

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7017585号
(P7017585)

(45)発行日 令和4年2月8日(2022.2.8)

(24)登録日 令和4年1月31日(2022.1.31)

(51)国際特許分類 F I
H 0 4 J 13/10 (2011.01) H 0 4 J 13/10

請求項の数 15 (全36頁)

(21)出願番号	特願2019-555867(P2019-555867)	(73)特許権者	591037214
(86)(22)出願日	平成30年4月6日(2018.4.6)		フラウンホッファー - ゲゼルシャフト
(65)公表番号	特表2020-519062(P2020-519062 A)		ツァ フェルダールング デア アンゲヴ
(43)公表日	令和2年6月25日(2020.6.25)		アンテン フォアシュンク エー . ファオ
(86)国際出願番号	PCT/EP2018/025097		ドイツ連邦共和国 8 0 6 8 6 ミュンヘ
(87)国際公開番号	WO2018/188808	(73)特許権者	507239592
(87)国際公開日	平成30年10月18日(2018.10.18)		フリードリヒ - アレクサンダー - ウニベル
審査請求日	令和1年12月11日(2019.12.11)		ルジテート・エアランゲン - ニュルンベルク
(31)優先権主張番号	102017206248.7		ドイツ、デー - 9 1 0 5 4 エアランゲン、
(32)優先日	平成29年4月11日(2017.4.11)	(74)代理人	100079577
(33)優先権主張国・地域又は機関	ドイツ(DE)		弁理士 岡田 全啓
		(74)代理人	100167966

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 送信機および受信機並びに対応する方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

送信機(1)であって、

前記送信機(1)は、いくつかのパイロットシーケンスシンボルを含む1つのパイロットシーケンスをそれぞれが含む信号を送信するように構成され、

前記送信機(1)は信号発生器(2)を含み、

前記信号発生器(2)は、いくつかのベースシーケンスシンボルを含むベースシーケンスに基づいて前記パイロットシーケンスを提供するように構成され、

前記信号発生器(2)は、それぞれのベースシーケンスシンボルをR - 1回連続で繰り返して各ベースシーケンスシンボルがR回存在するようにすることによって、前記パイロットシーケンスにL個のパイロットシーケンスシンボルを提供し、

Lは自然数であり、

Rは2以上の自然数であり、かつ、Lの約数であり、

前記ベースシーケンスは、前記パイロットシーケンスと前記パイロットシーケンスから形成された送信信号との相関が、可能な限り狭い主極大および/または可能な限り小さい第2極大を含むように構成され、

前記パイロットシーケンスは、8個または12個のパイロットシーケンスシンボルを含み、前記パイロットシーケンスが8個のパイロットシーケンスシンボルを含む場合、前記ベースシーケンスは、

0 0 1 0、または1 1 0 1、または0 1 0 0、または1 0 1 1

のいずれかの形を含み、

ここで、0と1はそれぞれバイナリベースシーケンスビットであり、

前記パイロットシーケンスが12個のパイロットシーケンスシンボルを含む場合、前記ベースシーケンスは、

000101、001011、001101、010001、111010、110100、110010または101110

の形のいずれか、またはこれらのビット順序を逆にすることによって得られる形を含み、

ここで、0と1はそれぞれバイナリベースシーケンスビットである、送信機(1)。

【請求項2】

前記信号発生器(2)は、前記パイロットシーケンスにおいて、ベースシーケンスシンボルおよびその(R-1)回の反復をそれぞれが含むシンボルブロックを生成し、

10

前記信号発生器(2)は、前記ベースシーケンスシンボルの前記シンボルブロックが、前記ベースシーケンス内の前記ベースシーケンスシンボルの順序で互いに直後に続くように前記パイロットシーケンスを生成する、請求項1に記載の送信機(1)。

【請求項3】

前記信号発生器(2)は、前記パイロットシーケンスにおいて、ベースシーケンスシンボルとその(R-1)回の反復とをそれぞれが含むシンボルブロックを提供し、

前記信号発生器(2)は、シンボルブロック内でベースシーケンスシンボルのi番目毎の出現の位相因子がすべてのシンボルブロックについて同じになるように、前記ベースシーケンスシンボルに前記位相因子を提供し、ここで、iは1からRまでの自然数である、請求項1または請求項2のいずれか1項に記載の送信機(1)。

20

【請求項4】

前記位相因子は変調アルファベットの成分である、請求項3に記載の送信機(1)。

【請求項5】

前記パイロットシーケンスが8個のパイロットシーケンスシンボルを含む場合、前記パイロットシーケンスは、

01011001、10100110、10011010、01100101、00001100、11110011、00110000、11001111

の形のいずれか、またはこれらのビット順序を逆にすることによって得られる形を含み、

ここで、0と1はそれぞれパイロットバイナリシーケンスビットである、請求項3または請求項4に記載の送信機(1)。

30

【請求項6】

前記パイロットシーケンスが12個のパイロットシーケンスシンボルを含む場合、前記パイロットシーケンスは、

000000110011、または111111001100、または110011000000、または001100111111、または010101100110、または101010011001、または011001101010、または100110010101、または000011001111、または111100110000、または010110011010、または101001100101、または000011110011、または111100001100、または110011110000、または001100001111、または010110100110、または101001011001、または011001011010、または100110100101、または001100000011、または110011111100、または110000001100、または001111110011、または011001010110、または100110101001、または011010100110、または100101011001

40

の形のいずれか、またはこれらのビット順序を逆にすることによって得られる形を含み、

ここで、0と1はそれぞれパイロットバイナリシーケンスビットである、請求項3または

50

請求項 4 に記載の送信機 (1)。

【請求項 7】

前記信号発生器 (2) は、前記パイロットシーケンスが少なくとも 1 つの補助シンボルを有するように、前記パイロットシーケンスを提供し、

前記信号発生器 (2) は、前記パイロットシーケンスにおいて、ベースシーケンスシンボルとその (R - 1) 回の反復をそれぞれが含むシンボルブロックを提供し、

前記信号発生器 (2) は、前記少なくとも 1 つの補助シンボルが前記シンボルブロックに先行または後続するように、前記パイロットシーケンスを提供する、請求項 1 ないし請求項 6 の 1 項に記載の送信機 (1)。

【請求項 8】

前記信号発生器 (2) は、前記パイロットシーケンスが少なくとも 2 つの補助シンボルを含むように、前記パイロットシーケンスを生成し、

前記信号発生器 (2) は、前記少なくとも 2 つの補助シンボルのうちの少なくとも 1 つの補助シンボルが前記シンボルブロックに先行し、前記少なくとも 2 つの補助シンボルのうちの別の少なくとも 1 つの補助シンボルが前記シンボルブロックに後続するように前記パイロットシーケンスを提供する、請求項 7 に記載の送信機 (1)。

【請求項 9】

前記少なくとも 1 つの補助シンボルまたは前記少なくとも 2 つの補助シンボルは、前記パイロットシーケンスと前記パイロットシーケンスから形成された送信信号との相関が、可能な限り狭い主極大、および / または、可能な限り小さい第 2 極大を有するように構成される、請求項 7 または請求項 8 に記載の送信機 (1)。

【請求項 10】

前記パイロットシーケンスが 8 個のパイロットシーケンスシンボルを含む場合、前記ベースシーケンスは 0 0 1 の形を有し、

0 1、または 1 0、または 0 0、または 1 1

の形のいずれか 1 つを一緒に有する 2 つの補助ビットが存在し、

ここで、0 と 1 はそれぞれバイナリベースシーケンスビットと前記バイナリ補助シンボルである、請求項 7 ないし請求項 9 のいずれかに記載の送信機 (1)。

【請求項 11】

前記パイロットシーケンスは、

0 0 0 0 1 1 0 1、または 1 1 1 1 0 0 1 0、または 1 0 1 1 0 0 0 0、または 0 1 0 0 1 1 1 1、または 0 1 0 1 1 0 0 0、または 1 0 1 0 0 1 1 1、または 0 0 0 1 1 0 1 0、または 1 1 1 0 0 1 0 1、または 0 1 0 0 0 0 1 1、または 1 0 1 1 1 1 0 0、または 1 1 0 0 0 0 1 0、または 0 0 1 1 1 1 0 1、または 0 0 0 1 0 1 1 0、または 1 1 1 0 1 0 0 1、または 0 1 1 0 1 0 0 0、または 1 0 0 1 0 1 1 1、または 1 0 0 0 0 1 1 0、または 0 1 1 1 1 0 0 1、または 0 1 1 0 0 0 0 1、または 1 0 0 1 1 1 1 0、または 0 0 1 0 1 1 0 0、または 1 1 0 1 0 0 1 1、または 0 0 1 1 0 1 0 0、または 1 1 0 0 1 0 1 1

の形のいずれか、またはこれらのビット順序を逆にすることによって得られる形を含み、ここで、0 と 1 はそれぞれパイロットバイナリシーケンスビットである、請求項 10 に記載の送信機 (1)。

【請求項 12】

前記パイロットシーケンスが 1 2 個のパイロットシーケンスシンボルを含む場合、前記ベースシーケンスは 0 0 0 1 0 の前記形を有し、

0 1、または 1 0、または 0 0、または 1 1

の形のいずれか 1 つを一緒に有する 2 つの補助ビットが存在し、

0 と 1 はそれぞれベースシーケンスバイナリビットと前記補助バイナリビットである、請求項 7 ないし 9 の 1 項に記載の送信機 (1)。

【請求項 13】

前記パイロットシーケンスは、

10

20

30

40

50

1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 1、または 0 1 1 1 1 1 1 0 0 1 1 0、または
 1 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1、または 0 1 1 0 0 1 1 1 1 1 1 0、または
 0 0 1 0 1 0 1 1 0 0 1 1、または 1 1 0 1 0 1 0 0 1 1 0 0、または
 1 1 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0、または 0 0 1 1 0 0 1 0 1 0 1 1、または
 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 1 0、または 1 1 1 1 1 1 0 0 1 1 0 1、または
 0 1 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0、または 1 0 1 1 0 0 1 1 1 1 1 1、または
 0 1 0 1 0 1 1 0 0 1 1 1、または 1 0 1 0 1 0 0 1 1 0 0 0、または
 1 1 1 0 0 1 1 0 1 0 1 0、または 0 0 0 1 1 0 0 1 0 1 0 1、または
 0 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0、または 1 0 1 1 1 1 1 1 0 0 1 1、または
 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 0、または 1 1 0 0 1 1 1 1 1 1 0 1、または
 0 0 0 1 0 1 0 1 1 0 0 1、または 1 1 1 0 1 0 1 0 0 1 1 0、または
 1 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 0、または 0 1 1 0 0 1 0 1 0 1 1 1、

の形のいずれか、またはこれらのビット順序を逆にすることによって得られる形を含み、
 0と1はそれぞれパイロットバイナリシーケンスビットである、請求項12に記載の送信機(1)。

【請求項14】

信号を送信するための方法であって、

前記信号はそれぞれ、複数のパイロットシーケンスシンボルを含むパイロットシーケンスで送信され、

前記パイロットシーケンスは、複数のベースシーケンスシンボルを含むベースシーケンスから提供され、

前記パイロットシーケンスシンボルは、それぞれのベースシーケンスシンボルを連続でR-1回繰り返して、各ベースシーケンスシンボルがR回存在するようにすることによって提供され、Lは自然数であり、Rは2以上の自然数、かつ、Lの約数であり、

前記ベースシーケンスは、前記パイロットシーケンスと前記パイロットシーケンスから形成された送信信号との相関が、可能な限り狭い主極大および/または可能な限り小さい第2極大を含むように構成され、

前記パイロットシーケンスは8個または12個のパイロットシーケンスシンボルを含み、前記パイロットシーケンスが8個のパイロットシーケンスシンボルを含む場合、前記ベースシーケンスは、

0 0 1 0、または 1 1 0 1、または 0 1 0 0、または 1 0 1 1

のいずれかの形を含み、

ここで、0と1はそれぞれバイナリベースシーケンスビットであり、

前記パイロットシーケンスが12個のパイロットシーケンスシンボルを含む場合、前記ベースシーケンスは、

0 0 0 1 0 1、0 0 1 0 1 1、0 0 1 1 0 1、0 1 0 0 0 1、1 1 1 0 1 0、1 1 0 1 0 0、1 1 0 0 1 0または1 0 1 1 1 0

の形のいずれか、またはこれらのビット順序を逆にすることによって得られる形を含み、

ここで、0と1はそれぞれバイナリベースシーケンスビットである、方法。

【請求項15】

請求項14に記載の方法を実施するためのプログラムコードを含む、コンピュータプログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は送信機および受信機並びに信号を送受信するための対応する方法に関する。

【背景技術】

【0002】

多くのデータ送信システムにおいて、パイロットシーケンス(トレーニングシーケンスまたは同期シーケンスとも呼ばれる)は、データストリームに挿入され、信号検出またはパ

10

20

30

40

50

ラメータ推定のために送信される。これは、パイロットシーケンスが特定の間隔で散らばっている連続したデータストリームの送信と、それぞれのパケット（テレグラムとも呼ばれる）が通常1つのパイロットシーケンスのみを含むパケット指向の送信の両方とすることができる。パケットの先頭または中間にある場合、パイロットシーケンスは、プリアンブルまたはミッドアンブルとも呼ばれる。しかしながら、パイロットシーケンスは、2つ以上のサブシーケンスの形でパケット内に割り振ることもできる。

【0003】

インターネット オブ シングス（IoT）というキーワードの下の遠隔測定システム、センサーネットワークおよびアプリケーションにおいて、非同期パケット送信は、通常、パケット間の長い送信休止で発生する。

