

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2011年9月1日(01.09.2011)

PCT

(10) 国際公開番号

WO 2011/105360 A1

- (51) 国際特許分類: **H03L 7/06** (2006.01) **H03L 7/08** (2006.01) 福岡システムLSI総合開発センター Fukuoka (JP).
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2011/053821
- (22) 国際出願日: 2011年2月22日(22.02.2011)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ: 特願 2010-038757 2010年2月24日(24.02.2010) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 国立大学法人九州大学 (Kyushu University, National University Corporation) [JP/JP]; 〒8128581 福岡県福岡市東区箱崎六丁目10番1号 Fukuoka (JP).
- (72) 発明者: および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 香田 徹 (KOHDA Tohru) [JP/JP]; 〒8128581 福岡県福岡市東区箱崎六丁目10番1号 国立大学法人九州大学内 Fukuoka (JP). 荻原 幸之助 (OGIWARA Kohnosuke) [JP/JP]; 〒8128581 福岡県福岡市東区箱崎六丁目10番1号 国立大学法人九州大学内 Fukuoka (JP).
- (74) 代理人: 羽立 幸司 (HADATE Koji); 〒8140001 福岡県福岡市早良区百道浜三丁目8番33号
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

- 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

(54) Title: IDENTIFICATION DEVICE AND IDENTIFICATION METHOD

(54) 発明の名称: 同定装置及び同定方法

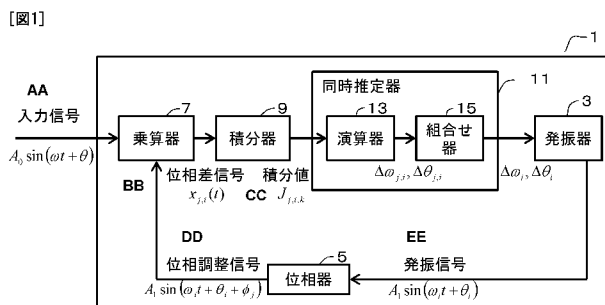


FIG. 1:
 AA INPUT SIGNAL
 BB PHASE DIFFERENCE SIGNAL
 CC INTEGRAL
 DD PHASE ADJUSTMENT SIGNAL
 EE OSCILLATION SIGNAL
 3 OSCILLATOR
 5 PHASE SHIFTER
 7 MULTIPLIER
 9 INTEGRATOR
 11 SIMULTANEOUS ESTIMATOR
 13 PROCESSOR
 15 COMBINER

(57) Abstract: For example, with a PLL (Phase-Locked Loop), performance of an identification device is dependent on the design method of the loop filter. A new identification device is proposed for identifying the frequency and phase of an oncoming wave without using a loop filter. With the oncoming wave as an input signal, a frequency ω_i and a phase θ_i which have been identified immediately before by an oscillator (3) are generated by oscillation, the phase is adjusted by a phase shifter (5), multiplication by the input signal is performed by a multiplier (7), and high-frequency components are removed by an integrator (9). In addition, by way of a simultaneous estimator (11), by solving a system of equations related to frequency difference and phase difference using Newton's method, it is possible to identify the frequency and phase of the oncoming wave simultaneously.

(57) 要約: 例えば PLL (Phase-Locked Loop) では、その性能がループフィルタの設計法に依存する。本願では、ループフィルタを用いず、到来波の周波数及び位相を同定する新たな同定装置等を提案する。到来波を入力信号として、発振器 3 が直前に同定した周波数 ω_i 及び位相 θ_i を発振し、位相器 5 により位相を調整して、乗算器 7 により入力信号に掛け、積分器 9 により高周波成分を除く。そ

して、同時推定器 11 により、ニュートン法などを用いて、周波数差と位相差に関する連立方程式を解くことにより、到来波の周波数と位相を同時に同定することが可能となる。

明 細 書

発明の名称： 同定装置及び同定方法

技術分野

[0001] 本発明は、同定装置及び同定方法に関し、特に、入力信号の周波数及び位相を同定する同定装置等に関する。

背景技術

[0002] 情報通信分野では、到来波の周波数同定と位相同定が通信を行うための必須の技術である。これは、通常、位相同期と呼ばれる。この位相同期の手段として一般的に使用されている回路として、PLL (Phase-Locked Loop) がある。図18を参照して従来技術であるPLLについて説明する。PLL 101は、主に、乗算器103、ループフィルタ105及びVCO (voltage-controlled oscillator) 107の3つから構成され、フィードバック構造になっている。まず、乗算器103は、到来波を入力信号として、この入力信号とVCO 107の出力信号を掛けることによって2つの信号の位相差を求める。次に、ループフィルタ105は、ローパスフィルタを用いて高周波成分をカットし、位相差成分のみを残す。このループフィルタ105の設計によって、PLLのフィードバック構造全体のループ特性が決定される。VCO 107は、入力の電圧に応じて、出力周波数を変化させる発振器である。つまり、VCO 107は、ループフィルタの出力を制御電圧として、入力信号との位相差を小さくするように周波数を変化させるものである。PLL 101では、この過程をフィードバック構造で繰り返すことによって、位相を同期させた信号を出力する。このように、従来技術は、ループフィルタを用いるものである（非特許文献1～3参照）

先行技術文献

非特許文献

[0003] 非特許文献1：A. J. Viterbi著, Principles of coherent communication, McGraw-Hill, NewYork, 1966.

非特許文献2 : J. G. Proakis、外 1 名著, Digital Communications, McGraw-Hill, 2008.

非特許文献3 : J. Kudrewicz、外 1 名著, EQUATIONS OF PHASE-LOCKED LOOPS Dynamics on circle, Torus and Cylinder, World Scientific, 2007.

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] しかしながら、PLLでは、その性能がループフィルタ 105 の設計法に依存する。ループフィルタについては、これまで種々の設計法が提案されており、用いられる回路のサイズや消費電力で優劣が決定される。

[0005] そこで、本願発明は、ループフィルタを用いず、入力信号の周波数及び位相を同定する新たな同定装置等を提案することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0006] 本願発明の第 1 の観点は、入力信号の周波数及び位相を同定する同定装置において、周波数 ω_i 及び位相 θ_i の発振信号を生成する発振手段と、前記発振信号の位相を変更せず又は位相を変更して、互いに位相の異なる J 個 (J は自然数) の位相調整信号を生成する位相手段と、前記入力信号と前記各位相調整信号の位相差を示す J 個の位相差信号を生成する位相差検出手段と、 j 番目 (j は J 以下の自然数) の前記位相差信号を積分して、時刻間隔 $[0, T_k]$ における積分値 $J_{j,i,k}$ (k は自然数) を出力する積分手段と、時刻 t 、周波数 Ω 及び位相 Θ の関数 $F(\Omega, \Theta, t)$ を用いて式(eq1)により表わされる評価関数 $I_{j,i,k}$ と、前記積分値 $J_{j,i,k}$ との違いを最小化して、周波数差 $\Delta\omega_i$ 及び位相差 $\Delta\theta_i$ を同時同定する同時推定手段を備え、前記発振手段は、前記周波数 ω_i 及び前記周波数差 $\Delta\omega_i$ を加算したものを新たな周波数 ω_{i+1} とし、前記位相 θ_i 及び前記位相差 $\Delta\theta_i$ を加算したものを新たな位相 θ_{i+1} として、新たな発振信号を生成するものである。

[0007] 本願発明の第 2 の観点は、第 1 の観点であって、前記同時推定手段が、前記積分値 $J_{j,i,k}$ と、前記入力信号の振幅 A_0 及び前記発振信号の振幅 A_1 を用いて式(eq2)により表わされる評価関数 $I_{j,i,k}$ との違いについて、 j が異なるもの

を独立に最小化して各 j に対する周波数差 $\Delta \omega_{j,i}$ 及び位相差 $\Delta \theta_{j,i}$ を演算する演算手段と、前記演算手段により得られた周波数差 $\Delta \omega_{j,i}$ を組み合わせて前記周波数差 $\Delta \omega_i$ と同定し、位相差 $\Delta \theta_{j,i}$ を組み合わせて前記位相差 $\Delta \theta_i$ と同定する組合せ手段を備えるものである。

[0008] 本願発明の第3の観点は、第2の観点であって、前記位相手段が、2つの前記位相調整信号を生成するものであって、前記位相調整信号の一方を前記発振信号の位相を変更せずに生成し、前記位相調整信号の他方を前記発振信号の位相を $\pi/2$ 変更して生成するものであり、前記演算手段は、位相を変更せずに生成された前記位相調整信号により得られた前記積分値と、振幅をそれぞれ1に正規化した前記入力信号及び前記発振信号に対して式(eq3)により表わされる評価関数 $I_{s,i,k}$ との違いを最小化して周波数差 $\Delta \omega_{s,i}$ 及び位相差 $\Delta \theta_{s,i}$ を演算し、位相を $\pi/2$ 変更して生成された前記位相調整信号により得られた前記積分値と、振幅をそれぞれ1に正規化した前記入力信号及び前記発振信号に対して式(eq4)により表わされる評価関数 $I_{c,i,k}$ との違いを最小化して周波数差 $\Delta \omega_{c,i}$ 及び位相差 $\Delta \theta_{c,i}$ を演算するものであり、前記組合せ手段は、前記周波数差 $\Delta \omega_{s,i}$ 及び $\Delta \omega_{c,i}$ 並びにこれらの符号を変更した $-\Delta \omega_{s,i}$ 及び $-\Delta \omega_{c,i}$ の一つを前記周波数差 $\Delta \omega_i$ とし、前記位相差 $\Delta \theta_{s,i}$ 及び $\Delta \theta_{c,i}$ の一つを前記位相差 $\Delta \theta_i$ とするものである。

