

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5161307号
(P5161307)

(45) 発行日 平成25年3月13日(2013.3.13)

(24) 登録日 平成24年12月21日(2012.12.21)

(51) Int.Cl. F I
H 0 4 J 11/00 (2006.01) H 0 4 J 11/00 Z

請求項の数 12 (全 36 頁)

(21) 出願番号 特願2010-516511 (P2010-516511)
(86) (22) 出願日 平成20年7月17日(2008.7.17)
(65) 公表番号 特表2010-534018 (P2010-534018A)
(43) 公表日 平成22年10月28日(2010.10.28)
(86) 国際出願番号 PCT/EP2008/059397
(87) 国際公開番号 W02009/010564
(87) 国際公開日 平成21年1月22日(2009.1.22)
審査請求日 平成23年6月29日(2011.6.29)
(31) 優先権主張番号 07/56530
(32) 優先日 平成19年7月17日(2007.7.17)
(33) 優先権主張国 フランス (FR)

(73) 特許権者 502124444
コミッサリア ア レネルジー アトミー
ク エ オ ゼネルジ ザルタナティヴ
フランス国 エフー75015 パリ,
バティマン 「 ル ボナン デー 」,
リュ ルブラン 25
(74) 代理人 100108453
弁理士 村山 靖彦
(74) 代理人 100064908
弁理士 志賀 正武
(74) 代理人 100089037
弁理士 渡邊 隆
(74) 代理人 100110364
弁理士 実広 信哉

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 周期定常信号を検出する方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

受信機によって送信機から受信したか、あるいは読取り装置によって記録媒体から読み取った、解析すべき信号中の周期定常信号を検出するための方法であって、

前記解析すべき信号の循環相関係数の二次形式として表される判別関数Jの値が、非ゼロ時間シフトの集合

【数 1】

$$(I_M^*)$$

10

及び循環周波数の集合(I_K)に対して予測されることを特徴とし、かつ、前記解析すべき信号に前記周期定常信号が存在しているかどうかを判定するために、値

【数 2】

$$1-\gamma\left(v,\frac{U}{\sigma^4}J\right)$$

と誤り検出率 η が比較されることを特徴とし、

20

上式で、 $\gamma(v, x)$ が、より低い正規化不完全ガンマ関数であり、 v が、非ゼロ時間シフトの前記集合の基数(M)と循環周波数の前記集合の基数(K)の積であり、 U が、自己相関窓の幅であって、その幅に対して前記循環相関係数が計算され、また、 σ^4 が、雑音分散の二乗である、検出方法。

【請求項2】

循環周波数の前記集合がゼロ周波数に低減されることを特徴とし、かつ、前記判別関数の前記値が、

【数3】

$$J = \sum_{m \in I_M^*} |R_s^0(m)|^2 \quad 10$$

によって計算されることを特徴とし、

上式で、

【数4】

$$R_s^0(m) \quad 20$$

が、非ゼロ時間シフト

【数5】

$$m \in I_M^*$$

を解析すべき信号の自己相関関数の値であり、

【数6】

$$I_M^* \quad 30$$

が、非ゼロ時間シフトの前記集合である、請求項1に記載の検出方法。

【請求項3】

前記自己相関関数の前記値が、

【数7】

$$\hat{R}_s^0(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m)s^*(u) \quad 40$$

によって解析すべき信号のサンプル $s(u)$ から予測されることを特徴とし、

上式で、 U が、前記自己相関窓の幅であり、また、 m が、サンプリング周期の数として表される時間シフトである、請求項2に記載の検出方法。

【請求項4】

前記判別関数が、

【数 8】

$$J = \left\| \tilde{\mathbf{A}}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{R} \right\|^2$$

によって計算されることを特徴とし、

上式で、 $\mathbf{R}$ が、前記非ゼロ時間シフト及び前記循環周波数に対する循環相関係数

【数 9】

10

$$R_s^{\alpha_k}(m)$$

からなるサイズ v のベクトルであり、また、

【数 10】

$$\tilde{\mathbf{A}}$$

20

が、これらの係数の相関行列に比例する行列である、請求項1に記載の検出方法。

【請求項 5】

前記判別関数が、

【数 11】

$$J = \sum_{m \in I_M^*} \sum_{\alpha_k \in I_K} \left| R_s^{\alpha_k}(m) \right|^2$$

によって計算されることを特徴とし、

上式で、

30

【数 12】

$$R_s^{\alpha_k}(m), \quad m \in I_M^*$$

が、循環相関係数であり、

【数 13】

$$I_M^*$$

40

が、非ゼロ時間シフトの前記集合であり、また、 I_K が、循環周波数の前記集合である、請求項1に記載の検出方法。

【請求項 6】

前記循環相関係数が、

【数 14】

$$\hat{R}_s^{\alpha_k}(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m) s^*(u) e^{2i\pi\alpha_k u}$$

50

によって解析すべき信号のサンプル $s(u)$ から予測されることを特徴とし、

上式で、 α_k が、 I_K に属する循環周波数であり、また、 m が、サンプリング周期の数として表される時間シフトである、請求項4または5に記載の検出方法。

【請求項7】

複数の受信機によって送信機から受信したか、あるいは複数の読取り装置によって記録媒体から読み取った、解析すべき複数 Q の信号($s_q(t)$)中の周期定常信号を検出する方法であって、

解析すべき前記信号の各々に対して、非ゼロ時間シフトの集合、

【数15】

$$(I_{Mq}^*)$$

10

及び循環周波数の集合、

【数16】

$$(I_{Kq})$$

に対するこの信号の循環相関係数の二次形式として表される判別関数 J_q の値が予測され、かつ、解析すべき前記信号に前記周期定常信号が存在しているかどうかを判定するために、値

20

【数17】

$$1 - \gamma \left(\sum_{q=1}^Q v_q, \sum_{q=1}^Q \frac{U_q}{\sigma_q^4} J_q \right)$$

と誤り検出率 η が比較されることを特徴とし、

上式で、 $\gamma(v, x)$ が、より低い正規化不完全ガンマ関数であり、 v_q が、解析すべき前記信号 $s_q(t)$ に対する非ゼロ時間シフトの前記集合の基数(M_q)と循環周波数の前記集合の基数(K_q)の積であり、 U_q が、自己相関窓の幅であって、その幅に対して前記循環相関係数が計算され、また、

30

【数18】

$$\sigma_q^4$$

が、解析すべき前記信号に対する雑音分散の二乗である、検出方法。

40

【請求項8】

解析すべき前記信号の各々に対して、循環周波数の前記集合がゼロ周波数に低減され、また、前記判別関数の前記値が、この信号に対して、

【数19】

$$J_q = \sum_{m \in I_{Mq}^*} |R_{s_q}^0(m)|^2$$

によって計算されることを特徴とし、

50

上式で、
【数 2 0】

$$R_{s_q}^0(m)$$

が、非ゼロ時間シフト
【数 2 1】

$$m \in I_{M_q}^*$$

を解析すべき前記信号 $s_q(t)$ の自己相関関数の値であり、
【数 2 2】

$$I_{M_q}^*$$

が、この信号に対する非ゼロ時間シフトの前記集合である、請求項7に記載の検出方法。
【請求項 9】

解析すべき前記信号の各々に対して、前記自己相関関数の前記値が、
【数 2 3】

$$\hat{R}_{s_q}^0(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s_q(u+m) s_q^*(u)$$

によってこの信号のサンプル $s(u)$ から予測されることを特徴とし、 30

上式で、 U が、前記自己相関窓の幅であり、また、 m が、サンプリング周期の数として表される時間シフトである、請求項8に記載の検出方法。

【請求項 10】

解析すべき信号 $s_q(t)$ の各々に対して、前記判別関数が、
【数 2 4】

$$J_q = \left\| \tilde{\mathbf{A}}_q^{-\frac{1}{2}} \mathbf{R}_q \right\|^2$$

によって計算されることを特徴とし、

上式で、 $\mathbf{R}_q$ が、前記非ゼロ時間シフト及び前記循環周波数に対する循環相関係数
【数 2 5】

$$R_{s_q}^{\alpha_k}(m)$$

からなるサイズ v_q のベクトルであり、また、

10

20

30

40

【数 2 6】

$$\tilde{\mathbf{A}}_q$$

が、これらの係数の相関行列に比例する行列である、請求項7に記載の検出方法。

【請求項 1 1】

解析すべき信号 $s_q(t)$ の各々に対して、前記判別関数が、

【数 2 7】

$$J_q = \sum_{m \in I_{M_q}^*} \sum_{\alpha_k \in I_{K_q}} |R_{s_q}^{\alpha_k}(m)|^2$$

