

(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2010-16820

(P2010-16820A)

(43) 公開日 平成22年1月21日 (2010.1.21)

(51) Int.Cl. F I テーマコード (参考)
H04 J 11/00 (2006.01) H04 J 11/00 Z 5 K O 2 2

審査請求 未請求 請求項の数 13 O L 外国語出願 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2009-154384 (P2009-154384)	(71) 出願人	501263810
(22) 出願日	平成21年6月29日 (2009. 6. 29)		トムソン ライセンシング
(31) 優先権主張番号	08290630. 6		Thomson Licensing
(32) 優先日	平成20年6月30日 (2008. 6. 30)		フランス国, エフ-92100 ブロー
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)		ニュ ビヤンクール, ケ アルフォンス
			ル ガロ, 46番地
			46 Quai A. Le Gallo
			, F-92100 Boulogne-
			Billancourt, France
		(74) 代理人	100070150
			弁理士 伊東 忠彦
		(74) 代理人	100091214
			弁理士 大貫 進介
		(74) 代理人	100107766
			弁理士 伊東 忠重

最終頁に続く

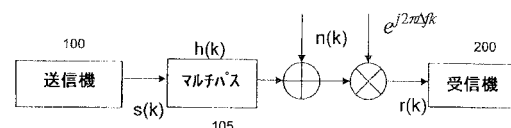
(54) 【発明の名称】 デジタル信号を受信する受信機及び方法

(57) 【要約】

【課題】 デジタル信号を受信する受信機及び方法を提供する。

【解決手段】 本発明は、バイナリ変調されたサイクリック・プリアンプルを備えたフレームを含むデジタル信号を受信する受信機を提供し、第1のフレームの第1のサイクリック・プリアンプルの少なくとも一部と第2のフレームの第2のサイクリック・プリアンプルの少なくとも一部とを相関させ、この相関に基づいて搬送周波数オフセットを決定する手段を有する。

【選択図】 図2



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

バイナリ変調されたサイクリック・プリアンブルを備えたフレームを含むデジタル信号を受信する受信機であって、

第 1 のフレームの第 1 のサイクリック・プリアンブルの少なくとも一部と第 2 のフレームの第 2 のサイクリック・プリアンブルの少なくとも一部とを相関させ、前記相関に基づいて搬送周波数オフセットを決定する手段を有する受信機。

【請求項 2】

前記バイナリ変調されたサイクリック・プリアンブルは、ガード間隔であり、
前記ガード間隔は、疑似雑音系列を含む、請求項 1 に記載の受信機。

10

【請求項 3】

前記相関及び決定する手段は、
前記サイクリック・プリアンブルを相関させる相関器と、
前記相関器の前記相関に従って受信信号の前記搬送周波数オフセットを決定する位相推定器と
を有する、請求項 1 又は 2 に記載の受信機。

【請求項 4】

前記 2 つのサイクリック・プリアンブルの前記少なくとも一部は、同じバイナリ変調されたデータを含む、請求項 1 ないし 3 のうちいずれか 1 項に記載の受信機。

【請求項 5】

20

前記 2 つのサイクリック・プリアンブルの少なくとも一方をシフトし、前記 2 つのサイクリック・プリアンブルの位相が相互にシフトしたときに同じバイナリ変調されたデータを得るシフト器を更に有する、請求項 1 ないし 4 のうちいずれか 1 項に記載の受信機。

【請求項 6】

受信信号の前記搬送周波数オフセットを補償する搬送周波数補償ユニットを更に有する、請求項 1 ないし 5 のうちいずれか 1 項に記載の受信機。

【請求項 7】

前記第 1 のサイクリック・プリアンブル及び前記第 2 のサイクリック・プリアンブルは、それぞれ 2 つの連続フレームからのものである、請求項 1 ないし 6 のうちいずれか 1 項に記載の受信機。

30

【請求項 8】

バイナリ変調されたサイクリック・プリアンブルを備えたフレームを含むデジタル信号を受信する方法であって、

第 1 のフレームの第 1 のサイクリック・プリアンブルの少なくとも一部と第 2 のフレームの第 2 のサイクリック・プリアンブルの少なくとも一部とを相関させ、
前記相関に基づいて搬送周波数オフセットを決定することを有する方法。

