

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4247532号
(P4247532)

(45) 発行日 平成21年4月2日(2009.4.2)

(24) 登録日 平成21年1月23日(2009.1.23)

(51) Int.Cl.		F I	
HO4J 11/00	(2006.01)	HO4J 11/00	Z
HO4J 99/00	(2009.01)	HO4J 15/00	
HO4L 1/00	(2006.01)	HO4L 1/00	B
HO4L 7/00	(2006.01)	HO4L 7/00	F

請求項の数 11 (全 28 頁)

(21) 出願番号	特願2003-296460 (P2003-296460)	(73) 特許権者	304021417 国立大学法人東京工業大学 東京都目黒区大岡山2丁目12番1号
(22) 出願日	平成15年8月20日(2003.8.20)	(74) 復代理人	100114269 弁理士 五十嵐 貞喜
(65) 公開番号	特開2005-65197 (P2005-65197A)	(74) 復代理人	100093090 弁理士 北野 進
(43) 公開日	平成17年3月10日(2005.3.10)	(74) 代理人	100078776 弁理士 安形 雄三
審査請求日	平成18年6月8日(2006.6.8)	(72) 発明者	須山 聡 東京都目黒区大岡山2-12-1 東京工業大学内
		(72) 発明者	府川 和彦 東京都目黒区大岡山2-12-1 東京工業大学内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信方式および受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

N_T (N_T は正の整数) 個の相異なる誤り訂正符号化されたOFDM信号を N_R (N_R は正の整数) 本のアンテナで受信した受信信号からタイミングを再生するタイミング再生処理と、

前記受信信号を白色化し合成信号を出力する L (L は正の整数) 個の線形合成処理と、

前記合成信号をサブキャリア信号に変換する L 個のフーリエ変換処理と、

前記サブキャリア信号を用いて尤度計算を行い、検波信号を出力する信号検出処理と、

前記検波信号をデインターリーブして誤り訂正復号する N_T 個の誤り訂正復号処理と、

前記線形合成処理及び前記信号検出処理で用いるパラメータを一括して推定するパラメータ推定処理と、

上記各処理の一部または全部を繰り返して行う繰り返し制御処理と、

から構成されることを特徴とする高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信方式。

【請求項2】

前記タイミング再生処理として、前記受信信号と既知なプリアンブル信号との相互相関や前記受信信号の自己相関により仮タイミング候補を検出し、前記仮タイミング候補毎に前記パラメータ推定処理を行い、推定された重み係数を用いて前記線形合成処理で出力された前記合成信号とそのレプリカの誤差が最小となる前記仮タイミング候補をタイミングとするか、または、前記仮タイミング候補の中で最も確からしい候補においてタップ数を

増やして前記パラメータ推定処理を行い、推定された各タップの重み係数の大きさにより前記パラメータ推定処理に必要なタップ数の決定と仮タイミングを補正してタイミングの再生を行うか、または、上記二つのタイミング再生処理を行う請求項1に記載の高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信方式。

【請求項3】

前記線形合成処理として、前記受信信号をフィルタリングする分数間隔トランスバーサルフィルタとその出力を合成する合成器とを用いて、前記パラメータ推定処理で推定された分数間隔トランスバーサルフィルタの重み係数で前記受信信号の線形合成を行う請求項1に記載の高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信方式。

【請求項4】

前記フーリエ変換処理として、前記合成信号のガードインターバル成分を前記タイミング再生処理から得られた前記タイミングにより除去してフーリエ変換を行うか、または、フーリエ変換の開始位置によって変化する所望信号の電力と発生する干渉の電力の比を前記パラメータ推定処理から得られるチャネル応答の推定値から計算し、前記電力比が最大となる位置でフーリエ変換を行うか、または、計算された前記電力比が最大になる位置において範囲の異なった二つのフーリエ変換を行って同相合成するかによって、前記合成信号をサブキャリア信号に変換する請求項1に記載の高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信方式。

【請求項5】

前記信号検出処理として、L個のサブキャリア信号に対して、前記チャネル応答の推定値をフーリエ変換して導出された伝達関数を用いてレプリカ信号を生成し、前記サブキャリア信号と前記レプリカ信号の差の絶対値2乗値をメトリックとして最尤推定を行い、さらに、繰り返し制御時は、前記誤り訂正復号処理の出力である符号化されたビットの対数尤度比を帰還して事前情報として用いて最大事後確率推定を行うか、または、前記伝達関数を用いてL個のサブキャリア信号から N_T 個の信号を分離する線形処理や、信頼度の順番に信号分離と干渉キャンセルを行う順次復号を行うかによって検波信号を出力する処理を行う請求項4に記載の高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信方式。

【請求項6】

前記誤り訂正復号処理として、サブキャリア数分の前記検波信号をパラレルシリアル変換し、デインターリーブし、ソフト入力・ソフト出力の誤り訂正復号を行い、情報ビットと符号化されたビットの対数尤度比を出力し、前記情報ビットの対数尤度比により受信ビット系列を決定する処理を行う請求項1に記載の高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信方式。

【請求項7】

前記パラメータ推定処理として、前記分数間隔トランスバーサルフィルタの重み係数ならびに前記信号検出処理に用いるチャネル応答を一括して、前記合成信号とプリアンブル信号を用いて生成される合成信号のレプリカとの差の絶対値2乗値が最小になるように最小2乗法により推定するか、または、前記受信信号とプリアンブル信号を要素に持つベクトルの自己相関行列の固有値および固有ベクトルにより推定する請求項3に記載の高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信方式。

【請求項8】

前記繰り返し制御処理として、前記受信ビット系列に対して巡回符号による誤り検出を行い、誤りが検出されなかった場合には受信処理を終了し、誤りが検出された場合には、前記符号化されたビットの対数尤度比、または、それから計算されるサブキャリア信号の期待値を用いて、上記各処理の一部または全部を再度行い、一連の処理をさらに繰り返して行う請求項6に記載の高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信方式。

【請求項9】

前記フーリエ変換処理と前記信号検出処理として、前記合成信号に対して、前記フーリエ変換処理を含んだ信号分離を行う線形処理により N_T 個の信号を分離し、前記検波信号を出力する離散フーリエ変換・信号分離線形処理を行うか、または、前記繰り返し制御時

10

20

30

40

50

は、前記合成信号から所望サブキャリア信号成分をレプリカ減算によって抽出し、前記フーリエ変換処理を含んだ線形処理によりその抽出された信号を合成して、前記検波信号を出力するターボ等化処理を行う請求項5に記載の高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信方式。

【請求項10】

前記パラメータ推定処理を行い、推定された重み係数を用いて前記線形合成処理で出力された前記合成信号とそのレプリカの誤差と、前記受信信号と前記線形合成処理を行わないで前記受信信号に対して前記パラメータ推定処理を行い、前記チャネル応答の推定値で生成された受信信号のレプリカとの誤差とを比較して、後者の上記誤差が小さい場合には前記線形合成処理を行わない請求項4に記載の高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信方式。

10

【請求項11】

N_T (N_T は正の整数)個の相異なる誤り訂正符号化されたOFDM信号を N_R (N_R は正の整数)本のアンテナで受信した受信信号からタイミングを再生するタイミング再生器と、

前記受信信号を白色化し合成信号を出力する L (L は正の整数)個の線形合成器と、

前記合成信号をサブキャリア信号に変換する L 個のフーリエ変換器と、

前記サブキャリア信号を用いて尤度計算を行い、検波信号を出力する信号検出器と、

前記検波信号をデインターリーブして誤り訂正復号する N_T 個の誤り訂正復号器と、

前記線形合成器及び前記信号検出器で用いるパラメータを一括して推定するパラメータ推定器と、

20

上記処理の一部または全部を繰り返して行う繰り返し制御器と、

を備えることを特徴とする高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は移動通信、無線LAN、地上波デジタルTV放送等の直交周波数分割多重(OFDM)及びMC-CDMAなどのOFDMをベースとした無線伝送方式を、複数(単数)の送受信アンテナを用いて信号を空間多重するMIMO方式に拡張を行ったMIMO-OFDM方式における受信方式及び受信機に関するものである。

30

【背景技術】

【0002】

近年、移動通信、無線LANにおいては、高信頼な高速伝送を実現できる無線伝送方式としてOFDMが注目を集めている。OFDM方式は、ガードインターバル(GI)を挿入したマルチキャリア伝送であり、周波数選択性フェージング条件下でも良好な伝送特性が実現できる。更なるOFDM方式の高速化を目指し、送受信アンテナを複数用いて信号を空間多重するMIMO(Multiple Input Multiple Output)方式の適用が検討されており、MIMO-OFDMとして精力的に研究が行われている。

【0003】

40

図9に従来のMIMO-OFDMのシステム構成を示す。図9に示されるように、従来のMIMO-OFDMシステムにおいて、 N_T 本の送信アンテナと N_R 本の受信アンテナにより、OFDM信号を空間多重しており、各送信アンテナからは異なったOFDM信号が送信され、受信機では N_R 本分の受信信号から N_T 本分のOFDM信号の信号分離・検出が行われるようになっている。

【0004】

従来のMIMO-OFDMの送信機の構成を図10に示す。図10に示されるように、従来のMIMO-OFDMの送信機では、まず、情報ビット系列は、 N_T 個の系列に分割された後、それぞれ誤り訂正符号化・インターリーブされ、OFDM変調器により N サブキャリアのOFDM信号が生成される。次に、OFDM信号は各サブキャリアにおける変