10

【0004】

非同期パケット送信において、送信機と受信機は同期していない。つまり、受信機は個々のデータパケットの送信タイムスロットを知らない。パケットを逃さないために、受信待機時間の全体にわたって、パケットの存在について受信信号を継続的にチェックし、一定の精度でパケットの時間的位置を推定する必要がある。

【0005】

この状況を悪化させると、伝送信号の実際の搬送周波数は、公称周波数から大幅に逸脱し、時間とともに変化する可能性がある。受信フィルターの中心周波数も公称周波数から逸脱する可能性がある。受信機の観点からは、送信信号の搬送周波数と受信フィルターの中心周波数 - 以下、周波数オフセットと呼ぶ - の間の周波数差が明白である。データ検出のために、瞬時周波数オフセットの推定、およびコヒーレント検波方法の場合の位相推定も必要である。

20

【0006】

全体として、受信機は2つのトピックを連続して処理する必要がある。

1. 検出：パケットの識別とその時間位置の少なくとも大まかな推定。必要な場合は、スペクトル位置も考慮する。

2. 以下からなる同期

- ・時刻の同期：パケットの正確な時間位置の推定、
- ・周波数同期：周波数オフセットの推定と修正、および、
- ・位相同期：周波数補正が行われた後の位相の推定。

30

【0007】

非同期システムを用いることにより、パイロットシーケンスを使用してテレグラムの検出を実行する必要がある。受信機は、センサーノードによってテレグラムが送信されたかどうかを受信信号で継続的に検索しなければならない。受信信号がノイズによるものなのか、送信信号によるものなのかに関する受信機の決定は、テレグラム検出、または、簡潔に検出と呼ばれる。この目的のために、送信されるデータには、通常、固定的に定義されたパイロットシンボルを持つパイロットシーケンス（英語の文献ではよく「マーカ」と呼ばれる）が先行する。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

40

【0008】

本発明の根底にある目的は、データ通信にパイロットシーケンスを使用し、パイロットシーケンスの検出および/または処理を単純化する送信機および受信機を提案することである。

【課題を解決するための手段】

【0009】

この目的は送信機によって実現される。

【0010】

送信機は、いくつかのパイロットシーケンスシンボルを含むパイロットシーケンスをそれぞれが含む信号を送信するように構成される。送信機は、信号発生器を含む。信号発生器

50

は、ベースシーケンスシンボルを少なくとも1つ含むベースシーケンスからパイロットシーケンスを提供する。特に、信号発生器は、 $(R - 1)$ 回連続して繰り返されるベースシーケンスシンボルからパイロットシーケンスシンボルを提供し、 R は2以上の自然数である。

【0011】

1つの構成では、信号発生器がいくつかのベースシーケンスシンボルを有するベースシーケンスからパイロットシーケンスを提供する。

【0012】

したがって、送信機はパイロットシーケンスをそれぞれ含む信号を送信する。パイロットシーケンスはいくつかのパイロットシーケンスアイコンを有する。それにより、信号発生器は少なくとも1つのベースシーケンス、1つの構成では、いくつかのベースシーケンスシンボルを有するベースシーケンスからそれぞれのパイロットシーケンスを備える。これは、例えば、格納されたパイロットシーケンスでのフォールバック、または、ベースシーケンスからパイロットシーケンスを生成することを含む。提供（プロビジョン）は、例えば、信号のシンボルを生成することを含み、マッピング、例えばMSKに依存して送信される。

10

【0013】

ベースシーケンスシンボルは、パイロットシーケンスにおいて、 $(R - 1)$ 回連続して繰り返され、ベースシーケンスシンボルは R 倍になる。したがって、パイロットシーケンスにおいて、ベースシーケンスシンボルは $(R - 1)$ 回連続して繰り返され、各ベースシーケンスシンボルは R 倍になる。これは、受信機側において、 R 番目のシンボルごとにのみが記録され、検出のために評価されれば十分であることを意味する。これにより、パイロットシーケンスシンボルの数としてのパイロットシーケンスの所望の長さの合計をもたらし、同時に、受信信号の最初の評価の労力を削減する。これは、最適化されたパイロットシーケンスが、受信機側でサブサンプリングによって、コンピュータ的に最適化された検出に使用できることを意味する。

20

【0014】

ベースシーケンスシンボルのシーケンスは R 倍になり、それぞれの場合において（いくつかの構成では、おそらく別のシンボルにおいて）、1つの構成では、変調アルファベットでマッピングされる。1つの構成では、デジタル変調方法が使用される。1つの構成では、例えば、これは、バイナリ位相シフトキーイング（バイナリPSK、BPSK）である。例えば、バイナリ1が+1にマッピングされ、バイナリ0が-1にマッピングされる。例えば、シンボル0110を有するベースシーケンスが指定されている場合、シンボル00111100のシーケンスは単純な繰り返しになる。BPSKの後に、これがシンボル $[-1, -1, +1, +1, +1, +1, -1, -1]$ になる。

30

【0015】

1つの構成では、信号発生器は、パイロットシーケンスにおいて、少なくとも1つのシンボルブロックを生成し、シンボルブロックは少なくとも1つのベースシーケンスシンボルおよびその $(R - 1)$ 回の反復を含む。

【0016】

1つの構成では、信号発生器は、いくつかのベースシーケンスシンボルを含むベースシーケンスからパイロットシーケンスを提供し、ベースシーケンスシンボルおよびその反復をそれぞれ含むパイロットシーケンスにおいてシンボルブロックを提供する。さらに、信号発生器は、ベースシーケンスシンボルのシンボルブロックがベースシーケンス内のベースシーケンスシンボルの順序で互いに直後に続くようにパイロットシーケンスを提供する。この構成では、パイロットシーケンスにおいて R 倍のベースシーケンスシンボルは、ベースシーケンスシンボルがベースシーケンス内に有するパイロットシーケンスの順序で生じるシンボルブロックと呼ばれる。さらに、シンボルブロックは互いに直後に続く。

40

【0017】

1つの構成では、パイロットシーケンスは、 L 個のパイロットシーケンスシンボルを有す

50

ることが提供され、 L は自然数である。したがって、ベースシーケンスシンボルの数は、 L を R で割った商に等しい。パイロットシーケンスは 8 シンボルの長さを有し、各ベースシーケンスシンボルが 1 回繰り返される場合、すなわち $R = 2$ の場合、4 個のベースシーケンスシンボルが必要である。

【0018】

1 つの構成では、各ベースシーケンスシンボルは 1 回繰り返される、すなわち $R = 2$ である。

【0019】

1 つの構成は、パイロットシーケンスと、パイロットシーケンスから形成された送信信号との相関が、可能な限り狭い主極大および/または可能な限り小さい第 2 極大を有するように、ベースシーケンスが構成される。これは、ベースシーケンスの選択に関する。これは、ベースシーケンスの選択を指す。より正確には、この構成は、実際のパイロットシーケンスと、それによって形成され変調された（連続時間）信号との相関関係を記載し、送信機によって送信される。

10

【0020】

1 つの構成では、パイロットシーケンスが 8 個のパイロットシーケンスシンボルを含む場合、ベースシーケンスは、次の形のいずれか 1 つを有する。すなわち、0010 または 1101 または 0100 または 1011 である。ここで、0 と 1 はそれぞれバイナリベースシーケンスビットである。1 つの構成では、ここおよび以下に示すシーケンスは、特に、実際にそれから生成される信号セクションへのバイナリシンボルのマッピングのタイプとして、最小シフトキーイング (MSK) に関連する。代替的にまたは追加的に、ここおよび以下に示すシーケンスは、MSK や GMSK などの他の線形または準線形変調方法に適用される。

20

【0021】

説明されたビットは、それぞれの変調および/またはマッピングによって実際のシンボルに変換される。

【0022】

1 つの構成は、パイロットシーケンスが 12 個のパイロットシーケンスシンボルを有する場合、ベースシーケンスは、次の形のいずれか、またはこれらのビット順序を逆にすることによって得られる形の 1 つを有する。すなわち、000101、001011、001101、010001、1111010、110100、110010 または 101110 である。ここで、0 と 1 はそれぞれバイナリベースシーケンスビットである。ベースシーケンスを選択する場合、ビット反転とビット順序反転はシーケンスの相関特性を変更しないことが、一般的に知られている。

30

【0023】

1 つの構成では、信号発生器は、パイロットシーケンスにおいて、ベースシーケンスシンボルおよびその $(R - 1)$ 回の反復を含む少なくとも 1 つのシンボルブロックを提供し、ベースシーケンスシンボルは位相因子を備える。この構成は、ベースシーケンスが 1 つのベースシーケンスシンボルのみを含む場合と、ベースシーケンスがいくつかのベースシーケンスシンボルを含む場合の両方に関する。したがって、前述の構成において、ベースシーケンスシンボルは、パイロットシーケンスにおいて連続して R 倍現れるが、位相因子を備える。

40

【0024】

1 つの構成では、信号発生器は、複数のベースシーケンスシンボルを含むベースシーケンスからパイロットシーケンスを提供することを備える。パイロットシーケンスにおいて、この場合、信号発生器は、ベースシーケンスシンボルと、その $(R - 1)$ 回の反復とをそれぞれ含むシンボルブロックを備え、したがって、それぞれの R シンボルは長くなる。信号発生器は、シンボルブロック内でベースシーケンスシンボルの i 番目毎の出現の位相因子がすべてのシンボルブロックについて同じになるように、ベースシーケンスシンボルに位相因子を提供する。 i は 1 から R までの自然数であり、対応するシンボルブロック内の

50

ベースシーケンスシンボルの位置を示す。 $i = 1$ のときの i 番目の出現は、0 回目の反復である。更なる説明は、以下の説明から明らかになる。1 つの構成は、特に、繰り返されるシンボルに異なる位相因子を提供するように備える。

【0025】

1 つの構成では、位相因子は、変調アルファベットの構成要素である。変調アルファベットは、一般的に、アナログ処理および/または現在の信号伝送のためのデジタルシンボルの変換に使用される。

【0026】

したがって、第1のベースシーケンスシンボルはすべてのシンボルブロックにおいて同じ位相因子を有し、それぞれの第2の - すなわち2番目の位置の - ベースシーケンスシンボルは、すべてのシンボルブロックにおいて同じ位相因子をそれぞれ有し、1つの構成において、それぞれの第1のベースシーケンスシンボルの位相因子とは異なる。したがって、すべてのベースシーケンスが考慮される場合、同じ位相因子のステップ幅は、ベースシーケンスシンボルの反復によって与えられる。

10

【0027】

1つの構成は、位相因子が r で示される位相と自然指数関数の指数として虚数 j の積から生じ、位相 r は 0 と 2 または 0 と 360° との間にある。

【0028】

1つの構成は、パイロットシーケンスが8個のパイロットシーケンスシンボルを有する場合に、パイロットシーケンスは、次の形のいずれか、またはこれらのビット順序を逆にすることによって得られる形の1つを有する。すなわち、01011001、10100110、10011010、01100101、00001100、11110011、00110000、11001111である。ここで、0と1はそれぞれバイナリパイロットシーケンスビットである。パイロットシーケンスでは、シンボルが所定の順序で送信される。

20

【0029】

1つの構成では、パイロットシーケンスが12個のパイロットシーケンスシンボルを有する場合に、パイロットシーケンスは、次の形のいずれか、またはこれらのビット順序を逆にするによって得られる形の1つを有する。すなわち、

000000110011、または111111001100、または
 110011000000、または001100111111、または
 010101100110、または101010011001、または
 011001101010、または100110010101、または
 000011001111、または111100110000、または
 010110011010、または101001100101、または
 000011110001、または111100001100、または
 110011110000、または001100001111、または
 010110100110、または101001011001、または
 011001011010、または100110100101、または
 001100000011、または110011111100、または
 110000001100、または001111110011、または
 011001010110、または100110101001、または
 011010100110、または100101011001である。

30

【0030】

ここで、0と1はそれぞれバイナリパイロットシーケンスビットである。1つの構成では、上記のパイロットシーケンスはMSKマッピングに関連している。

【0031】

信号発生器は、パイロットシーケンスが少なくとも1つの補助シンボルを有するようにパイロットシーケンスを提供しなければならない。信号発生器は、パイロットシーケンスにおける少なくとも1つのシンボルブロックを提供し、ベースシーケンスのシンボルとその

40

50

(R - 1) 回の反復を含む。信号発生器は、少なくとも1つの補助シンボルがシンボルのブロックを先行または後続するようにパイロットシーケンスを提供する。

【 0 0 3 2 】

1つの構成では、信号発生器は、パイロットシーケンスが、少なくとも1つの補助シンボルを有するようにパイロットシーケンスを提供する。この場合、信号発生器は、パイロットシーケンスにおいてシンボルブロックを提供し、ベースシーケンスシンボルとその反復をそれぞれ含む。さらに、信号発生器は、少なくとも1つの補助シンボルがシンボルブロックを先行または後続するパイロットシーケンスを提供する。1つの構成では、シンボルブロックは相互に直接続くため、シンボルブロック間に補助シンボルはなく、補助シンボルは後続または先行のみである。

10

【 0 0 3 3 】

1つの構成では、信号発生器は、パイロットシーケンスが、少なくとも2つの補助シンボルを有するようにパイロットシーケンスを提供するように備える。この場合、信号発生器は、少なくとも2つの補助シンボルの少なくとも1つの補助シンボルがシンボルブロックに先行し、少なくとも2つの補助シンボルの少なくとも1つの別の補助シンボルがシンボルブロックの後続するようにパイロットシーケンスを提供する。したがって、パイロットシーケンスは、R倍のベースシーケンスシンボルによって形成されたコアと補助シンボルによる一種の取り囲みから構成される。