【請求項 9】

前記バイナリ変調されたサイクリック・プリアンブルは、ガード間隔であり、
前記ガード間隔は、疑似雑音系列を含む、請求項 8 に記載の方法。

【請求項 10】

40

前記 2 つのサイクリック・プリアンブルの前記少なくとも一部は、同じバイナリ変調されたデータを含む、請求項 8 又は 9 に記載の方法。

【請求項 11】

前記 2 つのサイクリック・プリアンブルの少なくとも一方をシフトし、前記 2 つのサイクリック・プリアンブルの位相が相互にシフトしたときに同じバイナリ変調されたデータを得ることを更に有する、請求項 8 ないし 10 のうちいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 12】

受信信号の前記搬送周波数オフセットを補償することを更に有する、請求項 8 ないし 11 のうちいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 13】

50

前記第1のサイクリック・プリアンブル及び前記第2のサイクリック・プリアンブルは、それぞれ2つの連続フレームからのものである、請求項8ないし12のうちいずれか1項に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、概してデジタル信号を受信する受信機及び方法に関し、特にデジタル通信システムで搬送周波数を回復する受信機及び方法に関する。

【背景技術】

【0002】

同期デジタル通信又は放送システムでは、ドップラー周波数オフセット及びローカルの搬送誤差の影響のため、受信信号の周波数はシフトする。周波数オフセットは、受信信号の更なる位相回転をもたらし、これは、受信機の性能を深刻に悪化させる。

【0003】

特に、高レートのデータストリームを複数のサブキャリアで同時に伝送される複数の低レートのストリームに分割する直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 伝送システムで使用されているようなマルチキャリア変調技術では、搬送周波数オフセットは、キャリア間干渉 (ICI: Inter-Carrier Interference) を導入し、サブキャリアの直交性を低減させる。従って、OFDMシステムは、搬送周波数オフセットに非常に敏感である。この問題は、OFDM技術に基づく消費者向き受信機での消費者の知覚品質にとって重要である。

【0004】

デジタル地上波メディア放送標準 (Digital Terrestrial Media Broadcasting Standards) に基づく従来のOFDMシステムでの周波数オフセットの推定について、通常では2つの部分を有する。すなわち、整数の周波数オフセット (IFO: integer frequency offset) (サブキャリア間隔の倍数) と、分数の周波数オフセット (FFO: fraction frequency offset) (サブキャリア間隔の半分未満) とである。IFOは、周波数ドメインでのパイロットを用いた相互相関を通じて決定可能であり、FFOは、時間ドメインでのサイクリック・プレフィクスを用いた自己相関を通じて決定可能である。

【発明の概要】

【課題を解決するための手段】

【0005】

本発明の一態様によれば、バイナリ変調されたサイクリック・プリアンブルを備えたフレームを含むデジタル信号を受信する受信機が提供され、第1のフレームの第1のサイクリック・プリアンブルの少なくとも一部と第2のフレームの第2のサイクリック・プリアンブルの少なくとも一部とを相関させ、この相関に基づいて搬送周波数オフセットを決定する手段を有する。

【0006】

本発明はまた、バイナリ変調されたサイクリック・プリアンブルを備えたフレームを含むデジタル信号を受信する方法に関し、第1のフレームの第1のサイクリック・プリアンブルの少なくとも一部と第2のフレームの第2のサイクリック・プリアンブルの少なくとも一部とを相関させ、この相関に基づいて搬送周波数オフセットを決定することを有する。

【図面の簡単な説明】

【0007】

【図1】 本発明の第1の実施例によるOFDMシンボルの例示的な従来技術のフレーム構成を示す図

【図2】 本発明の第1の実施例による通信システムでの周波数オフセットのモデリングを示す図

【図3】 本発明の第1の実施例による図2に示すOFDM受信機での搬送周波数回復手段のブ

10

20

30

40

50

ロック図

【図4】本発明の第1の実施例による処理の一部を説明するために使用され、OFDMシンボルの例示的な構成を有する図

【図5】本発明の第1の実施例による搬送周波数回復の手順を示すフローチャート

【図6】図5の実施例によるシミュレーション環境での推定された搬送周波数オフセットを示す図

【図7】本発明の第2の実施例によるOFDMシンボルの例示的なフレーム構成

【図8】図7の実施例による位相回転遅延の訂正を説明する例示的なフレーム構成

【図9】本発明の第2の実施例によるOFDM受信機での搬送周波数回復手段のブロック図

【発明を実施するための形態】

【0008】

本発明の様々な例示的な実施例に従って本発明の利点及び特徴を説明するために、添付図面を参照して説明する。

【0009】

図1は、本発明の第1の実施例によるOFDMシンボルの例示的な従来技術のフレーム構成を示す図である。図1に示すように、OFDMフレーム構成は、伝送されるデータの有効シンボルであるOFDMシンボル領域と、OFDMシンボルの前に挿入されるガード間隔（GI：Guard