50

調信号をIFFTにより時間信号に変換し、さらに、その時間信号の後半の一部をGIとして時間信号の前半に付加することで生成される。IFFTにより生成される時間信号とGIを合わせてOFDMシンボルとも呼ばれ、パケットは複数のOFDMシンボルから構成されている。これらのOFDM信号は帯域制限のために波形整形された後、RF周波数帯へ周波数変換されて各送信アンテナから送信される。

【0005】

従来のMIMO-OFDMの受信機の構成を図11に示す。図11に示されるように、従来のMIMO-OFDMの受信機では、まず、各アンテナで受信された受信信号は送信機の波形整形フィルタと同様な整合フィルタを通過し、タイミング再生が行われる。次に、そのタイミングよりGIを除去した後、FFTによりN本のサブキャリア信号に変換され、OFDM信号の性質からN本のサブキャリア信号は互いに直交するので、各サブキャリア毎に N_R 個の受信信号から N_T 個の信号を最尤検出器により検波し、検波信号を出力する。なお、サブキャリア信号とは、受信信号や受信信号を線形合成した合成信号がFFTにより周波数領域における各サブキャリアの信号に変換された信号のことを言う。各サブキャリアの検波信号は送信信号系列毎にシリアルパラレル変換され、デインターリーブ後に復号され、全系列が再び統合される。最近のMIMO-OFDMに関連する技術は、非特許文献1～非特許文献7に開示されている。

10

【0006】

従来のMIMO-OFDMの受信機は大別すると、(I)各送信アンテナからの送信信号を個々に抽出する線形合成タイプ(例えば、非特許文献2、非特許文献3、非特許文献5、及び非特許文献6を参照する)、(II)各受信信号からレプリカ信号を差し引くことで尤度を計算し、信号判定を行う最尤推定タイプ(例えば、非特許文献1、非特許文献2、非特許文献4及び非特許文献6を参照する)に分類することができる。

20

【0007】

最尤推定タイプのMIMO-OFDMの受信機は、線形合成タイプのと比べて演算量が増えるものの、優れた誤り率特性を有するが、図12に示されるような、同一チャネル干渉(CCI)が存在するMIMO-OFDMシステムは想定しておらず、隣接セルなどからのCCIにより伝送特性は大幅に劣化すると考えられる。しかし、発明者が知る限りではCCIを抑圧するMIMO-OFDM受信方式については今まで検討が行われていない。そもそもCCI環境ではMIMO伝送を止め、単一のOFDM信号を伝送し、複数の受信アンテナをアダプティブアレーとして動作させることで、例えば非特許文献7に開示されたようなCCIを抑圧する手法は既に提案されているが、この手法はMIMO-OFDM受信方式に関する技術ではない。

30

【0008】

また、特許文献1では、OFDM方式においてCCIとガードインターバルを超えるマルチパス遅延波による干渉を抑圧する技術と、MIMO-OFDM方式において後者の干渉を抑圧する技術について開示されているが、MIMO-OFDM方式において両干渉を抑圧する技術については、何の示唆も開示も一切されていない。

【特許文献1】特願2003-003813号

【非特許文献1】A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, 「スペース ディビジョン マルチプレクシング(SDM) フォー OFDM システムズ(Space Division Multiplexing (SDM) for OFDM systems)」, I E E E ビヒク. テク. コンファ.(IEEE Vehic. Tech. Conf.), 2000年5月, p.1070-1074

40

【非特許文献2】Y. Li, J. H. Winters, and N. R. Sollenberger, 「MIMO-OFDM フォー ワイヤレス コミュニケーションズ: シグナル ディテクション ウィズ インハンスド チャネル エスティメーション(MIMO-OFDM for wireless communications: signal detection with enhanced channel estimation)」, I E E E トランス. オン コミュニ. (IEE ETrans. on Commun.), 第50巻第9号, 2002年9月, p.1471-1477

50

【非特許文献3】H. Sampath, S. Talwar, J. Tellado, V. Erceg and A. Paulraj, 「ア
フォース・ジュネレイション MIMO-OFDM ブロードバンド ワイヤレス シ
ステム：デザイン、パフォーマンス、アンド フィールド トライアル リザルトズ(Afo
urth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and fie
ld trial results)」, IEEE コミュニケーションズ マガジン(IEEE Commun. Magazine), 第40
巻第9号, 2002年9月, p.143-149

【非特許文献4】S. Hori, M. Mizoguchi, T. Sakata, and M. Norikura, 「ア ニュー ブランチ メトリック ジュ
ネレイション メソッド フォー ソフト・デシジョン ビタビ デコーディング イン
コードド OFDM-SDM システムズ エンプロイグ MLD オーバー フリ
クエンシ セレクティブ MIMO チャネルズ(A new branch metric generation metho
d for soft-decision Viterbi Decoding in coded OFDM-SDM systems employing MLD over
frequency selective MIMO channels)」, IEICE トランス. ファンダメンタルズ.
(IEICE Trans. Fundamentals.), 第E85-A巻, 2002年7月, p.1675-1684

【非特許文献5】S. Kuro saki, Y. Asai, T. Sugiyama, and M. Umehira, 「SDM COFDM スキーム エン
プロイグ フィードフォワード インターチャネル インターフェアレンス キャンセ
ラー フォー MIMO ベイセド ブロードバンド ワイヤレス LANs (SDM-COFDM
scheme employing feed-forward inter-channel interference canceller for MIMO base
d broadband wireless LANs)」, IEICE トランス. コミュニケーションズ.(IEICE Trans. Comm
un.), 第E86-B巻, 2003年1月, p.283-290

【非特許文献6】須山聡・鈴木博・府川和彦, 「ガードインターバルを超えるマルチパス
遅延に対する MIMO-OFDM ターボ等化」, 電子情報通信学会技術報告, RCS2002-312,
2003年3月

【非特許文献7】西川徹・原嘉孝・原晋介, 「移動通信における OFDM 用アダプティブ
アレーの検討」, 電子情報通信学会研究技術報告, RCS2000-232, 2001年3月

【非特許文献8】L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek and J. Raviv, 「オブティマル デコーディング オフ
リニア コードズ フォー ミニマイジング シンボル エラー レート(Optimal dec
oding of linear codes for minimizing symbol error rate)」, IEEE トランス.
オン インフォーム. スィーオリ(IEEE Trans. on Inform. Theory), 第20巻, 1974年3月,
p.284-287

【非特許文献9】P. Roberts on, E. Villebrun and P. Hoecher, 「ア コンパリソン オフ オブティマル アンド
サブオブティマル MAP デコーディング アルゴリズム オペレイテング イン
ザ ログ ドメイン(A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorith
msoperating in the log domain)」, イン プロク. オフ ICC 95 (in Proc. of ICC
95), 1995年6月, p.1009-1013

【非特許文献10】G. Battail, 「ボンデレシオン デ シンボルズ デ
コードズ パー アルゴリズム デ ビタビ(Ponderation des symboles decodes par l'
algorithme de Viterbi)」, アン テレコム. (Ann Telecommn.), 第42巻, 1987年1月, p.31-38

【非特許文献11】J. Hangenauer and P. Hoeher, 「ア ビタビ アルゴリズム ウィズ ソフト・デシジョン アウトプツ アンド
イツ アプリケーション(A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its
application)」, イン プロク. オフ IEEE GLOBECOM 89 (in Proc. of I
EEE GLOBECOM 89), 1989年11月, p.1680-1686

【非特許文献12】S. Haykin, 「アダプティブ フィルター スィーオリ
(Adaptive filter Theory)」, 第3版, プレンティス・ホール(Prentice-Hall), 1993年

【非特許文献13】K. Fukawa, 「ア サブオブティマル レシーバー ス

10

20

30

40

50

トラクチャ フォー ジョイント スパシャルテンポラル フィルタリング アンド マルチユーザ ディテクション イン モバイル ラジオ コミュニケーションズ (Asuboptimal receiver structure for joint spatial-temporal filtering and multiuser detection in mobile radio communications)」, I E E E トランス. オン ビヒクル テク. (IEEE Trans. on Vehicular Tech.), 第49巻第4号, 2000年7月, p.1196-1206

【非特許文献14】 IEEESTd 802.11a, 「ハイスピード フィジカル レイヤー イン ザ 5GHzバンド (High-speed Physical Layer in the 5GHz Band)」, 1999年

【非特許文献15】 P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden and R. A. Valenzuela, 「V-BLAST: アン アーキテクチャ フォー リアラライジング ベリー ハイ データ レート オーバー ザ リッチ・スカッターリング ワイヤレス チャネル (V-BLAST: an architecture for realizing very high data rate over the rich-scattering wireless channel)」, 1998 URSI イント. シンポ. オン シグナル システム アンド エレクトロニクス (1998 URSI Int. Sympo. on Signals, Systems, and Electronics), 1998年, p.295-300

【非特許文献16】 須山聡・原嘉孝・鈴木博・神尾享秀・府川和彦, 「ガードインターバルを超える遅延プロファイルのマルチパス環境に対するOFDM受信方式」, 電子情報通信学会技術報告, RCS2001-175, 2001年11月