【 0 0 3 4 】

1つの構成は、少なくとも1つの補助シンボルまたは少なくとも2つの補助シンボルが、パイロットシーケンスとパイロットシーケンスから形成された送信信号との相関が可能な限り狭い主極大および/または可能な限り小さい第2極大を有するように構成される。したがって、補助シンボルの選択は、結果として生じるパイロットシーケンスを可能な限り識別および/または同期できるという事実に基づいている。

20

【 0 0 3 5 】

1つの構成では、パイロットシーケンスが8個のパイロットシーケンスシンボルを有する場合に、ベースシーケンスは001の形を有し、次の形のいずれか1つと一緒に有する2つの補助ビットが存在する。すなわち、01または10または00または11である。ここで、0と1はそれぞれバイナリベースシーケンスビットとバイナリ補助ビットである。すでに言及したほかのビットと同様に、補助ビットは対応するマッピングによって補助シンボルに変換される。同じことがベースシーケンスビットにも当てはまる。

30

【 0 0 3 6 】

上記の構成の補足または代替の形態は、パイロットシーケンスが、次の形のいずれか、またはこれらのビット順序を逆にすることによって得られる形の1つを有する。すなわち、00001101、または11110010、または10110000、または01001111、または01011000、または10100111、または00011010、または11100101、または01000011、または10111100、または11000010、または00111101、または00010110、または11101001、または01101000、または10010111、または10000110、または01111001、または01100001、または10011110、または10011110、または00101100、または11010011、または00110100、または11001011である。

40

【 0 0 3 7 】

ここで、0と1はバイナリパイロットシーケンスビットである。1つの構成では、上記のパイロットシーケンスはMSKマッピングに関連している。

【 0 0 3 8 】

1つの構成では、パイロットシーケンスが12個のパイロットシーケンスシンボルを有する場合、ベースシーケンスは00010の形を有し、2つの補助ビットは、次の形のいずれか1つが存在する。すなわち、

50

01、または10、または00、または11である。ここで、0と1はそれぞれバイナリベースシーケンスビットとバイナリ補助ビットである。

【0039】

上記の構成の補足または代替の形態は、パイロットシーケンスが、次の形のいずれか、またはこれらのビット順序を逆にすることによって得られる形の1つを有する。すなわち、100000011001、または011111100110、または100110000001、または011001111110、または001010110011、または110101001100、または110011010100、または001100101011、または000000110010、または111111001101、または010011000000、または101100111111、または010101100111、または101010011000、または111001101010、または000110010101、または010000001100、または101111110011、または001100000010、または110011111101、または000101011001、または111010100110、または100110101000、または011001010111である。

10

【0040】

ここで、0と1はそれぞれバイナリパイロットシーケンスビットである。1つの構成では、上記のパイロットシーケンスはMSKマッピングに関連している。

20

【0041】

さらに、本発明は、信号を送信するための方法によって目的を達成する。

【0042】

この場合、方法は、少なくとも次のステップを含む。

- ・信号はそれぞれ、複数のパイロットシーケンスシンボルを含むパイロットシーケンスで送信される。
- ・パイロットシーケンスは、少なくとも1つのベースシーケンスシンボルを有するベースシーケンスから提供され、ベースシーケンスシンボルがパイロットシーケンスシンボルを少なくとも連続して繰り返し形成する。

【0043】

送信機の上記の構成は、方法に対応する構成のステップによって実現でき、ここでは実施形態の繰り返しを省略する。

30

【0044】

本発明は受信機によっても目的を達成する。

【0045】

受信機は、少なくとも1つの信号を受信し、パイロットシーケンスに関して信号を評価するように構成される。1つの構成では、受信機は評価のために格納されるか、または一般的に知られている参照シーケンスにフォールバックする。

【0046】

1つの構成では、既知の参照シーケンス - 受信機にとって - は、送信のために送信機によって使用されるパイロットシーケンスに対応し、この参照シーケンスは受信機によって使用され、受信信号を含むパイロットシーケンスを評価する。

40

【0047】

以下の構成はそれぞれ、評価または評価のための信号処理の特定の変形に関連する。したがって、特に、パイロットシーケンスに関する評価に使用される受信機の補助または補助構成要素が説明される。

【0048】

1つの構成では、受信機は信号評価装置を含む。

【0049】

信号評価装置は、受信信号が初期評価を受けるように構成される。これにより、第1のサ

50

ンプリングレートで初期評価中に、信号評価装置は受信信号を少なくとも部分的にサンプリングする。代替的にまたは追加的に、信号評価装置は、受信信号のサンプルを処理するために i 番目毎のサンプルのみを使用する。ここで、 i は自然数の 2 以上である。また、信号評価は、最初の評価中にパイロットシーケンスについての評価結果を生成する。

【0050】

評価結果に応じて、信号評価装置は、受信信号に第 2 の評価を実行する。このため、信号評価装置は第 2 のサンプリングレートで第 2 の評価中に、信号評価装置は受信信号を少なくとも部分的にサンプリングする。代替的にまたは追加的に、信号評価装置は、受信信号のサンプルをさらに処理するために、第 2 の評価で k 番目毎のサンプルのみを使用する。それにより、第 2 のサンプリングレートは、第 1 のサンプリングレートよりも大きいおよび/または k は i より小さい自然数である。

10

【0051】

したがって、信号評価装置は、それに応じてサンプリング中にサンプリングレートを設定するか、処理するサンプル数を減らすことにより、最初の評価でサブサンプリングを実行する。特に、上記の送信機からの信号がベースシーケンスに基づいてパイロットシーケンスで使用される場合、シンボルの反復によるサブサンプリングで十分である。

【0052】

それ故に、最初の評価中に評価結果を既に生成することができ、パイロットシーケンスが検出されたか否かについての情報を提供する。1 つの構成では、このケースの場合、第 2 の評価はより高いサンプリングレートを使用して実行される。1 つの構成では、これにより、最初の評価の肯定的な評価結果を検証することができる。例えば、第 2 の評価において、ベースシーケンスの各シンボルが実際に R 倍存在するかどうかを決定することができる。

20

【0053】

1 つの構成では、信号評価装置は、第 1 の評価において、受信信号から多数のシンボルから構成される縮小パイロットシーケンスを識別し、縮小パイロットシーケンスのシンボル数は、ベースシーケンスのシンボル数に等しいことが提供される。これにより、評価結果を生成するために、信号評価装置は、識別された縮小パイロットシーケンスと格納されたベースシーケンス（代替名は、参照ベースシーケンスである）とを比較する。第 1 のサンプリングレートがベースシーケンスシンボルの反復率に対応する場合、その結果、パイロットシーケンスを提供するために使用されるベースシーケンスと理想的に同じ縮小パイロットシーケンスとなる。このため、可能なベースシーケンスは、対応するデータメモリの構成に格納されることによって信号評価装置に利用できる。

30

【0054】

1 つの構成は、信号評価装置がサンプルの処理中の相関または格納されたベースシーケンスの相関の近似を決定する。それゆえに、格納されたベースシーケンスは、パイロットシーケンスを生成するために一般的に使用され、例えば、参照ベースシーケンスとも呼ばれる。

【0055】

受信機のさらなる構成では、受信機は、処理装置を備える。この処理装置は、信号評価装置の代替として、または補足として存在してもよい。

40

【0056】

処理装置は、部分的に重複する少なくとも 2 つのサブ領域に受信信号のパイロットシーケンスを分割するように構成される。処理装置は、参照シーケンスのサブ領域でのパイロットシーケンスの少なくとも 2 つのサブ領域と相関し、それぞれが部分的な結果を生成する。最後に、処理装置は、部分的な結果から、受信信号のパイロットシーケンスに関する全体的な結果を生成する。

【0057】

1 つの構成では、参照シーケンスはデータメモリに格納される。

【0058】

50

1つの構成では、処理装置は、全体的な結果を得るために、部分的な結果をインコヒーレントに加算することが提供される。

【0059】

1つの構成によれば、処理装置は、シンボルが属するサブ領域の数に応じて、関連の前に少なくとも2つのサブ領域のシンボルを重み付けする。したがって、シンボルが重複領域に属する場合、重複していない領域に属している場合とは異なる重み付けがされる。

【0060】

受信機のさらなる構成では、受信機は、変換装置を備える。この変換装置は、信号評価装置および/または処理装置に代替としてまたは補足として存在してもよい。

【0061】

変換装置は、パイロットシーケンスの少なくとも2つのサブパケットまたはパイロットシーケンスの少なくとも2つのサブパイロットシーケンスのために別々にフーリエ変換を決定するように構成される。変換装置は決定されたフーリエ変換をインコヒーレントに加算し、加算結果を生成する。さらに、変換装置は、加算結果に基づいて評価結果を生成する。1つの構成では、評価結果は、参照シーケンスのアプリケーションに基づく。1つの構成では、評価結果は、パイロットシーケンスに関して、あるいは共通パイロットシーケンスに属する少なくとも2つのサブパイロットシーケンスに関して適用される。

【0062】

構成に応じて、パイロットシーケンスは、サブパケットに分割されるまたはサブパイロットシーケンスの形で受信される。例えば、完全かつコヒーレントパイロットシーケンスは受信側の評価中に受信され、サブシーケンスに分割される。

【0063】

1つの構成では、2つのサブパケットは2つの受信信号に属する。したがって、受信機は、それぞれが少なくとも1つのサブパケットが属する少なくとも2つの信号を受信する。

【0064】

代替の構成では、2つのサブパケットは1つの受信信号に属する。

【0065】

1つの構成によれば、フーリエ変換を決定する前に、変換装置は、サブパケットまたはサブシーケンスの開始または終了で変換されるサブパケットまたはサブシーケンスを0で埋める。

【0066】

1つの構成は、フーリエ変換を決定した後、変換装置が変換されるサブパケットまたはサブシーケンスの最大値と最大値の隣接位置との間の補間を実行することを提供する。

【0067】

代替の構成では、加算結果を生成した後の変換装置は、最大値と変換されたサブパケットまたは変換されたサブシーケンスの最大値の隣接位置との間の補間を実行するように提供される。

【0068】

1つの構成によれば、変換装置は二次多項式で補間を実行する。

【0069】

1つの構成では、変換装置は次の形式の多項式を有する補間を実行するように提供する。

$$y(x) = y_0 - c(x - x_0)^2$$

ここで、任意のパラメータ y_0 、 c および x_0 は、隣接する最大値に基づいて決定される。パラメータは、最大値と隣接する位置とをそれぞれ通過するように選択される。

【0070】

変換装置は、次の関数を有する補間曲線の最大値を決定する。

$$x_0 = \frac{1}{2} \frac{y(1) - y(-1)}{2y(0) - y(1) - y(-1)}$$

10

20

30

40

50

ここで、 x_0 が多項式の最大の横軸値であり、 $y(0)$ は最大値であり、 $y(-1)$ と $y(1)$ は隣接している。

【0071】

1つの構成では、式 $y(x) = y_0 - c(x - x_0)^2$ の二次多項式が補間関数として使用される。

【0072】

多項式の最大値の横軸の値 x_0 は、例えば、改善された時間推定(サンプリング間隔 T/N に正規化される)を示す。

【0073】

多項式の最大値の横軸の値 x_0 から、改良された周波数推定値を以下の式を使用して決定することができる。

$$\Delta T = \frac{i_0 + x_0}{N_{\text{FFT}}} - \begin{cases} 0 & \text{for } i_0 < N_{\text{FFT}}/2 \\ 1 & \text{for } i_0 \geq N_{\text{FFT}}/2 \end{cases}$$

【0074】

1つの構成によれば、インコヒーレント加算は、量または量の二乗の加算、または決定されたフーリエ変換の量の近似で構成される。量の近似は、例えば、実部の量と虚部の量との合計である。

【0075】

1つの構成では、変換装置は、周波数および/または位相に関してパイロットシーケンスの評価するために、高速フーリエ変換または離散フーリエ変換を実行するように構成される。

【0076】

さらに、本発明は、少なくとも1つの信号を受信する方法により目的を達成し、受信信号は、パイロットシーケンスに関して評価される。

【0077】

受信機の上記の構成は、方法に対応する構成のステップによって実現でき、ここでは実施形態の繰り返しを省略する。

【0078】

1つの構成では、この方法は以下のステップを含む。

・受信信号は最初の評価を受ける。

受信信号が第1のサンプリングレートで少なくとも部分的にサンプリングされる
および/または

i 番目のサンプル値毎にのみ受信信号のサンプルをさらに処理するために使用される。

パイロットシーケンスに関する評価結果が生成される。

ここで、 i は2以上の自然数である。

・評価結果に応じて、受信信号は2回目の評価を受ける。

受信信号が第2のサンプリングレートで少なくとも部分的にサンプリングされる
および/または

受信信号のサンプルの別の処理に k 番目のサンプル毎にのみ使用される。

第2のサンプリングレートは第1のサンプリングレートよりも大きいおよび/または k は i より小さい自然数である。

【0079】

代替または補足の構成では、次のステップが提供される。

・信号のパイロットシーケンスは、部分的に重複する少なくとも2つの部分に分割される。

・少なくとも2つのサブ領域は参照シーケンスのサブ領域と関連しており、それぞれの場合に部分的な結果が生成される。

・全体的な結果はパイロットシーケンスに関する部分的な結果から生成される。

10

20

30

40

50

【 0 0 8 0 】

同様に代替または補足の構成では、方法は以下のステップを少なくとも含む。

- ・パイロットシーケンスの少なくとも2つのサブパケットまたは少なくとも2つのサブパイロットシーケンスの場合、フーリエ変換は個別に決定される。
- ・決定されたフーリエ変換はインコヒーレントに加算され、加算結果が生成される。
- ・加算結果に基づいておよび参照シーケンスに基づいて、パイロットシーケンスの評価結果が生成される。