[0009] 本願発明の第4の観点は、入力信号の周波数及び位相を同定する同定方法であって、発振手段が、周波数 ω_i 及び位相 θ_i の発振信号を生成する発振ステップと、位相手段が、前記発振信号の位相を変更せず又は位相を変更して、互いに位相の異なる J 個 (J は自然数) の位相調整信号を生成する位相調整ステップと、位相差検出手段が、前記入力信号と前記各位相調整信号の位相差を示す J 個の位相差信号を生成する位相差検出ステップと、積分手段が、 j 番目 (j は J 以下の自然数) の前記位相差信号を積分して、時刻間隔 $[0, T_k]$ における積分値 $J_{j,i,k}$ (k は自然数) を出力する積分ステップと、同時推定手段が、時刻 t 、周波数 Ω 及び位相 Θ の関数 $F(\Omega, \Theta, t)$ を用いて式(eq1)により表わされる評価関数 $I_{j,i,k}$ と、前記積分値 $J_{j,i,k}$ との違いを最小

化して、周波数差 $\Delta \omega_i$ 及び位相差 $\Delta \theta_i$ を同時同定する同時同定ステップと、前記発振手段が、前記周波数 ω_i 及び前記周波数差 $\Delta \omega_i$ を加算したものを新たな周波数 ω_{i+1} とし、前記位相 θ_i 及び前記位相差 $\Delta \theta_i$ を加算したものを新たな位相 θ_{i+1} として、新たな発振信号を生成する新発振ステップを含む。

[0010] なお、本願発明を、例えば、コンピュータを同時推定手段として機能させるためのプログラム又はこのプログラムを（定常的に）記録するコンピュータ読み取り可能な記録媒体として捉えてもよい。また、同定装置は、例えば、積分値 $J_{j,i,k}$ 、周波数差 $\Delta \omega_i$ 、位相差 $\Delta \theta_i$ 、周波数 ω_i 、位相 θ_i などの値を記憶する記憶手段を備えるものであってもよい。

[0011] [数1]

$$I_{j,i,k} = \frac{1}{\Delta \omega_i} (F(\Delta \omega_i, \Delta \theta_i - \phi_j, T_k) - F(\Delta \omega_i, \Delta \theta_i - \phi_j, 0)) \quad (\text{eq1})$$

$$I_{j,i,k} = \frac{A_0 \times A_1}{2\Delta \omega_i} \{ \sin(\Delta \omega_i T_k + \Delta \theta_i - \phi_j) - \sin(\Delta \theta_i - \phi_j) \} \quad (\text{eq2})$$

$$I_{s,i,k} = \frac{A_0 \times A_1}{2\Delta \omega_{s,i}} \{ \sin(\Delta \omega_{s,i} T_k + \Delta \theta_{s,i}) - \sin \Delta \theta_{s,i} \} \quad (\text{eq3})$$

$$I_{c,i,k} = -\frac{A_0 \times A_1}{2\Delta \omega_{c,i}} \{ \cos(\Delta \omega_{c,i} T_k + \Delta \theta_{c,i}) - \cos \Delta \theta_{c,i} \} \quad (\text{eq4})$$

発明の効果

[0012] 本願発明によれば、到来波を入力信号として、この入力信号に対して、例えば、発振手段の発振信号から生成されたsin波とcos波などの異なる位相の信号をそれぞれ掛け、積分手段を用いて高周波成分をカットし、この積分手段の出力データである積分値に対して最小二乗法等を用いて周波数推定差及び位相同定誤差を同時同定する。この同時同定処理を繰り返すことにより、ループフィルタを使用することなく、到来波の周波数及び位相を同時に同定することが可能となる。

図面の簡単な説明

[0013] [図1] 本願発明の実施例 1 に係る同定装置 1 の概略ブロック図である。

[図2] 本願発明の実施例 2 に係る同定装置 2 1 の概略ブロック図である。

[図3] 入力信号を変化させたときの周波数推定差 $\Delta \omega_{s,i}$ 及び $\Delta \omega_{c,i}$ のグラフで

ある。

[図4]入力信号を変化させたときの位相推定差 $\Delta \theta_{s,i}$ 及び $\Delta \theta_{o,i}$ のグラフである。

[図5]入力信号を変化させたときの同期させた信号の周波数の相対誤差のシミュレーション結果を示すグラフである。

[図6]入力信号を変化させたときの同期させた信号の位相の相対誤差のシミュレーション結果を示すグラフである。

[図7]雑音を加えた場合に入力信号を変化させたときの同期させた信号の周波数の相対誤差を示すグラフである。

[図8]雑音を加えた場合に入力信号を変化させたときの同期させた信号の位相の相対誤差を示すグラフである。

[図9]積分器で得られる測定値の個数Kを40個としたときの周波数の相対誤差のグラフである。

[図10]積分器で得られる測定値の個数Kを40個としたときの位相の相対誤差のグラフである。

[図11]図6を改善した場合の、位相の相対誤差のグラフである。

[図12]SNR=-5dBに対する周波数の相対誤差のグラフである。

[図13]SNR=-5dBに対する位相の相対誤差のグラフである。

[図14]SNR=0dBに対する周波数の相対誤差のグラフである。

[図15]SNR=0dBに対する位相の相対誤差のグラフである。

[図16]SNR=5dBに対する周波数の相対誤差のグラフである。

[図17]SNR=5dBに対する位相の相対誤差のグラフである。

[図18]従来技術であるPLLの概略ブロック図である。

発明を実施するための形態

[0014] 以下では、図面を参照して、本願発明の実施例について説明する。なお、本願発明は、この実施例に限定されるものではない。

実施例 1

[0015] 図1は、本願発明の実施例1に係る同定装置1の概略を示すブロック図で

ある。入力信号は、振幅 A_0 、周波数 ω 及び位相 θ であり、時刻 t において $A_0 \sin(\omega t + \theta)$ で表わされるものとする。同定装置1が ω 及び θ を同定する場合を例にして、同定装置1により周波数と位相が同時に同定できる原理、及び、同定装置1の動作を説明する。

- [0016] 同定装置1は、振幅 A_i 、周波数 ω_i 及び位相 θ_i (i は自然数)の発振信号(時刻 t において $A_i \sin(\omega_i t + \theta_i)$ により表わされる信号)を生成する発振器3(本願請求項の「発振手段」の一例)と、発振信号の位相を調整して、互いに位相の異なる J 個(J は自然数)の位相調整信号を生成する位相器5(本願請求項の「位相手段」の一例)と、入力信号と各位相調整信号を乗算して J 個の位相差信号を生成する乗算器7(本願請求項の「位相差検出手段」の一例)と、 j 番目(j は J 以下の自然数)の位相差信号を積分して、時刻間隔 $[0, T_k]$ における積分値 $J_{j,i,k}$ (k は自然数)を出力する積分器9(本願請求項の「積分手段」の一例)と、積分値 $J_{j,i,k}$ と評価関数 $I_{j,i,k}$ との違いを最小化して、周波数差 $\Delta \omega_i$ 及び位相差 $\Delta \theta_i$ を同時同定する同時推定器11(本願請求項の「同時推定手段」の一例)を備える。
- [0017] 同時推定器11は、積分値 $J_{j,i,k}$ と評価関数 $I_{j,i,k}$ との違いについて、 j が異なるものを独立に最小化して、各 j に対する周波数差 $\Delta \omega_{j,i}$ 及び位相差 $\Delta \theta_{j,i}$ を演算する演算器13(本願請求項の「演算手段」の一例)と、演算器13により得られた周波数差 $\Delta \omega_{j,i}$ を組み合わせるとして周波数差 $\Delta \omega_i$ と同定し、位相差 $\Delta \theta_{j,i}$ を組み合わせるとして位相差 $\Delta \theta_i$ と同定する組合せ器15(本願請求項の「組合せ手段」の一例)を備える。
- [0018] 同定装置1の実現は、到来波がアナログ信号であるため、図示を省略するフロントエンドの受信部ではアナログ回路とならざるをえない。他方、演算器13は、ニュートン法などを計算するデジタル回路により実現することができる。すなわち、同定装置1は、いわゆるアナログ・デジタル混在回路構成として実現することができる。
- [0019] 発振器3は、周波数及び位相の初期値 ω_i 及び θ_i により、又は、組合せ器15により選択された周波数差 $\Delta \omega_i$ 及び位相差 $\Delta \theta_i$ を使って周波数 ω_{i+1} 及び位

相 θ_{i+1} をそれぞれ $\omega_i + \Delta \omega_i$ 及び $\theta_i + \Delta \theta_i$ として変化させて、発振信号を出力する。

[0020] 位相器 5 は、発振信号の位相を調整し、位相が互いに異なる J 個の位相調整信号を生成する。ここで、 j 番目の位相調整信号において調整された位相を ϕ_j とする。 j 番目の位相調整信号は、時刻 t において $A_i \sin(\omega_i t + \theta_i + \phi_j)$ で表わされる。

[0021] 乗算器 7 は、入力信号と各位相調整信号の位相差を求める。乗算器の出力である位相差信号 $x_{j,i}(t)$ は、式(1)で表わされる。式(1)は、周波数差・位相差の成分と高周波成分の和である。

[0022] 積分器 9 は、各位相差信号を積分する。積分器 9 は、ローパスフィルタの役割を果たし、高周波成分をカットする。積分値 $J_{j,i,k}$ を、時間間隔 $[0, T_k]$ (K を自然数として、 k は K 以下の自然数) における積分器の出力とする。積分値 $J_{j,i,k}$ は、式(2)で表わされる。