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

従来のMIMO-OFDM受信方式では、図12のようにCCIが存在する環境は想定しておらず、CCIが存在するとその伝送特性は大幅に劣化するという問題があった。それは従来のMIMO-OFDM方式では、送信アンテナ数分の信号を空間多重して受信機内でそれらの信号を分離して検波を行うので、検波器の干渉に対する耐性が低いのである。また、CCI環境では受信機内で行われるタイミング再生の精度が劣化するため、タイミングに誤差が生じる可能性が大きい。従って、タイミングに誤差が生じると、フーリエ変換区間に過去や未来のOFDMシンボルが漏れ込むため、符号干渉干渉(ISI)及びその漏れ込みにより現在のOFDMシンボルがフーリエ変換区間よりも短くなることによるキャリア間干渉(ICI)が発生する。すなわち、ISIやICIによって伝送特性の更なる劣化を引き起こす問題が発生してしまう。また、CCI環境において、所望信号のGIを超えるマルチパス遅延が到来する場合にもISIとICIが発生するため、同様に伝送特性は劣化するという問題が発生する。さらに、CCI環境では信号分離・検出に必要な所望信号のチャンネル応答を推定するのが困難である。これはCCIによって所望信号が干渉に埋もれてしまうので低SNR環境となり、チャンネル推定の推定精度が著しく劣化するためである。そもそもCCI環境ではMIMO伝送を止め、単一のOFDM信号を伝送し、複数の受信アンテナをアダプティブレーとして動作させることでCCIを抑圧し高信頼化が実現できるが、そのようにした場合には、伝送速度が通常のMIMO-OFDM方式の伝送速度の $1/N_T$ に低下してしまうという問題が発生する。

【0010】

本発明は上述のような事情よりなされたものであり、本発明の目的は、MIMO-OFDM方式において同一チャンネル干渉と、タイミング再生の誤差やGIを超えるマルチパス遅延波によって発生する干渉とを抑圧すると共に、チャンネル推定の推定精度の劣化により生じる伝送品質の劣化を補償することが可能で、且つ常に高速信号伝送を実現できるようにした、高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信方式及び受信機を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0011】

本発明は、高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信方式及び受信機に関し、本発明の上記目的は、 N_T (N_T は正の整数) 個の相異なる誤り訂正符号化されたOF

10

20

30

40

50

DM信号を N_R (N_R は正の整数)本のアンテナで受信した受信信号からタイミングを再生するタイミング再生処理と、前記受信信号を白色化し合成信号を出力する L (L は正の整数)個の線形合成処理と、前記合成信号をサブキャリア信号に変換する L 個のフーリエ変換処理と、前記サブキャリア信号を用いて尤度計算を行い、検波信号を出力する信号検出処理と、前記検波信号をデインターリーブして誤り訂正復号する N_T 個の誤り訂正復号処理と、前記線形合成処理及び前記信号検出処理で用いるパラメータを一括して推定するパラメータ推定処理と、上記各処理の一部または全部を繰り返して行う繰り返し制御処理とから構成されるようにすることによって達成される。

【0012】

さらに、本発明の上記目的は、前記タイミング再生処理として、前記受信信号と既知なプリアンブル信号との相互相関や前記受信信号の自己相関により仮タイミング候補を検出し、前記仮タイミング候補毎に前記パラメータ推定処理を行い、推定された重み係数を用いて前記線形合成処理で出力された前記合成信号とそのレプリカの誤差が最小となる前記仮タイミング候補をタイミングとするか、または、前記仮タイミング候補の中で最も確からしい候補においてタップ数を増やして前記パラメータ推定処理を行い、推定された各タップの重み係数の大きさにより前記パラメータ推定処理に必要なタップ数の決定と仮タイミングを補正してタイミングの再生を行うか、または、上記二つのタイミング再生処理を行うようにすることにより、或いは、前記線形合成処理として、前記受信信号をフィルタリングする分数間隔トランスバーサルフィルタとその出力を合成する合成器とを用いて、前記パラメータ推定処理で推定された分数間隔トランスバーサルフィルタの重み係数で前記受信信号の線形合成を行うようにすることにより、或いは、前記フーリエ変換処理として、前記合成信号のガードインターバル成分を前記タイミング再生処理から得られた前記タイミングにより除去してフーリエ変換を行うか、または、フーリエ変換の開始位置によって変化する所望信号の電力と発生する干渉の電力の比を前記パラメータ推定処理から得られるチャンネル応答の推定値から計算し、前記電力比が最大となる位置でフーリエ変換を行うか、または、計算された前記電力比が最大になる位置において範囲の異なった二つのフーリエ変換を行って同相合成するかによって、前記合成信号をサブキャリア信号に変換するようにすることにより、或いは、前記信号検出処理として、 L 個のサブキャリア信号に対して、前記チャンネル応答の推定値をフーリエ変換して導出された伝達関数を用いてレプリカ信号を生成し、前記サブキャリア信号と前記レプリカ信号の差の絶対値2乗値をメトリックとして最尤推定を行い、さらに、繰り返し制御時は、前記誤り訂正復号処理の出力である符号化されたビットの対数尤度比を帰還して事前情報として用いて最大事後確率推定を行うか、または、前記伝達関数を用いて L 個のサブキャリア信号から N_T 個の信号を分離する線形処理や、信頼度の順番に信号分離と干渉キャンセルを行う順次復号を行うかによって検波信号を出力する処理を行うようにすることにより、或いは、前記誤り訂正復号処理として、サブキャリア数分の前記検波信号をパラレルシリアル変換し、デインターリーブし、ソフト入力・ソフト出力の誤り訂正復号を行い、情報ビットと符号化されたビットの対数尤度比を出力し、前記情報ビットの対数尤度比により受信ビット系列を決定する処理を行うようにすることにより、或いは、前記パラメータ推定処理として、前記分数間隔トランスバーサルフィルタの重み係数ならびに前記信号検出処理に用いるチャンネル応答を一括して、前記合成信号とプリアンブル信号を用いて生成される合成信号のレプリカとの差の絶対値2乗値が最小になるように最小2乗法により推定するか、または、前記受信信号とプリアンブル信号を要素に持つベクトルの自己相関行列の固有値および固有ベクトルにより推定するようにすることにより、或いは、前記繰り返し制御処理として、前記受信ビット系列に対して巡回符号による誤り検出を行い、誤りが検出されなかった場合には受信処理を終了し、誤りが検出された場合には、前記符号化されたビットの対数尤度比、または、それから計算されるサブキャリア信号の期待値を用いて、上記各処理の一部または全部を再度行い、一連の処理をさらに繰り返して行うようにすることにより、或いは、前記フーリエ変換処理と前記信号検出処理として、前記合成信号に対して、前記フーリエ変換処理を含んだ信号分離を行う線形処理により N_T 個の信号を分離し、前記検波信

10

20

30

40

50

号を出力する離散フーリエ変換・信号分離線形処理を行うか、または、前記繰り返し制御時は、前記合成信号から所望サブキャリア信号成分をレプリカ減算によって抽出し、前記フーリエ変換処理を含んだ線形処理によりその抽出された信号を合成して、前記検波信号を出力するターボ等化処理を行うようにすることにより、或いは、前記パラメータ推定処理を行い、推定された重み係数を用いて前記線形合成処理で出力された前記合成信号とそのレプリカの誤差と、前記受信信号と前記線形合成処理を行わないで前記受信信号に対して前記パラメータ推定処理を行い、前記チャネル応答の推定値で生成された受信信号のレプリカとの誤差とを比較して、後者の上記誤差が小さい場合には前記線形合成処理を行わないようにすることによってより効果的に達成される。

【0013】

要するに、本発明では、 N_T 個の相異なる誤り訂正符号化されたOFDM信号を N_R 本のアンテナで受信し、CCI環境でも動作するタイミング再生処理によりタイミングを再生し、そのタイミングから受信信号を白色化する L 個のトランスバーサルフィルタでの線形合成処理でCCIを抑制し、合成信号を出力する。次に、その合成信号に対してGIの除去、フーリエ変換を行ってサブキャリア信号に変換する。さらに、各サブキャリアにおいて推定された伝達関数を用いて尤度計算を行い、 N_T 本分の信号検出処理が行われ、その出力はデインターリーブ後に誤り訂正復号されるようにしている。

【0014】

また、本発明では、線形合成処理と信号検出処理で用いるパラメータは一括して推定される。具体的に、線形合成処理により受信信号を合成した合成信号と、送受信で既知なプリアンブル信号とチャネル応答の推定値の内積で生成される合成信号のレプリカとの差の絶対値2乗値が最小になるように最小2乗法によりパラメータ推定を行うか、または、受信信号とプリアンブル信号を要素に持つベクトルの自己相関行列の固有値および固有ベクトルによりパラメータ推定を行うようにしている。

【0015】

さらに、本発明では、復号された結果において誤りが検出された際には、上記処理の一部または全部を繰り返す処理が行われるようにしている。その際、復号器の出力である符号化されたビットの対数尤度比から計算できるサブキャリア信号の期待値をフィードバックさせて各処理が行われる。また、CCIが抑制された合成信号から任意の送信アンテナの所望サブキャリア信号をレプリカ減算によって抽出し、フーリエ変換処理を含んだ線形処理によりその信号成分を合成して、符号化されたビットの対数尤度比を出力するターボ等化処理を行う。この処理は時間領域の合成信号に対して直接的にレプリカ減算を行うため、GIを超えるマルチパス遅延が到来する場合に発生するISIとICIを除去することができる。

【0016】

本発明では上記手段によって、以下のような高信頼なMIMO-OFDM伝送が可能となる。

- ・線形合成処理によりCCIを抑制することができる
- ・CCI環境において高精度なタイミング再生が行える
- ・CCI環境においてパラメータ推定が良好に行える
- ・CCI環境において伝送速度を落とさずに高信頼な高速伝送を維持することができる
- ・誤り訂正処理との連携による繰り返し処理により受信電力が低い場合にも良好な伝送特性を実現することができる
- ・CCI環境においてGIを超えるマルチパス遅延が到来する場合に発生する干渉を除去することができる