Interval）領域とを含む。挿入されたGIは、重ね合わされたマルチパス反射により生成されたシンボル間干渉（ISI：Inter-Symbol Interference）を抑制することに役立つことができる。特に、ガード間隔は、予想されるマルチパス遅延より長く選択されるため、1つのシンボルからのマルチパス成分は次のシンボルと干渉しない。GIはまた、OFDM受信機で搬送周波数を回復するためにも使用可能である。

【0010】

DVB-Tのような特定の用途では、GIは、対応するOFDMシンボルの最後の部分と同じOFDMデータであるサイクリック・プレフィクス（CP：Cyclic Prefix）を有する。本発明の本実施例によれば、CPは、ランダムなビット系列に類似するスペクトルを有するが決定論的（deterministically）に生成された疑似雑音（PN：Pseudo Noise）系列に置換される。例えば、チャネルでの伝送中に、PN系列は、0ビット値の+1値へのマッピング及び1ビット値の-1値へのマッピングを通じて、非ゼロのバイナリシンボルに変換される。ON系列の他に、他のバイナリ変調されたサイクリック・プリアンブルもまたフレーム毎に使用可能である。

【0011】

図2は、本発明の実施例による通信システムでの周波数オフセットのモデリングを示す概略図である。図2では、送信機100は、マルチパス105伝送を通じてOFDM信号 $s(k)$ を受信機200に送信し、次に、チャネルでの様々な雑音が信号に追加された後に、信号 $r(k)$ が受信機200で受信される。信号伝送は、以下の式1（数1）として表現できる。

【0012】

【数1】

$$r(k) = (s(k) * h + n(k)) e^{j2\pi\Delta f k} = s(k) e^{j2\pi\Delta f k} + n'(k) \quad (E1)$$

シンボル「*」は畳み込みを表し、 h はシンボルでのマルチパス作用であり、 $n(k)$ 及び $n'(k)$ はガウス雑音を表す。更に、搬送周波数オフセット Δf は伝送中にもたらされる。一般性を失わずに簡単にするために、 $h=1$ を仮定する。これは、チャネルが付加白色ガウス雑音（AWGN：Additive White Gaussian Noise）チャネルのみであることを意味する。

【0013】

図3は、本発明の実施例による図2に示すOFDM受信機200の搬送周波数回復モジュール300のブロック図である。搬送周波数回復手段300は、遅延器305と、複素共役ユニット310と、乗算器315と、相関器320と、位相推定器325と、搬送周波数補償ユニット330とを含む。

10

20

30

40

50

【0014】

受信機200の受信信号 $r(k)$ は、搬送周波数回復手段300に入力される。ここで、搬送周波数回復手段300は、PNガード間隔（すなわち、信号 $r(k)$ ）の少なくとも一部と、他のPNガード間隔の少なくとも一部（すなわち、信号 $r(k+L)$ ）の少なくとも一部とを使用し、搬送周波数を回復する。ここで、2つの部分は、2つのフレームの異なるガード間隔から選択され、各フレームに関して異なる開始点を有してもよい。すなわち、 $r(k)$ は、ガード間隔の第 m のデータから開始可能であり、 $r(k+L)$ は、ガード間隔の第 n のデータから開始可能である。遅延器305は、所定の遅延間隔 L だけ入力を遅延させ、信号 $r(k+L)$ を得てもよい。遅延間隔 L の決定については以下に説明する。