10

によって計算されることを特徴とし、

上式で、

【数 2 8】

$$R_{s_q}^{\alpha_k}(m), \quad m \in I_{M_q}^*$$

20

が、前記信号 $s_q(t)$ の循環相関係数であり、

【数 2 9】

$$I_{M_q}^*$$

が、この信号に対する非ゼロ時間シフトの前記集合であり、また、

【数 3 0】

$$I_{K_q}$$

30

が、この信号に対する循環周波数の前記集合である、請求項7に記載の検出方法。

【請求項 1 2】

解析すべき信号 $s_q(t)$ の各々に対して、前記循環相関係数が、

【数 3 1】

$$\hat{R}_s^{\alpha_k}(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m) s^*(u) e^{2i\pi\alpha_k u}$$

40

によってこの信号のサンプル $s_q(u)$ から予測されることを特徴とし、

上式で、 α_k が、 I_K に属する循環周波数であり、また、 m が、サンプリング周期の数として表される時間シフトである、請求項10または11に記載の検出方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

50

【0001】

本発明は周期定常 (cyclostationary) 信号の検出に関する。本発明は、認知無線 (コグニティブ無線) システムの分野、アンテナ処理または無線ウォータマーキングの分野のような多様な分野にその用途が見出される。

【背景技術】

【0002】

混雑する一方のスペクトルの密集は、周波数帯域が既に割り当てられているシステム、つまりいわゆる一次システムと共存することができる電気通信システムの検討を余儀なくしている。2つの共存する戦略が目下のところ重要な研究の主題である。第1の戦略は、スペクトルを極めて広範囲にわたって拡散することによって極めて低い信号レベルを使用することからなっており、これは、UWB(超広帯域)とも呼ばれている超広帯域システムが後続する方式である。第2の戦略は、規則的に、あるいは一時的に占有されないスペクトルの一部を日和見的に使用することからなっており、これは、いわゆる日和見 (opportunistic) 無線(または認知無線)方式である。認知無線については、J. Mitolaの論文、名称「Cognitive radio: an integrated agent architecture for software defined radio」、Royal Institute of Technology, Stockholm、PhD Dissertation、2000年5月8日の中で説明されている。

10

【0003】

所与の帯域で送信することができるようにするためには、送信機は、無線信号、とりわけGSM信号などのTDMA(時分割多重アクセス)信号、あるいはCDMA(符号分割多重アクセス)タイプのスペクトル的に広がった信号、さらにはOFDM(直交周波数分割多重化)信号がこの帯域に存在しているかどうかを判定することができなければならない。拡散信号が雑音に混入している場合、単純な電力検出器による手段では、高い信頼性でこの情報を獲得することは不可能である。

20

【0004】

通常、その存在が検出されるべく意図されている、信号に関する先験的情報 (priori information) を利用することができないブラインド検出方法と、検出すべき信号の特定のパラメータが分かっているセミブラインドタイプの予測方法とは区別されている。

【0005】

TDMA信号、CDMA信号またはOFDM信号の存在を周期定常性の基準からセミブラインド検出するための方法は、M. Onerらの論文、名称「Cyclostationarity based air interface recognition for software radio systems」、published in Proc. of the 15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications、2004年9月、1947~1951頁に記載されている。より詳細には、この方法によれば、受信した信号の自己相関関数から、後者が所定の無線インタフェースの循環周波数特性を有しているかどうかを試験することができる。

30

【0006】

しかしながら、この方法は、ブラインド環境の中でのみ動作する。さらに、たとえセミブラインド環境の中であっても、検出すべき信号が異なる値の伝送パラメータを仮定することができる場合、例えば異なるスペクトル拡散係数を有することができるCDMA信号を仮定することができる場合、この方法によって所定のフォールスアラームレート (誤アラームレート) すなわちCFAR(定フォールスアラームレート (定誤アラームレート)) を得ることは不可能である。

40

【0007】

周期定常信号の検出は極めて多種多様な分野で使用されており、例えば無線ウォータマーキングの分野で使用されている。ウォータマークは、とりわけ不法な複写を追跡する目的で、隠れたデータをその中に導入するために音声信号に挿入される、電力が極めて小さい信号である。L. de C.T. Gomesらの論文、名称「Tatouage audio exploitant des proprietes de cyclostationarite」、published in the journal Traitement du Signal、2001年、Vol. 19、No. 1、1~9頁に、循環周波数のウォータマーキングによる周期定常入れ

50

墨信号符号化隠れデータ (cyclostationary tattouing signal coding hidden data) が提案されている。音声ウォータマーキングの周知の検出は、音声信号中の前記循環周波数を検出することによって実行される。しかしながら、この検出方法では、広範囲にわたる様々な音声信号に対して、無線ウォータマーキングが所定のフォールスアラームレートで存在しているかどうかを判定することはできない。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0008】

【非特許文献1】J. Mitolaの論文、名称「Cognitive radio: an integrated agent architecture for software defined radio」、Royal Institute of Technology、Stockholm 10
、PhD Dissertation、2000年5月8日

【非特許文献2】M. Onerらの論文、名称「Cyclostationarity based air interface recognition for software radio systems」、published in Proc. of the 15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications、2004年9月、1947～1951頁

【非特許文献3】L. de C.T. Gomesらの論文、名称「Tatouage audio exploitant des proprietes de cyclostationarite」、published in the journal Traitement du Signal、2001年、Vol. 19、No. 1、1～9頁

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

20

【0009】

本発明の目的は、低信号対雑音比条件の場合に、受信した信号または読み取った信号に周期定常信号が存在しているかどうかを、ブラインド環境またはセミブラインド環境の中で、所定の信頼性レベルで判定することができる強固な方法を提案することである。

【課題を解決するための手段】

【0010】

第1の実施例によれば、本発明は、受信機によって送信機から受信したか、あるいは読取り装置によって記録媒体から読み取った、解析すべき信号中の周期定常信号を検出するための方法によって定義される。この方法によれば、解析すべき信号の循環相関係数の二次形式として表される判別関数Jの値が、非ゼロ時間シフトの集合及び循環周波数の集合 30
に対して予測され、次に、解析すべき信号に前記周期定常信号が存在しているかどうかを判定するために、値

【数1】

$$1 - \gamma\left(\nu, \frac{U}{\sigma^4} J\right)$$

と誤り検出率 η が比較される。

【0011】

上式で、 $\gamma(\nu, x)$ は、より低い正規化不完全ガンマ関数であり、 ν は、非ゼロ時間シフトの前記集合の基数と循環周波数の前記集合の基数の積であり、Uは、自己相関窓の幅であって、その幅に対して循環相関係数が計算され、また、 σ^4 は、雑音分散の二乗である。 40

【0012】

一代替例によれば、循環周波数の前記集合がゼロ周波数に低減され、また、判別関数の値は、

【数 2】

$$J = \sum_{m \in I_M^*} |R_s^0(m)|^2$$

によって計算される。

【0 0 1 3】

上式で、

【数 3】

$$R_s^0(m)$$

10

は、非ゼロ時間シフト

【数 4】

$$m \in I_M^*$$

を解析すべき信号の自己相関関数の値であり、また、

20

【数 5】

$$I_M^*$$

は、非ゼロ時間シフトの前記集合である。

【0 0 1 4】

有利に、自己相関関数の値は、

【数 6】

$$\hat{R}_s^0(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m)s^*(u)$$

30

によって解析すべき信号のサンプル $s(u)$ から予測することができる。

【0 0 1 5】

上式で、 U は、相関窓の幅であり、また、 m は、サンプリング周期の数として表される時間シフトである。

【0 0 1 6】

第2の代替例によれば、判別関数は、

【数 7】

$$J = \left\| \tilde{\mathbf{A}}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{R} \right\|^2$$