【発明の効果】

【0017】

本発明に係る高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信方式及び受信機によれば、同一チャネル干渉やガードインターバルを超えるマルチパス遅延波による干渉を抑制でき、タイミング同期の誤差を補正でき、高信頼なMIMO-OFDM受信方式を実

10

20

30

40

50

現することができるという優れた効果を奏する。

【0018】

具体的には、無線LANなどのシステムでは無免許制のため、限られた周波数帯域で複数のアクセスポイントを空間的に配置する状況が想定される。MIMO-OFDM方式を用いたこれらのシステムでは、他のアクセスポイントやユーザ端末からの干渉により、伝送特性が劣化し、状況によっては通信できない場合があると考えられる。特に、無線LANではユーザ端末が静止して使用しているケースが多くなるので、通信状況を改善する可能性が低下する。そのため、干渉を抑圧できる受信方式が重要になってくると考えられる。従って、同一チャネル干渉を除去できるといった優れた効果を有する本発明は、無線LANなどのシステムに対して非常に有用であることが言うまでもない。

10

【0019】

また、無線LANのサービス範囲を広くすると、ガードインターバルを超えるマルチパス遅延波により発生する干渉により同様に伝送特性の劣化が起こる。本発明に係る高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信機は、同一チャネル干渉とガードインターバルを超えるマルチパス遅延波の両方が存在した場合にも、良好な動作が可能な受信機であるため、高信頼なMIMO-OFDM受信方式を実現することができる。

【0020】

すなわち、本発明によれば、以下のように、

- ・線形合成処理によりCCIを抑圧することができる
- ・CCI環境において高精度なタイミング再生が行える
- ・CCI環境においてパラメータ推定が良好に行える
- ・CCI環境において伝送速度を落とさずに高信頼な高速伝送を維持することができる
- ・誤り訂正処理との連携による繰り返し処理により受信電力が低い場合にも良好な伝送特性を実現することができる
- ・CCI環境においてGIを超えるマルチパス遅延が到来する場合に発生する干渉を除去することができる

20

という優れた効果を奏し得る。

【発明を実施するための最良の形態】

【0021】

以下、本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。

30

【実施例1】

【0022】

図1は本発明を実施する形態の一例を示している。本発明の特徴とするところは図1に示す如く、 N_R 本のアンテナで受信した受信信号からタイミングを再生するタイミング再生器と、上記受信信号を白色化し、合成信号を出力するL個の線形合成器と、上記合成信号をサブキャリア信号に変換するL個のフーリエ変換器と、上記サブキャリア信号を用いて尤度計算を行い、検波信号を出力する信号検出器と、上記検波信号を誤り訂正復号する N_T 個の誤り訂正復号器と、線形合成器と信号検出器で用いるパラメータを一括して推定するパラメータ推定器と、上記処理の一部、または全部を繰り返して行う繰り返し制御器とから構成された点にある。

40

【0023】

本発明に係るMIMO-OFDM受信方式および受信機についての実施例を具体的に説明する。なお、ここでは N_T 個の相異なる誤り訂正符号化されたOFDM信号を N_R 本のアンテナで受信するMIMO-OFDMの伝送系を考える。

【0024】

本発明における同一チャネル干渉が抑圧できるMIMO-OFDM受信機の構成を図1のブロック図に示す。本発明のMIMO-OFDM受信機は、まず、タイミング再生器により受信信号と既知なプリアンブル信号との相互相関や上記受信信号の自己相関により仮タイミング候補を検出する。次に、仮タイミング候補に基づいてパラメータ推定が行われる。パラメータ推定は、プリアンブル信号とチャネル応答の推定値の内積で生成される合

50

成信号のレプリカと、分数間隔トランスバーサルフィルタで受信信号を線形合成した合成信号の差の絶対値 2 乗値が最小になるように最小 2 乗法により行われる。または、プリアンブル信号と受信信号をベクトルとして、そのベクトルの自己相関行列の固有値および固有ベクトルによりパラメータ推定を行う。パラメータ推定では、トランスバーサルフィルタの重み係数ならびにチャネル応答が一括して推定される。また、タイミング再生器では、タイミング候補毎にパラメータ推定を行い、最も上記合成信号とレプリカの誤差が最小になるタイミングで受信処理を行うか、または、フィルタのタップ数を増やしたトランスバーサルフィルタによりパラメータ推定を行い、推定された各タップの重み係数の大きさにより、パラメータ推定に必要な最小タップ数の決定やタイミングの誤差の補正を行う。

【 0 0 2 5 】

次に、受信信号は分数間隔トランスバーサルフィルタにおいてパラメータ推定で求めた重み係数により線形合成される。そして、合成信号から OFDM 信号のガードインターバル成分を除去後に FFT を行い、各サブキャリアにおいて最尤検出器により各アンテナで送信された信号のビットの対数尤度比を出力する。また、信号検出処理として、ガードインターバルも含めた合成信号に対して任意の送信アンテナから送信された所望サブキャリアの合成信号のみを抽出するため、所望サブキャリア以外の合成信号のレプリカを生成し合成信号から除去した後、線形処理により所望サブキャリアの信号のみをフーリエ変換・合成して対数尤度比に変換するターボ等化処理を用いることができる。ただし、この処理では全ビットの対数尤度比が必要なため、繰り返し制御時のみしか用いられず、初回は線形処理のみで合成信号を処理する。

【 0 0 2 6 】

出力されたビットの対数尤度比はデインターリーブ後に、MAP 復号され、情報ビットの対数尤度比と符号化されたビットの対数尤度比が出力され、情報ビットの対数尤度比の正負から受信ビットが決定され、物理レイヤーにおけるパケットが再生される。ただし、その際、繰り返し制御器において受信ビットに対して巡回符号によるパケット誤り検出が行われ、誤りが無かった場合には次のパケットを受信するまでアイドル状態となる。誤りがあった場合には、符号化されたビットの対数尤度比を最尤検出器に帰還して事前情報として用いることで最大事後確率推定が行われ、符号化されたビットの対数尤度比を出力する。また、符号化されたビットの対数尤度比からサブキャリア信号の期待値を生成し、それを用いてタイミング再生やパラメータ推定を再度行い、精度を向上することも可能である。これら一連の受信処理の全部または一部を繰り返して行う。また、繰り返し制御器によって受信処理の繰り返し回数やその繰り返しの停止などの制御が行われる。

【 0 0 2 7 】

なお、本発明の MIMO-OFDM 受信方式および受信機では、 N_T 、 N_R は正の整数であり、1 を含むため、 $N_T = 1$ の時は OFDM 方式に関する受信方式および受信機と考えられ、本発明の技術範囲としては OFDM 方式についても含んでいることは言うまでもない。

【 0 0 2 8 】

以上の基本動作について数式を用いて更に詳細に説明する。まず、MIMO-OFDM の信号モデルを簡単に説明し、その後、本発明の説明を行う。

【 0 0 2 9 】

図 10 に想定している MIMO-OFDM の送信機の構成を示す。まず、情報ビット系列は N_T 個の系列に分けられた後、それぞれ OFDM 変調器に入力され OFDM 信号が生成される。これらの OFDM 信号は帯域制限のため、波形整形された後、RF 周波数帯へ周波数変換されて N_T 本の送信アンテナから送信される。第 1 ユーザの第 k ($1 \leq k \leq N_T$) 送信アンテナにおける OFDM 信号は、FFT 及び IFFT の周期を T_F 、GI を T_G とすると、サブキャリア数 N の OFDM シンボルのシンボル長 T_S は $T_S = T_F + T_G$ となる。また、サンプリング間隔 T_t は $T_t = T_F / N$ となる。したがって、第 k 送信アンテナの時刻 $m \cdot T_t$ ($i T_S \leq m \cdot T_t < (i + 1) T_S$) における OFDM 信号 $s_k(m)$ は

【 0 0 3 0 】

10

20

30

40

50

【数 1】

$$s_k(m) = \sum_{n=0}^{N-1} b_{kn}(i) \exp \left[j \frac{2\pi n(m - \Delta_G - i \Delta_G)}{N} \right]$$

となる。ここで、 $b_{kn}(i)$ は第 k 送信アンテナ、第 i シンボル、第 n ($0 \leq n \leq N-1$)サブキャリアにおける変調信号である。また、 Δ_G は $\Delta_G = T_G / T_t$ で定義する整数であり、OFDMシンボルのシンボル番号 i は $i = i_i + i_f$ とする。

10

【0031】

$r_l(t)$ を第 l ($1 \leq l \leq N_R$)受信アンテナのベースバンドにおける受信信号とし、
 $\mathbf{r}(t)$

は $r_l(t)$ を第 l 要素とする N_R 次元受信信号ベクトルとする。また、 D 波のマルチパスが到来し、伝搬路の時間変動は無視できるものとする。第 k 送信アンテナの d ($1 \leq d \leq D$)パスの複素包絡線を h_{kd} 、その遅延時間と到来角を τ_{kd} 及び ϕ_{kd} とする。このとき、

 $\mathbf{r}(t)$

20

は

【0032】

【数 2】

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{k=1}^{N_T} \sum_{m=M_i}^{M_f} \tilde{\mathbf{h}}_k(t - m\Delta_t) s_k(m) + \mathbf{i}(t) + \mathbf{n}(t)$$