[0023] 積分値 $J_{j,i,k}$ において、 $\omega + \omega_i$ は $\omega - \omega_i$ に比べて大きい。そのため、式(2)の第 1 項は、第 2 項に比べて十分小さいと考えることができる。よって、積分値 $J_{j,i,k}$ の推定式 $I_{j,i,k}$ を式(3)とおく。ただし、 $\Delta \omega_i = \omega - \omega_i$ であり、 $\Delta \theta_i = \theta - \theta_i$ である。

[0024] 演算器 13 は、この推定式(3)における $\Delta \omega_i$ 及び $\Delta \theta_i$ を最適決定する。演算器 13 は、最適値を求めるために最小二乗法を用いる。最小二乗法とは、測定データとモデル関数の残差の 2 乗和を最小とするようなパラメータを決定する方法である。積分器 9 の出力から得られた測定値 $J_{j,i,k}$ と推定式 $I_{j,i,k}$ の残差の二乗和は式(4)となり、これらを最小にするような $\Delta \omega_i$ 及び $\Delta \theta_i$ を決定する。

[0025] まず、 $E_{j,i}$ を最小にするような $\Delta \omega_i$ 及び $\Delta \theta_i$ を決定するためには、 $E_{j,i}$ を $\Delta \omega_i$ 、 $\Delta \theta_i$ について偏微分したものが 0 になればよい。つまり、式(5)及び式(6)という $\Delta \omega_i$ 及び $\Delta \theta_i$ に関する 2 元連立方程式を解けばよい。ここで、式(5)及び式(6)の連立方程式は非線形方程式であるので、解を一意に定めることができない。そのため、演算器 13 は、各 j について独立に、ニュート

ン法を用いて数値的に解を求める。演算器 1 3 により各 j に対して式 (5) 及び式 (6) を解いて求められた周波数差及び位相差を、それぞれ、 $\Delta \omega_{j,i}$ 及び $\Delta \theta_{j,i}$ とする。

[0026] [数2]

$$\begin{aligned} x_{j,i}(t) &= A_0 A_1 \sin(\omega t + \theta) \sin(\omega_i t + \theta + \phi_j) \\ &= -\frac{A_0 A_1}{2} \cos\{(\omega + \omega_i)t + \theta + \theta_i + \phi_j\} + \frac{A_0 A_1}{2} \cos\{(\omega - \omega_i)t + \theta - \theta_i - \phi_j\} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} J_{j,i,k} &= \int_0^{T_k} \left[-\frac{A_0 A_1}{2} \cos\{(\omega + \omega_i)t + \theta + \theta_i + \phi_j\} + \frac{A_0 A_1}{2} \cos\{(\omega - \omega_i)t + \theta - \theta_i - \phi_j\} \right] dt \\ &= -\frac{A_0 A_1}{2(\omega + \omega_i)} \left[\sin\{(\omega + \omega_i)t + \theta + \theta_i + \phi_j\} \right]_0^{T_k} + \frac{A_0 A_1}{2(\omega - \omega_i)} \left[\sin\{(\omega - \omega_i)t + \theta - \theta_i - \phi_j\} \right]_0^{T_k} \\ &= -\frac{A_0 A_1}{2(\omega + \omega_i)} \left[\sin\{(\omega + \omega_i)T_k + \theta + \theta_i + \phi_j\} - \sin(\theta + \theta_i + \phi_j) \right] \\ &\quad + \frac{A_0 A_1}{2(\omega - \omega_i)} \left[\sin\{(\omega - \omega_i)T_k + \theta - \theta_i - \phi_j\} - \sin(\theta - \theta_i - \phi_j) \right] \end{aligned} \quad (2)$$

$$I_{j,i,k} = \frac{A_0 A_1}{2\Delta\omega_i} \left\{ \sin(\Delta\omega_i T_k + \Delta\theta_i - \phi_j) - \sin(\Delta\theta_i - \phi_j) \right\} \quad (3)$$

$$E_{j,i} = \sum_k \left(J_{j,i,k} - I_{j,i,k} \right)^2 \quad (4)$$

$$f_j(\Delta\omega_i, \Delta\theta_i) = \frac{\partial E_{j,i}}{\partial \Delta\omega_i} = 0 \quad (5)$$

$$g_j(\Delta\omega_i, \Delta\theta_i) = \frac{\partial E_{j,i}}{\partial \Delta\theta_i} = 0 \quad (6)$$

[0027] ここで、2変数の場合のニュートン法について説明する。式(7)という2元連立方程式を解きたいとする。n番目の近似解を x_n 及び y_n とし、関数 f 及び g をそれぞれ1次の項までテイラー展開すると、式(8)及び式(9)となる。ここで、 $f(x_n + \Delta x, y_n + \Delta y) = 0$ かつ $g(x_n + \Delta x, y_n + \Delta y) = 0$ とすればよい。

[0028] 式(8)及び式(9)は、式(10)と表わされる。左辺の行列は、ヤコビ行列と呼ばれる。この式は、ヤコビ行列の逆行列を使って、式(11)となる。この式により、 Δx 及び Δy を得ることができる。ただし、ヤコビ行列は常に正則であると仮定する。n+1番目の近似解は、式(12)という漸化式で与えられる。同様の計算を繰り返し、所定の値 ε に対して $\Delta x^2 + \Delta y^2 < \varepsilon$ となれば収束したとみなし、反復を終了する。

[0029] [数3]

$$\begin{cases} f(x, y) = 0 \\ g(x, y) = 0 \end{cases} \quad (7)$$

$$f(x_n + \Delta x, y_n + \Delta y) = f(x_n, y_n) + \frac{\partial f(x_n, y_n)}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial f(x_n, y_n)}{\partial y} \Delta y \quad (8)$$

$$g(x_n + \Delta x, y_n + \Delta y) = g(x_n, y_n) + \frac{\partial g(x_n, y_n)}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial g(x_n, y_n)}{\partial y} \Delta y \quad (9)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial f(x_n, y_n)}{\partial x} & \frac{\partial f(x_n, y_n)}{\partial y} \\ \frac{\partial g(x_n, y_n)}{\partial x} & \frac{\partial g(x_n, y_n)}{\partial y} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -f(x_n, y_n) \\ -g(x_n, y_n) \end{pmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{pmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} \frac{\partial f(x_n, y_n)}{\partial x} & \frac{\partial f(x_n, y_n)}{\partial y} \\ \frac{\partial g(x_n, y_n)}{\partial x} & \frac{\partial g(x_n, y_n)}{\partial y} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} f(x_n, y_n) \\ g(x_n, y_n) \end{pmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{cases} x_{n+1} = x_n + \Delta x \\ y_{n+1} = y_n + \Delta y \end{cases} \quad (12)$$

[0030] 組合せ器 15 は、周波数 ω_i 及び周波数差 $\Delta \omega_{j,i}$ 並びに位相 θ_i 及び位相差 $\Delta \theta_{j,i}$ の一部又は全部により（例えば、位相差 $\Delta \theta_{j,i}$ が所定の範囲に属するか否か、位相 $\theta_i + \Delta \theta_{j,i}$ の正負などにより）、係数 α_j 及び β_j を決定して、式(13)により $\Delta \omega_{j,i}$ を組み合わせて $\Delta \omega_i$ とし、式(14)により $\Delta \theta_{j,i}$ を組み合わせて $\Delta \theta_i$ とすることにより、発振器を変化させる周波数差 $\Delta \omega_i$ と位相差 $\Delta \theta_i$ を決定する。組み合わせは、例えば、ある係数を 1 として他の係数を 0 とすることにより一つを選択するものであり、また、ある係数を -1 として他の係数を 0 とすることにより符号を反転して選択するものである。

[0031] 発振器 3 は、式(15)にあるように、周波数 ω_i と周波数差 $\Delta \omega_i$ とを加算したものを新たな周波数 ω_{i+1} とし、位相 θ_i と位相差 $\Delta \theta_i$ を加算したものを新たな位相 θ_{i+1} とし、新たな発振信号を生成する。同定装置 1 では、この過程を繰り返すことによって入力信号と出力信号（発振信号）を同期させる。この繰り返しは、例えば、予め回数を決定しておいてもよく、また、入力信号と出力信号の違いが所定の基準値より小さくなるまで繰り返してもよい。

[0032]

[数4]

$$\Delta\omega_i = \sum_{j=1}^J \alpha_j \Delta\omega_{j,i} \quad (13)$$

$$\Delta\theta_i = \sum_{j=1}^J \beta_j \Delta\theta_{j,i} \quad (14)$$

$$\begin{cases} \omega_{i+1} = \omega_i + \Delta\omega_i \\ \theta_{i+1} = \theta_i + \Delta\theta_i \end{cases} \quad (15)$$

[0033] なお、演算器 13 は、評価関数として、sin関数により表わされるものに限らず、例えばcos関数等により表わされるものとしてもよい。すなわち、評価関数として、一般的に、時刻 t 、周波数 Ω 及び位相 Θ の関数 $F(\Omega, \Theta, t)$ を用いて、式(16)により表わされる評価関数 $I_{j,i,k}$ を用いるものであってもよい。

[0034] [数5]

$$I_{j,i,k} = \frac{1}{\Delta\omega_i} (F(\Delta\omega_i, \Delta\theta_i - \phi_j, T_k) - F(\Delta\omega_i, \Delta\theta_i - \phi_j, 0)) \quad (16)$$

