

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2009年5月14日 (14.05.2009)

PCT

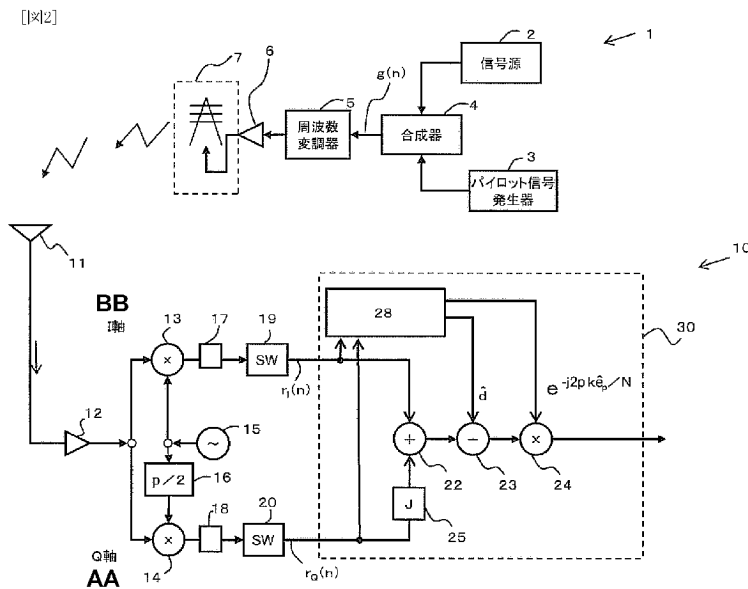
(10) 国際公開番号
WO 2009/060874 A1

- (51) 国際特許分類:
H04J 11/00 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2008/070141
- (22) 国際出願日: 2008年11月5日 (05.11.2008)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願2007-287771 2007年11月5日 (05.11.2007) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 公立大学法人大阪府立大学 (OSAKA PREFECTURE UNIVERSITY PUBLIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒5998531 大阪府堺市中区学園町1-1 Osaka (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 林海 (LIN, Hai) [CN/JP]; 〒5998531 大阪府堺市中区学園町1-1 公立大学法人大阪府立大学内 Osaka (JP). 山下 勝己 (YAMASHITA, Katsumi) [JP/JP]; 〒5998531 大阪府堺市中区学園町1-1 公立大学法人大阪府立大学内 Osaka (JP).
- (74) 代理人: 廣幸 正樹 (HIROKOH, Masaki); 〒5300047 大阪府大阪市北区西天満3丁目1-6 辰野西天満ビル5階 Osaka (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA,

[続葉有]

(54) Title: CFO AND DCO DISTORTION AMOUNT ESTIMATION METHOD, AND RECEPTION SIGNAL CORRECTION METHOD AND RECEPTION DEVICE USING THE METHOD

(54) 発明の名称: CFO、DCOのひずみ量推定方法およびこれを用いた受信信号補正方法、受信装置



- 5 FREQUENCY MODULATOR
- 4 SYNTHESIZER
- 3 PILOT SIGNAL GENERATOR
- 2 SIGNAL SOURCE
- AA Q-AXIS
- BB I-AXIS

(57) Abstract: Provided is a distortion amount estimation method for correcting a CFO and a DCO to improve an SNR in a reception signal received from a transmission system, which in turn improves the error rate. Here, a method using a pilot signal or a blind method may be used to estimate and correct the CFO and the DCO. However, estimation of the CFO under existence of the DCO requires an enormous volume of calculation such as the ML method or it is impossible to effectively remove an error from an estimated value. A reception signal is affected by a transmission system. When continuous symbols of a cyclic pilot signal are observed on the frequency axis, the phase is shifted by the CFO. Accordingly, it is possible to analytically acquire the CFO from the continuous symbols of the cyclic pilot signal. This enables estimation of the DCO and correction of the CFO and the DCO.

[続葉有]

WO 2009/060874 A1



MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI,
NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE,
SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ,
UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG,
CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU,
IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE,
SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ,
GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY,

添付公開書類:
— 国際調査報告書

(57) 要約: 伝送系から受信した受信信号においては、CFOとDCOの補正が受信信号のSNRを向上させ、最終的にはエラーレートの向上に効果的である。そこで、パイロット信号を用いた方法やブライド法などと言った方法でCFOとDCOの推定および補正が検討されているが、DCO存在下でのCFOの推定はML法のように計算量が膨大になるか、若しくは推定値から根本的に誤差を除去できない方法であった。受信信号は伝送系による影響を畳み込まれた形になっており、周期的なパイロット信号の連続したシンボルを周波数軸で観察するとちょうどCFO分だけ位相がずれている。したがって、周期的なパイロット信号の連続したシンボルからCFOを解析的に求めることができ、それによってDCOも推定し、CFO、DCO共に補正することができる。

明 細 書

CFO、DCOのひずみ量推定方法およびこれを用いた受信信号補正方法、受信装置

技術分野

[0001] 本発明は、受信機におけるキャリア周波数オフセット(CFO)およびDCオフセット(DCO)の推定方法および推定値を用いた受信信号の補正方法とそれを実現する受信装置に関する。

背景技術

[0002] 近年、直交周波数分割多重(OFDM)はさまざまな無線通信規格、例えば、DAB、DVB、そしてIEEE 802.11a WLANで採用されている。OFDM方式は、サブキャリアのスペクトルの一部が重なっているため、キャリア周波数オフセット(CFO)に対して非常に脆弱である。よって、CFOは推定・補正される必要がある(非特許文献1)。一方、廉価な端末に対する最近の需要を対処するため、ダイレクトコンバージョン方式受信機(DCR)が採用されている。しかし、DCRは、DCオフセット(DCO)、I/Q不平衡(インバランス)フリッカーノイズ等の付加的なアナログ信号損失を発生させる。本明細書では、最も深刻な損失、すなわちDCOのみが考慮され、他の損失要因は無視できるものであると想定される。

[0003] OFDMシステムのCFO推定は、サブキャリアの直交性の維持に重要性があるため、よく研究されている。これらの文献にはCFOとDCOの並存下での補正を考慮する研究もある。それらの研究は2つのタイプに分類できる。1つはパイロット信号を用いる方法(非特許文献3および4)であり、他の1つはブラインドによる方法である。ブラインド方法によるアプローチでは、CFO推定には計算によって、検索する帯域をくまなく検索するが必要であり、その複雑さや計算量は実装では許容できないものである。一方、最大尤度推定法(ML)を除くパイロット信号を用いたアプローチは、通常、特別なパイロット信号の構造を利用することにより複雑が軽減されるメリットを有する。よって、我々は普通の周期的なパイロット信号(PP)に注目する。PPの相互関係はDCOの無い状態でCFOを推定する簡単な方法を提供できる(非特許文献1および2)。一

方CFOとDCOが存在する際のパイロット信号は文献(非特許文献3および4)において研究されている。

非特許文献1:P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction noise," IEEE Trans. Commun., vol. 42, pp. 2908-2914, Oct. 1994. ピー. エイチ. ムース, "ア テクニーク フォー オーソゴナル フリークエンシー ディビジョン マルティプレキシング フリークエンシー オフセット コレクション ノイズ," アイトリプルイー トランス. コミュン., vol. 42, pp. 2908-2914, Oct. 1994.

非特許文献2:M. Morelli and U. Mengali, "An improved frequency offset estimator for OFDM applications," IEEE Communi. Lett., vol. 3, pp. 75-77, Mar. 1999. エム. モレリ アンド ユー. メンガリ, "アン インプルード フリークエンシー オフセット エスティメーター フォー オーエフディーエム アプリケーションズ," アイトリプルイー コミュニ. レット., vol. 3, pp. 75-77, Mar. 1999.

非特許文献3:C. K. Ho, S. Sun, and P. He, "Low complexity frequency offset estimation in the presence of DC offset," in Proc. IEEE ICC'03, pp. 2051-2055, May 2003. シー. ケー. ホー, エス. サン, アンド ピー. フー, "ロウ コンプレキシティー フリークエンシー オフセット エスティメーション イン ザ プレゼンス オブ ディーシー オフセット," イン プロック. アイトリプルイー アイシーシー'03, pp. 2051-2055, May 2003.

非特許文献4:S. Marsili, "DC offset estimation in OFDM based WLAN application," in Proc. IEEE GLOBECOM'04, Dec. 2004. エス. マーシリ, "ディーシー オフセット エスティメーション イン オーエフディーエム ベイスト ワイヤレスラン アプリケーション," イン プロック. アイトリプルイー グローブーコム'04, Dec. 2004.

