

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号
特許第4644713号
(P4644713)

(45) 発行日 平成23年3月2日 (2011.3.2)

(24) 登録日 平成22年12月10日 (2010.12.10)

(51) Int.Cl.
H04B 1/7075 (2011.01)

F I
H04 J 13/00 4 1 1

請求項の数 8 (全 28 頁)

(21) 出願番号	特願2007-545919 (P2007-545919)	(73) 特許権者	591037214
(86) (22) 出願日	平成17年12月12日 (2005.12.12)		フラウンホッフアーゲーゼルシャフト ツ
(65) 公表番号	特表2008-523748 (P2008-523748A)		ァ フェルダールング デァ アンゲヴァ
(43) 公表日	平成20年7月3日 (2008.7.3)		ンテン フォアシュンク エー. ファオ
(86) 国際出願番号	PCT/EP2005/013299		ドイツ連邦共和国 80686 ミュンヘ
(87) 国際公開番号	W02006/063765		ン ハンザシュトラッセ 27ツェー
(87) 国際公開日	平成18年6月22日 (2006.6.22)	(74) 代理人	100079577
審査請求日	平成19年8月7日 (2007.8.7)		弁理士 岡田 全啓
(31) 優先権主張番号	102004059958.0	(72) 発明者	ヴァーグナー カルメン
(32) 優先日	平成16年12月13日 (2004.12.13)		ドイツ連邦共和国 91094 ランゲン
(33) 優先権主張国	ドイツ (DE)		センデルバッハ ポクスドルファー シュ
前置審査		(72) 発明者	トラーセ 33
			シュタダリ ホルガー
			ドイツ連邦共和国 91058 エアラン
			ゲン テオプリングシュトラーセ 32
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 相関値を決定するための装置および方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複素数値を有する第1の数値シーケンスと複素数値を有する第2の数値シーケンスとの間の相関から信号の到着時間を決定するための装置 (100) であって、

前記装置は、受信機を送信機に同期させるためのデジタルバーストとして前記第1の数値シーケンスを受信し、前記第1の数値シーケンスに対応する第2の数値シーケンスを格納または受信するように構成されており、前記装置は、

前記第1の数値シーケンス (112) の第1のサブセットと前記第2の数値シーケンス (114) の第1のサブセットとの間の相関から第1の部分相関値 (118) を決定し、さらに前記第1の数値シーケンス (112) の第2のサブセットと前記第2の数値シーケンス (114) の第2のサブセットとの間の相関から第2の部分相関値 (120) を決定し、前記第1 (112) および前記第2 (114) の数値シーケンスのさらなるサブセッ

トからさらなる部分相関値を決定するように構成される相関手段 (102) と、
前記第2の部分相関値から前記第1の部分相関値 (118) の位相項に調整される位相項を有する処理された第2の部分相関値 (122) を決定し、さらなる処理された部分相関値を決定するように構成される処理手段 (104) と、

前記処理された第2の部分相関値および前記さらなる処理された部分相関値を用いて相関値 (116) を決定するように構成される計算手段 (106) とを備え、

前記処理手段 (104) は、前記部分相関値 (118、120) 間の平均位相差を決定し、前記平均位相差に基づいて前記位相項を低減して前記第2のおよびさらなる部分相関

10

20

値 (1 2 0) において前記位相項を補正することによって前記処理された第 2 の部分相関値 (1 2 4) および前記処理されたさらなる部分相関値を決定するように構成され、

前記計算手段 (1 0 6) は、前記第 1 の部分相関値、前記処理された第 2 の部分相関値および前記処理されたさらなる部分相関値を加算することによって相関値 (1 1 6) を決定するように構成され、さらに、

前記装置は、信号の前記到着時間を前記相関値の絶対最大値から決定するために前記相関値の前記絶対最大値を検出するようにさらに構成される、装置。

【請求項 2】

前記部分相関値 (1 2 0 、 1 2 2) は複素平面中に異なる位相項を有し、さらに、前記処理手段 (1 0 4) は、前記部分相関値の前記位相項に基づいて、前記処理された部分相関値 (1 2 2) の前記調整位相項を決定するように構成される、請求項 1 に記載の装置。

10

【請求項 3】

前記相関手段 (1 0 2) は、共通の再分割指定に基づいて、前記第 1 および第 2 の数値シーケンス (1 1 2 、 1 1 4) から前記サブセットを決定するように構成される、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 4】

前記位相差は前記部分相関値間の平均位相差であり、さらに、前記処理手段は、前記処理された第 2 およびさらなる部分相関値の位相項を前記第 1 の部分相関値の位相項になるように調整するために、前記処理された第 2 の部分相関値の位相項を前記平均位相差に従って低減し、さらに前記さらなる部分相関値の位相項を前記平均位相差に従って増大するように構成される、請求項 1 ないし請求項 3 のいずれかに記載の装置。

20

【請求項 5】

前記処理手段 (1 0 4) は、前記位相差を隣接する部分相関値の複素共役乗算の正規化合計として決定するように構成される、請求項 1 ないし請求項 4 のいずれかに記載の装置。

【請求項 6】

前記第 1 の数値シーケンスは受信シーケンスであり、前記第 2 の数値シーケンスは送信シーケンスの一部であり、前記受信シーケンスおよび前記送信シーケンスは周波数オフセットを含み、さらに、前記処理手段は、前記周波数オフセットを決定するように構成される、請求項 1 ないし請求項 5 のいずれかに記載の装置。

30

【請求項 7】

複素数値を有する第 1 の数値シーケンスと複素数値を有する第 2 の数値シーケンスとの間の相関から受信機において信号の到着時間を決定するための方法であって、前記第 1 の数値シーケンスは前記受信機によって受信される受信シーケンスの一部であり、かつ前記受信機を送信機に同期させるためのデジタルバーストであり、前記第 2 の数値シーケンスは前記第 1 の数値シーケンスに対応し前記受信機に格納され、前記方法は、

前記第 1 の数値シーケンス (1 1 2) の第 1 のサブセットと前記第 2 の数値シーケンス (1 1 4) の第 1 のサブセットとの間の相関から第 1 の部分相関値 (1 1 8) を決定し、前記第 1 の数値シーケンス (1 1 2) の第 2 のサブセットと前記第 2 の数値シーケンス (1 1 4) の第 2 のサブセットとの間の相関から第 2 の部分相関値 (1 2 0) を決定し、前記第 1 (1 1 2) および前記第 2 (1 1 4) の数値シーケンスのさらなるサブセットからさらなる部分相関値を決定するステップと、

40

前記第 2 の部分相関値から前記第 1 の部分相関値 (1 1 8) の位相項に調整される位相項を有する処理された第 2 の部分相関値を決定し、さらなる処理された部分相関値を決定するステップと、

前記処理された第 2 の部分相関値および前記さらなる処理された相関値を用いて相関値を決定するステップと、

前記相関値の絶対最大値から信号の前記到着時間を決定するために前記相関値の前記絶対最大値を検出するステップとを備え、

前記処理された第 2 の部分相関値を決定するステップは、前記部分相関値 (1 1 8 、 1

50

20) 間の平均位相差を決定するステップと、前記平均位相差に基づいて前記位相項を低減して前記第2のおよびさらなる部分相関値において前記位相項を補正することによって前記処理された第2のおよびさらなる部分相関値を決定するステップとを含み、さらに前記相関値を決定するステップは、前記第1の部分相関値および前記処理された第2のおよびさらなる部分相関値を加算するステップを含む、方法。

【請求項8】

コンピュータ上で実行されるときに、請求項7に記載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。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

本発明は、相関値を決定するための装置および方法に関し、これらは、特に、デジタル伝送システムに使用できる。

【背景技術】

【0002】

デジタル伝送システムにおける受信機が、送信機により送出されたデジタル信号に同期できるように、送信機は、受信機に知られているデジタル信号を放射する。受信機のタスクは、送られた信号の正確な到着時間(TOA)を決定することである。到着時間を決定するために、デジタル受信信号と既知のデジタル送信信号との間の相互相関が計算される。その後、相互相関度の最大点が検出され、送信信号の到着時間は、相関度最大点の位置から決定される。

20

【0003】

送信機と受信機との間の搬送周波数オフセットの存在は、送信信号のある一定の長さから相互相関の「自己消滅」につながることもあり、すなわち、相互相関における個々の加数は、搬送周波数オフセットにより引き起こされた複素回転項のために、0まで増加する。

【0004】

以下の例において、送信機と受信機との間の搬送周波数オフセットを除いて、一定のチャネル係数 α および遅延 L を有する完全伝送が仮定されるものとする。以下において変数 K により略記される、長さ $t_burstlen$ の、送信されるTバースト $x[k]$ が送信機中に格納されれば、受信機は、以下の複素ベースバンド信号

30

$$y[k+L] = \alpha \cdot x[k] \cdot e^{j(2\pi\Delta Fk + \phi_0)}$$

を受信し、式中、 $\Delta F = \maxfreqoffspmm \cdot 10^{-6} \cdot \text{carfreq} / B_clock$ は、 B_sample クロックに正規化された周波数オフセットである。すなわち、 B_sample あたり、 $x[k]$ と $y[k]$ との間の位相差は、 $2\pi\Delta F$ ラジアンだけ増大する。この受信信号 $y[k]$ は、ここで、送信機および受信機に格納された原信号 $x[k]$ と相関されることになる。

40

【0005】

$\maxfreqoffspmm = 30$ 、 $\text{carfreq} = 2.445 \text{ GHz}$ および $B_clock = 101.875 \text{ MHz}$ であれば、たとえば、 B_sample あたりの位相は、 0.0045 ラジアン、すなわち 0.00072 だけ、元の場所からそれぞれ変化する。したがって、位相差は、 1389 サンプル内で $x[k]$ と $y[k]$ との間で完全な円を1回循環する。

【0006】

ここで、受信信号 $y[k]$ と相関シーケンス $x[k]$ と間の相互相関は、

$$r_{yx}[l] = \sum_{k=0}^{K-1} y[k+l] \cdot x^*[k]$$

のように定義される。

【 0 0 0 7 】

ここで、インデックス l は、 $y[k]$ が相関計算においてどれだけシフトされるのかを示す。受信機において、インデックス $l = 0, \dots, t_nocorrvals - 1$ についての $t_nocorrvals$ 相関値に関心がある。

【 0 0 0 8 】

$y[k+L]$ および $x[k]$ が最適な方法でマッチするように、 $y[k]$ が $L \cdot B_samples$ だけシフトされる場合、

$$r_{yx}[L] = \sum_{k=0}^{K-1} \alpha \cdot |x[k]|^2 e^{j(2\pi\Delta Fk + \phi_0)}$$