実施例 2

[0035] 図 2 は、本願発明の実施例 2 に係る同定装置 21 の概略を示すブロック図である。なお、説明を簡単にするために、実施例 2 では、入力信号と出力信号の振幅は 1 とする。同定装置 21 は、周波数及び位相の初期値をそれぞれ ω_1 及び θ_1 として、自然数 i に対して周波数 ω_i 及び位相 θ_i の発振信号（時刻 t において $\sin(\omega_i t + \theta_i)$ と表わされる信号）を生成する発振器 31（本願請求項の「発振手段」の一例）と、入力信号と発振信号を乗算して位相差信号 $x_{s,i}(t)$ を生成する乗算器 33 と、位相差信号 $x_{s,i}(t)$ を積分して、時刻間隔 $[0, T_k]$ における積分値 $J_{s,i,k}$ (k は自然数) を出力する積分器 35 と、積分値 $J_{s,i,k}$ と評価関数 $I_{s,i,k}$ との違いを最小化して周波数差 $\Delta\omega_{s,i}$ 及び位相差 $\Delta\theta_{s,i}$ を求める演算器 37 を備える。また、同定装置 21 は、発振信号の位相を $\pi/2$ 偏移する位相器 39（本願請求項の「位相手段」の一例）と、入力信号に偏移後の発振信号を掛けて位相差信号 $x_{c,i}(t)$ を生成する乗算器 41 と、位相差信号 $x_{c,i}(t)$ を積分して、時刻間隔 $[0, T_k]$ における積分値 $J_{c,i,k}$ (k は自然数) を出力する積分器 43 と、積分値 $J_{c,i,k}$ と評価関数 $I_{c,i,k}$ との違い

いを最小化して周波数差 $\Delta \omega_{c,i}$ 及び位相差 $\Delta \theta_{c,i}$ を求める演算器 45 を備える。さらに、同定装置 21 は、周波数差 $\Delta \omega_{s,i}$ 及び $\Delta \omega_{c,i}$ を組み合わせて周波数 $\Delta \omega_i$ とし、位相差 $\Delta \theta_{s,i}$ 及び $\Delta \theta_{c,i}$ を組み合わせて位相差 $\Delta \theta_i$ とする組合せ器 47 を備える。(乗算器 33 及び 41 を併せた乗算部 48、積分器 35 及び 43 を併せた積分部 51、並びに、演算器 37、演算器 45 及び組合せ器 47 を併せた同時推定部 53 が、それぞれ、本願請求項の「位相差検出手段」、「積分手段」及び「同時推定手段」の一例である。)

- [0036] 位相差信号 $x_{s,i}$ 及び $x_{c,i}(t)$ は、それぞれ、式(17)及び式(18)により表わされる。また、積分値 $J_{s,i,k}$ 及び $J_{c,i,k}$ は、それぞれ、式(19)及び式(20)により表わされる。評価関数 $I_{s,i,k}$ 及び $I_{c,i,k}$ は、それぞれ、式(21)及び式(22)により表わされる。
- [0037] 演算器 37 及び 45 は、それぞれ、推定式(21)及び式(22)における $\Delta \omega_i$ 及び $\Delta \theta_i$ を最適決定する。演算器 37 及び 45 は、最適値を求めるために最小二乗法を用いる。積分器 35 及び 43 の出力から得られた測定値 $J_{s,i,k}$ 及び $J_{c,i,k}$ と推定式 $I_{s,i,k}$ 及び $I_{c,i,k}$ の残差の二乗和は、それぞれ、式(23)及び式(24)となる。演算器 37 及び 45 は、それぞれ、これらを最小にするような $\Delta \omega_i$ 及び $\Delta \theta_i$ を決定する。
- [0038] 演算器 37 は、まず、 $E_{x,i}$ を最小にするような $\Delta \omega_i$ 及び $\Delta \theta_i$ を決定するために、ニュートン法を用いて、式(25)及び式(26)という $\Delta \omega_i$ 及び $\Delta \theta_i$ に関する 2 元連立方程式を解く。ここで求められた解を $\Delta \omega_{s,i}$ 及び $\Delta \theta_{s,i}$ とする。また、演算器 45 は、同様に、ニュートン法を用いて、式(27)及び式(28)という $\Delta \omega_i$ 及び $\Delta \theta_i$ に関する 2 元連立方程式を解く。ここで求められた解を $\Delta \omega_{c,i}$ 及び $\Delta \theta_{c,i}$ とする。
- [0039] 組合せ器 47 は、連立方程式を解いて得られた周波数推定差及び位相推定差の推定値の組 2 つを利用することによって、発振器 31 の周波数及び位相を入力信号に近づくように変化させる。この過程を繰り返すことによって、入力信号に同期させた信号を出力させる。

[0040]

[数6]

$$x_{s,i}(t) = \sin(\omega t + \theta) \sin(\omega_i + \theta) \quad (17)$$

$$x_{c,i}(t) = \sin(\omega t + \theta) \cos(\omega_i + \theta) \quad (18)$$

$$\begin{aligned} J_{s,i,k} &= \int_0^{T_k} \left[-\frac{1}{2} \cos\{(\omega + \omega_i)t + \theta + \theta_i\} + \frac{1}{2} \cos\{(\omega - \omega_i)t + \theta - \theta_i\} \right] dt \\ &= -\frac{1}{2(\omega + \omega_i)} [\sin\{(\omega + \omega_i)T_k + \theta + \theta_i\} - \sin(\theta + \theta_i)] \\ &\quad + \frac{1}{2(\omega - \omega_i)} [\sin\{(\omega - \omega_i)T_k + \theta - \theta_i\} - \sin(\theta - \theta_i)] \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} J_{c,i,k} &= \int_0^{T_k} \left[\frac{1}{2} \sin\{(\omega + \omega_i)t + \theta + \theta_i\} + \frac{1}{2} \sin\{(\omega - \omega_i)t + \theta - \theta_i\} \right] dt \\ &= -\frac{1}{2(\omega + \omega_i)} [\cos\{(\omega + \omega_i)T_k + \theta + \theta_i\} - \cos(\theta + \theta_i)] \\ &\quad - \frac{1}{2(\omega - \omega_i)} [\cos\{(\omega - \omega_i)T_k + \theta - \theta_i\} - \cos(\theta - \theta_i)] \end{aligned} \quad (20)$$

$$I_{s,i,k} = \frac{1}{2\Delta\omega_i} \{ \sin(\Delta\omega_i T_k + \Delta\theta_i) - \sin \Delta\theta_i \} \quad (21)$$

$$I_{c,i,k} = \frac{1}{2\Delta\omega_i} \{ \cos(\Delta\omega_i T_k + \Delta\theta_i) - \cos \Delta\theta_i \} \quad (22)$$

$$E_{s,i} = \sum_k^T (J_{s,i,k} - I_{s,i,k})^2 \quad (23)$$

$$E_{c,i} = \sum_k^T (J_{c,i,k} - I_{c,i,k})^2 \quad (24)$$

$$f_s(\Delta\omega_i, \Delta\theta_i) = \frac{\partial E_{s,i}}{\partial \Delta\omega_i} = 0 \quad (25)$$

$$g_s(\Delta\omega_i, \Delta\theta_i) = \frac{\partial E_{s,i}}{\partial \Delta\theta_i} = 0 \quad (26)$$

$$f_c(\Delta\omega_i, \Delta\theta_i) = \frac{\partial E_{c,i}}{\partial \Delta\omega_i} = 0 \quad (27)$$

$$g_c(\Delta\omega_i, \Delta\theta_i) = \frac{\partial E_{c,i}}{\partial \Delta\theta_i} = 0 \quad (28)$$

[0041] 続いて、本実施例2の同定回路21について、C言語を用いた数値計算によるシミュレーションの結果について説明する。このシミュレーションでは、積分器35及び43では、発振器31の出力信号の周期 $2\pi/\omega_i$ をサンプリング周期としてサンプリングし、合計10個の測定値を得る。ニュートン法における初期値は、 $\Delta\omega_{s,i,0}=0.1$ 、 $\Delta\theta_{s,i,0}=0.1$ 、 $\Delta\omega_{c,i,0}=0.1$ 及び $\Delta\theta_{c,i,0}=\pi/2$ とした。また、ニュートン法の収束判定条件を $\varepsilon=10^{-10}$ 、最大繰り返し回数を10回とし、周波数と位相の変更の最大繰り返し数を5回とした。

発振器 3 1 における周波数の初期値は、 $\omega_0=10\text{kHz}$ としている。

[0042] 図 3 は、入力信号の周波数10001Hz、発振器の周波数を10000Hz、発振器の位相を0とした場合に、入力信号の位相を変化させたときの、ニュートン法によって得られた周波数推定差 $\Delta\omega_{s,i}$ 及び $\Delta\omega_{c,i}$ のグラフである。横軸は、入力信号の位相である。縦軸は、周波数の推定差を示す。また、図 4 は、位相推定差 $\Delta\theta_{s,i}$ 及び $\Delta\theta_{c,i}$ のグラフである。横軸は、入力信号の位相である。縦軸は、位相の推定差を示す。