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0004] 非特許文献3では、DCOの量が先ず粗く推定され、パイロット信号間の相関値からDCOの量の推定値を引いた後、CFOの推定値が得られる。このCFOの推定値はバイアスがある状態(統計的に誤差をゼロにできない状態)であることが知られており、CFOが小さい時のみ有効である。また、DCOを推定するために、非特許文献4では最適線形非偏推定法(The best linear unbiased estimator : (BLUE))が使われている。但し、CFOはランダムな値としてモデルされている。しかし、CFOは、一般的に推定の過程においてはランダムな値ではないので(非特許文献3)、この推定モデルの不完全さは推定モデルの精度劣化を引き起こす。すなわち、従来はDCOの値およびCFOの値を精度よく求める方法はなかった。

課題を解決するための手段

[0005] 本発明は上記の課題を解決するために想到されたものであり、周期的なパイロット信号(以下「PP」とも記す)が複数シンボル連続して送信されている条件下では、2番目以降のPPのシンボルであって、連続するシンボル間はキャリア周波数オフセット分だけずれている点を利用するものである。

[0006] すなわち、本発明は、
送信信号を受信し受信信号を得る工程と、
前記受信信号を復調する工程と、
前記復調した信号をデジタル信号に変換する工程と、
前記受信信号中のパイロット信号の1シンボルに含まれるサンプル数をKとし、予め決められた整数値をDとし、またDKをLとして、前記デジタル信号のパイロット信号に相当する部分からK+L個のデータを取得する工程と、
前記取得したデータの初めからL個のデータをベクトル r_1 とし、前記取得したデータの初めからK+1個目からL個のデータをベクトル r_2 とし、(100)式に基づいてCFO推定値を求める工程を有するひずみ量推定方法を提供する。

[数1]

$$\Delta f = \frac{f_s}{2\pi K} \arg\{R_p\}$$

・(100)

ただし、 R_p は(13)式により、 f_s はサンプリング周波数である。

[数2]

$$R_p = \frac{1}{L} r_1^H r_2 - \frac{1}{L^2} r_1^H \mathbf{1} \mathbf{1}^T r_2. \quad (13)$$

また、ベクトル $\mathbf{1}$ は、要素が全て1の $L \times 1$ のベクトルである。

[0007] また、本発明は、

送信信号を受信し受信信号を得る工程と、

前記受信信号を復調する工程と、

前記復調した信号をデジタル信号に変換する工程と、

前記受信信号中のパイロット信号の1シンボルに含まれるサンプル数を K とし、予め決められた整数値を D とし、また DK を L として、前記デジタル信号のパイロット信号に相当する部分から $K+L$ 個のデータを取得する工程と、

前記取得したデータの初めから L 個のデータをベクトル r_1 とし、前記取得したデータの初めから $K+1$ 個目から L 個のデータをベクトル r_2 とし、(14)式に基づいてDCO推定値を求める工程を有するひずみ量推定方法を提供する。

[数3]

$$\hat{d} = \frac{r_1^H r_1 \mathbf{1}^T r_2 - r_1^H r_2 \mathbf{1}^T r_1}{(L r_1^H - r_1^H \mathbf{1} \mathbf{1}^T)(r_1 - r_2)}. \quad (14)$$

また、ベクトル $\mathbf{1}$ は、要素が全て1の $L \times 1$ のベクトルである。

[0008] また、本発明は、

送信信号を受信し受信信号を得る工程と、

前記受信信号を復調する工程と、

前記復調した信号を複素受信データ号に変換する工程と、

請求項2により求まるDCO推定値を補正する工程と、

請求項1により求まるCFO推定値を補正する工程を有する受信方法を提供する。

[0009] また、本発明は、

パイロット信号部分を有する送信信号を受信し受信信号を得るアンテナと、

前記アンテナに接続され前記受信信号を出力するアンプと、
 前記アンプに接続され前記受信信号を復調する複素復調器と、
 前記複素復調器に接続され前記復調された受信信号をサンプリングし複素受信データ
 を出力するスイッチと、
 前記スイッチに接続され、前記複素受信データが入力され、前記複素受信データか
 らCFOおよびDCOを除去した補正受信データを出力する制御器とを有し、
 前記制御器は、パイロット信号のK+1番目のデータからL個のデータをベクトル r_1 と
 して取得し、前記パイロット信号の2K+1番目のデータからL個のデータをベクトル r_2
 として取得し、
 (100)式に基づきCFO補正值を求め、
 (14)式に基づきDCO補正值を求め、
 前記DCO補正值を用いて前記複素入力データを補正し、前記CFO補正值を用い
 て前記補正された複素入力データを補正し、前記補正受信データを求める受信機。

[数4]

$$\Delta f = \frac{f_s}{2\pi K} \arg\{R_p\}$$

.....(100)

ただし、 R_p は(13)式による。また、 f_s はサンプリング周波数であり、Kは1シンボル中
 のサンプル数である。

[数5]

$$R_p = \frac{1}{L} r_1^H r_2 - \frac{1}{L^2} r_1^H 1 1^T r_2 \tag{13}$$

[数6]

$$\hat{d} = \frac{r_1^H r_1 1^T r_2 - r_1^H r_2 1^T r_1}{(L r_1^H - r_1^H 1 1^T)(r_1 - r_2)} \tag{14}$$

また、ベクトル1は、要素が全て1のL×1のベクトルである。

発明の効果

[0010] 本発明では、受信されたPPの潜在的な関係から、CFO推定におけるDCOの影響
 が完全に除去され得ることが示される。結果として、我々はDCOが無い状態でのバ

イアスのないCFOの推定方法を提案し、DCOが無い状態と同じパフォーマンスを達成することができる。また、DCOの推定も同時に獲得できる。

図面の簡単な説明

- [0011] [図1]パイロット信号を表す図である。
[図2]本発明の送信機、受信機の構成を示す図である。
[図3]本発明の補正值を求めるデータ構成を示す。
[図4]従来方法とCFOの最小2乗誤差(NMSE)の値の比較を示すグラフである。
[図5]CFOのNMSEを示すグラフである。
[図6]有効SNRの結果を示すグラフである。
[図7]ビットエラーレート(BER)の結果を示すグラフである。

符号の説明

- [0012] 1 送信機
2 信号源
3 パイロット信号発生器
4 合成器
5 周波数変調器
6 送信アンプ
7 送信アンテナ
10 受信機
11 受信アンテナ
12 受信アンプ
13、14 乗算器
15 局部発信器
16 位相変換器
17、18 低域フィルタ
19、20 スイッチ
22 加算器
23 減算器

24 乗算器

25 虚数単位

28 補正值計算部

30 制御部

発明を実施するための最良の形態

- [0013] 本明細書において、太字は行列(行ベクトル)に使用される。肩付き文字のH、T、*、十字印はそれぞれエルミート行列、転置行列、共役行列、擬似逆行列(タガー)を示す。また、数式において太い文字で表した行列は文中では「行列r」と示し、行ベクトルは「ベクトルr」と表わす。
- [0014] N個のサブキャリアを有するOFDMシステムにおいて、バンド幅Bは、周波数間隔 $f_0 = B/N$ を有するN個のサブキャリアに分けられる。そして、CFO(Δf)は通常 f_0 で規格化される。
- [0015] 図1はP個のシンボルからなる送信されるPP(パイロット信号)を示す。但し、各シンボルはK個のサンプルを有する。PPはサブキャリアが伝送空間に等間隔に配置されたOFDMシンボルと見なされる。通常、 $N = MK$ とMは正の整数である。
- [0016] なお、本実施の形態では、OFDM信号を想定して説明を行うが、本発明はOFDM信号に限定されるものではない。OFDM信号でない場合は、サブキャリアが存在しない場合もある。しかし、K個のサンプルを有するパイロット信号が存在しさえすれば、本発明は適用することができる。その場合は、Mを正の整数、好ましくは2以上の正の整数として設定し、 $N (=MK)$ 本のサブキャリアがあると想定すればよい。後に説明されるが、CFO推定値を Δf (Hz)で求めると、MやNは無くなる。よって、Mの値の設定は、正の整数であればいくらであってもよい。
- [0017] PPにおける各シンボルは隣のシンボルのためのサイクリックプレフィックスであるため、受信されたパイロット信号はまだ周期的である。チャンネルを畳み込みした後、 ε を未知の正規化されたCFOと定義して、我々は受信されたn番目のパイロット信号のサンプルを(以下のように)得る。

[数7]

$$r(n) = s(n) + z(n), \quad (1)$$

ここで、 $s(n)$ はCFOだけの影響を受けた受信信号であり、以下のように表わされる。

[数8]

$$s(n) = e^{-j\phi} s(n + K), n > K$$

また、 ϕ はCFOの位相表現であり、以下のように表わされる。

[数9]

$$\phi = 2\pi\varepsilon K/N$$

そして $z(n)$ は、 σ_z^2 の分散を有し、ゼロ平均の付加されたホワイトガウシアンノイズ(以後「AWGN」ともいう)のサンプルである。

[0018] そして、以下の(2)式により求められる受信されたパイロット信号の相関を求めることで以下のようにCFO推定値を得ることができる。なお、ここで $L=DK$ であり、 D は設計パラメータである。

