

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5074501号
(P5074501)

(45) 発行日 平成24年11月14日(2012.11.14)

(24) 登録日 平成24年8月31日(2012.8.31)

(51) Int.Cl. F I
H 0 4 J 11/00 (2006.01) H 0 4 J 11/00 Z

請求項の数 14 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2009-527334 (P2009-527334)	(73) 特許権者	598036300
(86) (22) 出願日	平成18年9月11日(2006.9.11)		テレフオンアクチーボラゲット エル エ
(65) 公表番号	特表2010-503313 (P2010-503313A)		ム エリクソン (パブル)
(43) 公表日	平成22年1月28日(2010.1.28)		スウェーデン国 スtockホルム エスー
(86) 国際出願番号	PCT/US2006/035128		1 6 4 8 3
(87) 国際公開番号	W02008/033117	(74) 代理人	100076428
(87) 国際公開日	平成20年3月20日(2008.3.20)		弁理士 大塚 康德
審査請求日	平成21年8月11日(2009.8.11)	(74) 代理人	100112508
			弁理士 高柳 司郎
		(74) 代理人	100115071
			弁理士 大塚 康弘
		(74) 代理人	100116894
			弁理士 木村 秀二
		(74) 代理人	100130409
			弁理士 下山 治

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 時間－周波数ホッピング・パターンの検出

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直交周波数分割多重 (O F D M) システムにおける受信信号 $r(t)$ 内の、循環シフトされた時間－周波数ホッピング・パターンを有するパイロット信号 $s_p(t)$ を含むパイロット・パターンを検出する方法であって、

未知の初期時間－周波数オフセット (τ_0, ν_0) を仮定するステップと、

前記パイロット信号 $s_p(t)$ と前記仮定された初期時間－周波数オフセット (τ_0, ν_0) とにより特定される仮定の空間に対する対数尤度関数の値 $\Lambda(\tau_0, \nu_0)$ を計算するステップと、

前記パイロット・パターンを検出し時間－周波数オフセット (τ_0, ν_0) を推定するために、前記計算された値を基準値に関連付けるステップと、
を含み、

パイロット・パターンを検出する前記方法は、前記 O F D M システム内の複数の機器に対する、同期と識別との少なくとも一方に用いられ、

前記 O F D M システム内の各々の機器は、該各々の機器に割り当てられた異なる循環シフトを有する同一の時間－周波数ホッピング・パターンを使用する

ことを特徴とする方法。

【請求項 2】

前記基準値は、閾値であり、

前記計算された値に関連付ける前記ステップは、前記計算された値を前記閾値と比較す

10

20

るステップを有する

ことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記計算された値を関連付ける前記ステップは、前記パイロット信号 $s_p(t)$ と前記初期時間 - 周波数オフセット (τ_0, ν_0) との可能な複数の仮定について前記計算された値を評価し比較するステップを有することを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

値を計算する前記ステップは、前記対数尤度関数 $\Lambda(\tau_0, \nu_0)$ の直接の評価であり、
 該評価は、
 遅延ドップラ相関を実行するステップと、
 前記仮定の空間にわたってエネルギーを積分するステップと、
 を有することを特徴とする請求項 1 乃至 3 の何れか一項に記載の方法。

【請求項 5】

前記対数尤度関数は、

$$\Lambda(\tau_0, \nu_0) = \int_0^{\nu_{\max}} \int_0^{\tau_{\max}} |I(\tau + \tau_0, \nu + \nu_0)|^2 d\tau d\nu$$

によって定義され、ここで、

$$I(\tau, \nu) = \int_0^{\Delta} r(t) s_p^*(t - \tau) e^{-j2\pi \nu t} dt$$

であり、ここで、 $I(\tau, \nu)$ は遅延ドップラのイメージ、 $r(t)$ は前記パイロット・パターンを含む受信信号、 $s_p^*(t)$ は仮定されたパイロット信号であることを特徴とする請求項 1 乃至 4 の何れか一項に記載の方法。

【請求項 6】

さらに、

前記対数尤度関数を計算するため標本

$$r_{\tau_0, \nu_0}[n, i]$$

を取得するために前記受信信号 $r(t)$ を標本化するステップであって、該標本は、 $1/T_c$ のチップレートで標本化された時間オフセット τ_0 と周波数オフセット ν_0 とを有する、ステップと、

チップ継続時間 T_c の倍数となるように遅延仮定 τ_0 を選択するステップと、
 を有することを特徴とする請求項 5 に記載の方法。

【請求項 7】

前記対数尤度関数 $\Lambda(\tau_0, \nu_0)$ は、

$$\Lambda(\tau_0, \nu_0) \approx \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} |I_{\tau_0, \nu_0}[k, l]|^2$$

として、標本化バージョンの離散の合計として近似され、ここで、

$$I_{\tau_0, \nu_0}[k, l] = \sum_{n=0}^{QN-1} e^{-j\frac{2\pi}{QN} \ln N_{\text{fft}}^{-1}} \sum_{i=0}^{N_{\text{fft}}-1} r_{\tau_0, \nu_0}[n, i+k] c_n^*[i]$$

であり、ここで、

$$I_{\tau_0, \nu_0}[k, l]$$

は、遅延領域で $1/T_c$ Hz のチップレートかつドップラ領域で QNT_s 秒で標本化された標本化遅延ドップラのイメージであることを特徴とする請求項 5 または 6 に記載の方法。

【請求項 8】

計算された前記対数尤度関数の前記値 $\Lambda(\tau_0, \nu_0)$ は、離散フーリエ変換 (DFT) を用いて周波数領域で評価されることを特徴とする請求項 6 または 7 に記載の方法。

【請求項 9】

前記対数尤度関数は、離散時間 - 周波数プレーン上の仮定されたパイロット信号の位置にわたる受信信号エネルギーの合計である

$$\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{Q-1} |r_{\tau_0, \nu_0}[k, l]|^2 = \sum_{n=0}^{QN-1} \sum_{m=0}^{N_{ff}-1} |R_{\tau_0, \nu_0}[n, m] C^*[n, m]|^2$$

により周波数領域で評価され、ここで、

$$R_{\tau_0, \nu_0}[n, m] = \sum_{i=0}^{N_{ff}-1} r_{\tau_0, \nu_0}[n, i] e^{-\frac{j2\pi mi}{N_{ff}}}$$

は、n 番目の OFDM シンボルに対応する標本化された受信信号の長さ N_{fft} の DFT であり、

時間 - 周波数マップ

$$C[n, m] = \sum_{i=0}^{N_{ff}-1} c_n[i] e^{-\frac{j2\pi mi}{N_{ff}}}, m = 0, 1, \dots, N_{ff} - 1$$

は、n 番目の OFDM シンボル内の前記パイロット信号の離散周波数領域表現であることを特徴とする請求項 8 に記載の方法。

【請求項 10】

計算された前記対数尤度関数の前記値 $\Lambda(\tau_0, \nu_0)$ は、離散フーリエ変換 (DFT) を用いて時間領域で評価されることを特徴とする請求項 6 または 7 に記載の方法。