が相関値として得られる。

【 0 0 0 9 】

$|x[k]|^2$ が常に $= C$ であり、Tバースト全体が正確に $K = 1389 B_samples$ の長さを有すると仮定すると、上述の相関計算は、 $1389 B_samples$ の過程で正確に完全な円を一周だけ回転する一定の長さの複素数値ポイント上での合計に対応する。ポイントの回転は図 16 に示され、この図は複素平面を表している。

【 0 0 1 0 】

$x[k]$ および $y[k+L]$ が最適にマッチしても、この例における相関値についての合計が $r_{yx}[L] = 0$ という結果になるのが分かるであろう。この搬送周波数オフセットおよびこのTバースト長によって、相関シーケンス $x[k]$ を利用した受信信号 $y[k]$ 内のTバースト $x[k]$ の長さの決定は失敗する。搬送周波数オフセットによる相関値の消滅の結果として、たとえば、相関度最大点を決定することはできない。その結果として、伝送システムの送信機と受信機との間の同期がより困難になり、あるいはデータ伝送が損なわれることがある。

【 発明の開示 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 1 1 】

本発明の目的は、相関値の確実な決定を可能にする装置および方法を提供することである。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 1 2 】

この目的は、請求項 1 に記載の相関値を決定するための装置、請求項 16 に記載の相関値を決定するための方法および請求項 17 に記載の相関値を決定するためのコンピュータプログラムによって達成される。

【 0 0 1 3 】

本発明は、複素数値を有する第 1 の数値シーケンスと複素数値を有する第 2 の数値シーケンスとの間の相関から相関値を決定するための装置を提供し、その装置は、

第 1 の数値シーケンスの第 1 のサブセットと第 2 の数値シーケンスの第 1 のサブセットとの間の相関から第 1 の部分相関値を決定し、さらに第 1 の数値シーケンスの第 2 のサブセットと第 2 の数値シーケンスの第 2 のサブセットとの間の相関から第 2 の部分相関値を決定するように構成される相関手段と、

第 1 の部分相関値または第 2 の部分相関値から調整位相項を有する処理された部分相関値を決定するように構成される処理手段と、

10

20

30

40

50

処理された部分相関値を用いて相関値を決定するように構成される計算手段とを備える。

【0014】

本発明は、部分相関により相互相関を計算することが有利であるという知見に基づく。このために、相互相関は、部分相関に対応する部分に分割される。相関値は、部分相関値をリンクすることにより決定される。相関シーケンスは、複素数値を含むことがあり、その結果、部分相関値も複素数値化され、したがって、複素平面中の位相項を含み得る。たとえば、数値シーケンスの周波数オフセットのために、位相項が異なることがある。個々の部分相関値をリンクするために、処理された部分相関値は、調整位相項を有する。すなわち、部分相関値の位相項は、処理された部分相関値が複素平面中で重なるように変更される。

10

【0015】

本発明の装置が伝送システムにおいて用いられ、数値シーケンスが受信機中に存在する受信信号および送信信号であれば、相関値の計算は、受信機中に存在する受信信号と送信信号との間の各シフトについてそれぞれ行われる。

【0016】

本発明のアプローチは、短い部分相関内で、相互相関の自己消滅の破壊的效果が生じないので、有利である。したがって、本発明のアプローチにより、相関シーケンス間に周波数オフセットあったとしても、相関値の確実な決定が可能になる。さらなる利点は、部分相関値の計算が並行して実行できることである。

20

【0017】

1つの実施の形態によれば、個々の部分相関値の位相項が除去され、その結果として得られる処理された部分相関値が合計される。位相項の除去は、大きさの形成により行われ得る。

【0018】

位相項の除去は有利である。なぜなら、対応する実施は、計算費用が低いために実現が簡単だからである。したがって、相関値は迅速に決定され得る。

【0019】

さらなる実施の形態によれば、処理された部分相関値が、それぞれ隣接する部分相関値から形成され、この処理された部分相関値は、隣接する部分相関値の位相差に対応する調整位相項を含む。処理された部分相関値は、相関値を決定するために合計される。位相差の決定は、隣接する部分相関値の複素共役乗算により行われ得る。

30

【0020】

部分相関値の位相位置を考慮に入れるのが有利である。なぜならば、相関値は、数値シーケンス間に高い周波数オフセットがあっても、依然として確実に決定できるからである。

【0021】

さらなる実施の形態によれば、隣接する部分相関値間の位相差が決定され、個々の部分相関値の位相項は、処理された部分相関値の位相項が、選択された部分相関値、たとえば、第1の部分相関値に調整されるように、それぞれ減少または増大される。したがって、すべての部分相関値は、それらが第1の部分相関値と重なるまで、複素平面中で、前方または後方にそれぞれ回転される。相関値は、重なった処理された部分相関値を第1の部分相関値とリンクすることによって決定される。

40

【0022】

この実施の形態は、2つの連続する部分相関値間の位相変化がほぼ一定であるという知見に基づく。位相変化に対応する回転項がひとたび決定されると、複素部分相関値は、コヒーレントな方法で加算され得る。回転項の大きさがサイズおよび部分相関値の信頼性を考慮に入れているので、関与する回転項は、それらの信頼性により重み付けされ得る。

【0023】

部分相関値のコヒーレントな加算は、2つの別個の加算により実行でき、部分相関値の

50

半分がそれぞれ加算される。そのような実施の利点は、ホーナースキームによるカスケディングを用い得ることであり、これを用いることにより、加算における遅延時間が低減される。さらなる利点は、相関値の計算において生じる考え得る位相エラーを小さいままにしておくことである。これは重要である。なぜなら、原則として、位相は、回転項においてエラーのない方法で推定できないからである。位相と対応して、相互相関シーケンスを計算する際に生じる回転項の正規化におけるエラーを、加算が２つの別個の合計によって実行されるという点で、低減できる。

【 0 0 2 4 】

相関値を計算するための本発明の部分相関の合成は、周波数オフセットに対して強固であり、周波数オフセットは、明示的にも暗黙的にも推定される必要がない。

10

【 0 0 2 5 】

本発明の好適な実施の形態が添付図面を参照して以下に詳細に説明されるが、これらの図面としては：

- 図 1 は、本発明の実施の形態による相関値を決定するための装置のブロック図であり、
- 図 2 は、本発明による部分相関値のグラフ表現であり、
- 図 3 は、本発明の実施の形態による部分相関サンプルの散布図であり、
- 図 4 は、本発明の実施の形態による相関曲線のグラフ表現であり、
- 図 5 は、図 4 に示される相関曲線における相関と相関フロアとの比のグラフ表現であり、

- 図 6 は、本発明のさらなる実施の形態による部分相関サンプルの散布図であり、
- 図 7 は、本発明のさらなる実施の形態による相関曲線のグラフ表現であり、
- 図 8 は、図 7 に示される相関曲線による相関と相関フロアとの比のグラフ表現であり、
- 図 9 は、本発明の実施の形態による大きさ推定のための値を有する表を示し、
- 図 10 は、本発明のさらなる実施の形態による部分相関値のグラフ表現であり、
- 図 11 は、本発明の実施の形態による相関値を決定するための装置を有する受信機のブロック図であり、

20

- 図 12 は、本発明のさらなる実施の形態のブロック図であり、
- 図 13 は、本発明の実施の形態による相関手段のブロック図であり、
- 図 14 は、本発明の実施の形態による部分相関値を決定するための手段のブロック図であり、

30

図 15 a ~ 図 15 p は、用いられるパラメータの概観であり、

図 16 は、先行技術による相関値計算のグラフ表現である。

【 0 0 2 6 】

本発明の好適な実施の形態の以下の説明において、様々な図面において示され、同様な動作を有する要素について、同一または同様な参照符号が用いられ、これらの要素の繰り返しの説明は省かれる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 2 7 】

図 1 は、本発明の実施の形態による第 1 の数値シーケンスと第 2 の数値シーケンスとの間の相関から相関値を決定するための装置の図を示す。相関値を決定するための装置 100 は、相関手段 102、処理手段 104 および計算手段 106 を備える。装置 100 は、第 1 の数値シーケンス 112 および第 2 の数値シーケンス 114 から相関値 116 を決定するように構成される。

40

【 0 0 2 8 】

相関手段 102 は、第 1 の数値シーケンス 112 および第 2 の数値シーケンス 114 を受信するように構成される。代わりに、第 2 の数値シーケンス 114 は、相関手段中に格納されてもよい。第 1 の数値シーケンス 112 および第 2 の数値シーケンス 114 は、複素数値を含み得る。相関手段 102 は、第 1 の数値シーケンスの第 1 のサブセットと第 2 の数値シーケンスの第 1 のサブセットとの間の相関から第 1 の部分相関値 118 を決定するように構成される。加えて、相関手段 102 は、第 1 の数値シーケンス 112 の第 2 の

50

サブセットおよび第2の数値シーケンス114の第2のサブセットから第2の部分相関値120を決定するように構成される。第1の数値シーケンス112のサブセットおよび第2の数値シーケンス114のサブセットは対応する。すなわち、それらのサブセットは、共通の再分割指定に従って数値シーケンス112、114から決定される。この実施の形態によれば、サブセットは重ならず、数値シーケンス112、114の数値範囲全体とマッチする。数値シーケンス112、114各々がたとえば100個の値で構成されていれば、第1のサブセットは、たとえば、第1の数値シーケンス112および第2の数値シーケンス114のそれぞれ最初の50個の値で構成され、第2のサブセットは、数値シーケンス112、114の次の50個の値で構成されてもよい。数値シーケンス112、114がさらなるサブシーケンスに再分割されれば、相関手段102は、数値シーケンス112、114のそれぞれのさらなるサブセットからさらなる部分相関値を決定するように構成される。

10

【0029】

部分相関値118、120は、数値シーケンス112、114のそれぞれの各サブセットを互いに相関することにより、相関手段102において決定される。相関は、相互相関でも自己相関でもよい。数値シーケンス112、114が複素数値を含むので、部分相関値118、120は複素数値化されてもよく、すなわち、位相項を含んでもよい。相関手段102は、部分相関値118、120を処理手段104に提供する。

