

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第5280376号
(P5280376)

(45) 発行日 平成25年9月4日(2013.9.4)

(24) 登録日 平成25年5月31日(2013.5.31)

(51) Int.Cl.
H04J 11/00 (2006.01)

F I
H04J 11/00 Z

請求項の数 23 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2009-547518 (P2009-547518)	(73) 特許権者	509105455
(86) (22) 出願日	平成20年4月29日 (2008.4.29)		ファーウェイ テクノロジーズ カンパニ
(65) 公表番号	特表2010-517452 (P2010-517452A)		ー リミテッド
(43) 公表日	平成22年5月20日 (2010.5.20)		中華人民共和国 518129 グアンド
(86) 国際出願番号	PCT/CN2008/070844		ン シェンチェン ロンガン ディストリ
(87) 国際公開番号	W02008/134976		クト パンティエン ファーウェイ アド
(87) 国際公開日	平成20年11月13日 (2008.11.13)		ミニストレーション ビルディング
審査請求日	平成21年7月29日 (2009.7.29)	(74) 代理人	100079049
(31) 優先権主張番号	0701056-4		弁理士 中島 淳
(32) 優先日	平成19年5月2日 (2007.5.2)	(74) 代理人	100084995
(33) 優先権主張国	スウェーデン (SE)		弁理士 加藤 和詳
		(74) 代理人	100085279
			弁理士 西元 勝一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 通信システムにおける同期信号を確立する方法および装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

通信システムにおける伝送のための同期信号を確立する方法であって、
1 セットの離散的フーリエ周波数係数を定義し、
前記 1 セットの離散的フーリエ周波数係数を離散的時間表現に変換し、
前記離散的時間表現を通信システムにおける同期信号として使用する、
ことを含み、
前記 1 セットの離散的フーリエ周波数係数が中心対称数列の離散的フーリエ周波数係数
へのマッピングを表し、
前記 1 セットの離散的フーリエ周波数係数は中心対称である 1 セットのフーリエ周波数
係数であり、
前記中心対称数列は奇数長さ $L + 1$ の Z a d o f f - C h u 系列の中心エレメントをパ
ンクチャすることに対応する、

方法。

【請求項 2】

前記 1 セットの離散的フーリエ周波数係数はゼロである D C キャリアを表す、請求項 1
に記載の方法。

【請求項 3】

前記マッピングは

【数 1】

$$H_u[l] = \begin{cases} 0, & l = 0 \\ d_u \left[l + \frac{L}{2} - 1 \right], & l = 1, 2, \dots, \frac{L}{2} \\ d_u \left[l - N + \frac{L}{2} \right], & l = N - \frac{L}{2}, \dots, N - 1 \\ 0, & \text{それ以外の } l \end{cases},$$

10

にしたがって実行され、ここで、 $d_u[n]$ 、 $n = 0, 1, \dots, L - 1$ が数列を表し、 L が前記数列の長さであり、 $H_u[l]$ 、 $l = 0, 1, \dots, N - 1$ が離散的フーリエ周波数係数を表し、 N が離散的フーリエ周波数係数の数である、請求項 1 又は 2 に記載の方法。

【請求項 4】

前記数列 $d_u[n]$ は、長さ L を有し、 $d_u[n] = d_u[L - 1 - n]$ 、 $n = 0, 1, \dots, L/2 - 1$ である性質を有する、請求項 3 に記載の方法。

【請求項 5】

前記中心対称数列 $d_u[n]$ は、奇数長さ $L + 1$ の Z a d o f f - C h u 系列の中心エレメントをパンクチャすることによって得られ、

20

【数 2】

$$d_u(n) = \begin{cases} W_{L+1}^{un(n+1)/2}, & n = 0, 1, \dots, L/2 - 1 \\ W_{L+1}^{u(n+1)(n+2)/2} & n = L/2, \dots, L - 1 \end{cases},$$

によって与えられ、ここで、正の整数 N について $W_N = \exp(-j2\pi/N)$ である、請求項 1 ~ 4 のいずれかに記載の方法。

【請求項 6】

30

前記中心対称数列は 3 つのルートインデックス u 、 $u = u_1$ 、 $u = u_2$ または $u = u_3$ のうちの一つのルートインデックスのパンクチャされた Z a d o f f - C h u 系列である、請求項 1 または 5 に記載の方法。

【請求項 7】

第 1 のルートインデックス u_1 について、第 2 のルートインデックスは $L + 1 - u_1$ である、請求項 6 に記載の方法。

【請求項 8】

前記ルートインデックスの各々はセルラー通信システムにおけるセル固有同期数列に対応する、請求項 6 又は 7 に記載の方法。

【請求項 9】

40

前記 1 セットの離散的フーリエ周波数係数は、

【数 3】

$$s_u[k] = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} H_u[l] W_N^{-kl}, W_N = \exp(-j2\pi/N), j = \sqrt{-1}$$

に対応する離散的時間表現 $s_u[k]$ に変換され、ここで、 N が前記 1 セットの離散的フーリエ周波数係数の数であり、フーリエ周波数係数 $H_u[l]$ 、 $l = 0, 1, \dots, N - 1$ である、請求項 1 ~ 8 のいずれかに記載の方法。

50

【請求項 1 0】

前記同期信号は OFDM 記号タイミング同期を与える、請求項 1 ~ 9 のいずれかに記載の方法。

【請求項 1 1】

前記同期信号はマルチユーザシステムにおける OFDM 記号タイミング同期を与える、請求項 1 ~ 1 0 のいずれかに記載の方法。

【請求項 1 2】

前記通信システムにおける同期信号を確立することは、無線通信システムである通信システムのための同期信号を確立することを含む、請求項 1 ~ 1 1 のいずれかに記載の方法。

10

【請求項 1 3】

前記無線通信システムにおける同期信号を確立することは、セルラー通信システムにおける OFDM ダウンリンクチャネルの同期化のための同期信号を確立することを含む、請求項 1 2 に記載の方法。