【請求項 11】

前記対数尤度関数は、時間領域において、

$$\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{Q-1} |r_{\tau_0, \nu_0}[k, l]|^2 = K \sum_{n=0}^{QN-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left(\sum_{i=0}^{N_{ff}-1} r_{\tau_0, \nu_0}[n, i] r_{\tau_0, \nu_0}^*[n, i - mK] \right) e^{-j\frac{2\pi\phi_n m}{M}}$$

により評価され、ここで、 $K = N_{fft} / M$ であることを特徴とする請求項 10 に記載の方法。

【請求項 12】

OFDM システム内で生成された少なくとも 1 つのパイロット信号を受信する、前記 OFDM システム内に実装された検出器であって、

記憶部と、

処理装置と、

を含み、請求項 1 乃至 11 の何れか一項に記載の方法を実行するよう構成されていることを特徴とする検出器。

【請求項 13】

少なくとも 1 つの基地局と少なくとも 1 つの移動通信装置とを含む OFDM システムであって、

前記 OFDM システム内の第 1 ノードはパイロット信号を送信するのに適しており、

前記 OFDM システム内の第 2 ノードは前記パイロット信号を受信するのに適しており、

前記第 2 ノードは、さらに、請求項 1 乃至 11 の何れか一項に記載の方法を実行するのに適した検出器を含む

ことを特徴とするシステム。

【請求項 14】

コンピュータに請求項 1 乃至 11 の何れか一項に記載の方法を実行させるためのコンピュータプログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、OFDM (直交周波数分割多重) システムにおける時間 - 周波数ホッピング・パターンを検出するための方法に関する。

【背景技術】

【0002】

10

20

30

40

50

従来、単一キャリア伝送システムにおける無線通信チャネルは、時変インパルス応答 $g(\tau, t)$ を有するものとしてモデル化され、 $g(\tau, t)$ はマルチパスに起因して任意の所与の時間 t に対して周波数選択的でありうる。チャネルの周波数選択性は着目時間中に伝送される既知のパイロット信号を観測することにより評価でき、一方、時間選択性は通常複数のこれら周期的に挿入される既知の信号を観測することにより追跡される。

【0003】

しかしながら、陸上移動通信の環境においては、チャネルの選択性は主に端末の移動により引き起こされる。移動速度が一定に留まっている限りでは、チャネルは時不変遅延・ドップラ応答 $h(\tau, \nu)$ でモデル化でき、 $h(\tau, \nu)$ は、着信信号に対して遅延 τ およびドップラ・シフト ν を受ける散乱体の複素数値をとるチャネル利得を表わす。種々の理由で、この事実はエイリアシングを避けるために、主に時間領域へのパイロット挿入の頻度に関する設計上の制約として使用されてきている。ドップラ情報の少し高度な使用法が、チャネルのドップラ・スプレッドを評価することを必要とするチャネル・トラッキングに関連したフィルタ設計において見出すことができる。

【0004】

時間・周波数ホッピング・パターンは、周波数成分が時間の関数として、周期的にか非周期的にか、固有の仕方で変化する信号である。時間・周波数ホッピング信号は、多くの通信およびレーダー応用で使用されてきている。近年、将来の無線通信システムにおける複合的な技術として、直交周波数分割多重 (OFDM) の適応が普及していることを背景として、時間・周波数ホッピング信号を同期信号として使用する可能性について、広範な調査が行われてきている。OFDMシステムは、基本的に無線リソースを直交する時間・周波数単位に分割するので、既存の時間・周波数分割に適合する同期信号を設計するのはもっともなことである。

【0005】

OFDMシステムでは、パイロット・シンボルは、チャネル推定のために時間・周波数プレーンに周期的に配置される。図1は、 $\varphi = 0$ で示されている、一定の間隔を空けたパイロット・パターン、および $\varphi = 1$ で示されている、コストス配列 (Costas array) パターンの例であり、コストス配列パターンは、当業者には周知のように、特定の順に一定の間隔を空けたパイロット・パターンの水平方向の走査線をシフトしてもたらされる可能な多くの変形のうちの1つである。コストス配列パターンは、非特許文献1に開示されている。

【0006】

配列内の各セルは、OFDMシンボルにおける N_{fft} 個のサブキャリアのうちの1つを表わし、OFDMシンボルは、 T_{cp} 秒のサイクリック・プレフィックスを含めて T_s 秒の間隔を有する。このように、サブキャリア間隔は、 $f_s = 1 / (T_s - T_{cp})$ ヘルツである。元の一定の間隔を空けたパターンに対して、1つのパイロット・シンボルが時間領域では N 個のOFDMシンボルごとに挿入され、すなわち $T_p = N T_s$ であり、そして周波数領域では M 個のサブキャリアごとに挿入され、すなわち $f_p = M f_s$ である。各パターンは、第1のサブキャリアに対してサブキャリア・オフセット・インデックス $0 \leq \varphi < M$ を有することができる。

【0007】

任意のパイロット・パターンは二次元時間・周波数配列により規定でき、その配列の要素 $C[n, m]$ は第 n OFDMシンボル内の第 m サブキャリア上で伝送されるパイロット・シンボルの複素数値である。特に明記しない限り、 $C[n, m]$ はパイロット・シンボルが存在すれば "1"、存在しなければ "0" である。 Q 個の時間領域区間にわたるパイロット・パターンの対応する連続時間信号は、OFDMシンボルの系列として、

【0008】

【数 1】

$$s_p(t) = \sum_{n=0}^{QN-1} c_n(t - nT_s) \quad (1)$$

により表わすことができる。

ここで、

【0009】

【数 2】

$$c_n(t) = \sum_{i=0}^{N_{ff}-1} c_n[i] \mu(t - iT_c) \quad (2)$$

10

は、送信フィルタのパルス関数 $\mu(t)$ を変調する系列 $c_n[i]$ でさらに構成される第 n OFDM シンボルである。サイクリック・プレフィックスを無視すると、パイロット・パターンの時間 - 周波数配列表現 $C[n, m]$ は、

【0010】

【数 3】

$$C[n, m] = \sum_{i=0}^{N_{ff}-1} c_n[i] e^{-\frac{j2\pi mi}{N_{ff}}}, m = 0, 1, \dots, N_{ff} - 1 \quad (3)$$

により、離散時間系列 $c_n[i]$ に関連している。

20

【0011】

OFDM システムにおいてデータ・シンボルを復調するために、受信機はチャネルの時間 - 周波数応答 $H(t, f)$ を知る必要があり、 $H(t, f)$ は遅延 - ドップラ応答 $h(\tau, \nu)$ の二次元フーリエ変換である。十分な数の基本パイロット信号が時間および周波数にわたって観測されると、遅延 - ドップラ相関器の出力は、遅延 - ドップラ応答の良好な近似となる。