[0043] このグラフより、入力信号の位相が負の場合、 $\Delta\omega_{s,i}$ 及び $\Delta\theta_{s,i}$ の符号が反転していることが分かる。また、 $\Delta\omega_{c,i}$ 及び $\Delta\theta_{c,i}$ は、入力信号の位相の絶対値が $|\pi/2|$ より大きいとき、同定がうまくいっていない。これは、ニュートン法において、周期関数の多義性により、我々が望む解とは別の解に収束してしまっているためであると考えられる。そのため、今回は、組合せ器 4 7 において、 $\Delta\omega_{s,i}$ 、 $\Delta\theta_{s,i}$ と $\Delta\omega_{c,i}$ 、 $\Delta\theta_{c,i}$ を組み合わせ、式(29)にあるように周波数差 $\Delta\omega_i$ を決定し、式(30)にあるように位相差 $\Delta\theta_i$ を決定して、周波数と位相の同定値をそれぞれ決定し、発振器を変化させた。

[0044] [数7]

$$\Delta\omega = \begin{cases} \Delta\omega_{c,i} & (|\Delta\theta_i| < \frac{\pi}{4}) \\ \Delta\omega_{s,i} & (\frac{\pi}{4} \leq |\Delta\theta_i| \leq \frac{3\pi}{4} \text{かつ} \theta_{c,i} \geq 0) \\ -\Delta\omega_{s,i} & (\frac{\pi}{4} \leq |\Delta\theta_i| \leq \frac{3\pi}{4} \text{かつ} \theta_{c,i} < 0) \\ -\Delta\omega_{c,i} & (|\Delta\theta_i| > \frac{3\pi}{4}) \end{cases} \quad (29)$$

$$\Delta\theta_i = \begin{cases} \Delta\theta_{c,i} & (|\Delta\theta_{s,i}| < \frac{\pi}{4}) \\ \Delta\theta_{s,i} & (|\Delta\theta_{s,i}| > \frac{\pi}{4} \text{かつ} \theta_{c,i} \geq 0) \\ -\Delta\theta_{s,i} & (|\Delta\theta_{s,i}| > \frac{\pi}{4} \text{かつ} \theta_{c,i} < 0) \end{cases} \quad (30)$$

[0045] 入力信号の周波数を9.9kHzから10.1kHzまで2Hzずつ変化させ、入力信号の位相を $-\pi$ から $+\pi$ まで $\pi/50$ ずつ変化させる。入力信号の周波数を $\omega_m=9900+2m$ ($m=0, 1, \dots, 100$)、位相を $\theta_l=\pi+l \times \pi/50$ ($l=0, 1, \dots, 50$)とおき、それらを数6のように並べる。左上から右方向に $(\omega_0, \theta_0)=0, \dots, (\omega_0, \theta_{50})=50, (\omega_1, \theta_0)=51, \dots, (\omega_{100}, \theta_{50})=5151$ というように、1から5151まで番号をつける。それぞれの条件において、入力信号に対して

出力信号（発振信号）を同期させる。入力信号の周波数を ω 、出力信号の周波数を $\hat{\omega}$ 、入力信号の位相を θ 、出力信号の位相を $\hat{\theta}$ とすると、理論的には、周波数の相対誤差は $|\omega - \hat{\omega}| / \omega$ となり、位相の相対誤差は $|\theta - \hat{\theta}| / 2\pi$ となる。

[0046] [数8]

$$\begin{array}{cccc} (\omega_0, \theta_0) & (\omega_0, \theta_1) & \cdots & (\omega_0, \theta_{50}) \\ (\omega_1, \theta_0) & (\omega_1, \theta_1) & \cdots & (\omega_1, \theta_{50}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (\omega_{100}, \theta_0) & (\omega_{100}, \theta_1) & \cdots & (\omega_{100}, \theta_{50}) \end{array}$$

[0047] 図5は、周波数の相対誤差のシミュレーション結果を示すグラフである。横軸は入力信号の条件による番号であり、縦軸は周波数の相対誤差である。また、図6は、位相の相対誤差のシミュレーション結果を示すグラフである。横軸は入力信号の条件による番号であり、縦軸は位相の相対誤差である。図5より、入力信号の周波数や位相によって誤差が変化しているが、非常に高い精度で周波数が一致しているのが分かる。図6をみると、相対誤差が大きくなっている点が多く見られる。これは入力信号の位相が $-\pi$ のとき、出力信号の位相が π となってしまうためである。

[0048] 次に雑音を加えた場合についてのシミュレーション結果について示す。式(31)のように、入力信号にガウス雑音 $n(t)$ が加わった場合についてシミュレーションを行う。図7は、雑音を加えてない場合と同様に入力信号の周波数を9.9kHzから10.1kHzまで、入力信号の位相を $-\pi$ から $+\pi$ まで変化させたときの同期させた信号の周波数の相対誤差を示すグラフである。横軸は入力信号の条件による番号であり、縦軸は周波数の相対誤差である。図8は、位相の相対誤差を示すグラフである。横軸は入力信号の条件による番号であり、縦軸は位相の相対誤差である。周波数・位相ともに、雑音が加わっていないときよりも誤差がかなり大きくなっている。また、出力信号の周波数が入力信号に近づいていない特異点もいくつか見られる。

[0049] 次に、ガウスノイズ（SNR = -3 dB）が加わった場合において、積分器で得られる測定値の個数 K を10個、20個、30個、40個と変えた場合のパフ

オーマンスへの影響について観察した。表 1 は、そのときの、周波数の相対誤差の平均（特異点を含む）、周波数の相対誤差の平均（特異点を除く）、位相の相対誤差の平均、5151 点のうち入力信号の周波数に全く近づかなかった特異点の個数の関係を示す。K の数を大きくすると、出力信号の周波数が入力信号に近づいていない特異点の数が増えている。表 1 の第 3 列より、一般的に、K の値が大きくなると、周波数の相対誤差は小さくなる。第 4 列において、位相の相対誤差は、K=10、20、30 では変わっていないものの、K=40 では増加している。この理由は、特異点の数（すなわち、28）において、対応する急な変化があるためと考えられる。もし、表の第 2 列にみられるように、周波数の相対誤差も特異点を含むならば、誤差は、K に依存しないように思われる。また、図 9 及び図 10 は、それぞれ、積分器で得られる測定値の個数 K=40 個としたときの周波数の相対誤差と位相の相対誤差のグラフである。横軸は入力信号の条件による番号であり、縦軸は、それぞれ、周波数及び位相の相対誤差である。また、図 9、図 10 より、特異点以外では、K=10 の場合より K=40 の場合の方が、おおむね相対誤差は小さくなっているのが分かる。

[0050] 図 6 では、相対誤差が 1 になる点はいくつか存在する。これは、この方法が $-\pi$ を π と間違えるためであり、逆もまた生じる。この問題は、2 つの値 $|\theta - \theta_i| / (2\pi)$ 又は $||\theta - \theta_i| - 2\pi| / (2\pi)$ の大きい方をとることによって解決される。これは、図 11 に示すように、重要な改善をもたらす。

[0051] シミュレーションは、同様に、ガウスノイズを加えた場合について行った。図 12 から図 17 は、SNR=-5、0、5 dB での周波数及び位相の推定の結果を示す。図 12 及び 13 は、それぞれ、SNR=-5 dB に対する周波数及び位相の相対誤差である。図 14 及び 15 は、それぞれ、SNR=0 dB に対する周波数及び位相の相対誤差である。図 16 及び 17 は、それぞれ、SNR=5 dB に対する周波数及び位相の相対誤差である。横軸は入力信号の条件による番号であり、縦軸は周波数又は位相の相対誤差である。

このことから、この方法によって、とても低いSNRでも、よいパフォーマンスが得られることがわかる。しかしながら、いくつかの特異点は、同様にみられる。

[0052] 表2は、従来手法と本願発明での平均誤差について、雑音がある場合のシミュレーション結果を比較するものである。従来手法に比較して、本願発明の手法は、改善されていることがわかる。

[0053] 発明者らは、 E_{si} と E_{ci} に代えて、 $E_{si} + E_{ci}$ を最小化させてみた。発明者らは、例えば、入力の周波数が10001Hzで、出力の周波数が10000Hzの場合に、 $\Delta\omega_i$ と入力信号の位相との間の関係を調べた。同様に、 $\Delta\theta_i$ と入力信号の位相との間の関係も調べた。発明者らは、入力信号の絶対値が大きい場合に、ニュートン法で正しい解法を得ることができなかった。

[0054] [数9]

$$\sin(\omega t + \theta) + n(t) \tag{31}$$

[0055] [表1]

	周波数の相対誤差 (特異点を含む)	周波数の相対誤差 (特異点を除く)	位相の 相対誤差	5151点中の 特異点の個数
K=10	1.4×10^{-4}	6.7×10^{-5}	2.1×10^{-3}	4
K=20	3.4×10^{-5}	2.4×10^{-5}	2.1×10^{-3}	2
K=30	1.2×10^{-3}	1.3×10^{-5}	2.1×10^{-3}	8
K=40	9.2×10^{-3}	8.7×10^{-6}	2.8×10^{-3}	28

[0056] [表2]

平均誤差	方法	SNR		
		-5 dB	0 dB	5 dB
周波数	従来	0.0101	0.0057	0.0035
	提案	0.0000848	0.0000472	0.0000421
位相	従来	9.2728e-6	5.1886e-6	2.8367e-6
	提案	0.000412	0.000260	0.000232

符号の説明

[0057] 1, 21 同定装置、3, 31 発振器、5, 39 位相器、7, 33, 39 乗算器、9, 35, 43 積分器、11 同時推定器、13, 37, 45 演算器、15, 47 組合せ器、49 乗算部、51 積分器、53 同時推定部

請求の範囲

[請求項1]