【請求項 1 4】

前記同期信号はセル識別情報に結合される、請求項 1 ~ 1 3 のいずれかに記載の方法。

【請求項 1 5】

通信システムにおいて確立された同期信号を送信するための回路を備える、前記通信システムのための送信機であって、

離散的フーリエ周波数係数の 1 セットを定義されることと、前記 1 セットの離散的フーリエ周波数係数が離散的時間表現に変換されることと、及び前記 1 セットの離散的フーリエ周波数係数が中心対称数列の離散的フーリエ周波数係数へのマッピングを表すように定義され、前記 1 セットの離散的フーリエ周波数係数は中心対称である 1 セットのフーリエ周波数係数であり、前記中心対称数列は奇数長さ $L + 1$ の Z a d o f f - C h u 系列の中心エレメントをパンクチャすることに対応することと、を表す伝送のための前記同期信号を確立することに適応したマイクロプロセッサを有し、

20

前記送信するための回路が前記通信システムにおいて前記離散的時間表現に対応する同期信号を送信するために整えられる、

送信機。

【請求項 1 6】

前記マイクロプロセッサは請求項 1 ~ 1 4 のいずれかに記載の方法の同期信号を確立することに適応している、請求項 1 5 に記載の送信機。

30

【請求項 1 7】

通信システムにおいて確立された同期信号を受信するための回路を備える、前記通信システムのための受信機であって、

離散的フーリエ周波数係数の 1 セットを定義されることと、前記 1 セットの離散的フーリエ周波数係数が離散的時間表現に変換されることと、及び前記 1 セットの離散的フーリエ周波数係数が中心対称数列の離散的フーリエ周波数係数へのマッピングを表すように定義され、前記 1 セットの離散的フーリエ周波数係数は中心対称である 1 セットのフーリエ周波数係数であり、前記中心対称数列は奇数長さ $L + 1$ の Z a d o f f - C h u 系列の中心エレメントをパンクチャすることに対応することと、表す前記同期信号に前記受信機を同期させることに適応したマイクロプロセッサを有し、

40

前記受信するための回路が前記通信システムにおいて前記離散的時間表現に対応する同期信号を受信するために整えられる、

受信機。

【請求項 1 8】

前記受信機は整合フィルタ型受信機に対応し、1 つだけ減らされたフィルタ係数の数は前記中心対称数列の長さの半分に対応する、請求項 1 7 に記載の受信機。

【請求項 1 9】

前記受信機は、フィルタ係数が Z a d o f f - C h u 系列の複数のルートインデックス

50

の1つに対応する整合フィルタ型受信機に対応し、前記複数のルートインデックスに関するフィルタ係数を記憶するように整えられている、請求項18に記載の受信機。

【請求項20】

前記受信機は整合フィルタ型である、請求項17に記載の受信機。

【請求項21】

前記整合フィルタはAWGNチャネル上で送信された受信信号に整合する、請求項17～20のいずれかに記載の受信機。

【請求項22】

マイクロプロセッサは請求項1～14のいずれかに記載の方法において確立された同期信号に適応している、請求項17～20のいずれかに記載の受信機。

10

【請求項23】

確立された同期信号を受信機に送信するための回路を備える送信機と前記送信機からの前記同期信号を受信するための回路を備える受信機とを含む通信システムであって、

前記送信機は請求項15または16に記載の送信機であり、

前記受信機は請求項17～22のいずれかに記載の受信機であり、

前記受信機は、信号波形の知識から前記送信機に同期するように適応している、通信システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

20

(関連出願への相互参照)

本出願は、その全体が複製されるかのように参照により本明細書に組み込まれている、2007年5月2日に提出された出願第SE0701056、4号に対する優先権を請求する。

【0002】

本発明は通信および同期に係る。より詳細には本発明は、例えばOFDM(直交周波数分割多重)システムにおける同期に関する。

【背景技術】

【0003】

3GPP技術仕様書(3GPP Technical Specification), 3GPP TS 36.211 v1.0.0, 第3世代パートナーシッププロジェクト(3rd Generation Partnership Project), 技術仕様化グループ 無線アクセスネットワーク(Technical Specification Group Radio Access Network), 物理チャネル及び変調(Physical Channels and Modulation), リリース8(Release 8), フランス, 2007年3月は、発展したUTRAのための物理チャネルを記載している。

30

【0004】

通信システムのための同期方式を指定するときに、ある意味でシステムの性能を最適化するために多くのパラメータが重み付けされなくてはならないのはいうまでもない。これは、おそらく1つの設計パラメータを改善することがもう1つの設計パラメータを悪化させる可能性がある場合の特定の同期性能と選択された同期方式による全体としての通信システムの性能との両方に関して正しい。例えば無線システムに関して消費電力、装置コスト、無線受信感度などの観点から端末に制約が存在し得る。通信システムとそれらの構成要素とに対するこのような制約は、規格規定団体によって、また製品の収益生成パワーを最大にしたいと考えている製造業者自身によって課される可能性がある。同期方式を設計する通信システムの設計者は、これらの設計問題を心に留めておかなくてはならない。

40

【0005】

LTEセル探索のためのPSC及びSSCのパッケージ(Package of PSC and SSC proposals for LTE cell search)

50

、R1-071497、マルタ、2007年3月26-30日と題するRAN WG1会議、48ビス、議題項目7.2に関する文献は、1次同期コードPSCおよび2次同期コードSSC、LTEセル探索のための設計のパッケージを提案している。この文献は、ルートインデックス $u=1, 5, 70$ を有する長さ71のZadoff-Chu系列であるPSC同期数列を設計する方法の問題に対するソリューションを提示している。

【0006】

P-SCHのための系列及び構造の比較(Comparison of sequence and structure for P-SCH)、R1-071531、マルタ、2007年3月26-30日と題するRAN WG1会議、48ビス、議題項目7.2に関するもう1つの文献は、E-UTRAのための同期を設計する方法に関するもう1つの提案を提示している。この文献では、指定のルートインデックス u を有さない長さ72のZadoff-Chu系列を使用することが提案された。

