

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2012-142984

(P2012-142984A)

(43) 公開日 平成24年7月26日(2012.7.26)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO4J 11/00 (2006.01)	HO4J 11/00 Z	
HO4J 13/18 (2011.01)	HO4J 13/00 210	

審査請求 有 請求項の数 20 O L (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2012-51935 (P2012-51935)	(71) 出願人	504161984 ホアウェイ・テクノロジーズ・カンパニー・リミテッド 中華人民共和国・518129・グアンドン・シェンツェン・ロンガン・ディストリクト・バンティアン・(番地なし)・ホアウェイ・アドミニストレーション・ビルディング
(22) 出願日	平成24年3月8日(2012.3.8)	(74) 代理人	100146835 弁理士 佐伯 義文
(62) 分割の表示	特願2008-550603 (P2008-550603)の分割	(74) 代理人	100140534 弁理士 木内 敬二
原出願日	平成18年1月18日(2006.1.18)	(72) 発明者	ブラニスラフ・ポボヴィッチ スウェーデン・17167・ソルナ・アンクダムスガタン・33

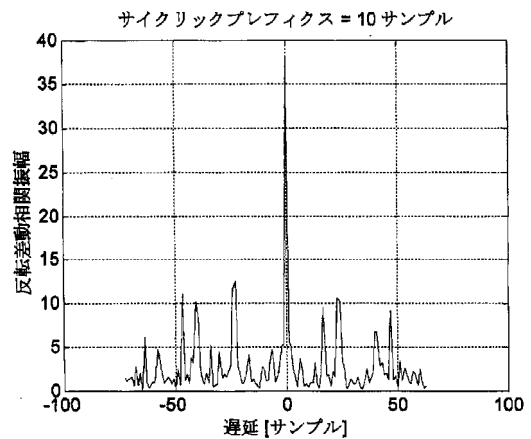
(54) 【発明の名称】 通信システム内の同期及び情報送信を改善する方法

(57) 【要約】

【課題】 ノイズ/干渉への低減された感応性を伴う同期を可能にする。

【解決手段】 本発明は、シーケンスの集合から一意的に特定可能なシーケンス $c(1)$ をベースとして時間対称的性質を伴う信号を生成する段階と、信号を通信チャネル上で送信する段階と、信号を受信する段階と、相関を計算及び格納する段階と、最大相関振幅に帰結する遅延を発見する段階と、シーケンスの集合から一意的なシーケンス $c(1)$ を検出する段階と、を具備する通信システム内の同期及び情報送信を改善する方法に関する。この方法は、中心対称部分 $s(k)$ を伴う信号を生成する段階と、 N 個の受信された信号サンプル $r(k)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ のブロックからの反転差動相関 $D(p)$ を格納する段階と、によって区別され、中心対称部分 $s(k)$ はその絶対値の形状で対称である。本発明は、また、通信システムの送信器ユニット及び受信器ユニット、及び無線通信システムに関する。

【選択図】 図2



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

同期のために利用可能である中心対称部分 $s(k)$ を有する信号を生成する段階と、
通信チャネル上で前記信号を送信する段階と、
を具備し、

前記信号は、情報送信のために利用可能であるシーケンスの集合から一意的に特定可能なシーケンス $c(1)$ をベースとし、

前記中心対称部分 $s(k)$ は、その絶対値の形状で中心対称であり、前記中心対称部分 $s(k)$ は、任意の長さ N である、通信システム内の同期の方法。

【請求項 2】

10

前記シーケンス $c(1)$ の成分は、前記信号によって占有される副搬送波を変調するために使用される請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記中心対称部分 $s(k)$ が、次の

【数 1】

$$s(k) = \begin{cases} s(N-1-k), & k = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0, & \textit{elsewhere} \end{cases},$$

$$s(k) = \begin{cases} s^*(N-1-k), & k = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0, & \textit{elsewhere} \end{cases},$$

20

$$s(k) = \begin{cases} -s(N-1-k), & k = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0, & \textit{elsewhere} \end{cases},$$

$$s(k) = \begin{cases} -s^*(N-1-k), & k = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0, & \textit{elsewhere} \end{cases},$$

30

$$s(k) = \begin{cases} s(N-k), & k = 1, \dots, N-1 \\ 0, & \textit{elsewhere} \end{cases},$$

$$s(k) = \begin{cases} s^*(N-k), & k = 1, \dots, N-1 \\ 0, & \textit{elsewhere} \end{cases},$$

40

$$s(k) = \begin{cases} -s(N-k), & k = 1, \dots, N-1 \\ 0, & \textit{elsewhere} \end{cases}, \text{ and}$$

$$s(k) = \begin{cases} -s^*(N-k), & k = 1, \dots, N-1 \\ 0, & \textit{elsewhere} \end{cases}$$

の 1 つであるように前記信号を生成する請求項 1 または 2 に記載の方法。

50

【請求項 4】

$s(k)$ は、 $s(k)$ の最後の L_{cp} 個のサンプルに同一である L_{cp} 個のサンプルからなるサイクリックプレフィクスによって先導されるように前記信号を生成する請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 5】

$s(k)$ が、 N 個の副搬送波重みのスペクトル $H(n)$ の IDFT として取得されるように前記信号を生成し、前記スペクトル $H(n)$ は、シーケンス $c(l)$, $l = 0, 1, \dots, L-1$, $L-N$ の成分を使用することによって、前記信号によって占有される副搬送波周波数のフーリエ係数として生成される請求項 1 から 4 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 6】

$H(n) = H(N-n)$, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ であり、ここで、DFT の周期性により、 $H(N) = H(0)$ が成立する請求項 5 に記載の方法。

【請求項 7】

前記シーケンス $c(l)$ を、

【数 2】

$$H(n) = \begin{cases} c\left(n + \frac{L-1}{2}\right), & n = 0, 1, 2, \dots, \frac{L-1}{2} \\ c\left(n - N + \frac{L-1}{2}\right), & n = N - \frac{L-1}{2}, \dots, N-1, L \text{ is odd} \\ 0, & n = \frac{L-1}{2} + 1, \dots, N - \frac{L-1}{2} - 1 \end{cases}$$

10

20

のように前記スペクトル $H(n)$ 上にマッピングし、ここで $c(l)$ は、奇数長 L の中心対称シーケンスである請求項 5 に記載の方法。

【請求項 8】

前記シーケンス $c(l)$ を、

【数 3】

$$H(n) = \begin{cases} c\left(\frac{n}{R} + \frac{L-1}{2}\right), & n = 0, R, 2R, \dots, \left(\frac{L-1}{2}\right)R \\ c\left(\frac{n-N}{R} + \frac{L-1}{2}\right), & n = N - \left(\frac{L-1}{2}\right)R, N - \left(\frac{L-3}{2}\right)R, \dots, N-R \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases}$$

30

40

のように前記スペクトル $H(n)$ 上にマッピングし、ここで $c(l)$ は、奇数長 L の中心対称シーケンスであり、 R は、 $N \bmod R = 0$ であるような前記信号内部の特定の基本波形の周期の数である請求項 5 に記載の方法。

【請求項 9】

前記シーケンス $c(l)$ を、

【数 4】

$$H(n) = \begin{cases} c(n+L/2) & , n = 0, 1, 2, \dots, L/2-1 \\ c(n-N+L/2) & , n = N-L/2, \dots, N-1, L \text{ is even} \\ 0 & , \text{ elsewhere} \end{cases}$$

のように前記スペクトル $H(n)$ 上にマッピングし、ここで $c(l)$ は、偶数長 L の任意の 2 進シーケンスである請求項 5 に記載の方法。

【請求項 10】

前記シーケンス $c(l)$ は、

【数 5】

$$c(l) = W_L^{rl(l+1)/2}, \quad l=0, 1, \dots, L-1, \quad L \text{ is odd}$$

のように定義される Z a d o f f - C h u シーケンスであり、ここで、

【数 6】

$$W_L = \exp(-j2\pi/L), \quad j = \sqrt{-1}$$

である請求項 1 から 9 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 11】

前記シーケンス $c(l)$ は、

$$c(l) = a(l) b(l \bmod m), \quad l = 0, 1, \dots, L-1$$

のように定義された一般化されたチャープ型シーケンスであり、

ここで、 $L = sm^2$ は奇数であり、 s 及び m は、正の整数であり、 $\{b(l)\}$ は、単位振幅の m 個の複素数を有する中心対称シーケンスであるとともに、 $\{a(l)\}$ は、長さ L の Z a d o f f - C h u シーケンスである請求項 1 から 9 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 12】