【0030】

処理手段104は、第1の部分相関値118および第2の部分相関値120を受信するように構成される。相関手段102がさらなる部分相関値を提供すれば、処理手段104は、さらなる部分相関値を同様に受信するように構成される。処理手段104は、第1の部分相関値118および第2の部分相関値120から、調整位相項を有する処理された部分相関値122を決定するように構成される。代わりに、処理手段104は、第1の部分相関値118および部分相関値120から、処理された第1の部分相関値122および処理された第2の部分相関値124を決定するように構成されてもよい。処理された部分相関値122、124は、調整位相項を有する。部分相関値118、120の位相項の調整が必要でなければ、処理された部分相関値122、124の位相項は、部分相関値118、120のそれぞれの位相項に対応し得る。処理手段104は、処理された第1および第2の部分相関値122、124を提供するように構成される。

20

30

【0031】

計算手段106は、処理された第1および第2の部分相関値122、124を受信するように構成される。処理手段104が、さらなる処理された部分相関値を提供すれば、計算手段106は、これらのさらなる処理された部分相関値を同様に受信するように構成される。計算手段106は、処理された部分相関値122、124から相関値116を提供するように構成される。ただ1つの処理された部分相関値122が計算手段106に提供されれば、計算手段106は、その1つの処理された部分相関値122から相関値116を決定するように構成される。複数の処理された部分相関値122、124が計算手段106に提供されれば、計算手段106は、処理された部分相関値122、124を互いにリンクし、リンク結果を相関値116として提供するように構成される。

40

【0032】

この実施の形態によれば、装置100は、デジタル伝送システムの受信機(図1に示されない)の一部である。第1の数値シーケンス112は、受信機により受信される受信シーケンスの一部である。たとえば、第1の数値シーケンス112は、受信機を送信機(図1に示されない)に同期するために用いられるデジタルバーストであり得る。第2の数値シーケンス114は、送信機によって最初に送出された元の第1の数値シーケンス112に対応する。第1の数値シーケンス112の到着時間を決定するために、第1の数値シーケンス112に対応する第2の数値シーケンス114は、受信機に知られている。たとえば、第2の数値シーケンス114は、受信機中および/または装置中100に格納されてもよく、または代わりに、後者により受信されてもよい。代わりに、第1の数値シーケ

50

ス 1 1 2 は、連続した数値シーケンスの一部であってもよい。この場合、装置 1 0 0 中の第 1 の数値シーケンス 1 1 2 は、第 2 の数値シーケンス 1 1 4 のサブセットに対応するサブセットに連続的に再分割され得る。

【 0 0 3 3 】

さらなる実施の形態によれば、装置 1 0 0 は、第 1 および第 2 の数値シーケンス 1 1 2 、 1 1 4 間の周波数オフセットを決定し、さらにそれを位相変化 1 5 0 として提供するように構成される。位相変化 1 5 0 は、処理手段 1 0 4 において、部分相関値 1 1 8 、 1 2 0 の比較またはリンケージから決定できる。

【 0 0 3 4 】

相関手段 1 0 2 は、単一または複数の相関手段を含み得る。相関手段 1 0 2 がただ 1 つの相関手段を含む場合、数値シーケンス 1 1 2 、 1 1 4 のサブセットは、相関手段 1 0 2 において交互に計算される。相関手段 1 0 2 が複数の部分相関手段を含む場合、部分相関値 1 1 8 、 1 2 0 は、並行して決定され得る。処理された部分相関値 1 2 2 、 1 2 4 は、計算手段 1 0 6 において、処理された部分相関値 1 2 2 、 1 2 4 を加算または重ねることによってリンクされ得る。

【 0 0 3 5 】

本発明の実施の形態によれば、装置 1 0 0 において、以下において変数 N により略記されるいくつかの `t__nopartcorr`s、以下において変数 M により略記される `t__partcorrseqlen` の長さの部分相関シーケンスについてのセクションにおいて合計が実行される。部分相関シーケンスは、数値シーケンス 1 1 2 、 1 1 4 のサブセットに対応する。バースト長、すなわち、第 2 の数値シーケンス 1 1 4 の長さが K と呼ばれれば、 $n = 0 \cdots N - 1$ について相関値 1 1 6 を計算するために以下の式が適用され、

$$r_{yx,n}[1] = \sum_{k=n \cdot M}^{(n+1) \cdot M - 1} y[k + 1] \cdot x^*[k]$$

式中、 $N * M = K$ が該当しなければならない。 $x[k]$ は第 2 の数値シーケンス 1 1 4 に対応し、 $y[k + 1]$ は第 1 の数値シーケンス 1 1 2 に対応する。元の長さ K から $N * M$ までの $x[k]$ の延長は、一端または両端においてゼロで満たすことにより行われ、これは、いわゆるゼロパディングである。ゼロパディングされた相関数 $x[k]$ の全長 $N * M$ は、`t__paddcorrseqlen` と呼ばれ、その際、`t__paddcorrseqlen` $>$ K である。

【 0 0 3 6 】

この実施の形態において、2 つの T バーストが数値シーケンスとして提供される。X が 0 または 1 値を有する、長さ `tX_burstlen` の T バースト X を、長さ `t__paddcorrseqlen` の相関シーケンスまでゼロパディングする際、

```
tX_frontpaddlength =  
ceil((t__paddcorrseqlen - tX_burstlen)/2)
```

ゼロは、T バーストの開始前に満たされ、残りのゼロ、すなわち、

```
floor((t__paddcorrseqlen - tX_burstlen)/2)
```

は、その終了時に満たされる。

【 0 0 3 7 】

最終的に相関シーケンス長 $t_paddcorrseqlen$ について $t_nocorrvals$ 相関値が必要とされるので、合計において $t_paddcorrseqlen + t_nocorrvals - 1$ $B_samples$ の長さの受信信号窓が全体で考慮される。受信信号窓中に生じる値は、第 1 の数値シーケンス 112 に対応する。

【0038】

T バースト X についてのゼロパディングされた相関シーケンスは、上述の合計において直ちに用い得る、それぞれ長さ $t_parcorrseqlen$ の、 $X = 0$ または 1 についての $t_nopartcorr$ 複素数値部分相関シーケンス $tx_partcorrseqs$ の形ですでに受信機に対して利用可能である。

【0039】

図 2 は、部分相関の原理を例示するための複素平面のグラフ表現である。以下の実施の形態において、 $N = 8$ および $M = 174$ である。結果として、 $N * M = 1392 > K = 1389$ 、すなわち、3 つのゼロが満たされなければならない。図 2 における細く短い矢印は、インデックス k で回転し続ける $x[k]$ と $y[k+L]$ との間の位相差を表す。ハッチングは、8 つの部分相関がその上で計算されるインデックスを示す。太く長い矢印は、部分相関の結果を表す。例示目的のために、部分相関の 8 つの結果だけでなくいくつかのそのようなセグメントも参照符号により示される。第 1 の部分相関値 $r_{yx,0}[L]$ は、参照

符号 118 により示され、第 2 の部分相関値 $r_{yx,1}[L]$ は、参照符号 120 で示される。

さらなる部分相関値、この場合には第 8 の部分相関値 $r_{yx,7}[L]$ は、参照符号 222 により示される。第 1 の部分相関値 118 は、数値シーケンスの値 $k = 0$ から値 $k = 1389 / 8$ までの範囲の第 1 のサブセット 230 上での相関の結果である。第 2 の部分相関値 120 は、次のサブセット 232 上で決定された。第 8 の部分相関値 222 は、さらなるサブセット 234、この場合には数値シーケンスの第 8 のサブセット上での相関により計算される。

【0040】

部分相関 $r_{yx,n}[L]$ が消滅しないのに対して、全体の相関 $r_{yx}[L]$ 、すなわち、 $k = 0$ から $k = 1389$ までの数値シーケンス全体に関する相関がゼロであることが図 2 からわかる。部分相関 $r_{yx,n}[L]$ の各々において、数値シーケンス $x[k]$ と $y[k+L]$ との間の、回転し続ける位相差による破損は小さい。なぜなら、位相差は $\pi/4$ しか変化しないからである。これは、発明の詳細な説明の導入部において記載された例に基づく。

【0041】

唯一の相関値を形成するためにリンクされることが依然として必要な 8 つの複素部分相関値 $r_{yx,n}[L]$ の合計が計算されることも、図 2 からわかる。部分相関値は、様々な方法でリンクすることができる。

【0042】

1 つの実施の形態によれば、相関手段 116 は、部分相関器を含み、そのサンプルは、並行して処理手段に読み込まれる。処理手段の複素入力、以下において $Input1$ 、 $Input2$ 、 $\dots$ 、 $Input16$ と呼ばれ、相関値についての実数の出力は、 $Output$ と呼ばれる。最大点が後に決定され得る実数の相関信号、または実数の相関値は、16 個の部分相関の複素サンプルから計算される。

【0043】

この実施の形態によれば、実数の相関信号の生成は、16 個の部分相関サンプルすべての絶対値が形成されて合計されるという点にある。すなわち、相関値 $Output$ は、

10

20

30

40

$$\text{Output} = \text{abs}(\text{Input1}) + \text{abs}(\text{Input2}) + \dots + \text{abs}(\text{Input16})$$

である。

【 0 0 4 4 】

絶対値を合計することの利点は、実施が単純なことである。なぜなら、絶対値を形成するために低い計算費用しか必要とされないからである。しかしながら、周波数オフセットが生じる場合、もしバーストがそのような場合において検出されることがあれば、最大点があるかどうかについての決定閾値は非常に小さくなるように選ばなければならない。これは、加算されるサンプルの相互の相対位相位置が考慮に入れられないという事実に起因し、これは相関利得の減少につながる。

10

【 0 0 4 5 】

この一例として、散布図が図 3 に示され、そのサンプルは、30 ppm の相対周波数オフセットで雑音のない 16 個の部分相関から得られたものである。図 4 において、合計 16 個の部分相関結果の絶対値の形成および合計後に相関信号のピークをもたらす点がある。

【 0 0 4 6 】

図 4 は相関曲線のグラフ表現を示し、部分相関値は部分相関の絶対値を合計することにより結合されている。相関曲線は、第 1 の数値シーケンスと第 2 の数値シーケンスとの合成を表している。相関値を決定するための装置において決定された相関値は、図 4 においてプロットされている。垂直軸は個々の相関値の大きさを表している。相関度最大点に対応するピークが相関信号のほぼ中央に存在することが図 4 からわかる。

20

【 0 0 4 7 】

図 5 は、図 4 に示される相関信号の相関と相関フロアとの比のグラフ表現である。相関と相関フロアとの比により、どのような雑音もない場合でさえ、図 4 に示されるピークがフロアから 3 倍の大きさでしか突出していないことが明らかになる。