10

【0007】

初期同期及びセル識別のためのセル固有信号(Cell-specific signals for initial synchronization and cell identification)、R1-060225、ヘルシンキ、フィンランド、2006年1月23-25日と題する3GPP TSG RAN WG1 LTE Ad Hoc 議題項目5.1.3.4に関する更なる文献は、中心対称信号とこれらの信号の正確な波形の知識なしでの信号検出のためのブラインド逆差分相関検出アルゴリズムとを紹介している。この文献はまた、PAPR(ピーク対平均電力比)値の重要性を強調しており、1セットの直交相補ペアからの異なるGolay数列に基づくすべてのOFDM同期信号が小さなPAPR値を持ち、この方法で平均伝送電力の最大化すなわちセルエッジにおける受信SNRの最大化を可能にすると結論付けている。

20

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

本発明の例示的实施形態の目的は、通信のための効率的同期化を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0009】

本発明の一例示的实施形態によればこれは、特に、1セットの離散的フーリエ周波数係数を定義することと、前記1セットの離散的フーリエ周波数係数を離散的時間表現に変換することと、を含む通信システムにおける整合フィルタ受信機に適した同期信号を確立する方法である。

30

【0010】

更に前記通信システムは好適には、前記離散的時間表現を前記通信システムにおける前記同期信号として使用するために準備される。

【0011】

前記1セットの離散的フーリエ周波数係数は好適には、中心対称であるように定義されるか、あるいは中心対称である数列のマッピングから達成される。

【0012】

中心対称であるフーリエ周波数係数に基づいて同期信号を指定することは、例えばこのような信号を受信する受信機において相関器の対応するバンクの効率的な実現を可能にするという利点を提供する。

40

【0013】

本発明の一実施形態のもう1つの実証された利点は、有利なピーク対平均電力比PAPRである。

【0014】

本発明の好適な例示的实施形態の目的は、整合フィルタ受信機のための改善された、あるいは代替の同期方式を考案することである。

【0015】

50

本発明によれば、通信システムのための例示的送信機が提供され、前記送信機は、例えば前記通信システムにおける整合フィルタ受信機に同期信号を送信するように整えられる。同期信号が好適には、1セットの離散的フーリエ周波数係数を定義することと、前記1セットの離散的フーリエ周波数係数を離散的時間表現に変換することと、から確立される。

【0016】

更に、送信機は好適には、前記離散的時間表現を前記通信システムにおける前記同期信号として使用するように整えられる。本発明の好適なモードでは、前記離散的時間表現は、前記1セットの離散的フーリエ周波数係数が中心対称であるようなものである。

【0017】

本発明のなもう1つの態様によれば、好適には通信システムのための整合フィルタ型の例示的受信機が開示され、前記受信機は前記通信システムにおける同期信号を受信するように整えられ、また、1セットの離散的フーリエ周波数係数を定義することと、前記1セットの離散的フーリエ周波数係数を離散的時間表現に変換することと、によって確立される前記同期信号に適応しており、前記受信機は好適には前記離散的時間表現を前記通信システムにおける前記同期信号として受信するように整えられる。

【0018】

好適なモードでは前記離散的時間表現は、前記1セットの離散的フーリエ周波数係数が中心対称であるようなものである。

【0019】

本発明のなもう1つの態様によれば、本発明は、同期信号を送信するように整えられた送信機と、前記同期信号を受信するように整えられた、好適には整合フィルタ型の受信機と、を含む通信システムを提供し、前記同期信号は、1セットの離散的フーリエ周波数係数が定義されることと、前記1セットの離散的フーリエ周波数係数が離散的時間表現に変換されることと、から確立され、前記送信機および受信機は好適にはそれぞれ前記離散的時間表現を前記同期信号として送信および受信するように整えられる。

【0020】

本発明の好適なモードでは、前記送信機および受信機は、前記離散的時間表現を前記同期信号として使用するように整えられ、前記離散的時間表現は前記1セットの離散的フーリエ周波数係数が中心対称であるようなものである。

【図面の簡単な説明】

【0021】

本発明を例示する実施形態は、下記の付属図面を用いて説明される。

【図1】128サンプルロング相関器を使用する、RAN WG1会議、48ビス、R1-071497文献からのP-SCCH信号の非周期性相関関数を示す従来技術の図である。

【図2】128サンプルロング相関器を使用するRAN WG1会議、48ビス、R1-071531文献からのP-SCCH信号の非周期性相関関数を示す従来技術の図である。

【図3】本発明の一実施形態によるP-SCCH数列のサブキャリアへのマッピングの結果を略図的に示す図である。

【図4】本発明の一実施形態による $N = L + 1$ サンプルの数列長さに関して式5によって定義されたP-SCCH信号のための効率的な整合フィルタを略図的に示す図である。

【図5】128サンプルロング相関器を使用する、式14で指定されたP-SCCH信号の非周期性相関関数を示す本発明の図である。

【図6】本発明の一実施形態による例示的通信システムの送信機と受信機とを略図的に示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0022】

例えばOFDM伝送技術に基づくE-UTRAセルラシステムにおけるダウンリンク信号は、伝送のために利用可能な帯域幅、いわゆるDCサブキャリア内の中心周波数を使

10

20

30

40

50

用しないように指定される。この理由は、基地局の送信機または移動ユーザ装置（UE）の受信機のいずれかで起こり得る潜在的ローカル発信器漏洩がDCサブキャリアに重大な干渉を引き起こし、それによってこの装置を実際に使用できなくする可能性があるということである。

【0023】

E-UTRAセルラーシステムは、UEにおけるOFDM記号タイミング同期化をサポートするためにダウンリンク（DL）上で伝送される複数（3つ）の1次同期P-SCH信号を使用するように指定される。3つのP-SCH信号は、セル識別グループ内のセル識別情報に結合されており、この方法でタイミング同期目的と情報伝送との両方のために役立っている。