【0015】

複素共役ユニット310は、受信信号 $r(k)$ の複素共役 $r^*(k)$ を提供するように適合される。次に、乗算器315は、遅延した $r(k)$ （すなわち、 $r(k+L)$ ）と信号 $r(k)$ の複素共役 $r^*(k)$ とを乗算する。相関器320は、前述の所定の遅延間隔 L を N サンプルの相関値に提供するように適合される。次に、位相推定器325は、相関器320から出力された相関値に従って搬送周波数オフセット Δf を取得できる。搬送周波数を回復するために、搬送周波数補償ユニット330は、搬送波へのオフセット Δf を補償する。すなわち、 $-\Delta f$ が搬送信号に乘算され、搬送周波数を回復する。この処理は、図4に示すフレーム構成に従って詳細に説明する。

【0016】

図4は、本発明の実施例による相関処理を説明するために使用されるOFDMシンボルの例示的なフレーム構成である。この実施例では、位相オフセットを決定するために、2つの隣接するOFDMフレームの2つのPN系列が使用されるため、所定のガード間隔 L は、フレームの長さ（すなわち、OFDMシンボルの長さに追加されるPN系列の長さ）でもよい。この実施例によれば、第1のPN系列での搬送周波数オフセットを備えた受信信号 $r(k)$ は、以下のよう表現できる。

【0017】

【数2】

$$r(k) = s(k) \exp(j2\pi\Delta f k) \quad (\text{E } 2)$$

第2のPN系列の搬送周波数オフセットを備えた受信信号 $r(k+L)$ は、以下のよう表現できる。

【0018】

【数3】

$$r(k+L) = s(k+L) \exp(j2\pi\Delta f (k+L)) \quad (\text{E } 3)$$

信号 $r(k+L)$ は、遅延器305に格納され、遅延器305は、第2のPN系列の信号を遅延させる。次に、乗算器315では、信号 $r(k+L)$ は、複素共役ユニット310から得られた信号 $r(k)$ の複素共役で乗算され、その結果が相関器320に出力される。乗算器315の計算は、以下のよう表現できる。

【0019】

【数4】

$$r(k+L)r^*(k) = s(k+L)s^*(k) \exp(j2\pi\Delta f L) \quad (\text{E } 4)$$

次に、相関器320は、以下のように、第2のフレームの第2のPN系列と第1のフレームの第1のPN系列との相関を計算する。

【0020】

10

20

30

40

【数 5】

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^N [r(k+L)r^*(k)]^2 &= \exp(j4\pi\Delta fL) \sum_{k=1}^N [s(k+L)s^*(k)]^2 \\ &= \exp(j4\pi\Delta fL) \sum_{k=1}^N A(k) = \exp(j4\pi\Delta fL) A \end{aligned}$$

(E 5)

NはPN系列のサンプル数であり、A(k)はAとして表現できる正の実数値の数である。ここで、信号の二乗は、位相でのPNシンボルの影響を除去するために使用される。ここでのPNガード間隔の2つの部分は、ガード間隔のいずれの部分でもよい点に留意すべきである。2つのガード間隔の同じ部分は、マルチパス伝送の影響を除去するように選択されることが好ましい。

【0021】

前述の式5（数5）から、位相推定器325は、搬送周波数を回復するために搬送波から除去される必要のある搬送周波数オフセット Δf を取得する。

【0022】

前述の実施例は、位相オフセットを取得するために隣接するフレームの2つのPN系列を使用するが、2つの異なるフレームのPN系列の如何なる部分が使用されてもよい。すなわち、遅延間隔Lは、2つのフレームの長さ以上でもよく、このような相関はフレーム間相関と呼ばれる。

【0023】

図5は、図4に示す実施例による搬送周波数回復の手順を示すフローチャートである。ステップS501において、フレームの第1のPN系列の信号 $r(k)$ は受信機200により受信され、次に、ステップS502において、受信信号は、遅延間隔Lだけ遅延する。ステップS503において、遅延信号 $r(k+L)$ は、他のフレームの第2のPN系列の受信信号 $r(k)$ の複素共役と乗算される。ステップS504において、2つの系列の $r(k)$ 及び $r(k+L)$ が相関され、ステップS505において、相関結果から位相オフセットが得られる。最後に、ステップS506において、搬送周波数は、受信信号から周波数オフセットを除去することにより回復可能である。

【0024】

図6は、図5の実施例によるシミュレーション環境で推定された搬送周波数オフセットを示す図である。このシミュレーション環境は、コア技術としてOFDMを使用するデジタル地上波メディア放送（DTMB：Digital Terrestrial Media Broadcasting）システムである。ガード間隔は、PN系列の420サンプルを含む。すなわち、前述の式のサンプル数Nは420である。PN系列の長さとはOFDMシンボルとを含むフレームの長さであるフレーム間隔は4200サンプルである。FFTサイズは3780であり、サンプリング周波数は7.56MHzである。