40

によって計算される。

【0 0 1 7】

上式で、 $\mathbf{R}$ は、前記非ゼロ時間シフト及び前記循環周波数に対する循環相関係数

【数 8】

$$R_s^{\alpha_k}(m)$$

からなるサイズ v のベクトルであり、また、

【数 9】

$$\tilde{\mathbf{A}}$$

10

は、これらの係数の相関行列に比例する行列である。

【0 0 1 8】

第3の代替例によれば、判別関数は、

【数 1 0】

$$J = \sum_{m \in I_M^*} \sum_{\alpha_k \in I_K} |R_s^{\alpha_k}(m)|^2$$

によって計算することができる。

20

【0 0 1 9】

上式で、

【数 1 1】

$$R_s^{\alpha_k}(m), \quad m \in I_M^*$$

は、循環相関係数であり、

【数 1 2】

30

$$I_M^*$$

は、非ゼロ時間シフトの前記集合であり、また、 I_K は、循環周波数の前記集合である。

【0 0 2 0】

有利に、循環相関係数は、

【数 1 3】

$$\hat{R}_s^{\alpha_k}(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m) s^*(u) e^{2i\pi\alpha_k u}$$

40

によって解析すべき信号のサンプル $s(u)$ から予測することができる。

【0 0 2 1】

上式で、 α_k は、 I_K に属する循環周波数であり、また、 m は、サンプリング周期の数として表される時間シフトである。

【0 0 2 2】

また、第2の実施例によれば、本発明は、複数の受信機によって送信機から受信したか、あるいは複数の読取り装置によって記録媒体から読み取った、解析すべき複数 Q の信号中の周期定常信号を検出するための方法によって定義される。この方法によれば、解析すべき前記信号の各々に対して、非ゼロ時間シフトの集合及び循環周波数の集合に対するこ

50

の信号の循環相関係数の二次形式として表される判別関数 J_q の値が予測され、かつ、解析すべき前記信号に前記周期定常信号が存在しているかどうかを判定するために、値

【数 1 4】

$$1 - \gamma \left(\sum_{q=1}^Q v_q, \sum_{q=1}^Q \frac{U_q}{\sigma_q^4} J_q \right)$$

と誤り検出率 η が比較される。

【0 0 2 3】

10

上式で、 $\gamma(v, x)$ は、より低い正規化不完全ガンマ関数であり、 v_q は、解析すべき信号 $s_q(t)$ に対する非ゼロ時間シフトの前記集合の基数と循環周波数の前記集合の基数の積であり、 U_q は、自己相関窓の幅であって、その幅に対して循環相関係数が計算され、また、

【数 1 5】

$$\sigma_q^4$$

は、解析すべき信号に対する雑音分散の二乗である。

20

【0 0 2 4】

第1の代替例によれば、解析すべき前記信号の各々に対して、循環周波数の前記集合がゼロ周波数に低減され、また、判別関数の値は、この信号に対して、

【数 1 6】

$$J_q = \sum_{m \in I_{Mq}} \left| R_{s_q}^0(m) \right|^2$$

によって計算される。

【0 0 2 5】

30

上式で、

【数 1 7】

$$R_{s_q}^0(m)$$

は、非ゼロ時間シフト

【数 1 8】

$$m \in I_{Mq}^*$$

40

を解析すべき信号 $s_q(t)$ の自己相関関数の値であり、

【数 1 9】

$$I_{Mq}^*$$

は、この信号に対する非ゼロ時間シフトの前記集合である。

【0 0 2 6】

50

有利に、解析すべき前記信号の各々に対して、自己相関関数の前記値は、
【数 2 0】

$$\hat{R}_{s_q}^0(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s_q(u+m) s_q^*(u)$$

によってこの信号のサンプル $s(u)$ から予測することができる。

【0 0 2 7】

上式で、 U は、自己相関窓の幅であり、また、 m は、サンプリング周期の数として表される時間シフトである。 10

【0 0 2 8】

第2の代替例によれば、解析すべき信号 $s_q(t)$ の各々に対して、判別関数は、
【数 2 1】

$$J_q = \left\| \tilde{\mathbf{A}}_q^{-\frac{1}{2}} \mathbf{R}_q \right\|^2$$

によって計算される。

20

【0 0 2 9】

上式で、 $\mathbf{R}_q$ は、前記非ゼロ時間シフト及び前記循環周波数に対する循環相関係数
【数 2 2】

$$R_{s_q}^{\alpha_k}(m)$$

からなるサイズ v_q のベクトルであり、また、

【数 2 3】

$$\tilde{\mathbf{A}}_q$$

30

は、これらの係数の相関行列に比例する行列である。

【0 0 3 0】

第3の代替例によれば、解析すべき信号 $s_q(t)$ の各々に対して、判別関数は、
【数 2 4】

$$J_q = \sum_{m \in I_{M_q}^*} \sum_{\alpha_k \in I_{K_q}} \left| R_{s_q}^{\alpha_k}(m) \right|^2$$

40

によって計算される。

【0 0 3 1】

上式で、

【数 2 5】

$$R_{s_q}^{\alpha_k}(m), \quad m \in I_{M_q}^*$$

は、信号 $s_q(t)$ の循環相関係数であり、

50

【数 2 6】

$$I_{Mq}^*$$

は、この信号に対する非ゼロ時間シフトの前記集合であり、また、

【数 2 7】

$$I_{Kq}$$

10

は、この信号に対する循環周波数の前記集合である。

【0 0 3 2】

有利に、解析すべき信号 $s_q(t)$ の各々に対して、循環相関係数は、

【数 2 8】

$$\hat{R}_s^{\alpha_k}(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m) s^*(u) e^{2i\pi\alpha_k u}$$

によってこの信号のサンプル $s_q(u)$ から予測することができる。

20

【0 0 3 3】

上式で、 α_k は、 I_K に属する循環周波数であり、また、 m は、サンプリング周期の数として表される時間シフトである。

【図面の簡単な説明】

【0 0 3 4】

【図 1】本発明の第1の実施例による周期定常信号を検出するための方法の流れ図である

。

【図 2】本発明の第2の実施例による周期定常信号を検出するための方法の流れ図である

。

【図 3】本発明の第3の実施例による周期定常信号を検出するための方法の流れ図である

30

。

【図 4】本発明の第4の実施例による周期定常信号を検出するための方法の流れ図である

。

【発明を実施するための形態】

【0 0 3 5】

本発明の他の特徴及び利点は、添付の図を参照して行う本発明の好ましい実施例を読むことによって明らかになるであろう。

【0 0 3 6】

以下では、周期定常信号が雑音に混入している場合について考察する。ここでは、周期定常信号(広義の意味における)は、その自己相関関数が、

40

【数 2 9】

$$R_s(t, \tau) = E \{ s(t) s^*(t - \tau) \} \quad \dots (1)$$

によって定義されるよう、確率関数 $s(t)$ によって表すことができる信号を示している。上式で、 $E\{\cdot\}$ は数学的期待値を示しており、周期関数である。

【0 0 3 7】

この場合、自己相関関数はフーリエ級数

【数 3 0】

$$R_s(t, \tau) = \sum_k R_s^{\tilde{\alpha}_k}(\tau) e^{2i\pi\tilde{\alpha}_k t} \quad \dots (2)$$