[数10]

$$R = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L r^*(K+l)r(2K+l), \quad (2)$$

[数11]

$$\hat{\varepsilon} = \frac{M}{2\pi} \arg\{R\}$$

ここで、推定可能な ε は以下の範囲は以下の範囲である。

[数12]

$$\varepsilon \in (-M/2, M/2)$$

[0019] 未知のDCOとするdが存在するとして、受信されたn番目のパイロットサンプルは、以下のようになる。

[数13]

$$r(n) = s(n) + d + z(n), \quad (3)$$

[0020] これより以下が導かれる。

[数14]

$$R = e^{j\phi} A + |d|^2 + R_{s,d} + R_{z,d} + R_z, \quad (4)$$

ここで、 A 、 $R_{s,d}$ 、 $R_{z,d}$ 、 R_z は以下のように表わされる。

[数15]

$$\begin{aligned} A &= \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |s(K+l)|^2 \\ R_{s,d} &= dS_1 + d^* S_2 \\ R_{z,d} &= dZ_1 + d^* Z_2 \end{aligned}$$

であるので、 R_z は以下のように表わされる。

[数16]

$$\begin{aligned} R_z &= \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L s^*(K+l)z(2K+l) \\ &\quad + \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L z^*(K+l)s(2K+l) \\ &\quad + \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L z^*(K+l)z(2K+l), \end{aligned} \quad (5)$$

なお、ここで、 S_1 、 S_2 、 Z_1 、 Z_2 は以下の通りである。

[数17]

$$S_1 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L s^*(K+l)$$

$$S_2 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L s(2K+l)$$

$$Z_1 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L z^*(K+l)$$

$$Z_2 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L z(2K+l)$$

[0021] [数18]

$$R_h = R - \left| \frac{1}{L+K} \sum_{l=1}^{L+K} r(K+l) \right|^2 \quad (6)$$

非特許文献3において、数式(4)に基づくCFOの推定はバイアスがあることが示されているため、Rを(6)式に置換する解決法が提示された。しかし、dの絶対値の2乗の推定は時間平均(TDA)に基づいており、大きなCFOの場合にはうまく適用できない。さらに、dの絶対値の2乗の完全な情報があつたとしても、推定の結果は $R_{s,d}$ によってバイアスされる。

[0022] <3. CFOとDCOの同時推定>

実際の使用状況下では、受信し始めの時点で大きなCFOが存在するかもしれない。DCOの存在下であっても、推定できる強力なCFO推定方法を開発することは当然望ましい。本セクションで、我々はバイアスされていないCFO推定方法を提案する。その推定方法は完全にDCOの影響を除去することができる。

[0023] 3. アルゴリズム

数式(2)のL+K個のサンプルは以下の通り2つのL×1ベクトルに整理できる。

[数19]

$$\mathbf{r}_1 = [r(K+1), \dots, r(K+L)]^T, \quad (7)$$

$$\mathbf{r}_2 = [r(2K+1), \dots, r(2K+L)]^T. \quad (8)$$

[0024] 数式(3)より、AWGNが無い状況では、我々は以下を得る。

[数20]

$$\mathbf{r}_2 - d \cdot \mathbf{1} = e^{j\phi}(\mathbf{r}_1 - d \cdot \mathbf{1}), \quad (9)$$

[0025] 但し、行列 $\mathbf{1}$ は要素が全て1の $L \times 1$ ベクトルである。言うまでも無く数式(9)は数式(10)に書き換えることができる。

[数21]

$$\mathbf{r}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 & \mathbf{1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\phi} \\ (1 - e^{j\phi})d \end{bmatrix}, \quad (10)$$

[0026] それは線形最小2乗問題を示唆する。 $L > 1$ のため、解析解は数式(11)、(12)となる。

[数22]

$$\begin{bmatrix} e^{j\phi} \\ (1 - e^{j\phi})\hat{d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 & \mathbf{1} \end{bmatrix}^\dagger \mathbf{r}_2 \quad (11)$$

$$= c \begin{bmatrix} L\mathbf{r}_1^H \mathbf{r}_2 - \mathbf{r}_1^H \mathbf{1} \mathbf{1}^T \mathbf{r}_2 \\ \mathbf{r}_1^H \mathbf{r}_1 \mathbf{1} \mathbf{1}^T \mathbf{r}_2 - \mathbf{r}_1^H \mathbf{r}_2 \mathbf{1} \mathbf{1}^T \mathbf{r}_1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

但し、 c は以下のように表わされる。

[数23]

$$c = 1/(L\mathbf{r}_1^H \mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_1^H \mathbf{1} \mathbf{1}^T \mathbf{r}_1)$$

この c は ϕ の推定に無関係な正の実数のスカラーである。また数式(11)の右辺第1項の右肩は十字印であり、擬似逆行列を表す。数式(12)からは、DCOを表わすハット d とは独立してCFOを表わすハット ϕ を求めることができる。

[0027] 結果として、我々はCFOの推定値ハット ε_p を以下のように得る。

[数24]

$$\hat{\varepsilon}_p = \frac{M}{2\pi} \arg\{R_p\}$$

ここで R_p は複素数であり(13)式で表される。

[数25]

$$R_p = \frac{1}{L} r_1^H r_2 - \frac{1}{L^2} r_1^H \mathbf{1} \mathbf{1}^T r_2. \tag{13}$$

なお、Mは、サブキャリアの数をN個とし、1シンボル中のサンプル数をK個としたときに、N=MKを満たす正の整数であった。ハット ε_p は規格化されたCFOの推定値であり、任意に設定できる整数Mを含む形で表わされている。これを周波数(Hz)の単位に直すと、ハット ε_p が $\Delta f / f_0$ であり、 $N f_0$ がバンド幅B(より正確にはサンプリング周波数 f_s)であることを考慮すると(100)式のように表わされる。

[数26]

$$\Delta f = \frac{f_s}{2\pi K} \arg\{R_p\} \dots\dots (100)$$

すなわち、CFOはサンプリング周波数 f_s とシンボル中のサンプル数Kと(13)式で求められる複素数 R_p の主角(実数部と虚数部のなす角度)によって求めることができる。

[0028] これより直ちに ε がゼロでない時、DCOは数式(14)のように推定できる。

[数27]

$$\hat{d} = \frac{r_1^H r_1 \mathbf{1}^T r_2 - r_1^H r_2 \mathbf{1}^T r_1}{(L r_1^H - r_1^H \mathbf{1} \mathbf{1}^T)(r_1 - r_2)}. \tag{14}$$

[0029] 3.2 性能分析

行列 r_1 の最後のL-K要素列が行列 r_2 の最初のL-K要素列と同一であることから、数式(13)の計算量と数式(6)の計算量は同じ計算量を持つ。数式(13)の二次形式は以下のように表せる。

[数28]

$$R_p = R - \bar{R} \tag{15}$$

[0030] ここで、数式(16)の関係が成り立つ。

[数29]

$$\bar{R} = e^{j\phi} \bar{A} + |d|^2 + R_{s,d} + R_{z,d} + \bar{R}_z, \quad (16)$$

また、数式(17)が成り立つ。

[数30]

$$\begin{aligned} \bar{A} &= \left| \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L s(K+l) \right|^2, \\ \bar{R}_z &= S_1 Z_2 + Z_1 S_2 + Z_1 Z_2. \end{aligned} \quad (17)$$

ここでAの上に横線が引かれた項を「バーA」と呼ぶ。

[0031] 数式(4)と(16)を数式(15)に代入すると、数式(18)が得られる。

[数31]

$$R_p = e^{j\phi} (A - \bar{A}) + R_z - \bar{R}_z, \quad (18)$$

但し、未知のDCOであるdを含む全ての項は消去される。

[0032] 言い換えれば、このCFOの推定方法はDCOから独立している。ノイズがゼロ平均のAWGNであることを用いると、Lが十分に大きい時にバーRzは概ねゼロという結果が得られる。AとバーAが正の実数のスカラーであることを知ると、数式(18)は数式(19)に書き換えられる。

[数32]

$$R_p \approx e^{j\phi} A \left[1 - \frac{\bar{A}}{A} + \frac{e^{-j\phi} R_z}{A} \right]. \quad (19)$$

[0033] OFDMシンボルとしてPPを扱うことによって、バーAはDCサブキャリアの点に存在するCFOを原因としたキャリア間干渉に比例することがわかる。DCおよび2×(M-1)個の隣接するサブキャリアに信号は載っていないので、AはバーAより十分大きいと想定するのが妥当である。

[0034] SN比(SNR)が1より十分大きいとしている非特許文献2と同様に、 $\exp(-j\phi) * R_z$ の実数と複素数要素は、(高い確率で)Aより十分小さい。ここで「*」は乗算の意味である。