入力信号の周波数及び位相を同定する同定装置において、
周波数 ω_i 及び位相 θ_i の発振信号を生成する発振手段と、

前記発振信号の位相を変更せず又は位相を変更して、互いに位相の異なる J 個（ J は自然数）の位相調整信号を生成する位相手段と、

前記入力信号と前記各位相調整信号の位相差を示す J 個の位相差信号を生成する位相差検出手段と、

j 番目（ j は J 以下の自然数）の前記位相差信号を積分して、時刻間隔 $[0, T_k]$ における積分値 $J_{j,i,k}$ （ k は自然数）を出力する積分手段と、

時刻 t 、周波数 Ω 及び位相 Θ の関数 $F(\Omega, \Theta, t)$ を用いて式(eq1)により表わされる評価関数 $I_{j,i,k}$ と、前記積分値 $J_{j,i,k}$ との違いを最小化して、周波数差 $\Delta\omega_i$ 及び位相差 $\Delta\theta_i$ を同時同定する同時推定手段を備え、

前記発振手段は、前記周波数 ω_i 及び前記周波数差 $\Delta\omega_i$ を加算したものを新たな周波数 ω_{i+1} とし、前記位相 θ_i 及び前記位相差 $\Delta\theta_i$ を加算したものを新たな位相 θ_{i+1} として、新たな発振信号を生成するものである、同定装置。

[数1]

$$I_{j,i,k} = \frac{1}{\Delta\omega_i} (F(\Delta\omega_i, \Delta\theta_i - \phi_j, T_k) - F(\Delta\omega_i, \Delta\theta_i - \phi_j, 0)) \quad (\text{eq1})$$

[請求項2]

前記同時推定手段は、

前記積分値 $J_{j,i,k}$ と、前記入力信号の振幅 A_0 及び前記発振信号の振幅 A_i を用いて式(eq2)により表わされる評価関数 $I_{j,i,k}$ との違いについて、 j が異なるものを独立に最小化して各 j に対する周波数差 $\Delta\omega_{j,i}$ 及び位相差 $\Delta\theta_{j,i}$ を演算する演算手段と、

前記演算手段により得られた周波数差 $\Delta\omega_{j,i}$ を組み合わせる前記周波数差 $\Delta\omega_i$ と同定し、位相差 $\Delta\theta_{j,i}$ を組み合わせる前記位相差 Δ

θ_i と同定する組合せ手段を備える、請求項1記載の同定装置。

[数2]

$$I_{j,i,k} = \frac{A_0 \times A_1}{2\Delta\omega_i} \{ \sin(\Delta\omega_i T_k + \Delta\theta_i - \phi_j) - \sin(\Delta\theta_i - \phi_j) \} \quad (\text{eq2})$$

[請求項3] 前記位相手段は、2つの前記位相調整信号を生成するものであって

、

前記位相調整信号の一方を前記発振信号の位相を変更せずに生成し、

前記位相調整信号の他方を前記発振信号の位相を $\pi/2$ 変更して生成するものであり、

前記演算手段は、

位相を変更せずに生成された前記位相調整信号により得られた前記積分値と、振幅をそれぞれ1に正規化した前記入力信号及び前記発振信号に対して式(eq3)により表わされる評価関数 $I_{s,i,k}$ との違いを最小化して周波数差 $\Delta\omega_{s,i}$ 及び位相差 $\Delta\theta_{s,i}$ を演算し、

位相を $\pi/2$ 変更して生成された前記位相調整信号により得られた前記積分値と、振幅をそれぞれ1に正規化した前記入力信号及び前記発振信号に対して式(eq4)により表わされる評価関数 $I_{c,i,k}$ との違いを最小化して周波数差 $\Delta\omega_{c,i}$ 及び位相差 $\Delta\theta_{c,i}$ を演算するものであり

、

前記組合せ手段は、前記周波数差 $\Delta\omega_{s,i}$ 及び $\Delta\omega_{c,i}$ 並びにこれらの符号を変更した $-\Delta\omega_{s,i}$ 及び $-\Delta\omega_{c,i}$ の一つを前記周波数差 $\Delta\omega_i$ とし、前記位相差 $\Delta\theta_{s,i}$ 及び $\Delta\theta_{c,i}$ の一つを前記位相差 $\Delta\theta_i$ とするものである、請求項2記載の同定装置。

[数3]

$$I_{s,i,k} = \frac{A_0 \times A_1}{2\Delta\omega_{s,i}} \{ \sin(\Delta\omega_{s,i} T_k + \Delta\theta_{s,i}) - \sin \Delta\theta_{s,i} \} \quad (\text{eq3})$$

$$I_{c,i,k} = -\frac{A_0 \times A_1}{2\Delta\omega_{c,i}} \{ \cos(\Delta\omega_{c,i} T_k + \Delta\theta_{c,i}) - \cos \Delta\theta_{c,i} \} \quad (\text{eq4})$$

[請求項4] 入力信号の周波数及び位相を同定する同定方法であって、

発振手段が、周波数 ω_i 及び位相 θ_i の発振信号を生成する発振ステップと、

位相手段が、前記発振信号の位相を変更せず又は位相を変更して、互いに位相の異なる J 個（ J は自然数）の位相調整信号を生成する位相調整ステップと、

位相差検出手段が、前記入力信号と前記各位相調整信号の位相差を示す J 個の位相差信号を生成する位相差検出ステップと、

積分手段が、 j 番目（ j は J 以下の自然数）の前記位相差信号を積分して、時刻間隔 $[0, T_k]$ における積分値 $J_{j,i,k}$ （ k は自然数）を出力する積分ステップと、

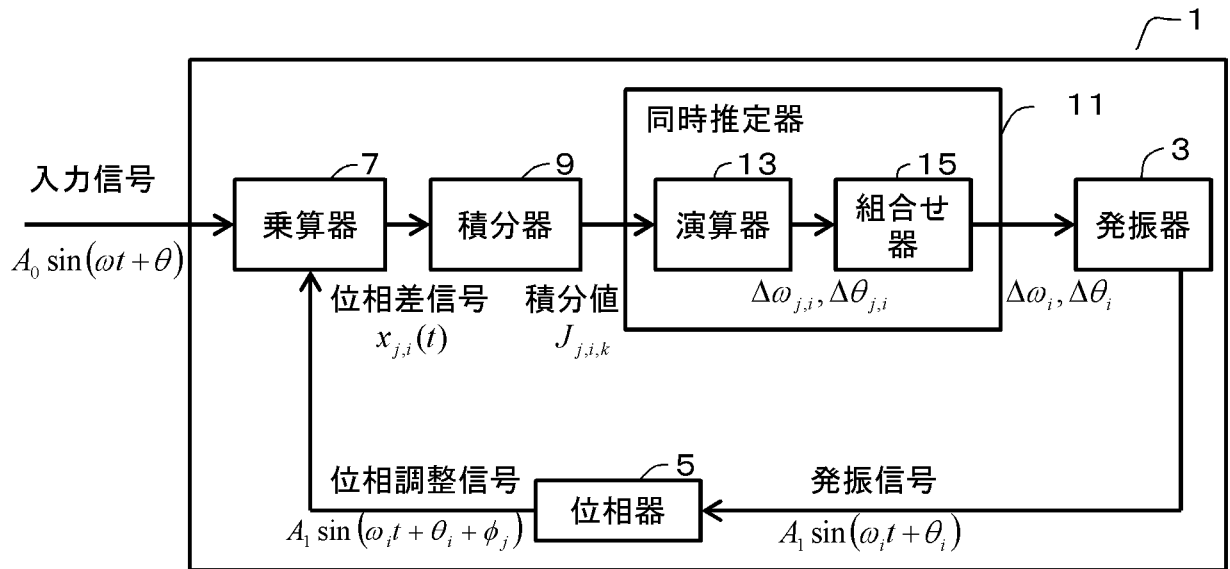
同時推定手段が、時刻 t 、周波数 Ω 及び位相 Θ の関数 $F(\Omega, \Theta, t)$ を用いて式(eq5)により表わされる評価関数 $I_{j,i,k}$ と、前記積分値 $J_{j,i,k}$ との違いを最小化して、周波数差 $\Delta\omega_i$ 及び位相差 $\Delta\theta_i$ を同時同定する同時同定ステップと、

前記発振手段が、前記周波数 ω_i 及び前記周波数差 $\Delta\omega_i$ を加算したものを新たな周波数 ω_{i+1} とし、前記位相 θ_i 及び前記位相差 $\Delta\theta_i$ を加算したものを新たな位相 θ_{i+1} として、新たな発振信号を生成する新発振ステップを含む同定方法。