【0025】

このシミュレーションでは、遅延間隔は、8400サンプルの期間に相当する。これは、2つのフレームだけ離れた2つのPN系列が使用されることを意味する。搬送周波数オフセット170kHzを生じることが出来る雑音は、チャネル環境をシミュレーションするために、送信信号に入力される。推定された搬送周波数オフセットは、図6から認識できる。これは、本発明の本実施例によれば、推定の精度が非常に高く、このため、推定オフセットが非常に小さく、省略すらできることを示している。推定オフセットは非常に小さいため、シミュレーションの分解能に従って、単一搬送周波数値 1.7×10^5 kHzのみが図6から認識でき、このため、推定オフセットの範囲は0.0001kHz未満である。

【0026】

実際に、推定の精度は、遅延間隔Lの増加と共に上昇する。しかし、遅延の長さは、長い計算遅延と長い搬送回復遅延とをもたらす。従って、遅延間隔Lは、通信システムの要件に従って当業者により選択可能である。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 7 】

前述の実施例では、同一のPN系列が各OFDMフレームの各ガード間隔に存在する。実際に、位相回転されたPNガード間隔が使用されてもよい。PN系列を位相回転することは、これをその搬送波に変調する前に、ビットに関して系列をシフトすることを有する。系列からシフトされたビットは、系列の始めに再挿入され、系列の疑似乱数の性質を維持する。これが図7に示されている。図7は、本発明の第2の実施例によるOFDMシンボルの例示的なフレーム構成である。ただし、第1のOFDMシンボルの疑似雑音系列PN1は、“01101110”であり、第2のOFDMシンボルの疑似雑音系列PN2は、“00110111”である。すなわち、前の系列に比べて1ビットだけシフトされている。前述の実施例の搬送周波数の推定が2つのガード間隔（すなわち、 $r(k)$ 及び $r(k+L)$ ）の同じ位置の信号間隔を使用し、これらの間隔の内容が同じでない場合、推定精度は、マルチパスチャネル環境で損なわれる。

【 0 0 2 8 】

図8は、第2の実施例による搬送周波数推定でのマルチパスチャネルの影響を説明する例示的なフレーム構成である。図8では、2つの信号経路のチャネルが、エミュレーションに使用されるベースバンドに等価なチャネルを示す例として使用され、複素振幅 $A1$ 及び $A2$ を備えた2つの信号経路で構成される。

【 0 0 2 9 】

第1のOFDMシンボルでは、 $s(k)=p(m)$ 、 $s(k-\tau)=p(n)$ と仮定し、第2のOFDMシンボルでは、 $s(k+L)=p(m+L)$ 、 $s(k+L-\tau)=p(n+L)$ と仮定する。

【 0 0 3 0 】

受信信号 $r(k)$ 及び $r(k+L)$ は以下になる。

【 0 0 3 1 】

【数6】

$$r(k) = [A_1 p(m) + A_2 p(n)] e^{j2\pi \Delta f k} \quad (\text{E6})$$

【 0 0 3 2 】

【数7】

$$r(k+L) = [A_1 p(m+L) + A_2 p(n+L)] e^{j2\pi \Delta f (k+L)} \quad (\text{E7})$$

$s(k)=p(m)$ 、 $s(k-\tau)=p(n)$ と仮定する。

【 0 0 3 3 】

PN符号がバイナリ変調されているため、 $p(x)=1$ 又は (-1) である。2つのPNガード間隔に位相回転が存在する場合、 $p(m)p(n)=-p(m+L)p(n+L)$ である。