として展開することができ、上式で、複素係数

【数 3 1】

$$R_s^{\tilde{\alpha}_k}(\tau)$$

10

は、循環相関係数と呼ばれており、また、実数値

【数 3 2】

$$\tilde{\alpha}_k$$

は、信号の循環周波数と呼ばれている。

【0 0 3 8】

離散時間を備えた周期定常信号の場合を仮定すると、式(2)は、

20

【数 3 3】

$$R_s(n, m) = \sum_k R_s^{\alpha_k}(m) e^{2i\pi\alpha_k n} \quad \dots (3)$$

になる。

【0 0 3 9】

上式で、 $t=nT_e$ 、 $\tau=mT_e$ であり、また、

【数 3 4】

30

$$\tilde{\alpha}_k = \frac{\alpha_k}{T_e}$$

であり、 T_e はサンプリング周期である。

【0 0 4 0】

以下では、普遍性を何ら損なうことなく、いずれか一方の式を分け隔てなく表している。

【0 0 4 1】

以下では、1つまたは複数の受信機によって送信機から受信した解析すべき信号、あるいは1つまたは複数の読取り装置によって記録媒体から読み取った信号について考察する

40

【0 0 4 2】

本発明による検出方法の場合、解析すべき信号に周期定常信号が存在しているかどうかを、所与の信頼性レベル、つまり等価的に所与の誤り検出率で判定することができる。

【0 0 4 3】

以下では、周期定常信号が、極めて小さい信号対雑音比で中心となるガウス白色雑音に混入していること、言い換えると、dBで表した場合、極めて微小な、と言うべき大きさに混入していることが仮定されている。

【0 0 4 4】

慣習に従って、 H_0 には、解析すべき信号に雑音のみが含まれていることが仮定されてお

50

り、また、 H_1 には、解析すべき信号に、この雑音に混入している周期定常信号が含まれていることが仮定されている。

【0045】

本発明による検出方法には、解析すべき信号の循環相関係数の二次形式として定義される判別関数があり、これらは、複数の非ゼロ時間シフト及び複数の循環周波数に対するものである。

【0046】

判別関数は、

【数35】

$$J = \sum_{m \in I_M^*} \sum_{\alpha_k \in I_K} |R_s^{\alpha_k}(m)|^2 \quad \dots (4)$$

10

の形式を仮定することができる。

【0047】

上式で、

【数36】

$$I_M^*$$

20

は、自己相関関数の非ゼロ時間シフト値の離散集合であり、また、 I_K は、循環周波数の値の離散集合である。

【0048】

必要に応じて、集合

【数37】

$$I_M^*$$

30

及び/または集合 I_K は、単集合に縮小することも可能である。

【0049】

表記法は、

【数38】

$$M = \text{card}(I_M^*)$$

及び $K = \text{card}(I_K)$ になる。

【0050】

理論的には、解析すべき信号が周期定常性を全く有していない場合、つまり仮説 H_0 が仮定されている場合、 J の値はゼロである。

【0051】

実際には、 J は、時間領域における循環相関係数を以下の方法で予測することによって予測される。

【0052】

40

【数 3 9】

$$\hat{R}_s^{\alpha_k}(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m) s^*(u) e^{2i\pi\alpha_k u} \quad \dots (5)$$

【0 0 5 3】

上式で、Uは観察時間であり、自己相関窓の幅とも呼ばれている。

【0 0 5 4】

次に、Jの予測値

【数 4 0】

10

$$\hat{J}$$

が、

【数 4 1】

$$\hat{J} = \sum_{m \in I_M^*} \sum_{\alpha_k \in I_K} \left| \hat{R}_s^{\alpha_k}(m) \right|^2 \quad \dots (6)$$

20

よって単純に得られる。

【0 0 5 5】

予測値

【数 4 2】

$$\hat{J}$$

が所定の閾値 J_0 を超えている場合、解析すべき信号には周期定常信号が存在している、と結論付けることができる。

30

【0 0 5 6】

一方、予測値

【数 4 3】

$$\hat{J}$$

がこの閾値未満である場合、解析すべき信号には雑音しか含まれていない、と結論付けることができる。

40

【0 0 5 7】

以下、周期定常信号がスペクトルの的に広がった信号またはOFDM信号である場合の判別関数のいくつかの非制限例について説明する。

【0 0 5 8】

一般に、受信機によって送信機から受信されるスペクトルの的に広がった信号は、以下の方法で表現することができる。

【0 0 5 9】

【数 4 4】

$$s(t) = \sum_p a_p \sum_{\ell=0}^{L-1} c_\ell g(t - \ell T_c - p T_s) + b(t) \quad \dots (7)$$

【0 0 6 0】

上式で、 c_l 、 $l=0, \dots, L-1$ はスペクトル拡散シーケンス、 T_c はチップ周期(chip)、 $T_s=LT_c$ はシンボル周期、 a_p は送信機によって送信される情報シンボル、 $g(t)$ は、送信機と受信機との間の経路のインパルス応答によるシンボル整形のためのパルスの畳み込み、 $b(t)$ は、雑音を記述している確率関数である。

10

【0 0 6 1】

同様に、受信機内におけるベースバンド復調後のOFDM信号は、以下の形式で表現することができる。

【0 0 6 2】

【数 4 5】

$$s(t) = \frac{\sqrt{E}}{N} \sum_k g(t - k(N+D)T_c) e^{2i\pi\Delta f t} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} a_{n+kN} e^{2i\pi \frac{n}{NT_c} (t - DT_c - k(N+D)T_c)} \quad \dots (8)$$

20

【0 0 6 3】

上式で、 E は信号の電力、 N はOFDM多重通信の搬送波の数、 a_n は変調アルファベットに属する情報シンボル、典型的にはBPSK、QPSKまたはQAMに属する情報シンボル、 $1/T_c$ は情報シンボルのスループット、つまり $1/NT_c$ の値を有するキャリア間の間隔、 D は有用な継続期間 $T_u=NT_c$ の分数として表されるサイクリックプレフィックスのサイズ、 $g(t)$ は、信号のスペクトルをアポダイズすることを意図したタイムサポート $[0, (N+D)T_c]$ を使用してOFDMシンボルを整形するためのパルス、 Δf はRF復調の不完全性による搬送波の残余である。

【0 0 6 4】

本発明による検出方法をブラインド環境で動作させる場合、つまり、雑音に混入している可能性がある周期定常信号に関する先験的情報を利用することができない場合、ゼロ循環周波数に対する判別関数を計算することで妥協することになる。言い換えると、循環周波数の集合が単集合 $I_K=\{0\}$ に縮小される。

30

【0 0 6 5】

雑音に混入しているスペクトル的に広がった信号の存在をブラインドで検出するために、時間シフト値の集合として、“ $I_M=\{-M_{\max}, \dots, -M_{\min}\} \cup \{M_{\min}, \dots, M_{\max}\}$ ”によって定義される集合を獲得することができる。

【0 0 6 6】

上式で、 $M_{\min}$ 及び $M_{\max}$ は非ゼロの正の整数である。一般的には $M_{\min}=1$ 及び $M_{\max}=10$ である。

【0 0 6 7】

雑音に混入しているOFDM信号をブラインドで検出するために、単集合を時間シフト値の集合、

40

【数 4 6】

$$I_M = \left\{ \frac{T_u}{T_e} \right\}$$

として獲得することができる。

【0 0 6 8】

50

上式で、 T_u は有用な継続期間であり、また、 T_e はサンプリング周期である。

【0069】

セミブラインド環境の場合、解析すべきCDMA信号またはOFDM信号をそのチップ周波数、つまり

【数47】

$$\frac{1}{T_c}$$

10

でサンプリングすることができる。

【0070】

スペクトル拡散係数 L が分かっているCDMA信号の場合、それぞれ循環周波数の集合及び時間シフトの集合、

【数48】

$$I_K = \left\{ 0, \frac{1}{L}, \dots, \frac{L-1}{L} \right\} \quad \text{及び} \quad I_M = \{-M_{\max}, \dots, -M_{\min}\} \cup \{M_{\min}, \dots, M_{\max}\}$$

20

として獲得することができる。

【0071】

OFDM信号を検出する場合も、同様の方法で、それぞれ循環周波数の集合及び時間シフトの集合、

【数49】

$$I_M = \left\{ \frac{T_u}{T_e} \right\} \quad \text{及び} \quad I_K = \left\{ -\frac{N}{D} + 1, \dots, \frac{N}{D} - 1 \right\}$$

30

として獲得することができる。

【0072】

一般的な場合に戻ると、本発明による検出方法の場合、有利に、仮定 H_1 と仮定 H_0 との間で判定することができ、言い換えると、解析すべき信号に周期定常信号が含まれているか、あるいは含まれていないかを所定の誤り検出率で判定することができる。

