

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4702883号
(P4702883)

(45) 発行日 平成23年6月15日 (2011. 6. 15)

(24) 登録日 平成23年3月18日 (2011. 3. 18)

(51) Int. Cl.	F I
H04J 99/00 (2009.01)	H04J 15/00
H04J 11/00 (2006.01)	H04J 11/00 Z
H04B 7/04 (2006.01)	H04B 7/04
H04B 7/08 (2006.01)	H04B 7/08 D

請求項の数 12 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2005-241162 (P2005-241162)	(73) 特許権者	304021417
(22) 出願日	平成17年8月23日 (2005. 8. 23)		国立大学法人東京工業大学
(65) 公開番号	特開2007-60106 (P2007-60106A)		東京都目黒区大岡山2丁目12番1号
(43) 公開日	平成19年3月8日 (2007. 3. 8)	(74) 代理人	100112335
審査請求日	平成20年3月3日 (2008. 3. 3)		弁理士 藤本 英介
特許法第30条第1項適用 2005年2月23日 社 団法人電子情報通信学会発行の「電子情報通信学会技術 研究報告 信学技報Vol. 104 No. 672」に 発表		(74) 代理人	100101144
			弁理士 神田 正義
		(74) 代理人	100101694
			弁理士 宮尾 明茂
		(74) 代理人	100124774
			弁理士 馬場 信幸
		(74) 代理人	100078776
			弁理士 安形 雄三
		(74) 代理人	100114269
			弁理士 五十嵐 貞喜

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 送信装置、受信装置、MIMO-OFDM通信システム及びMIMO-OFDM通信システムにおけるIQインバランス補償方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

MIMO-OFDM通信システムにおける送信装置であって、
前記送信装置が送信した信号を受信する受信装置が前記送信装置と前記受信装置のIQインバランスを含んだチャネル応答を推定可能なトレーニング信号を送信し、
前記トレーニング信号は、OFDM用のトレーニング信号と、MIMO用のトレーニング信号とを構成要素に含み、
前記OFDM用のトレーニング信号は、IQインバランスの影響による上下側波帯のサブキャリア間干渉の影響を含むチャネル応答行列を推定可能なトレーニング信号であり、
前記MIMO用のトレーニング信号は、IQインバランスの影響によるストリーム間干渉の影響を含むチャネル応答行列を推定可能なトレーニング信号であることを特徴とする送信装置。

【請求項2】

前記トレーニング信号は、
[階数4×送信アンテナ数] からなる行列により構成されることを特徴とする請求項1に記載の送信装置。

【請求項3】

前記トレーニング信号は、
ストリーム間で直交するように配置することを特徴とする請求項1に記載の送信装置。

【請求項4】

前記トレーニング信号は、

直交行列に基づいた信号であることを特徴とする請求項 1 に記載の送信装置。

【請求項 5】

前記トレーニング信号は、

(イ) I Q チャネル間の直交性、(ロ) ストリーム間の直交性、(ハ) 推定誤差の小さな系列、の 3 つの条件を満たすことを特徴とする請求項 1 に記載の送信装置。

【請求項 6】

前記 M I M O - O F D M 通信システムの送信アンテナ本数は m_t で、O F D M シンボルに含まれる総サブキャリア数が L_s の場合、前記トレーニング信号は次の数式によって定義され、

【数 1】

$$\mathbf{S}_f = \mathbf{s}_f^s \otimes \text{hadamard}(m_t) \in \mathcal{R}^{m_t \times m_t L_s}$$

ただし、 $\text{hadamard}(m_t)$ は、 m_t 次の直交アダマール行列を表し、

【数 2】

$$\mathbf{s}_f^s$$

は前記トレーニング信号を用いてチャネル推定を行ったときの推定誤差が小さくなる系列を適用することを特徴とする請求項 1 に記載の送信装置。

【請求項 7】

前記トレーニング信号として、下記の数式で表す直交アダマール行列を用い、

【数 3】

$$\mathbf{S}_{MO} = \mathbf{S}_M \otimes \mathbf{S}_O \in \mathcal{R}^{4m_t \times 4m_t}$$

$$\mathbf{S}_O = \text{hadamard}(4) \in \mathcal{R}^{4 \times 4}$$

$$\mathbf{S}_M = \text{hadamard}(m_t) \in \mathcal{R}^{m_t \times m_t}$$

ただし、

【数 4】

$$\mathbf{S}_O$$

は O F D M のためのトレーニング信号行列で、

【数 5】

$$\mathbf{S}_M$$

は M I M O のためのトレーニング信号行列で、

【数 6】

$$\mathbf{S}_{MO}$$

は M I M O - O F D M のためのトレーニング信号行列であり、

【数 7】

$$\otimes$$

はクロネッカ積であり、また、 $\text{hadamard}(4)$ は、4 次の直交アダマール行列を表し、 $\text{hadamard}(m_t)$ は、 m_t 次の直交アダマール行列を表し、

前記チャネル応答行列は、次の数式によって推定され、

10

20

30

40

50

【数 8】

$$\tilde{H}_{M,\pm k} = Y_{M,\pm k} S_{MO}^{\dagger}$$

ただし、

【数 9】

$$Y_{M,\pm k}$$

は

【数 10】

$$S_{MO}$$

10

に対応する受信信号行列で、

【数 11】

$$S_{MO}^{\dagger}$$

は

【数 12】

$$S_{MO}$$

の一般逆行列であることを特徴とする請求項 1 に記載の送信装置。

20

【請求項 8】

I Q インバランスの影響による上下側波帯サブキャリア間干渉とストリーム間干渉の影響を含む拡張チャネル応答を推定する拡張チャネル行列推定部と、

前記拡張チャネル応答を用いて、MIMO-OFDMの受信処理を行う拡張受信処理部と、

を備えることを特徴とする受信装置。

【請求項 9】

送信装置、受信装置を備えるMIMO-OFDM通信システムであって、

前記送信装置は、

I Q インバランスの影響による上下側波帯サブキャリア間干渉とストリーム間干渉の影響を含んだチャネル応答を推定可能なトレーニング信号を送信し、

30

前記受信装置は、

送信された前記トレーニング信号に基づいて、I Q インバランスの影響を含んだ拡張チャネル行列を推定する拡張チャネル行列推定部と、

前記拡張チャネル行列推定部で推定された拡張チャネル行列に基づいて、前記MIMO-OFDM通信システムの受信処理方法で受信処理を行う拡張受信処理部と、

を備えることを特徴とするMIMO-OFDM通信システム。

【請求項 10】

送信装置、受信装置を備えるMIMO-OFDM通信システムであって、

前記送信装置は、

40

時間軸においてI Q インバランスの影響による上下側波帯サブキャリア間干渉とストリーム間干渉の影響を含んだチャネル応答を推定可能なトレーニング信号を送信し、

前記受信装置は、

送信された前記トレーニング信号に基づいて、前記時間軸上のチャネルを推定する時間軸チャネル推定部と、

前記時間軸上のチャネル応答からI Q インバランスの影響による上下側波帯サブキャリア間干渉とストリーム間干渉の影響を含んだ周波数軸上の拡張チャネル行列を求める拡張チャネル行列推定部と、