前記シーケンス $c(l)$ は、直交 G o l a y 補完対の集合から選択された、偶数長 L を有する G o l a y 補完シーケンスである請求項 1 から 9 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 13】

前記信号を受信する段階と、

相関の最大振幅をもたらす前記受信された信号の N 個のサンプルからなるブロックの遅延を発見する段階と、

そのような遅延を復調の初期タイミングとして選択する段階と、

前記シーケンスの集合から一意的なシーケンス $c(l)$ を検出するとともに、それによって送信情報を抽出する段階と、

をさらに具備し、

前記相関は N 個のサンプル $r(k)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ からなるブロックの反転差動相関 $D(p)$ である請求項 1 から 12 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 14】

前記反転差動相関 $D(p)$ は、次の

10

20

30

40

【数 7】

$$D(p) = \sum_{k=0}^{\lceil N/2 \rceil - 1} r(p+k) \cdot r^*(p+N-1-k),$$

$$D(p) = \sum_{k=0}^{\lceil N/2 \rceil - 1} r(p+k) \cdot r(p+N-1-k),$$

$$D(p) = \sum_{k=0}^{\lceil N/2 \rceil - 1} r(p+k+1) \cdot r^*(p+N-1-k),$$

$$D(p) = \sum_{k=0}^{\lceil N/2 \rceil - 1} r(p+k+1) \cdot r(p+N-1-k),$$

10

の 1 つであり、ここで、

【数 8】

$$\lceil x \rceil$$

20

は、 x の天井関数、即ち、 x よりも大きい又は等しい最小の整数を表す請求項 1 3 に記載の方法。

【請求項 1 5】

前記シーケンス $c(1)$ を、前記信号 $s(k)$ の送信器の識別情報にマッピングする、及び / 又は前記シーケンス $c(1)$ は 2 進である請求項 1 から 1 4 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 1 6】

同期のために利用可能である中心対称部分 $s(k)$ を有する信号を生成し、通信チャネル上で前記信号を送信するよう構成された回路を具備し、

30

前記信号は、情報送信のために利用可能であるシーケンスの集合から一意的に特定可能なシーケンス $c(1)$ をベースとし、

前記中心対称部分 $s(k)$ は、その絶対値の形状で中心対称であり、前記中心対称部分 $s(k)$ は、任意の長さ N である、通信システム内で使用される送信器ユニット (1 2 0)。

【請求項 1 7】

同期のために利用可能である中心対称部分 $s(k)$ を有する信号を受信し、相関の最大振幅をもたらす前記信号の N 個のサンプルからなるブロックの遅延を発見し、

そのような遅延を復調の初期タイミングとして選択し、

40

シーケンスの集合から一意的なシーケンス $c(1)$ を検出する

よう構成された回路を具備し、

前記相関は N 個のサンプル $r(k)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ からなるブロックの反転差動相関 $D(p)$ であり、前記信号は、情報送信のために利用可能であるシーケンスの集合から一意的に特定可能なシーケンス $c(1)$ をベースとし、前記中心対称部分 $s(k)$ は、その絶対値の形状で中心対称であり、前記中心対称部分 $s(k)$ は、任意の長さ N である、通信システム内で使用される受信器ユニット (1 3 0)。

【請求項 1 8】

受信器により、同期のために利用可能である中心対称部分 $s(k)$ を有する信号を受信および処理する段階を具備し、前記信号は、情報送信のために利用可能であるシーケンス

50

の集合から一意的に特定可能なシーケンス $c(1)$ をベースとし、前記中心対称部分 $s(k)$ は、その絶対値の形状で中心対称であり、前記中心対称部分 $s(k)$ は、任意の長さ N である、通信システム内の同期の方法。

【請求項 19】

同期のために利用可能である中心対称部分 $s(k)$ を有する信号を受信および処理するように構成された回路を具備し、前記信号は、情報送信のために利用可能であるシーケンスの集合から一意的に特定可能なシーケンス $c(1)$ をベースとし、前記中心対称部分 $s(k)$ は、その絶対値の形状で中心対称であり、前記中心対称部分 $s(k)$ は、任意の長さ N である、通信システム内で使用される受信器。

【請求項 20】

請求項 16 に記載の少なくとも 1 つの送信器ユニット (120) と、請求項 19 に記載の少なくとも 1 つの受信器ユニット (130) と、を含む無線通信システム (100)。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、通信システム内の同期及び情報送信の方法、及びより詳細には、無線通信システム、送信器ユニット及び受信器ユニットに関する。

【背景技術】

【0002】

セル検索手順内での使用を意図する、EUTRA同期チャネル(SCH)の、幾つかの異なる提案が、現在まで3rd Generation Partnership Project RAN1で提案されてきた。例えば、Motorola, "Cell Search and Initial Acquisition for OFDM Downlink", R1-051329, Seoul, Korea, Nov. 7-11, 2005 (この論文は、以下で文書1と呼ばれる)。

【0003】

WCDMA規格内に存在するソリューションと比較して、Motorola(登録商標)の提案は、同時並行的な初期タイミング取得及びセルの特定に向けて前進をもたらした。このようにすると、完全なタイミング取得及びセル特定の結果をもたらす、セル検索手順全体の所要時間は、短縮されるものと想定される。

【0004】

この提案によると、同期チャネルは、(OFDM波形の最後の L_{cp} 個のサンプルと同一である) L_{cp} 個のサンプルのサイクリックプレフィクスによって先導される、2つの連結された同一のセル固有のOFDM波形を具備する。そのようなSCHは、受信器内のブラインド差動相関検出による初期タイミング取得をサポートするように設計される。T.M. Shimidl and D.C. Cox, "Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM", IEEE Trans. On Communications, Vol. 45, pp. 1613-1621, Dec. 1997を参照せよ(この論文は、以下で文書5と呼ばれる)。

【0005】

セルの特定は、初期タイミング取得の後に、素数長のセル固有のZadoff-Chuシーケンスの成分を伴う副搬送波を変調することによって取得されるセル固有のOFDM波形を検出することによって実施される。(Zadoff-Chuシーケンスは、いわゆるGCLシーケンスのずっと広範なファミリーを生成するための基礎である。B.M. Popovic, "Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties", IEEE Trans. On Information Theory, vol. 38, pp. 1406-1409, July 1992を参照せよ。)(この論文は、以下で文書6と呼ばれる。)GCLシーケンスのセル固有のインデ

10

20

30

40

50

ックスは、受信された信号サンプルのブロックの差動符号化の後に、逆離散フーリエ変換 (I D F T) を使用することによって検出されても良い。

【 0 0 0 6 】

上記の同期チャネルのソリューションは、減少された全体のセル検索時間の点ではとても将来性のあるものに思えるが、それでもなお、そのタイミング取得は、差動相関関数の幅広の三角形形状のために、ノイズ / 干渉に対して非常に影響を受けやすい。

【 0 0 0 7 】

文書 1 からの S C H 信号は、2 回反復された基本セル固有の O F D M 波形 $W (l)$, $l = 0 , 1 , \dots , N / 2 - 1$ を具備する、同期信号 $s (k)$, $k = 0 , 1 , \dots , N - 1$ が続くサイクリックプレフィクスを具備する。ここで、 N は、送信器内の I D F T の後に取得された O F D M 信号内のサンプルの数である。S C H のタイミングは、後続のアルゴリズムによって受信器内で検出されうる。

受信された信号において最大相関振幅をもたらす N 個のサンプルのブロックの遅延を発見するとともに、そのような遅延を、O F D M シンボル復調の初期タイミングとして選択する。

【 0 0 0 8 】

受信された信号 $r (k)$, $k = 0 , 1 , \dots , N - 1$ の差動相関 $C (p)$ は、数学的に、

【 0 0 0 9 】

【 数 1 】

$$C(p) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r(p+k) \cdot r^*(p+k+N/2) \quad (1)$$