10

【0024】

P-SCH信号は非反復性構造を有しており、Zadoff-Chu（ZC）系列に基づいている。P-SCH信号は、DCサブキャリアを中心とする最大72個のアクティブサブキャリアを有するOFDM信号である。アクティブサブキャリアは、ルートインデックス $u = u_1, u_2, u_3$ を有する3個の異なるZC系列の1セットから選択されたセル固有P-SCH数列 $d_u[n]$ のエレメントで変調される。利用可能なサブキャリアへの長さ $L = 72$ の例示的P-SCH数列 $d_u[n]$, $n = 0, \dots, 71$ の結果として得られたマッピングは、図3に略図的に示されている。同期信号のUEにおける受信は、好適には整合フィルタ受信機によって行われる。整合フィルタは、信号の完全な受信の瞬間においてフィルタの出力における信号対雑音比を最大にするように示され得る。相加性白色ガウス雑音（AWGN）チャンネルを通過した信号に関する整合フィルタのインパルス応答は、伝送された信号の時間的逆バージョンに等しい。このような整合フィルタは、非AWGNチャンネルに関する正確な整合フィルタの良好な近似がチャンネル相関関数の知識を必要とするので、伝播チャンネルがAWGNでない場合でも実際に使用される。

20

【0025】

RAN WG1会議、48ビスからの2つの提案を比較すると、前者の提案で行われたトレードオフは1つの利用可能なサブキャリアが未使用のままに留まることである。これは、信号の周波数ダイバーシチを減らし、信号をフェージング伝播チャンネルの効果により影響され易くする。信号帯域幅のより大きな削減は、信号の主要自己相関ローブの拡大に繋がり、これは信号タイミング推定の精度低下を意味する。前者の提案Package of PSC and SSC proposals for LTE cell search, R1-071497と比較して後者の提案Comparison of sequence and structure for P-SCH, R1-071531の欠点は、長さ72のZadoff-Chu系列の異なるルートインデックスから得られた多数の1次同期P-SCH信号の最大相互相関が、Zadoff-Chu系列の長さが71である場合より高いことである。

30

【0026】

従来技術を改善するため、または従来技術の代替手段を提供するために本発明の例示的实施形態は、通信システムにおいて整合フィルタ受信機に特によく適した同期信号を確立するための方法、システムおよび装置提案し、本方法は、1セットの離散的フーリエ周波数係数 $H_u[l]$ を定義することと、前記1セットの離散的フーリエ周波数係数 $H_u[l]$ を離散的時間表現 $s_u[k]$ に変換することと、前記通信システムにおける前記同期信号としての前記離散的時間表現 $s_u[k]$ の使用のために前記通信システムを準備することと、を含む。

40

【0027】

「・・・の使用のために通信システムを準備すること」とは例えば、送信または受信時に同期信号を利用するためにシステム内のどこかに在るメモリに信号を記憶させることによって、あるいは通信システムの一部をプログラムすることによって、指定された同期信号を使用できるように通信システムを準備することを含む。

【0028】

50

前記 1 セットの離散的フーリエ周波数係数 $H_u[l]$ は好適には、中心対称であるように定義される。周波数表現が中心対称の場合、これは離散的時間表現 $s_u[k]$ も中心対称であるための必要十分な条件であることが以下に示される。これは、整合フィルタ受信機が RAN WG1 会議, 48 ビスの前述の提案の場合よりはるかに効率的であるように設計されることが可能であることを意味する。

【0029】

本発明の一実施形態における信号の中心対称性の 1 つの動機は、信号波形の正確な知識が必須条件である整合フィルタ受信機等の受信機が効率的に実現されることである。

【0030】

本発明による例示的方法において離散的フーリエ周波数係数の 1 セットを定義するための 1 つの方法は、離散的フーリエ周波数係数 $H_u[l]$ の前記 1 セットを定義するためにこの例示的方法に、数列 $d_u[n]$ を定義することと、好適には中心対称である離散的フーリエ周波数係数 $H_u[l]$ の前記 1 セットに到達するように数列 $d_u[n]$ のマッピングを行うことと、を含ませることである。

【0031】

これは、3GPP Technical Specification, 3GPP TS 36.211 v1.0.0 における規格にも準拠する係数 $H_u[l]$ を定義する便利な方法を可能にし、更に中心対称の好適な性質を保持する。

【0032】

更に、本発明による方法について、数列 $d_u[n]$ を定義することは好適にはまた、前記数列 $d_u[n]$ を中心対称であるように定義することを含む。

【0033】

更に、本発明の好適な実施形態では前記マッピングは、ゼロである DC サブキャリアを有する離散的フーリエ周波数係数 $H_u[l]$ の前記 1 セットを有するように行われる。これは、3GPP Technical Specification, 3GPP TS 36.211 v1.0.0 に在るような DC キャリアがゼロであるための要件を有するシステムにおいて有利である。

【0034】

一例として本発明の方法によるマッピングは、

【数 1】

$$H_u[l] = \begin{cases} 0, & l=0 \\ d_u\left[l + \frac{L}{2} - 1\right], & l=1, 2, \dots, \frac{L}{2} \\ d_u\left[l - N + \frac{L}{2}\right], & l=N - \frac{L}{2}, \dots, N-1 \\ 0, & \text{それ以外の } l \end{cases}, \quad \dots (1)$$

によって行われる。ここで L は前記数列 $d_u[n]$ の長さであり、 $N = L + 1$ は離散的フーリエ周波数係数 $H_u[l]$ の数である。このマッピングは、中心対称数列を 1 セットの中心対称周波数係数にマッピングすることと、この 1 セットの周波数係数がゼロである DC キャリアを有するように前記数列をマッピングすることとの好適な要件両方を満たす。