【0073】

仮定 H_0 が実現される場合、循環相関係数の予測値

【数50】

$$\hat{R}_s^{\alpha_k}$$

40

は、中心となるガウスの法則に、分散

【数51】

$$\frac{\sigma^4}{U}$$

で従うことを示すことができる(付録I参照)。

【0074】

50

さらに、同じ仮定の下で、2つの循環相関係数
【数 5 2】

$$\hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1)$$

及び

【数 5 3】

$$\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2)$$

10

のそれぞれの予測値は無相関になること、つまり、それらは、 $m_1 \neq m_2$ である場合、
【数 5 4】

$$E\left\{\hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1)\left(\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2)\right)^* \middle| H_0\right\} = 0$$

になることが示され得る(付録II参照)。

20

【0 0 7 5】

一方、 $m_1 = m_2$ である場合、これらの係数

【数 5 5】

$$\hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1)$$

及び

【数 5 6】

30

$$\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2)$$

の予測値は相関性を有する。

【0 0 7 6】

引き続いて、ブラインド環境の場合及びセミブラインド環境の場合について考察する。

【0 0 7 7】

ブラインド環境の場合、探索される周期定常信号の循環周波数が先験的に分かっているため、提案されている判別関数は、

40

【数 5 7】

$$\hat{J} = \sum_{m \in \hat{I}_M} \left| \hat{R}_s^0(m) \right|^2 \quad \dots (9)$$

に縮小される。

【0 0 7 8】

予測値

50

【数 5 8】

 $\hat{J}$

は、 M を中心とするガウス変数の和として表され、その条件付き確率強度は、 χ^2 法則に当てはまり、つまり

【数 5 9】

$$\Pr(\hat{J}|H_0) = \frac{U}{\sigma^4} \frac{1}{(M-1)! 2^M} \left(\hat{J} \frac{U}{\sigma^4} \right)^{M-1} e^{-\left(\hat{J} \frac{U}{\sigma^4} \right)/2} \quad \dots (10)$$

である。

【0 0 7 9】

この式から、その分布関数は、

【数 6 0】

$$\Pr(\hat{J} \leq \hat{J}_0 | H_0) = \gamma \left(M, \hat{J}_0 \frac{U}{\sigma^4} \right) \quad \dots (11)$$

によって与えられ、したがって

【数 6 1】

$$\Pr(\hat{J} > \hat{J}_0 | H_0) = 1 - \gamma \left(M, \hat{J}_0 \frac{U}{\sigma^4} \right) \quad \dots (12)$$

で与えられることが推論される。

【0 0 8 0】

上式で、 γ は、より低い正規化不完全ガンマ関数、すなわち

【数 6 2】

$$\gamma(M, x) = \frac{1}{(M-1)!} \int_0^x t^{M-1} e^{-t} dt \quad \dots (13)$$

である。

【0 0 8 1】

式(12)から、 η が所定の誤り検出率であると共に、

【数 6 3】

$$1 - \gamma \left(M, \hat{J}_0 \frac{U}{\sigma^4} \right) \leq \eta \quad \dots (14)$$

である場合、

10

20

30

40

【数 6 4】

$$\hat{J} > \hat{J}_0$$

であると仮定すると、 η 未満の確率で仮定 H_0 が実現される、と結論付けることができることが分かる。

【0 0 8 2】

言い換えると、

【数 6 5】

10

$$\hat{J} > \hat{J}_0$$

であることが分かる周期定常性が存在しない確率は η に等しい。

【0 0 8 3】

図1は、本発明の第1の実施例による周期定常信号を検出するための方法の概要を示したものである。

【0 0 8 4】

ステップ110で、必要に応じて、解析すべき信号 $s(t)$ がフィルタリングされ、次にベースバンド復調される。

20

【0 0 8 5】

ステップ110でフィルタリングされ、かつ、ベースバンド復調された信号は、ステップ120で、ナイキスト周波数

【数 6 6】

$$\frac{1}{T_e}$$

30

でサンプリングされる。

【0 0 8 6】

ステップ130で、

【数 6 7】

$$R_s^0(m)$$

の循環係数が式(5)によって予測される。

40

【0 0 8 7】

つまり、

【数 6 8】

$$\hat{R}_s^0(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m) s^*(u) \quad \dots (15)$$

が得られる。

【0 0 8 8】

50

ステップ140で、判別関数の値が式(9)に従って予測される。

【0089】

この予測値は、

【数69】

$$\hat{J}$$

で表される。

【0090】

ステップ150で、式

【数70】

$$1 - \gamma \left(M, \hat{J} \frac{U}{\sigma^4} \right)$$

の値が計算され、また、ステップ160で、所定の欠陥がある(つまり誤り)検出率 η と比較される。

【0091】

この値が η 未満である場合、ステップ172で、周期定常信号が存在していることが結論付けられる。この値が η 以上である場合、ステップ171で、解析すべき信号に周期定常性が存在していないことが結論付けられる。

【0092】

第2の代替実施例によれば、同じ周期定常信号を含むことができる信号のいくつかのバージョン $s_q(t)$ 、 $q=1, \dots, Q$ を利用することができる。周期定常信号が実際に存在しているか、あるいは存在していないかを判定するために、これらの異なるバージョンをまとめて解析することができる。

【0093】

解析すべき信号は、場合によって異なり、例えばSIMO(単一入力多重出力)システムの異なる受信アンテナによって受信した信号であるか、複数のセンサによって受信した信号であるか、さらには、複数の読取り装置によって記録媒体から読み取った信号であるかによって決まる。

【0094】

図2は、本発明の第2の実施例による周期定常信号を検出するための方法の概要を示したものである。この実施例は、複数 Q 個の解析すべき信号を使用しており、また、 Q 本の処理経路を備えている。また、個々の経路 q は、信号 $s_q(t)$ に影響を与えると共に、図1のステップ110~140と全く同じステップ210_q~240_qを構成する。

【0095】

言い換えると、個々の経路に関して、信号 $s_q(t)$ に対する判別関数 J_q の予測値

【数71】

$$\hat{J}_q$$

を得ることができる。

【0096】

第1の実施例とは異なり、合成判別関数

10

20

30

40

【数 7 2】

$$J = \sum_{q=1}^Q \frac{U_q}{\sigma_q^4} J_q \quad \dots (16)$$

が使用されている。

【0097】

上式で、 M_q 、 U_q 及び

【数 7 3】

10

$$\sigma_q^4$$

は、それぞれ、この信号 $s_q(t)$ に対する非ゼロ時間シフトの数、自己相関窓の幅、及び雑音電力の二乗である。したがって条件付き分布関数は次の通りである。

【0098】

【数 7 4】

$$\Pr(\hat{J} > \hat{J}_0, q=1, \dots, Q | H_0) = 1 - \gamma \left(\sum_{q=1}^Q M_q, \hat{J}_0 \right) \quad \dots (17)$$

20

【0099】

一度ステップ240_qで予測値

【数 7 5】

$$\hat{J}_q$$

が計算されると、ステップ250で、値

30

【数 7 6】

$$1 - \gamma \left(\sum_{q=1}^Q M_q, \sum_{q=1}^Q \frac{U_q}{\sigma_q^4} \hat{J}_q \right)$$

が計算され、また、ステップ260で所定の誤り検出率 η と比較される。

【0100】

この値が η 未満であるかどうか、あるいは η より大きいかどうかに応じて、ステップ272またはステップ271で、それぞれ、解析すべき信号に周期定常性が存在していること、あるいは解析すべき信号に周期定常性が存在していないことが結論付けられる。

40

【0101】

以下では、検出方法がセミブラインド環境の中で使用されること、つまり、探索される周期定常信号の循環周波数が先験的に分かっていることが仮定されている。この場合、判別関数は、式(6)によって定義され、 I_K は、これらの既知の周波数全体によって形成される。

【0102】

これについては既に説明済みであり、 $m_1 \neq m_2$ である場合、循環相関係数

【数 7 7】

$$\hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1)$$

及び

【数 7 8】

$$\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2)$$

10

の予測値は無相関になり、また、 $m_1=m_2$ である場合、予測値は相関性を有する。

【0 1 0 3】

後者の場合、これらの係数の相関係数は、

【数 7 9】

$$E\left\{\hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1)\left(\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2)\right)^* \middle| H_0\right\} = \frac{\sigma^4}{U} \mu(\alpha_{k_1}, \alpha_{k_2}) \quad \dots (18)$$