【 0 0 1 0 】

と表しうる。ここで、 p は、同期信号の第 1 サンプルの正しい位置に対する、 N 個の受信されたサンプルのブロック内の第 1 サンプルの遅延を表すとともに、「 $*$ 」は複素共役を表す。もし受信された信号が、反復波形 $W (k)$ のみを (サイクリックプレフィクスなしに) 具備するならば、次いで、受信された信号の差動相関は、 N を偶数として、

【 0 0 1 1 】

【 数 2 】

$$p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N/2-1)$$

【 0 0 1 2 】

に対してのみ存在する、波形 $W (k)$ の差動相関関数 $C_w (p)$ に等しいとともに、

【 0 0 1 3 】

【 数 3 】

$$C_w(p) = \sum_{k=0}^{N/2-1-|p|} W(k) \cdot W^*(k) = \sum_{k=0}^{N/2-1-|p|} |W(k)|^2, p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N/2-1) \quad (2)$$

【 0 0 1 4 】

によって与えられることが従う。

【 0 0 1 5 】

$N = 128$ 個のサンプルの I F F T で生成された、10 個のサンプルからなるサイクリックプレフィクスを伴う、文書 1 からの同期信号の差動相関関数は、図 1 内に示される。

【 0 0 1 6 】

数式 (2) は、図 1 内の差動相関関数の幅広の三角形のような形状を説明する。三角形形状の小さい歪みは、信号包絡線の変動からくる。このようにして、(2) から、差動相関は、同期信号の包絡線のみ依存し、従って定常包絡線を伴う異なる同期信号は、同一の差動相関を生成することを理解しうる。図 1 内の差動相関関数は、サイクリックプレフ

10

20

30

40

50

イクス（文書 5）の長さに等しい長さを具備する台地型を達成する。

【0017】

差動相関のピーク検出は、例えば、受信されたサンプルの（10msの）フレーム内で計算される相関関数の最大値を発見することによってなされる。しかしながら、ユーザ装置（UE）内で同時に受信される、複数のセルからの同期信号がありうるとともに、それらの全ては、セル検索手順で検出されなければならない。従って、受信されたサンプルのフレーム内の差動相関のピーク検出は充分ではない。なぜなら、それは、異なるセルから入来するピークを区別できないからである。

【0018】

その代わりに、又は追加的に、何らかの種類のしきい値ベースの選択が適用されなければならない。例えば、各々の同期信号の正確な到達時間を発見するために、対応する相関ウィンドウ内の信号エネルギーの特定のパーセンテージよりもより大きい全ての相関値が、ピーク検出によるさらなる処理のために選択されるように、各々の差動相関値の振幅は、観測された相関値を計算するのに使用される、 $N/2$ 個のサンプルからなる相関ウィンドウ内の信号エネルギーに比例する適応しきい値と比較しても良い。

10

【0019】

上記の適応しきい値との比較は、文書 5，等式（8）で定義された、（後半シンボル内の受信エネルギーで正規化されている）正規化された差動相関を、0及び1の間の固定しきい値と比較することと等価である。タイミング取得パフォーマンスは、基本的に、差動相関の性質によって決定されるので、我々は、信号エネルギーでの正規化を、これ以上議論しない。

20

【0020】

もし差動相関関数が、擬ランダム信号の非周期的な自己相関関数に類似する、ゼロ遅延に対応する細い中心相関ピーク及び他の遅延に対する低相関サイドローブを伴う、インパルス的な形状を具備するならば、ずっと良いタイミング取得性質が獲得される。

【0021】

インパルス的な差動相関関数は、B. Park 他，“A Novel Timing Estimation Method for OFDM Systems”，IEEE Communication Letters，Vol. 7，NO. 5，pp. 239 - 241，May 2003の等式（10）内で

30

$$s(k) = [W(k)Z(k)W^*(k)Z^*(k)] \dots (3)$$

として提案されるOFDM同期信号によって取得される（この論文は、以下で文書7と呼ばれる）。ここで、 $N/4$ 個のサンプル長の波形 $W(k)$ は、擬ノイズシーケンスのIFFTによって生成される一方で、波形 $Z(k)$ は、 $W(k)$ に対称になるように設計される。同期信号（3）は、（文書7）

【0022】

【数4】

$$D(p) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r(p-k) \cdot r(p+k) \quad (4)$$

40

【0023】

として定義される、修正差動相関によって検出される。

【0024】

信号（3）は、逆高速フーリエ変換（IFFT）によって生成されるように、OFDM信号として明示的及び排他的に定義されるので、文書7は、離散スペクトルダイレクトシーケンス信号のような他のタイプの中心対称同期信号を想定していない。

【0025】

もし我々が、信号（3）内の複素共役を無視するならば、我々は、それが、基本的に、その反復長 $N/2$ 個のサンプルの基本反復波形が中心対称である反復信号であることを理

50

解しうる。そのような信号は、インパルス的な差動相関関数を具備するが、その反復構造は、副搬送波をOFDM信号内部で変調するのに使用される擬ノイズシーケンスの性質に関らず、各々が常時信号エネルギーの4分の1に等しい高相関サイドローブをもたらす。高相関サイドローブは、タイミング取得誤りの確率増大を引き起こしうるので、可能な限りそれらを低減するのが好ましい。

【0026】

そのほか、同期信号(3)内で反復される基本波形のより短い長さ($N/2$)は、より少ない数の生成されうる異なる同期信号を示唆する。同期信号は、タイミング取得のみならず、情報送信にも利用すべきでない(文書7内で考察されていない)セルラーシステム内のセル検索のような、興味のある応用例では、低い相互相関を伴って起こりうるより少ない数の異なる同期信号は、同期信号によって運ばれうるより少ない量の情報を示唆する。

10

【0027】

さらに、信号の後半の基本反復波形の複素共役は、特にもし信号が、複素擬ノイズシーケンスのIDFTによって取得されることを想定するならば、信号発生器及び復調器の実施を複雑にしうる。

【0028】

また、同期信号の中心対称部分(3)は、2つの対称波形を具備するので、 $N/2$ は偶数である。しかしながら、幾つかの状況では、奇数の長さ $N/2$ の単一中心対称波形を具備するのが好ましく、それは、同期信号で、何回も反復されうる。

20

【0029】

Zhang他, "Joint Frame Synchronization and Frequency Offset Estimation OFDM Systems", IEEE Trans. On Broadcasting, vol. 51, no. 3, September 2005は、ジョイントフレーム同期及び搬送波周波数オフセット推定構造を説明する。この論文は、主に、周波数誤差推定を改善することに集中しているように思われる。訓練シンボルの到達時刻がどのようにして厳密に推定されるかは説明されていない。

【先行技術文献】

【特許文献】

30

【0030】

【特許文献1】特開2001-333041号公報

【特許文献2】特開2006-166436号公報

【特許文献3】特開2007-13982号公報

【非特許文献】

【0031】

【非特許文献1】Zhongshan Zhang et al., 'Frequency Offset Estimation With Fast Acquisition in OFDM System', Communications Letters, IEEE, 2004年 3月, pp. 171-173

【非特許文献2】Motorola, 'Cell Search and Initial Acquisition for OFDM Downlink', R1-051329, 3GPP, 2005年11月 7日, URL, http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_43/Docs/R1-051329.zip

40

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0032】

従来技術の1つ又は複数の問題へのソリューション又は低減を提案するのが本発明の目的である。主目的は、従って、ノイズ/干渉への低減された感応性を伴う通信システムの同期を可能にするとともに、また、情報の同時発生的な送信を可能にする方法を提案することである。

【課題を解決するための手段】

50

【 0 0 3 3 】

このようにして、本発明によると、通信システム内の同期及び情報送信を改善する信号は、中心対称部分 $s(k)$ とともに生成され、中心対称部分 $s(k)$ は、その絶対値の形状で対称であり、中心対称部分 $s(k)$ は、任意の長さ N であるとともに、シーケンスの集合からの一意的に特定可能なシーケンス $c(l)$ をベースとする。本発明によると、信号は、通信チャネル上で送信されるとともに、次いで受信される。最大相関振幅をもたらす上記受信された信号の N 個のサンプルのブロックの遅延を発見するとともに、そのような遅延を、復調の初期タイミングとして選択し、次いで、シーケンスの集合からの唯一のシーケンス $c(l)$ が検出され、それによって送信された情報が抽出される。