【 0 0 8 1 】

さらに、本発明は、上記の構成のうちの1つによる少なくとも1つの送信機と、上記の構成のうちの1つによる少なくとも1つの受信機とを有する信号送信システムに関する。

10

【 0 0 8 2 】

最後に、本発明は、構成の1つによる上記の方法を実行するためのプログラムコードを有するコンピュータプログラムに関する。

【 0 0 8 3 】

詳細には、送信機、受信機、システムおよび対応する方法を設計および開発するためのさまざまな可能性がある。この目的のために一方で請求項を参照し、他方で図面と併せて以下の実施形態の説明を参照する。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 8 4 】

【 図 1 】 図 1 は、パイロットシーケンスを検出するための関連法に関する信号処理の概略表現を示す。

20

【 図 2 】 図 2 は、バイナリシーケンス 1 0 0 1 0 1 1 1 の非周期的自動相関関数を示す。

【 図 3 】 図 3 は、MSK変調を有するシーケンス 1 0 0 1 0 1 1 1 の時間継続相互相関関数を示す。

【 図 4 】 図 4 は、未知の周波数オフセットを有する信号処理の表現を示す。

【 図 5 】 図 5 は、いくつかの送信機および受信機を有するシステムの概略的な表現を示す。

【 図 6 】 図 6 は、パイロットシーケンスをベースシーケンスから生成することの視覚的な表現を示す。

【 図 7 】 図 7 は、8シンボルのパイロットシーケンスの長さについての整合フィルター受信機を有するMSK変調の相関関数の大きさの図を示す。

30

【 図 8 】 図 8 は、12シンボルのパイロットシーケンスの長さについての整合フィルター受信機を有するMSK変調の相関関数の大きさの図を示す。

【 図 9 】 図 9 は、補助シンボルを有する8シンボルのパイロットシーケンスの長さについての整合フィルター受信機を有するMSK変調の相関関数の大きさの図を示す。

【 図 1 0 】 図 1 0 は、補助シンボルを有する12シンボルのパイロットシーケンスの長さについての整合フィルター受信機を有するMSK変調の相関関数の大きさの図を示す。

【 図 1 1 】 図 1 1 は、パイロットシーケンスを重複のない2つのサブ領域に分割した概略図を示す。

【 図 1 2 】 図 1 2 は、パイロットシーケンスを重複した2つのサブ領域に分割した概略図を示す。

40

【 図 1 3 】 図 1 3 は、パイロットシーケンスを重複した3つのサブ領域に分割した概略図を示す。

【 図 1 4 】 図 1 4 は、使用される変調の一例の概略図を示す。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 8 5 】

以下では、データ通信のための非同期システムの問題を再度記載する。いずれの場合も、送信機はパイロットシーケンスを備えた信号を送信する。受信機は信号を受信し、パイロットシーケンスについて評価する。すなわち、受信機は、パイロットシーケンスを有するかどうか受信信号を調べる。このため、受信機は既知の参照シーケンスに部分的にフォールバックする。

50

【 0 0 8 6 】

サンプル受信信号は、通常、特定のオーバーサンプリングを有する受信機に存在する。受信機では、オーバーサンプリングされた信号の各タイムステップ k について、受信信号の直前のタイムウィンドウに同期シーケンスが存在する確率が評価される。この目的のために、関数 $f_{NP}(k)$ が各タイムステップの受信信号のサンプルに適用され、その出力値が閾値と比較される。関数値が閾値を超える場合、パイロットシーケンスがこのポイントで送信されていると見なされる。この方法の理論的基礎は、いわゆる“検出理論”で扱われている（ネイマン - ピアソン検出器、[8]）。

【 0 0 8 7 】

これまで、相関法は検出の実際の実装で使用されており、受信信号がパイロットシーケンスと永続的に相関する。検出のために、相関結果の量を評価する。続いて、上述の閾値検出、または、最尤（ML）検出、または、両方の組み合わせが行われる。

10

【 0 0 8 8 】

使用するパイロットシーケンスの選択において、自己相関関数（ACF）が、通常、決定に参考とされている。ACFの2次相関ピークが最小で、ACFがメインピークの両側で可能な限り急降下するシーケンスが選択される。これは、正確な同期時間を非常に正確に決定できる。さらに、低い2次相関ピークのために、これらの2次ピークの位置での誤検出の数が減少する。

【 0 0 8 9 】

ドイツ公開特許 1 0 2 0 1 1 0 8 2 0 9 8 において、バッテリー駆動の送信機の方法が記載されており、データパケットがいくつかのサブパケットに分割され、それぞれが全情報の一部のみを送信する（いわゆる“テレグラム分割”）。このようなサブパケットは“ホップ”と呼ばれる。は指定する。いくつかの情報シンボルがホップで送信される。ホップは1つの周波数で送信される、または、いくつかの周波数に分散される（いわゆる“周波数ホッピング”）。ホップ間には、送信が行われない休止（ポーズ）がある。

20

【 0 0 9 0 】

1つの構成では、このようなホップは、以下に記載する送信機または受信機によって使用することができる。

【 0 0 9 1 】

受信機は、各テレグラムに存在するパイロットシーケンスに使用され、一般的な概要で説明されているトピックを実行する。すなわち、検出と同期を実行する。

30

【 0 0 9 2 】

パイロットシーケンスは、多数のL変調シンボル（パイロットシンボルまたはここではテキストパイロットシーケンスシンボルとも呼ばれる）で構成され、通常、テレグラムの先頭（プリアンプル）または中央（ミッドアンプル）で簡潔に送信される。代わりに、パイロットシーケンスは、データシンボル間で任意に分散させることもできる。パイロットシンボルをデータシンボルと同じ変調アルファベットから取得するのが一般的な方法である（たとえば、複数の位相 - シフトキーイング、M - P S K、またはM - a r y 直交振幅変調、M - Q A M）。パイロットシンボルは、事前に受信者に知られているか、適切に格納されている。

40

【 0 0 9 3 】

テレグラム分割を使用する場合、すなわち、テレグラムをいくつかのサブパケット（フラグメントとも呼ばれる）に分割するとき、各フラグメントには独自のパイロットシーケンスが含まれる。そのため、個々のフラグメントには、通常、同じパイロットシーケンスが含まれる。

【 0 0 9 4 】

無線ベースのシステムの最新の受信機では、バンドパスフィルター処理後に受信信号をベースバンドにダウンミックスし、アナログ - デジタル変換器（ADC）を使用して時間的に等距離でサンプリングおよび量子化することが一般的である。各サンプル値は複素数値であり、実数部と虚数部で構成される。それにより、サンプリングは、少なくともシンボ

50

ルクロックまたは通常その整数倍で行われる（オーバーサンプリング）。したがって、検出の目的の1つは、このサンプルシーケンスのパイロットシーケンスで信号セクションを検索することである。このため、以下に簡単に説明するさまざまな方法が知られている。

【0095】

低周波数偏差の相関法

【0096】

受信信号のサンプルシーケンスは、既知の参照シーケンスのシンボルのシーケンスと関連している。

【0097】

時間 k で相関値を決定するために、時間 k におけるサンプル値および先行する $L - 1$ 個のサンプルがシンボル間隔で受信信号から取得される。 N 倍のオーバーサンプリングでは、 N 番目ごとのサンプルのみが取得される。

【0098】

これらの L 値には、パイロットシーケンスの共役複素数シンボルが乗算される。その後、その積が合計される。こうして得られた相関値の量に基づいて、 L 個のサンプルが完全なパイロットシーケンスを含むかどうかを決定する。したがって、相関値の量は決定変数とも呼ばれる。

【0099】

サンプリング時間 k における完全な信号処理の例を図 1 に示す。

【0100】

この場合、時間依存関数 $x(t)$ を取得するために、受信信号 $r(t)$ は、受信フィルタ（例えば、整合フィルタとしても知られる最適フィルタ）を最初に実行される。パイロットシーケンスのマークされた推定終了は k_0 で示される。さらに、 T はシンボル間隔、または $1/T$ はシンボルレートである。 N はオーバーサンプリング係数であり、 $\tilde{\tau}$ は最適なサンプリング時間からの偏差（つまり、時間誤差）であり、 $k \frac{T}{N} + \tilde{\tau}$ は、 k 番目のサンプル値の時間である。さらに、 $a[0]$ 、 $a[1]$ 、 \dots 、 $a[L-1]$ はパイロットシンボル（またはパイロットシーケンスシンボル）であり、シンボル $a[0]$ が最初に送信され、 $a[L-1]$ が最後に送信される。上付き文字*は、共役複素数値が取得されることを示す。最後に、 z^{-N} は、 N 個のサンプル値による遅延要素を示している。

【0101】

通常、次の表記が使用される。

- ・括弧内の時間変数は常に時間的に連続である。例えば、 $r(t)$ は時間連続受信信号を示す。
- ・角括弧内の時間変数は常に時間離散であり、通常、サンプルの連続番号を表す。例えば、 $x[k]$ は、受信フィルタの後の（時間連続）信号 $x(t)$ の k 番目の値を示す。

【0102】

通常、次の表記が使用される。

・括弧内の時間変数は常に時間的に連続である。例えば、 $r(t)$ は時間連続受信信号を示す。

・角括弧内の時間変数は常に時間離散であり、通常、サンプルの連続番号を表す。例えば、 $x[k]$ は、受信フィルタの後の（時間連続）信号 $x(t)$ の k 番目の値を示す。

【0102】

パイロットシーケンスが存在するかどうかを判断するために、2つの方法が本質的に知られており、これらは順番に使用される。すなわち、

1. 最初に、閾値検出が、通常、実行される。決定変数 $|d[k]|$ が閾値 d_{thr} と比較される。決定変数が上記の閾値を超えている場合、パイロットシーケンスは検出されていると見なされ、時間インデックス k はシーケンスの最後のサンプルをマークする。したがって、パイロットシーケンスの一時的な位置の大まかな推定が既に可能である。これは、 $k_0 = k$ が設定されているときの図 1 の場合である。負の場合、カウンター k を増加する。すなわち、 k は $k + 1$ になる。

2. 検出されたパイロットシーケンスから、必要に応じて、最初の検出からの時間の後、

特定の時間ウィンドウ内で最大値の検出を実行することができる。この目的のために、決定変数の最大量を有するサンプルが、検出時間として使用される。時間ウィンドウは、通常、テレグラムの継続時間よりも短くなる。このステップにより、時間推定の精度が向上し、好ましくない相関特性を有するパイロットシーケンスで特に有利である。

【0103】

パイロットシーケンスの選択

M個のシンボルを有するシンボルアルファベットには、 M^L の可能なパイロットシーケンスが存在する。バイナリシンボルアルファベット ($M = 2$) と $L = 8$ のパイロットシーケンス長で、合計 $2^8 = 256$ の可能なシーケンスが存在する。

【0104】

相関法による検出では、パイロットシーケンスの非周期的自己相関関数 (ACF) の特性が最も重要である。数学的には、これは次の式によって定義される。

$$ACF[i] = \sum_{l=0}^{L-1-i} a^* [l] a[l+i] \quad 1 < i \text{ または } 1 \geq L \text{ の場合、 } a[1] = 0 \text{ である。}$$

最大値は $i = 0$ であり、すべてのシーケンスに対して L である。パイロットシーケンスの検出のみを考慮する場合、すべてのシーケンスが等しく適している。

【0105】

しかしながら、可能な限り正確な時間を推定するためには、 $i = 0$ のすべての ACF 値の量が最大値に関して可能な限り小さいことが望ましい。これらの値は相関の2次ピークとも呼ばれる。

【0106】

CKFは、相関の2次ピークがゼロである場合に理想的であると記載されている。残念ながら、理想的なACFを有するシーケンスはない。

【0107】

現在、可能な限り最小の2次ピークを含むパイロットシーケンスを使用することが一般的である。長さ8のバイナリシーケンスの例は、10010111である。ビット0と1とがシンボル+1と-1とにマッピングされている場合、図2のACFの結果となる。したがって、 $ACF[i]$ は、 x 軸上の i 上の y 軸にプロットされる。2次ピークは、2の最大振幅を有する。

【0108】

さらに、変調およびフィルタリングされた信号とパイロットシーケンスのACFとの間で時間連続相互相関関数 (CCF) を使用するのが一般的であり、時間離散ACFの代わりに、パイロットシーケンスを選択する。しかしながら、それらの形状はパイロットシーケンスのACFによって本質的に決まるが、変調インパルスと受信フィルターのインパルス応答にも依存する。

【0109】

線形変調信号と線形変調信号で近似できる信号 (例えば、最小位相キーイング、MSK、または、ガウス最小位相キーイング、GMSKなど) では、この相互相関関数が正規化された表現であることを示すことができる。すなわち、

$$CCF(t) = \frac{1}{L} \sum_{l=L-1}^{L-1} ACF[l] h(t+lT)$$

である。

ここで、 $h(t)$ は受信フィルターのインパルス応答 $g_r(t)$ を有する変調インパルス $g(t)$ の畳み込みの結果である。

【0110】

10

20

30

40

50

正確なタイミング推定のために、主極大の前後で理想的な C C F にできるだけ近い C C F を有するシーケンスが好ましい。理想的な C C F は、パイロットシーケンスの理論的に理想的な A C F を有する上記の式となる。そのため、パルス $h(t)$ の形を有している。上記のシーケンス 1 0 0 1 0 1 1 1 は、この特性を満たす(図 3 を参照)。