20

であり、上式で、

【数 8 0】

$$\mu(\alpha_{k_1}, \alpha_{k_2}) = e^{i\pi(\alpha_{k_1} - \alpha_{k_2})(U-1)} \frac{\sin(\pi(\alpha_{k_1} - \alpha_{k_2})U)}{\sin(\pi(\alpha_{k_1} - \alpha_{k_2}))} \quad \dots (18')$$

である値を有している(付録II参照)。

【0 1 0 4】

循環相関係数の予測値のサイズ $v=MK$ のベクトル

30

【数 8 1】

$$\hat{\mathbf{R}}$$

が導入される。

【0 1 0 5】

【数 8 2】

$$\hat{\mathbf{R}} = \left(\hat{R}_s^{\alpha_1}(m_1), \hat{R}_s^{\alpha_2}(m_1), \dots, \hat{R}_s^{\alpha_K}(m_1), \dots, \hat{R}_s^{\alpha_1}(m_M), \hat{R}_s^{\alpha_2}(m_M), \dots, \hat{R}_s^{\alpha_K}(m_M) \right)^T$$

40

【0 1 0 6】

上式で、 $(\cdot)^T$ は転置操作を表している。

【0 1 0 7】

したがって

【数 8 3】

$$\hat{J} = \|\hat{\mathbf{R}}\|^2 \quad \dots (19)$$

が得られる。

【0 1 0 8】

上式で、

【数 8 4】

$$\|\hat{\mathbf{R}}\|$$

10

は、

【数 8 5】

$$\hat{\mathbf{R}}$$

のユークリッドノルムである。

20

【0 1 0 9】

仮定 H_0 の下でのベクトル

【数 8 6】

$$\hat{\mathbf{R}}$$

の相関行列は、単純に

【数 8 7】

$$\mathbf{\Gamma} = \frac{\sigma^4}{U} \tilde{\mathbf{A}} \quad \dots (20)$$

30

であり、上式で、

【数 8 8】

$$\tilde{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} \mathbf{A} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{A} & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \mathbf{A} \end{pmatrix}$$

40

であり、また、

【数 8 9】

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & \mu(\alpha_1, \alpha_2) & \cdots & \mu(\alpha_1, \alpha_K) \\ \mu(\alpha_1, \alpha_2)^* & 1 & \ddots & \mu(\alpha_2, \alpha_K) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mu(\alpha_1, \alpha_K)^* & \mu(\alpha_2, \alpha_K)^* & \cdots & 1 \end{pmatrix} \quad \dots (21)$$

である。

【0 1 1 0】

10

循環係数の予測値は明確な時間シフトに対して相関が失われるため、サイズ $v \times v$ の相関行列 Γ はダイアゴナルブロックワイズ (diagonal blockwise) になることに注意が必要である。

【0 1 1 1】

セミブラインド環境における検出方法には、修正判別関数を使用されており、その循環相関係数は、白色化され、言い換えると相関が失われる。

【0 1 1 2】

すなわち

【数 9 0】

20

$$\hat{j}^{whit} = \left\| \tilde{\mathbf{A}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{R}} \right\|^2 \quad \dots (22)$$

である。

【0 1 1 3】

したがって、これは、中心となるガウスランダム変数の二次和まで縮小される。

【0 1 1 4】

ブラインドの場合と同様、分布関数

30

【数 9 1】

$$\hat{j}^{whit}$$

が考慮され、

【数 9 2】

$$\Pr(\hat{j}^{whit} \leq \hat{j}_0 | H_0) = \gamma\left(\nu, \hat{j}_0 \frac{U}{\sigma^4}\right) \quad \dots (23)$$

40

であり、したがって

【数 9 3】

$$\Pr(\hat{j}^{whit} > \hat{j}_0 | H_0) = 1 - \gamma\left(\nu, \hat{j}_0 \frac{U}{\sigma^4}\right) \quad \dots (24)$$

である。

【0 1 1 5】

この検出方法によれば、

50

【数 9 4】

$$1 - \gamma \left(\nu, \hat{j}_0 \frac{U}{\sigma^4} \right)$$

と所定の誤り検出率 η が比較され、比較の結果から、仮定 H_0 または仮定 H_1 が最大誤り率 η で確認されるかどうか推論される。

【0 1 1 6】

図3は、本発明の第3の実施例による定常性検出方法の概要を示したものである。

【0 1 1 7】

ステップ310で、必要に応じてフィルタリングされ、かつ、ベースバンド復調されると、解析すべき信号 $s(t)$ は、信号のスペクトル特性に応じて、

【数 9 5】

$$\frac{1}{T_e}$$

の周波数でサンプリングされる。

【0 1 1 8】

例えば、信号がスペクトル的に広がった信号であるか、あるいはOFDM信号である場合、サンプリング周波数は、チップ周波数

【数 9 6】

$$\frac{1}{T_c}$$

そのものになる。

【0 1 1 9】

次に、ステップ320で、既知の循環周波数の集合 I_K 及び時間シフトの集合

【数 9 7】

$$I_M^*$$

に対して、式(5)から循環相関係数が予測される。

【0 1 2 0】

次に、ステップ330で、行列 A の係数

【数 9 8】

$$\mu(\alpha_{k_1}, \alpha_{k_2})$$

が計算される。

【0 1 2 1】

A がエルミート行列であり、かつ、その対角が1からなっている場合、計算しなければならないのは

10

20

30

40

【数 9 9】

$$\frac{K(K-1)}{2}$$

個の係数のみである。

【0 1 2 2】

ステップ340で、白色化相関係数

【数 1 0 0】

10

$$\tilde{\mathbf{A}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{R}}$$

が計算され、また、ステップ350で、式(22)によって修正判別関数の予測値

【数 1 0 1】

$$\hat{j}^{whit}$$

が得られる。

20

【0 1 2 3】

次のステップ360で、この予測値から

【数 1 0 2】

$$1 - \gamma \left(\nu, \hat{j}^{whit} \frac{U}{\sigma^4} \right)$$

の値が推測され、次に、ステップ370で、その値が所定の誤り率 η と比較される。

【0 1 2 4】

前記値が η 未満であるか、あるいは η より大きいかどうかに応じて、ステップ382で、
周期定常信号が存在することが結論付けられるか、あるいは、ステップ381で、周期定常
信号が存在しないことが結論付けられる。

30

【0 1 2 5】

式(18')によれば、条件

【数 1 0 3】

$$\max_{k_1 \neq k_2} |\alpha_{k_1} - \alpha_{k_2}| \gg \frac{1}{U} \quad \dots (25)$$

を満足する場合、言い換えると自己相関窓が十分に広い場合、循環相関係数の予測値の相
関が失われ、また、相関行列は、

40

【数 1 0 4】

$$\mathbf{\Gamma} = \frac{\sigma^4}{U} \mathbf{I}_{v \times v}$$

に縮小されることに注意が必要である。上式で、 $\mathbf{I}_{v \times v}$ はサイズ $v \times v$ の単位行列であ
る。この場合、計算ステップ330及び340は不要である。

【0 1 2 6】

図4は、本発明の第4の実施例による周期定常信号を検出するための方法の概要を示した

50

ものである。この実施例は、複数 Q 個の解析すべき信号を使用しており、また、 Q 本の処理経路を備えている。解析すべき信号は、第2の実施例の場合と同様、SIMO(単一入力多重出力)システムの様々な受信アンテナによって受信した信号であっても、複数のセンサによって受信した信号であっても、さらには複数の読取り装置によって記録媒体から読み取った信号であってもよい。

【0127】

個々の処理経路 q は、図3のステップ310～350と全く同じ複数のステップ410 $_q$ ～450 $_q$ を構成する。

【0128】

詳細には、ステップ450 $_q$ の各々は、信号 $s_q(t)$ に対する判別関数の値の予測値

10

【数105】

$$\hat{j}_q^{whit}$$

を提供しており、つまり、 R_q が信号 $s_q(t)$ の非ゼロ時間シフト及び循環周波数に対する循環相関係数

【数106】

$$R_{s_q}^{\alpha_k}(m)$$

20

からなるサイズ v_q のベクトルである、

【数107】

$$\hat{j}_q^{whit} = \left\| \tilde{\mathbf{A}}_q^{-\frac{1}{2}} \mathbf{R}_q \right\|^2$$