【0012】

チャネルは、遅延 - ドップラ応答 $h(\tau, \nu)$ を有するものとしてモデル化され、 $h(\tau, \nu)$ は、着信信号に対して遅延 τ およびドップラ・シフト ν を受ける散乱体の複素数値をとるチャネル利得を表わす。無線環境が散乱体（または“対象”）の連続体で構成され、

30

【0013】

【数 4】

$$r(t) = \int_{\nu_0}^{\nu_0 + \nu_{\max}} \int_{\tau_0}^{\tau_0 + \tau_{\max}} h(\tau, \nu) s_p(t - \tau) e^{j2\pi \nu t} d\tau d\nu + z(t) \quad (4)$$

により与えられる。ここで、 $z(t)$ は加算性白色ガウス雑音 (AWGN)、 τ_0 および ν_0 はそれぞれ初期のタイミングおよび周波数オフセットであり、そして、

【0014】

【数 5】

40

$$\begin{aligned} \tau_{\max} &\leq \frac{1}{f_p} = \frac{1}{Mf_s} = \frac{T_s - T_{cp}}{M} \\ \nu_{\max} &\leq \frac{1}{T_p} = \frac{1}{NT_s} \end{aligned} \quad (5)$$

はチャネルの最大遅延およびドップラ・スプレッドであり、エイリアシングがなくパイロット密度に裏付けされることのできる値よりも小さいか、または等しい。

【0015】

現在の検出器は通常、仮定された信号に適合した相関器を使用し、そしてその結果、ピークを検出し、そしてパイロット信号の存在を決定するためにピークをある閾値と比較する。この相関処理は、特に多数の潜在的な仮定がある場合に非常に計算が複雑になる可能

50

性がある。

【 0 0 1 6 】

同期信号として時間 - 周波数ホッピング・パターンを使用する既知のシステムは、L a r o i a 等による特許文献 1 に開示されている。異なる基地局は異なるスロープを有するパターンを使用し、そして検出アルゴリズムは、最大エネルギーの検出器である。

【先行技術文献】

【特許文献】

【 0 0 1 7 】

【特許文献 1】米国特許第 6 9 6 1 3 6 4 号明細書

【非特許文献】

10

【 0 0 1 8 】

【非特許文献 1】J.P.Costas, "Medium Constraints on Sonar Design and Performance", in EASCON Conv. Rec., 1975, pp 68A-68L

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 9 】

本発明の目的は、O F D Mシステムにおいてパイロット・パターンを、先行技術に比べてより単純な計算で検出する装置および方法を提供することである。

【 0 0 2 0 】

さらなる目的は、通信ネットワークにおいて通信デバイスの同期をとり、そして検出する方法を提供することである。

20

【課題を解決するための手段】

【 0 0 2 1 】

本発明は、最適な意味合いで、ある基準を満たすパイロット信号の時間 - 周波数ホッピング・パターンを検出する問題を解決する。一般化尤度比検定 (G L R T) の原理を適用することにより、本発明は、パイロット・パターンおよびその時間 - 周波数オフセットに関する所与の仮定に対して最適な尤度測度を提供する。この尤度測度に基づいて、パイロット・パターンの検出及び同期が達成できる。

【発明の効果】

【 0 0 2 2 】

30

本発明の長所は、本発明が、異なるデバイスを識別するために、異なる時間 - 周波数ホッピング・パターンを使用する O F D M システムの初期同期に使用できることである。

【 0 0 2 3 】

さらなる長所は、最適な尤度基準は二次元遅延 - ドップラ相関器の出力でのエネルギーの積算であるけれども、二次元遅延 - ドップラ相関を実際に実行する必要がないことである。

【 0 0 2 4 】

パイロット・パターンが、共通の構造、たとえば循環シフト・パターンを共有する複数のデバイスにより使用される場合、本発明の好適な実施形態の長所は、尤度基準の計算がさらに簡単になりうることである。

40

【図面の簡単な説明】

【 0 0 2 5 】

【図 1】本発明に関連して使用されるパイロット・パターンの例を示す図である。

【図 2】受信信号 $r(t)$ から標本化信号を生成する装置を示す図である。

【図 3】コスタス配列の循環シフト・パターンを示す図である。

【図 4】本発明に従った二次元相関器の実施形態を示す図である。

【図 5】図 4 に関連して相関器の出力配列を示す図である。

【図 6】2 つの循環シフト・コスタス配列の例を示す図である。

【図 7】1 観測区間の場合の単一セル検出のグラフを示す図である。

【図 8】典型的な検出基準を示す図である。

50

【図 9】フル・チャネルにおける 2 つのセル検出のグラフを示す図である。

【図 10】フラット・チャネルにおける 2 つのセル検出のグラフを示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0026】

本発明の目的は、パイロット信号が存在することを検出し、そして続いて未知のパラメータ (τ_0, ν_0) を評価することにより大まかな初期の時間 - 周波数同期を実現することである。

【0027】

初期の同期が実現されていて、そしてこのように (τ_0, ν_0) が既知であると仮定すると、上述したような適切に設計されたパイロット信号に対して、チャネルの最尤 (ML)

10

$$\hat{h}_{ML}(\tau, \nu)$$

は、値域 ($\tau_0 - \tau \quad \tau \quad \tau_0 + \tau_{max}, \nu_0 - \nu \quad \nu \quad \nu_0 + \nu_{max}$) にわたって定義され、

【0028】

【数 6】

$$I(\tau, \nu) \stackrel{\Delta}{=} \int r(t) s_p^*(t - \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt$$

20

$$\approx \hat{h}_{ML}(\tau, \nu) \otimes \chi_{sp}(\tau, \nu) \approx E_s \hat{h}_{ML}(\tau, \nu) \quad (6)$$

の二次元遅延 - ドップラ・イメージ $I(\tau, \nu)$ に関連する。ここで、

$$E_s = \int |s_p(t)|^2$$

は、不特定観測間隔にわたるパイロット信号のエネルギーであり、そして

【0029】

【数 7】

$$\chi_{sp}(\tau, \nu) \stackrel{\Delta}{=} \int s_p(t) s_p^*(t - \tau) e^{-2\pi\nu t} dt$$

(7)

30

は、パイロット信号 $s_p(t)$ のあいまい度関数である。

【0030】

初期の同期段階では、初期の時間 - 周波数オフセット (τ_0, ν_0) は未知であり、そしてそれゆえ仮定される必要がある。したがって、パイロット・パターンの存在の検出および続いてのパイロット・パターンを送信するデバイスの識別には、パイロット信号 $s_p(t)$ および初期の時間 - 周波数オフセット (τ_0, ν_0) により規定される仮定の空間にわたる探索を含む。