前記拡張チャネル行列に基づいて、前記MIMO-OFDM通信システムの受信処理方法で受信処理を行う拡張受信処理部と、

50

を備えることを特徴とするMIMO-OFDM通信システム。

【請求項11】

MIMO-OFDM通信システムに適用され、送信装置受信装置の双方に含まれるハードウェアの不完全性が引き起こすIQインバランスを補償するためのMIMO-OFDM通信システムにおけるIQインバランス補償方法であって、

前記送信装置側で、IQインバランスの影響を含んだチャンネル応答を推定可能なトレーニング信号を送信する第1のステップと、

前記受信装置側で、送信された前記トレーニング信号に基づいて、IQインバランスの影響による上下側波帯サブキャリア間干渉とストリーム間干渉の影響を含んだ拡張チャンネル行列を推定する第2のステップと、

前記第2のステップで推定された拡張チャンネル行列に基づいて、前記MIMO-OFDM通信システムの受信処理方法で受信処理を行うことによって、IQインバランスの補償を実現する第3のステップと、

を有することを特徴とするMIMO-OFDM通信システムにおけるIQインバランス補償方法。

【請求項12】

MIMO-OFDM通信システムに適用され、送信装置受信装置の双方に含まれるハードウェアの不完全性が引き起こすIQインバランスを補償するためのMIMO-OFDM通信システムにおけるIQインバランス補償方法であって、

前記送信装置側で、時間軸においてIQインバランスの影響を含んだチャンネル応答を推定可能なトレーニング信号を送信する第1のステップと、

前記受信装置側で、送信された前記トレーニング信号に基づいて、IQインバランスの影響による上下側波帯サブキャリア間干渉とストリーム間干渉の影響を含んだ前記時間軸上のチャンネルを推定する第2のステップと、

前記時間軸上のチャンネル応答から周波数軸上の拡張チャンネル行列へ変換する第3のステップと、

前記第3のステップで変換された拡張チャンネル行列に基づいて、前記MIMO-OFDM通信システムの受信処理方法で受信処理を行うことによって、IQインバランスの補償を実現する第4のステップと、

を有することを特徴とするMIMO-OFDM通信システムにおけるIQインバランス補償方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、MIMO-OFDM通信システムにおいて、送信器受信器の双方に含まれるハードウェアの不完全性が引き起こすIQインバランスを補償するための送信装置、受信装置、MIMO-OFDM通信システム及びMIMO-OFDM通信システムにおけるIQインバランス補償方法に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、無線通信において周波数利用効率を高めることができるMIMO (Multi Input Multi Output) 通信システムは盛んに研究されており、その最大の魅力は誤り率低減と伝送容量の増加にある。特に、MIMO-OFDM (Multi Input Multi Output - Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 通信システムは、次世代の大容量無線通信システムとして、最も注目を浴びている通信方式である。

【0003】

しかし、このMIMO-OFDM通信システムにおいては、通信方式や信号処理方式などに関する研究が殆どであり、MIMO-OFDM送受信機に関する研究が少ないことが現状である。

【0004】

特に、MIMO-OFDM通信システムの特性を劣化させる要因として、RF系ハードウェアの不完全性が挙げられ、具体的には、IQインバランス、チャンネル間偏差、位相ノイズ等が挙げられる。IQインバランス (I/Q Imbalance: In-phase and Quadrature Imbalance) とは、直交変復調器のI/Qチャンネルのゲインアンバランスと、直交性誤差により引き起こされるI/Qチャンネルの干渉である。

【非特許文献1】ワイ.ラムルト(Y. Iamurto)・エム.トミー(M. Tommi)共著,「フリクエンシドメインIQインバランスコレクションスキームフォーOFDMシステムズ(Frequency Domain IQ Imbalance Correction Scheme for OFDM Systems)」,インプロク. IEEE ワイヤレス コミュニケーションズ アンド ネットワーキング コンファレンス(in Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference), p.16-20, 2003年3月

10

【非特許文献2】ブイ.ケイ.ピー.マ(V.K.P. Ma)・ワイ.ラムルト(Y. Iamurto)共著,「アナリシス オフ IQ インバランス オン イニシャル フリクエンシ オフセット エスティメーション イン ダイレクト ダウンコンバージョン レシーバーズ(Analysis of IQ imbalance on initial frequency offset estimation in direct downconversion receivers)」,インプロク. サード ワークショップ オン シグナル プロク. アドバンス イン ワイヤレス コミュニケーション(in Proc. Third Workshop on Signal Proc. Advances in Wireless Communication), p.158-161, 2001年3月

【非特許文献3】エイ.バイア(A. Baier)著,「クワッドラチュア ミキサ インバランス イン デジタル TDMA モバイル ラジオ レシーバーズ(Quadrature mixer imbalances in digital TDMA mobile radio receivers)」,インプロク. インターナショナル チューリッヒ セミナ オン デジタル コミュニケーションズ, エレクトロニク サークिटズ アンド システムズ フォー コミュニケーションズ(in Proc. International Zurich Seminar on Digital Communications, Electronic Circuits and Systems for Communications), p.147-162, 1990年3月

20

【非特許文献4】シー.エル.リユー(C.L. Liu)著,「インパクトズ オフ I/Q インバランス オン QPSK-OFDM-QAM デテクション(Impact of I/Q imbalance on QPSK-OFDM-QAM detection)」,IEEE トランス. オン コンシューマー エレクトロニクス(IEEE Trans. on Consumer Electronics), 第44巻, 第3号, p.984-989, 1998年8月

【非特許文献5】鎌田裕之・阪口啓・荒木純道共著,「RF系の不完全性によるMIMO通信システムの特性劣化に関する検討」,信学ソ大, B-5-26, 2004年9月

30

【非特許文献6】阪口啓・ティンシーホー・荒木純道共著,「MIMO固有モード通信システムの構築と測定実験結果」,信学論(B), 第J87-B巻, 第9号, p.1454-1466, 2004年9月

【非特許文献7】エイチ.シャフィー(H. Shafiee)・エス.フォウラデファード(S. Fouladifard)共著,「キャリブレーション オフ IQ インバランス イン OFDM トランシーバーズ(Calibration of IQ imbalance in OFDM transceivers)」,プロク. 2003 ICC (proc. 2003 ICC), 第3巻, p.2081-2085, 2003年5月

【非特許文献8】チーアン リン(Jian Lin)・イー.ツイ(E. Tsui)共著,「ジョイント アダプティブ トランスミッター/レシーバー IQ インバランス コレクション フォー OFDM システムズ(Joint adaptive transmitter/receiver IQ imbalance correction for OFDM systems)」,プロク. 2004 IEEE PIMRC (proc. 2004 IEEE IMRC), 第2巻, p.1511-1516, 2004年9月

40

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

これまでに、OFDM通信システムにおいて、例えば、非特許文献1～非特許文献4に示されているように、IQインバランスの影響により、上下側波帯サブキャリア間の干渉が発生し特性が劣化するという問題があった。また、例えば、非特許文献5、非特許文献6に示されるように、MIMO通信システムでは、IQインバランスによりストリーム間の干渉が発生し特性が大きく劣化するという問題がある。

50

【 0 0 0 6 】

よって、MIMO-OFDM通信システムでは、IQインバランスの影響によるストリーム間干渉と上下側波帯のサブキャリア間干渉が同時に発生し、特性が著しく劣化するという問題が生じてしまう。