【 0 0 4 8 】

相関値を決定するための装置のさらなる実施の形態によれば、この実施の形態においては 16 個である、部分相関サンプルの相互の相対位相位置は、第 1 および第 2 の数値シーケンス間で生じる周波数オフセットによる相関信号の計算に含められる。個々の部分相関値間の位相位置を含めることには、周波数オフセットが生じた場合に、雑音の多い信号であっても、バーストの確実な検出が依然可能なように、相関値が最大点を表しているかどうかに関するその後の決定の決定閾値を高く選択できるという利点がある。

30

【 0 0 4 9 】

この実施の形態によれば、それぞれ 2 つの連続した入力サンプル、または部分相関値、 $\text{Input}(i)$ および $\text{Input}(i+1)$ は、複素共役乗算を受け、それによって 2 つのサンプル間の位相差が間接的に計算される。第 1 の部分相関値を $z_1 = r_1 * \exp(j * f_1)$ とし、第 2 の部分相関値を $z_2 = r_2 * \exp(j * f_2)$ とすれば、第 1 の部分相関値と第 2 の部分相関値との複素共役乗算は、 $z_1 * z_2^* = r_1 * r_2 * \exp(j * (f_1 - f_2))$ という結果になる。ここで、 r_1 、 r_2 は、部分相関値の大きさを示し、 $f_1 - f_2$ は、部分相関値の位相を示す。

40

【 0 0 5 0 】

15 の複素共役乗算の結果は合計され、この合計の絶対値が形成される。相関値に対応する Output について、以下の結果になる。

$$\text{Output} = \text{abs}(\text{Input1} * \text{conj}(\text{Input2}) + \text{Input2} * \text{conj}(\text{Input3}) + \dots + \text{Input15} * \text{conj}(\text{Input16}))$$

50

【 0 0 5 1 】

図 6 は、複素共役乗算を受けたすべてのサンプルの散布図を示し、それによって、この実施の形態による 16 個の部分相関器のうちの 2 つの間の位相差を示す。図 6 に示される散布図について、図 3 の 16 個の部分相関のサンプルは、複素共役乗算を受けている。図 3 とは異なり、相関信号の最大点を形成する点は、残りのサンプルと区別され得る。

【 0 0 5 2 】

図 7 は、この実施の形態による相関の結果を示し、部分相関の結果は、この実施の形態によって結合されると同時に、部分相関サンプル間の位相位置を考慮に入れている。したがって、図 7 に示される相関信号は、図 4 に示される相関信号に対応し、図 4 に示される相関信号は、個々の部分相関サンプル間の位相位置を考慮に入れることなく部分相関の絶対値を合計することによって合計されている。図 7 に示される相関信号について、位相項は考慮に入れられている。

【 0 0 5 3 】

図 8 は、図 7 に示される相関信号についての相関と相関フロアとの比を示す。絶対値の合計の前述の実施の形態において、最大点は、無騒音の場合に 3 倍の大きさを 30 p p m の相対周波数オフセットで相関フロアから突出しているだけであるのに対して、この実施形態によればピークはフロアを 25 倍の大きさを超えている。したがって、最大点の検出は、この実施の形態による方法を用いれば非常に明確である。

【 0 0 5 4 】

複素共役乗算の複素数値結果を加算することにより、複素数値相関値が計算され、その絶対値が次に決定される。実施上の理由により、絶対値の計算は、累乗根の形成を省いてもよく、あるいは実数部または虚数部の大きさのみを加算してもよく、すなわち、 $a^2 + b^2$ または $|a| + |b|$ を、 $|z| = \sqrt{a^2 + b^2}$ の代わりに用いることができ、その際、 $z = a + j * b$ があてはまる。

【 0 0 5 5 】

絶対値 $|z| = \sqrt{a^2 + b^2}$ の形成を単純化するもう 1 つの可能性は、いわゆる大きさ推定器である。大きさ推定器は、以下の計算式によって複素数 $z = a + j * b$ の大きさを推定し、

$$|z| \approx \alpha * \max(|a|, |b|) + \beta * \min(|a|, |b|)$$

、 α および β は、所望の最大エラーおよび実施の複雑さとは無関係にその値が選ばれるべき定数である。

【 0 0 5 6 】

α および β が固定された大きさ推定器を用いる場合、相関信号の大きさの順序が維持される。

【 0 0 5 7 】

$\alpha = 1$ および $\beta = 1$ の場合、方程式は、実数部および虚数部の大きさの合計に対応する。 (α, β) ペア $\alpha = 1$ および $\beta = 0.25$ により大きさ推定器を用いることが絶対値を形成するための最も好適な近似であることがわかった。

【 0 0 5 8 】

$\alpha * \min + \beta * \max$ 大きさ推定器の考え得る値が図 9 に示される表に示されている。

【 0 0 5 9 】

10

20

30

40

部分相関値の数は16個に限定されず、要望通りに選ばれ得る。以下は、部分相関の数がNの部分相関値の位相位置を考慮に入れた相関値の計算の説明である。最初に、N個の部分相関が計算され、それによって複素部分相関値 $r_{yx,n}[l]$ が結果として生じる。nは部分相関の数であり、lは値のインデックスである。説明された周波数オフセットの負の効果回避のために、2つのそれぞれ連続する部分相関の値は、以下の複素共役乗算を受け、

$$\tilde{w}_n[l] = r_{yx,n}[l] \cdot (r_{yx,n-1}[l])^*$$

式中、() *は複素共役を表す。ここで、各相関値について、すなわち、各インデックスlについて乗算が実行される。インデックスlについて、これらの値 $\tilde{w}_n[l]$ の各々は

N=1からN-1まで、位相 α を有し、これは、複素回転項から、すなわち、周波数オフセットから生じる。しかしながら、位相 α において生じるエラーは、伝送チャネルからの雑音および歪みにより引き起こされる。結局、n=1からN-1までについてのN-1個の値 $\tilde{w}_n[l]$ が加算され得る。結果は、各インデックスlについての相関値s[l]で

ある。この合計は、コヒーレントであり、すなわち、 $\tilde{w}_n[l]$ 、すなわち有用信号が大きさに関して加算されるのに対して、雑音および信号歪みは、パワーに関してのみ加算される。したがって、雑音および信号歪みの相対的な占有率は、パワーに関して、N-1分の1に減少する。N個の部分相関値 $r_{yx,n}[l]$ に基づく、N-1個の値 $\tilde{w}_n[l]$ と固定の1とのそのようなリンケージによって、処理利得はN-1である。

【0060】

この実施の形態によれば、s[l]についての計算指定において、最大比合成(MRC)によく似た重み付けがあり、そのため、考え得る相関利得に関してs[l]の計算は小さい損失しか伴わない。送信信号の受信の間、信号対雑音干渉比(SNIR)は、数回変わり得る。なぜなら、干渉する発信機は常に信号の放射を開始または終了しているからである。簡略には、SNIRは、部分相関内でほぼ一定であり、2つの隣接する部分相関間においてさえ変化をほとんど受けないと仮定できる。時間的SNIRによって最大相関利得を生み出すために、MRC方法を用いることができ、その際に、この重み付けのために、雑音干渉が一定値に正規化され、その後、s[l]への合計が実行される前に、受信信号は、その有効な複素共役の大きさで重み付けされる。

【0061】

本発明によれば、複素数値または実数値として出力される相関値は、部分相関を用いる迂回的方法で計算される。部分相関間の位相差を決定することは、数値シーケンス間の周波数オフセットの暗黙的な推定である。 $z[k] = y[k] * \text{conj}(x[m])$ は、関連した送信サンプルx[m]による複素共役乗算を受けた受信サンプルy[k]を表し、それによって変調は除去されている。部分相関値を計算するために、計算

$r_{yx,n}[l] = \sum z[k]$ が実施の形態によって行われ、インデックスkは、これらの部分相関

nおよび現在のインデックスlに該当する範囲にある。このアプローチによれば、行われないことは、z[k]および $\text{conj}(z[k-1])$ を掛けないこと、その位相を決定して、騒音低減についてのいくつかのそのような項について平均すること、あるいは代わりに、最初に平均を次に位相決定を実行することであるが、実行されることは、部分相関 $r_{yx,n}[l]$ および $r_{yx,n-1}[l]$ 間の共役乗算である。

【0062】

重み付けが暗黙的に行われる。 $\tilde{w}_n[l]$ を計算する場合、各部分相関 $r_{yx,n}[l]$ が、 $n =$

1 から $N - 1$ までについて $r'_{yx}[l] = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\alpha \cdot n} r_{yx,n}[l]$ で重み付けされる。隣接する部分相

関間の S N I R 変化が小さいという仮定のために、これは、位相差 α を除き、 $r_{yx,n}[l]$

のほぼ有効な複素共役の大きさであるが、この位相差は、上述の計算指定のため相関値 $s[1]$ に対する破壊的効果はまったく有していない。M R C によると同様に、確実な部分相関がそれによって、非常に妨害された不確実な部分相関よりも強く合計 $s[1]$ 中に表される。

10

【0063】

この実施の形態によれば、アルゴリズムのさらなる過程において、相関値 $s[1]$ の大きさを扱うだけでよい。加えて、生じる値は、必要があれば、実施において異なる方法で、たとえば、相関値 $s[1]$ のメモリ要件を低減するために、相関値 $s[1]$ の累乗根としてまたは対数化された値として表され得る。これは必要になり得る。なぜなら、共役乗算のために、線形尺度上での相関値のダイナミックレンジが2乗されているからである。

【0064】

共役乗算について部分相関を合成し、引き続いて積について平均を出すことは、周波数オフセットに対して強固であり、周波数オフセットは、明示的にも暗黙的にも推定される

20

【0065】

さらなる実施の形態によれば、図1に示される処理手段は、部分相関値間の平均位相差を決定するように構成される。加えて、処理手段は、一定の部分相関値を、基準相関値として決定し、それを処理された部分相関値として変更しない方法で出力するように構成される。さらなる部分相関値の位相項は、平均位相差に従って補正され、その結果、処理されたさらなる部分相関値の位相項は、基準相関値の位相項に対応する。第1の部分相関値が基準相関値として定義されれば、第2の部分相関値は、処理された第2の部分相関値と処理された第1の部分相関値との重なりを引き起こすように、単一の位相差により逆回転される。第3の部分相関値は、平均位相差の2倍逆回転される。代わりに、部分相関値は、重なりの実施を可能にするために、順方向回転されるか、回転前に反映されてもよい。