【 0 1 1 1 】

図 3 においても、整合フィルタに関連する M S K の理想的な C C F は、点線として示される。正規化された C C F は Y 軸上に示される。時間オフセット k は x 軸上に示される。したがって、M S K 変調と整合フィルタとを使用したシーケンス 1 0 0 1 0 1 1 1 の時間連続 C C F が示される。破線の曲線は関数 $h(t)$ である。

【 0 1 1 2 】

未知の周波数オフセットにおける検出方法：

上記の記載の相関法の欠点は、検出が非常に小さい周波数差(つまり、送信信号の搬送周波数と受信フィルタの中心周波数の間の小さな周波数差)に対してのみ信頼できることである。それ故に、更なる方法が以下で説明される。

【 0 1 1 3 】

F F T 法：

[9] において、大きい周波数のオフセットにも適した方法が記載されている。これは、上記の方法の一般化として解釈される場合がある。本質的な機能を以下にまとめる。

【 0 1 1 4 】

図 1 の値 $x[k-1] a^*[L-1+1]$ は、加算の前に、複素指数振動のサンプルで乗算される。これは、周波数仮説と呼ばれる振動の異なる周波数に対して数回実行される。

【 0 1 1 5 】

それぞれの周波数仮説について、別々の決定変数 $|d[k, i]|$ を取得し、 k だけでなくインデックス i にも依存する。ここで、 i は i 番目の周波数を指す。時間ステップ k で決定されたすべての決定変数 $|d[k, i]|$ の最大値が選択される。関連する周波数インデックスは $i_0[k]$ で示される。

【 0 1 1 6 】

次に、最大値が閾値と比較される。最大値が上記の閾値を超える場合、パイロットシーケンスが検出され、 $i_0[k]$ インデックスに関連付けられた周波数を周波数オフセットの大まかな推定値として使用できる。

【 0 1 1 7 】

等距離周波数仮説について、これは L 値 $x[k] a^*[L-1]$ の離散フーリエ変換(DFT)に対応する。すなわち、 $x[k-N] a^*[L-2]$ から $x[k-(L-1)N] a^*[0]$ までである。

【 0 1 1 8 】

L が 2 のべき乗である場合、既知の高速フーリエ変換(FFT)の形式で DFT を特に効率的に実行できる。 L が 2 のべき乗でない場合、DFT の長さは次に高い 2 のべき乗に丸められ、対応する数のゼロが L 値に追加されるので、FFT を適用できる。

【 0 1 1 9 】

検出の信頼性を高めるために、 L FFT 入力値を任意の数の追加のゼロでさらに補完することができる。

【 0 1 2 0 】

この方法は図 4 に示されている。

【 0 1 2 1 】

方法は、シンボルレートのほぼ半分までの周波数オフセットに適している。

【 0 1 2 2 】

しかしながら、整合フィルタ(いわゆる最適フィルタ)を使用する場合、約 3 dB のエネルギー損失が、周波数オフセット 0.5 で許容される。この損失を受信フィルタの帯域幅を広げることで(たとえば、1.2 の係数で)大幅に減らすことができる。しかしながら、これは、低周波数オフセットでいくらかの損失が生じる(帯域幅の拡張が 1.2

10

20

30

40

50

の場合、損失は約 0.8 dB である)。

【0123】

FFT法の欠点は、計算量が比較的多いことである。FFTのみにおいて、最良の場合 (L が2のべき乗でゼロが挿入されていない場合)、約 $5L(1 + \ln L)$ の浮動小数点演算 (FLOPs) がタイムステップ $k[10]$ ごとに実行される。これは、低周波数オフセットでの相関法での加算に必要な $2L$ FLOPよりも大幅に多くなる。

【0124】

FFT法は、ネイマン・ピアソンの基準 [11] の観点から理論的に最適と考えられている。

【0125】

位相差の相関：

従来技術では、信号処理の労力が著しく少ない、未知の周波数オフセットにおける検出方法が説明している。

【0126】

サンプル値 $x[k]$ の代わりに、シンボル間隔の2つのサンプルの積 $x^*[k]x[k-N]$ がいずれの場合にも使用され、共役複素値は最新の値からそれぞれ取得される。

【0127】

したがって、図1に示すシーケンスでは、シンボル $a[l]$ は積 $a^*[l]a[l-1]$ に置き換えられる。合計は、 $L-1$ の値のみに拡張される。パイロットシーケンスが検出される場合、決定変数 $d[k]$ の位相値は推定周波数オフセットの大きさである。

【0128】

欠点は、決定変数の信号対雑音の出力比がFFT法よりも小さいことである。そのため、パイロットシーケンスが検出されない可能性が高くなる。

【0129】

図5は、システム50を示し、現在2つの送信機1、100から信号が送信され、3つの受信機10、20、30によって受信される。信号はパイロットシーケンスで送信され、受信機10、20、30は、それらが受信した信号のパイロットシーケンスを検出するように構成されている。この目的のために、受信機10、20、30は参照シーケンスにそれぞれフォールバックする。

【0130】

送信機100は、パイロットシーケンスを有する信号を送信する従来技術に係る送信機である。特に、このような従来技術の信号を、示されている3つの受信機20、30のうちの2つによって受信し、最適に処理することができる。

【0131】

他の送信機1は、パイロットシーケンスがベースシーケンスに基づく信号を送信する。このタイプのパイロットシーケンスを利用するために、参照番号10で識別される受信機が特に構成されている。

【0132】

送信機1は送信される信号を生成する信号発生器2を有し、その特性は、図6に関連して以下でそれぞれのパイロットシーケンスの提供に関して特に説明される。特に、シンボルの反復を伴うパイロットシーケンスがある。送信される信号は、例えば、それぞれのパイロットシーケンスだけでなく、データ、例えばセンサーに由来するもの、または、送信機1の特性に関連したものなども含まれる。

【0133】

図6は、一番上の行に8個のシンボルを有するパイロットシーケンス、すなわち長さ L について $L=8$ のパイロットシーケンスを概略的に示す。このパイロットシーケンスは、いくつかのベースシーケンスシンボルを含むベースシーケンスから生成される。

【0134】

パイロットシーケンスの生成は、ベースシーケンスシンボルが連続して数回繰り返されるように実行される。示されている例では、それぞれのベースシーケンスシンボルを1回繰

10

20

30

40

50

り返す必要がある。代わりに、それぞれのベースシーケンスシンボルがパイロットシーケンスシンボルとして連続して2回現れるように定式化できる。(R - 1)回の反復において、それぞれのベースシーケンスシンボルはR回存在する。ここでR = 2が適用される。

【0 1 3 5】

それ故に、8個のパイロットシーケンスシンボルを取得するために、4つのベースシーケンスシンボルが反復(L / R = 8 / 2 = 4)に必要である。したがって、ベースシーケンスは、4の長さを有する。バイナリシーケンスシンボルは、例では次の順序、すなわち0 1 1 0で与えられる。これらのベースシーケンスシンボルは、図6の3行目に入力されている。上記の表記法によると、シンボルは、 $a[0] = 0$ 、 $a[1] = 1$ 、 $a[2] = 1$ および $a[3] = 0$ である。

10

【0 1 3 6】

ベースシーケンスシンボルを2倍にすると、下の行に示すように、パイロットシーケンスは0 0 1 1 1 1 0 0になる。

【0 1 3 7】

1つの構成では、必要に応じて繰り返される個々のベースシーケンスシンボル - 特にマッピングに従って、例えばBPSK - は、位相因子が提供される。

【0 1 3 8】

8シンボルのパイロットシーケンスの長さで、以下のベースシーケンスは、評価を大幅に簡素化する有利な自己相関によって区別される。ベースシーケンスは以下である。

0 0 1 0、

1 1 0 1、

0 1 0 0、

1 0 1 1

20

【0 1 3 9】

これは、次の4つのシーケンスとなる。

0 0 0 0 1 1 0 0、

1 1 1 1 0 0 1 1、

0 0 1 1 0 0 0 0、

1 1 0 0 1 1 1 1

【0 1 4 0】

ベースシーケンスシンボルの反復から生じるシンボルブロック内の位相因子の順序が同じである位相因子が(いずれの場合にも例えば180°で)を追加される場合、次のパイロットシーケンスが後続の逆マッピング後の配置で取得される。

0 1 0 1 1 0 0 1、

1 0 1 0 0 1 1 0、

1 0 0 1 1 0 1 0、

0 1 1 0 0 1 0 1

30

【0 1 4 1】

中間ステップが複雑なシンボルを使用して以下に記載される。

【0 1 4 2】

図7は、整合フィルター受信機を有するMSK変調の間の相関関数の大きさを示す。線aは完全な相関関係である。線bはR = 2を有する部分相関である。点線cはMSK基本パルスのACFである。値 $|\varepsilon_v|_{\max}$ は、-0.5Tから+0.5Tのサンプリング時間誤差と-0.4から+0.4の間の受信信号のvTの周波数オフセットとを考慮した完全な相関を使用した最大系統的周波数推定オフセットである。図7の例では、どの場合にも値は0.027である。

40

50

【 0 1 4 3 】

次のベースシーケンスは、ベースシーケンスシンボルの反復を有する $L = 12$ のパイロットシーケンスの長さで有利である。

0 0 0 1 0 1、

0 0 1 0 1 1、

0 0 1 1 0 1、

0 1 0 0 0 1

【 0 1 4 4 】

特に次の有利なパイロットシーケンスは位相因子から生じる。

ベースシーケンス $a[0...5]$	完全なシーケンスまたはパイロットシーケンス $a[0...11]$	$ \varepsilon \nu _{\max}$
000101	000000110011 111111001100 110011000000 001100111111	0.022
	010101100110 101010011001 011001101010 100110010101	0.022
001011	000011001111 111100110000	0.0046
	010110011010 101001100101	0.0046
001101	000011110011 111100001100 110011110000 001100001111	0.015
	010110100110 101001011001 011001011010 100110100101	0.015
010001	001100000011 110011111100 110000001100 001111110011	0.0085
	011001010110 100110101001 011010100110 100101011001	0.0085

10

20

30

40

50

【 0 1 4 5 】

図 7 と同様に、図 8 は、4 個のベースシーケンスの相関関数の大きさを示し、対応するベースシーケンスをいずれの場合にも図の隣に示す。いずれの場合にも完全相関の線 a がマークされており、部分相関の線 b が $R = 2$ でマークされている。点線は M S K の基本パルスの A C F である。

【 0 1 4 6 】

したがって、1 つの構成では、次の特性を有するパイロットシーケンスが使用される。すなわち、

それぞれの R 個のパイロットシンボルを含むパイロットシーケンスのサブシーケンス内に、1 つの位相因子 $e^{j\theta}$ を除いて同一であるシンボルがある。最初に繰り返されるシンボルの位相因子は、すべてのサブシーケンスで同じである。同様に、すべてのサブシーケンスなどの第 2 の反復でも同じである。1 つの構成では、位相因子は反復ごとに異なり、別の構成では同一である。ここで、R は L の約数である。変調アルファベットの一部である位相因子が優先される（直交位相シフトキーイング、Q P S K、例えば、位相係数 0° 、 90° 、 180° 、 270° に対応する “ 1、j、- 1、- j ” を有する）

10

【 0 1 4 7 】

次に、1 つの構成では、データは、位相因子を導入する前に変調アルファベットでマッピングされる。これは、例えば、B P S K（バイナリ P S K）である。

【 0 1 4 8 】

図 6 の例では、ベースシンボルは [0、1、1、0] として定義され、B P S K の後（すなわち、 a_0 が $a - 1$ になり、 a_1 が $a + 1$ になるマッピングで）、シンボルは [- 1、- 1、+ 1、+ 1、+ 1、+ 1、- 1、- 1] と読み込まれる。

20

【 0 1 4 9 】

前述のシンボルの反復の位相因子、ここでは 90° 、が挿入される場合、パイロットシーケンスは [- 1、- j、+ 1、+ j、+ 1、+ j、- 1、- j] になる。

【 0 1 5 0 】

このタイプのパイロットシーケンスは、サブサンプリング（図 7 から 1 0 のそれぞれの線 b を参照）を用いた検出の場合、繰り返しの長さ R にわたる時間不変を実現するという大きな利点を提供する。これにより、受信機での検出の計算労力が大幅に削減される。

【 0 1 5 1 】

パイロットシーケンスは、例えば、ベースシーケンス長さ L / R を選択し、各シンボルを (R - 1) 回繰り返すことによって構成することができる。1 つの構成では、各サブシーケンスの r 番目の反復 ($r = 1, 2, \dots, R - 1$) に位相因子が乗算され、 r は 0 から 2 の間で任意に選択できる。

30

【 0 1 5 2 】

従来技術でこれまで使用されてきたパイロットシーケンスに対する利点は、信号処理労力を大幅に削減した方法を検出に使用できることである。

【 0 1 5 3 】

欠点は、シーケンスの選択が制限されることである。この場合、パイロットシーケンス全体の A C F 特性は、すべてのシンボルを自由に選択した場合よりも最適性が低く設定される可能性がある。しかしながら、経験上、周波数、時間および位相の推定への影響は無視できることが示されている。