と、 Γ_q がこれらの係数の相関行列である、

30

【数108】

$$\tilde{\mathbf{A}}_q = \frac{U_q}{\sigma_q^4} \Gamma_q$$

とを提供している。

【0129】

第3の実施例とは異なり、

【数109】

40

$$1 - \gamma \left(\sum_{q=1}^Q v_q, \sum_{q=1}^Q \frac{U_q}{\sigma_q^4} \hat{j}_q^{whit} \right) \quad \dots (26)$$

の値はステップ460で計算され、 $v_q = M_q K_q$ である。

【0130】

M_q 及び K_q は、それぞれ、信号 $s_q(t)$ に対する時間シフトの数及び循環周波数の数であり、 U_q 及び

【数 1 1 0】

$$\sigma_q^4$$

は、それぞれ、この同じ信号に対する自己相関窓の幅及び雑音電力の二乗である。

【0 1 3 1】

次に、ステップ470で、

【数 1 1 1】

$$1 - \gamma \left(\sum_{q=1}^Q \nu_q, \sum_{q=1}^Q \frac{U_q}{\sigma_q^4} \hat{j}_q^{whit} \right)$$

10

の値が所定の誤り検出率 η と比較される。

【0 1 3 2】

この場合も、この値が η 未満であるか、あるいは η より大きいかどうかに応じて、ステップ482で、解析すべき信号に周期定常性が存在することが結論付けられるか、あるいはステップ481で、解析すべき信号に周期定常性が存在しないことが結論付けられる。

【0 1 3 3】

20

循環相関係数が無相関であることに関連して上で言及した内容は、この場合にも適用される。Uを十分に大きくなるように選択することにより、相関行列(またはそれらの一部のみ)が、

【数 1 1 2】

$$\Gamma_q = \frac{\sigma^4}{U} \mathbf{I}_{\mathbf{v}_q \times \mathbf{v}_q}$$

に縮小される。

30

【0 1 3 4】

上式で、

【数 1 1 3】

$$\mathbf{I}_{\mathbf{v}_q \times \mathbf{v}_q}$$

は、サイズ $\mathbf{v}_q \times \mathbf{v}_q$ の単位行列である。したがって計算ステップ330q及び340qは不要である。

【0 1 3 5】

40

[付録I]

循環相関係数は、

【数 1 1 4】

$$\hat{R}_s^{\alpha_k}(m) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} s(u+m) s^*(u) e^{2i\pi\alpha_k u}$$

によって予測することができる。

【0 1 3 6】

仮説 H_0 が仮定されており、言い換えると、 $s(u)$ は、互いに独立で同一の分布に従う(i.i

50

.d: independent and identically distributed) 雑音確率変数である。

【0 1 3 7】

中心極限定理によれば、

【数 1 1 5】

$$\hat{R}_s^{\alpha_k}(m)$$

は、Uが無限大に向かう場合、ガウス確率密度に向かう。

【0 1 3 8】

その平均

【数 1 1 6】

$$E\{\hat{R}_s^{\alpha_k}(m)\}$$

は、 $m \neq 0$ である場合、

【数 1 1 7】

$$R_s^{\alpha_k}(m) = 0$$

に向かう。

【0 1 3 9】

$s(u)$ の次数4のモーメントは、次数4のキュミュラントの関数として表される。

【数 1 1 8】

$$\begin{aligned} E\{s(u_1+m)s^*(u_1)s^*(u_2+m)s(u_2)\} &= cum\{s(u_1+m)s^*(u_1)s^*(u_2+m)s(u_2)\} \\ &+ E\{s(u_1+m)s^*(u_1)\}E\{s^*(u_2+m)s(u_2)\} + E\{s(u_1+m)s(u_2)\}E\{s^*(u_1)s^*(u_2+m)\} \\ &+ E\{s(u_1+m)s^*(u_2+m)\}E\{s^*(u_1)s(u_2)\} \end{aligned}$$

【0 1 4 0】

雑音はガウス雑音であり、

【数 1 1 9】

$$cum\{s(u_1+m)s^*(u_1)s^*(u_2+m)s(u_2)\} = 0$$

である。

【0 1 4 1】

雑音は円形であり、つまり、その位相が $[0, 2\pi]$ にわたって均一に分布しており、

【数 1 2 0】

$$E\{s(u_1+m)s(u_2)\}E\{s^*(u_1)s^*(u_2+m)\} = 0$$

が得られる。

【0 1 4 2】

したがって、漸近分散は、第2項及び第4項から表される。

10

20

30

40

50

【 0 1 4 3 】

【数 1 2 1 】

$$\lim_{U \rightarrow \infty} \left(E \left\{ \left| \hat{R}_s^{\alpha_k}(m) \right|^2 \right\} \right) = \lim_{U \rightarrow \infty} \frac{1}{U^2} \sum_{u_1=0}^{U-1} E \left\{ s(u_1+m) s^*(u_1) \right\} e^{-2i\pi\alpha_k u_1} \sum_{u_2=0}^{U-1} E \left\{ s^*(u_2+m) s(u_2) \right\} e^{2i\pi\alpha_k u_2} \\ + \lim_{U \rightarrow \infty} \frac{1}{U^2} \sum_{u_1=0}^{U-1} \sum_{u_2=0}^{U-1} E \left\{ s(u_1+m) s^*(u_2+m) \right\} E \left\{ s^*(u_1) s(u_2) \right\} e^{-2i\pi\alpha_k (u_1-u_2)}$$

【 0 1 4 4 】

10

第1の項は、Uが無限大に向かう場合、

【数 1 2 2 】

$$\left| R_s^{\alpha_k}(m) \right|^2 = 0$$

に向かう。

【 0 1 4 5 】

第2の項は、 $u_1=u_2$ である場合にのみ非ゼロであり、また、その場合、 $E\{|s(u)|^2\}=\sigma^2$ であるため、第2の項は、

20

【数 1 2 3 】

$$\frac{\sigma^4}{U}$$

に向かう(総和記号のもとでU係数が非ゼロである場合のみ)。

【 0 1 4 6 】

[付録II]

30

この付録には、2つの循環相関係数

【数 1 2 4 】

$$\hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1)$$

及び

【数 1 2 5 】

40

$$\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2)$$

が、 $m_1 \neq m_2$ である場合、無相関になることが示されている。そうではなく、 $m_1=m_2$ である場合、これらの係数はいずれも相関性を有する。

【 0 1 4 7 】

したがって、

【数 1 2 6】

$$\lim_{U \rightarrow \infty} \left(\mathbb{E} \left\{ \hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1) \left(\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2) \right)^* \right\} \right) =$$

$$\lim_{U \rightarrow \infty} \frac{1}{U^2} \mathbb{E} \left\{ \sum_{u_1=0}^{U-1} \sum_{u_2=0}^{U-1} \mathbb{E} \left\{ s(u_1+m) s^*(u_1) s^*(u_2+m) s(u_2) \right\} e^{-2i\pi(\alpha_{k_1}u_1 - \alpha_{k_2}u_2)} \right\}$$

が得られる。

【0 1 4 8】

10

付録Iの場合と同じ方法で、次数4のこのモーメントは、次数2のキュムラントの関数及び次数2のモーメントの積の関数として表すことができる。

【0 1 4 9】

キュムラントは相殺され、項は雑音の循環性のためにゼロであり、1つの項は、

【数 1 2 7】

$$\mathbb{E} \left\{ R_s^{\alpha_{k_1}}(m_1) \left(R_s^{\alpha_{k_2}}(m_2) \right)^* \right\} = 0$$