【 0 0 0 7 】

しかし、OFDM通信システムにおけるIQインバランスの補償法については、例えば、非特許文献7に示されるようなパイロット信号を用いて推定・補償する方法や、非特許文献8に示されるようなIQインバランス等価器を挿入する方法など、様々な方法が提案されているが、MIMO-OFDM通信システムについて、ハードウェアの不完全性が引き起こすIQインバランスを補償するための補償方法は、研究されていない。

10

【 0 0 0 8 】

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通信システムの特性を最大限に生かすために、送信器受信器の双方に含まれるハードウェアの不完全性が引き起こすIQインバランスを補償できるようにした送信装置、受信装置、MIMO-OFDM通信システム及びMIMO-OFDM通信システムにおけるIQインバランス補償方法を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 9 】

本発明は、MIMO-OFDM通信システムに適用され、送信器受信器の双方に含まれるハードウェアの不完全性が引き起こすIQインバランスを補償するためのMIMO-OFDM通信システムにおけるIQインバランス補償方法に関し、本発明の上記目的は、前記送信器側で、前記IQインバランスの影響を含んだチャネル応答を推定可能なトレーニング信号を送信する第1のステップと、前記受信器側で、送信された前記トレーニング信号に基づいて、前記IQインバランスの影響を含んだ拡張チャネル行列を推定する第2のステップと、前記第2のステップで推定された拡張チャネル行列に基づいて、前記MIMO-OFDM通信システムの受信処理方法で受信処理を行うことによって、前記IQインバランスの補償を実現する第3のステップとを有することにより、或いは、前記トレーニング信号として、下記の数式で表す直交アダマール行列を用い、

20

$$\mathbf{S}_{MO} = \mathbf{S}_M \otimes \mathbf{S}_O \in \mathcal{R}^{4m_t \times 4m_t}$$

30

$$\mathbf{S}_O = \text{hadamard}(4) \in \mathcal{R}^{4 \times 4}$$

$$\mathbf{S}_M = \text{hadamard}(m_t) \in \mathcal{R}^{m_t \times m_t}$$

ただし、

$$\mathbf{S}_O$$

はOFDMのためのトレーニング信号行列で、

40

$$\mathbf{S}_M$$

はMIMOのためのトレーニング信号行列で、

$$\mathbf{S}_{MO}$$

はMIMO-OFDMのためのトレーニング信号行列であり、

$$\otimes$$

はクロネッカ積であり、また、 $\text{hadamard}(4)$ は、4次の直交アダマール行列を表し、 $\text{hadamard}(m_t)$ は、 m_t 次の直交アダマール行列を表し、前記拡張チャネル行列は、次の数式

50

によって推定され、

$$\widetilde{\mathbf{H}}_{M,\pm k} = \mathbf{Y}_{M,\pm k} \mathbf{S}_{MO}^\dagger$$

ただし、

$$\mathbf{Y}_{M,\pm k}$$

は

$$\mathbf{S}_{MO}$$

10

に対応する受信信号行列で、

$$\mathbf{S}_{MO}^\dagger$$

は

$$\mathbf{S}_{MO}$$

の一般逆行列であることにより、或いは、前記受信処理方法として、ZFといった受信処理方法を用い、前記拡張チャネル行列を用いたZF受信処理では、次の数式に基づいて受信処理を行い、

20

$$\hat{\mathbf{s}}_{M,\pm k} = \widetilde{\mathbf{H}}_{M,\pm k}^\dagger \mathbf{y}_{M,\pm k}$$

ただし、

$$\widetilde{\mathbf{H}}_{M,\pm k}^\dagger$$

は

$$\widetilde{\mathbf{H}}_{M,\pm k}$$

30

の一般逆行列であり、

$$\hat{\mathbf{s}}_{M,\pm k}$$

は送信信号の推定値であることにより、或いは、前記受信処理方法として、MLDといった受信処理方法を用い、前記拡張チャネル行列を用いたMLD受信処理では、次の数式に基づいて受信処理を行い、

$$\hat{\mathbf{s}}_{M,\pm k} = \arg \left[\min_{\mathbf{s}_{M,\pm k}} [|\mathbf{y}_{M,\pm k} - \widetilde{\mathbf{H}}_{M,\pm k} \mathbf{s}_{M,\pm k}|^2] \right]$$

40

ただし、

$$\widetilde{\mathbf{H}}_{M,\pm k}$$

は前記拡張チャネル行列であり、

$$\hat{\mathbf{s}}_{M,\pm k}$$

は送信信号の推定値であることによって効果的に達成される。

【 0 0 1 0 】

また、本発明の上記目的は、前記送信器側で、時間軸において前記IQインバランスの影響を含んだチャネル応答を推定可能なトレーニング信号を送信するステップ1と、前記

50

受信器側で、送信された前記トレーニング信号に基づいて、前記時間軸上のチャネルを推定するステップ2と、前記時間軸上のチャネル応答から周波数軸上の拡張チャネル行列へ変換するステップ3と、前記ステップ3で変換された拡張チャネル行列に基づいて、前記MIMO-OFDM通信システムの受信処理方法で受信処理を行うことによって、前記IQインバランスの補償を実現するステップ4とを有することにより、或いは、前記トレーニング信号は、(イ)IQチャネル間の直交性、(ロ)ストリーム間の直交性、(ハ)推定誤差の小さな系列、といった3つの条件を満たすことにより、或いは、前記MIMO-OFDM通信システムの送信アンテナ本数は m_t で、OFDMシンボルに含まれる総サブキャリア数が L_s の場合、前記トレーニング信号は次の数式によって定義され、

$$\mathbf{S}_f = \mathbf{s}_f^s \otimes \text{hadamard}(m_t) \in \mathcal{R}^{m_t \times m_t L_s}$$

10

ただし、 $\text{hadamard}(m_t)$ は、 m_t 次の直交アダマール行列を表し、

$$\mathbf{s}_f^s$$

は、前記トレーニング信号を用いてチャネル推定を行ったときの推定誤差が小さくなる系列を適用することによってより一層効果的に達成される。

【発明の効果】

【0011】

本発明に係るMIMO-OFDM通信システムにおけるIQインバランス補償方法をMIMO-OFDM通信システムに適用すれば、送信器受信器の双方に含まれるハードウェアの不完全性によるIQインバランスの影響を完全に取り除くことができ、誤り率特性をはじめとするMIMO-OFDM通信システムの特性を大幅に改善することができるという優れた効果を奏する。

20

【発明を実施するための最良の形態】

【0012】

以下、図面を参照しながら、本発明を実施するための最良の形態を詳細に説明する。

【0013】

本発明に係るMIMO-OFDM通信システムにおけるIQインバランス補償方法は、MIMO-OFDM通信システムの特性を最大限に生かすために、ハードウェアの不完全性が引き起こすIQインバランスを補償できるようにした補償方法である。

30

【0014】

より詳細に説明すると、本発明の着眼点として、MIMO-OFDM通信システムにおいて、送信器受信器の双方に含まれるハードウェアの不完全性によるIQインバランスの影響を完全に取り除くために、まず、トレーニング信号の構成を提案し、そして、提案されたトレーニング信号に基づいて、IQインバランス補償を実現する補償アルゴリズム(補償方法)を提案する。

<実施例1> 周波数軸推定に基づく本発明の実施例

まず、周波数軸推定に基づく本発明に係るMIMO-OFDM通信システムにおけるIQインバランス補償方法(以下、単に、周波数軸推定に基づく本発明の実施例、或いは、本発明(周波数軸推定)とも称する)について説明する。