【0031】

まず、 $s_p(t)$ の所与の仮定を必要条件とすることから始め、そしてその後、チャネルの遅延 - ドップラ応答が遅延 - ドップラ・プレーン内の (τ_0, ν_0) で始まり、そして最大遅延 - ドップラ・スプレッドの領域に広がるとの仮定に対する尤度測度を定義しよう。チャネル応答 $h(\tau, \nu)$ は未知であるので、 $h(\tau, \nu)$ は除去する必要のある厄介な変数である。これは、一般化尤度比検定 (GLRT) で使用されているのと同じ方法を適用することにより達成される。第 1 の工程は、仮定 (τ_0, ν_0) が正しいものと想定して厄介な変数 $h(\tau, \nu)$ を推定することである。式 (6) から、 $h(\tau, \nu)$ の推定値は、 $\tau_0 - \tau \quad \tau \quad \tau_0 + \tau_{max}$ および $\nu_0 - \nu \quad \nu \quad \nu_0 + \nu_{max}$ に対して

40

【0032】

【数 8】

$$\hat{h}_{ML}(\tau, \nu) = \frac{1}{E_s} I(\tau, \nu) \quad (8)$$

により与えられる。次の工程は、真のチャネル応答を対数尤度関数

【0033】

【数 9】

$$\Lambda(\tau_0, \nu_0) = - \int \left| r(t) - \int_{\nu_0}^{\nu_0 + \nu_{\max}} \int_{\tau_0}^{\tau_0 + \tau_{\max}} \hat{h}_{ML}(\tau, \nu) s_p(t - \tau) e^{j2\pi \nu t} d\tau d\nu \right|^2 dt \quad (9)$$

10

での推定に置き換えることである。

【0034】

並べ替え、そして重要でない項を除去すると、仮定に対する対数尤度関数は、

【0035】

【数 10】

$$\begin{aligned} \Lambda(\tau_0, \nu_0) &= \int_{\nu_0}^{\nu_0 + \nu_{\max}} \int_{\tau_0}^{\tau_0 + \tau_{\max}} |I(\tau, \nu)|^2 d\tau d\nu \\ &= \int_0^{\nu_{\max}} \int_0^{\tau_{\max}} |I(\tau + \tau_0, \nu + \nu_0)|^2 d\tau d\nu \end{aligned} \quad (10)$$

20

となる。

【0036】

一般化最大尤度の意味合いで、そのような仮定に対する最適な尤度測度は、このように式(10)により与えられ、ここで、 $I(\tau, \nu)$ は仮定された信号 $s_p(t)$ により観測される遅延・ドップラ・イメージである。

【0037】

パイロット・パターンの検出は、それから、 $s_p(t)$ および (τ_0, ν_0) の可能な仮定のなかで、この対数尤度関数の値を評価し、そして比較すること、またはそれらの値をある閾値と比較することである。

30

【0038】

式(10)から $\Lambda(\tau_0, \nu_0)$ を直接評価することは、単に、遅延・ドップラ相関を実行し、そしてそれから仮定された値域(仮定の空間に同じ)にわたってエネルギーを積分することである。数式は、ナイキスト基準を満足する全てのパターンに対して有効である(そしてしたがってチャネル推定に対して使用できる)けれども、そのような直接計算の複雑さは、多くのデバイスが仮定しうる可能な多数の仮定に対して度を越えたものである可能性がある。運よく、以下の節で見られるように、遅延・ドップラ・イメージ $I(\tau, \nu)$ を明示的に評価することなく、対数尤度関数を計算するための代替方法がある。潜在的なパイロット・パターンがある共通の構造を共有すると、複雑さをさらに大幅に減じることが可能である。

40

【0039】

検出器の離散的実装

式(10)で与えられるように、一般化対数尤度関数 $\Lambda(\tau_0, \nu_0)$ は、単に、チャネルの遅延・ドップラ・イメージ $I(\tau, \nu)$ のエネルギーを仮定した値域にわたって積分したものであり、値域 $(0 \leq \tau < \tau_{\max}, 0 \leq \nu < \nu_{\max})$ にわたる $I(\tau, \nu)$ の離散近似が導出できる。時間・周波数をシフトした遅延・ドップラ・イメージは、

【0040】

【数 1 1】

$$\begin{aligned}
 I(\tau + \tau_0, \nu + \nu_0) &= \int r(t) s_p^*(t - \tau - \tau_0) e^{-j2\pi(\nu + \nu_0)t} dt \\
 &= e^{-j2\pi(\nu + \nu_0)\tau_0} \int \tilde{r}(t) s_p^*(t - \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt
 \end{aligned} \tag{11}$$

のように表わすことができる。ここで、

【0 0 4 1】

【数 1 2】

$$\tilde{r}(t) = r(t + \tau_0) e^{-j2\pi\nu_0 t} \tag{12}$$

10

は、受信信号について時間 - 周波数をシフトしたものである。検出段階では遅延 - ドップラ・イメージの振幅のみが関心事であるので、式 (1 1) における積分の前の指数項は、式の左辺に移項され、そしてチャンネルの遅延 - ドップラ・イメージに対する新しい関数が、

【0 0 4 2】

【数 1 3】

$$\begin{aligned}
 I_{\tau_0, \nu_0}(\tau, \nu) &= e^{j2\pi(\nu + \nu_0)\tau_0} I(\tau + \tau_0, \nu + \nu_0) \\
 &= \int \tilde{r}(t) s_p^*(t - \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt
 \end{aligned} \tag{13}$$

20

で定義される。ここで、添字 τ_0 , ν_0 は、新しい関数が初期の時間 - 周波数オフセット仮定に依存していることを示す。式 (1 3) における積分は、

【0 0 4 3】

【数 1 4】

$$\begin{aligned}
 I_{\tau_0, \nu_0}[k, l] &= I_{\tau_0, \nu_0}(kT_c, \frac{1}{QNT_s}) = \sum_{n=0}^{QN-1} e^{\frac{-2\pi \ln}{QN}} \int \tilde{r}(t + nT_s) c_n^*(t - kT_c) dt \\
 &\approx \sum_{n=0}^{QN-1} e^{\frac{-j2\pi \ln}{QN}} \sum_{i=0}^{N_{ff}-1} r_{\tau_0, \nu_0}[n, i + k] c_n^*[i]
 \end{aligned} \tag{14}$$

30

のように、離散和で表わすことができる。ここで、

$$I_{\tau_0, \nu_0}[k, l]$$

は、遅延領域で $1 / T_c$ ヘルツのチップ・レートおよびドップラ領域での QNT_s 秒で標本化したチャンネルの遅延 - ドップラ・イメージであり、そして

【0 0 4 4】

【数 1 5】

$$\begin{aligned}
 r_{\tau_0, \nu_0}[n, i] &= \int \tilde{r}(t + nT_s) \mu^*(t - iT_c) dt \\
 &= \int r(t + nT_s + \tau_0) e^{-j2\pi\nu_0(t + nT_s)} \mu^*(t - iT_c) dt \\
 &\approx e^{-j2\pi\nu_0(iT_c + nT_s)} \int r(t + nT_s + \tau_0) \mu^*(t - iT_c) dt
 \end{aligned} \tag{15}$$

40

は、図 2 に示されているように、時間オフセット τ_0 および周波数オフセット ν_0 を有する受信フィルタの出力を、 $1 / T_c$ ヘルツのチップ・レートで標本化したものである。遅