30

【0066】

図2に関連して説明されたように、2つの連続する部分相関値 $r_{yx,n}[l]$ 間の位相変化は、理想的には一定である。もし位相変化 α が正しく推定されれば、 N 個の複素部分相関値は、以下の方法

$$r'_{yx}[l] = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\alpha \cdot n} r_{yx,n}[l]$$

でコヒーレントに加算され得る。

【0067】

ここで、このように、各第 n 番目の部分相関値は、それぞれ、角度 $n \cdot \alpha$ だけ逆回転され、第0番目の部分相関値まで加算される。変数名称 `corrvals` として呼ばれる結果 $r'_{yx}[l]$ は、周波数オフセットがない、すなわち、連続的な位相差がない場合に存在する

40

実際の相関値に近い。これは、 $l = L$ についてだけでなく、どのような所望のインデックス $l = 0, \dots, t_n o c o r r v a l s - 1$ にもあてはまる。したがって、相互相関シーケンス全体は、リンクされる部分相関値のために非常に良好な近似によって計算され得る。

【0068】

部分相関値の合計において、必要とされるものは実際には角度 α ではなくて、以下において `comrotterm` の名称で呼ばれる複素回転項 $e^{j\alpha}$ であることが、 $r'_{yx}[l]$ についての計算指定から明らかである。この回転項は、最初にインデックス l を見出すことにより推定でき、このインデックスについて位相変化 α は、部分相関値 $r_{yx,n}[l]$ から推定されるべきである。この実施の形態において、正しい値は $l = L$ である。以下において $\hat{l}$ と呼ばれるこのインデックス `maxind0` は、同じインデックス l を有する N 個の部分相関値 $r_{yx,n}[l]$ すべての大きさを加算し、次にすべてのインデックス $l = 0, \dots, t_nocorrvals - 1$ の最大の大きさ合計を求めることにより見出し得る。

10

$$\hat{l} = \arg \max_l \sum_{n=0}^{N-1} |r_{yx,n}[l]|$$

【0069】

このインデックス $\hat{l}$ について、2つのそれぞれ連続する部分相関間の $N-1$ 個の位相変化が次に決定される。しかしながら、この位相変化は、複素回転項

$$w_n = r_{yx,n}[\hat{l}] \cdot r_{yx,n-1}^*[\hat{l}]$$

20

として、 $n = 1, \dots, N-1$ について決定される。これらの回転項 w_n の大きさは一般に 1 とは異なるが、それらの大きさは、サイズ、したがってそれらの計算に参与する部分相関値の信頼性を考慮に入れる。

【0070】

実際に求められる回転項 $e^{j\alpha}$ は、 $N-1$ 個の回転項を合計することによって得られる。

$$e^{j\alpha} \propto w = \sum_{n=1}^{N-1} w_n$$

30

【0071】

ここで、関与する各回転項は、その信頼性によって暗黙的に重み付けされる。これは、大きな大きさが高い信頼性に対応し、したがって合計における高い重みにつながることを意味する。

【0072】

必要とされる回転項 $e^{j\alpha}$ は、コヒーレントな加算において増幅してはならず、従って、大きさ 1 を有するべきである。従って、回転項は、 w に等しくなく、それに比例しているだけである。 $N-1$ 個の回転項 w_n を平均すると、個々の偏関値がひどく破損される可能性がある場合に、とりわけ熱雑音および位相ジッターによる信号干渉がある場合に、推定が改善されるという結果になる。

40

【0073】

求められる回転項 `comrotterm` は、 w からの正規化により得られる。

$$e^{j\alpha} = \frac{w}{|w|}$$

【0074】

さらなる実施の形態によれば、相関値を決定するための装置は、第 1 の数値シーケンスの形で T バーストを受信するように構成される受信機の一部である。ここで、チャンネルビ

50

ットも各Tバースト中で送信される。このビットは、Tバーストの半分後に位相ジャンプを制御する。これは、チャンネルビット = 0 について、Tバーストが、第2の数値シーケンスの形の相関シーケンスとして受信機において存在するように送信されることを意味する。それに反して、チャンネルビット = 1 について、Tバーストの後半に - 1 が乗算される。この考え得る 180° の位相ジャンプは、ゼロパディングされたTバーストが送信機中にプログラムされる時および/または受信機中に相関シーケンスとして存在する時にも、常にバースト中央で生じる。

【0075】

しかしながら、この実施の形態によれば、B__s a m p l e s 中に存在するTバーストの後半は、- 1 が乗算されるのではなく、この乗算は、送信パルス形成機の出力をサンプリングすることにより、B__s a m p l e s 中で、Tバーストになる基礎をなすQPSKシンボルシーケンス中で生じる。しかしながら、この事実は以下において無視できる。なぜなら、提示されるアルゴリズムへの影響が重要でないものだからであり、その理由は、バーストの半分間の移行領域が、部分相関長に比べて短く、エネルギーをほとんど有していないからである。したがって、もし0/1が送信されなければならないのであれば、バーストの後半に+/-1が乗算されると仮定できる。

【0076】

部分相関値 $r_{yx,n}[l]$ が約 180° の同様な位相ジャンプを受けることが図10からわかる。位相ジャンプは、部分相関値 $r_{yx,3}[l]$ と部分相関値 $r_{yx,4}[l]$ との間に認められる。

【0077】

その結果、チャンネルビットを検出するために、行う必要があることは、この位相ジャンプを検出することだけである。

【0078】

原則として、位相ジャンプは、 $w_{N/2}$ から読み取ることができる。しかしながら、この回転項 $w_{N/2}$ は、周波数オフセットに起因する位相変化 α に対応するフラクションも含んでいる。このフラクション α は、補償されなければならない。これを達成するために、以下のアプローチが役に立つ。

【0079】

最初に、位相変化 α は、残りのすべての回転項から暗黙的に推定され、チャンネルビットによる位相ジャンプは全く生じ得ない。

$$\tilde{w} = \sum_{n=1}^{N/2-1} w_n + \sum_{n=N/2+1}^{N-1} w_n$$

【0080】

位相ジャンプの補償およびチャンネルビットの検出は、推定チャンネルビットが *transmit bit* と呼ばれ、以下の規則に従って実行される。 $\text{Re}(w_{N/2} \cdot \tilde{w}^*) < 0$ について *transmit bit* = 1、すなわち、補償後の位相ジャンプは、 90° と 270° との間にある。そうでなければ、*transmit bit* = 0、すなわち、位相ジャンプは、 -90° と $+90^\circ$ との間にある。この情報によって、ここで平均回転項も w の計算に含めることができる。 $w = \tilde{w} - w_{N/2}$ は、*transmit bit* = 1 に当てはまり、 $w = \tilde{w} + w_{N/2}$ は、*transmit bit* = 0 に当てはまる。

【0081】

$r'_{yx}[l] = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\alpha \cdot n} r_{yx,n}[l]$ に従って説明されたように、corrvals、すなわち、

$l = 0, \dots, t_nocorrvals - 1$ について $r'_{yx}[l]$ を計算する代わりに、

1つの変形がこの目的に適しており、この変形は、伝送チャネルビットにより、説明された位相ジャンプも付加的に考慮に入れ、これを補償する。

$$\begin{aligned} r'_{yx}[l] &= \sum_{n=0}^{N/2-1} e^{-j\alpha \cdot (n-N/2)} r_{yx,n}[l] \cdot (\pm 1) + \sum_{n=N/2}^{N-1} e^{-j\alpha \cdot (n-N/2)} r_{yx,n}[l] \\ &= \sum_{n=0}^{N/2-1} e^{-j\alpha \cdot (N/2-n)} r_{yx,n}[l] \cdot (\pm 1) + r_{yx,N/2}[l] + \sum_{n=1}^{N/2-1} e^{-j\alpha \cdot (N/2-n)} r_{yx,N-n}[l] \end{aligned} \quad 10$$

【0082】

transmitbit = 1 について、第1の合計には -1 が乗算され、transmitbit = 0 については、+1 が乗算される。実際、後者の合計は、+/-1 が乗算されることが必要であるが、示された変形は等価である。

【0083】

この計算指定には、ホーナスキームによるカスケードリング、たとえば、

$$((r_{yx,0}[l] \cdot e^{j\alpha} + r_{yx,0}[l]) \cdot e^{j\alpha} + r_{yx,0}[l]) \cdot e^{j\alpha} + \dots \quad 20$$

が用いられる場合、実施において遅延がより少ないという利点がある。

【0084】

さらなる利点は、回転項中の位相が、原則として、エラーのない方法で推定できないこ

とであり、その結果、 $r'_{yx}[l] = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\alpha \cdot n} r_{yx,n}[l]$ に従う第1のリンク変形において、

誤った位相を $N-1$ 乗することにより、合計中にこの位相エラーの最高で $(N-1)$ 倍が生じる。部分相関の改善されたコヒーレントな加算を表す最後に示された変形において、最大で、この位相エラーの $N/2$ 乗になる。

30

【0085】

comroterm $e^{j\alpha} = \frac{w}{|w|}$ の正規化を非常に正確な方法で実行できなければ、

回転項 $e^{j\alpha}$ による乗算は実際、 $C \cdot e^{j\alpha}$ による乗算を意味し、ここで $C \neq 1$ であり、すなわち、位相回転に加え、個々の部分相関値の増加または減衰も常にある。望ましくないことに、これは、結果として生じる相互相関シーケンスの形を変える。このエラーの原因は、最後に示された変形により低減される。なぜなら、増加は、第1の変形における $(N-1)$ 倍ではなく、最大で $N/2$ 倍だからである。

【0086】

さらなる実施の形態によれば、相関値を決定するための装置において、装置中で実施される部分相関アルゴリズムにおいてさらなる値が計算される。これらのさらなる値は、たとえば、受信機のシーケンス制御において必要とされる。

40

【0087】

SNIR推定のために、たとえば、最大2乗相関度 $maxsqcorr$ が必要とされる。これは、上記で計算された $\hat{l}$ についての値 $|r'_{yx}[\hat{l}]|^2$ である。

【0088】

SNIR推定のために同様に必要とされるものは、Tバーストの期間中の受信信号のエネルギー $recenerg$ である。このエネルギーは、以下の式

$$\text{recenerg} = \sum_{k=1}^{I+NM-1} |y[k]|^2$$

によって計算できる。

【0089】

y[k]が複素数値化され、したがって、各サンプルのパワーが、I成分およびQ成分におけるパワーで構成されていることに留意しなければならない。同じく計算されるものは、長さt_paddcorrseqlen=N*Mの相関シーケンスx[k]との最適マッチである信号部分についてのエネルギーである。この相関シーケンスはゼロパディングされているので、エネルギーは理想的なケースにおいてさえ、有用な信号を含む窓に関して合計されるだけでなく、雑音に加えてパディングされたゼロしか含まない信号部分に関して合計される。実際のTバーストよりも長い受信信号の窓に関する合計は、誤ったSNIR推定につながる。シーケンス制御において、この体系的エラーは、補正項SNIRcorrfactにより相殺される。