40

【0015】

図1は、MIMO-OFDM通信システムにおいて、本発明(周波数軸推定)を適用した受信器の構成を示すブロック図である。

【0016】

図1に示されるように、本発明(周波数軸推定)を適用した受信器は、IQインバランスの影響を含んだ拡張チャネル行列を推定する「拡張チャネル行列推定器」と、IQインバランスの影響を考慮に入れた復調を実現する「拡張受信処理器(つまり、拡張MIMO処理器)」とを備えている。

【0017】

50

ここで、本発明を適用する「送受信器の I Q インバランスの影響を考慮に入れた $m_t \times m_r$ MIMO - OFDM 通信システム」のモデル（以下、単に MIMO - OFDM 通信システムモデル、或いは、MIMO - OFDM 通信システムとも称する）を図 2 に示す。

【 0 0 1 8 】

本発明（周波数軸推定）では、図 2 の MIMO - OFDM 通信システムモデルにおける入力信号と出力信号が、下記数 1 のように書き表されることを利用して、I Q インバランスの補償を実現するようにしている。

【 0 0 1 9 】

【数 1】

$$y_{M,\pm k} = \widetilde{H}_{M,\pm k} s_{M,\pm k} + n_{M\pm k}$$

10

ここで、

$$s_{M,\pm k} \in \mathcal{R}^{4m_t}$$

は第 $\pm k$ サブキャリアの I - c h、Q - c h を独立に表現した送信信号ベクトルで、

$$y_{M,\pm k} \in \mathcal{R}^{4m_r}$$

20

は第 $\pm k$ サブキャリアの I - c h、Q - c h を独立に表現した受信信号ベクトルで、

$$\widetilde{H}_{M,\pm k} \in \mathcal{R}^{4m_r \times 4m_t}$$

は I Q インバランスの影響を含んだ第 $\pm k$ サブキャリアの拡張チャネル行列である。以下、この

$$\widetilde{H}_{M,\pm k}$$

を単に「拡張チャネル行列」とも称する。また、

$$n_{M\pm k} \in \mathcal{R}^{4m_r}$$

30

は第 $\pm k$ サブキャリアにおける加法性雑音ベクトルである。

【 0 0 2 0 】

本発明では、MIMO - OFDM 通信システムにおいて、拡張チャネル行列

$$\widetilde{H}_{M,\pm k}$$

を学習することにより、I Q インバランスの補償を行うようにしている。

【 0 0 2 1 】

以下、本発明において、I Q インバランスの影響を含んだチャネル応答を推定可能なトレーニング信号、拡張チャネル行列の推定方法と、拡張チャネル行列を用いた受信処理を詳細に説明する。

40

【 0 0 2 2 】

まず、本発明では、拡張チャネル行列

$$\widetilde{H}_{M,\pm k}$$

の次元は $4m_r \times 4m_t$ であるため、この拡張チャネル行列を学習するためには、少なくとも階数 $4m_t$ のトレーニング信号を用いる必要がある。例えば、下記数 2、数 3 及び数 4 に示すように、直交アダマール行列をトレーニング信号として用いることで、拡張チャネル行列を学習することができる。

【 0 0 2 3 】

50

【数 2】

$$\mathbf{S}_{\text{MO}} = \mathbf{S}_{\text{M}} \otimes \mathbf{S}_{\text{O}} \in \mathcal{R}^{4m_t \times 4m_t}$$

【0 0 2 4】

【数 3】

$$\mathbf{S}_{\text{O}} = \text{hadamard}(4) \in \mathcal{R}^{4 \times 4}$$

【0 0 2 5】

【数 4】

$$\mathbf{S}_{\text{M}} = \text{hadamard}(m_t) \in \mathcal{R}^{m_t \times m_t}$$

ただし、

$$\mathbf{S}_{\text{O}}$$

は OFDM のためのトレーニング信号行列で、

$$\mathbf{S}_{\text{M}}$$

は MIMO のためのトレーニング信号行列で、

$$\mathbf{S}_{\text{MO}}$$

は MIMO - OFDM のためのトレーニング信号行列であり、

$$\otimes$$

はクロネッカ積である。また、 $\text{hadamard}(4)$ は、4 次の直交アダマール行列を表し、 $\text{hadamard}(m_t)$ は、 m_t 次の直交アダマール行列を表す。

【0 0 2 6】

次に、拡張チャネル行列

$$\widetilde{\mathbf{H}}_{\text{M}, \pm k}$$

の推定方法について述べる。

$$\mathbf{S}_{\text{MO}}$$

に対応する受信信号行列を

$$\mathbf{Y}_{\text{M}, \pm k}$$

とすると、下記数 5 により、拡張チャネル行列を最小二乗法で推定することができる。

【0 0 2 7】

【数 5】

$$\widetilde{\mathbf{H}}_{\text{M}, \pm k} = \mathbf{Y}_{\text{M}, \pm k} \mathbf{S}_{\text{MO}}^{\dagger}$$

ただし、

$$\mathbf{S}_{\text{MO}}^{\dagger}$$

は

$$\mathbf{S}_{\text{MO}}$$

の一般逆行列である。

【0 0 2 8】

10

20

30

40

50

最後に、拡張チャネル行列を用いた受信処理について説明する。

【 0 0 2 9 】

本発明では、MIMO-OFDM通信システムの受信処理方法（例えば、ZF、MMSE、MLD等の受信処理手法）を各受信器の第 $\pm k$ サブキャリアの信号について拡張チャネル行列を用いて行うことで、IQインバランスの補償を実現するようにしている。

【 0 0 3 0 】

ここでは、具体例として、本発明において、ZFとMLDといった受信処理方法を用いた拡張受信処理を示す。

【 0 0 3 1 】

まず、拡張チャネル行列

$$\widetilde{\mathbf{H}}_{M,\pm k}$$

を用いたZF受信処理は、下記数6で表すことができる。

【 0 0 3 2 】

【数6】

$$\hat{\mathbf{s}}_{M,\pm k} = \widetilde{\mathbf{H}}_{M,\pm k}^{\dagger} \mathbf{y}_{M,\pm k}$$

ここで、

$$\widetilde{\mathbf{H}}_{M,\pm k}^{\dagger}$$

は

$$\widetilde{\mathbf{H}}_{M,\pm k}$$

の一般逆行列である。

【 0 0 3 3 】

つまり、拡張チャネル行列を用いたZF受信処理では、拡張チャネル行列を用いて一般逆行列演算を行うことで、送信信号

$$\mathbf{s}_{M,\pm k}$$

の推定を行うことができる。

【 0 0 3 4 】

次に、拡張チャネル行列

$$\widetilde{\mathbf{H}}_{M,\pm k}$$

を用いたMLD受信処理は、下記数7で表すことができる。

【 0 0 3 5 】

【数7】

$$\hat{\mathbf{s}}_{M,\pm k} = \arg \left[\min_{\mathbf{s}_{M,\pm k}} [|\mathbf{y}_{M,\pm k} - \widetilde{\mathbf{H}}_{M,\pm k} \mathbf{s}_{M,\pm k}|^2] \right]$$

つまり、拡張チャネル行列を用いたMLD受信処理では、拡張チャネル行列を用いて $2 \times m_t$ 個の送信信号に対するレプリカ信号を生成し、尤度情報を元に送信信号

$$\mathbf{s}_{M,\pm k}$$

の推定を行うことができる。

【 0 0 3 6 】

以上をまとめると、本発明（周波数軸推定）を適用した M I M O - O F D M 通信システムでは、下記のステップ 1、ステップ 2、ステップ 3 に沿って、I Q インバランスを補償して受信処理を行うようにしている。