50

延仮定 τ_0 は、チップ区間 T_c の倍数として好適に選択されるべきであるということは、また明らかである。

【 0 0 4 5 】

図 2 に、受信信号 $r(t)$ から標本化された信号

$$r_{\tau_0, \nu_0}[n, i]$$

を生成するためのデバイス 30 を示す。受信信号は、フィルタ関数 $\mu^*(-t)$ を有するフィルタ 31 に入力される。フィルタされた信号は、サンプラ 32 を用いて、 $1/T_c$ Hz のチップ・レートで標本化され、そしてネガティブ遅延が遅延器 33 で付加される。標本化され、そして遅延を施された信号は、ミキサ 35 で発生源 34 からの信号と混合され、標本化された信号

10

$$r_{\tau_0, \nu_0}[n, i]$$

を生成する。

【 0 0 4 6 】

離散周波数領域での実装

式 (5) で説明したように、チャネルの最大遅延・ドップラ・スプレッド (τ_{max}, ν_{max}) は、パイロット密度により裏付けされることのできる値を超えてはならない。式 (10) における積分がパイロット密度により裏付けされる最大値を超えて実行される場合、積分は、値域 ($0 \leq k < K = N_{fft}/M, 0 \leq l < Q$) にわたって標本化されたものの離散和により近似でき、そして

20

【 0 0 4 7 】

【 数 1 6 】

$$\Lambda(\tau_0, \nu_0) = \int_0^{\nu_{max}} \int_0^{\tau_{max}} |I(\tau + \tau_0, \nu + \nu_0)|^2 d\tau d\nu \approx \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{Q-1} |I_{\tau_0, \nu_0}[k, l]|^2 \quad (16)$$

で与えられる。

【 0 0 4 8 】

(τ_{max}, ν_{max}) を超える値域にわたる積分は、好ましくない雑音を取り込まれるので検出性能を劣化させる可能性がある。しかしながら、検出の複雑さは、以下で説明するように著しく低減できる。検出器は、それで動作要件および装置性能に従って、性能と複雑さとの間でトレードオフをとることができる。

30

【 0 0 4 9 】

サイクリック・プレフィックス・ウィンドウ内に適切に配置される場合、式 (14) の最後の部分の畳み込みは循環となり、そしてこのように DFT (離散フーリエ変換) を用いて周波数領域で評価できる。

【 0 0 5 0 】

【 数 1 7 】

$$I_{\tau_0, \nu_0}[k, l] = \frac{1}{N_{fft}} \sum_{n=0}^{QN-1} \sum_{m=0}^{N_{fft}-1} R_{\tau_0, \nu_0}[n, m] C^*[n, m] e^{-\frac{j2\pi \ln}{QN} + \frac{j2\pi km}{N_{fft}}} \quad (17)$$

40

ここで、

【 0 0 5 1 】

【 数 1 8 】

$$R_{\tau_0, \nu_0}[n, m] = \sum_{i=0}^{N_{fft}-1} r_{\tau_0, \nu_0}[n, i] e^{-\frac{j2\pi mi}{N_{fft}}} \quad (18)$$

は、第 n OFDM シンボルに対応する臨界的に標本化された受信信号の長さ N_{fft} の DFT であり、そして

【 0 0 5 2 】

50

【数 19】

$$C[n, m] = \sum_{i=0}^{N_{ff}-1} c_n[i] e^{-\frac{j2\pi mi}{N_{ff}}}, m = 0, 1, \dots, N_{ff} - 1 \quad (19)$$

は、第 n OFDM シンボルにおけるパイロット信号の離散周波数領域表現である。配列内の列が所与の (τ_0, ν_0) に対して連続した OFDM シンボルにわたって受信した標本を DFT したものに对应している様子を、視覚的に説明している図 1 を使用すると、この実施形態は、仮定されたパターンの配置にわたるエネルギーの和により、尤度関数を近似する。

【0053】

10

$C[n, m]$ は、また、パイロット信号が第 n OFDM シンボル内の第 m サブキャリアで伝送される場合のみ非ゼロであることに留意されたい。また、 $|C[n, m]|$ が全ての (非ゼロ) パイロット信号に対して一定であり、そして $C[n, m]$ が時間 - 周波数プレーン内でスロープが一定の線を形成すると、この実施形態は、本明細書の背景技術で言及した特許文献 1 に与えられている先行技術に帰着することに留意されたい。

【0054】

さらに、

$$\tilde{R}[n, m]$$

は、初期の周波数オフセットの可能な全ての仮定に対して、オフセット仮定が適切に選ばれた間隔で規則正しく配置されると、ゼロ・パディング DFT を用いて計算できることに留意されたい。 τ_0 の特定の仮定に対して、たとえばゼロ・パディングを有する長さが $L N_{fft}$ の系列

20

【0055】

【数 20】

$$r_{\tau_0}[n, i] = \int r(t + nT_s + \tau_0) \mu^*(t - iT_c) dt \quad (20)$$

は、インデックス $\varphi, \varphi + L, \dots, \varphi + L(N_{fft} - 1)$ を有するサブ系列が

$$R_{\tau_0, \varphi/L}[n, m]$$

に対応する、長さが $L N_{fft}$ の系列を生じるであろう。

30

【0056】

一定の間隔で配置されたパイロット・パターンまたは既に説明したそれらのホッピング変異に対して、所与の初期の時間 - 周波数オフセット仮定に対する対数尤度関数は、離散周波数領域で、

【0057】

【数 21】

$$\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{Q-1} |I_{\tau_0, \nu_0}[k, l]|^2 = \sum_{n=0}^{QN-1} \sum_{m=0}^{N_{ff}-1} |R_{\tau_0, \nu_0}[n, m] C^*[n, m]|^2 \quad (21)$$

40

により評価でき、これは単に、離散的時間 - 周波数プレーン上で仮定されたパイロット・パターンの配置にわたる受信信号エネルギーの和である。

【0058】

離散時間領域での実装

ある場合には、時間領域内で対数尤度基準を直接計算することがより有効になりうる。図 1 に関連して説明したパイロット・パターンに対して、パターンの時間 - 周波数写像 $C[n, m]$ は、サブキャリア・インデックス $\varphi_n, \varphi_n + M, \varphi_n + 2M, \dots$ でのみ非ゼロであり、ここで、 φ_n はシンボル・インデックス n の関数としてのホッピング系列であり、そして M は当該シンボル内におけるパイロット挿入周期である (必ずしも元の一定間隔で配置されたパターンのパイロット挿入周期ではない)。このとき、式 (21)

50

は、

【 0 0 5 9 】

【 数 2 2 】

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{Q-1} |I_{\tau_0, \nu_0}[k, l]|^2 &= \sum_{n=0}^{QN-1} \sum_{m=0}^{N_{ff}-1} |R_{\tau_0, \nu_0}[n, m] C^*[n, m]|^2 \\ &= \sum_{n=0}^{QN-1} \sum_{m=0}^{K-1} |R_{\tau_0, \nu_0}[n, \phi_n + mM]|^2 \end{aligned} \quad (22)$$