40

【 0 1 5 4 】

受信機側でのパイロットシーケンスの検出をさらに改善するために、信号発生器 2（図 5 参照）の追加構成では、ベースシーケンスシンボルの反復のシンボルブロックによって先行するおよび / または後続する補助シンボルがパイロットシーケンスに提供される。これにより、シンボルが先行および / または追加されるシンボルの反復を伴うパイロットシーケンスが生成される。

【 0 1 5 5 】

1 つの構成において、生成される長さ L のパイロットシーケンスの全体から長さ L - 1 ま

50

たは $L - 2$ のサブシーケンスが上記の特性を有することが提供される。要件は、シンボルブロックごとのベースシーケンスシンボルの数としての R が $L - 1$ または $L - 2$ の約数であることである。

【 0 1 5 6 】

補助シンボルを有するパイロットシーケンスを構築するために、長さ $(L - 1) / R$ および $(L - 2) / R$ のベースシーケンスのシンボルは $(R - 1)$ 回繰り返され、シンボルは R 回利用される。その後、補助シンボルまたはいくつか（少なくとも 2 つ）の補助シンボルが先行するまたは後続する。

【 0 1 5 7 】

1 つの利点は、ボーダーシンボルまたは 2 つのボーダーシンボルを（補助シンボルの代替指定として）自由に選択できることにより、パイロットシーケンス全体の ACF 特性を理想的な特性によりよく適合できることである。

10

【 0 1 5 8 】

欠点は、パイロットシーケンス全体に対するベースシーケンスの割合が低いことである。これは、受信機でサブサンプルされる場合（下記参照）に、信号対雑音比の損失が発生する。

【 0 1 5 9 】

したがって、 x 個の補助シンボルが一般にパイロットシーケンスの L 個のシンボルの合計長で使用される場合、長さ $(L - x)$ のサブシーケンスは、繰り返されるベースシーケンスシンボルから導出されるという特性を持つ。

20

【 0 1 6 0 】

以下の実施形態では、 11 、 00 、 01 または 10 の形を有する 2 つの補助シンボルである。これにより、両方の補助シンボルがシンボルブロックに先行するか、両方の補助シンボルがシンボルブロックに後続するか、1 つの補助シンボルが先行し、もう 1 つの補助シンボルが後続する。

【 0 1 6 1 】

補助シンボルにより、パイロットシーケンスの指定された長さに対してベースシーケンスのシンボルの数は、同時に減少する。

【 0 1 6 2 】

各ベースシーケンスシンボル（つまり $R = 2$ ）と 2 つの補助シンボルの 1 回の反復を有する $L = 8$ のパイロットシーケンスの長さの場合、 001 の形を有する 3 個のベースシーケンスシンボルが必要である。補助シンボル 01 、 10 、 00 および 11 ならびに位相因子を有することで、以下の有利なパイロットシーケンスが生じ、補助シンボルは、シンボルブロックによって形成されたパイロットシーケンスの実際のコアからそれぞれ垂直線によって分離される。

30

40

50

ベースシーケンス $a[0...2]$	全体のシーケンス $a[0...7]$	$ \varepsilon \nu _{\max}$
001	000011 01 111100 10 10 110000 01 001111	0.037
	010110 00 101001 11 00 011010 11 100101	0.037
001	01 000011 10 111100 110000 10 001111 01	0.024
	00 010110 11 101001 011010 00 100101 11	0.024
001	1 000011 0 0 111100 1 0 110000 1 1 001111 0	0.011
	0 010110 0 1 101001 1 0 011010 0 1 100101 1	0.011

10

20

30

【0163】

図9は、相関関数のそれぞれの大きさを示し、対応するパイロットシーケンスを図の隣に示す。完全相関の線aがマークされており、部分相関の線bが $R=2$ でマークされている。点線は、それぞれMSKの基本パルスのACFである。

40

【0164】

各ベースシーケンスシンボル(したがって $R=2$)と2つの補助シンボルの1回の反復で $L=12$ のパイロットシーケンスの長さを有する場合、 00010 (すなわち、 $a[0]=a[1]=a[2]=0$; $a[3]=1$; $a[4]=0$ のベースシーケンスシンボルの場合)の形を有する5個のベースシーケンスシンボルが必要である。補助シンボル 01 、 10 、 00 および 11 と位相因子を有することで、次のパイロットシーケンスが生成され、補助シンボルは、前述のように垂直線によってシンボルブロックから分離される。

50

ベースシーケンス $a[0...4]$	今までのすべてのシーケンス= パイロットシーケンス $a[0...11]$	$ \varepsilon \nu _{max}$
00010	1 0000001100 1 0 1111110011 0 1 0011000000 1 0 1100111111 0	0.012
	0 0101011001 1 1 1010100110 0 1 1001101010 0 0 0110010101 1	0.012
	0000001100 10 1111110011 01 01 0011000000 10 1100111111	0.025
	0101011001 11 1010100110 00 11 1001101010 00 0110010101	0.025
	01 0000001100 10 1111110011 0011000000 10 1100111111 01	0.010
	00 0101011001 11 1010100110 1001101010 00 0110010101 11	0.010
	00 0101011001 11 1010100110 1001101010 00 0110010101 11	0.010

10

20

30

40

【 0 1 6 5 】

図 1 0 は、相関関数の大きさを示し、対応するパイロットシーケンスを図の隣に示す。完全相関の線 a がマークされており、部分相関の線 b が $R = 2$ でマークされている。点線は、MSK の基本パルスの ACF である。

【 0 1 6 6 】

以下で、図 5 のシステム、特にそこに示される受信機 1 0、2 0、3 0 について説明する。

【 0 1 6 7 】

説明した送信機 1 に適した図 5 の受信機 1 0 は、内部データメモリ 1 2 にアクセスする信号評価装置 1 1 を有する。

【 0 1 6 8 】

50

信号評価装置 11 は、最初に、受信信号の初期評価を実行する。例えば、送信機 1 がベースシーケンスのシンボルを単純に繰り返すことがわかっている場合、信号評価装置 11 は、受信信号の 2 つのポイント毎のみをサンプリングするか、2 つのサンプル毎のみ評価するか、シンボルクロックの半分のみをサンプリングする（より高いサンプルレートでは、2 つのサンプル毎に使用されるよりも少なくなる）。これにより、パイロットシーケンスが削減され、信号評価装置 11 はデータメモリ 12 に格納されたベースシーケンスと（相互相関の構成で）比較する。これにより、削減されたパイロットシーケンスがベースシーケンスと一致するかどうか、つまりパイロットシーケンスが存在するかどうかを示す評価結果が得られる。

【0169】

肯定的な場合、信号評価装置 11 は受信信号に更新され、ここでは特に第 2 の評価を施し、パイロットシーケンスが存在するかどうかを再びチェックする。このため、サンプリングレートが増加するか、より多くのサンプルが評価される。

【0170】

全体として、パイロットシーケンスの連続検出の相関率の低下が生じる。

【0171】

パイロットシーケンスの検出のための 1 つの構成では、以下の特徴を有する既知の方法（例えば、低周波数偏差を伴う相関法または未知の周波数オフセットでの FFT 法）の修正が実行される。

相関は、サンプルシーケンスの各 RN 番目（N はオーバーサンプリング係数、R はベースシーケンスのシンボルの出現に等しい自然数、または反復数 + 1 に等しい自然数）のサンプルに対してのみ実行される。さらに、フィルター処理された受信信号のすべての RN 番目の値のみが決定変数の計算に使用される。

【0172】

相関の長さは、パイロットシーケンスに含まれるベースシーケンスの長さに短縮される。上記のパイロットシーケンスでは、相関が L/R 値に低下する。補助シンボルを有するパイロットシーケンスの場合、 $(L-1)/R$ または $(L-2)/R$ シンボルまたは一般に x 個の補助シンボルの場合 $(L-x)/R$ シンボルに削減される。

【0173】

利点は、N 倍オーバーサンプリングを有する完全な相関と比較して信号処理労力が減少されることである。

【0174】

従来技術で説明されている相関法（例えば、低周波数オフセットを伴う相関法）の場合、（実数値の浮動小数点演算で測定された）労力は約 $1/(NR^2)$ の係数で削減される。N = 2 および R = 2 の場合、削減係数は、例えば、 $1/(2*2^2) = 1/8$ である。

【0175】

従来技術で説明されている FFT 法では、ベースシーケンスと相関して長さ L または L/R の FFT を使用する場合、労力は係数 $1/(NR^2) * \{1 - 5 \log(R) / (9 + 5 \log(L))\}$ によってほぼ削減される。N = 2、R = 2 および L = 8 の場合、削減係数は、例えば 1/10 である。

【0176】

欠点は、決定変数の信号対雑音比 (SNR) の特定の損失を受け入れる必要があることであり、これはより少ないシンボル数と相関するためである。追加のシンボルのないシーケンスの損失は約 $10 \log R$ dB、つまり R = 2 で約 3 dB である。この欠点は、対応する長い（正確には R 倍の長さ）パイロットシーケンスを使用することによって、またはいくつかのサブシーケンスを使用することによって補償できる。

【0177】

完全な N 倍オーバーサンプリングを有する完全なパイロットシーケンスに基づいて検出後の 2 番目のステップで、周波数オフセット、最適なサンプリング時間および位相の正確な推定を実行することをお勧めする。ここで、一般に N = 2 で十分である。検出後のサンプリング

10

20

30

40

50

ル値にアクセスできるようにするために、1つの構成では、オーバーサンプリング係数 N でサンプリングが検出フェーズ中にすでに必要である。その結果、ADCは毎秒 N/T 値のサンプリングレートで継続的にサンプリングする。検出フェーズ中、信号処理の労力が主に削減される。

【0178】

図5の受信機20は処理装置21を有する。処理装置21は、受信信号のパイロットシーケンスを、互いに部分的に重複する少なくとも2つのサブ領域に分割するように構成される。各サブ領域は、データメモリ22に格納された参照シーケンスのサブ領域と関連している。部分的な結果は、受信信号のパイロットシーケンスに関する全体の結果に結合される。

10

【0179】

したがって、この構成では、部分相関が拡張される。

【0180】

[3]には、いくつかの(サブ)パイロットシーケンスを有するテレグラムの周波数オフセットの下での検出を改善する方法が説明されている。パイロットシーケンスはいくつかのサブ領域に分割され、各サブ領域は個別に関連している。パイロットシーケンスを個々のサブ領域またはサブシーケンスに細分することが図11に示されている。

【0181】

図11において、 P で示されるパイロットシーケンスは、 D で示される2つのデータシーケンスの間に位置する。さらに評価するために、パイロットシーケンスを2つの個別のサブ領域 $P1$ と $P2$ とに分割する。

20

【0182】

しかしながら、この方法では、2つのサブ領域 $P1$ 、 $P2$ の間にある情報の一部が破棄される。

【0183】

検出機能を改善するために、重複領域が定義される。例えば、図12では、図11からの2つのパイロットシーケンス部分が重複して定義されている。これにより、2つのパイロットシーケンス部分の長さが長くなる。

【0184】

しかしながら、両方の部分を拡張することによって、周波数オフセットに対する検出の影響を受けやすくなる。周波数オフセットと比較して一定のパフォーマンスを実現するには、パイロットシーケンス部分の長さを同じにする必要がある。

30

【0185】

例えば、図13では、これはパイロットシーケンスを2つ以上のサブ領域に分割することによって実現される。図示された構成では、3個のサブ領域 $P1$ 、 $P2$ および $P3$ が存在する。

【0186】

部分的な結果はインコヒーレントに追加されるため、周波数オフセットの影響は小さくなる。

【0187】

さらなる構成では、部分的な相関関係を有する重複領域の正規化が実行される。

40

【0188】

上記の構成は、[3]に記載された方法と比較して、ノイズに対する相関の性能を改善する。しかしながら、信号が送信されるチャネルで障害が発生した場合、重複領域によって悪影響が生じる。

【0189】

重複領域内の各シンボルは相関で少なくとも2回使用されるが、重複領域外のシンボルは1回のみ使用される。これは、重複領域内のシンボルが、重複領域外のシンボルよりも高く重み付けされることを意味する。障害が重複する領域内に存在する場合、障害が重複する領域内に存在しない場合よりも影響が大きくなる。

50

【 0 1 9 0 】

この問題を回避するために、1つの構成では、重複領域内のシンボルが正規化によって、より弱く重み付けされるか、重複領域外のシンボルがより強く重み付けされる。それゆえに、重み付けは、シンボルが属するサブ領域の数に依存する。

【 0 1 9 1 】

重み係数は、選択したサブ領域の数と重複領域に依存する。

【 0 1 9 2 】

参照番号 30 で示される受信機は、共通パイロットシーケンスの少なくとも 2 つのサブパイロットシーケンスまたはパイロットシーケンスの少なくとも 2 つのサブパケットに対してフーリエ変換を個別に決定する変換装置を有する。それにより、サブパケットが重複または分離される。

10

【 0 1 9 3 】

変換装置 31 は、決定されたフーリエ変換をインコヒーレントに加算し、ここでデータメモリ 32 に格納された参照シーケンスを使用して加算結果を生成する。加算結果により、パイロットシーケンスの評価結果を生成できる。

【 0 1 9 4 】

1つの構成では、これは、部分相関と組み合わせた D F T 法による最適化された検出であり、したがって図 4 に示される方法の最適化である。

【 0 1 9 5 】

受信機の処理の基本原理を以下に説明する。

20

【 0 1 9 6 】

従来技術は、シンボルレートの ± 0.5 倍の範囲の未知の周波数オフセットでパイロットシーケンスを検出するための少しの計算労力を使用することにより可能にする F F T 法 (F F T 法) を説明している。