ステップ 1：

送信器側で、本発明で提案した「トレーニング信号」を送信する。好適に、トレーニング信号として、数 2、数 3 及び数 4 に示す直交アダマール行列を用いる。

ステップ 2：

拡張チャネル行列推定器では、数 5 に基づいて、I Q インバランスの影響を含んだ拡張チャネル行列を推定する。

10

ステップ 3：

拡張受信処理器（つまり、拡張 M I M O 処理器）では、I Q インバランスの影響を考慮に入れた受信処理を実現し、つまり、ステップ 2 で推定された拡張チャネル行列に基づいて、M I M O - O F D M 通信システムの受信処理方法で受信処理を行うことによって、I Q インバランス補償を実現する。具体的な例として、拡張チャネル行列を用いた Z F 受信処理では、数 6 に基づいて受信処理を行う。また、拡張チャネル行列を用いた M L D 受信処理では、数 7 に基づいて受信処理を行う。

【 0 0 3 7 】

上述した本発明（周波数軸推定）の効果を確認するために、 4×4 M I M O - O F D M 通信システムにおいて、Q P S K 変調を行い、受信器において I Q インバランス補償無しの従来方法と、本発明（周波数軸推定）をそれぞれ用いて、受信処理を行うことにした。

20

【 0 0 3 8 】

図 3 は、I Q インバランス補償無しの従来方法を用いて受信処理を行った場合の受信コンスタレーションの一例を示す図である。そして、図 4 は、本発明（周波数軸推定）を用いて受信処理を行った場合の受信コンスタレーションの一例を示す図である。

【 0 0 3 9 】

図 3 及び図 4 から、I Q インバランス補償無しの従来方法では、干渉の影響によりコンスタレーションが広がってしまっているのに対し、本発明（周波数軸推定）では、コンスタレーションの広がりが抑えられていることがよく分かる。

30

【 0 0 4 0 】

また、I Q インバランス補償無しの従来方法と本発明（周波数軸推定）に対して、誤り率特性について計算機シミュレーションを行い、評価を行った。計算機シミュレーションに用いられたパラメータを下記表 1 にまとめる。

【 0 0 4 1 】

【表 1】

送受信アンテナ数	4×4
サブキャリア数	52(データ:48 パイロット:4)
変調方式	QPSK
伝搬チャネル	i.i.d. Rayleigh
受信処理方式	ZF, MLD
送信ゲインアンバランス	4,-3,-1,4 [%]
送信直交性誤差	3,1,-2,2 [deg]
受信ゲインアンバランス	5,2,-2,4 [%]
受信直交性誤差	5,-3,3,4 [deg]

10

計算機シミュレーションの結果を図 5 に示す。つまり、図 5 は、I Q インバランス補償無しの従来方法と、本発明（周波数軸推定）をそれぞれ適用した場合の誤り率特性を示す図である。図 5 から分かるように、I Q インバランス補償無しの従来方法では、干渉の影響により誤り率特性が飽和してしまっていたが、本発明（周波数軸推定）では、誤り率特性が改善されている。

20

< 実施例 2 > 時間軸推定に基づく本発明の実施例

次に、時間軸推定に基づく本発明に係る MIMO-OFDM 通信システムにおける I Q インバランス補償方法（以下、単に、時間軸推定に基づく本発明の実施例、或いは、本発明（時間軸推定）とも称する）について説明する。

【0042】

30

本発明（時間軸推定）は、時間軸においてチャネル推定を行うことにより、実施例 1 のトレーニング信号より短いトレーニング信号長で、I Q インバランスの補償を実現するものである。本発明（時間軸推定）で用いるトレーニング信号は、時間軸において I Q インバランスの影響を含んだチャネル応答を推定可能な「トレーニング信号」である。

【0043】

図 6 は、MIMO-OFDM 通信システムにおいて、本発明（時間軸推定）を適用した受信器の構成を示すブロック図である。

【0044】

図 6 に示されるように、本発明（時間軸推定）を適用した受信器は、時間軸上のチャネルを推定する「時間軸チャネル推定器」と、時間軸上のチャネル応答から周波数軸上の拡張チャネル行列へ変換する「拡張チャネル行列推定器」と、I Q インバランスの影響を考慮に入れた復調を実現する「拡張受信処理器（つまり、拡張 MIMO 処理器）」とを備えている。

40

【0045】

まず、本発明（時間軸推定）において、拡張チャネル行列の推定方法について説明する。

【0046】

即ち、時間軸チャネル推定器で推定した時間軸上のチャネルに基づいて、拡張チャネル行列を以下のように推定する。

【0047】

50

まず、MIMO-OFDM通信システムにおいて、第 m 受信アンテナにおける時間軸上の受信信号ベクトル

$$\mathbf{y}_m$$

を下記数 8、数 9 によって表現する。

【 0 0 4 8 】

【 数 8 】

$$\mathbf{y}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{m,1} & \mathbf{y}_{m,2} & \cdots & \mathbf{y}_{m,L} \end{bmatrix}^T$$

10

【 0 0 4 9 】

【 数 9 】

$$\mathbf{y}_{m,i} = \begin{bmatrix} y_m^i(i) \\ y_m^q(i) \end{bmatrix}$$

ここで、添え字 i は信号の実数成分を、添え字 q は信号の虚数成分をそれぞれ表している。また、1 OFDMシンボルのFFTポイント数を L としている。

【 0 0 5 0 】

20

そして、第 n 送信アンテナにおける時間軸上の送信信号ベクトル

$$\mathbf{s}_n$$

を下記数 10、数 11 によって表現する。

【 0 0 5 1 】

【 数 10 】

$$\mathbf{s}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{n,1} & \mathbf{s}_{n,2} & \cdots & \mathbf{s}_{n,L} \end{bmatrix}^T$$

30

【 0 0 5 2 】

【 数 11 】

$$\mathbf{s}_{n,i} = \begin{bmatrix} s_n^i(i) \\ s_n^q(i) \end{bmatrix}$$

ここでも、添え字 i は信号の実数成分を、添え字 q は信号の虚数成分をそれぞれ表している。また、1 OFDMシンボルのFFTポイント数を L としている。

【 0 0 5 3 】

40

次に、第 n 送信アンテナから送信され第

$$l$$

タップ遅延のパスを通った信号のベクトルを下記数 12 で表すことにする。

【 0 0 5 4 】

【 数 12 】

$$\mathbf{s}_n^l = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{n,-l+1} & \mathbf{s}_{n,-l+2} & \cdots & \mathbf{s}_{n,-l+L} \end{bmatrix}^T$$

50

ここで、サイクリックプリフィックスの挿入により、

$$\mathbf{s}_{n,-l} = \mathbf{s}_{n,L-l} \quad (0 \leq l \leq L_{GI}-1)$$

の関係が成り立っている。ただし、 L_{GI} はガードインターバルポイント数である。

【 0 0 5 5 】

第 n 送信アンテナから第 m 受信アンテナへの第

l

タップ遅延のチャネルの状態を

$$\mathbf{h}_{m,n,l}$$

10

と表現すると、送受信信号の関係は、下記数 1 3 及び数 1 4 のように書き表すことができる。

【 0 0 5 6 】

【 数 1 3 】

$$\mathbf{y}_m = \sum_{n=1}^{m_t} \sum_{l=0}^{\tilde{L}-1} \mathbf{s}_n^l \mathbf{h}_{m,n,l}^T$$