【0035】

前記数列を定義することは、例えば、長さが L であって $d_u[n] = d_u[L - 1 - n]$, $n = 0, 1, \dots, L/2 - 1$ といった性質を有する中心対称数列 $d_u[n]$ として前記数列を定義することを含む。したがってこれは、 $d_u[n]$ の中心対称性を与える。前記中心対称数列 $d_u[n]$ は、長さ $L/2$ の数列とその反転レプリカ (reversed replica) とを連結することによって定義され得る。これの一例として、ある数列が挙げられ得るが、前記中心対称数列 $d_u[n]$ は、

【数 2】

$$d_u[n] = \begin{cases} W_{L/2}^{un(n+(L/2)\bmod 2)/2}, & n=0,1,\dots,L/2-1 \\ W_{L/2}^{u(L-1-n)(L-1-n+(L/2)\bmod 2)/2}, & n=L/2,\dots,L-1 \end{cases} \quad \dots (2)$$

によって与えられるように、 $d_u[n]$ が、長さ $L/2$ の Z a d o f f - C h u 系列とその反転レプリカとを連結することによって得られる。ここで、正の整数 N について $W_N = e^{-j2\pi/N}$ である。

【0036】

10

中心対称数列を取得するためのもう 1 つの方法は、 $d_u[n]$ が

【数 3】

$$d_u[n] = \begin{cases} W_{L+1}^{un(n+1)/2}, & n=0,1,\dots,L/2-1 \\ W_{L+1}^{u(n+1)(n+2)/2} & n=L/2,\dots,L-1 \end{cases} \quad \dots (3)$$

によって与えられるように、奇数長さ $L+1$ の Z a d o f f - C h u 系列の中心エレメントをパンクチャすること (p u n c t u r i n g) (抜 き 取 る こ と) による。ここで、正の整数 N について $W_N = e^{-j2\pi/N}$ である。

20

【0037】

数列 $d_u[n]$ が

【数 4】

$$d_u[n] = d_u[L-1-n], \quad n=0,1,\dots,L/2-1 \quad \dots (4)$$

であるように中心対称の場合、式 1 の $H_u[1]$ もまた DC を中心として中心対称である。これは

【数 5】

30

$$s_u[k] = s_u[N-k], \quad k=1,\dots,N-1. \quad \dots (5)$$

であるように、時間領域同期信号 $s_u[k]$ が中心対称であるための必要十分条件である。

【0038】

これはサンプル $s_u[0]$ だけがその対称の相手方を有さないことを意味する。式 5 の証明は次のとおりである。すなわち、 $s_u[k]$ の定義、

【数 6】

40

$$s_u[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H_u[n] W_N^{-kn}, \quad W_N = \exp(-j2\pi/N), \quad j=\sqrt{-1}, \quad k=0,1,2,\dots,N-1, \quad \dots (6)$$

からスタートして、

【数 7】

$$\begin{aligned}
 s_u[N-k] &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H_u[n] W_N^{kn} = \frac{1}{N} \sum_{l=N}^1 H_u[N-l] W_N^{-kl} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} H_u[N-l] W_N^{-kl}, \quad k=0,1,2,\dots,N-1, \quad \dots (7)
 \end{aligned}$$

が続く。ここで、変数 $n = N - 1$ の変化を導入し、合計を再整理し、 $DFT\{H_u[n] = H_u[n + N]\}$ の周期性を使用した。上記の関係から、これに続いて $H_u[n] = H_u[N - n]$ の場合、 $s_u[k] = s_u[N - k]$ となり、これは十分条件である。これはまた、必要条件でもあって、 $H_u[n]$ の式からスタートすることによって示され得るので、 $H_u[n] = H_u[N - n]$ である場合のみ、 $s_u[k] = s_u[N - n]$ であることを意味する。

【0039】

応用ケースでは、前記中心対称数列を長さ $L = 72$ を有するように定義する場合、その性能を RAN WG1 会議、48 ビスの前述の従来技術提案の数列から達成可能な性能と比較できる。これらの引用された文献の第 1 のものと比較されると、これは P-SCCH 信号のために利用可能なすべてのアクティブサブキャリアの利用を与える。RAN WG1 会議、48 ビスの両引用提案と比較されると、これは以下に論じられるように極めて低いペアワイズ非周期性相互相関と同期信号の極めて低い自己相関サイドローブと低いピーク対平均電力比 PAPR とを有する同期信号を与える。

【0040】

$d_u[n]$ の長さ L の選択がこの例示的長さに限定されず、用途に依存することはいうまでもない。一例として前記中心対称数列が長さ $L = 64$ を有することは完全に可能である。

【0041】

本発明による方法では前記変換は、 $s_u[k] = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} H_u[l] W_N^{-kl}$, $W_N = \exp(-j2\pi/N)$,

$k=0, \dots, N-1$ であるよう、フーリエ周波数係数 $H_u[l]$, $l=0, 1, \dots, N-1$ の変換を含み得る。これは逆離散的フーリエ変換である。このような変換が行われる通信システムでは、これは高速計算を可能にする任意の適当なアルゴリズムによって実現され得る。前記離散的時間表現 $s_u[k]$ が予め計算されて通信システムのどこかに在るメモリに記憶されることもまた可能であることはいうまでもない。

【0042】

本発明による通信システムにおける同期信号を確立する前述の方法は、例えば無線通信システムである通信システムのためにこのような同期信号を確立するある種の同期化を必要とする異なる通信システムにおいて同期信号を確立するために使用され得る。このような無線通信システムの一例は、セルラー通信システムにおける OFDM ダウンリンクチャネルである。このようなシステムは、3GPP Technical Specification, 3GPP TS 36.211 v1.0.0 に記載されている。

【0043】

前述の本発明による方法のすべての特徴とそれらすべての異なる代替手段とが、それらの組み合わせが自己矛盾を意味しない限り、任意に組み合わせ可能であることは明記されるべきである。