中心対称部分 $s(k)$ は、例えば、次の 1 つでありうる。

【 0 0 3 4 】

【 数 5 】

$$s(k) = \begin{cases} s(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases}, \text{ and } s(k) = \begin{cases} s^*(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases}, \text{ and}$$

$$s(k) = \begin{cases} -s(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases}, \text{ and } s(k) = \begin{cases} -s^*(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases}, \text{ and}$$

$$s(k) = \begin{cases} s(N-k), & k=1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases}, \text{ and } s(k) = \begin{cases} s^*(N-k), & k=1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \text{ and}$$

$$s(k) = \begin{cases} -s(N-k), & k=1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases}, \text{ and } s(k) = \begin{cases} -s^*(N-k), & k=1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases}$$

【 0 0 3 5 】

信号の中心対称部分は、信号の中心対称部分の最後の L_c 個のサンプルに同一である、 L_c 個のサンプルのサイクリックプレフィクスによって先導される。

信号の中心対称部分 $s(k)$ は、 $H(n) = H(N-n)$, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ であるような N 個の副搬送波重みのスペクトル $H(n)$ の IDFT として取得される OFDM 信号として生成されても良い。ここで、DFT の周期性により $H(N) = H(0)$ が成立する。

スペクトル $H(n)$ は、擬ランダムシーケンス $c(l)$, $l = 0, 1, \dots, L-1$, $L = N$ の成分を使用することによって、占有副搬送波周波数のフーリエ係数として、

【 0 0 3 6 】

【 数 6 】

$$H(n) = \begin{cases} c\left(n + \frac{L-1}{2}\right), & n = 0, 1, 2, \dots, \frac{L-1}{2} \\ c\left(n - N + \frac{L-1}{2}\right), & n = N - \frac{L-1}{2}, \dots, N-1, L \text{ is odd} \\ 0, & n = \frac{L-1}{2} + 1, \dots, N - \frac{L-1}{2} - 1 \end{cases}$$

【 0 0 3 7 】

として取得されても良い。ここで、 $c(l)$, $l = 0, 1, \dots, L-1$ は、奇数長 L の中心対称シーケンスである。

【 0 0 3 8 】

本発明の方法は、通信システム内の送信器ユニットを通して、及び受信器ユニット内で

10

20

30

40

50

実施されても良い。それらは、一緒に、少なくとも1つの送信器ユニット及び少なくとも1つの受信器ユニットを具備する無線通信システムの部分を形成する。送信器ユニット及び受信器ユニットは、次のように実施される。

【0039】

本発明は、受信器内でのタイミング取得をサポート及び緩和するために送信される同期信号が、また、送信器の識別番号等のような幾つかの情報を搬送しなければならないような応用例で、受信器内のタイミング取得のパフォーマンスを実質的に改善する。そのような応用例の1つは、セルラーシステム内のセル検索手順である。そのほか、それによって、文書1内の従来技術と比較して増大した情報量を同期信号で搬送することが可能になる。

10

【0040】

本発明の追加的な特徴及び利点は、後の説明から明白になる。

【0041】

本発明を例証する実施形態を、添付図面を参照して本明細書で説明する。

【図面の簡単な説明】

【0042】

【図1】図1は、従来技術による相関関数を説明する。

【図2】図2は、反転相関関数を説明する。

【図3】図3は、種々の正確なタイミング取得の確率を表すグラフである。

【図4】図4は、種々の正確なタイミング取得の確率を表すグラフである。

20

【図5】図5は、種々の正確なタイミング取得の確率を表すグラフである。

【図6】図6は、種々の正確なタイミング取得の確率を表すグラフである。

【図7】図7は、本発明の実施形態による無線通信システムを説明する。

【発明を実施するための形態】

【0043】

インパルス的な差動相関関数を達成するために、我々は、先ず、サンプルのできる限り多くの異なる積が、異なる遅延に対応する合計内に含まれるように、差動相関の定義を修正する。このようにして、同期していない遅延に対応する差動相関値は、ランダム化される。

【0044】

30

ランダム同期していない差動相関値を達成する1つの仕方は、(1)内で使用されるサンプルのブロックの1つ内のサンプルの順序を反転することである。我々は、いわゆる反転差動相関 $D(p)$ を、

【0045】

【数7】

$$D(p) = \sum_{k=0}^{\lceil N/2 \rceil - 1} r(p+k) \cdot r^*(p+N-1-k) \quad (5)$$

【0046】

40

として定義する。

ここで、 p は、同期信号の第1サンプルの正しい位置に関する、 N 個の受信されたサンプルからなるブロック内の第1サンプルの遅延を表すとともに、

【0047】

【数8】

$$\lceil x \rceil$$

【0048】

は、 x の天井関数、即ち、 x よりも大きい又は等しい最小の整数を表す。

【0049】

50

【数 9】

 $\lceil N/2 \rceil$

【0050】

個のサンプルからなる相関ウィンドウ内の信号エネルギーに等しい、 $p = 0$ での最大可能相関値(5)を取得するために、同期信号 $s(k)$, $k = 0, 1, \dots, N - 1$ は、中心対称、即ち、

【0051】

【数10】

$$s(k) = \begin{cases} s(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (6)$$

10

【0052】

になるべきである。ここで、 N は任意の正の整数であるとともに、我々は、信号エネルギーは、

【0053】

【数11】

 $\lceil N/2 \rceil$

【0054】

個のサンプルからなる第1及び第2ブロックの間に均等に分布されているものと仮定する。

20

【0055】

(5)及び(6)から、同期信号 $s(k)$ の反転差動相関 $D_s(p)$ は、

【0056】

【数12】

$$p=0,\pm 1,\pm 2,\dots,\pm(\lceil N/2 \rceil - 1)$$

【0057】

に対してのみ存在するとともに、

30

【0058】

【数13】

$$\begin{aligned} D_s(p) &= D_s^*(-p) = \sum_{k=0}^{\lceil N/2 \rceil - 1} s(p+k) \cdot s^*(p+N-1-k) \\ &= \sum_{k=p}^{\lceil N/2 \rceil - 1} s(k+p) \cdot s^*(k-p) \\ &= \sum_{l=0}^{\lceil N/2 \rceil - 1 - p} s(l+2p) \cdot s^*(l), \quad p=0,1,\dots,\lceil N/2 \rceil - 1 \end{aligned} \quad (7)$$

40

【0059】

によって与えられることが従う。

【0060】

数式(7)は、

【0061】

【数 1 4】

$$R(p) = R^*(-p) = \sum_{l=0}^{N-1-p} s(l+p) \cdot s^*(l), \quad p = 0, 1, \dots, N-1 \quad (8)$$

【0062】

として定義される、同期信号 $s(k)$ の非周期的な自己相関関数 $R(p)$ に非常に類似する。

【0063】

理解されるように、 $D_s(p)$ 及び $R(p)$ の間の唯一の違いは、合計成分の低減された数にある。このようにして、もし $s(k)$ が、インパルスの非周期的自己相関関数を具備するならば、その反転差動相関関数は、同様にインパルスの非常に良好な機会を具備する。 10

【0064】

等式(7)は、一般に、非反復的でありながら中心対称である擬ランダム信号は、反復信号よりも低い相関サイドローブを生成することを示す。

【0065】

(6)によって定義される中心対称同期信号の代替物では、

【0066】

【数 1 5】

20

$$s(k) = \begin{cases} s^*(N-1-k), & k = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (9)$$