【 0 0 3 4 】

式5（数5）の相関計算を使用すると、以下が得られる。

【 0 0 3 5 】

【数 8】

$$\begin{aligned}
\left[r^*(k)r(k+L) \right]^2 &= [a + 2|A_1|^2|A_2|^2 \left(\frac{A_1}{A_2} + \frac{A_2}{A_1} \right) p(m)p(n) \\
&\quad + 2|A_1|^2|A_2|^2 \left(\frac{A_1}{A_2} + \frac{A_2}{A_1} \right)^* p(m+l)p(n+l)] e^{j2(2\pi\Delta fLTs)} \\
&= \{a \pm 2|A_1|^2|A_2|^2 [\left(\frac{A_1}{A_2} + \frac{A_2}{A_1} \right) - \left(\frac{A_1}{A_2} + \frac{A_2}{A_1} \right)^*]\} e^{j2(2\pi\Delta fLTs)} \\
&= \{a \pm 4j|A_1|^2|A_2|^2 \operatorname{Im} \left(\frac{A_1}{A_2} + \frac{A_2}{A_1} \right)\} e^{j2(2\pi\Delta fLTs)} \\
&= \{a \pm bj\} e^{j2(2\pi\Delta fLTs)} = A' e^{j[2(2\pi\Delta fLTs) + \phi]}
\end{aligned}$$

10

(E8)

前述から、2つのPNガード間隔に位相回転が存在する場合、前述の式は複素部分

【数 9】

$$\left(\frac{A_1}{A_2} + \frac{A_2}{A_1} \right) - \left(\frac{A_1}{A_2} + \frac{A_2}{A_1} \right)^*$$

20

を含むため、推定された周波数オフセットは、マルチパスチャネルにより生じた以下の更なるオフセットを有する。

【0036】

【数 10】

$$\frac{\phi}{2(2\pi LTs)}$$

第2の実施例では、各フレームのガード間隔のPN符号は変化し、相互にわずかにシフトする。この特性は、位相回転遅延相関 (Phase Rotated Delay Correlation) を実行するために使用可能である。特に、搬送周波数を計算するために使用されるPNガード間隔のサンプルは、以下を確保する。

【0037】

【数 11】

$$p(m)p(n) = p(m+L)p(n+L) \quad (\text{E9})$$

前述の式9 (数11) が満たされる場合、推定の開始点 (すなわち、2つのPNガード間隔の同じ信号) が見つかるため、位相回転が訂正可能になり、式8 (数8) の複素部分が除去される。位相回転したPNガード間隔を有するシステムでは、前述の式9 (数11) を使用して、同じ信号は、搬送周波数オフセットの推定前に取得できるため、搬送周波数の推定の分解能が改善できる。

【0038】

図9は、本発明の第2の実施例によるOFDM受信機での搬送周波数回復手段900のブロック図である。図9では、シフト器901は、PNガード間隔のシフトを完了して同じ信号を得るために追加される。シフトは、2つのPNガード間隔の一方又は双方に適用できる。式9 (数11) の計算はシフト前に実行されるため、図9に示されていない点に留意すべきである。シフト器901の処理の後に、搬送周波数回復手段900の処理及びモジュールは、図3のものと同一になる。

【0039】

本発明の実施例について、PN符号ガード間隔を備えたOFDMシンボルを含むOFDMシステムに基づいて説明したが、当業者は、何らかのバイナリ変調されたサイクリック・プリアンブルを使用して、本発明を他の環境に適用できる。このようなサイクリック・プリアンブルは、しばしば、周波数回復及び位相同期を助けるために、各フレームの有効データ領域に結合され、また、同じPN符号の繰り返しのように、順に定期的に各デジタル信号フレームに配置される。

【0040】

図3及び9は、前述の実施例を実装するための潜在的なブロック図であるが、他の実装が行われてもよい。特に、図3及び9の異なるアイテムは、ハードウェア又はソフトウェアで実装されてもよく、ハードウェアとソフトウェアとの組み合わせで実装されてもよい。また、図3及び9の異なる機能ブロックは、特定の用途による必要性に応じて、結合されてもよく、分割されてもよい。

10

【0041】

前述のことは、本発明の実施例を単に例示するものであり、従って、当業者は多数の代替構成を考案することができる。これらの代替構成は明示的に記載していないが、本発明の原理を具現し、本発明の範囲及び要旨内である。

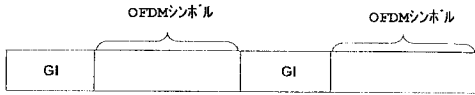
【符号の説明】

【0042】

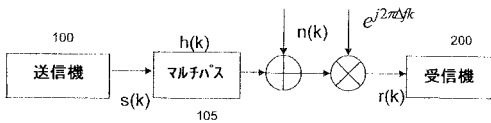
100 送信機
105 マルチパス
200 受信機
305 遅延器
310 複素共役ユニット
315 乗算器
320 相関器
325 位相推定器
330 搬送周波数補償ユニット
901 シフト器