【0033】

【数 3】

$$\tilde{\mathbf{h}}_k(t) = \sum_{d=1}^D h_{kd} p_s(t - \tau_{kd}) \mathbf{a}(\phi_{kd})$$

30

となる。ただし、 $M_i = i_i(N + \Delta_G)$ 、 $M_f = i_f(N + \Delta_G) - 1$ である。ここで、 $p_s(t)$ は送受信機における波形整形用フィルタの合成インパルス応答であり、コサインロールオフフィルタを仮定する。また、

 $\mathbf{a}(\phi)$

40

は、到来角 ϕ の到来波に対する N_R 次元アンテナ応答ベクトルである。

 $\mathbf{i}(t)$

は、他の($K-1$)ユーザ分の信号を合成した N_R 次元干渉波ベクトルであり、CCI成分を表す。

 $\mathbf{n}(t)$

は各受信アンテナの熱雑音信号を要素に持つ N_R 次元雑音信号ベクトルである。

【0034】

上記数2の受信信号モデルを用いて以降の説明を行う。

50

【実施例 2】

【0035】

線形合成処理について説明する。線形合成処理では、各受信アンテナにおける受信信号をフィルタリングし合成した信号を生成する白色化フィルタを分数間隔トランスバーサルフィルタで実現する。ここで、図 1 に示すように、線形合成器、フーリエ変換器、信号検出処理のレプリカ生成部とメトリック生成部を合わせて、ブランチメトリック生成器と呼び、本受信機は L 個のブランチメトリック生成器で構成されている。このとき、サンプリング周期を $T_s = T_c / N$ (N : 正の整数) とすると、第 1 ブランチメトリック生成器における合成信号 $y_r(l, m)$ は

【0036】

【数 4】

$$y_r(l, m) = \mathbf{w}_l^H \mathbf{x}(m)$$

【0037】

【数 5】

$$\mathbf{x}^H(m) = \left[\mathbf{r}^H(m\Delta_t - M\Delta) \quad \mathbf{r}^H\{m\Delta_t - (M-1)\Delta\} \quad \cdots \quad \mathbf{r}^H(m\Delta_t + M\Delta) \right]$$

【0038】

【数 6】

$$\mathbf{w}_l^H = \left[\mathbf{w}_{l,-M}^H \quad \mathbf{w}_{l,-(M-1)}^H \quad \cdots \quad \mathbf{w}_{l,M}^H \right]$$

となる。ここで、 H は複素共役転置を表し、M は整数で、分数間隔トランスバーサルフィルタのタップ数は $(2M+1)$ となる。また、

$$\mathbf{w}_{l,p} \quad (-M \leq p \leq M)$$

は

$$\mathbf{r}(m\Delta_t + p\Delta)$$

に乘算される N_R 次元のフィルタの重み係数ベクトルであり、

$$\mathbf{x}(m)$$

と

$$\mathbf{W}_l$$

は $(2M+1)N_R$ 次元ベクトルとなる。

$$\mathbf{W}_l$$

はパラメータ推定器によって推定される。

【実施例 3】

【0039】

信号検出処理について説明する。第 1 ブランチメトリック生成器における $y_r(l, m)$ のレプリカ信号 $y_s(l, m)$ を、遅延時間 D_0 から $D_0 + T_s$ までの遅延波成分を第 1 ユーザの所望信号として考慮して以下のように表す。

【0040】

10

20

30

40

【数 7】

$$y_s(l, m) = \sum_{k_1=1}^{N_T} \sum_{m_1=m-D_0}^m c_l(k_1, m - m_1) \hat{s}_{k_1}(m_1)$$

これをベクトル表示すると

【 0 0 4 1】

【数 8】

$$y_s(l, m) = \mathbf{C}_l^H \hat{\mathbf{s}}(m)$$

10

【 0 0 4 2】

【数 9】

$$\mathbf{C}_l^H = \left[\mathbf{C}_{1l}^H \quad \mathbf{C}_{2l}^H \quad \cdots \quad \mathbf{C}_{N_T l}^H \right]$$

【 0 0 4 3】

【数 10】

$$\mathbf{C}_{k_1 l}^H = \left[c_l(k_1, 0) \quad c_l(k_1, 1) \quad \cdots \quad c_l(k_1, D_0) \right]$$

20

【 0 0 4 4】

【数 11】

$$\hat{\mathbf{s}}^H(m) = \left[\tilde{\mathbf{s}}_1^H(m) \quad \tilde{\mathbf{s}}_2^H(m) \quad \cdots \quad \tilde{\mathbf{s}}_{N_T}^H(m) \right]$$

30

【 0 0 4 5】

【数 12】

$$\tilde{\mathbf{s}}_k^H(m) = \left[\hat{s}_k^*(m) \quad \hat{s}_k^*(m-1) \quad \cdots \quad \hat{s}_k^*(m-D_0) \right]$$

となる。ここで、* は複素共役を表す。また、

 \mathbf{C}_l

と

 $\hat{\mathbf{s}}(m)$

40

は $N_T(D_0 + 1)$ 次元ベクトルであり、チャンネル応答及び OFDM 信号候補に対応する。
したがって、フィルタの合成出力からレプリカ信号を減算した (l, m) は

【 0 0 4 6】

【数 13】

$$\alpha(l, m) = \mathbf{W}_{l, \text{ext}}^H \mathbf{x}_{\text{ext}}(m)$$

【 0 0 4 7】

50

【数 1 4】

$$\mathbf{w}_{l,\text{ext}}^H = \left[\mathbf{w}_l^H \quad -\mathbf{c}_l^H \right]$$

【0 0 4 8】

【数 1 5】

$$\mathbf{x}_{\text{ext}}^H(m) = \left[\mathbf{x}^H(m) \quad \hat{\mathbf{s}}^H(m) \right]$$

10

と表すことができる。ここで、

 $\mathbf{w}_{l,\text{ext}}$

と

 $\mathbf{x}_{\text{ext}}(m)$ は $(2M+1)N_R + N_T(D_0+1)$ 次元ベクトルである。

【0 0 4 9】

本方式では、 D_0 を G I 長以下に設定し、下記数 1 6 に示すように G I に相当する (l, m) を除いて L 個のブランチメトリックの合計として対数尤度関数

20

$$L_g(\mathcal{R}|\mathcal{B}_c)$$

を生成する。

【0 0 5 0】

【数 1 6】

$$\begin{aligned} L_g(\mathcal{R}|\mathcal{B}_c) &= - \sum_{i=i_i}^{i_f} \sum_{m=i(N+\Delta_G)}^{(i+1)(N+\Delta_G)-1} \sum_{l=1}^L |\alpha(l, m)|^2 \\ &\cong - \sum_{i=i_i}^{i_f} \sum_{m=i(N+\Delta_G)+\Delta_G}^{(i+1)(N+\Delta_G)-1} \sum_{l=1}^L |\alpha(l, m)|^2 \\ &= -N \sum_{i=i_i}^{i_f} \sum_{l=1}^L \sum_{n=0}^{N-1} \left| Y_l(i, n) - \sum_{k_1=1}^{N_T} H_l(k_1, n) b_{k_1 n}^{(c)}(i) \right|^2 \end{aligned}$$

30

上記数 1 6 の $Y_l(i, n)$ は、

$$y_r(l, m)$$

40

の離散フーリエ変換、すなわち、サブキャリア信号であり、また、上記数 1 6 の $H_l(k_1, n)$ は第 k_1 送信アンテナからの伝送路の伝達関数に相当し、下記数 1 7、数 1 8 でそれぞれ表される。

【0 0 5 1】

【数 1 7】

$$Y_l(i, n) = N^{-1} \sum_{m=i(N+\Delta_G)+\Delta_G}^{(i+1)(N+\Delta_G)-1} y_r(l, m) \exp \left[-j \frac{2\pi n(m - \Delta_G - i\Delta_G)}{N} \right]$$

50

【 0 0 5 2 】

【 数 1 8 】

$$H_l(k_1, n) = \sum_{m_1=0}^{D_0} c_l(k_1, m_1) \exp \left[-j \frac{2\pi n m_1}{N} \right]$$

上記数 1 6 の近似は、各シンボル区間で F F T を行い、周波数領域で最尤推定を行うことと等価になる。なお、

$$\{b_{kn}^{(c)}(i) | 1 \leq k \leq N_T\}$$

に関する項は

【 0 0 5 3 】

【 数 1 9 】

$$\beta(i, n) = \sum_{l=1}^L \left| Y_l(i, n) - \sum_{k_1=1}^{N_T} H_l(k_1, n) b_{k_1 n}^{(c)}(i) \right|^2$$

だけであり、この項から $\{b_{kn}^{(c)}(i) | 1 \leq k \leq N_T\}$ が信号判定できる。即ち、信号検出処理では、上記数 1 9 を最小にする

$$\{b_{kn}^{(c)}(i) | 1 \leq k \leq N_T\}$$

を選び、これを $\{b_{kn}^{(c)}(i) | 1 \leq k \leq N_T\}$ の判定値とする最尤推定を行う。全てのサブキャリアについて上記処理を行い、L 個のサブキャリア信号から N_T 個の送信信号が抽出される。

【 0 0 5 4 】

実際には、対数尤度比を計算するため、以下のような処理を行う。 $\{b_{kn}^{(c)}(i) | 1 \leq k \leq K\}$ を規定する符号化されたビットの集合を、 Θ_p から符号化されたビット θ_p を除いた集合を Θ_p^c とする。このとき、 θ_p の対数尤度比 λ_p は以下のように計算できる。