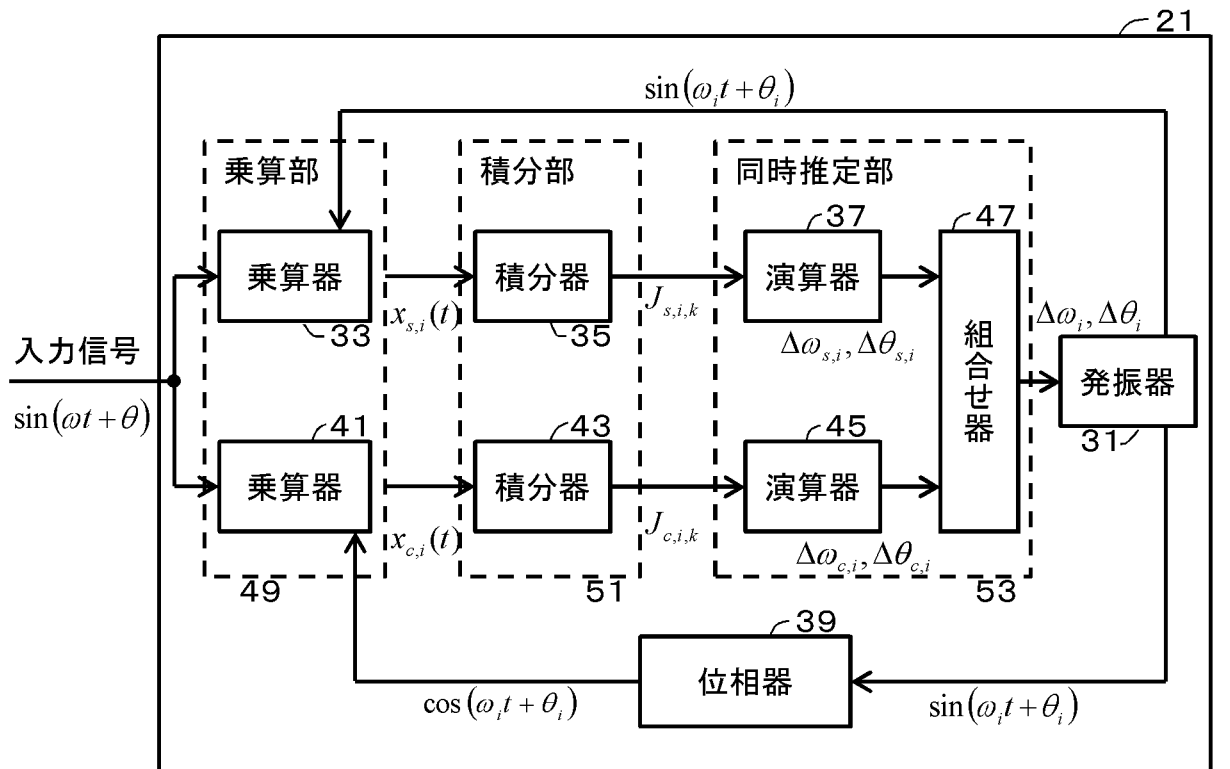
[数4]

$$I_{j,i,k} = \frac{1}{\Delta\omega_i} (F(\Delta\omega_i, \Delta\theta_i - \phi_j, T_k) - F(\Delta\omega_i, \Delta\theta_i - \phi_j, 0)) \quad (\text{eq5})$$

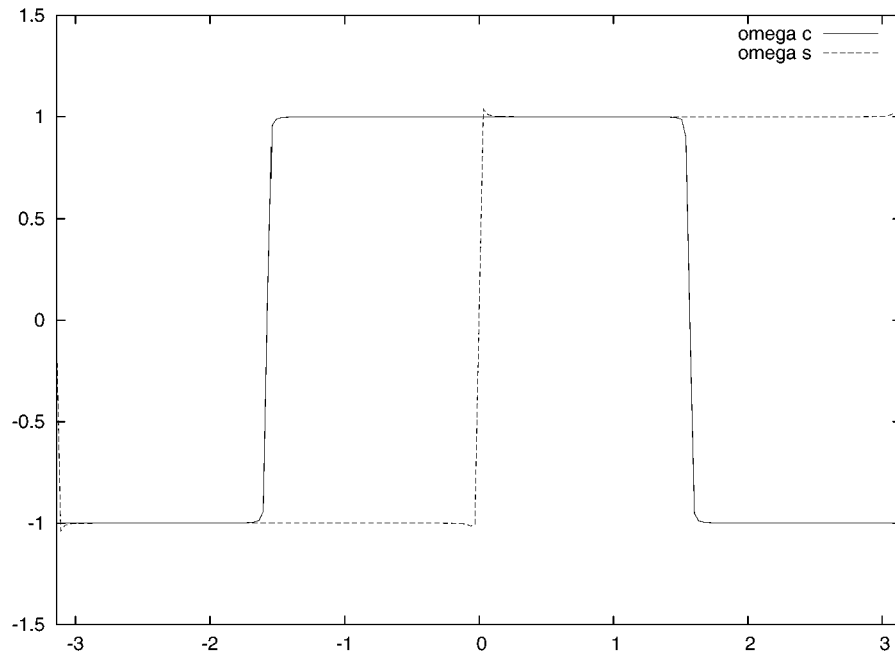
[図1]



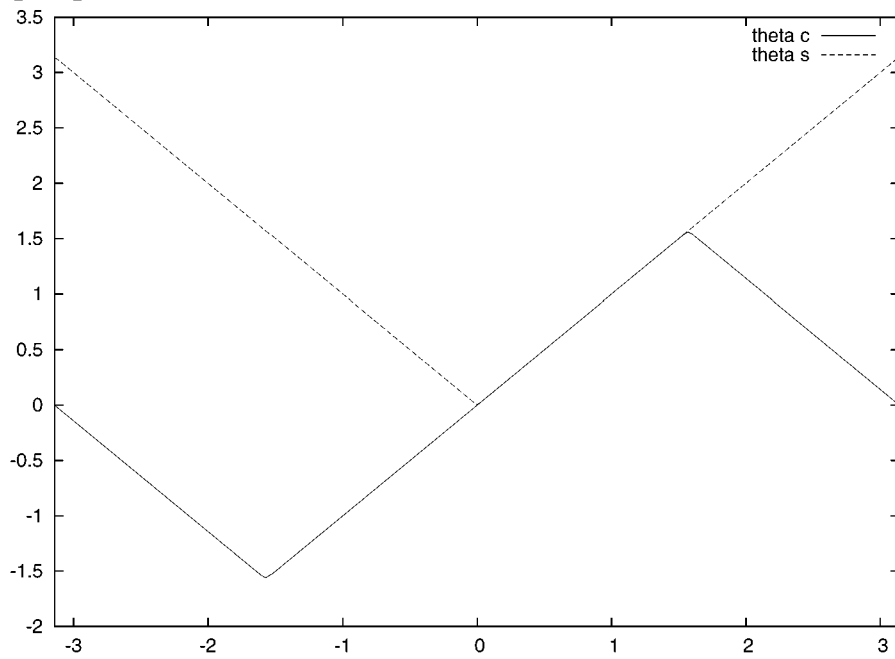
[図2]



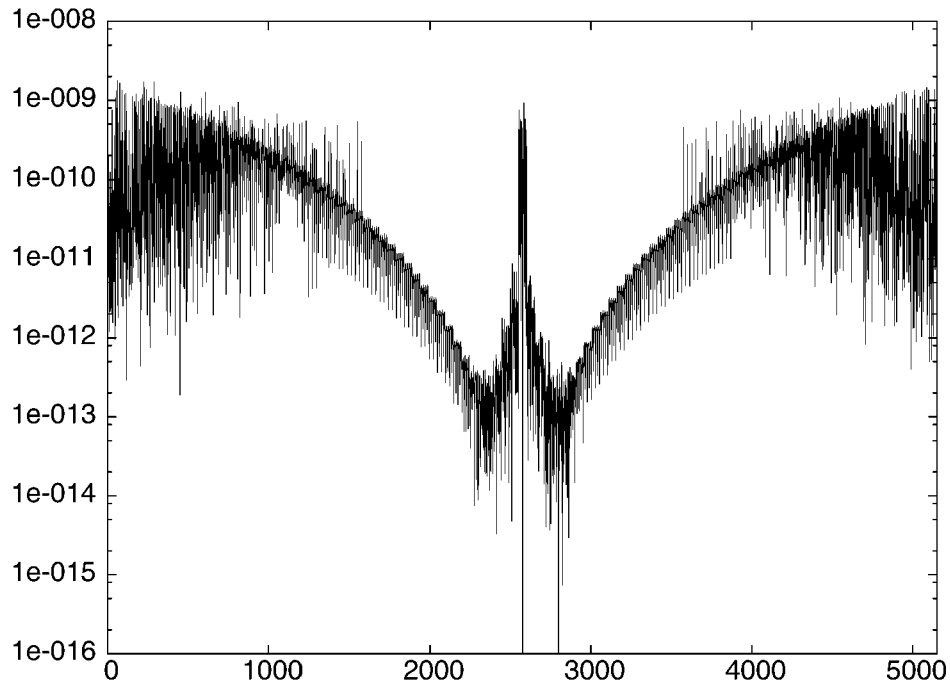
[圖3]



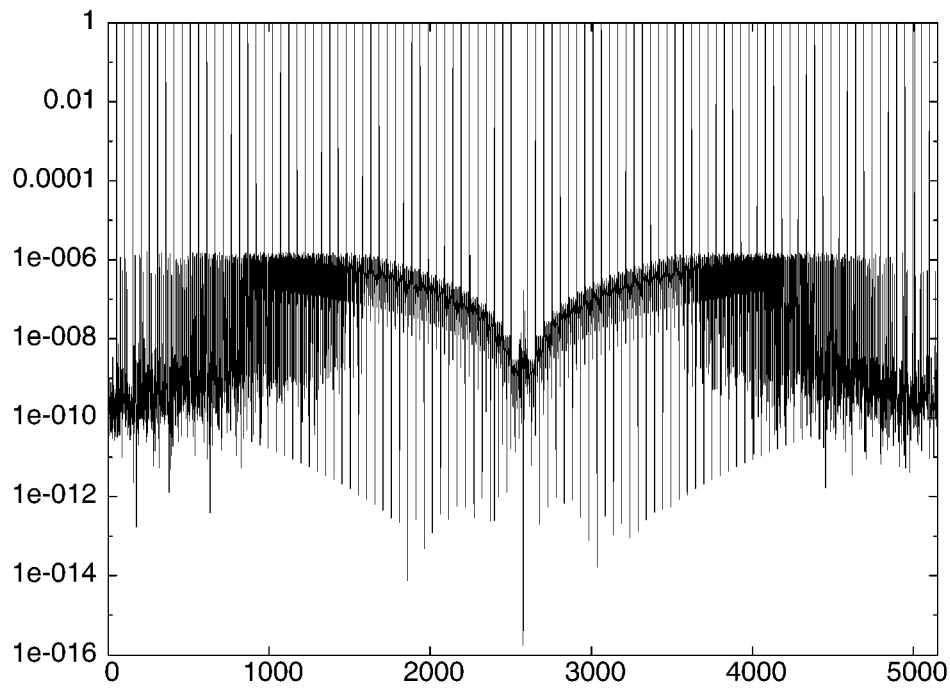
[圖4]