10

【0090】

以下では、部分相関計算の過程が、本発明の実施の形態による相関値を決定するための装置において実施される方法に従って説明される。説明される計算は、たとえば、Matlab関数の形で実現できる。

【0091】

20

第1のステップは、シーケンス制御の現在のパラメータt_choiceを介して、検討される送信機のTバースト0または1に対して行われるべきかどうか、すなわち、この送信機について正しい部分相関シーケンスpartcorrseqsが選択されるかどうかを決定するステップを含み、すでに説明されたように、送信機は、2つの考え得るTバーストから選ぶことができる。ここで、部分相関シーケンスは、図1による第2の数値シーケンスのサブセットに対応する。

【0092】

第2のステップにおいて、それぞれのt_nocorrvals部分相関値 $r_{yx,n}[l]$ は、t_nopartcorr部分相関の各々について決定される。

【0093】

30

第3のステップは、maxin0を決定するステップを含む。

【0094】

第4のステップは、 $\tilde{w}$ を決定するステップを含み、第5のステップは、transmitbitおよびwを決定するステップを含み、第6のステップは、comrottermを決定するステップを含み、第7のステップは、corrvalsを決定するステップを含み、第8のステップは、maxsqcorrおよびrecenergを決定するステップを含む。

【0095】

必要があれば、上述のステップは、たとえば、次善の実施により簡略化されたり、あるいは、たとえば、それらのFPGA実装が高価すぎるのであれば、さらなるソフトウェアモジュールにスワップアウトされたりできる。アルゴリズムがFPGAに実装されれば、計算集中的な操作、すなわち、部分相関計算およびrecenergの計算において生じると、主として長いベクトルに関する合計が、FPGA中にいずれにしてもとどまる必要がある。

40

【0096】

図11は、本発明の実施の形態による相関値を決定するための装置100を有するデジタル伝送システムの受信機のブロック図を示す。ミキサ1150は、(複素)ベースバンドに混合された受信信号をサンプルクロックB_clock中でフィルタ1152に送る。ミキサ115の下流にフィルタ1152が接続されている。整合フィルタ1152により生成された受信信号が、相関値を決定するための次の装置100において受信される。

50

図 1 に従って、第 1 の数値シーケンスに対応する受信信号は、装置 1 0 0 において、第 2 の数値シーケンスに対応する既知の信号シーケンスと相関される。装置 1 0 0 は、相関度値を連続的に提供するように構成され、この相関度値から最大点が次に決定される。相関度値は、次のアップサンプリングブロック 7 7 8 においてアップサンプリングされ得る。相関最大値を検出するための次の手段 1 1 5 6 において、相関最大点の位置が計算され、トリガー信号が出力される。

【 0 0 9 7 】

図 1 2 は、本発明の実施の形態による相関値を決定するための装置の受信機への搭載のブロック図を示す。相関値を決定するための装置 1 0 0 は、F I F O 1 2 6 0 を介して受信信号を受信する。取得手段 1 2 6 2 は、装置 1 0 0 に対して、窓位置を示し、この窓位置に関して部分相関が装置 1 0 0 において計算される。装置 1 0 0 は、決定された相関値を微細相関手段 1 2 0 3 に提供するように構成されている。相関値に加え、装置 1 0 0 は、チャンネルビットに関する情報、品質値ならびにフラッグを微細相関手段 1 2 0 3 に提供する。微細相関手段 1 2 0 3 は、最大点に関する決定を用いて相関値から最大点を決定するように構成され、この最大点から、次に、受信信号に含まれるバーストの到着時間が決定される。図 1 2 に示される信号処理チェーンの入力 *b a s e s i g* は、アンテナユニットからの受信信号を表し、この受信信号は、複素ベースバンドにダウンコンバートされた状態で存在し、従って I および Q 成分中に存在し、サンプルクロック *B _ c l o c k* においてサンプリングされている。この相関は、相関ボード上のラインとして実現される。

【 0 0 9 8 】

この実施の形態（図には示されない）に示される送信機の各受信信号の処理のために、図 1 2 に示される信号の処理は、以下の取得、部分相関計算および微細相関の部分に大まかに再分割できる。取得は、受信機を送信機に同期させるための A バーストの継続的な検索を含む。追跡アルゴリズムの最も計算集約的な部分を形成し、受信信号のセクションまたは窓上でしか動作しない、追跡のための部分相関計算において、T バーストは、ラスタ *B _ s a m p l e s* 中で検索される。微細相関はオーバーサンプリングクロックにおいて実行される。微細相関手段 1 2 0 3 は、部分相関計算 1 0 0 からの相関値で動作し、非常に微細なラスタ中の T バーストを検索する。

【 0 0 9 9 】

取得アルゴリズムは、受信信号中の T バーストのおおよその位置を予測するために、受信信号中の A バーストを利用する。

【 0 1 0 0 】

追跡アルゴリズムに入力される前に、受信信号は、F I F O によって計算された方法で遅延される。取得アルゴリズムの位置予測により、追跡アルゴリズムは、受信信号から窓を切り抜き、この窓の内部で T バーストが検索される。

【 0 1 0 1 】

この検索は 2 つのステップで実行される。第 1 のステップは、予測された窓中のラスタ *B _ s a m p l e* 中の T バーストについて相関値を決定するステップを含む。計算は、相関値に対する周波数オフセットの影響を明確に低減するために、部分相関を用いて実行される。加えて、伝送チャンネルビットが抽出され、受信信号についてのいくつかの品質値が決定される。

【 0 1 0 2 】

相関値、推定チャンネルビット、品質値ならびに合図フラッグが、*B _ s a m p l e* よりもずっと微細なラスタ中に相関値を内挿するために利用される。これは、微細相関と呼ばれる。ここで、バーストの到着時間の非常に正確な推定がもたらされる。加えて、さらなる品質値が、相関値から決定される。

【 0 1 0 3 】

図 1 3 は、本発明の実施の形態による相関値を決定するための装置の図を示す。*a _ n o p a r t c o r r s = 1 6* 個の部分相関器 1 3 0 2 を有する相関フィルタのアーキテクチャが示されている。

【0104】

最初に、入力信号 `Input 112` が元のまま、図 14 にそのアーキテクチャが示されている 16 個の部分相関フィルタに送られる。フィルタリングされた信号が部分相関器から来るので、それらの信号は、図 1 に示される処理手段の機能および計算手段の機能を含むリンク手段 1303 の 16 個のポートに並行して印加される。図 13 に示される装置の出力は、実数である。なぜなら、信号 `Output 116` の絶対値が、リンク手段 1303 の終端で形成されるからである。16 個の部分相関器の出力は複素数である。

【0105】

図 14 は、図 13 に示される部分相関フィルタ 1302 の図を示す。部分相関フィルタは、第 1 の数値シーケンス 112 を受信し、第 1 の部分相関値 118 を出力するように構成される。部分相関フィルタは、フィルタ `M12` ならびに互いに接続された遅延部材 `M7` を含む。ネット `net1`、9、15 上の信号は複素数であり、データレート `B_clock_48` を含む。ブロック図は、すべての `a_nopartcorrs` 部分相関フィルタについて同一である。最初に、適用された信号は、ブロック 0-4-1-1-1-2-1-1 においてフィルタリングされ、次にブロック 0-4-1-1-1-2-1-2 において遅延される。部分相関フィルタ間の相違は、異なるフィルタ係数および異なる遅延にある。異なるフィルタ係数および異なる遅延は、数値シーケンスのそれぞれのサブセットに依存する。遅延は、すべての部分相関が時間に関してマッチし、このレベルの後に、相関信号を形成するために再結合され得るために、必要とされる。

【0106】

フィルタ係数の再分割は、以下のスキームに従って実行される。取得バースト `a_burstseq` の実数型要素は、`real_a_burstseq` である。4 変数の参照シーケンスの場合にのみ存在する取得バースト `a_burstseq` の虚数型要素は、`imag_a_burstseq` である。相関シーケンス `real_a_burstseq` および `imag_a_burstseq` の長さは、`a_burstlen` である。`a_nopartcorrs` は、部分相関器の数である。`partcorrlen` =

$$\left\lceil \frac{a_burstlen}{a_nopartcorrs} \right\rceil$$
 は、サブフィルタ中のフィルタ係数の数である。したがって、たと

えば、レベル 0-4-1-1-1-2-1 の部分相関フィルタ 1 は、以下の係数を有する。

`real_a_burstseq(a_burstlen ~ a_burstlen - partcorrlen + 1)`、
`conj(imag_a_burstseq(a_burstlen ~ a_burstlen - partcorrlen + 1))`

【0107】

レベル 0-4-1-1-1-2-2 の部分相関フィルタ 2 は、以下の係数を有する。

`real_a_burstseq(a_burstlen - partcorrlen ~ a_burstlen - 2 * partcorrlen + 1)`、
`conj(imag_a_burstseq(a_burstlen - partcorrlen ~ a_burstlen - 2 * partcorrlen + 1))`

【0108】

さらに、相関フィルタ `n` は、以下の係数を有する。

`real_a_burstseq(a_burstlen - (n - 1) * partcorrlen ~ a_burstlen - n * partcorrlen + 1)`、
`conj(imag_a_burstseq(a_burstlen - (n - 1) * partcorrlen ~ a_burstlen - n * partcorrlen + 1))`

【0109】

部分相関フィルタ `a_nopartcorrs` は、16 個の部分相関器の場合に、以下の係数を有する。

```

    real__a__burstseq(partcorrlen~1, zeros(1~a__nopartcorrs*partcorrlen-a__burstlen)),
    conj(imag__a__burstseq(partcorrlen~1), zeros(1~a__nopartcorrs*partcorrlen-a__burstlen))。

```

【0110】

遅延要素の数も、部分相関フィルタの数に依存する。ゼロを部分相関フィルタ1に挿入する必要はまったくなく、partcorrlenゼロは、部分相関フィルタ2に挿入される必要があり、(n-1)*partcorrlenゼロは、部分相関フィルタnに挿入される必要があり、さらに(a__nopartcorrs-1)*partcorrlenゼロは、部分相関フィルタa__nopartcorrsに挿入される必要がある。