20

に向かう。最後に、次の項のみが残される。

【0 1 5 0】

【数 1 2 8】

$$\lim_{U \rightarrow \infty} \left(\mathbb{E} \left\{ \hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1) \left(\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2) \right)^* \right\} \right) =$$

$$\lim_{U \rightarrow \infty} \frac{1}{U^2} \mathbb{E} \left\{ \sum_{u_1=0}^{U-1} \sum_{u_2=0}^{U-1} \mathbb{E} \left\{ s(u_1+m_1) s^*(u_2+m_2) \right\} \mathbb{E} \left\{ s^*(u_1) s(u_2) \right\} e^{-2i\pi(\alpha_{k_1}u_1 - \alpha_{k_2}u_2)} \right\}$$

30

【0 1 5 1】

雑音が無相関である場合、 $m_1 \neq m_2$ であるとする、

【数 1 2 9】

$$\mathbb{E} \left\{ s(u_1+m_1) s^*(u_2+m_2) \right\} = 0$$

である。

【0 1 5 2】

したがって、この場合、

40

【数 1 3 0】

$$\lim_{U \rightarrow \infty} \left(\mathbb{E} \left\{ \hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1) \left(\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2) \right)^* \right\} \right) = 0$$

である。

【0 1 5 3】

一方、 $m_1=m_2$ である場合、

【数 1 3 1】

$$\lim_{U \rightarrow \infty} \left(\mathbb{E} \left\{ \hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1) \left(\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2) \right)^* \right\} \right) = \frac{\sigma^4}{U} \sum_{u=0}^{U-1} e^{-2i\pi(\alpha_{k_1}u_1 - \alpha_{k_2}u_2)}$$

$$= \frac{\sigma^4}{U} e^{-i\pi(\alpha_{k_1}u_1 - \alpha_{k_2}u_2)(U-1)} \frac{\sin(\pi(\alpha_{k_1} - \alpha_{k_2})U)}{\sin(\pi(\alpha_{k_1} - \alpha_{k_2}))}$$

が得られる。

【0 1 5 4】

したがって、係数

【数 1 3 2】

$$\hat{R}_s^{\alpha_{k_1}}(m_1)$$

及び

【数 1 3 3】

$$\hat{R}_s^{\alpha_{k_2}}(m_2)$$

は、実際に相関性を有する。

【図 1】

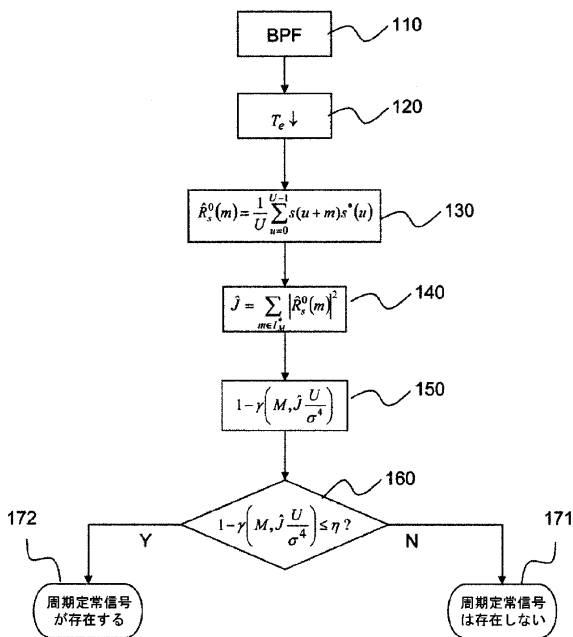


Fig. 1

【図 2】

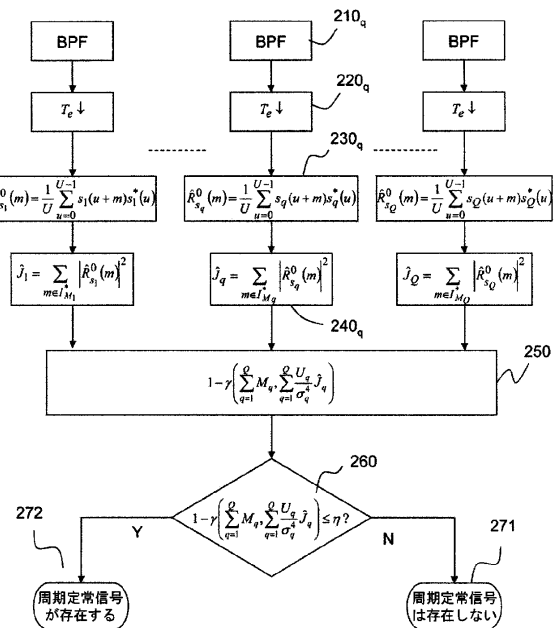


Fig. 2

10

20

【図 3】

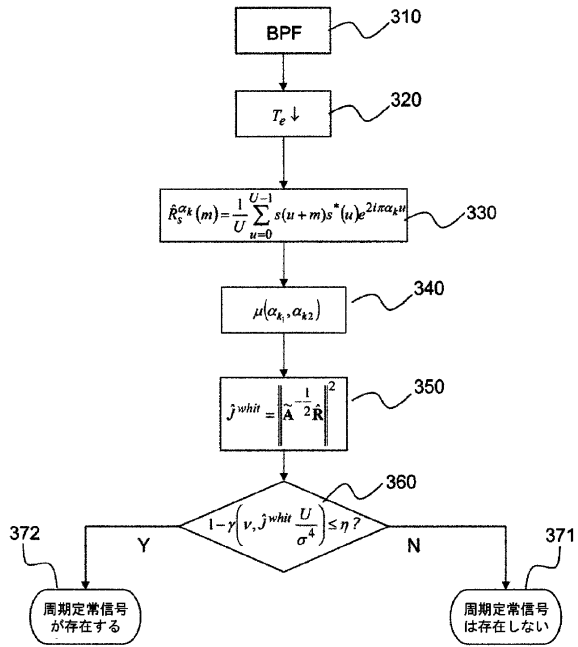


Fig. 3

【図 4】

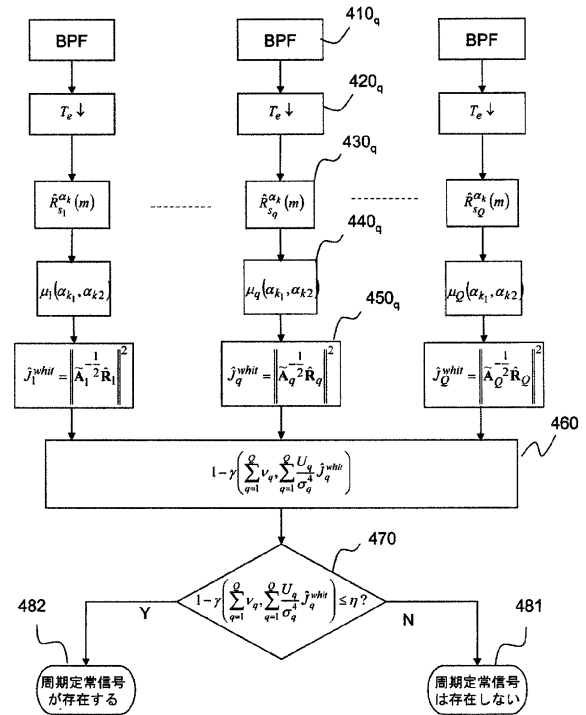


Fig. 4

フロントページの続き

(72)発明者 ピエール・ジャロン

フランス・F-38100・グルノーブル・ブールヴァール・ヴァリエ・43

審査官 岡 裕之

(56)参考文献 特開2006-222665 (JP, A)

国際公開第2009/10563 (WO, A1)

Pierre Jallon et al., Second-Order Based Cyclic Frequency Estimates: The Case of Digital Communication Signals, Acoustics, Speech and Signal Processing, 2006. ICASSP 2006 Proceedings. 2006 IEEE International Conference on, 2006年 5月19日, Vol.4, pp.389-392

Friedrich Jondral et al., Air interface recognition for a software radio system exploiting cyclostationarity, Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004. PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on, 2004年 9月 8日, Vol.3, pp.1947-1951

Kimtho P0 et al., Performance Analysis of Signal Detection for Cognitive Radio, 電子情報通信学会技術研究報告, 2007年 5月17日, Vol.107, No.69, pp.21-24, SR2007-4

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00

IEEE Xplore

CiNii