【0067】

を満足するようなものであり、この場合、反転差動相関は、

【0068】

【数 1 6】

$$D(p) = \sum_{k=0}^{\lceil N/2 \rceil - 1} r(p+k) \cdot r(p+N-1-k) \quad (10)$$

30

【0069】

として再定義される必要がある。

【0070】

従来技術、文書7の等式(10)内で提案されたOFDM同期信号(3)と、は、信号(9)の特別な場合として捉えることが可能である。(3)が、 $N \bmod 4 = 0$ に対してのみ定義される一方で、(9)は、任意の長さNに対して定義されるので、(9)は、より一般的であることに留意する。

【0071】

40

反転差動相関の同一の最大絶対値は、もし信号が歪対称である、即ち、

【0072】

【数 1 7】

$$s(k) = \begin{cases} -s(N-1-k), & k = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (6.1)$$

【0073】

として定義されるならば、取得可能である。

【0074】

50

同様に、(10)の絶対値は、もし信号が、
 【0075】
 【数18】

$$s(k) = \begin{cases} -s^*(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \textit{elsewhere} \end{cases} \quad (9.1)$$

【0076】

として定義されるならば、変化しない。

【0077】

10

実施形態1

中心対称同期信号(6)の設計及び対応する反転差動相関関数(5)の性質を説明するために、我々は、文書1内で与えられた前提から開始してOFDM中心対称同期信号の集合を生成する。サンプリング周波数は、1.92MHzであり、副搬送波離間は15kHzであり、占有副搬送波の最大数は、1.92MHz周波数帯域内部の全 $N=128$ 個の副搬送波の中で $N_{osc}=76$ である(送信帯域幅は1.25MHzである)。占有副搬送波は、良好な相互相関性質を伴って、シーケンスの集合からの擬ランダムシーケンスの成分によって変調される。集合からの異なるシーケンスは、異なるセル識別番号(ID)によってラベル付けされる。受信されたOFDM信号のDFIT復調の後に、送信されたシーケンスは、特定の信号処理が続く、副搬送波からの逆マッピングによって特定されても
 20
 良い。シーケンス間の低い相互相関は、複数の信号が同時に異なるセルから受信されるとき、シーケンスのより高信頼性の特定に貢献する。

【0078】

長さ $N=128$ のサンプル出力OFDM同期信号 $s(k)$ は、

【0079】

【数19】

$$s(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(n) W_N^{-kn}, \quad W_N = \exp(-j2\pi/N), j = \sqrt{-1}, \quad k=0,1,2,\dots,N-1 \quad (11)$$

30

【0080】

として、 $N=128$ 個のフーリエ係数のスペクトル $H(n)$ のIDFITによって取得される。

【0081】

もし $H(n) = H(N-n)$ 、 $n=0,1,2,\dots,N-1$ であり、DFITの周期性により $H(N) = H(0)$ が成立するならば、 $s(k)$ は、また、その $s(N/2)$ サンプルのまわりで対称である、即ち、

$H(n) = H(N-n)$ のときに限り、 $s(k) = s(N-k)$ 、 $k, n = 1, \dots, N-1 \dots$ (12)

であることが示されうる。(12)の証明が続く。

40

【0082】

$s(k)$ を

【0083】

【数20】

$$s(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(n) W_N^{-kn}, \quad W_N = \exp(-j2\pi/N), j = \sqrt{-1}, \quad k=0,1,2,\dots,N-1 \quad (A1)$$

【0084】

とする定義から開始して、

50

【 0 0 8 5 】

【 数 2 1 】

$$\begin{aligned}
 s(N-k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(n) W_N^{kn} = \frac{1}{N} \sum_{l=N}^1 H(N-l) W_N^{-kl} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} H(N-l) W_N^{-kl} \\
 & \quad k=0,1,2,\dots,N-1 \quad (A2)
 \end{aligned}$$

10

【 0 0 8 6 】

が従う。ここで、我々は、変数変換 $n = N - l$ を導入し、合計を並べ替えするとともに、DFTの周期性 ($H(n) = H(n + N)$) を使用した。(A.1) 及び (A.2) から、充分条件である、もし $H(n) = H(N - n)$ ならば、 $S(k) = s(N - k)$ が従う。それは、 $H(n)$ の表現から開始することによって示されうるように、 $H(n) = H(N - n)$ であるときに限り、それは $s(k) = s(N - k)$ であることを意味する必要条件でもある。

【 0 0 8 7 】

スペクトル $H(n)$ は、占有副搬送波周波数で、擬ランダムシーケンス $c(l)$, $l = 0, 1, \dots, L - 1$, $L = N$ の成分を、フーリエ係数として使用することによって取得されても良い。

20

【 0 0 8 8 】

ここで、 $c(l)$, $l = 0, 1, \dots, L - 1$ は、奇数長 L の中心対称シーケンスとして、もし我々が、 $c(l)$ 及び $H(n)$ の間のマッピングを

【 0 0 8 9 】

【 数 2 2 】

$$H(n) = \begin{cases} c\left(n + \frac{L-1}{2}\right), & n = 0, 1, 2, \dots, \frac{L-1}{2} \\ c\left(n - N + \frac{L-1}{2}\right), & n = N - \frac{L-1}{2}, \dots, N-1, \quad L \text{ is odd} \\ 0, & n = \frac{L-1}{2} + 1, \dots, N - \frac{L-1}{2} - 1 \end{cases} \quad (13)$$

30

【 0 0 9 0 】

として定義するならば、(12) 内の条件が満足されることは自明である。

【 0 0 9 1 】

従って、結果の同期信号 $s(k)$, $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ はサンプル $s(0)$ のみが $s(N/2)$ に関してその対称対を具備しないことを意味する、その $s(N/2)$ サンプルのまわりで対称的なローパス帯域 OFDM 信号である。換言すると、結果の OFDM 同期信号は、2つの部分を具備するものとして考察されうる。第1の部分は、1つのサンプルを具備するとともに、第2の部分は、 $s(k) = s(N - k)$, $k = 1, 2, \dots, N - 1$ である、 $N - 1$ 個の中心対称サンプルを具備する。

40

【 0 0 9 2 】

上記の OFDM 信号のブラインド検出に対して、我々は、 $N - 1$ 個の入力信号サンプルのブロックを使用するとともに、

【 0 0 9 3 】

【数 2 3】

$$D(p) = \sum_{k=0}^{\lceil N/2 \rceil - 1} r(p+k+1) \cdot r^*(p+N-1-k) \quad (14)$$

【0094】

として反転差動相関を実施する必要があることをさらに意味する。

【0095】

しかしながら、一度正確なタイミングが取得されたならば、N個のサンプル全体からなるブロックは、OFDM復調、及び後続の情報内容の特定(セルID)のために使用されるべきである。 10

【0096】

残りの問題は、どのような種類の奇数長Lの中心対称シーケンスを、副搬送波の変調のために選択するかである。Lを素数として、反復OFDM同期信号を生成するために文書1内で使用されている、L-1個の擬ノイズシーケンス $\{a_r(l)\}$, $r=1, \dots, L-1$ は、

【0097】

【数 2 4】

$$a_r(l) = W_L^{r(l+1)/2}, \quad l=0, 1, \dots, L-1, \quad L \text{ is odd} \quad (15) \quad 20$$

【0098】

として定義される、奇数長LのZadoff-Chu(ZC)シーケンスである。ここで、

【0099】

【数 2 5】

$$W_L = \exp(-j2\pi/L), \quad j = \sqrt{-1}$$

【0100】

である。 30

【0101】

もしLが奇数ならば、ZCシーケンス(15)は、(その(L-1)/2+1番目の成分のまわりで)中心対称である、即ち、 $a_r(l) = a_r(L-1-l)$, $l=0, 1, \dots, L-1$ であることが容易に示されうる。シーケンスの長さを、占有副搬送波の最大数よりも等しい又はより少なくするために、我々は、ZCシーケンスの最初及び最後の特定の数のシーケンス成分を、結果の短縮されたシーケンスが中心対称的に留まるように捨てても良い。

【0102】

占有副搬送波の最大可能数は、 $N_{osc} = 76$ であるとともに、ZCシーケンスの長さは、素数でなければならないので、我々は、プロトタイプZCシーケンスを生成するために、(15)内で、 $L = 79$ を使用し、次いで、結果の短縮されたZCシーケンスが、中心対称に留まるように、それはプロトタイプZCシーケンスの最初の2個と及び最後の2個の成分を捨てることによって、長さ $L = 75$ に短縮される。短縮されたシーケンスは、次いで、 $H(n)$ のIDFTの後に、OFDM同期信号(11)を生成するのに(13)で使用される。 40

