めて、全サブキャリアで平均すれば全体の誤り率を推定することができる。

【0077】

(第4実施形態)

本実施形態では、OFDMをMIMOに拡張したMIMO-OFDM方式に本発明を適用した例である。

【0078】

第*i*サブキャリアにおける受信信号および重み行列はMIMO-SC-FDEの場合と同様である。このとき、第*m*送信アンテナ、第*i*サブキャリアの等価AWGN利得 $A_{eq, m}(i)$ は次式(27)のようになる。

【0079】

10

20

30

40

【数 27】

$$A_{eq, m}(i) = |WH_{m,m}(i)| \quad \dots (27)$$

$$WH_{m,n}(i) = \sum_{q=1}^{n_R} W_{m,q}(i)H_{q,m}(i)$$

【0080】

また、第 m 送信アンテナ、第 i サブキャリアの平均雑音電力 $\sigma_{eq, m}^2(i)$ は次式 (28) のようになる。

【0081】

【数 28】

$$\sigma_{eq, m}^2 = \sigma_{m,IAI}^2(i) + \sum_{l=1}^{n_T} |W_{m,l}|^2 \hat{\sigma}^2$$

$$\sigma_{m,IAI}^2(i) = \frac{1}{2} \sum_{l=1, l \neq m}^{n_T} |WH_{m,l}(i)|^2 \quad \dots (28)$$

【0082】

ただし、ストリーム間干渉は雑音近似している。このような $A_{eq, m}(i)$ 、 $\sigma_{eq, m}^2(i)$ を用いて各サブキャリアの誤り率を求め、全サブキャリアで平均すれば全体の誤り率を推定することができる。

【0083】

(第 5 実施形態)

ここでは時間領域にパイロット信号を配置する場合について説明する。通信路値の測定方法は、第 1 の実施形態と同様に行うことができる。

時間領域にパイロット信号を配置する場合、パイロット信号が周波数領域で一定の振幅を持たず、周波数ポイント毎に変化してしまう。このとき、第 i 周波数ポイントにおける通信路推定値 $H^{\wedge}(i)$ を求める際に、第 i 周波数ポイントにおけるパイロット信号の振幅が小さい場合、雑音強調を起し通信路推定精度が劣化してしまう。パイロット信号の振幅が 0 の場合という極端な場合は通信路推定自体ができなくなってしまう。このためチャネル測定誤差が小さくなるようなパイロット信号を用いる必要がある。このときチャネル推定誤差は、以下の式 (29) で表わすことができ、式 (29) を小さくするようなパイロット信号を用いればよい。また、以下の式 (30) の $P(i)$ は第 i 周波数ポイントにおけるパイロット信号である。推定誤差の小さいパイロット信号の選び方は、例えば、複数のパイロット信号の候補のうち、式 (29) が最小となるものを選べばよい。

【0084】

【数 29】

$$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |p'(k)|^2 \quad \dots (29)$$

$$p'(k) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{P(i)} e^{j \frac{2\pi k i}{N}}} \quad \dots (30)$$

【0085】

(第 6 実施形態)

MIMO システムの場合、送信アンテナ数に比例して推定すべき通信路も増加する。これらの通信路を独立なリソース (シンボル) を用いて推定しようとする、送信アンテナ数が増えるに従って、データ信号に対するパイロット信号が増加してしまい、伝送効率の

10

20

30

40

50

劣化につながってしまう。同一のリソースを用いてMIMOの通信路推定を行う技術について説明する。

【0086】

例えば、CI (Carrier Interferometry) 技術を用いることができる。CI技術は全サブキャリアの振幅・位相を同一とした上で、各サブキャリアで以下の式(31)のように直線位相オフセットを与える。

【0087】

【数30】

$$e^{-j2\pi N_p f / \Delta f} \quad \dots (31)$$

10

【0088】

N_p は位相オフセット係数を表し、直線の傾きを変化させるものである。周波数領域で直線位相オフセットを与えると、時間領域では N_p に応じた時間シフトとなるので、時間軸上で重ならないように送信アンテナ毎に異なる直線位相オフセット係数を与えれば、同一リソースで各送信アンテナのパイロット信号を多重しても通信路推定値を精度よく求めることができる。また、時間領域でパイロット信号を多重する場合、各送信アンテナで異なる遅延量の巡回遅延を与えれば、周波数領域での直線位相オフセットを与えることと等価となる。例えば、[s1 s2 s3 s4]を遅延量1で巡回遅延させると[s2 s3 s4 s1]となる。