20

【 0 0 5 7 】

【 数 1 4 】

$$\mathbf{h}_{m,n,l} = \begin{bmatrix} h_{m,n,l}^{ii} & h_{m,n,l}^{iq} \\ h_{m,n,l}^{qi} & h_{m,n,l}^{qq} \end{bmatrix}$$

ここで、添え字 ii は i -ch i -ch、添え字 iq は q -ch i -ch、添え字 qi は i -ch q -ch、添え字 qq は q -ch q -ch へのチャネル応答であることを示している。また、 m_t は送信アンテナ本数で、

30

\tilde{L} ($\leq L_{GI}-1$ を仮定)

は最大遅延のタップ数を表している。

【 0 0 5 8 】

ここで、下記数 1 5、数 1 6、数 1 7 及び数 1 8 に示すように、送信信号を表す行列

\mathbf{S}

40

とチャネルを表すベクトル

$$\mathbf{h}_m$$

を定義する。

【 0 0 5 9 】

【 数 1 5 】

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_2 & \cdots & \mathbf{S}_{m_t} \end{bmatrix}$$

【 0 0 6 0 】

50

【数 1 6】

$$\mathbf{S}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_n^{0T} & \mathbf{s}_n^{1T} & \cdots & \mathbf{s}_n^{\tilde{L}-1T} \end{bmatrix}$$

【0 0 6 1】

【数 1 7】

$$\mathbf{h}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{m,1}^T & \mathbf{h}_{m,2}^T & \cdots & \mathbf{h}_{m,m_t}^T \end{bmatrix}^T$$

【0 0 6 2】

【数 1 8】

$$\mathbf{h}_{m,n} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{m,n,0} & \mathbf{h}_{m,n,1} & \cdots & \mathbf{h}_{m,n,\tilde{L}-1} \end{bmatrix}^T$$

10

上記定義を用いて、数 1 3 を下記数 1 9 に書き直すことができる。

【0 0 6 3】

【数 1 9】

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{S} \mathbf{h}_m$$

20

以上より、時間軸におけるチャネルは、下記数 2 0 に基づいて求めることができる。即ち、図 6 の時間軸チャネル推定器では、この数 2 0 に基づいて時間軸上のチャネルを求めるようにしている。

【0 0 6 4】

【数 2 0】

$$\mathbf{h}_m = \mathbf{S}^\dagger \mathbf{y}_m$$

ただし、

$$\mathbf{S}^\dagger$$

は

$$\mathbf{S}$$

の一般逆行列である。

【0 0 6 5】

ここで、図 6 を参照しながら、時間軸上のチャネル推定を表す数 2 0 により求めた

$$\mathbf{h}_m$$

内のサブマトリックス

40

$$\mathbf{h}_{m,n}$$

より、周波数軸上の拡張チャネル行列を生成する手順を示す。

【0 0 6 6】

まず、F F T を表す行列

$$\mathbf{F} \in \mathcal{C}^{L \times L}$$

の第

$$(f, l)$$

50

要素は、下記数 2 1 に書き表すことができる。

【 0 0 6 7 】

【 数 2 1 】

$$F_{f,l} = \exp[-j * 2\pi fl/L]$$

また、実数空間上で表した F F T を表す行列

$$\mathbf{F}^{\text{iq}} \in \mathcal{R}^{2L \times 2L}$$

の第

(f, l)

サブマトリックス

$$\mathbf{F}_{f,l}^{\text{iq}}$$

は、下記数 2 2 に書き表すことができる。

【 0 0 6 8 】

【 数 2 2 】

$$\mathbf{F}_{f,l}^{\text{iq}} = \begin{bmatrix} \cos[2\pi fl/L] & \sin[2\pi fl/L] \\ -\sin[2\pi fl/L] & \cos[2\pi fl/L] \end{bmatrix} \quad 20$$

さらに、 $\pm k$ 番目のサブキャリアに対するフーリエ変換を表す行列は、

$$\mathbf{F}^{\text{iq}}$$

より第 k サブ行及び第 $L - k$ サブ行を抜き出すことで、下記数 2 3 で表すことができる。

【 0 0 6 9 】

【 数 2 3 】

$$\mathbf{F}_{\pm k}^{\text{iq}} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_k^{\text{iq}} \\ \mathbf{F}_{L-k}^{\text{iq}} \end{bmatrix} \in \mathcal{R}^{4 \times 2L} \quad 30$$

次に、図 6 に示されるように、時間軸上のチャネル行列の F F T を行う。まず、F F T ポイント数

L

まで

$$\mathbf{h}_{m,n}$$

に対して 0 パッドを行う。

【 0 0 7 0 】

【 数 2 4 】

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{m,n}^z &= \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{m,n}^T & \mathbf{0}^T \end{bmatrix}^T \in \mathcal{R}^{2L \times 2} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{m,n,0}^z & \mathbf{h}_{m,n,1}^z & \cdots & \mathbf{h}_{m,n,L-1}^z \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

10

20

30

40

50

ここで、

$$\mathbf{h}_{m,n,l}^z \in \mathcal{R}^{2 \times 2}$$

は第

l

タップ遅延のチャネルの状態を表す行列である。

【 0 0 7 1 】

時刻 x の送信信号に対するチャネル応答は、下記数 2 5 に書き表すことができる。

【 0 0 7 2 】

10

【 数 2 5 】

$$\mathbf{h}_{m,n}^{z,x} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{m,n,-x}^z & \mathbf{h}_{m,n,-x+1}^z & \cdots & \mathbf{h}_{m,n,-x+L-1}^z \end{bmatrix}^T$$

ただし、サイクリックプリフィックスの挿入を考慮すると、

$$\mathbf{h}_{m,n,-x}^z = \mathbf{h}_{m,n,L-x}^z$$

が成り立っている。

【 0 0 7 3 】

20

すべての送信時刻に対するチャネルの応答は、下記数 2 6 で表す巡回行列

$$\mathbf{H}_m^z$$

として、表現することができる。

【 0 0 7 4 】

【 数 2 6 】

$$\mathbf{H}_m^z = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_m^{z,0} & \mathbf{h}_m^{z,1} & \cdots & \mathbf{h}_m^{z,L-1} \end{bmatrix}$$

上記の数式を用いて、 $\pm k$ サブキャリア間干渉の影響を含んだ周波数軸のチャネル行列は、下記数 2 7 で表される。

30

【 0 0 7 5 】

【 数 2 7 】

$$\widetilde{\mathbf{H}}_{m,n,\pm k} = \mathbf{F}_{\pm k}^{\text{iq}} \mathbf{H}_m^z (\mathbf{F}_{\pm k}^{\text{iq}})^{-1}$$

さらに、数 2 7 で表すチャネル行列を $m_t \times m_r$ の MIMO-OFDM 通信システムに拡張した場合のストリーム間干渉の影響を考慮に入れた拡張チャネル行列は、下記数 2 8 で表すことができる。