10

となる。ここで、 $K = N_{ff} / M$ 。

【 0 0 6 0 】

式 (1 8) で $m = \phi_n + mM$ とした

$$R_{\tau_0, \nu_0}[n, m]$$

を式 (2 2) に代入すると、

【 0 0 6 1 】

【 数 2 3 】

$$\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{Q-1} |I_{\tau_0, \nu_0}[k, l]|^2 = K \sum_{n=0}^{QN-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left(\sum_{i=0}^{N_{ff}-1} r_{\tau_0, \nu_0}[n, i] r_{\tau_0, \nu_0}^*[n, i - mK] \right) e^{-j \frac{2\pi \phi_n m}{M}} \quad (23)$$

20

となり、これは、受信した標本に関する K の倍数遅れでの循環自己相関、および長さが短い少数の DFT を含む。

【 0 0 6 2 】

循環シフト・パターンの特別な場合

複数のホッピング・パターンの検出は、それらがある共通の構造を有する場合、非常に簡単になる可能性がある。たとえば、異なるデバイスに循環シフト・パターンを割り当てることによる。検出は、この場合、基本パターンの時間 - 周波数写像に適合する二次元循環相関器を使用することにより達成できる。図 3 は、コストス配列の循環シフト・パターンを示す。第 2 のパターンは、 η 個の OFDM シンボルおよび $(\mu M + \phi)$ 個のサブキャリア分だけ元のパターンを循環シフトしたものである。一定間隔で配置された場合におけるように、異なるサブキャリア・オフセット ϕ を有するパターンは、完全に直交である。コストス配列のある種類では、 ϕ が同じで m が異なる 2 つのパターンは、周期あたり高々 1 つの一致を見るだけであり、図 6 の例を参照されたい。長さ L のコストス系列に対して、セルが時間同期を取られていると、異なるセルを識別するために、全体で $L \times M \times N$ 個の異なる循環シフトがあることに留意されたい。一方、非同期のネットワークに対しては、 $L \times M$ の明確な循環周波数シフトがある。

30

【 0 0 6 3 】

人為的に導入される循環シフトに加えて、パイロット・パターンはまた、様々な理由のために、異なる基地局からのパターンまたは特別な端末のサンプリング点のような他の参照に関して、局所規模の時間 - 周波数オフセットを、また有する場合がある。この初期オフセットは、本質的に、オフセットが値域 $0 \leq \tau_0 < T_s$ および $0 \leq \nu_0 < f_s$ 内にあるという制約を除いて、上記と同じであり、そして (τ_0, ν_0) で表示される。この値域外の任意のオフセットは、インデックス η 、 μ および ϕ の中に畳み込まれるであろう。循環シフト・パイロット・パターンの検出は、この場合、図 3 において拡大したスケールで示されているように、仮定された時間 - 周波数座標

40

【 0 0 6 4 】

【数 2 4】

$$\begin{aligned}\tau_p &= \eta T_s + \tau_0 \\ \nu_0 &= (\mu M + \phi) f_s + \nu_0\end{aligned}\quad (24)$$

でその存在を決定することである。

【0065】

二次元相関器がどのように実装できるかを明示するために、図3で示されているものから、周波数領域のパイロット挿入周期Mを1にすることにより簡略化した例を考える。初期の時間 - 周波数オフセット (τ_0, ν_0) の各仮定に対して、 $L \times N$ (6×7) の入力配列は、図4内の第1のマトリックス51で示されているように、シンボル期間にわたるN個の長さLのDFTを形成し、そして周波数領域の標本をN個の連続する列内に配置することにより形成される。初期の時間 - 周波数オフセット仮定は、計算の重複を回避するために、シンボル期間およびサブキャリア帯域の一部として好適に選択されるべきである。

10

【0066】

一旦入力配列が設定されると、パターン検索が始まる。まず、コストス配列がシンボル・インデックスの周波数ホッピング系列 $\{0, 2, 1, 4, 5, 3, \times\}$ として表現され、ここで“ $\times$ ”はパイロットのサブキャリアを有しないシンボルを示す。この系列は、視覚的に説明するために入力配列の下に記載されている。第1の工程で、配列の列が、図4内の第2のマトリックス52で説明されているように、このホッピング系列に対応する分だけ行(サブキャリア)インデックス内で循環的に回転され、そして“ $\times$ ”印が付されているものを除いて列(シンボル)インデックスを横断して和がとられ、大きさ $L = 6$ の列ベクトルをもたらす。このベクトルは、それから図5における出力配列50の第1列55に配置される。第2の工程で、図4内の第3のマトリックス53で説明されているように、コストス系列が1単位だけ右側に循環的にシフトされ、そして入力配列51の列が循環的に回転され、そして第1の工程におけるように和がとられる。得られるベクトルは、それから図5内の出力配列の第2列56に配置される。この処理は、全てのN個の可能なコストス系列の循環シフトが尽きるまで続けられる。 $L \times N$ の出力配列50は、それで所与の (τ_0, ν_0) に対してコストス配列の循環シフトに関する $L \times N$ 個の可能な全ての仮定の一般化対数尤度を含むであろう。尤度の検定および閾値化は、それから、どのような対象が存在するかどうかを決定するために行うことができる。図5に示されている出力配列50は、2つの突出したピークを明確に示しており、1つは $(\eta = 0, \mu = 0)$ にあり、出力配列50の第1列55内の58で表示され、そして他は $(\eta = 2, \mu = 2)$ にあり、出力配列50の第3列57内の59で表示されている。列57に配置されているベクトルは、上で説明したように図4の第4マトリックス54から導出される。

20

30

【0067】

図4および図5で説明した相関処理は、前もって記録されたデータを含むメモリ・バッファ上で生じる。その代わりに、古いデータが掃き出されながら、新しいデータが着信し、そして配列を満たし続けるスライディング・ウィンドウ内に、実時間で同じ処理が実行できる。いずれの場合も、メモリ・バッファのローディングおよびベクトルの循環回転は、物理的にバッファ内容を移動させることなく、アドレス・ポインタを変更することにより、全て遂行できる。最後に、例ではコストス配列の単一周期を示しているけれども、複数周期への拡張は容易である。計算効率のよい実装は、相関を行う前に入力配列を形成するために複数周期内でエネルギーの和をとることである。

40

【0068】

この特別な場合のスライディング・ウィンドウによる実施形態のための手順を、以下で簡潔に説明する。上で説明したオフラインでの実施形態は、データが既にバッファ内に読み込まれ、そしてしたがってデータの取得工程が割愛できることを除いて、同じである。1. 1つのシンボル期間にわたって受信した標本に関する適当な長さの(ゼロ詰め)DFTを実行する。DFTの長さは、初期の周波数オフセット ν_0 に関する仮定に依存する。