【0089】

20

また、各送信アンテナのパイロット信号を分散配置することによる周波数多重を行って通信路推定することも可能である。分散配置の間隔は等間隔であることが望ましく、分散配置の間隔は送信アンテナ数が増えるに従って大きくなる。8サブキャリアの場合を例に説明する。例えば、送信アンテナ数が2の場合、第1送信アンテナは第1、3、5、7サブキャリアにパイロット信号を配置し、第2送信アンテナは第2、4、6、8サブキャリアにパイロット信号を配置する。各送信アンテナでパイロット信号が配置されていないサブキャリアの通信路推定値を求めるには、配置されたサブキャリアのパイロット信号を用いて、例えば補間を行えばよい。

【0090】

なお、CI技術と周波数多重技術を組み合わせることも可能である。分散配置したパイロット信号に直線位相オフセットを与えたものを多重すれば、送信アンテナ数が増えても、分散配置の間隔を小さくすることができ、各アンテナで配置されるパイロット信号数が増えるため、通信路推定精度を向上させることができる。

30

【0091】

このように上記実施形態では、BERを精度よく推定する方法を示した。これにより、誤り率の高いパケットを破棄する(もしくは後段の受信処理を行うかどうかを選択する)などして伝送の誤りを回避することができる。また、MIMOシステムの場合は、送信アンテナ毎に誤り率の高いパケットを破棄することで、送信アンテナ毎に信頼性の高いデータ伝送を行うことができる。また、全送信アンテナをまとめて破棄するかどうかを判断しても良い。また、破棄するかどうかの選択は例えばQoSによって基準が異なることが望ましく、重要度の高いデータに対しては基準を厳しくし、重要度の低いデータに対しては基準を低く設定すればよい。また、誤り率が悪い環境の場合、信頼性を高めるために伝送レートを下げてもよい。これは送信装置が判断しても良いし、受信装置が送信装置に通知しても良い。

40

【0092】

(実施例)

以下、実施例に基づいて本発明の効果を具体的に説明するが、もとより本発明はこれらの実施例に限定されるものではない。

【0093】

各送信・受信アンテナ間の通信路は、互いに独立な等電力の1、2、4、8、16シン

50

ボル時間パスの周波数選択性準静的レイリーフェージング通信路 (Quasi-static Rayleigh fading channel) とする。この通信路の遅延プロフィールを図 4 に示す。

【 0 0 9 4 】

FFT の 1 ブロックには 6 4 シンボル分が含まれる (つまり、 $N = 6 4$)。GI (Guard Interval) 長は $N / 4$ ポイントとしている。また通信路のチャネル推定は、受信側で完全である場合とパイロット信号により測定した場合とで比較している。

【 0 0 9 5 】

アンテナ本数が 1×1 の SISO システムについて、図 5 にチャネル推定が受信側で完全な場合、図 6 にパイロット信号によりチャネルを測定した場合の、計算機シミュレーションによる誤り率 (Bit Error Rate: BER) 特性を示す。どの場合も SISO システム、および 2×2 、 4×4 の MIMO システムについて実施している。図 5 ~ 1 0 に於いて、チャネル情報 (CSI) と平均受信雑音電力を測定することで、受信 BER 値の推定を行った。送信パイロット信号により測定されたチャネル情報と受信雑音電力により、等価的な AWGN 通信路の利得と雑音分散を計算し、受信 BER 値の理論式を求めることができ、高い精度での BER 推定が可能であることが確認できた。

【 産業上の利用可能性 】

【 0 0 9 6 】

デジタル無線通信方式に於けるデータ伝送方式に関するものである。特に、SC-FDE 方式に対して、リアルタイムかつ高精度な BER 推定が可能であり、受信 E_b / N_0 環境に応じて復調方式を切り替えることにより、高信頼度を確保する UEP (Unequal Error Protection) 伝送に柔軟に適用できる可能性がある。また、BER 推定の MIMO システム化が簡易な構成で可能となっており、伝送速度の向上と優れたビット誤り率特性を実現させる MIMO デジタル無線通信方式への利用可能性が大きい。