【0044】

一例として、ここで、3GPP Technical Specification,

3 G P P T S 3 6 . 2 1 1 v 1 . 0 . 0 に指定された仕様に準拠するシステムの場合に適用される本発明の識見を使用し、この応用ケースの性能を R A N W G 1 会議 , 4 8 ビスの前記従来技術提案の性能と比較する。3 G P P T e c h n i c a l S p e c i f i c a t i o n , 3 G P P T S 3 6 . 2 1 1 v 1 . 0 . 0 に指定され、図 3 に示されたように D C サブキャリアは数列 $d_u[n]$ のエレメントをマップするために使用されることはできないが、 $d_u[n]$ のエレメントは D C サブキャリアを中心として連続して等間隔に配置された他のすべてのサブキャリアにマップされる。図 3 からのベースバンド P - S C H 信号 $s_u[k]$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ は、例えば、

【数 8】

$$s_u[k] = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} H_u[l] W_N^{-kl}, W_N = \exp(-j2\pi/N), j = \sqrt{-1}, k=0,1,2,\dots,N-1 \quad \dots(8)$$

10

【数 9】

$$H_u[l] = \begin{cases} 0, & l=0 \\ d_u\left[l + \frac{L}{2} - 1\right], & l=1,2,\dots,\frac{L}{2} \\ d_u\left[l - N + \frac{L}{2}\right], & l=N - \frac{L}{2}, \dots, N-1 \\ 0, & \text{それ以外の } l \end{cases}, L=72 \quad \dots(9)$$

20

のように、N 個のフーリエ係数 $H_u[l]$, $l = 0, 1, \dots, N-1$ のスペクトルの N ポイント I D F T (逆離散的フーリエ変換) によって得られる。ここで、 $d_u[n]$, $n = 0, 1, \dots, L-1$ は、長さ $L = 72$ の例示的 P - S C H 数列である。

【 0 0 4 5 】

一例として、R A N W G 1 会議 , 4 8 ビス , R 1 - 0 7 1 4 9 7 の提案は、

【数 1 0】

$$d_u[n]^{\text{NEC}} = \begin{cases} W_{71}^{un(n+1)/2}, & n=0,1,\dots,70 \\ 0, & n=71 \end{cases}, u=1, 70, 5 \quad \dots(10)$$

30

によって与えられる P - S C H 数列を記述している。

【 0 0 4 6 】

1 2 8 サンプルロング相関器のための R A N W G 1 会議 , 4 8 ビス , R 1 - 0 7 1 4 9 7 からの P - S C H 信号の非周期性相互 / 自己相関関数は図 1 に示されている。これらの信号の P A P R 値は 3 . 1 4 d B 、 3 . 1 4 d B および 4 . 6 6 d B である。

【 0 0 4 7 】

もう 1 つの例として提案 R A N W G 1 会議 , 4 8 ビス , R 1 - 0 7 1 5 3 1 は、

【数 1 1】

$$d_u[n]^{\text{LGE}} = W_{72}^{un^2/2}, n=0,1,\dots,71 \quad \dots(11)$$

40

によって与えられる P - S C H 数列によって記述され得る。

【 0 0 4 8 】

1 2 8 サンプルロング相関器のための、また $u = 1, 71, 5$ に関する R A N W G 1 会議 , 4 8 ビスからの提案 R 1 - 0 7 1 5 3 1 における P - S C H 信号の非周期性相互 / 自己相関関数は図 2 に示されている。これらの信号の P A P R 値は 2 . 6 1 d B 、 2 . 5 7 d B および 6 . 7 8 d B である。

【 0 0 4 9 】

P - S C H 信号の N - 1 個のサンプルの中心対称性は、P - S C H 信号に対応する例示

50

的整合フィルタにおける乗算の回数を減らすために使用され得る。例えば $N = L + 1 = 73$ の場合、 $P - S C H$ 信号の 72 個の中心対称サンプルが存在するので、整合フィルタは、73 回の乗算を必要とする直接実現と比較して約 50% の削減になる 1 相関当たり $1 + 72 / 2 = 37$ 回の乗算によって実現され得る。これは図 4 に示されているが、この図で「*」は複素共役を意味する。

【0050】

以下では、Zadoff-Chu 系列 (ZC) に基づく中心対称である例示的 $P - S C H$ 数列 $d_u[n]$ を取得するための 2 つの手順または方法が論じられる。第 1 の方法は、長さ $L / 2$ の ZC 系列とその反転レプリカとを連結することである。対応する $P - S C H$ 数列 $d_u[n]$ は式 2、

10

【数 1 2】

$$d_u[n] = \begin{cases} W_{L/2}^{un(n+(L/2)\bmod 2)/2}, & n=0,1,\dots,L/2-1 \\ W_{L/2}^{u(L-1-n)(L-1-n+(L/2)\bmod 2)/2}, & n=L/2,\dots,L-1 \end{cases}, L=72 \quad \dots (12)$$

によって与えられる。

【0051】

第 2 の方法は、奇数長さ $L + 1$ の ZC 系列の中心エレメントをパンクチャすることである。この場合、 $P - S C H$ 数列 $d_u[n]$ は式 3、

20

【数 1 3】

$$d_u[n] = \begin{cases} W_{L+1}^{un(n+1)/2}, & n=0,1,\dots,L/2-1 \\ W_{L+1}^{u(n+1)(n+2)/2}, & n=L/2,\dots,L-1 \end{cases}, L=72 \quad \dots (13)$$

によって与えられる。

【0052】

第 2 の代替手段は、より低い最大相互相関を有する例示的 $P - S C H$ 信号を与える。

30

【0053】

上記の論議から、長さ 73 の異なる ZC 系列の中心エレメントをパンクチャすることによって得られる、すなわち

【数 1 4】

$$d_u[n] = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi un(n+1)}{73}}, & n=0,1,\dots,35 \\ e^{-j\frac{\pi u(n+1)(n+2)}{73}}, & n=36,\dots,71 \end{cases} \quad u=1, 72 \text{ and } 2 \quad \dots (14)$$