50

2. DFT出力の絶対値の自乗を入力配列の第1列に配置する。
3. 入力配列内の列の各行（サブキャリア）インデックス内でコストス系列に対応する分だけ（物理的な内容またはポインタのいずれかで）循環的に回転する。
4. 入力配列を列（シンボル）インデックスを横断して和をとり、そして得られる列ベクトルを出力並列の第1列に配置する。
5. 工程3の結果として移動された入力配列のポインタをリセットし、そして入力／出力配列を（循環的に列を右側に回転しながら）1ポジションだけ進める。
6. 1シンボル期間にわたって受信された標本の次のセグメントを取得する。このセグメントは、 τ_0 に関する仮定に依存して前のものと重なる可能性がある。
7. 工程1に戻る。

10

【0069】

シミュレーション結果

検出器の性能を評価するために、図6で説明しているコストス配列パイロット・パターン60を考える。パイロット・パターン60は、一定の間隔を空けたパイロット・パターンの水平方向の走査線を循環的にシフトすることにより生成される。第1のアクセス・ポイントは、オフセットなしの基本信号を有するパイロット・パターン61であり、そして第2のアクセス・ポイントは、図6に $(m, n) = (2, 1)$ に対して示しているように、基本信号を周波数で nf_p 、そして時間で mT だけ循環的にシフトした、パイロット・パターン62を有する。 $N = 6$ GF(7)の完全に周期的なコストス系列が両方のコストス・パイロット・パターン61, 62に対して使用されているので、2つのパターン間で各周期63における一致数は、この例では1つである。

20

【0070】

表1に、シミュレーションを行った2つの特定の配列に関するパラメータを示す。公平に比較するために、両方は、約 $1/256$ のパイロット密度を有する。長さ16の配列に対するOFDMシンボルのFFTの大きさは、1024である。この場合では $M = 16$ であるので、裏付けのできる最大遅延スプレッドは、 $1024/16 = 64$ チップであり、サイクリック・プレフィックスの長さに設定される。長さ30に対するOFDMシンボルのFFTの大きさは、512であり、すなわち、OFDMシンボルの間隔は、第1の配列におけるその半分である。しかしながら、サイクリック・プレフィックスの長さは、同じ最大遅延スプレッドを収容できるように、同じままである。

30

【0071】

【表1】

パラメータ	配列 1	配列 2
N	16	30
M	16	8
N_{fft}	1024	512
N_{cp}	64	64
コストス系列の長さ L	16 (GF17)	30 (GF31)
仮定の個数 $L \times M \times N$	4096	7440

40

【0072】

シミュレーションにおいてチャネルを各々実現するために、区間 $[0, T_s)$ および $[0, f_s/2)$ 内で一様に分布するランダムな初期の時間・周波数オフセット (τ_0, ν_0) を導入する。相関器は、入力配列を形成する場合、単一の仮定 $(\tau_0, \nu_0) = (0, 0)$ を立てる。これは、パイロット・パターンを時間領域で T_s 秒、そして周波数領域

50

で f_s ヘルツの間隔で大まかに探索することに対応する。真の目標が、検出された位置の両側にある 1 つのシンボルおよび 1 つのサブキャリア内にあると、検出が上首尾であるといえる。セル識別および大まかな同期が得られてから、チャンネルの遅延 - ドップラ応答の境界を確立するために、さらなる精細な探索を続けることができる。これは、 SNR (信号対雑音比) が良好な場合はある簡単な補間を、またはその他の場合はコヒーレントな DFT を含むことができる。

【 0 0 7 3 】

表 2 は、全てのシミュレーションに共通な少しの他のパラメータを記載している。2 つの電力遅延ドップラ・プロファイルがシミュレーションされる。"フラット" チャンネルは、平均がゼロのガウス変数を単にランダムに実現したものであり、そして "フル" チャンネルは、最大遅延 - ドップラ領域全体に広がる "ケース 3 × ベッセル (Case 3 × Bessel)" プロファイルを有する。それらは、チャンネルのダイバーシティ次数について 2 つの極端を表わしている。実際には現実的な性能は、双方の間のどこかに位置するはずである。特に明記しない限り、時間にわたって観測される周期の数は、1 である。

【 0 0 7 4 】

【表 2】

パラメータ	コメント	値
ρ	パイロット・キャリアとデータ・キャリアとの間のエネルギー比	12 dB
$SNR (E_c/N_0)$	N_0 にわたるチップ当たりのエネルギー (全データを仮定)	不定
Q	時間で累積される期間の個数	1 または 2
$\lambda(\tau, \nu)$	電力遅延ドップラ・プロファイル	フラットまたはフル (ケース 3 × ベッセル)

【 0 0 7 5 】

図 7 は、単一セルの誤検出確率に関するシミュレーションの図である。星印のある実線 7 1 は配列 1 (コストス 16)、"フル" チャンネルであり、そして丸印のある実線 7 2 は配列 2 (コストス 30)、"フル" チャンネルである。星印のある破線 7 3 は配列 1 (コストス 16)、"フラット" チャンネルであり、そして丸印のある破線 7 4 は配列 2 (コストス 30)、"フラット" チャンネルである。チャンネル内のダイバーシティ次数により大きく影響されるけれども、性能は 2 つの極端な場合で非常にロバストである。第 2 配列 (コストス 30) に関するより大きなピーク対サイドローブ比は、"フル" チャンネルにおいてより高い SNR 値域まで大した利得をもたらさない。これは、主に、第 2 配列はより多くの仮定 (7 4 4 0) を有し、そしてしたがって誤りを犯す機会がより多くあるという事実のためである。

【 0 0 7 6 】

第 2 の一連のシミュレーションは、同じサブキャリア・オフセット $\phi = 0$ を有する 2 つのセルを含む。第 1 のセルは、平均 SNR が 0 dB で $(\eta, \mu) = (0, 0)$ に位置しており、一方第 2 のセルは、第 1 のセルに対して信号電力が可変で $(\eta, \mu) = (6, 7)$ に位置している。これまでに触れた受信機でのオフセットに加えて、2 つのセルは、同様に分布しているランダムな相対的時間 - 周波数オフセットを有している。2 つのセルのシミュレーションでは、両方のセルが首尾よく検出される場合のみ、検出が上首尾であるといえる。これは、相関出力配列における 2 つの基準が最大となる位置が 2 つの目標の位置に対応する場合に、起こる。参考のため、2 つの強さの等しいセルに対する典型的な配列を図 8 に示す。

【 0 0 7 7 】

図 9 は、S N R が 0 d B の " フル " チャネルにおける 2 つのセルの誤検出確率に関するシミュレーションの図であり、そして図 10 は、S N R が 0 d B の " フラット " チャネルにおける 2 つのセルの誤検出確率に関するシミュレーションの図である。図 9 及び図 10 における実線は 1 周期分の観測を表わし、そして図 9 および図 10 における破線は 2 周期分の観測を表わす。図 9 及び図 10 で星印のある線は配列 1 (コスタス 16) を表わし、そして図 9 および図 10 で丸印のある線は配列 2 (コスタス 30) を表わす。