【0103】

(15)内で異なる値のrを選択することによって、我々は、各々がセルIDに関する異なる情報を搬送する、 $M = L - 1 = 74$ 個までの異なるOFDM同期信号を取得可能である。セルIDの数は、同一サイズの同期信号に対して、文書1内のセルIDの数(41 50

)の殆ど2倍大きい。同時に、文書1からの差動符号化及びIDFTを使用することによるZCシーケンスの検出の原理は、この実施例内でも適用されても良い。

【0104】

マルチパス伝播チャネルの場合での復調ロバスト性を確実にするために、OFDM同期信号は、サイクリックプレフィクスによって先導される。セルID = r = 29及び $L_{CP} = 10$ 個のサンプルからなるサイクリックプレフィクスを伴う、長さ $L = 75$ の短縮されたZCシーケンスから取得されたOFDM同期信号(11)の反転差動相関関数の振幅は、図2内に表される。

【0105】

サイクリックプレフィクスは、反転差動相関関数を、負遅延に対して若干増大されたサイドローレベルを伴って、非対称にする。しかしながら、サイドローレベルは、主ピークと比較してなお相対的に低いので、タイミング取得誤りの確率がそれらによって影響されることは予想されない。

10

【0106】

Zadoff-Chuシーケンスは、[6]

$$c(l) = a(l)b(l \bmod m), \quad l = 0, 1, \dots, L-1, \quad (16)$$

として定義される、GCLシーケンス($c(l)$)の生成の基礎である。ここで、 $L = sm^2$ であり、 s 及び m は、正の整数であり、 $\{b(l)\}$ は、単位振幅の m 個の複素数からなる任意のシーケンスであるとともに、 $\{a(l)\}$ は、長さ L のZadoff-Chuシーケンスである。従って、中心対称GCLシーケンスを取得するためには、 L は奇数であるとともに、変調シーケンス $\{b(l)\}$ は、中心対称でなければならない。中心対称GCLシーケンスは、もし本発明内で使用されると、それらのより大きな数のために、より多くの情報送信の可能性を具備する。そのほか、それらは、それらの変調シーケンスの選択とは別に、最適な相関性質を維持する。

20

【0107】

タイミング取得パフォーマンス

セルラーシステムのユーザ装置(UE)内では、RF信号の(電源オン直後の)初期周波数誤差は、数万Hzの桁であるかもしれない。一度受信器が、ベース基地局から受信された信号に固定されると、この周波数誤差は、数百Hzの範囲内に低減される。UEは、初期セル検索の後に、ベース基地局に固定され、UEによって、それがスイッチオンされた後に、タスクは実施される。一度UEが、その「camping」セルを発見したならば、セル検索手順は、もしUEがアクティブモードならば、可能なハンドオーバー、又はもしUEがアイドルモードならば、(より良い信号受信のための)可能なセルの再選択、のいずれかのために、それが利用可能な近接セルを監視する監視モードに入る。監視モードでは、受信された信号及びUEのRF信号の間の周波数誤差は、実質的に低減される。なぜなら、全てのセルは、強固に周波数同期されるとともに、UEは、既にそれらの1つに同期されているからである。

30

【0108】

このようにして、初期セル検索の間に、受信器内の比較的高い周波数誤差の下で、ベース基地局から送信された同期信号の到達時刻を検出可能であるべきである。

40

【0109】

実施形態1からの同期信号のタイミング取得パフォーマンスは、加算性ホワイトガウスノイズ(AWGN)チャンネル上の信号ノイズ比(SNR)の関数として、正確なタイミング取得の確率を使用して、シミュレーションによって評価される。UE及びベース基地局の間の初期周波数誤差 df の4つの値は、2.6GHz搬送波周波数で $df = 0, 1, 2$ 及び3ppmでシミュレートされる。サイクリックプレフィクスは、全ての場合で10サンプルの長さである。

【0110】

推定された到達時刻が、OFDM信号のサイクリックプレフィクスと重なりあうように正しいタイミング位置の前に位置する誤差許容域内であるならば、タイミング取得は正確

50

だと考察される。誤差許容域のサイズは、サイクリックプレフィクスの長さよりもより長くなくてはならないとともに、以前 OFDM シンボルのチャンネル応答によってカバーされないサイクリックプレフィクスの部分と等しくなければならない。サイクリックプレフィクスの長さは、チャンネル応答の最大予測長よりも、あまり（全く、 $if\ at\ all$ ）長くはないので、実際の誤差許容域は、2, 3 個のサンプルより長くはなりえない。しかしながら、文書 1 からの反復的同期信号が比較の基準として評価されるので、我々は、文書 1 からの信号に対して最良のパフォーマンスを取得するために、誤差許容域をサイクリックプレフィクスに等しくなるように取る。

【0111】

差動相関の振幅は、周波数誤差に依存しないので、文書 1 からの信号は、周波数誤差なしに評価されることは、容易に知りうる。結果は、図 3 内に示される。

10

【0112】

初期周波数誤差なしならば、反転差動相関によって検出される中心対称信号は、差動相関によって検出される反復信号を、正確に取得する確率 0.5 では 1 dB より多く、かつ正確に取得する確率 0.9 では 5 dB より多く優れている。

【0113】

中心対称信号のパフォーマンスが周波数誤差の増大にともない悪化する一方で、非ゼロ値の周波数誤差に対して反復信号のパフォーマンスは不変である。1 ppm (2600 Hz) の周波数誤差では、相対的なパフォーマンスは、殆ど不変である。反復信号は、非常に低い信号ノイズ比でより良好になるが、2 ppm の周波数誤差では、中心対称信号は、0.5 より高い正確に取得する確率でより良好である。しかしながら、3 ppm の周波数誤差では、中心対称信号は、信号ノイズ比に関らずタイミング同期取得に失敗する。これは、反転差動相関のサイドローブの幾つかが、たとえノイズの存在がなくても、主ローブよりもより大きくなるからである。

20

【0114】

実施形態 2

実施形態 1 からの信号に対するタイミング取得パフォーマンス結果は、もし周波数誤差が特定のしきい値より上ならば、差動相関は、反転差動相関よりもより良いタイミング取得を生成する一方で、特定の周波数誤差より下では、それは反対であることを実例で説明している。

30

【0115】

この結果は、もし初期セル検索の間の周波数誤差が 2 ppm より上であるならば、同期信号が中心対称及び周期的の両方であることが有益であることを示唆する。そのような信号は、UE のセル検索モードに依存して、即ち、受信された信号の搬送波周波数及び受信器内の基準 RF 信号の周波数の間の予測される最大周波数誤差に依存して、差動相関及び反転差動相関の両方によって、UE 内で検出されうる。

【0116】

このようにして、ベース局から同期信号が送信される初期セル検索は、差動相関を使用して実施されるべきである。一度セル検索が監視モードに入ると、同期信号は、反転差動相関によって検出可能であり、それは、もし周波数誤差が低いならば、ずっとより良いタイミング取得パフォーマンスを提供し、近接セルの高速な検出を可能にする。セル検索監視モード内では、より良い信号品質を伴う近接セルの迅速な検出は、UE の低出力による送信を可能にするので、システム内の干渉を低減することに留意すべきである。

40

【0117】

実施形態 1 内と同一の条件を仮定すると、中心対称及び周期的 OFDM 同期信号の集合は、マッピング (13) 及び IDFT (11) を使用することによって、素数長 $L = 37$ の 36 個の ZC シーケンスの集合から生成されうる。ここで、 $N = 64$ である。(11) によって取得された長さ 64 サンプルの信号は、次いで、周期的に延長される、即ち、最終的に、長さ 128 サンプルの、中心対称及び周期的な同期信号を生成するように反復される。以前の実施例内のように、結果の長さ $N = 128$ サンプルの信号 $s(k)$ 内では、