【 0 0 7 6 】

40

【 数 2 8 】

$$\widetilde{\mathbf{H}}_{M,\pm k} = \begin{bmatrix} \widetilde{\mathbf{H}}_{1,1,\pm k} & \widetilde{\mathbf{H}}_{1,2,\pm k} & \cdots & \widetilde{\mathbf{H}}_{1,m_t,\pm k} \\ \widetilde{\mathbf{H}}_{2,1,\pm k} & \widetilde{\mathbf{H}}_{2,2,\pm k} & \cdots & \widetilde{\mathbf{H}}_{2,m_t,\pm k} \\ \vdots & & & \\ \widetilde{\mathbf{H}}_{m_r,1,\pm k} & \widetilde{\mathbf{H}}_{m_r,2,\pm k} & \cdots & \widetilde{\mathbf{H}}_{m_r,m_t,\pm k} \end{bmatrix}$$

50

以上に述べた手順により、時間軸におけるチャネル推定により、周波数軸上の拡張チャネル行列の推定を行うことができる。

【 0 0 7 7 】

ところで、本発明（時間軸推定）において、時間軸において I Q インバランスの影響を含んだチャネル応答を求めるためには、トレーニング信号が下記（イ）、（ロ）、（ハ）という条件を満たす必要がある。

（イ） I Q チャネル間の直交性

（ロ） ストリーム間の直交性

（ハ） 推定誤差の小さな系列

以下、本発明（時間軸推定）において、上記（イ）、（ロ）、（ハ）という条件を満たすトレーニング信号の一実施例を示す。

【 0 0 7 8 】

送信アンテナ本数 m_t の M I M O - O F D M 通信システムにおいて、 O F D M シンボルに含まれる総サブキャリア数が L_s のとき、周波数軸において下記数 2 9 に示すトレーニング信号を用いることで、本発明（時間軸推定）の拡張チャネル行列を求めることができる。なお、図 7 は数 2 9 に示す周波数軸トレーニング信号

S_f

のイメージを説明するための模式図である。

【 0 0 7 9 】

【 数 2 9 】

$$S_f = s_f^s \otimes \text{hadamard}(m_t) \in \mathcal{R}^{m_t \times m_t L_s}$$

数 2 9 で表すトレーニング信号を周波数軸において B P S K 信号とすることで、時間軸における I Q チャネル間のトレーニング信号の直交性を確保する。そして、数 2 9 で表すトレーニング信号をアダマール直交行列で拡散することで、ストリーム間のトレーニング信号の直交性を確保している。また、

S_f^s

は、数 2 9 で表すトレーニング信号を用いてチャネル推定を行ったときの推定誤差が小さくなる系列を適用する。

【 0 0 8 0 】

上述した本発明（時間軸推定）の効果を確認するために、 I Q インバランス補償無し of 従来方法、本発明（周波数軸推定）、本発明（時間軸推定）に対して、誤り率特性について計算機シミュレーションを行い、評価を行った。計算機シミュレーションに用いられたパラメータを下記表 2 に示す。

【 0 0 8 1 】

10

20

30

【表 2】

送受信アンテナ数	4×4
サブキャリア数	52(データ:48 パイロット:4)
FFT ポイント数	64
ガードインターバルポイント数	16
トレーニングシンボル長	時間軸補償:4OFDM シンボル 周波数軸補償:16OFDM シンボル
変調方式	QPSK
伝搬チャネル	i.i.d. Rayleigh
受信処理方法	ZF, MLD
送信ゲインアンバランス	4,-3,-1,4 [%]
送信直交性誤差	3,1,-2,2 [deg]
受信ゲインアンバランス	5,2,-2,4 [%]
受信直交性誤差	5,-3,3,4 [deg]

計算機シミュレーションの結果を図 8 に示す。つまり、図 8 は、I Q インバランス補償無しの従来方法と、本発明（周波数軸推定）、本発明（時間軸推定）をそれぞれ適用した場合の誤り率特性を示す図である。

【 0 0 8 2 】

図 8 から分かるように、本発明を適用した場合は、I Q インバランス補償無しの従来方法を適用した場合と比べて、誤り率特性が大幅に改善した。また、図 8 から、周波数軸上における拡張チャネル推定に比べても、時間軸推定によるチャネル推定誤差低減の効果が得られ、特に M L D 受信処理において、誤り率特性が大きく改善していることがよく分かる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 8 3 】

【図 1】周波数軸推定に基づく本発明に係る M I M O - O F D M 通信システムにおける I Q インバランス補償方法を適用した受信器の構成を示すブロック図である。

【図 2】本発明において使用される M I M O - O F D M 通信システム I Q インバランスモデルを説明するための模式図である。

【図 3】I Q インバランス補償無しの従来方法を用いて受信処理を行った場合の受信コンスタレーションの一例を示す図である。

【図 4】周波数軸推定に基づく本発明に係る M I M O - O F D M 通信システムにおける I Q インバランス補償方法を用いて受信処理を行った場合の受信コンスタレーションの一例を示す図である。

【図 5】I Q インバランス補償無しの従来方法と、周波数軸推定に基づく本発明に係る M I M O - O F D M 通信システムにおける I Q インバランス補償方法をそれぞれ適用した場合の誤り率特性を示す図である。

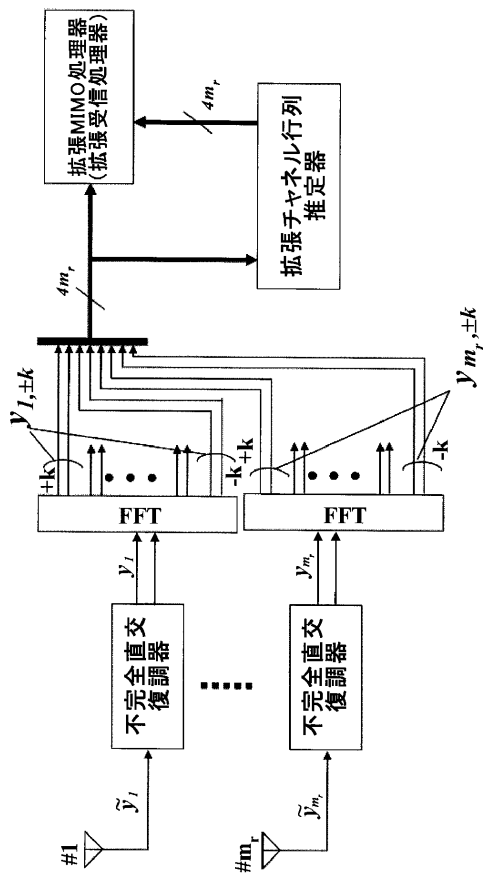
【図 6】時間軸推定に基づく本発明に係る M I M O - O F D M 通信システムにおける I Q インバランス補償方法を適用した受信器の構成を示すブロック図である。