10

【0111】

a__corrburstは、以下の信号を参照することになる。

```

    a__corrburst=[flipr(conj(a__burstseq)), zeros(1,a__nopartcorrs*partcorrlen-a__burstlen)]。

```

【0112】

したがって、係数a__corrburst((ii-1)*partcorrlen+1~ii*partcorrlen)は、部分相関フィルタiiに属する。

【0113】

周波数オフセットの推定coffsestppmは、以下の式

```

    coffsestppm=angle(comrotterm)/(2*π*t__partcorrseqlen/B__clock)/carfreq*1e6

```

により行われる。

20

【0114】

受信された複素信号の大きさによる平均平方根は、相関シーケンス全体、すなわち、すべての部分相関の連結の間に推定される。Tバーストが相関シーケンスよりも明らかに短くなり得ることが観察され、その結果、相関シーケンスの間の結果として生じるRMSは、もしそれがTバーストの間にのみ測定されるならそれよりもずっと小さい。

【0115】

上述のパラメータは、以下の図15a~図15pにおいて定義される。

30

【0116】

パラメータa__corrburstは、図1によれば、第1の数値シーケンスに対応する相関信号を定義する。

【0117】

パラメータa__corrburstlenは、シンボル中の相関信号の長さを定義する。

【0118】

パラメータcomrottermは、部分相関における周波数オフセットを補償するための推定回転項を定義する。

40

【0119】

パラメータcorrvalsは、FPGAにおいて計算される複素相関値を定義する。

【0120】

パラメータmaxind0は、最大の大きさを有する相関値corrvalsの、ゼロからカウントされるインデックスを定義する。

【0121】

パラメータrecenergは、窓内のTバーストの推定位置に関して計算された受信信号のエネルギーをI成分およびQ成分の合計として定義する。

【0122】

パラメータt__nocorrvalsは、追跡部分相関値の数を定義する。

50

【 0 1 2 3 】

パラメータ `t__nopartcorr` は、周波数オフセットを制御するための追跡部分相関の数を定義する。

【 0 1 2 4 】

パラメータ `t__paddcorrseqlen` は、必要があればゼロパディングされる追跡部分相関シーケンスの全長を定義する。このパラメータは、`t__nopartcorr` の倍数でなければならない。このパラメータは、ほぼ `t__burstmaxlen`、または、必要であればより小さく、そしてすべての送信機について同じであるべきである。

【 0 1 2 5 】

パラメータ `t__partcorrseqlen` は、各追跡部分相関シーケンスの長さを定義する。

【 0 1 2 6 】

パラメータ `t0__partcorrseqs` は、検討される送信機の T バースト 0 についての追跡部分相関シーケンスを定義する。

【 0 1 2 7 】

パラメータ `t1__partcorrseqs` は、検討される送信機の T バースト 1 についての追跡部分相関シーケンスを定義する。

【 0 1 2 8 】

パラメータ `transmitbit` は、送信される推定チャネルビットを定義する。

【 0 1 2 9 】

パラメータ `toa` は、T バースト開始の推定到着時間 (TOA) を定義する。

【 0 1 3 0 】

パラメータ `winstartpos` は、相関値がその中で計算された窓の開始のタイムスタンプを定義する。

【 0 1 3 1 】

パラメータ `a__nopartcorr` は、取得バーストの受信アルゴリズム中の部分相関の数を定義する。

【 0 1 3 2 】

上述の実施の形態においてデジタル通信システムが参照されたとしても、相関値を決定するための本発明のアプローチは、所望のどのような数値シーケンスにも利用できる。部分相関値は、相互相関、自己相関または他のタイプの相関によって決定できる。本発明のアプローチは、特に、複素数値を有する相関シーケンスのために用いられ得るが、実数値の相関シーケンスについても機能する。

【 0 1 3 3 】

状況によっては、本発明の相関値を決定するための方法は、ハードウェアまたはソフトウェアで実施することができる。この実施は、それぞれの方法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協働する、電子的に読み取り可能な制御信号を有する、デジタル記憶媒体、特に、ディスクまたは CD 上で実行することができる。そのため、本発明は、一般に、コンピュータプログラム製品がコンピュータ上で実行されるときに、機械で読み取り可能なキャリアに格納された本発明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製品にも存在する。言い換えると、本発明は、コンピュータプログラムがコンピュータ上で実行されるときに、こ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として実現することができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 1 3 4 】

【図 1】図 1 は、本発明の実施の形態による相関値を決定するための装置のブロック図である。

【図 2】図 2 は、本発明による部分相関値のグラフ表現である。

【図 3】図 3 は、本発明の実施の形態による部分相関サンプルの散布図である。

【図４】図４は、本発明の実施の形態による相関曲線のグラフ表現である。

【図５】図５は、図４に示される相関曲線における相関と相関フロアとの比のグラフ表現である。

【図６】図６は、本発明のさらなる実施の形態による部分相関サンプルの散布図である。

【図７】図７は、本発明のさらなる実施の形態による相関曲線のグラフ表現である。

【図８】図８は、図７に示される相関曲線による相関と相関フロアとの比のグラフ表現である。

【図９】図９は、本発明の実施の形態による大きさ推定のための値を有する表を示す。

【図１０】図１０は、本発明のさらなる実施の形態による部分相関値のグラフ表現である。

10

【図１１】図１１は、本発明の実施の形態による相関値を決定するための装置を有する受信機のブロック図である。

【図１２】図１２は、本発明のさらなる実施の形態のブロック図である。

【図１３】図１３は、本発明の実施の形態による相関手段のブロック図である。

【図１４】図１４は、本発明の実施の形態による部分相関値を決定するための手段のブロック図である。

【図１５a】図１５aは、用いられるパラメータの概観である。

【図１５b】図１５bは、用いられるパラメータの概観である。

【図１５c】図１５cは、用いられるパラメータの概観である。

【図１５d】図１５dは、用いられるパラメータの概観である。

20

【図１５e】図１５eは、用いられるパラメータの概観である。

【図１５f】図１５fは、用いられるパラメータの概観である。

【図１５g】図１５gは、用いられるパラメータの概観である。

【図１５h】図１５hは、用いられるパラメータの概観である。

【図１５i】図１５iは、用いられるパラメータの概観である。

【図１５j】図１５jは、用いられるパラメータの概観である。

【図１５k】図１５kは、用いられるパラメータの概観である。

【図１５l】図１５lは、用いられるパラメータの概観である。

【図１５m】図１５mは、用いられるパラメータの概観である。

【図１５n】図１５nは、用いられるパラメータの概観である。

30

【図１５o】図１５oは、用いられるパラメータの概観である。

【図１５p】図１５pは、用いられるパラメータの概観である。

【図１６】図１６は、先行技術による相関値計算のグラフ表現である。

【図 1】

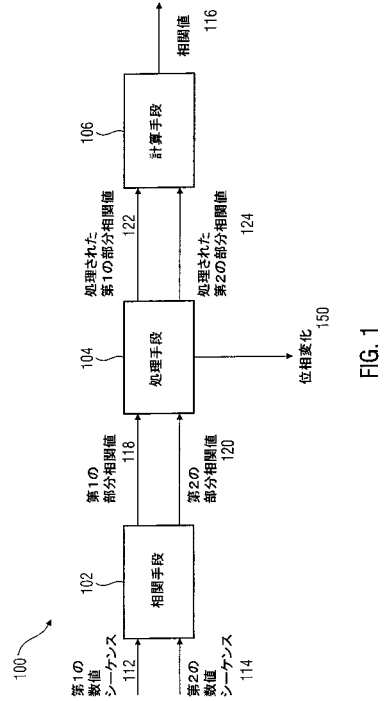


FIG. 1

【図 2】

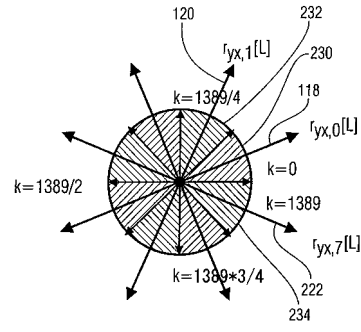


FIG. 2

【図 3】

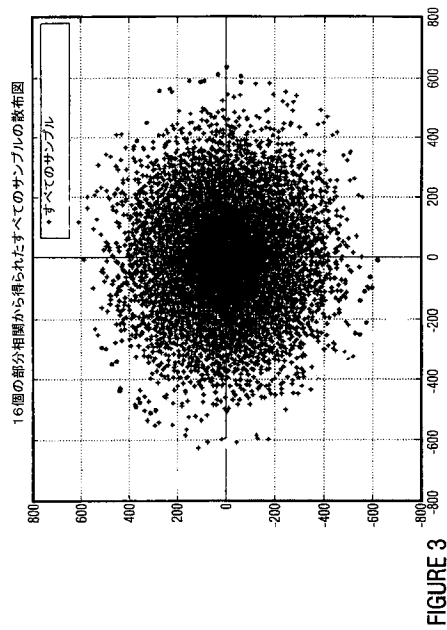


FIGURE 3

【図 4】

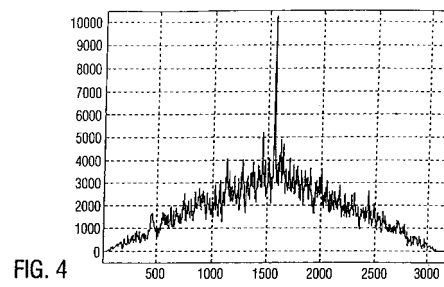


FIG. 4

【図 5】

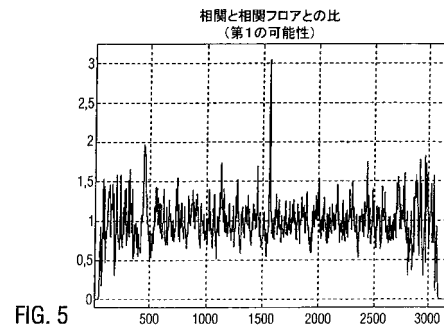
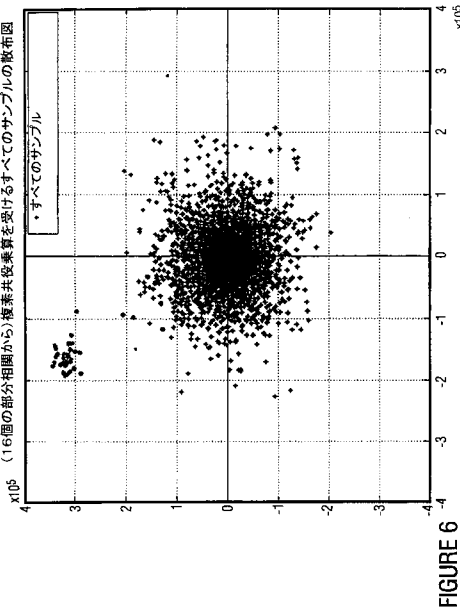
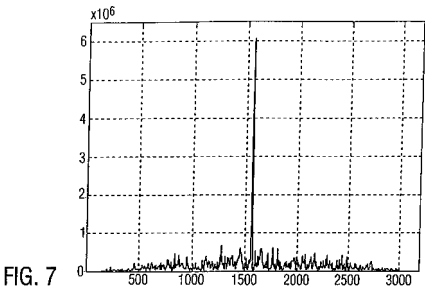