20

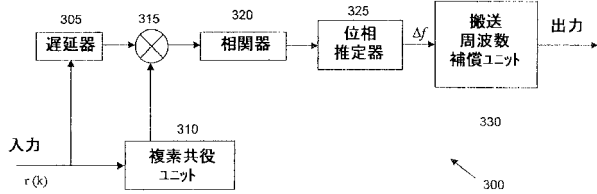
【図 1】



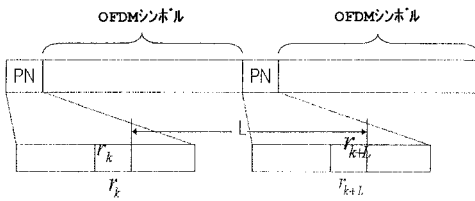
【図 2】



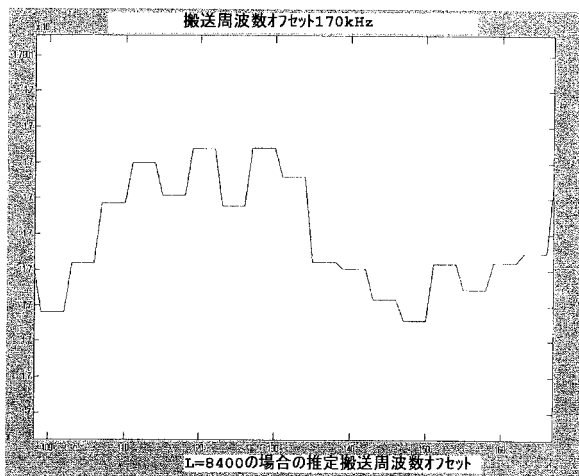
【図 3】



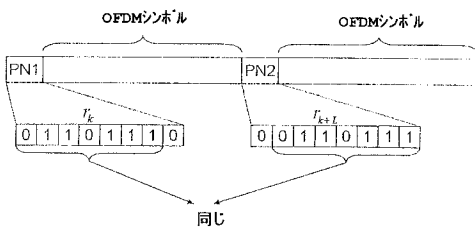
【図 4】



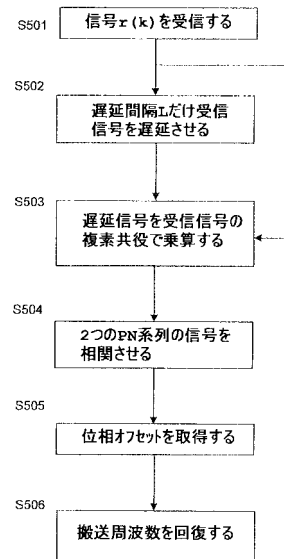
【図 6】



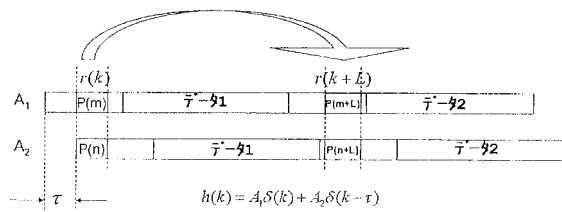
【図 7】



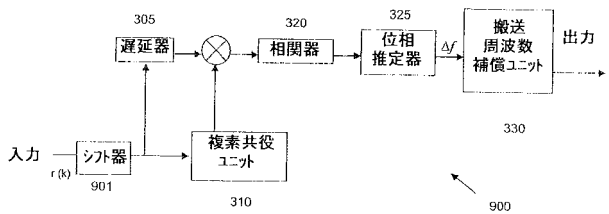
【図 5】



【図 8】



【図 9】



フロントページの続き

(72)発明者 ジュアン シアン

中華人民共和国 ベイジン 100085 ハン・ディアン・ディストリクト ドン・ワンジョア
ン ビルディング 14 ユニット 5 ルーム 102

(72)発明者 リー ゾウ

中華人民共和国 ベイジン 100085 ハン・ディアン・ディストリクト シュ・チン・ロー
ド 8 テクノロジー・フォーチュン・センター ビルディング エイ 8エフ

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD33 DD43

【外国語明細書】
2010016820000001.pdf