したがって、SNRが高く、かつ(101)式が成立する時は、(20)式に近似することができる。

[数33]

$$|\hat{\epsilon}_p - \epsilon| \ll \frac{M}{2\pi} \dots\dots\dots (101)$$

[0035] [数34]

$$\hat{\epsilon}_p - \epsilon \approx \frac{M}{2\pi} \cdot \frac{\text{Im}\{e^{-j\phi} R_z\}}{A} \tag{20}$$

最終的には、次式が得られた。

[数35]

$$E(\hat{\epsilon}_p - \epsilon) = 0$$

[0036] よって、提案されたCFO推定方法はバイアスがなく、その分散は数式(21)によって得られる。

[数36]

$$\text{var}\{\hat{\epsilon}_p\} = \left(\frac{M}{2\pi}\right)^2 \frac{1}{D^2 \cdot K \cdot \text{SNR}} \tag{21}$$

これは非特許文献2のDCOがゼロのケースの分散と同一である。

[0037] 数式(10)のdを含む項が消えるため、数式(14)のDCOの推定方法はCFOが無い状態で推定に失敗する。幸いにも、OFDMシステムのDCサブキャリアは通常信

号は載らない。よって、CFOがゼロのケースのDCOは本質的に無害であり、必要であれば、PPあるいは通常の情報に載せているOFDMシンボル上でTDAを実行することで容易にDCOを推定できる。

[0038] また、一度CFOが推定されれば、DCOは他の方法で求めることもできる。具体的には次の方法を利用できる。行列 F_N を $N \times N$ の逆フーリエ変換行列とする。行列 F_N の一行は N サブキャリアを持つOFDM信号の一サブキャリアに対応する。今、列の番号を i とする。ただし、 $1 \leq i \leq N$ とする。

[0039] もし、対象とする信号がOFDM信号でなかったとしても、 M 個のシンボルを有する周期性パイロット信号(1シンボルは K 個のサンプルから構成される)は、 $N = MK$ のサブキャリアを持つOFDM信号とみなすことができる。

[数37]

$$\mathbf{r} = [r(K+1), \dots, r(K+N)]^T$$

[0040] このOFDM信号は、 i 本のサブキャリアを使っているとみなせる。具体的には次のようなサブキャリアである。

[数38]

$$i = M+1, 2M+1, \dots, (K-1)M+1$$

[0041] つまり、 i 本以外のサブキャリアはnullを伝送するnullサブキャリアとみなせる。nullサブキャリアに対応する行列 F_N の列を一個の行列 V にまとめる。すなわち、行列 V には、nullサブキャリアに対応する列ベクトルが集められる。受信信号であるベクトル \mathbf{r} はCFO、DCO、雑音が存在しない場合は、以下の関係が成立する。

[数39]

$$\mathbf{V}^H \mathbf{r} = \mathbf{0}$$

[0042] 行列 \mathbf{V}^H を左から乗算する操作は、受信信号であるベクトル \mathbf{r} のnullサブキャリアからの信号を再生する操作に対応するからである。従って、CFOのみが存在する場合は、以下の関係が成立する。

[数40]

$$\mathbf{V}^H \mathbf{\Gamma}^H(\varepsilon) \mathbf{r} = \mathbf{0}$$

[0043] ここで、行列 $\mathbf{\Gamma}^H(\varepsilon)$ は、 $N \times N$ の対角行列であり、以下のように表わされる。

[数41]

$$\Gamma^H(\varepsilon) = \text{diag}(1, e^{-j2\pi\varepsilon 1/N}, \dots, e^{-j2\pi\varepsilon(N-1)/N})$$

[0044] 行列 $\Gamma^H(\varepsilon)$ (=行列 $\Gamma(-\varepsilon)$) は、規格化されたCFOである ε だけ位相をシフトさせる操作を行う。つまり、上式は、CFOが存在する受信信号にCFOをキャンセルする操作を行い、nullサブキャリアを再生する操作を行うとゼロになることを意味する。

[0045] 次に、CFOとDCOが存在する場合は、以下の関係が成立する。なお、ベクトル 1_N は全要素が1の $N \times 1$ の列ベクトルである。

[数42]

$$\mathbf{V}^H \Gamma^H(\varepsilon) \mathbf{r} = d \mathbf{V}^H \Gamma^H(\varepsilon) \mathbf{1}_N$$

[0046] DCOは、行列 $\Gamma^H(\varepsilon)$ による操作でもゼロにならないため、右辺はDCO成分だけが残る。ここでベクトル 1 は上記の通り予め計算可能であり、 \mathbf{V}^H も F_N の一部であり、予め算出しておくことができる。またCFOは、本発明の(100)式から求めることができるので、上式の未知数はDCOである d だけとなる。従って、CFOが推定できれば、上式に基づいてDCOを推定することができる。具体的にはDCOは以下の式で求められる。

[数43]

$$\hat{d} = \mathbf{x}^T \mathbf{y} \dots \dots (102)$$

[0047] ただし、ベクトル \mathbf{x} およびベクトル \mathbf{y} は以下に表わされる $N \times 1$ の列ベクトルである。

[数44]

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= \mathbf{V}^H \Gamma^H(\hat{\varepsilon}_p) \mathbf{1}_N \\ \mathbf{y} &= \mathbf{V}^H \Gamma^H(\hat{\varepsilon}_p) \mathbf{r} \end{aligned} \dots \dots (103)$$

なお、 \mathbf{x} の疑似逆行列は、ベクトル \mathbf{x} を単に「 \mathbf{x} 」と略表記すると、 $(\mathbf{x}^H \mathbf{x})^{-1} \mathbf{x}^H$ であり、 $(\mathbf{x}^H \mathbf{x})$ はスカラーであるので、疑似逆行列を求めることなく、DCOを求めることができる。

- [0048] 次に本発明の実際について詳細に説明する。図2に本発明の構成を示す。信号を発信する発信機1は、放送局であってもよいし、個人所有の送信機であってもよい。本発明では発信機1は、信号源2とパイロット信号発生器3と合成器4および周波数変換器5を含む。さらに出力アンプ6とアンテナ7を含んでよい。ここで、パイロット信号はサンプル数KのシンボルをL個以上送信する。また、パイロット信号は信号源の発する元信号と時間多重される。本発明は、受信側が受信しているのは全てパイロット信号である期間が必要だからである。合成器4の出力 $g(n)$ は周波数変換器5を経て送信される。周波数変換器5は、符号化のための機能を含んでよい。
- [0049] 一方、受信機10は、アンテナ11と、アンプ12と、周波数変換器とフィルタ(17、18)とスイッチング素子(19、20)および制御器30を含む。周波数変換器は、複素周波数変換器である。通常、局部発信機LO(15)と乗算器(13、14)と位相変換器16を含む。
- [0050] 受信機10は、チャンネル応答と送信信号である $g(n)$ が畳み込み積分された信号にCFOの影響を受けた信号を受信する。アンプ12の出力は、Iブランチ(I軸)およびQブランチ(Q軸)に分けられる。Iブランチ側の信号は、局部発信機LO15からのキャリア信号を乗算器13で乗算される。また、Qブランチ側の信号は、局部発信機LOのキャリア信号の位相を $\pi/2$ ずらせた信号を乗算器14で乗算される。
- [0051] IブランチおよびQブランチの信号はそれぞれ低域通過フィルタ(17、18)を通過し、不要な高周波成分を除去される。その後十分なサンプリング周波数を有するAD変換器(19、20)にて、デジタル信号に変換される。IブランチおよびQブランチの信号はそれぞれ制御器30に入力される。
- [0052] 次に制御器30の処理について説明する。図2では、制御器30中に処理に応じた処理部があるように記載しているが、主としてソフトウェアが行う処理である。もちろん、専用のハードウェアを作製して実行させてもよい。なお、以後Iブランチ側でデジタル化された信号をIデータとよび、Q側ブランチでデジタル化された信号をQデータと呼ぶ。また、制御器30に入力されるIデータおよびQデータを合わせて複素受信データと呼ぶ。複素受信データは、局部発信器による復調過程で自己復調の影響を受

け、DCOが重畳している。QデータおよびIデータが入力されたら、制御器30はそれぞれのデータから補正值計算部28にて補正值を算出する。算出された補正值は、それぞれフィルタ部21、倍数部22、CFO補正信号発生部27に通知される。

[0053] 制御器30は、IデータおよびQデータに基づいて複素受信データに含まれるCFOの値ハット ε_p と、CDOの値ハットdを(100)式および(14)式に基づき算出し推定する。そして推定されたCFOとDCOをキャンセルする補正值を出力する。CFO補正值は、k番目の複素受信データに対して $\exp(-j2\pi k \text{ハット}\varepsilon_p / N)$ である。またDCO補正值は、(-ハットd)である。なお、ハット ε_p は規格化された角度であり、ハットdは複素数である。