【 0 0 5 5 】

【 数 2 0 】

$$\lambda_p = \log \left[\frac{\sum_{\theta_p=1, \Theta_p} \exp\{-\beta(i, n)\}}{\sum_{\theta_p=0, \Theta_p^c} \exp\{-\beta(i, n)\}} \right]$$

この軟判定情報 λ_p を検波信号として誤り訂正復号処理へ出力する。

【 0 0 5 6 】

繰り返し制御時では、誤り訂正復号器の出力である符号化されたビットの対数尤度比

$$\lambda'_p$$

を帰還して事前情報として用いて最大事後確率推定を以下のように行う。

【 0 0 5 7 】

【 数 2 1 】

$$\lambda_p = \log \left[\frac{\sum_{\theta_p=1, \Theta_p} \exp\{-\beta(i, n)\} p_e(\theta_p = 1) \prod_{\theta_q \in \Theta_p} p_e(\theta_q)}{\sum_{\theta_p=0, \Theta_p^c} \exp\{-\beta(i, n)\} p_e(\theta_p = 0) \prod_{\theta_q \in \Theta_p^c} p_e(\theta_q)} \right] - \lambda'_p$$

10

20

30

40

50

【 0 0 5 8 】

【 数 2 2 】

$$p_e(\theta_p = 1) = \frac{\exp(\lambda'_p)}{1 + \exp(\lambda'_p)}$$

【 0 0 5 9 】

【 数 2 3 】

$$p_e(\theta_p = 0) = \frac{1}{1 + \exp(\lambda'_p)}$$

10

同様に、 λ'_p を検波信号として誤り訂正復号処理へ出力する。また、符号化されたビットの対数尤度比

$$\lambda'_p$$

を用いて、変調信号の構成ビットとその出現確率から変調信号の期待値を生成し、それを上記数 19 の信号候補

20

$$b_{k_1 n}^{(c)}(i)$$

として用いることができ、計算量を削減することができる。

【 0 0 6 0 】

または、伝達関数 $H_1(k_1, n)$ を用いて L 個のサブキャリア信号 $Y_1(i, n)$ から N_T 個の信号を分離する MMSE や ZF (Zero Forcing) による線形処理や、信頼度の順番に信号分離と干渉キャンセルを行う順次復号 (V-BLAST) を行うかによって、検波信号を出力する処理を行う。MMSE や ZF による線形処理については非特許文献 2 及び非特許文献 5 に、順次復号については非特許文献 15 に、それぞれ詳しく書かれている。

30

【 実施例 4 】

【 0 0 6 1 】

誤り訂正復号処理について説明する。誤り訂正復号処理では信号検出器で計算された符号化されたビットの対数尤度比 λ'_p をデインタリーブし、事前情報として用いて、MAP 復号が行われる。その際には、誤り訂正復号器は符号化されたビットと情報ビットの対数尤度比を MAP 復号アルゴリズムで計算する。情報ビットの対数尤度比は受信ビット系列の決定に用いられ、符号化されたビットの対数尤度比はインタリーブされ、各サブキャリアにおける変調信号の期待値の生成や最大事後確率推定の事前情報として、繰り返し制御時に用いられる。

40

【 0 0 6 2 】

MAP 復号については非特許文献 8、非特許文献 9、非特許文献 10 及び非特許文献 11 に詳しくその動作が説明されている。

【 実施例 5 】

【 0 0 6 3 】

パラメータ推定処理について説明する。図 1 のパラメータ推定器は、白色化フィルタの重み係数及び伝達関数の生成に必要なチャネル応答を推定する。これらのパラメータは上記数 14 の

Wl,ext

50

として表されるので、この推定アルゴリズムについて述べる。

【 0 0 6 4 】

受信信号のフィルタリング合成は、空間及び時間における白色化過程と等価になることより

【 0 0 6 5 】

【 数 2 4 】

$$\mathbf{W}_{l_1, \text{ext}}^H \langle \mathbf{x}_{\text{ext}}(m) \mathbf{x}_{\text{ext}}^H(m) \rangle \mathbf{W}_{l_2, \text{ext}} = \delta_{l_1 l_2} \langle |\alpha(l_1, m)|^2 \rangle$$

が得られる。ここで、 $\langle \cdot \rangle$ はアンサンブル平均を表す。この式から、

10

$\mathbf{W}_{l, \text{ext}}$

は

$$\langle \mathbf{x}_{\text{ext}}(m) \mathbf{x}_{\text{ext}}^H(m) \rangle$$

の固有ベクトルに比例したベクトルとなることがわかる。したがって、

$\mathbf{W}_{l, \text{ext}}$

を以下の手順に従い推定する。

【 0 0 6 6 】

20

1 .

$\mathbf{x}_{\text{ext}}(m)$

の自己相関行列の

\mathbf{R}_x

導出：

$$\{\hat{s}_k(m)\}$$

が送受信間で既知なプリアンブル信号区間において、

30

$\mathbf{x}_{\text{ext}}(m)$

の自己相関行列

\mathbf{R}_x

を下記数 2 5 に従い計算する。

【 0 0 6 7 】

【 数 2 5 】

$$\mathbf{R}_x = \sum_m \mathbf{x}_{\text{ext}}(m) \mathbf{x}_{\text{ext}}^H(m)$$

40

ただし、 m の和はプリアンブル信号区間に限定する。

【 0 0 6 8 】

2 .

\mathbf{R}_x

の固有展開：

\mathbf{R}_x

50

の固有展開を行い、固有値 $\{\lambda_q\}$ と対応する正規化固有ベクトル $\{\mathbf{e}_q\}$

を求める。

【0069】

3. SINRの算出:

$$\mathbf{e}_{q1}^H \mathbf{R}_x \mathbf{e}_{q2} = \delta_{q1q2} \lambda_{q2}$$

であるので、 λ_q が $\sum_m |h_{l,m}|^2$ と一致する。これは残留干渉波と雑音信号との平均電力和に相当する。また、信号電力は

10

\mathbf{e}_q

の第 $(2M+1)N_R + 1$ 要素から第 $(2M+1)N_R + N_T(D_0 + 1)$ 要素の2乗和に比例するので、

$$\mathbf{w}_{l,\text{ext}} = \mathbf{e}_q$$

とした時のSINRは、下記数26の λ_q に比例する。

【0070】

【数26】

20

$$\gamma_q = \frac{\sum_{p=(2M+1)N_R}^{(2M+1)N_R+N_T(D_0+1)} |(\mathbf{e}_q)_{p,1}|^2}{\lambda_q}$$

4.

$\mathbf{w}_{l,\text{ext}}$

の算出:

上記数26の大きい順から固有ベクトル

30

$\{\mathbf{e}_q\}$

をL個選び、この固有ベクトルに

$$\gamma_q^{\frac{1}{2}}$$

を乗算したものを

$\mathbf{w}_{l,\text{ext}}$

とする。この操作はSINRによる重み付けに相当する。

40

【0071】

また、 $L=1$ の場合には、最小2乗法によるパラメータ推定が可能となる。最小2乗法によるパラメータ推定については実施例6で説明する。

【実施例6】

【0072】

L個の線形合成処理とフーリエ変換処理を含むブランチメトリック生成器を共用する、すなわち、 $L=1$ とする本発明の受信機の簡略化構成について説明する。まず、図1のメトリック生成器を一つに減らす。その構成を図2に示す。このとき、上記数19の代わりに

【0073】

50

【数 2 7】

$$\beta'(i, n) = \left| Y_1(i, n) - \sum_{k_1=1}^{N_T} H_1(k_1, n) b_{k_1 n}^{(c)}(i) \right|^2$$

を用いて、 $\{b_{k n}(i) | 1 \leq k \leq N_T\}$ の信号判定を行う。このとき、パラメータ推定は固有展開ではなく、上記数 1 3 の $(1, m)$ の絶対値 2 乗を最小にするよう逐次的最小 2 乗法である R L S や L M S アルゴリズムを適用する (R L S や L M S アルゴリズムについては、非特許文献 1 2 に詳しく書かれている)。すなわち、下記数 2 8 で定める評価関数 $J(m)$ を最小にするよう

10

 $\mathbf{W}_{l, \text{ext}}$

を推定する。

【0 0 7 4】

【数 2 8】

$$J(m) = \sum_{p=M_i}^m \lambda^{m-p} |\alpha(1, p)|^2$$

20

ただし、 $(0 < \lambda < 1)$ は忘却係数である。また、推定パラメータが全て零になることを避けるため、一つのパラメータを定数に固定する (詳細は非特許文献 1 3 を参照)。ここでは、 $c_1(1, 0)$ を 1 とする。

【実施例 7】

【0 0 7 5】

タイミング再生処理について説明する。タイミング再生処理では、受信信号ベクトル

 $\mathbf{r}(m \Delta_t)$

と既知なプリアンブル信号 $s_p(m)$ との相互相関処理や受信信号の自己相関処理により仮タイミング候補を検出する。時刻 m での受信信号とプリアンブル信号とのスライディング相関値 P_m は

30

【0 0 7 6】

【数 2 9】

$$P_m = \left| \sum_{m_1=m}^{m+i_p(N+\Delta_G)-1} \mathbf{r}(m_1 \Delta_t) s_p^*(m_1 - m) \right|^2$$