【 0 1 9 7 】

D F T 法の欠点は、部分相関または分散同期シーケンスに適用できないことである。この問題は、アドレス指定された受信機 30 によって回避される。

【 0 1 9 8 】

同期シーケンス全体で D F T (F F T) の計算する代わりに、独立した D F T または F F T が部分相関のすべてのサブシーケンス (したがって、パイロットシーケンスのサブパケット) に対して計算される。検出の全体的な結果は、個別の F F T または D F T の周波数ラインの非コヒーレント加算によって生じる。非コヒーレント加算の例は、絶対加算、絶対二乗加算またはこの方法論の近似である。

30

【 0 1 9 9 】

利点は、F F T を使用することによって、「相関」がいくつかの周波数で並行して実行されることである。

【 0 2 0 0 】

F F T (D F T) 操作を詳しく見ると、F F T は周波数シフトを (いくつかの異なるオフセットに並行して) 実行していることがわかる。これらの周波数シフトされたラインは、合計によって加算される。この方法の検索範囲は ± 0.5 のサンプルレート (シンボルレートに対応) である。

40

【 0 2 0 1 】

F F T の分解能が十分に正確でない場合、F F T / D F T の入力データのゼロパディングが行われる。これにより、F F T / D F T の周波数ラインの数が増える。ここで、F F T の開始時または終了時にゼロが設定されることに注意すべきである。

【 0 2 0 2 】

ゼロパディングの代替として、代替の構成では、最大位置と隣接位置との間の補間が実行される。

【 0 2 0 3 】

したがって、F F T / D F T の非コヒーレント加算によって同期シーケンス間のコヒーレ

50

ンスが不要になるため、従来のFFT法と比較して、同期シーケンスの分割も比較的簡単に検出できるという利点がある。

【0204】

実施形態で言及されるシーケンスは、以下の特性を有するマッピングの例としてのMSK変調に関連する。

MSK with precoding (matlab 'non-diff'):

- rotation $-\pi/2$ each time step (== right == clockwise)
- rotating for data == 1: $+\pi/2$ == left == counterclockwise
- for data == 0: $-\pi/2$ == right == clockwise

【0205】

図14はMSK変調の図を示す。ここに示されているのは、プリコーディングを使用したMSKの可能なコンスタレーションポイントである(MATLABでは非差分符号化MSK(non-diff MSK))としても知られている)

【0206】

したがって、送信されるシンボルは、4シンボルのグループに分けられ、最初のシンボルは時間 T_0 に送信される。それに応じて、コンスタレーションポイント $+1+0j$ は、バイナリ0、時間 T_0 で選択され、コンスタレーションポイント $-1+0j$ はバイナリ1で選択される。時間 T_0+T は、次のシンボルで選択される。したがって、コンスタレーションポイントは、 $0+1j$ (バイナリ1)と $0-1j$ (バイナリ0)になる。次の2つの時点で、コンスタレーションポイントは同じ方法で計算される。4個のシンボルがコンスタレーションポイントにマッピングされた後、計算は時間 T_0 で再び開始する。

【0207】

いくつかの態様がデバイスに関連して記載されてきたが、これらの態様は対応する方法の記述をも表すことは明らかであり、ブロックまたはデバイスの構成要素は対応する方法ステップまたは方法ステップの機能にも理解される。同様に、方法ステップに関連してまたは方法ステップとして記載された態様も、対応するデバイスの対応するブロックまたは詳細または機能の記述である。いくつかのまたはすべての方法ステップは、マイクロプロセッサ、プログラム可能なコンピュータまたは電子回路のようなハードウェアデバイスによって(またはハードウェアデバイスを用いて)実行することができる。いくつかの実施形態において、最も重要な方法ステップの一部または複数は、このような装置によって実行することができる。

【0208】

特定の実現要求に依存して、本発明の実施形態は、ハードウェアにおいて、または、ソフトウェアにおいて、または、少なくとも部分的にハードウェアにおいて、または、少なくとも部分的にソフトウェアにおいて、実施することができる。実施は、フロッピー(登録商標)ディスク、DVD、ブルーレイ(登録商標)ディスク、CD、ROM、PROM、EPROM、EEPROMまたはフラッシュメモリなどのデジタル記憶媒体、ハードディスクもしくは他の磁気または光メモリを用いて実行することができ、それぞれの方法が実行するプログラム可能なコンピュータシステムに作用するまたは相互作用することができる電子的に読取可能な制御信号がそれ上に記憶される。それ故に、デジタル記憶媒体は、コンピュータ読取可能とすることができる。

【0209】

本発明に係るいくつかの実施形態は、本願明細書に記載された方法の1つが実行されるように、プログラム可能なコンピュータシステムと作用することができる、電子的に読取可能な制御信号を含むデータキャリアを備える。

【0210】

一般に、本発明の実施形態は、プログラムコードによるコンピュータプログラム製品として実施することができ、コンピュータプログラム製品がコンピュータ上で動作するときに、プログラムコードが本発明の方法の1つを効果的に実行する。

【0211】

10

20

30

40

50

プログラムコードも、例えば機械読取可能なキャリアに記憶することができる。

【0212】

他の実施形態は、本願明細書に記載された方法のいずれか1つを実行するコンピュータプログラムを備え、コンピュータプログラムは機械読取可能な媒体に記憶される。言い換えれば、本発明の方法の一実施形態は、それ故に、コンピュータプログラムがコンピュータ上で動作するとき、本願明細書に記載された方法の1つを実行するプログラムコードを有するコンピュータプログラムである。

【0213】

本発明の方法の更なる実施形態は、それ故に、本願明細書に記載された方法の1つを実行するコンピュータプログラムが記録されたデータキャリア（またはデジタル記憶媒体またはコンピュータ読取可能媒体）である。データキャリアまたはデジタル記憶媒体またはコンピュータ読取可能媒体は、通常は有形および/または不揮発性である。

10

【0214】

本発明の方法の更なる実施形態は、それ故に、本願明細書に記載された方法の1つを実行するコンピュータプログラムを表すデータストリームまたは信号のシーケンスである。データストリームまたは信号のシーケンスは、例えば、データ通信接続、例えばインターネットによって転送されるように構成することができる。

【0215】

更なる実施形態は、本願明細書に記載された方法の1つを実行するように構成されたまたは適合された処理手段、例えばコンピュータまたはプログラマブルロジックデバイスを備える。

20

【0216】

別の実施形態は、本願明細書に記載された方法の1つを実行するコンピュータプログラムがインストールされたコンピュータを含む。

【0217】

本発明に係る更なる実施形態は、本願明細書に記載された方法の少なくとも1つを実行するコンピュータプログラムを、受信機に送信するように適応したデバイスまたはシステムを備える。送信は、例えば、電子的または光学的に行うことができる。例えば、受信機は、コンピュータ、モバイルデバイス、記憶装置、または、同様のデバイスとすることができる。例えば、デバイスまたはシステムは、コンピュータプログラムを受信機へ送信するファイルサーバを備えることができる。

30

【0218】

いくつかの実施形態において、本願明細書に記載された方法のいくつかまたは全ての機能を実行するために、プログラマブルロジックデバイス（フィールドプログラマブルゲートアレイ、FPGAなど）を用いることができる。いくつかの実施形態において、フィールドプログラマブルゲートアレイは、本願明細書に記載された方法の1つを実行するために、マイクロプロセッサと相互作用することができる。一般に、いくつかの実施形態において、方法は、いかなるハードウェアデバイスによっても実行される。これは、コンピュータプロセッサ（CPU）などの汎用ハードウェア、または、ASICなどのプロセス固有のハードウェア、または、ARMアーキテクチャなどのマイクロプロセッサとすることができる。

40

【0219】

上記記載された実施形態は、単に本発明の原理に対して説明したものである。本願明細書に記載された構成および詳細の修正および変更は、他の当業者によって理解されることは言うまでもない。それ故に、本発明は、以下の特許請求の範囲の保護のスコープのみによって制限され、本願明細書の実施形態の記載および説明の方法によって表された特定の詳細によって制限されないことが意図される。

【0220】

参考文献

[1] Z. Y. Choi and Y. H. Lee, "Frame synchronization in the presence of freq

50

uency offset," Communications, IEEE Transactions on, vol. 50, no. 7, pp. 1062 - 1065, 2002.

[2] Sust, M.K. ; Kaufmann, R. F. ; Molitor, F. ; Bjornstrom, G.A.: Rapid acquisition concept for voice activated CDMA communication. In: IEEE Global Telecommunications Conference, 1990 Bd. 3, 1990, S. 1820 # 1826

[3] International patent application "Optimized Preamble and Methods for Interference Robust Packet Detection for Telemetry Applications" (PCT/EP2016/057014)

[4] G. Kilian, H. Petkov, R. Psiuk, H. Lieske, F. Beer, J. Robert, and A. Heuberger, "Improved coverage for low-power telemetry systems using telegram splitting," in Proceedings of 2013 European Conference on Smart Objects, Systems and Technologies (SmartSysTech), 2013

10

[5] G. Kilian, M. Breiling, H. H. Petkov, H. Lieske, F. Beer, J. Robert, and A. Heuberger, "Increasing Transmission Reliability for Telemetry Systems Using Telegram Splitting," IEEE Transactions on Communications, vol. 63, no. 3, pp. 949 - 961, Mar. 2015.

[6] Wolfgang Koch, Script for the Seminar "Empfaengersynchronisation (Receiver Synchronization) at Fraunhofer IIS, 10.06.2015 - 15.06.2015

[7] Uwe Lambrette, Ralf Mehlan and Heinrich Meyr, Comparison of Demodulation Techniques for MSK, RWTH Aachen, <https://www.ice.rwth-aachen.de/fileadmin/publications/Lambrette95TIRR.pdf>, last retrieved: 19.09.2016

20

[8] Kay, Steven M.: Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection theory. Upper Saddle River, NJ : Prentice Hall PTR, 1998. ISBN 9780135041352

[9] Umberto Mengali, Aldo N. D'Andrea: "Synchronization Techniques for Digital Receivers" Plenum Press, 1997, ISBN 0-306-45725-3

[10] Walter Kellermann: "Digital Signal Processing", lecture notes from WS 2016/17, Chair in Multimedia Communication and Signal Processing (LMS) at the Friedrich-Alexander-University Erlangen-Nuremberg.

[11] Steven M. Kay: "Fundamentals of Statistical Signal Processing - Vol. 2: Detection Theory", Prentice Hall, 1998, ISBN: 0 - 13 - 345711 - 7

30

[12] Z. Y. Choi and Y. H. Lee, "Frame synchronization in the presence of frequency offset", IEEE Transactions on Communications, vol. 50, no. 7, pp. 1062 - 1065, 2002.