【 符号の説明 】

【 0 0 9 7 】

- 1 0 送信装置
- 1 1 データ
- 1 2 変調部
- 1 3 CP 挿入部
- 1 4 送信アンテナ
- 2 0 受信装置
- 2 1 受信アンテナ
- 2 2 CP 除去部
- 2 3 S / P 変換部
- 2 4 FFT 部
- 2 5 通信路推定・周波数領域等化部
- 2 6 誤り率推定部
- 2 7 IFFT 部
- 2 8 P / S 変換部
- 2 9 復調部
- 3 0 受信データ
- 4 0 送信装置
- 4 1 - 1 ~ 4 1 - n_T データ
- 4 2 - 1 ~ 4 2 - n_T 変調部
- 4 3 - 1 ~ 4 3 - n_T 挿入部
- 4 4 - 1 ~ 4 4 - n_T 送信アンテナ
- 5 0 受信装置
- 5 1 - 1 ~ 5 1 - n_R 受信アンテナ
- 5 2 - 1 ~ 5 2 - n_R CP 除去部
- 5 3 - 1 ~ 5 3 - n_R S / P 変換部

10

20

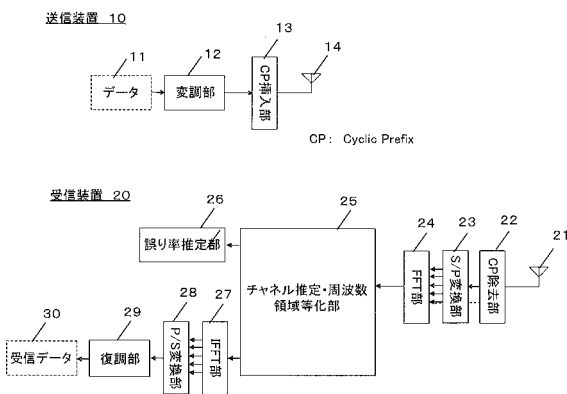
30

40

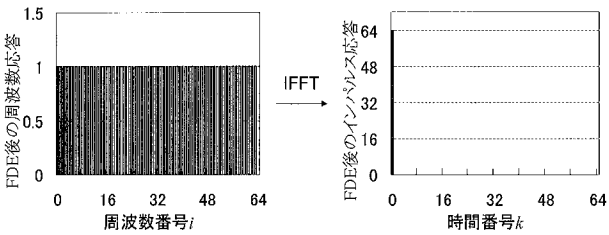
50

- 54 - 1 ~ 54 - n_R FFT部
- 55 通信路推定・周波数領域等化部
- 56 誤り率推定部
- 57 - 1 ~ 57 - n_R IFFT部
- 58 - 1 ~ 58 - n_R P/S変換部
- 59 - 1 ~ 59 - n_R 復調部
- 60 - 1 ~ 60 - n_R 受信データ