[0054] 一方、IデータとQデータは加算され、DCO推定値が減算され、CFO推定値だけ周波数がシフトされる。図2では、これを加算器22によって加算が行われ、減算器23によってDCO推定値が減算され、乗算器24によってCFO分がシフトされるようにハード的に示した。しかし、ソフトウェアの処理として行ってよい。なお、CFO推定値をキャンセルするように周波数をシフトするということは、k番目の複素受信データに $\exp(-j2\pi k \text{ハット}\varepsilon_p / N)$ を乗算することである。なお、ハット ε_p は具体的な周波数では、サブキャリア周波数の帯域を f_0 として、 $\Delta f / f_0$ である。補正された複素受信データは、送信データ $g(n)$ とチャンネル応答の畳み込みとして得られる。

[0055] 次に補正值計算部の処理をより詳細に説明する。図3には、デジタル化されたIデータおよびQデータでの受信したパイロット信号の並びを示す。パイロット信号は複数のシンボル50が存在する信号である。1つのシンボルにはK個のサンプルがあるとす。補正值計算部28は、パイロット信号の任意の位置からデータを取得し始める。ここでデータとは、個々のサンプルである。

[0056] データを取得し始めるタイミングは特に限定されない。しかし、少なくとも $(D+1)K$ 個以上のパイロットシンボルが取得できる必要がある。
る。

[0057] データはパイロット信号のデータ取得点55からK個目のデータ56からIデータ、Qデータの双方ともL個のデータを取得し、 $2K$ 個目のデータ57から同じくL個のデータを取得する。ここでLはDK個のパイロットシンボル中のサンプル数である。Dは設計

値であり、2以上の整数である。通常2乃至3で十分である。言い換えると、データ取得点55から、 $2K+L$ 個の複素受信データを使い、その中から $K+L$ 個の複素受信データを取得する。

[0058] 次に取得した複素受信データ(最初のデータは取得点55からは $K+1$ 個目になっている)の最初の L 個をベクトル r_1 ((7)式)とし、 K 個目からの L 個をベクトル r_2 ((8)式)とする。これらのベクトル r_1 およびベクトル r_2 は $r_1(k)$ が実数部で $r_2(n)$ が虚数部からなる複素数である。従って複素受信データの演算処理に当たっては、 $r_2(n)$ のデータは虚数単位 j が乗算されているのと同じ扱いをする。なお、複素受信データを複素数演算扱いにすることを示す意味で図2の制御部30には、虚数単位 j を $r_2(n)$ に乗算する乗算器25を示した。

[0059] ベクトルとベクトルを取得すれば、この2つのデータ群から直ちにCFOの推定値ハット ϵ を(100)式から求めることができる。また、同様にDCOの推定値ハット d を(14)式から求めることができる。DCOの推定値は(102)式から求めてもよい。

[0060] CFOとDCOの推定値を求めることができれば、複素受信データからCFOとDCOをキャンセルしたデータを得ることができる。具体的には、受信した n 個のデータの複素受信データを $r(n)$ とすると、全ての $r(n)$ の要素からハット d を減算することでDCOを補正することができる。

また $r(n)$ に下記の行列を左から乗算することでCFOを補正することができる。

[数45]

$$\Gamma(-\hat{\epsilon}_p) = \text{diag}(1, e^{-j2\pi\hat{\epsilon}_p 1/N}, \dots, e^{-j2\pi\hat{\epsilon}_p (N-1)/N})$$

$$\dots\dots\dots(104)$$

ただし、diagは対角行列を表す。

[0061] また、(102)式によってDCOを求める場合について説明する。逆フーリエ変換行列を行列 F_N とすると行列 F_N は以下のように表わされる。

[数46]

$$F_N = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi \cdot 1 \cdot 0}{N}} & \dots & \dots & e^{j\frac{2\pi \cdot (N-1) \cdot 0}{N}} \\ 1 & e^{j\frac{2\pi \cdot 1 \cdot 1}{N}} & & & e^{j\frac{2\pi \cdot (N-1) \cdot 1}{N}} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j\frac{2\pi \cdot 1 \cdot (N-1)}{N}} & \dots & \dots & e^{j\frac{2\pi \cdot (N-1) \cdot (N-1)}{N}} \end{bmatrix}$$

[0062] この行列のそれぞれの列ベクトルはサブキャリアに対応している。そこで、nullを伝送しているサブキャリアを抜き出し行列Vとする。行列Vは縦方向に要素がN個並び、横方向にはnullサブキャリアの数だけ並ぶ。行列 $\Gamma^H(\epsilon)$ (=行列 $\Gamma(-\epsilon)$)は、上記(104)式から得られる。

[0063] (103)式によるベクトルx、ベクトルyは、行列の要素の配置換えによって逆行列を求める必要なく容易に得られる。ハット ϵ はCFOとして得ることができる。従って、ベクトルxおよびベクトルyは要素の並べ替えと行列の乗算から容易に求められる。

[0064] また、すでに示したようにxの疑似逆行列は、ベクトルxを単に「x」と略表記すると、 $(x^H x)^{-1} x^H$ であり、 $(x^H x)$ はスカラーであるので、ベクトルxの疑似逆行列は、スカラーとベクトルxのエルミート行列として求められる。従って、(102)式によるDCOは、ベクトルの乗算だけによって得ることができる。

[0065] 4. シミュレーション

本セクションでは、提案したCFOとDCOの同時推定方法のパフォーマンスを示すためにシミュレーションを行った。シミュレートされるOFDMシステムはN=64個のサブキャリアを持ち、グレイ符号化された64QAM信号を伝送するために、52本のサブキャリアを使用した。サイクリックプレフィックスの長さは $N_{cp}=16$ とした。PPとして、我々はIEEE 802.11a WLANのプリアンブルにおけるショートトレーニングシーケンスを使用した。

[0066] 但し、P(パイロット信号の数)=10、K=16そしてM=4である。周波数選択性フェーディングチャンネルは、自然対数的に電力が減少するパスを5つ持つ。受信された

歪のない信号の電力は $SNR=1/\sigma_z^2$ に対応する1に合致させ、一方、DCOの電力はdの絶対値の2乗が0.25に固定した。

[0067] 提案する推定方法を、PPの同じ最後のL+K=64サンプルを用いて、非特許文献3のホーの推定方法および非特許文献4のマーシリの推定方法と比較した。マーシリの推定方法では、 $(-\epsilon_{BLUE}, \epsilon_{BLUE})$ の区間においてCFOは一様に分散しており、SNRが20dBという仮定の条件で、DCOの推定のための線形推定を行った。

[0068] そして、パイロット信号からDCO推定値を差し引いた後、相関に基づくCFO推定を行った。 $E[(\epsilon - \hat{\epsilon})^2]$ で定義される規格化されたCFOの最小2乗誤差(NMSE)の値の比較を図4に示す。ホーとマーシリの推定方法は共にDCOの影響を完全に除去することができない、よって誤差の推定性能にエラーフロアがあることがわかる。一方、提案したCFO推定方法はDCOの無い状態と同一の優秀な推定性能を示す。

[0069] 図5はCFOのNMSEを示す。ホーとマーシリの推定方法のパフォーマンスはCFOの値にしたがって激しく変化するが、提案推定方法はCFO推定の範囲を通して最適性能を保持することがわかる。最後に、総合受信性能は図6の有効SNRの結果と図7のビットエラーレート(BER)を使って測定できる。ここでTDAに基づくDCOの推定はホーの推定方法が使用されている。予想通り、本発明で提案する推定方法はCFOとDCOの満足できる推定を達成することができ、従来の2つのアプローチより優れている。

[0070] 以上、本発明では、CFOとDCOの並存下におけるPPの潜在的な性質を考察し、新たなCFOとDCOの同時推定方法を提案した。従来の方法と比較して、提案推定方法のCFOの推定はバイアスがないものであり、DCOが無い状態と同じパフォーマンスを達成できる。シミュレーション結果は提案推定方法の妥当性と優位性を証明した。

産業上の利用可能性

[0071] 本発明は電子通信機器、特にOFDM方式で送受信する受信機に利用することができる。

請求の範囲

- [1] 送信信号を受信し受信信号を得る工程と、
 前記受信信号を復調する工程と、
 前記復調した信号をデジタル信号に変換する工程と、
 前記受信信号中のパイロット信号の1シンボルに含まれるサンプル数をKとし、予め決められた整数値をDとし、またDKをLとして、前記デジタル信号のパイロット信号に相当する部分からK+L個のデータを取得する工程と、
 前記取得したデータの初めからL個のデータをベクトル r_1 とし、前記取得したデータの初めからK+1個目からL個のデータをベクトル r_2 とし、(100)式に基づいてCFO推定値を求める工程を有するひずみ量推定方法。

[数100]

$$\Delta f = \frac{f_s}{2\pi K} \arg\{R_p\}$$

•(100)