50

サンプル $s(0)$ のみが、 $s(N/2)$ に関するその対称対を具備しない。

【0118】

同一の信号は、(11) 及び後続の一般的なマッピング

【0119】

【数26】

$$H(n) = \begin{cases} c\left(\frac{n}{R} + \frac{L-1}{2}\right), & n = 0, R, 2R, \dots, \left(\frac{L-1}{2}\right)R \\ c\left(\frac{n-N}{R} + \frac{L-1}{2}\right), & n = N - \left(\frac{L-1}{2}\right)R, N - \left(\frac{L-3}{2}\right)R, \dots, N-R, \quad L \text{ is odd} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (17)$$

10

【0120】

を使用して、(周期的延長なしに) 直接的に取得されても良い。ここで、 $c(l)$ 、 $l = 0, 1, \dots, L-1$ は、奇数長 L の中心対称シーケンスであり、 $R = 2$ は、反復の数、即ち、信号内部の特定の基本波形の周期であるとともに、 $N = 128$ は、IFFT サイズである。一般的には、マッピング(17) は、もし $N \bmod R = 0$ であるならば、周期 R を伴う中心対称信号を生成する。

【0121】

上記同期信号のタイミング取得パフォーマンスは、加算的白色ガウシアンノイズ(AWGN)チャネル上の信号ノイズ比(SNR)の関数として、正確なタイミング取得の確率を使用して、シミュレーションによって評価される。UE及び基地局の間の初期周波数誤差 df の4つの値は、2.6 GHzの搬送波周波数で、 $df = 0, 1, 2$ 及び 3 ppm でシミュレートされる。全ての場合で、サイクリックプレフィクスは、10サンプルの長さである。結果は、図4で示される。

20

【0122】

図3及び図4から、中心対称及び周期的OFDM信号の反転差動相関は、非周期的OFDM信号の反転差動相関関数よりも、 3 ppm の周波数誤差に対してよりロバストであることが分かる。数式(7)及び(8)の間の類似性から開始して、図3及び図4の異なるタイミング取得パフォーマンスの説明は、アンビギュイティ関数として公知である、対応する信号の一般化された非周期的な自己相関関数の性質に由来しうる。この関数は、遅延及び周波数誤差の2次元の関数である。

30

【0123】

図3からの非反復信号のような、チャープ型の信号は、高い周波数誤差でその主要なロブがシフトされた非ゼロの遅延位置によって区別される、隆起線(ridge-type)型のアンビギュイティ関数を具備することは、公知である。この効果は、 3 ppm の周波数誤差での反転差動相関の崩壊の主な理由である。幾つかの他のセルIDを伴う信号は、この効果に対して、幾分かは影響を受けにくいとともに、より高い信号ノイズ比で、1に等しい取得確率に収束しうるが、それらは、また、幾分より高い周波数誤差では崩壊する。

40

【0124】

一方で、図4からの1つのような、周期的信号は、時間-周波数平面内に一定の間隔でかなり高いサイドローブが配置されることで区別されるいわゆる針の筵型(bed-of-nails)のアンビギュイティ関数を具備するが、ゼロ遅延に対応する主ローブの位置は、周波数に関して不変である。基本的には、これらの信号は、高い周波数誤差でより小さい歪みをもたらす、より短い長さを実質的に具備するものとして振舞う。一方で、たとえ周波数誤差がなくても、同一の基本波形の2周期を具備する信号は、主ローブの少なくとも半分に等しい反転差動相関サイドローブを具備するように、反転差動相関の高いサイドローブは、信号の反復的性質に由来する。これは、図3及び図4を比較することによ

50

って認識しうるように、(2 ppmより下の)低い周波数誤差に対する取得パフォーマンスの損失をもたらす。

【0125】

実施形態3

上記に示されるように、実際の誤差許容域は、2, 3個のサンプルより多くなりえない。しかしながら、当該場合では、たとえ(文書1からの反復的同期信号を検出するのに使用される)差動相関が高い周波数誤差でかなり悪いパフォーマンスを示すとしても、図5内で見られうるように、図3からの信号のタイミング取得パフォーマンスは、2個のサンプルの許容域を伴って評価される。

【0126】

差動相関の不良パフォーマンスの理由は、ノイズが(正確な)ゼロ遅延より小さい相関台地内部の遅延で相関ピークを生成する可能性を非常に高くする、図1内に示された台地に存在する。このようにして、反復信号に対応する曲線は、信号ノイズ比の増大に伴い、非常にゆっくりと、値1に収束する。

【0127】

異なるタイプのアンビギュイティ関数に関する以前の議論は、周波数誤差に対してより許容的であるアンビギュイティ関数を伴う、他のタイプの擬ノイズシーケンスの考察につながる。そのような擬ノイズシーケンスは、例えば、直交Golay(2進)補完シーケンスの集合である。M. J. E. Golay, "Complementary Series", IRE Transactions on Information Theory, Vol. IT-7, pp. 82-87, Apr. 1961を参照せよ(この論文は、以下で文書8と呼ばれる)。補完的Golayシーケンスの組は、偶数のシーケンス長さLに対して存在するとともに、シーケンスの非周期的な自己相関関数の合計が、全ての非ゼロ遅延に対してゼロに等しいという性質によって区別される。長さLの直交Golayシーケンスの集合は、長さLの単一Golay補完シーケンスと、長さLのL個の全てのWalshシーケンスと、のビット毎乗算によって取得されうる(文書8)。そのような集合内部のシーケンスは、L/2個の異なる補完対にグループ化されうる。

【0128】

もし直交Golay補完対の集合からのGolayシーケンスのビットが、(11)内のフーリエ係数H(n)として使用されるならば、結果のOFDM同期信号s(k)は、(9)と類似であるとともに、性質

【0129】

【数27】

$$s(k) = \begin{cases} s^*(N-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (18)$$

【0130】

を具備する。

【0131】

そのような信号は、修正された反転差動相関(10)によって、

【0132】

【数28】

$$D(p) = \sum_{k=0}^{\lceil N/2 \rceil - 1} r(p+k+1) \cdot r(p+N-1-k) \quad (19)$$

【0133】

10

20

30

40

50

として検出されうる。

【0134】

反転差動相関(10)及び(19)の振幅は、単一パス伝播チャネル上で受信された信号内の任意の周波数誤差の下で不変に留まることは、容易に知りうる。これは、任意の信号(9)、(9.1)及び(18)に対して有効である一般的な性質である。

【0135】

もしGolayシーケンス $c(k)$ の成分が、例えば

【0136】

【数29】

$$H(n) = \begin{cases} c(n+L/2), & n=0,1,2,\dots,L/2-1 \\ c(n-N+L/2), & n=N-L/2,\dots,N-1, L \text{ is even} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (20)$$

10

【0137】

のように、等距離連続副搬送波のフーリエ係数としてマッピングされるならば、結果のOFDM信号は、3dBよりも少ないピーク対平均出力比を具備する。B. M. Popovic, "Synthesis of Power Efficient Multitone Signals with Flat Amplitude Spectrum", IEEE Transactions on Communications, Vol. 39, No. 7, pp. 1031-1033, July 1991を参照せよ。それは、直交補完対の集合からの異なるGolayシーケンスをベースとする全てのOFDM同期信号は、その仕方、平均的送信出力の最大化、即ちセル端部で受信される信号ノイズ比の最大化を可能にする小さいPAPR値を具備することをさらに意味する。

20

【0138】

(20)及び(11)により、長さ $N=128$ のOFDM信号にマッピングされる長さ $L=64$ のGolay補完シーケンスから取得されるOFDM信号のタイミング取得パフォーマンスは、図6内に表される。Golay補完シーケンスから取得されたOFDM信号のタイミング取得パフォーマンスは、周波数誤差の増大とともに変化しないことが理解される。

30

【0139】

このシナリオ内の情報埋め込みは、例えば、現在の集合内の直交Golayシーケンスの各々をラベル付けすることによって達成されうる。信号の受信及びデータのOFDM信号からの復調の後に、特定のシーケンスは、現在の集合内の全てのシーケンスと関連することによって特定されうる。そのような相関器のバンクは、例えば、高速アダマール変換を使用することによって、効果的に実施されうる。差動符号化は、チャネル歪みを除去するために、相関の前に復調されたシーケンスに適用されても良い。当該場合では、相関のために使用される基準シーケンスも差動符号化されるべきである。