40

50

【図面】

【図 1】

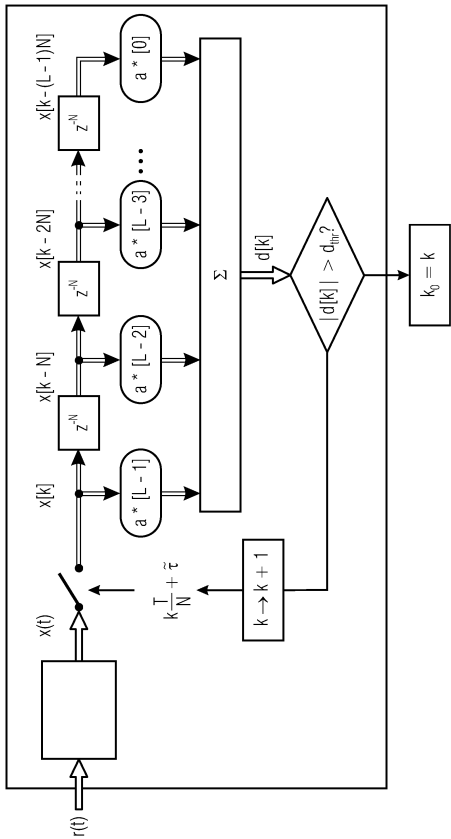


Fig. 1

【図 2】

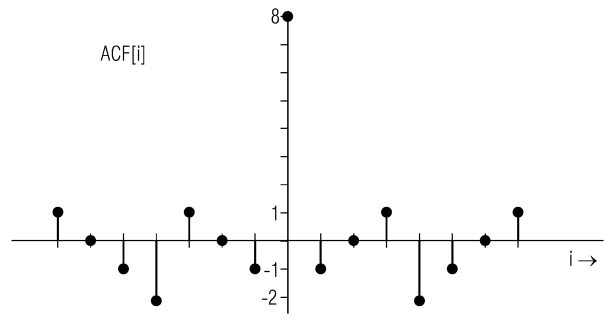


Fig. 2

10

20

【図 3】

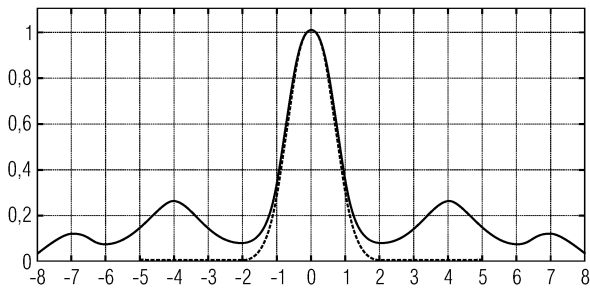


Fig. 3

【図 4】

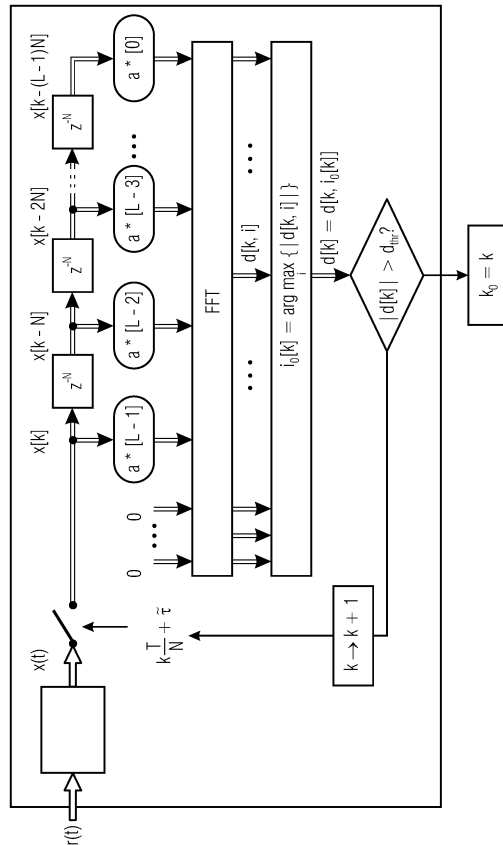


Fig. 4

30

40

50

【 図 5 】

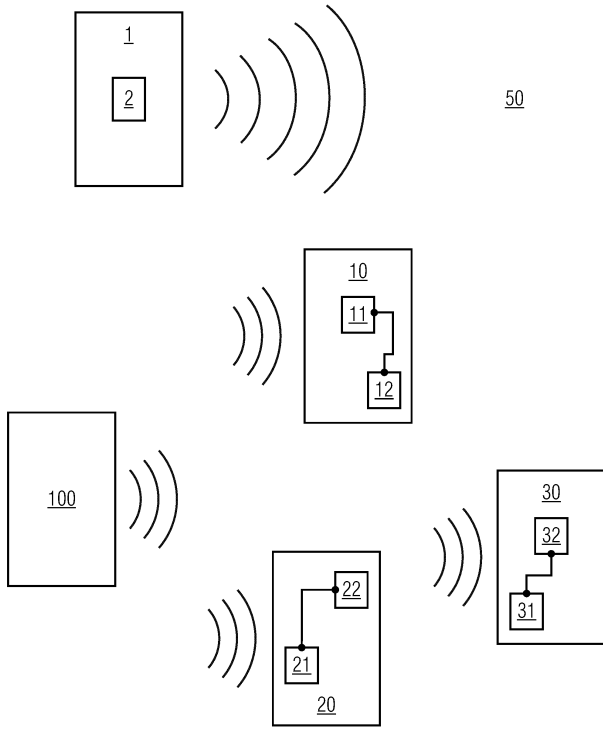


Fig. 5

【 図 6 】

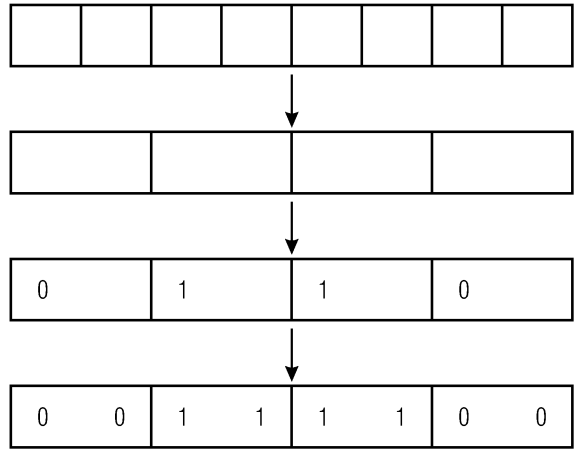


Fig. 6

【 図 7 】

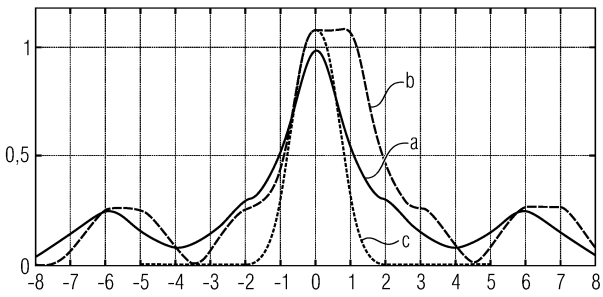


Fig. 7

【 図 8 】

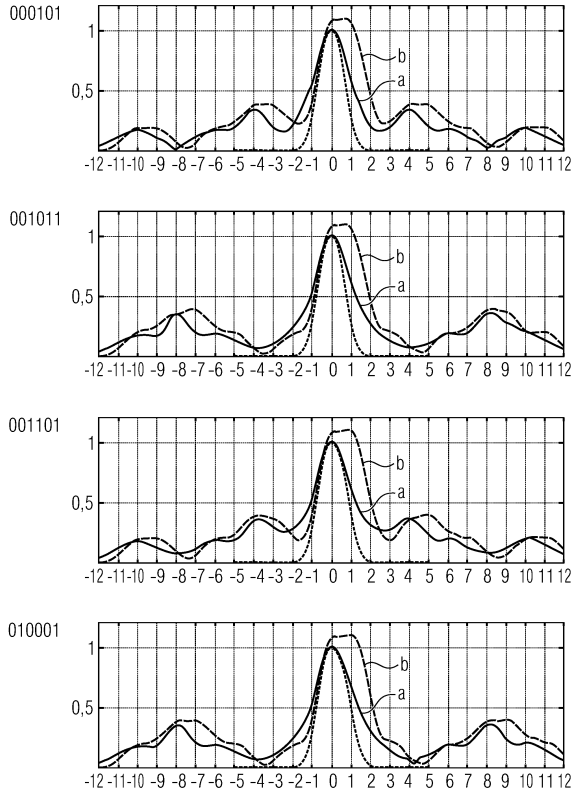


Fig. 8

10

20

30

40

50

【 図 9 】

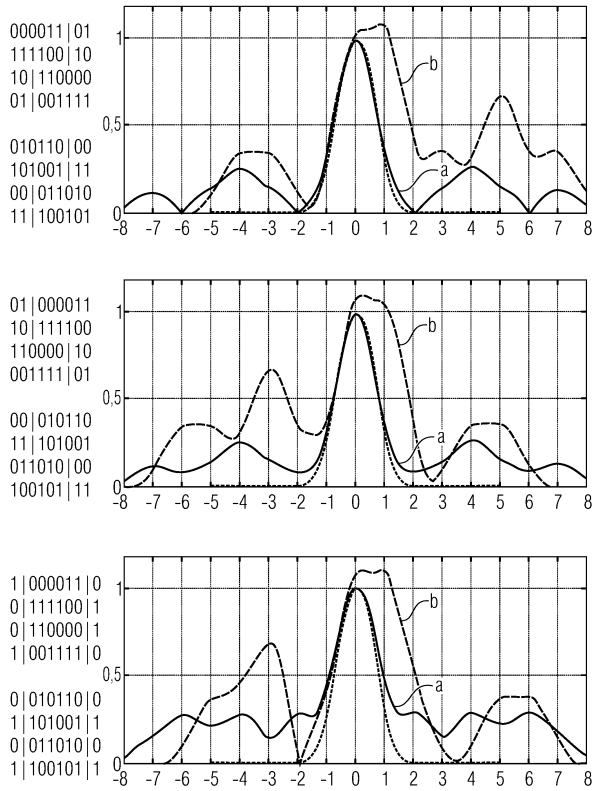


Fig. 9

【 図 1 0 】

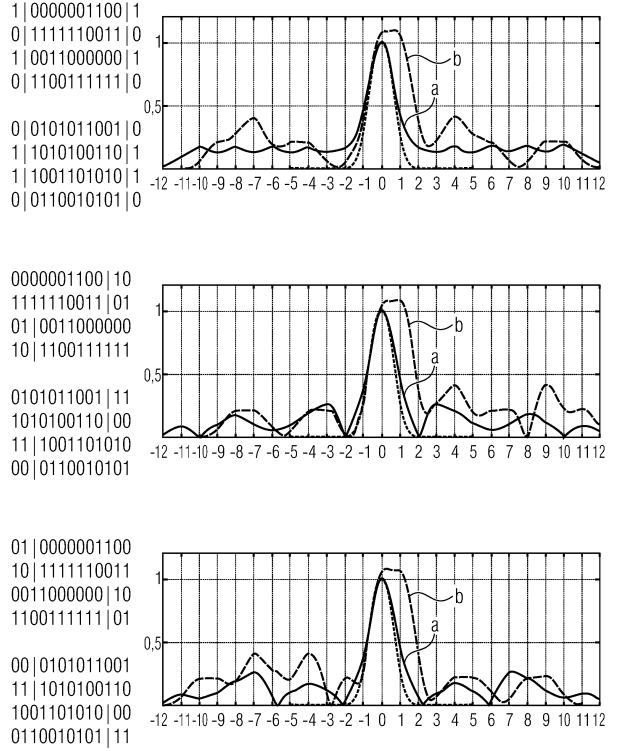


Fig. 10

【 図 1 1 】

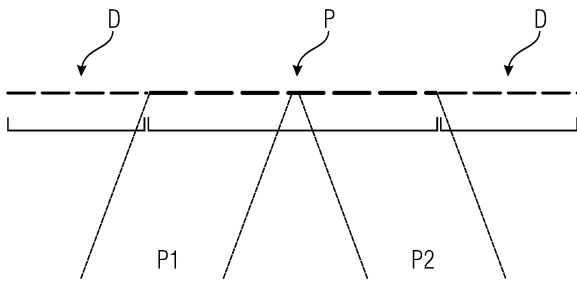


Fig. 11

【 図 1 2 】

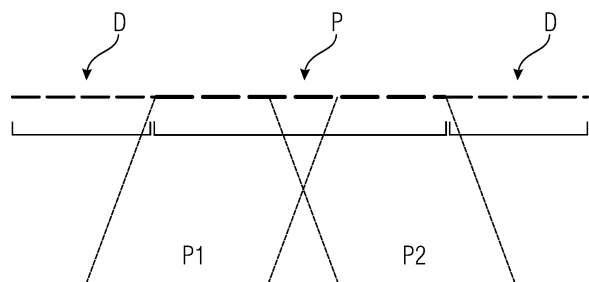


Fig. 12

10

20

30

40

50

【 1 3 】

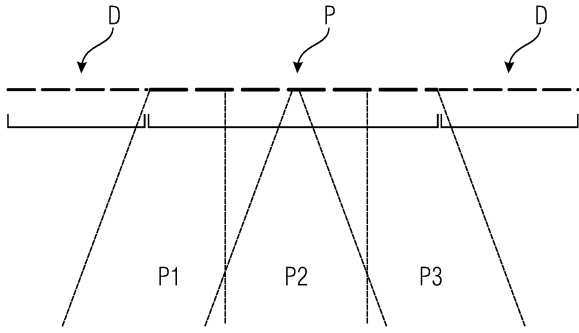


Fig. 13

【 1 4 】

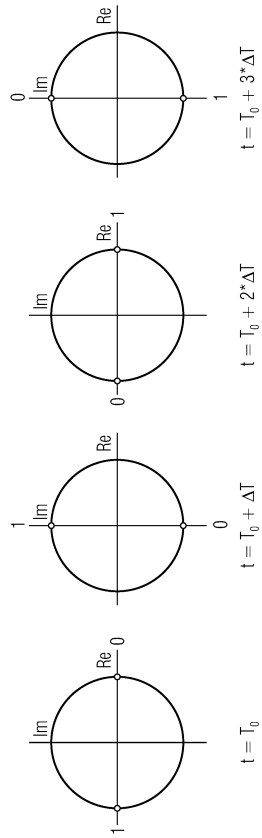


Fig. 14

10

20

30

40

50

フロントページの続き

- 弁理士 扇谷 一
- (72)発明者 クナイスル ヤーコブ
ドイツ連邦共和国 9 0 7 6 5 フルス アルテ ロイトシュトラーセ 4 6
- (72)発明者 キリアン ゲルト
ドイツ連邦共和国 9 1 0 5 6 エアランゲン ウンガルンシュトラーセ 1 1 c
- (72)発明者 ベルンハルト ヨーゼフ
ドイツ連邦共和国 9 2 5 0 7 ナブブルク パーシェン 1 4
- (72)発明者 ロバート ジョルグ
ドイツ連邦共和国 9 1 0 8 0 ウッテンロイト ライプツィガー シュトラーセ 2 8
- (72)発明者 ウェクスラー ヨハネス
ドイツ連邦共和国 9 1 1 7 4 シュパルト エーゲルミューレ 1
- (72)発明者 ゴラー ドミニク
ドイツ連邦共和国 9 0 5 7 1 シュヴァイク ラウファー シュトラーセ 4 2
- (72)発明者 コッホ ヴォルフガング
ドイツ連邦共和国 9 1 2 2 0 シュナイッタッハ アム ドウンマースベルク 3 3
- 審査官 谷岡 佳彦
- (56)参考文献 特開平 1 1 - 2 5 2 1 4 6 (J P , A)
特開 2 0 0 7 - 1 7 3 9 0 4 (J P , A)
特開 2 0 1 4 - 0 8 6 8 7 6 (J P , A)
国際公開第 2 0 1 6 / 0 9 8 7 4 2 (W O , A 1)
特開昭 6 2 - 2 6 4 7 4 4 (J P , A)
特開平 0 8 - 0 8 8 8 4 0 (J P , A)
特開昭 6 3 - 3 1 6 1 2 6 (J P , A)
特開平 0 1 - 2 5 2 0 8 5 (J P , A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., D B 名)
H 0 4 J 1 3 / 1 0