ただし、 R_p は(13)式により、 f_s はサンプリング周波数

[数101]

$$R_p = \frac{1}{L} r_1^H r_2 - \frac{1}{L^2} r_1^H \mathbf{1} \mathbf{1}^T r_2. \tag{13}$$

また、ベクトル $\mathbf{1}$ は、要素が全て1のL×1のベクトル

- [2] 送信信号を受信し受信信号を得る工程と、
 前記受信信号を復調する工程と、
 前記復調した信号をデジタル信号に変換する工程と、
 前記受信信号中のパイロット信号の1シンボルに含まれるサンプル数をKとし、予め決められた整数値をDとし、またDKをLとして、前記デジタル信号のパイロット信号に相当する部分からK+L個のデータを取得する工程と、
 前記取得したデータの初めからL個のデータをベクトル r_1 とし、前記取得したデータの初めからK+1個目からL個のデータをベクトル r_2 とし、(14)式に基づいてDCO推

定値を求める工程を有するひずみ量推定方法。

[数102]

$$\hat{d} = \frac{\mathbf{r}_1^H \mathbf{r}_1 \mathbf{1}^T \mathbf{r}_2 - \mathbf{r}_1^H \mathbf{r}_2 \mathbf{1}^T \mathbf{r}_1}{(L \mathbf{r}_1^H - \mathbf{r}_1^H \mathbf{1} \mathbf{1}^T)(\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2)} \quad (14)$$

また、ベクトル $\mathbf{1}$ は、要素が全て1の $L \times 1$ のベクトル

- [3] 送信信号を受信し受信信号を得る工程と、
前記受信信号を復調する工程と、
前記復調した信号を複素受信データ号に変換する工程と、
請求項2により求まるDCO推定値を補正する工程と、
請求項1により求まるCFO推定値を補正する工程を有する受信方法。
- [4] パイロット信号部分を有する送信信号を受信し受信信号を得るアンテナと、
前記アンテナに接続され前記受信信号を出力するアンプと、
前記アンプに接続され前記受信信号を復調する複素復調器と、
前記複素復調器に接続され前記復調された受信信号をサンプリングし複素受信データ号を出力するスイッチと、
前記スイッチに接続され、前記複素受信データ号が入力され、前記複素受信データ号からCFOおよびDCOを除去した補正受信データ号を出力する制御器とを有し、
前記制御器は、パイロット信号の $K+1$ 番目のデータから L 個のデータをベクトル \mathbf{r}_1 として取得し、前記パイロット信号の $2K+1$ 番目のデータから L 個のデータをベクトル \mathbf{r}_2 として取得し、
(100)式に基づきCFO補正値を求め、
(14)式に基づきDCO補正値を求め、
前記DCO補正値を用いて前記複素入力データを補正し、前記CFO補正値を用いて前記補正された複素入力データを補正し、前記補正受信データ号を求める受信機。

[数103]

$$\Delta f = \frac{f_s}{2\pi K} \arg\{R_p\}$$

ただし、 R_p は(13)式による。また、 f_s はサンプリング周波数であり、 K は1シンボル中のサンプル数。

[数104]

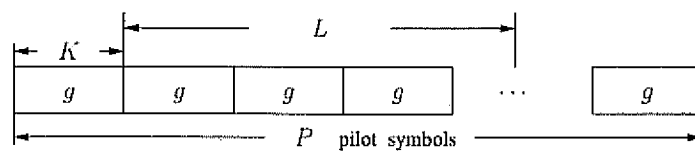
$$R_p = \frac{1}{L} \mathbf{r}_1^H \mathbf{r}_2 - \frac{1}{L^2} \mathbf{r}_1^H \mathbf{1} \mathbf{1}^T \mathbf{r}_2. \quad (13)$$

[数105]

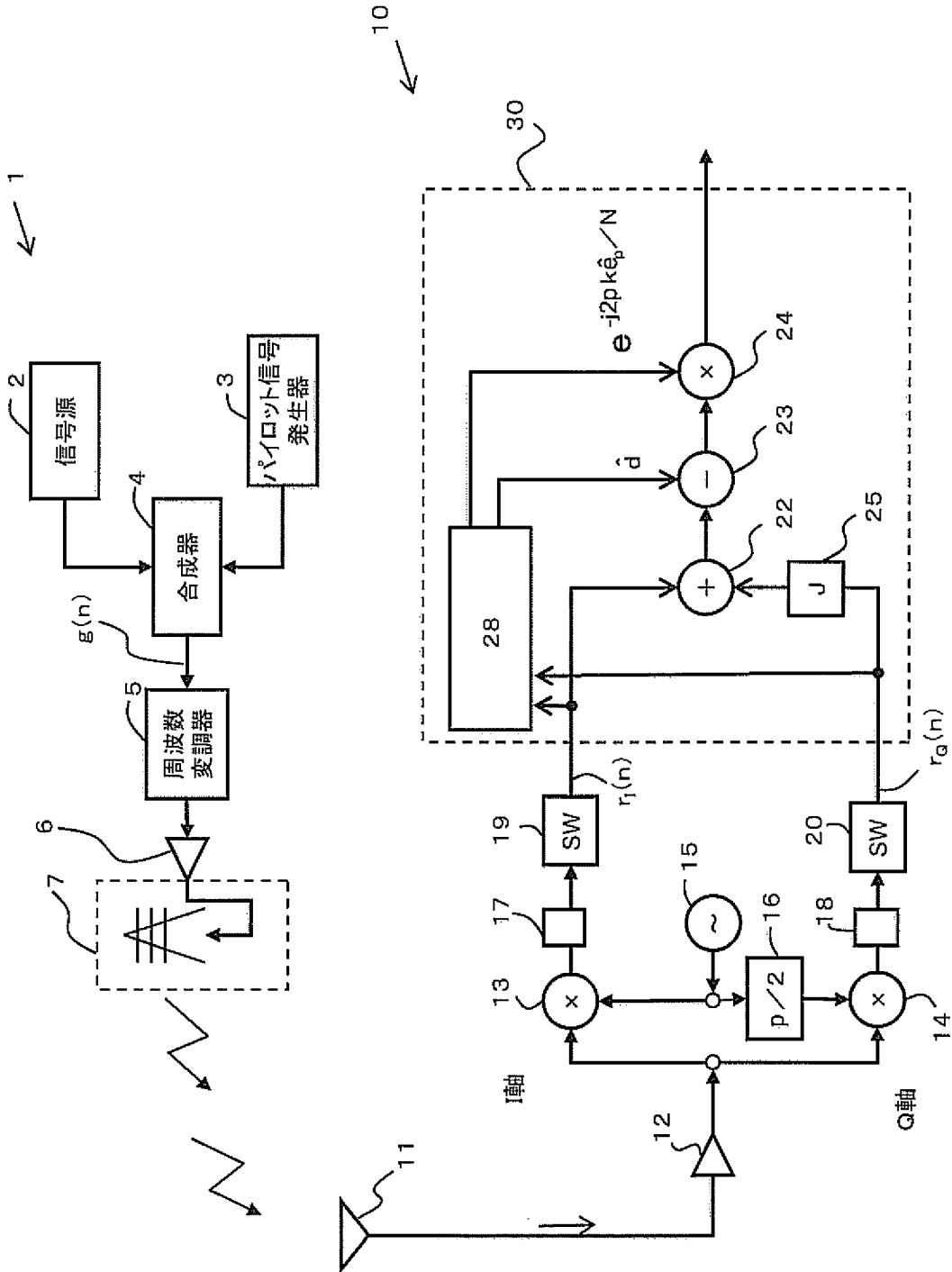
$$\hat{d} = \frac{\mathbf{r}_1^H \mathbf{r}_1 \mathbf{1}^T \mathbf{r}_2 - \mathbf{r}_1^H \mathbf{r}_2 \mathbf{1}^T \mathbf{r}_1}{(L \mathbf{r}_1^H - \mathbf{r}_1^H \mathbf{1} \mathbf{1}^T)(\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2)}. \quad (14)$$