40

となる。ここで、 i_p はプリアンブル信号のシンボル数である。

【0 0 7 7】

仮タイミング候補は P_m のピーク値 $P_{m \text{ a x}}$ の $(0 < \gamma < 1)$ 倍を閾値として、その閾値を超える時刻を仮タイミング候補

 \tilde{m}_T

とする。各仮タイミング候補

 \tilde{m}_T

に対してパラメータ推定処理を行い、上記数 2 8 の評価関数 $J(m)$ が最小となるタイミン

50

グを最適なタイミングとする。

【0078】

または、 P_m のピーク値 P_{max} の α 倍を閾値として、その閾値を超える最初の時刻から仮タイミング m_T を決定する。実際には、 α の値によって仮タイミングの位置が前方へシフトするため、 m_0 に依存して m_0 だけ検出された位置を後方にシフトさせて仮タイミングとする。つまり、仮タイミング m_T は

【0079】

【数30】

$$m_T = \min_m [P_m \geq \alpha P_{max}] + m_0$$

10

となる。なお、 α は上記数30の $\min_m [P_m \geq \alpha P_{max}]$ の分散を最小にする値を選び、 m_0 はその平均値から決定する。次に、決定した仮タイミングにおいてパラメータ推定用のタップ数を $(2M + 1)N_R + N_T(D_0 + 1)$

以上に設定し、パラメータ推定処理を行い、各タップの重み係数の大きさにより仮タイミングが正しい位置からシフトした場合に起こるタップの位置のシフト量を検出して、仮タイミングを補正する。具体的には、

$$W_{l,ext}$$

または、

$$W_l$$

20

や

$$C_l$$

の重み係数の内で大きさの小さい方から50%はあまり受信特性には影響を及ぼさないタップとして、その平均値を

$$\sigma_{n,p}^2$$

とする。タップの大きさが

30

$$\sigma_{n,p}^2$$

の γ_1 ($\gamma_1 > 1$) 倍のタップを抽出し、その最も先頭となるタップが先行波の位置であると決定して、仮タイミングを補正する。また、各タップの重み係数の大きさより必要なタップ数の決定も行う。閾値を

$$\sigma_{n,p}^2$$

の γ_2 ($\gamma_1 > \gamma_2 > 1$) 倍とし、最大遅延時間の遅延波の位置も検出して、パラメータ推定の精度を上げるため、最小な有効タップ数を推定する。遅延波の電力は先行波に比べ平均的には小さいため、パラメータ γ_2 を別に設ける。

40

【0080】

さらに、上記の2種類の手法を用いる処理も考えられ、仮タイミング候補毎にタップに冗長性を持たせてパラメータ推定処理を行い、評価関数を最小にする仮タイミング候補において、推定したタップの重み係数の大きさより仮タイミングの補正、必要なタップ数の決定を行う。

【実施例8】

【0081】

フーリエ変換処理について説明する。フーリエ変換処理は合成信号のGI成分をタイミング再生処理から得られたタイミングにより除去してフーリエ変換を行う。図3は合成信号とFFT区間の様子を示しており、通常、図中の合成信号における第1パス成分のGI

50

の終了位置からFFTを行うフーリエ変換区間2で処理が行う。

【0082】

フーリエ変換の開始位置を変化させると、未来や過去のOFDM信号が漏れ込むため、ISIとICIが発生し、また、所望信号の信号電力も減少する。このとき、信号電力及びISI、ICIの干渉電力は、チャンネル応答の推定値を用いて計算することができる。計算方法の詳細については非特許文献16に詳しく書かれている。

【0083】

信号電力と干渉電力の比(P_r)を計算し、 P_r が最大となる位置でフーリエ変換処理を行う。実際には、ISIとICIは各OFDMシンボルの変調信号に依存するため、変調信号に関するアンサンブル平均を行い、干渉電力を推定する。図3のように合成信号における遅延量がGI以内の場合には、シンボルの先頭を0として、第 D_0 パス成分の先頭である $D_0 - 1$ から G までは P_r は一定となる。そこで、フーリエ変換区間1とフーリエ変換区間2において二つのフーリエ変換を行い、フーリエ変換区間2に対してフーリエ変換区間1の開始位置が前にシフトしている分の位相量を補正して、両フーリエ変換後の信号を同相合成する。このようにすることで、等価的に通常のフーリエ変換区間よりも長い区間でフーリエ変換処理を行うことが可能となる。

【0084】

また、図4のように合成信号における遅延量がGI以上の場合には、同様にフーリエ変換の開始位置を変化させて P_r を計算し、 P_r が最大となる位置でフーリエ変換を行う。その際、フーリエ変換の位置のシフト量に合わせて、信号検出処理に必要な伝達関数も調整する。例えば、ICIが発生して信号電力が減少したサブキャリア信号に対しては、その減少分を考慮した伝達関数を生成し、信号の歪み成分を考慮に入れた伝送路の整合フィルタが実現できるようにする。

【実施例9】

【0085】

繰り返し制御処理について説明する。まず、誤り訂正復号器で決定された受信ビット系列に対して巡回符号による誤り検出を行う。誤りが検出されなかった場合には、受信処理を終了し、誤りが検出された場合には、符号化されたビットの対数尤度比を帰還させて繰り返し制御処理へと移行する。繰り返し制御処理では、符号化されたビットの対数尤度比を最尤検出器に入力し、最大事後確率推定の事前情報として用いる。また、その対数尤度比を用いて、変調信号の構成ビットとその出現確率から変調信号の期待値を生成する。そして、プリアンブル信号に加えて、データ区間におけるOFDMシンボルのレプリカを変調信号の期待値から生成し、データ区間においてもタイミング再生処理やパラメータ推定処理などを行って、精度の向上を図る。すなわち、本発明のMIMO-OFDM受信方式における各処理の一部または全部を繰り返し行い、処理精度の向上を図り、誤りを低減することで高信頼な受信方式を実現する。繰り返しの制御は巡回符号による誤り検出で行われ、誤りが検出されなくなるか、または、最大繰り返し回数まで処理が行われる。

【実施例10】

【0086】

フーリエ変換処理と信号検出処理として、離散フーリエ変換・信号分離線形処理を行うか、または、ターボ等化処理を行う方法について説明する。フーリエ変換処理では合成信号のGI成分を除去して、フーリエ変換を行うため、GI成分の信号電力を無駄にしまふ。また、合成信号にGIを超えるマルチパス遅延波が存在する場合には、ISIとICIが発生するため、信号分離が良好に行うことができない。そこで、CCIを抑圧された合成信号に対して離散フーリエ変換・信号分離線形処理やターボ等化処理を導入し、GI成分の信号電力の合成と、ISIとICIの除去を行う。非特許文献6には、離散フーリエ変換・信号分離線形処理やターボ等化処理について詳しく書かれている。

【0087】

離散フーリエ変換・信号分離線形処理では、チャンネル応答の推定値を用いて、合成信号の線形等化、 N_T 個の信号分離と離散フーリエ変換を一括して行う。これらの処理は全て

線形処理であるため、合成信号を成分に持つベクトルに対して合成ウェイト行列を乗算することで実現できる。

【 0 0 8 8 】

また、ターボ等化処理では、繰り返し制御時に変調信号の期待値を用いるレプリカ減算により合成信号から特定の送信信号における所望サブキャリアの信号成分が抽出される。レプリカは所望サブキャリア以外の変調信号の期待値を逆フーリエ変換した現在のOFDMシンボルと、同様に変調信号の期待値で生成される過去と未来のOFDMシンボルとチャネル応答の推定値から生成される。抽出された信号成分はフーリエ変換処理を含んだ線形等化処理によりサブキャリア信号に変換され、検波信号として出力される。以上の処理を全ての送信信号のサブキャリアについて行う。

10

【実施例 1 1】

【 0 0 8 9 】

線形合成処理を行うか、行わないかを制御する受信方式について説明する。まず、パラメータ推定処理を行い、推定された重み係数を用いて受信信号を線形合成し、出力した合成信号とそのレプリカの誤差、すなわち、上記数 2 8 の評価関数 $J(m)$ を計算する。次に、受信信号の線形合成は行わず、受信信号に対してレプリカを生成し、その差が最小になるようにパラメータ推定処理を行い、受信信号と生成したレプリカの誤差を計算する。両誤差の比較を行い、線形合成した場合の誤差が小さい場合には、受信信号に対して線形合成処理を行って、合成信号に対して以降の処理を行う。また、その逆だった場合には、線形合成処理を行わないで、受信信号に対して以降の処理を行う。このようにすることで、CCI が存在しない場合に、線形合成処理のタップの重み係数を推定するパラメータ推定処理におけるタップの増加に伴う精度の劣化を抑えることができる。

20

【実施例 1 2】

【 0 0 9 0 】

本発明のMIMO-OFDM受信方式の有効性を定量的に評価するため、5GHz帯無線LAN(IEEE 802.11a)に準拠して(非特許文献14を参照)、計算機シミュレーションを行った。

【 0 0 9 1 】

シミュレーション諸元を下記表1に示す。各送信アンテナからはそれぞれ独立なパケットが送信される。パケットはチャネル推定用プリアンプル信号とデータで構成され、1パケットあたりそれぞれ6シンボル、30シンボルとする。プリアンプル信号を構成するパイロットにはGold系列を用い、2シンボル毎に異なる系列を配置した。