【 0 0 7 8 】

図 9 および図 10 における P_1 および P_2 は、それぞれのパイロット信号からの受信電力である。

【 0 0 7 9 】

" フル " チャネルにおける性能は、図 9 で、2 つのセルの強い方が、弱い方が見逃されるにも係わらず、ほとんど常に検出されるという隠れた事実を考慮すると、1 周期 ($Q = 1$) の観測のみで、かなり良好である。ある時間選択性を有するチャネルでは、性能は、累積するパイロット周期の数を増やすことにより、 $Q = 2$ の場合誤り率 10 パーセントで利得が 3 d B であることから明らかなように、望ましいレベルまで改善される可能性がある。一方、" フラット " チャネルの場合に対しては、 $Q = 2$ に対して観測される利得は、曲線のスロープが変わらないままであるので、主に、ダイバーシティよりはむしろノイズ抑圧による。

【 0 0 8 0 】

より多くのパイロット周期を観測することに加えて、検出性能は、少しの他の測度により、またはある条件のもとでさらに改善できる。たとえば、初期の時間 - 周波数オフセット (τ_0, ν_0) の仮定の数を増やすことができる。これは、検索密度を効率的に増やし、そしてしたがって計算が複雑になるのを犠牲にして、対数尤度関数のピークを見つける機会を増やす。ネットワーク設計者はまた、識別インデックス (η, μ, ϕ) に制約を課して、偽陽性率を低減できる。最後に、セルおよび端末の中で初期の時間 - 周波数オフセットは、多分、シミュレーションで想定されているものより多い。特にセル間でのシンボル・アライメントは、O F D M システムにおける基本的な仮定であり、とても著しく干渉を軽減するはずである。

【 0 0 8 1 】

パイロット・パターンを検出するための、説明した方法を実行する検出器は、通信システムのノード、たとえば基地局、携帯電話、または任意の他の種類の無線通信デバイス内に実装されるのが自然であろう。本方法は、記憶部に格納されたソフトウェア・コードとして好適に実装され、そして処理デバイスにより実行される。

【 0 0 8 2 】

根本的な設計原理は、O F D M システムに固有の直交する時間 - 周波数分割フォーマットに適合するようになっており、それにより、D F T を好適に使用して時間と周波数 (または遅延とドップラ) 間の転換を、大抵は含む受信機のアルゴリズムに繋がる。データ・シンボルの復調はまた、D F T によって達成されるので、専用かつ融通性のあるハードウェアの D F T アクセラレータは、モデムからのデータ・ビットを受信する際に、殆んど全ての計算を処理できる。

10

20

30

40

【図 1】

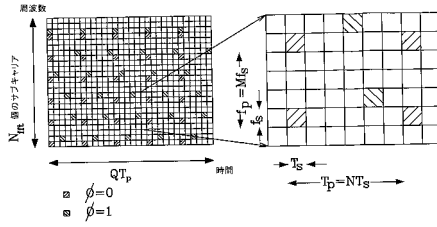


Fig. 1

【図 2】

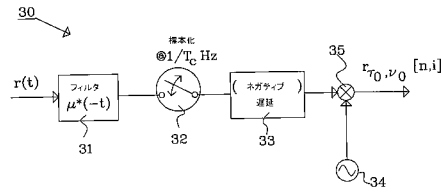


Fig. 2

【図 3】

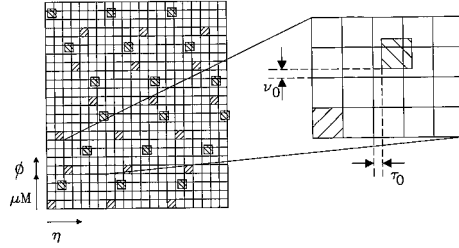


Fig. 3

【図 4】

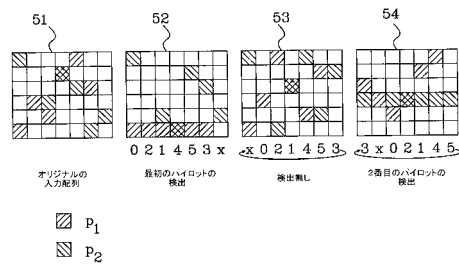


Fig. 4

【図 5】

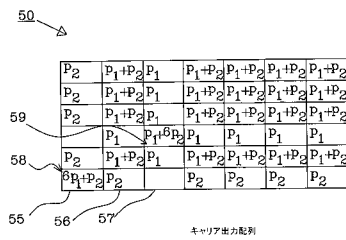


Fig. 5

【図 6】

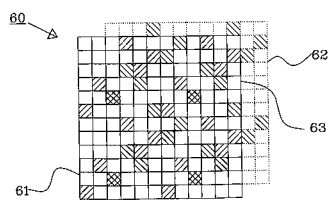


Fig. 6

【図 7】

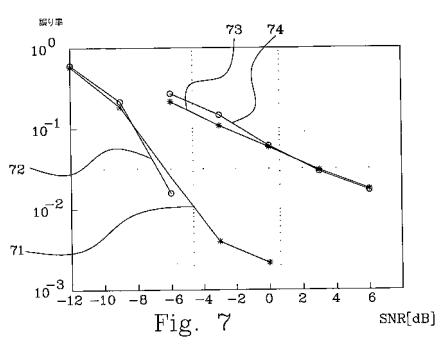


Fig. 7

【図 8】

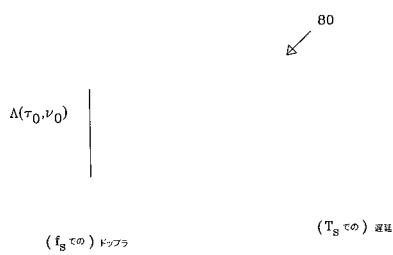


Fig. 8

【図 9】

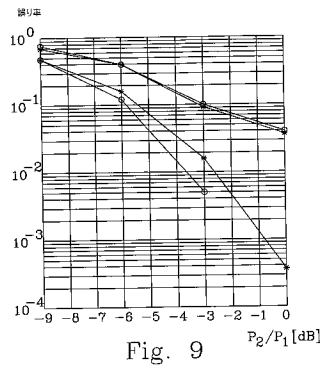


Fig. 9

【図 10】

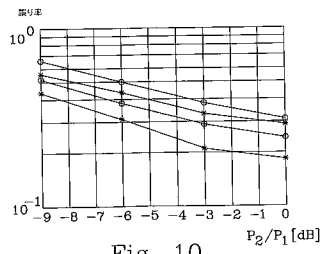


Fig. 10

フロントページの続き

(72)発明者 グエイ, ジアン - チン

アメリカ合衆国 ノースカロライナ州 27519, カリー, ウェッジメア ストリート 103

審査官 橋 均憲

(56)参考文献 特開2003 - 069526 (JP, A)

特開2006 - 148884 (JP, A)

特開2003 - 046476 (JP, A)

JUNG Y-H, Use of Periodic Pilot Tones for Identifying Base Stations of FH-OFDMA Systems, IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, 米国, IEEE SERVICE CENTER, 2006年 3月, V10 N3, P 192-194

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00