また、ベクトル $\mathbf{1}$ は、要素が全て1の $L \times 1$ のベクトル

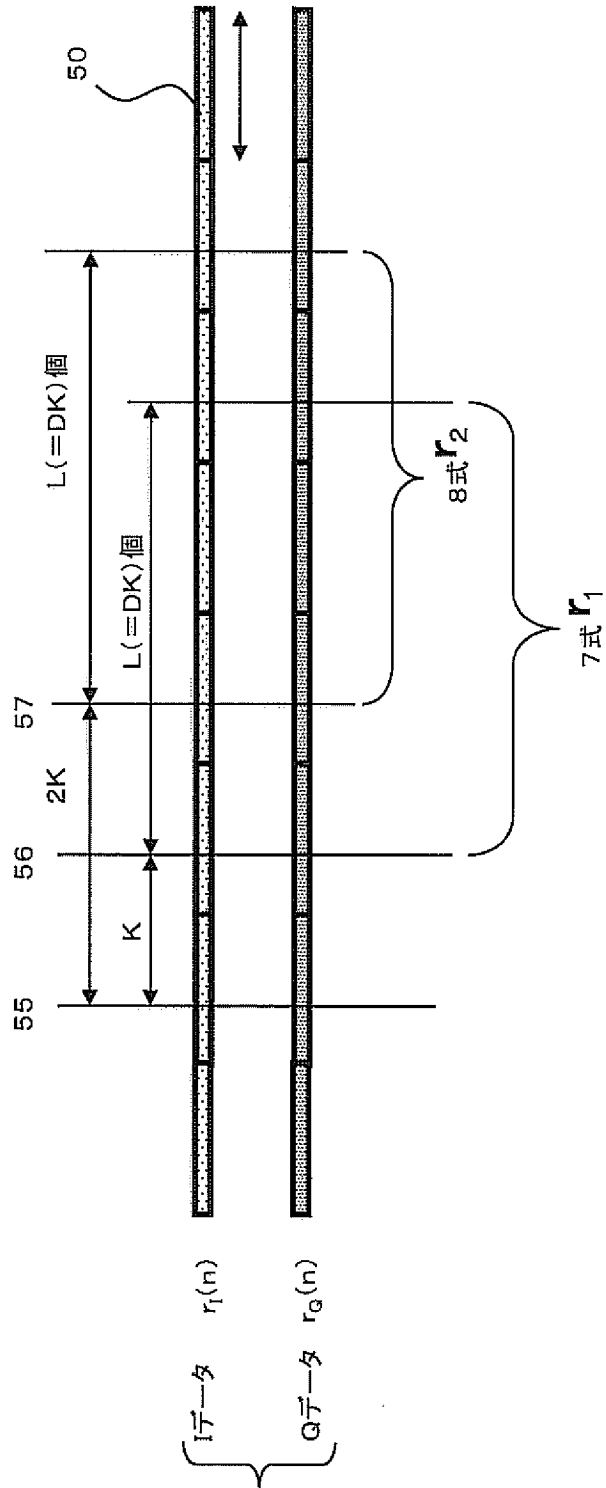
[図1]



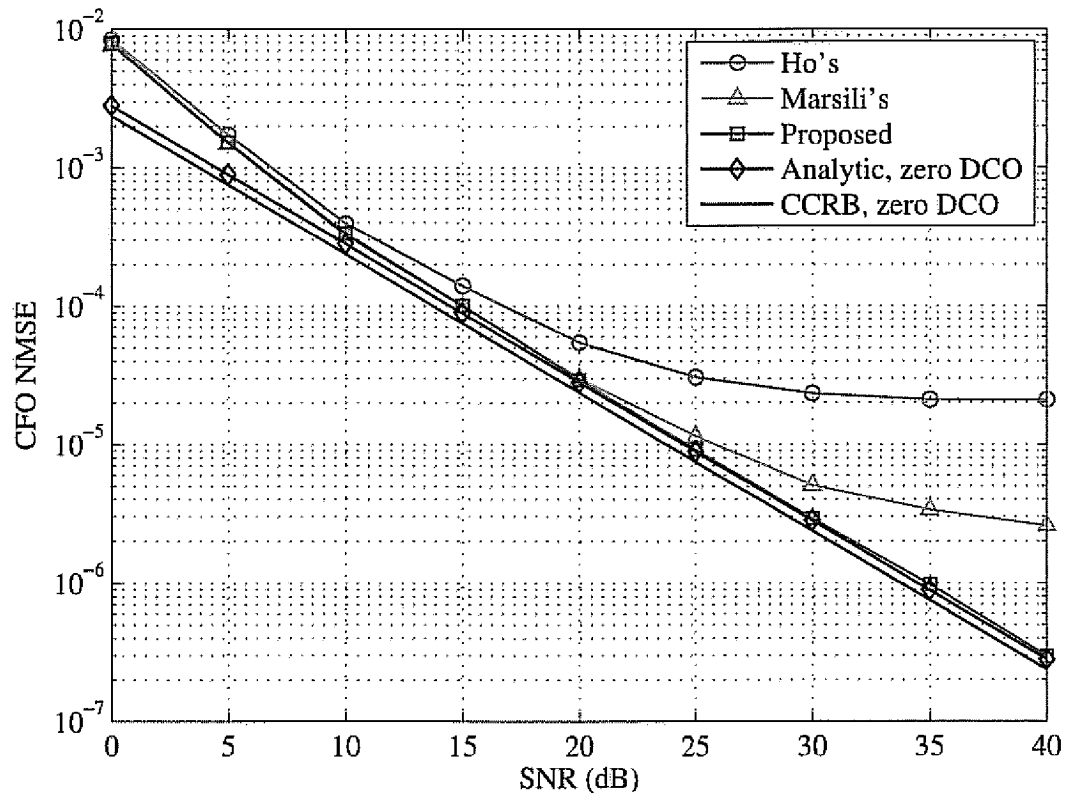
[図2]



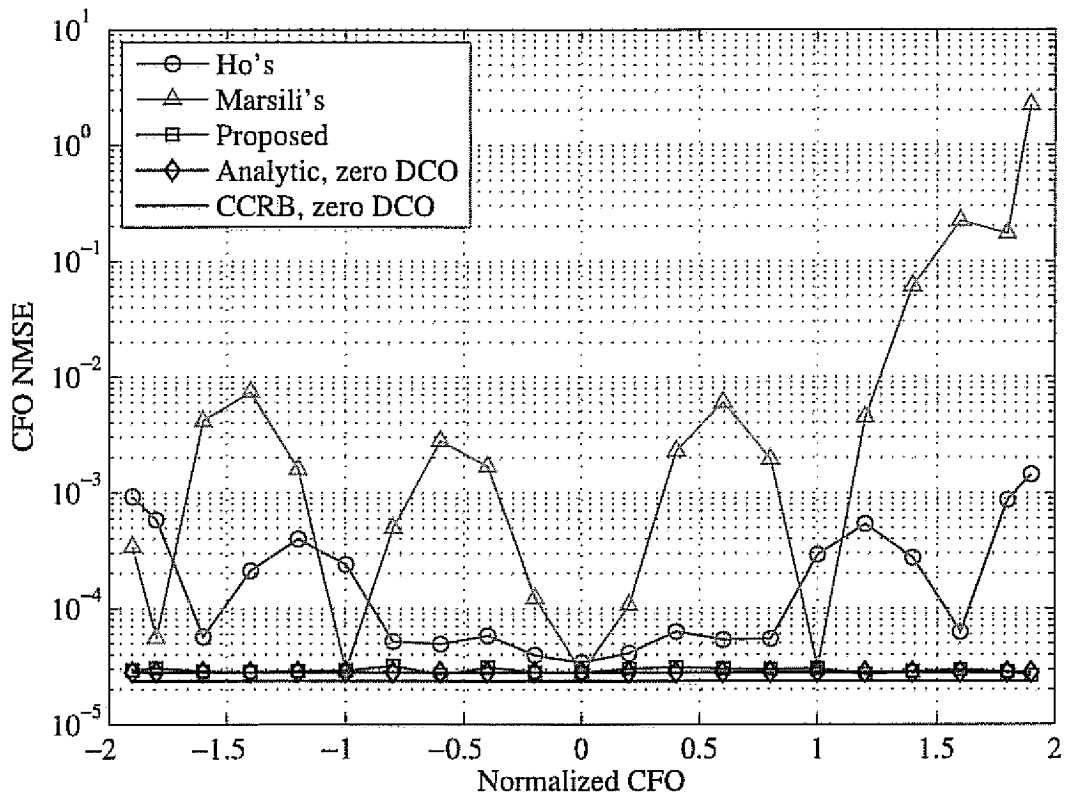
[図3]