【0140】

ここで、図7を参照すると、本発明は、また、例えば、セルラーシステム100のベース基地局120と、ベース基地局と通信する端末130と、を具備しうる無線通信システムを構成する。ベース基地局及び/又は端末は、中心対称部分 $s(k)$ を伴う信号を生成及び送信する手段を伴う少なくとも1つの送信器ユニットを具備し、ここで、中心対称部分 $s(k)$ は、任意の長さ N である。ベース基地局及び/又は端末は、また、送信器ユニットによって生成された信号を受信及び処理する手段を具備する、少なくとも1つの受信器ユニットを具備する。

40

【0141】

応用例及び代替例

本発明は、受信器内のタイミング取得をサポート及び緩和するために同期信号が送信される全ての応用例内で、及び、また信号が、送信器の識別番号等のような幾つかの情報を

50

搬送するとき使用されうる。そのような応用例の1つは、セルラーシステム内のセル検索手順である。

【0142】

提案された中心対称同期信号は、マルチパス（時間分散的）伝播チャネルを通過した信号からの情報の復調に特定の利益をもたらす、OFDMタイプであっても良い。

【0143】

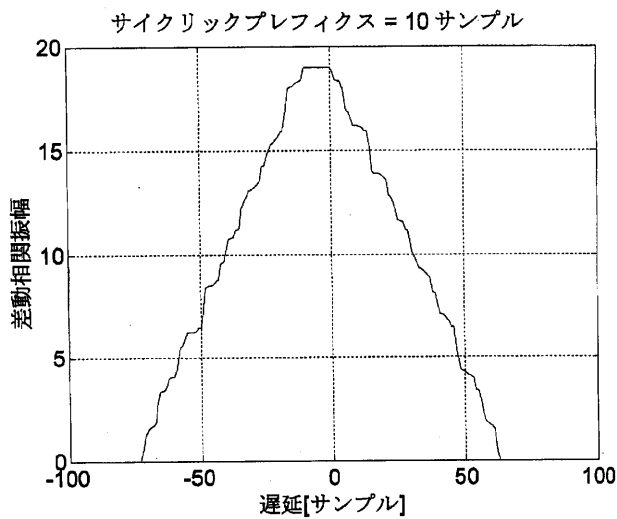
しかしながら、ダイレクトシーケンス離散スペクトル信号のような、反転差動相関によって検出される他のタイプのノイズのような中心対称同期信号も、類似のタイミング取得パフォーマンスを伴って配備されうる。

【符号の説明】

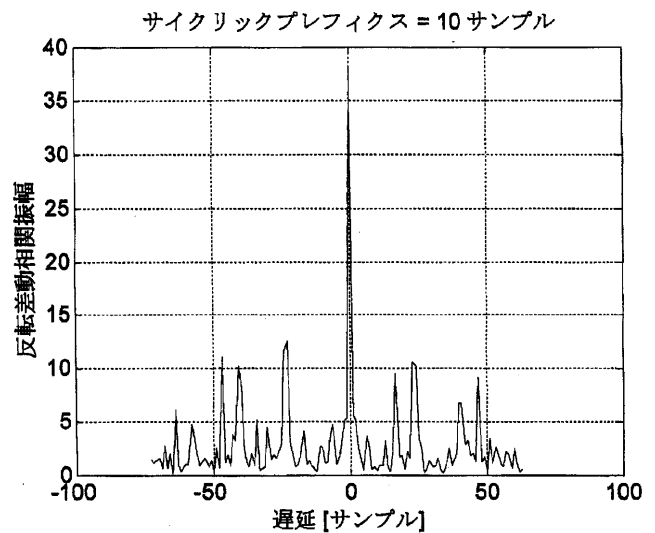
【0144】

- 100 無線通信システム
- 120 送信器ユニット
- 130 受信器ユニット

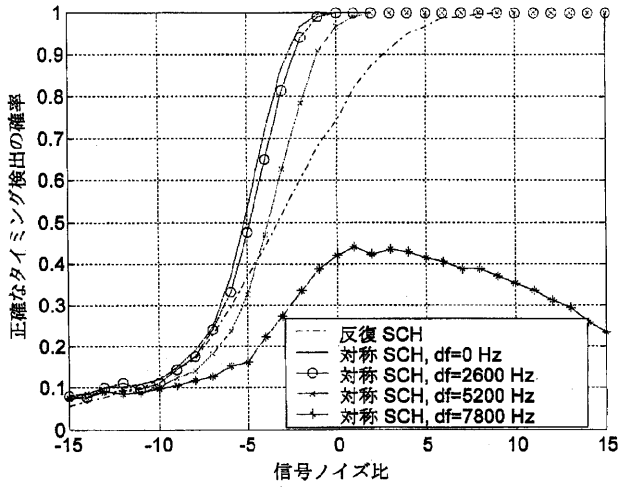
【図1】



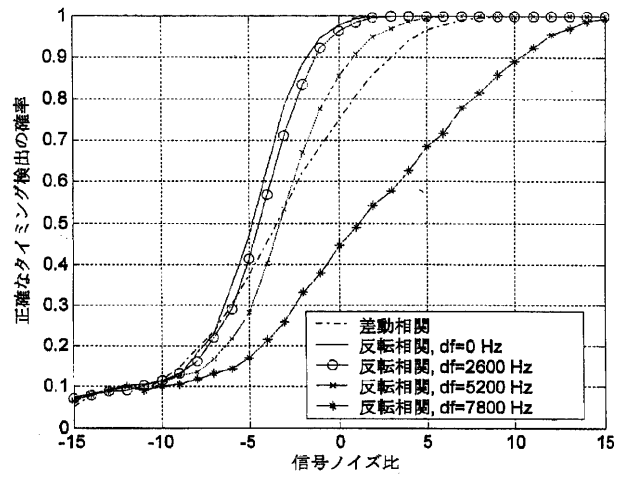
【図2】



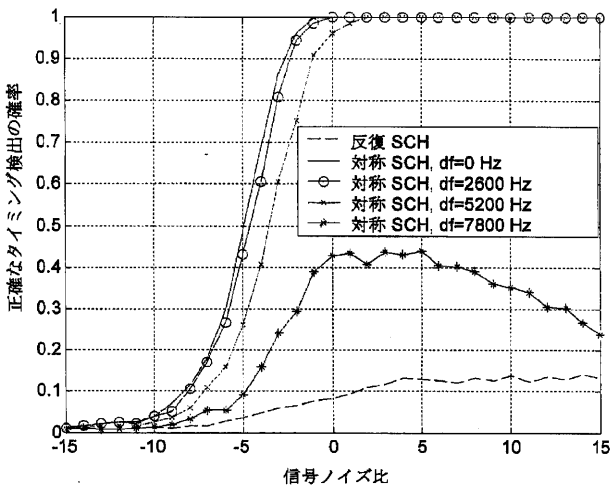
【 図 3 】



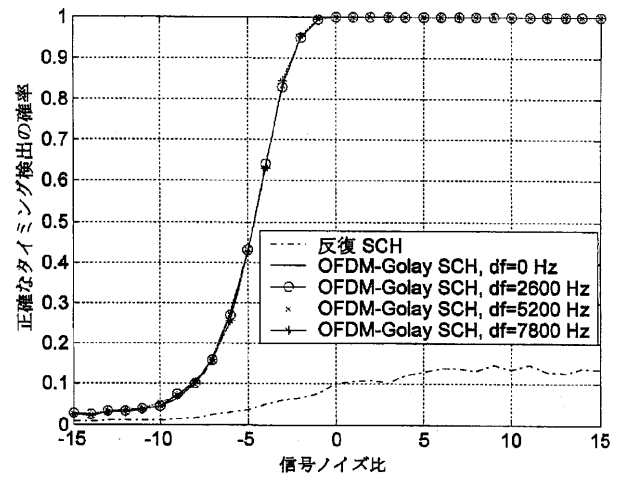
【 図 4 】



【 図 5 】



【 図 6 】



【 図 7 】