40

によって得られる長さ 72 の 3 個の異なる例示的 $P - S C H$ 数列 $d_u[n]$ を定義することが有利であることが続く。

【0054】

128 サンプルロング相関器を使用して式 14 から得られる $P - S C H$ 信号の非周期性相互 / 自己相関関数は図 5 に示されている。本発明にしたがって得られた PAPR 値は 2.98 dB、2.98 dB および 4.43 dB であって、すなわち従来技術の PAPR 値より良好であるか、従来技術の PAPR 値に相当している。

【0055】

ルートインデックス $u_3 = L + 1 - u_1$ を有する長さ $L + 1$ の Zadoff-Chu 系列

50

はルートインデックス u_1 を有する同じ長さの ZC 系列の複素共役バージョンであるから、これら 2 つの対応する整合フィルタは単に 1 つのフィルタの乗算の複雑さでもって実現され得る。

【 0 0 5 6 】

中心対称であるフーリエ周波数係数に基づいて同期信号を指定することは RAN WG 1 会議, 48 ビスに関する前述の背景文献において明らかにされなかった識見から利益を得る、すなわちこのような同期信号の伝送は、例えばこのような信号を受信する受信機において相関器の対応するバンクの効率的実現を可能にするという利点を提供する。この利益は、従来技術文献の教示から達成され得るものを考慮すると驚くほどのものである。

【 0 0 5 7 】

本発明の一実施形態のもう 1 つの実証された利点は、有利なピーク対平均電力比 PAPR である。

【 0 0 5 8 】

本発明の一実施形態によれば、本発明は同期信号を通信システムにおいて例えば整合フィルタ受信機に送信するように整えられる。同期信号は、1 セットのフーリエ周波数係数 $H_u[1]$ を定義することと、前記 1 セットのフーリエ周波数係数 $H_u[1]$ を離散的時間表現 $s_u[k]$ に変換することと、から確立され、送信機が好適には前記離散的時間表現 $s_u[k]$ を前記通信システムにおける前記同期信号として使用するように整えられる。

【 0 0 5 9 】

一例示の実施形態では送信機は前記離散的時間表現 $s_u[k]$ を前記通信システムにおける前記同期信号として使用するように整えられており、前記離散的時間表現 $s_u[k]$ は前記 1 セットの離散的フーリエ周波数係数 $H_u[1]$ が中心対称であるようなものである。

【 0 0 6 0 】

図 6 は、本発明による例示的通信システムの送信機 Tx (6 1) と受信機 Rx (6 5) とを略図的に示している。

【 0 0 6 1 】

基本的に送信機は、ある特定の用途のために所望されるように、上記の本発明の方法の、送信の観点からの如何なる特徴をも実行するように整えられ得る。送信機は、離散的時間表現 $s_u[k]$ を前記通信システムにおける前記同期信号として使用するように整えられる。これは、送信機が同期信号を使用するための構造を備えることを意味する。このような構造の非排他的な例は、電子メモリ M_T (6 4) とマイクロプロセッサ μ_T (6 2) と電気信号を送信するための回路 T_c (6 3) とを含む。

【 0 0 6 2 】

本発明の一実施形態において本発明は通信システムのための整合フィルタ型の受信機を包含しており、前記受信機は前記通信システムにおける同期信号を受信するように整えられており、前記同期信号は、1 セットの離散的フーリエ周波数係数 $H_u[1]$ を定義することと、前記 1 セットの離散的フーリエ周波数係数 $H_u[1]$ を離散的時間表現 $s_u[k]$ に変換することと、から確立され、前記受信機は好適には前記離散的時間表現 $s_u[k]$ を前記通信システムにおける前記同期信号として受信するように整えられている。

【 0 0 6 3 】

一例示の実施形態では、受信機は前記離散的時間表現 $s_u[k]$ を前記通信システムにおける前記同期信号として使用するように整えられており、前記離散的時間表現 $s_u[k]$ は前記 1 セットの離散的フーリエ周波数係数 $H_u[1]$ が中心対称であるようなものである。

【 0 0 6 4 】

基本的に受信機は、ある特定の用途のために所望されるように、上記の本発明の方法の、受信の観点からの如何なる特徴をも実行するように整えられ得る。受信機は好適には離散的時間表現 $s_u[k]$ を前記通信システムにおける前記同期信号として使用するように整えられる。これは、受信機が同期信号を使用するための構造を備えることを意味する。

10

20

30

40

50

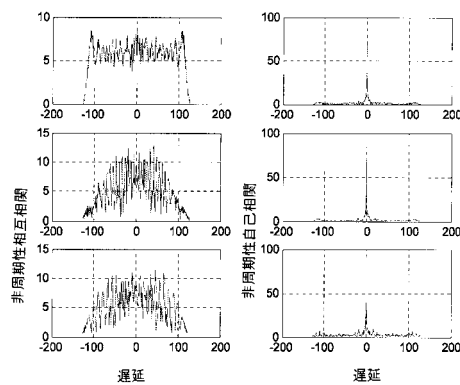
このような構造の非排他的な例は、電子メモリ M_R (6 8) とマイクロプロセッサ μ_R (6 6) と電気信号を受信するための回路 R_c (6 7) とを含む。