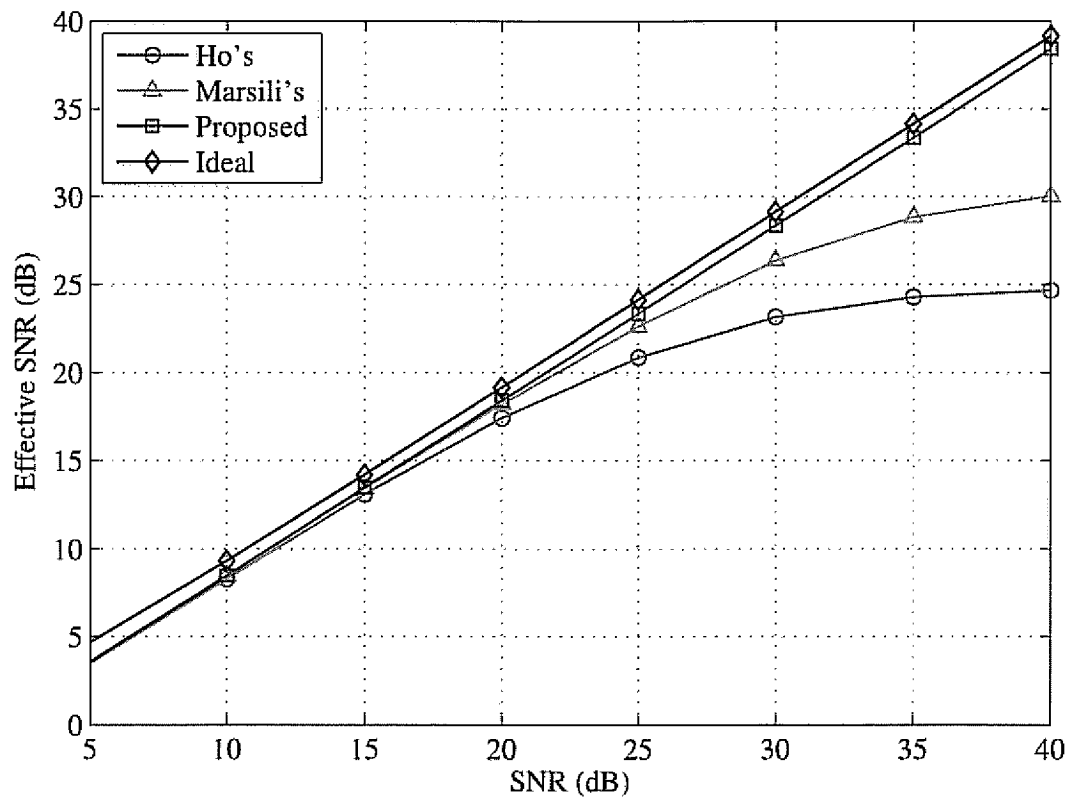
[図4]



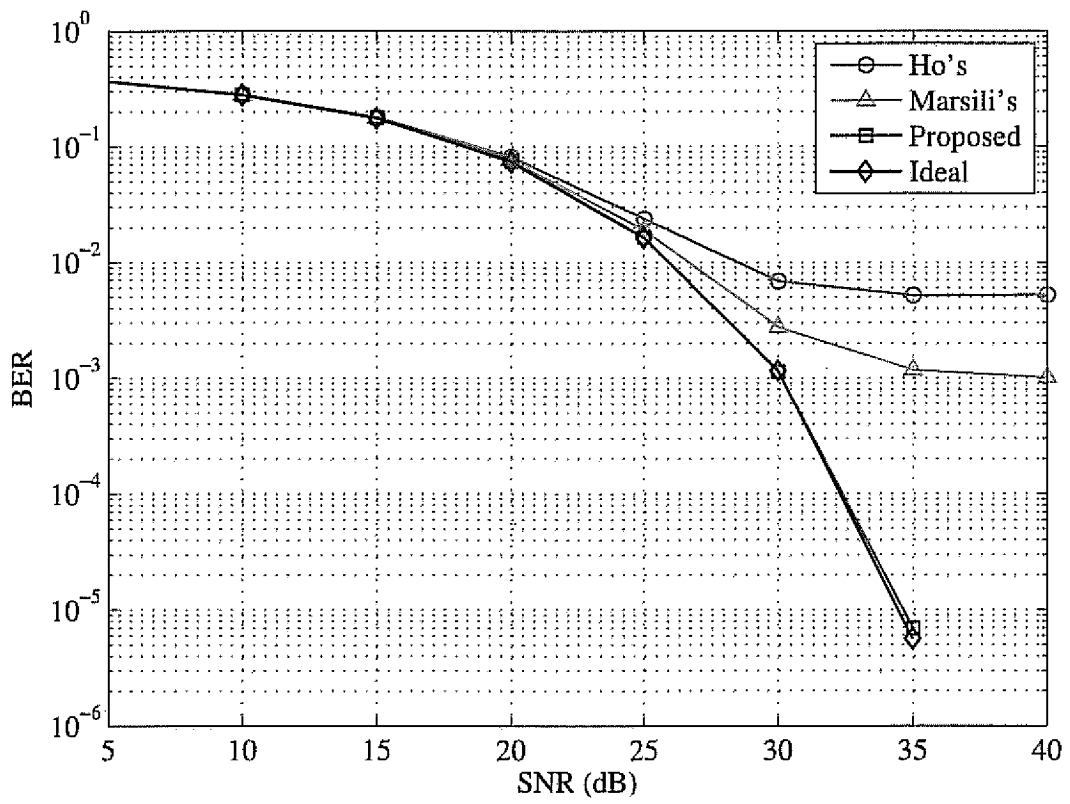
[図5]



[図6]



[図7]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2008/070141

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04J11/00(2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04J11/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2009
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2009	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2009

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
P, X	Hai Lin, Xianbin Wang, K.Yamashita, A Low-Complexity Carrier Frequency Offset Estimator Independent of DC Offset, Communications Lerrers, IEEE, VOL.12, NO.7, 2008.07, pp.520-522	1-4
P, A	Hai Lin, H.M.Senevirathna, K.Yamashita, Blind Estimation of Carrier Frequency Offset and DC Offset for OFDM Systems, Communications, IEEE Transactions on, VOL.56, NO.5, 2008.05, pp.704-707	1-4
A	Hai Lin, H.M.S.Senevirathna, K.Yamashita, Blind Carrier Frequency Offset Estimation for OFDM Systems with DC Offset, Global Telecommunications Conference, 2006. GLOBECOM'06. IEEE, 2006, pp.1-5	1-4

 Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
02 February, 2009 (02.02.09)Date of mailing of the international search report
10 February, 2009 (10.02.09)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2008/070141

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	Hai Lin, T.Nakao, Weiming Lu, K.Yamashita, Subspace-based OFDM Carrier Frequency Offset Estimation in the Presence of DC Offset, Communications, 2007. ICC'07. IEEE International Conference on, 2007.06, pp.2883-2887	1-4
E,A	WO 2008/156133 A1 (Osaka Prefecture University), 24 December, 2008 (24.12.08), Full text; all drawings (Family: none)	1-4
P,A	JP 2008-236704 A (Sony Corp.), 02 October, 2008 (02.10.08), Full text; all drawings (Family: none)	1-4
A	JP 2004-304507 A (Renesas Technology Corp.), 28 October, 2004 (28.10.04), Full text; all drawings & US 2004/0264432 A1 & US 7313125 B2	1-4
A	JP 2003-032216 A (Fujitsu General Ltd.), 31 January, 2003 (31.01.03), Full text; all drawings (Family: none)	1-4
A	JP 2001-244835 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 07 September, 2001 (07.09.01), Full text; all drawings & EP 1111867 A2 & EP 1111867 B1	1-4

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H04J11/00(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H04J11/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2009年
日本国実用新案登録公報	1996-2009年
日本国登録実用新案公報	1994-2009年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
P, X	Hai Lin, Xianbin Wang, K.Yamashita, A Low-Complexity Carrier Frequency Offset Estimator Independent of DC Offset, Communications Lerrers, IEEE, VOL.12, NO.7, 2008.07, pp.520-522	1-4
P, A	Hai Lin, H.M.Senevirathna, K.Yamashita, Blind Estimation of Carrier Frequency Offset and DC Offset for OFDM Systems, Communications, IEEE Transactions on, VOL.56, NO.5, 2008.05, pp.704-707	1-4

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献
 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日
02.02.2009

国際調査報告の発送日
10.02.2009

国際調査機関の名称及びあて先
 日本国特許庁 (ISA/JP)
 郵便番号100-8915
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)	5K	9647
高野 洋		
電話番号 03-3581-1101	内線	3556

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	Hai Lin, H.M.S.Senevirathna, K.Yamashita, Blind Carrier Frequency Offset Estimation for OFDM Systems with DC Offset, Global Telecommunications Conference, 2006. GLOBECOM '06. IEEE, 2006, pp. 1-5	1-4
A	Hai Lin, T.Nakao, Weiming Lu, K.Yamashita, Subspace-based OFDM Carrier Frequency Offset Estimation in the Presence of DC Offset, Communications, 2007. ICC '07. IEEE International Conference on, 2007. 06, pp. 2883-2887	1-4
E, A	WO 2008/156133 A1 (公立大学法人大阪府立大学) 2008. 12. 24, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-4
P, A	JP 2008-236704 A (ソニー株式会社) 2008. 10. 02, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-4
A	JP 2004-304507 A (株式会社ルネサンステクノロジー) 2004. 10. 28, 全文, 全図 & US 2004/0264432 A1 & US 7313125 B2	1-4
A	JP 2003-032216 A (株式会社富士通ゼネラル) 2003. 01. 31, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-4
A	JP 2001-244835 A (松下電器産業株式会社) 2001. 09. 07, 全文, 全図 & EP 1111867 A2 & EP 1111867 B1	1-4