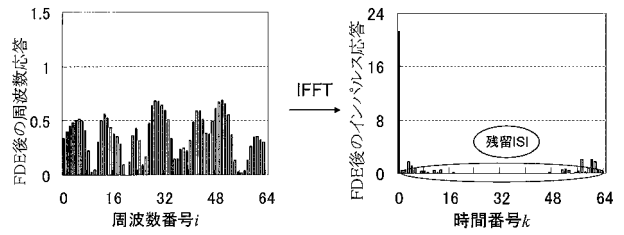
【図1】



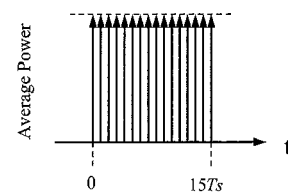
【図2】



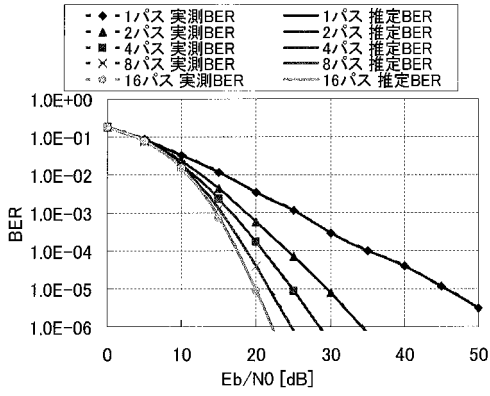
【図3】



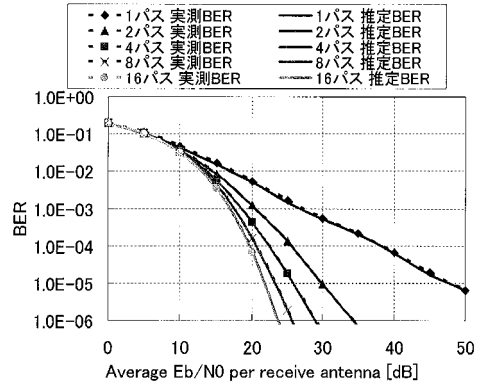
【図4】



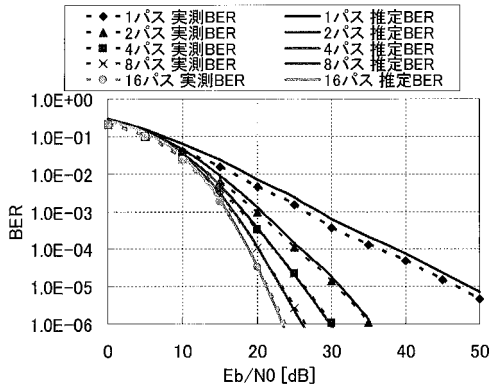
【 図 5 】



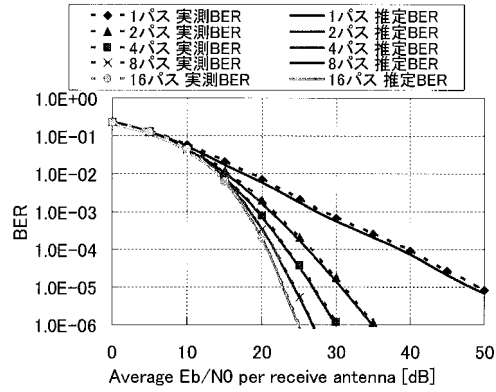
【 図 7 】



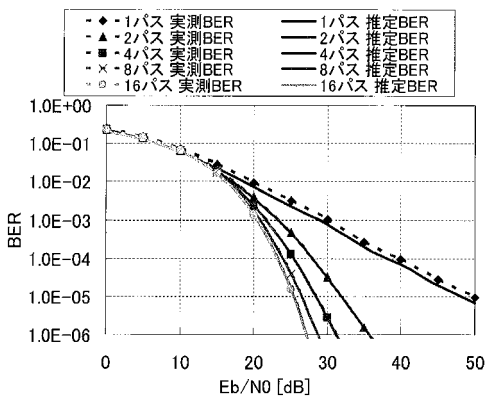
【 図 6 】



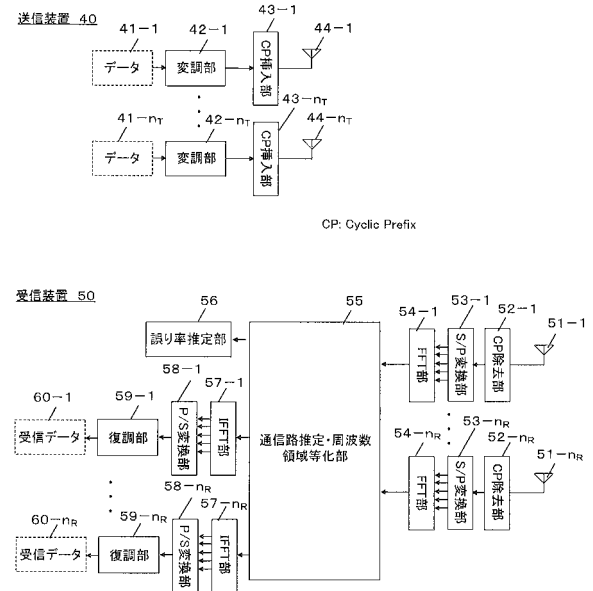
【 図 8 】



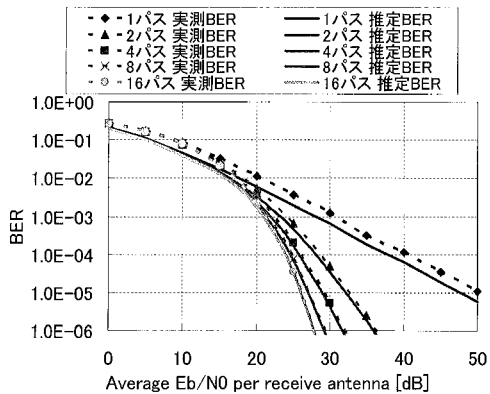
【 図 9 】



【 図 1 1 】



【 図 1 0 】



フロントページの続き

- (72)発明者 岩波 保則
愛知県名古屋市昭和区御器所町字木市 2 9 番 国立大学法人名古屋工業大学内
- (72)発明者 岡本 英二
愛知県名古屋市昭和区御器所町字木市 2 9 番 国立大学法人名古屋工業大学内
- (72)発明者 浅野 靖貴
愛知県名古屋市昭和区御器所町字木市 2 9 番 国立大学法人名古屋工業大学内
- F ターム(参考) 5K022 FF00
5K159 EE02