FIG. 5

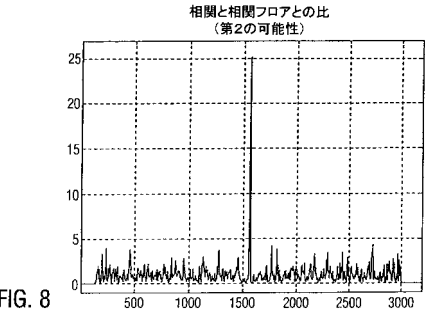
【図 6】



【図 7】



【図 8】

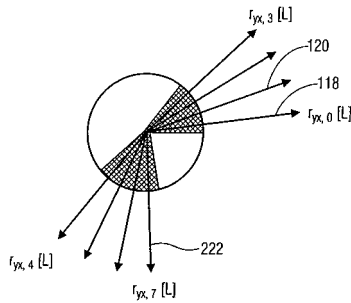


【図 9】

名称	アルファ α	ベータ β	平均 エラー (リニア)	RMS (dB)	ピーク (dB)
Min RMS Err	0,947543636291	0,392485425092	0,000547	-32,6	-25,6
Min Peak Err	0,960433870103	0,397824734759	-0,013049	-31,4	-28,1
Min RMS w/ Avg=0	0,948059448969	0,392699081699	0,000003	-32,6	-25,7
1, Min RMS Err	1	0,32326099	-0,020865	-28,7	-23,8
1, Min Peak Err	1	0,335982538	-0,025609	-28,3	-25,1
1, 1/2	1	0,5	-0,086775	-20,7	-18,6
1, 1/4	1	0,25	0,006456	-27,6	-18,7
Frerking	1	0,4	-0,049482	-25,1	-22,3
1, 11/32	1	0,34375	-0,028505	-28,0	-24,8
1, 3/8	1	0,375	-0,040159	-26,4	-23,4
15/16, 15/32	0,9375	0,46875	-0,018851	-29,2	-24,1
15/16, 1/2	0,9375	0,5	-0,030505	-26,9	-24,1
31/32, 11/32	0,96875	0,34375	-0,000371	-31,6	-22,9
31/32, 3/8	0,96875	0,375	-0,012024	-31,4	-26,1
61/64, 3/8	0,953125	0,375	0,002043	-32,5	-24,3
61/64, 13/32	0,953125	0,40625	-0,009611	-31,8	-26,6

FIG. 9

【図 10】



【図 1 1】

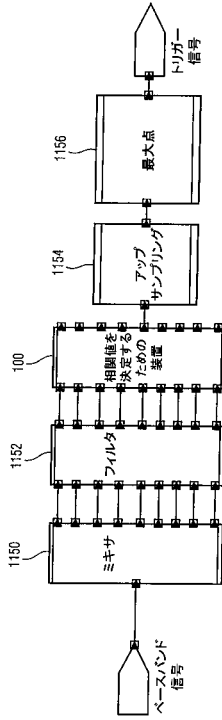


FIG. 11

【図 1 2】

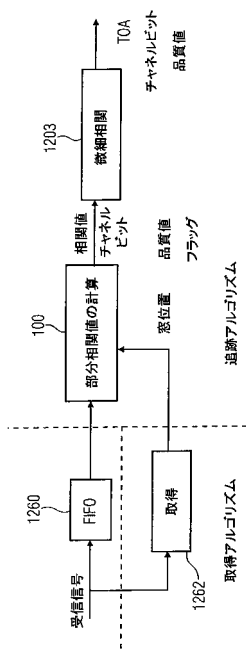


FIG. 12

【図 1 3】

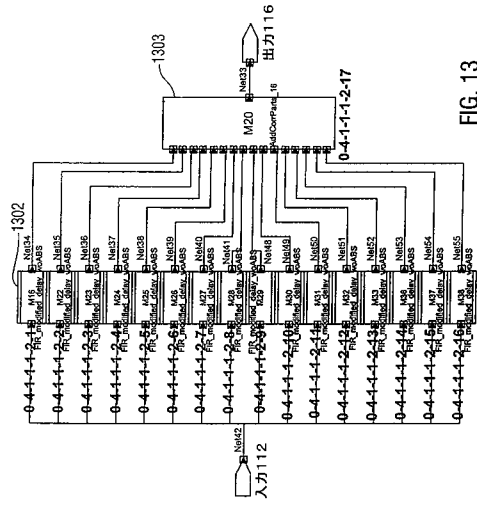


FIG. 13

【図 1 4】

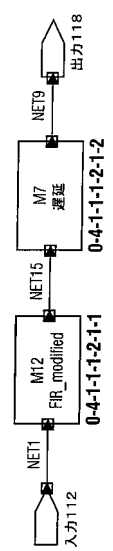


FIG. 14

【図 1 5 a】

名称	タイプ	オーナー	日付
a_corrburst	Var	wgc	12.12.03
説明			
相関信号			

FIG. 15a

【図 15 b】

名称	タイプ	オーナー	日付
a_corrburstlen	Var	wgc	12.12.03
説明			
シンボル中の相関信号の長さ(複素数)			

FIG. 15b

【図 15 c】

名称	タイプ	オーナー	日付
comrotterm	Trans	koe	15.10.03
説明			
部分相関で周波数オフセットを補償するための推定回転項			
表現			
複素数値			
コメント			
複素数値であり、大きさは1に正規化されている			

FIG. 15c

【図 15 d】

名称	タイプ	オーナー	日付
corrvals	Trans	koe	15.10.03
説明			
FPGAにおいて計算された複素相関値			
表現			
複素数値のベクトル			

FIG. 15d

【図 15 h】

名称	タイプ	オーナー	日付
t_nopartcorr	Const	koe	30.10.03
説明			
周波数オフセットを克服するための追跡部分相関の数			
コメント			
- 常に偶数でなければならない - すべての送信機について同じ			

FIG. 15h

【図 15 i】

名称	タイプ	オーナー	日付
t_paddcorrseqlen	Const	koe	30.10.03
説明			
(場合によりゼロパディングされる)追跡部分相関シーケンスの全長			

FIG. 15i

【図 15 j】

名称	タイプ	オーナー	日付
t_partcorrseqlen	Const	koe	30.10.03
説明			
各追跡部分相関シーケンスの長さ			
コメント			
$t_partcorrseqlen = t_paddcorrseqlen / t_nopartcorr$			

FIG. 15j

【図 15 e】

名称	タイプ	オーナー	日付
maxind0	Trans	koe	15.10.03
説明			
最大の大きさを有する相関値corrvalsの(0からカウントされる)インデックス			
表現			
整数			

FIG. 15e

【図 15 f】

名称	タイプ	オーナー	日付
recenerg	Trans	koe	15.10.03
説明			
窓内のTバーストの推定位置に関して計算される受信信号(IおよびQ成分の合計)のエネルギー			
表現			
整数			

FIG. 15f

【図 15 g】

名称	タイプ	オーナー	日付
t_nocorrvals	Const	koe	27.10.03
説明			
追跡(部分)相関値の数			

FIG. 15g

【図 15 k】

名称	タイプ	オーナー	日付
t0_partcorrseq	Var	koe	30.10.03
説明			
検討される送信機のTバースト0についての追跡部分相関シーケンス			
コメント			
- 長さt_partcorrseqlenのt_nopartcorr(複素数値)シーケンス - IおよびQ成分は各々-1～+1の値範囲で存在する			

FIG. 15k

【図 15 l】

名称	タイプ	オーナー	日付
t1_partcorrseq	Var	koe	30.10.03
説明			
検討される送信機のTバースト1についての追跡部分相関シーケンス			
コメント			
- 直線尺度、すなわち、$10^{-1} \sim 10^2$は、SNIR=-12dBに対応する - 各送信機について異なり得る(ただし、送信機の2つのTバーストについて常に同じ値)			

FIG. 15l

【図 15 m】

名称	タイプ	オーナー	日付
transmitbit	Trans	koe	15.10.03
説明			
推定伝送チャネルビット			
表現			
整数			

FIG. 15m

【図 15 n】

名称	タイプ	オーナー	日付
toa	Trans	hfn	15.10.03
説明			
Tバースト開始の推定TOA			
表現			
整数			
コメント			
システム開始からpsで表す、位置の計算用のみ			

FIG. 15n

【図 15 o】

名称	タイプ	オーナー	日付
winstartpos	Trans	koe	15.10.03
説明			
相関値がその中で計算された窓の開始のタイムスタンプ			
表現			
整数			
コメント			
このタイムスタンプは、0のインデックスを有するcorrvsls相関値に属する			

FIG. 15o

【図 15 p】

名称	タイプ	オーナー	日付
a_nopartcorr	Const	wgc	14.10.03
説明			
取得バーストの受信機アルゴリズムにおける部分相関の数			

FIG. 15p

【図 16】

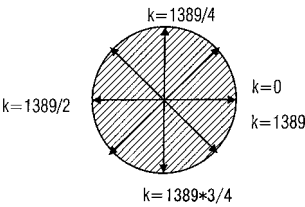


FIG. 16
従来技術

フロントページの続き

(72)発明者 ホフマン ギュンター

ドイツ連邦共和国 9 6 1 2 3 リッツェンドルフ ローンドルファー ヴェック 1 5

(72)発明者 ブライリング マルコ

ドイツ連邦共和国 9 1 0 5 4 エアランゲン リッツァーシュトラッセ 1 5

審査官 橘 均憲

(56)参考文献 特開平 0 8 - 0 0 8 7 8 0 (J P , A)

特開 2 0 0 3 - 1 5 2 6 0 0 (J P , A)

特表 2 0 0 3 - 5 2 3 6 8 8 (J P , A)

欧州特許第 0 1 8 2 5 6 0 3 (E P , B 1)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H04B 1/69 - 1/713

H04J 13/00 - 13/06