【図 7】本発明（時間軸推定）において、周波数軸トレーニング信号の一実施例のイメー

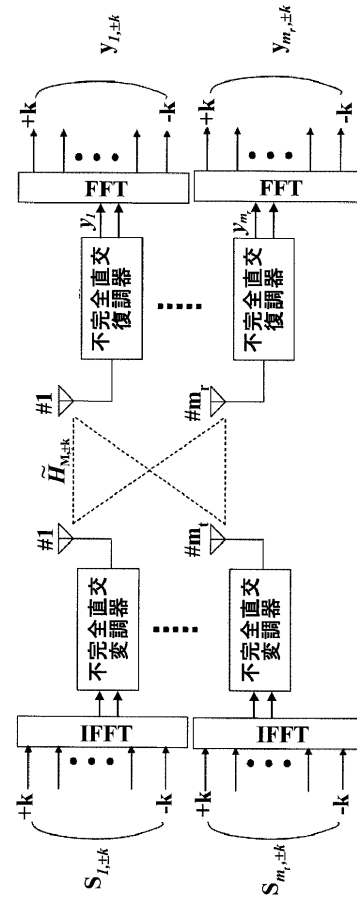
ジを説明するための模式図である。

【図 8】 I Q インバランス補償無しの従来方法、本発明（周波数軸推定）、本発明（時間軸推定）をそれぞれ適用した場合の誤り率特性を示す図である。

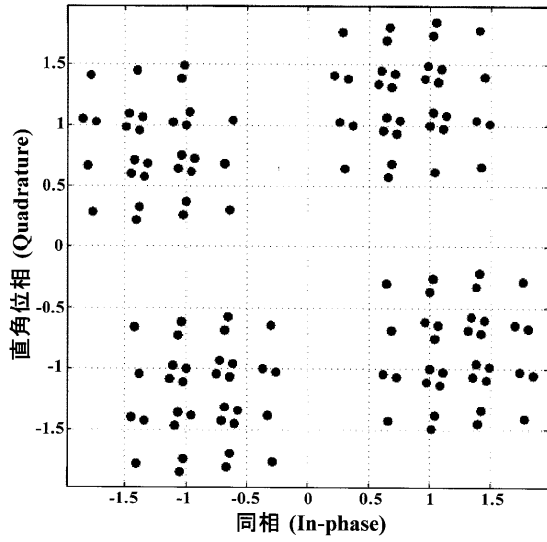
【図 1】



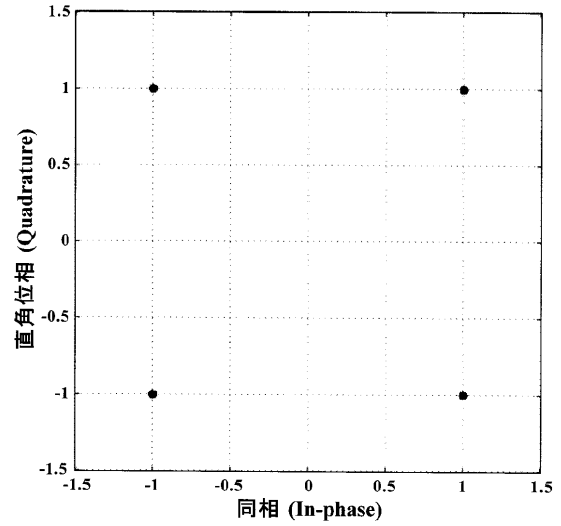
【図 2】



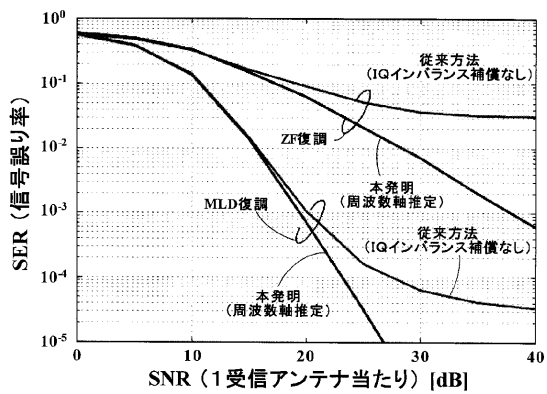
【図 3】



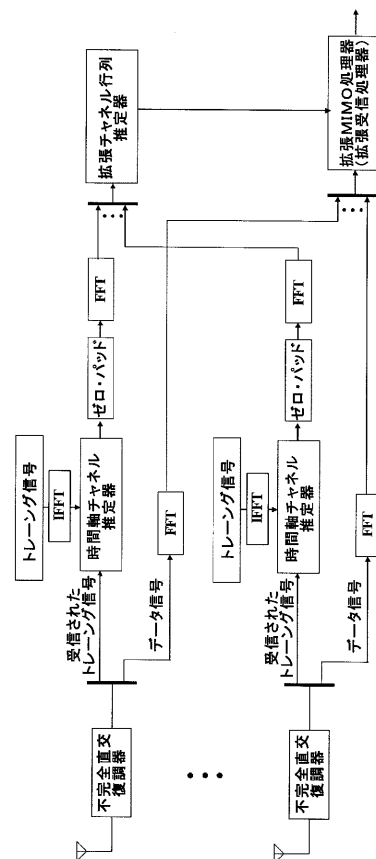
【図 4】



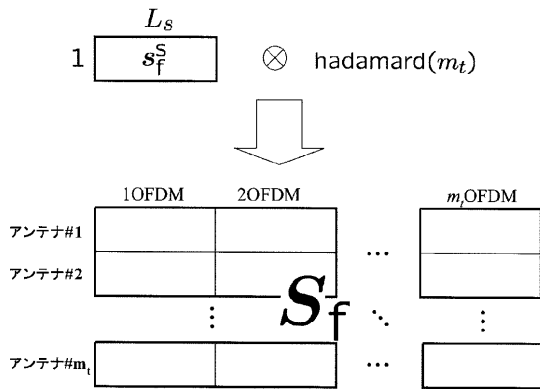
【図 5】



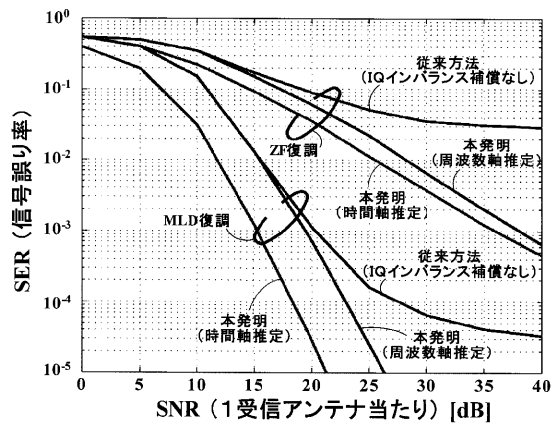
【図 6】



【図 7】



【図 8】



フロントページの続き

(74)代理人 100093090

弁理士 北野 進

(73)特許権者 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号

(74)代理人 100112335

弁理士 藤本 英介

(74)代理人 100101144

弁理士 神田 正義

(74)代理人 100101694

弁理士 宮尾 明茂

(74)代理人 100124774

弁理士 馬場 信幸

(72)発明者 阪口 啓

東京都目黒区大岡山 2 - 1 2 - 1 国立大学法人東京工業大学内

(72)発明者 鎌田 裕之

東京都目黒区大岡山 2 - 1 2 - 1 国立大学法人東京工業大学内

(72)発明者 荒木 純道

東京都目黒区大岡山 2 - 1 2 - 1 国立大学法人東京工業大学内

審査官 佐々木 洋

(56)参考文献 特開 2 0 0 6 - 2 4 5 8 7 1 (J P , A)

鎌田裕之 外, 「MIMO-OFDM通信システムにおけるIQインバランスの影響とその補償法」, 電子情報通信学会 2 0 0 5 年総合大会講演論文集, 社団法人電子情報通信学会, 2 0 0 5 年 3 月 7 日, B-5-90, p. 539

(58)調査した分野(Int.Cl., D B 名)

H 0 4 J 9 9 / 0 0