30

【 0 0 9 2 】

【表 1】

シミュレーション諸元	
変調方式	QPSK
送信アンテナ数 N_T	2
受信アンテナ数 N_R	3, 4
基準サンプリング周波数 Δ_f	20 MHz
FFT ポイント数 N	64
有効キャリア数	52 (pilot: 4, data: 48)
キャリア間隔 Δ_f	312.5 kHz
シンボル間隔 T_S	4.0 μ s ($T_G + T_F$)
GI 長 T_G	0.8 μ s
伝搬路モデル	17 波指数減衰モデル
ドップラー周波数 f_D	0.0 Hz
受信アンテナ間隔	$\lambda_r/2$
平均到来角度差	60.0 度
干渉ユーザ数	0, 1
TVF タップ数	3
ロールオフ係数	0.5
オーバーサンプリング	2

40

マルチパス伝搬路は 17 波指数減衰モデルとし、各パスはレイリーフェージングで変動

50

し、最大遅延時間は $0.8 \mu s$ 、直接波と最大遅延波の電力比を (dB) とする。受信アンテナはアンテナ間隔 $\lambda_r / 2$ (λ_r : 波長) のリニアアレーとし、異なるユーザ信号の平均到来角度差を 60 度、各パスは標準偏差が σ のガウス分布とした。同一チャネル干渉を考慮しない従来方式 (従来方式)、本発明方式 ($L = 2$)、及び本発明の簡略化構成 ($L = 1$) の 3 種類のシミュレーションを行った。誤り訂正符号は付加しておらず、繰り返し制御も行っていない。タイミング再生は理想的に行われているとし、フーリエ変換処理としては従来通り GI を除去して FFT を行った。

【0093】

1. 干渉特性

図5に同一チャネル干渉に対する平均ビット誤り率 (BER) 特性を示しており、図中の横軸は1ビット当たりの信号対雑音電力比 E_b / N_0 である。干渉ユーザ数が0の場合に、パスダイバーシチを十分に得られる従来方式が最も良い特性を示す。この理由は、本発明方式ではトランスバーサルフィルタのタップ数不足による $SINR$ の劣化、簡略化方式では更にメトリック生成器を1つに削減したことによるダイバーシチ効果の低減が考えられる。なお、前者については実施例11の手法を用いることでその劣化を抑えることができる。一方、干渉ユーザ数が1の場合に、従来方式では大幅に特性が劣化するが、本発明方式とその簡略化方式は、若干の劣化が見られるものの、十分なBER特性が得られている。

10

【0094】

2. CIR 特性

図6にCIRに対する平均BER特性を示しており、図中のCIRは信号対干渉電力比を示す。受信アンテナ数は3、4である。干渉量が多い場合には本発明方式やその簡略化方式が優れたBER特性を示すが、干渉量が少なくなるにつれて従来方式の特性が改善され、最も良いBER特性を示す。CIRが低くなると本発明方式とその簡略化方式の特性差が小さくなる理由は、干渉抑圧のために受信アンテナの自由度が使われダイバーシチ効果が得られなくなるからである。また、受信アンテナ数の増加に伴い本発明方式では、アンテナダイバーシチの効果を十分に得られるため特性が改善する。

20

【0095】

3. 角度広がり特性

図7にパスの角度広がりに対する平均BER特性を示す。干渉が無い場合には、従来方式と本発明方式は角度広がりの増加に伴い特性が改善しているが、簡略化方式は角度広がりが増加しても特性は改善しない。即ち、簡略化方式は角度広がりによるパスダイバーシチが得られていない。また、同一チャネル干渉環境下では、本発明方式と簡略化方式が角度広がりの増加に伴い特性が劣化しているが、これは角度広がりの増大に伴い、分離可能な干渉波数が増えるためである。

30

【0096】

4. タイミングオフセット特性

図8にタイミング再生に誤差が生じた場合のタイミングオフセットに対する平均BER特性を示す。本発明方式やその簡略化方式では分数間隔トランスバーサルフィルタにより、タイミングオフセットの生じた状況下でもBER特性の劣化を抑えることができる。一方、従来方式ではサンプリング・オフセットにより特性が大幅に劣化している様子がわかる。

40

【0097】

尚、本発明の高精度タイミング再生を備えたMIMO-OFDM受信方式および受信機は、上述の実施例にのみ限定されるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲内において種々変更を加え得ることは勿論である。

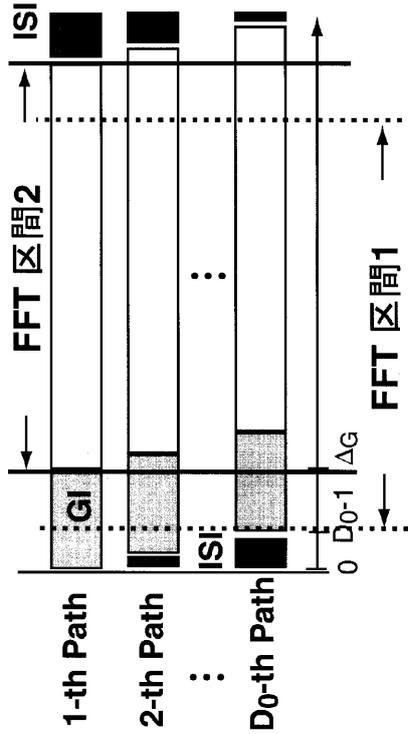
【図面の簡単な説明】

【0098】

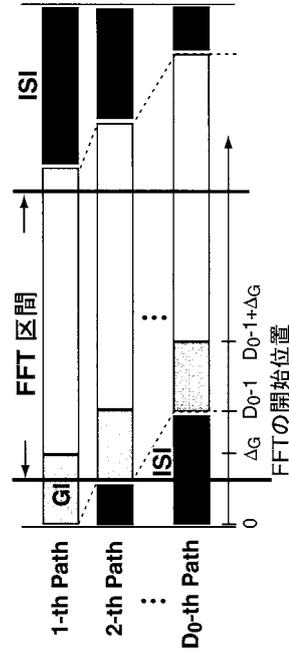
【図1】本発明における同一チャネル干渉が抑圧できるMIMO-OFDM受信機の構成を示すブロック図である。

50

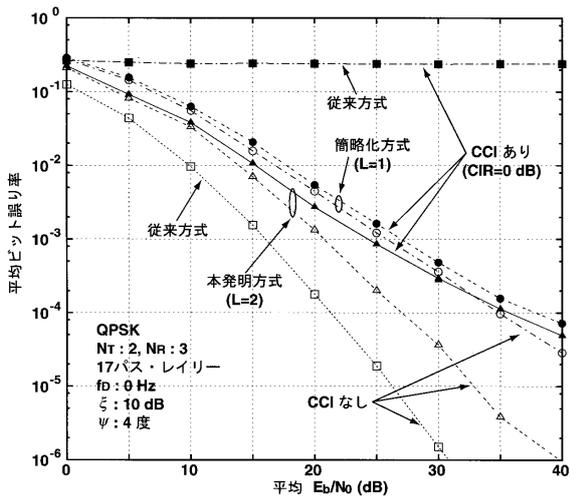
【 図 3 】



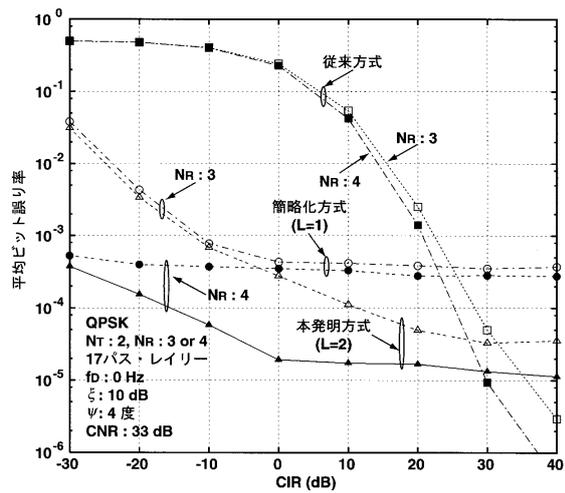
【 図 4 】



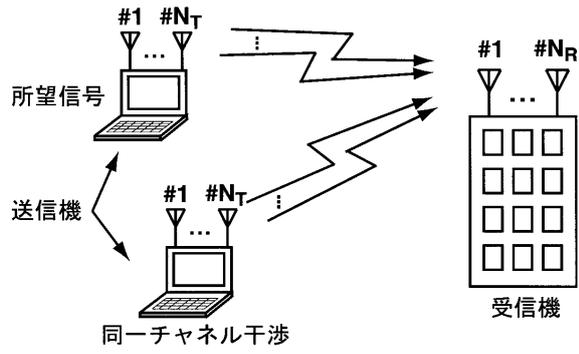
【 図 5 】



【 図 6 】



【図 12】



フロントページの続き

(72)発明者 鈴木 博
東京都目黒区大岡山 2 - 1 2 - 1 東京工業大学内

審査官 高野 洋

(56)参考文献 特開 2 0 0 2 - 3 7 4 2 2 4 (J P , A)
特開 2 0 0 3 - 0 3 7 5 3 9 (J P , A)
特開 2 0 0 3 - 2 1 8 7 5 9 (J P , A)
国際公開第 0 2 / 0 9 3 7 8 4 (W O , A 1)
山田洋治郎、府川和彦、鈴木博、須山聡、同一チャネル干渉環境における M I M O - O F D M 最
尤受信方式、電子情報通信学会技術研究報告、日本、社団法人電子情報通信学会、2 0 0 3 年
8 月 1 4 日、Vol.103, No.253, pp.13-18

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
H 0 4 J 1 1 / 0 0
H 0 4 J 1 5 / 0 0