【 0 0 6 5 】

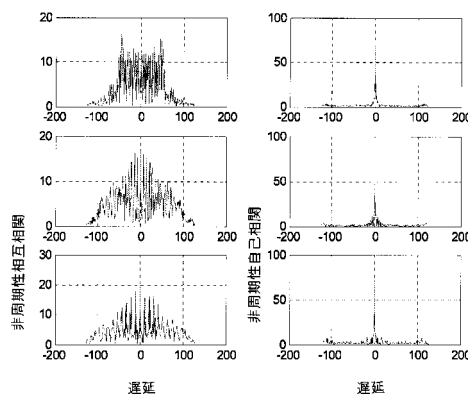
本発明の一例示的实施形態において、本発明は、例示的整合フィルタ受信機に同期信号を送信するように整えられた送信機と、前記同期信号を受信するように整えられた、例示的整合フィルタ型の受信機と、を含む通信システムを包含しており、前記同期信号は、1 セットの離散的フーリエ周波数係数 $H_u[1]$ を定義することと、前記1セットの離散的フーリエ周波数係数 $H_u[1]$ を離散的時間表現 $s_u[k]$ に変換することと、から確立され、前記送信機は好適には前記離散的時間表現 $s_u[k]$ を前記同期信号として送信するように整えられ、前記受信機は好適には前記離散的時間表現 $s_u[k]$ を前記同期信号として受信するように整えられる。本発明の好適なモードでは前記通信システムの送信機と受信機は前記離散的時間表現 $s_u[k]$ を前記同期信号として使用するように整えられる。前記離散的時間表現 $s_u[k]$ は前記1セットの離散的フーリエ周波数係数 $H_u[1]$ が中心対称であるようなものである。

10

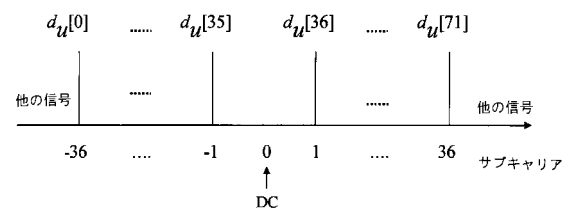
【 図 1 】



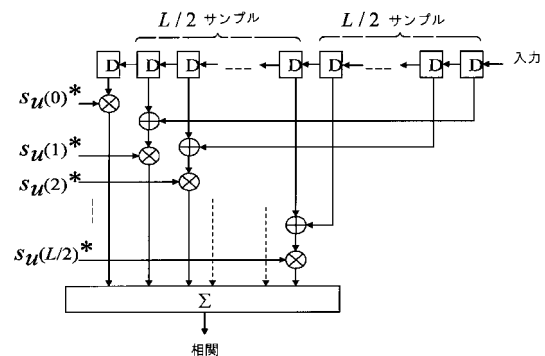
【 図 2 】



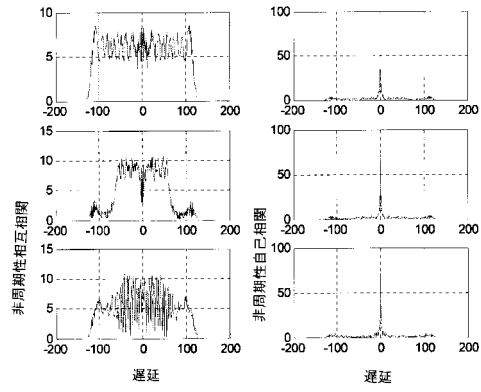
【 図 3 】



【 図 4 】



【図 5】



【図 6】

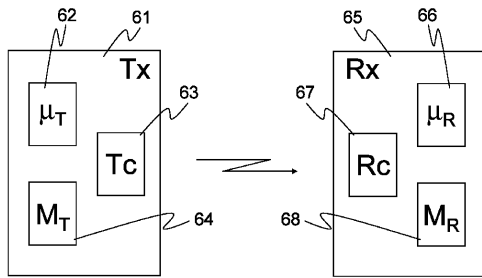


Fig. 6

フロントページの続き

(72)発明者 ポボヴィック、ブラニスラヴ、エム．
スウェーデン王国 エスイー - 1 7 1 6 7 ソルナ アンクダムスガタン 3 3

審査官 岡 裕之

(56)参考文献 国際公開第2 0 0 8 / 1 3 7 7 8 1 (W O , A 1)
特開2 0 0 1 - 0 5 3 7 1 3 (J P , A)
特開2 0 0 1 - 3 3 3 0 4 1 (J P , A)
特開2 0 0 6 - 1 6 6 4 3 6 (J P , A)
国際公開第2 0 0 7 / 0 8 2 4 0 8 (W O , A 1)
国際公開第2 0 0 8 / 0 1 8 1 4 5 (W O , A 1)
欧州特許第2 0 9 0 0 5 0 (E P , B 1)
Huawei , Cell-specific signals for initial synchronization and cell identification , 3GPP TSG RAN WG1 LTE Ad Hoc R1-060225 , 2 0 0 6 年 1 月 2 5 日
LG Electronics , Time-domain PSC design using Zadoff-Chu sequence , 3GPP R1-071530 , 2 0 0 7 年 3 月 3 0 日
NEC Group , Package of PSC and SSC proposals for LTE cell search , 3GPP R1-071497 , 2 0 0 7 年 3 月 3 0 日
Huawei , P-SCH sequences , 3GPP R1-072321 , 2 0 0 7 年 5 月 1 1 日
Huawei , Optimised P-SCH sequences , 3GPP R1-072896 , 2 0 0 7 年 6 月 2 9 日
Panasonic et al. , RACH Zadoff-Chu sequence definition and allocation , 3GPP R1-071111 , 2 0 0 7 年 2 月 1 6 日
Panasonic et al. , RACH Zadoff-Chu sequence definition and allocation , 3GPP TSG-RAN WG1 Meeting #48 R1-071111 , 2 0 0 7 年 2 月 1 6 日
Zhongshan Zhang et al. , ' Frequency Offset Estimation With Fast Acquisition in OFDM System ' , Communications Letters, IEEE , 2 0 0 4 年 3 月 , pp. 171-173
NEC Group , Package of PSC and SSC proposals for LTE cell search , 3GPP TSG RAN WG1 meeting 48bis R1-071497 , 2 0 0 7 年 3 月 3 0 日
LG Electronics , Time-domain PSC design using Zadoff-Chu sequence , 3GPP TSG RAN WG1 #48 bis R1-071530 , 2 0 0 7 年 3 月 3 0 日

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
H 0 4 J 1 1 / 0 0
I E E E X p l o r e
C i N i i