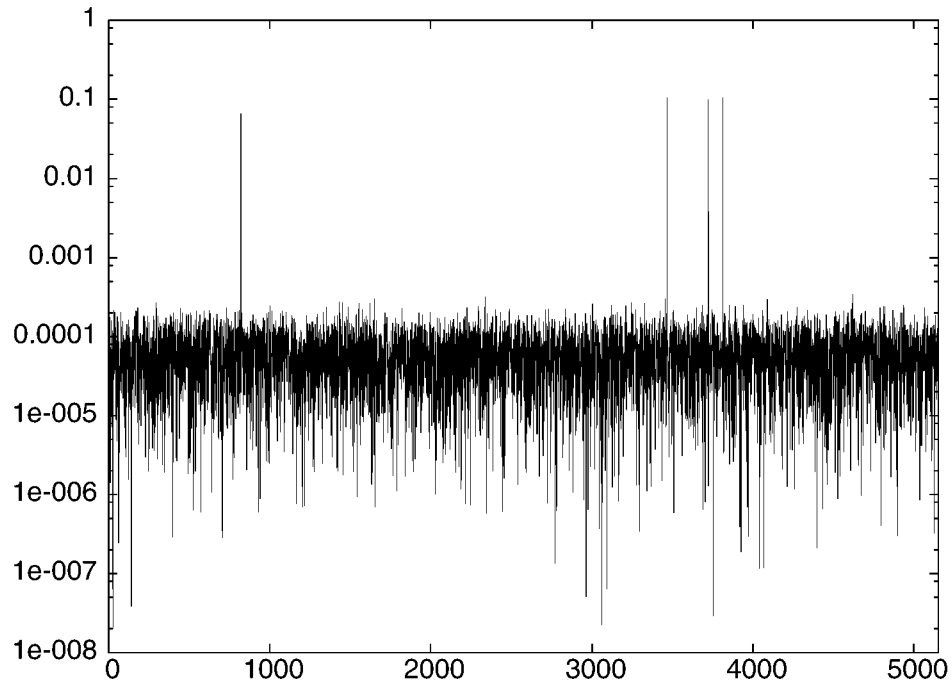
[図5]



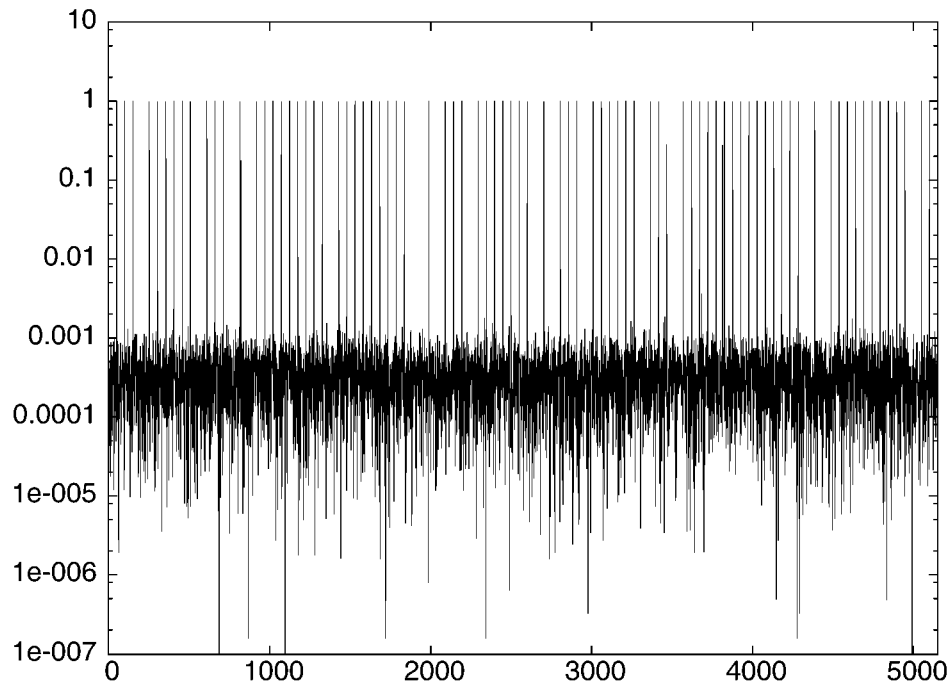
[図6]

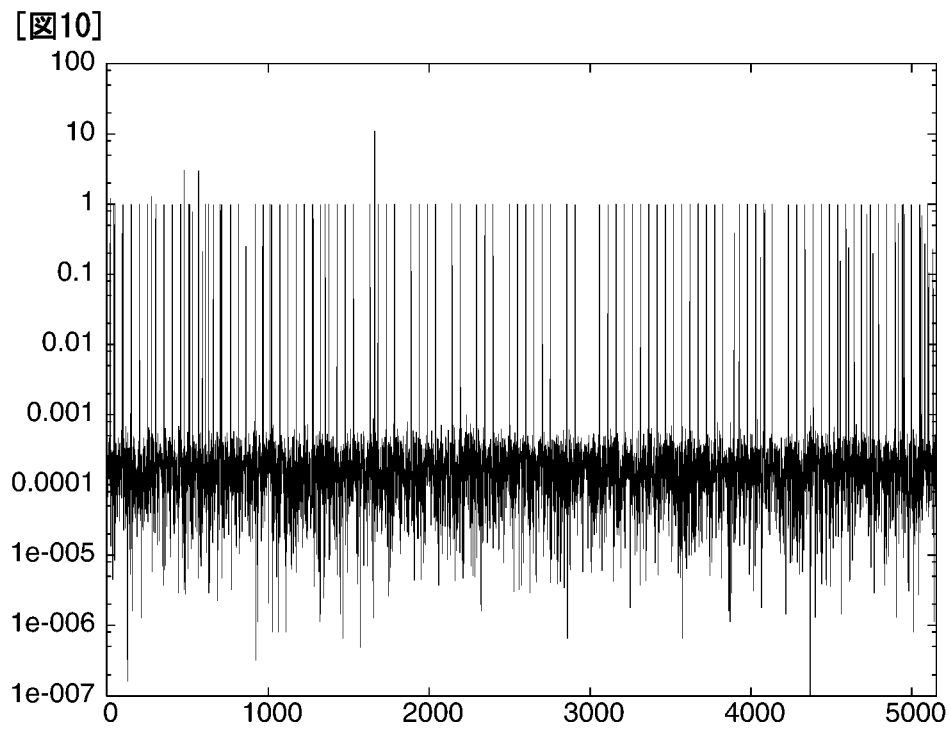
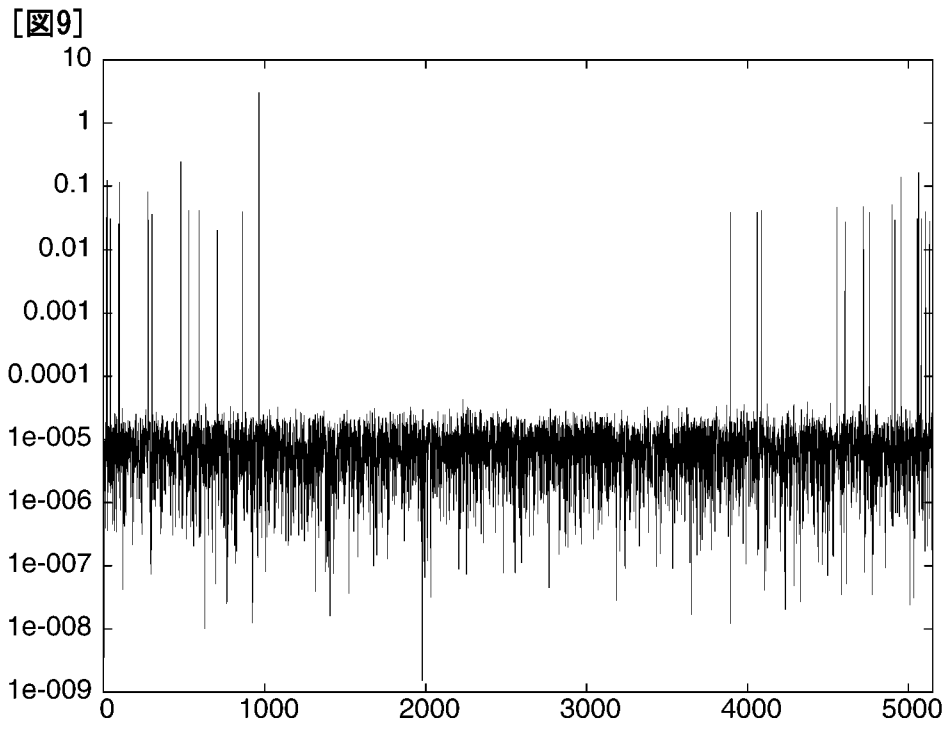


[圖7]

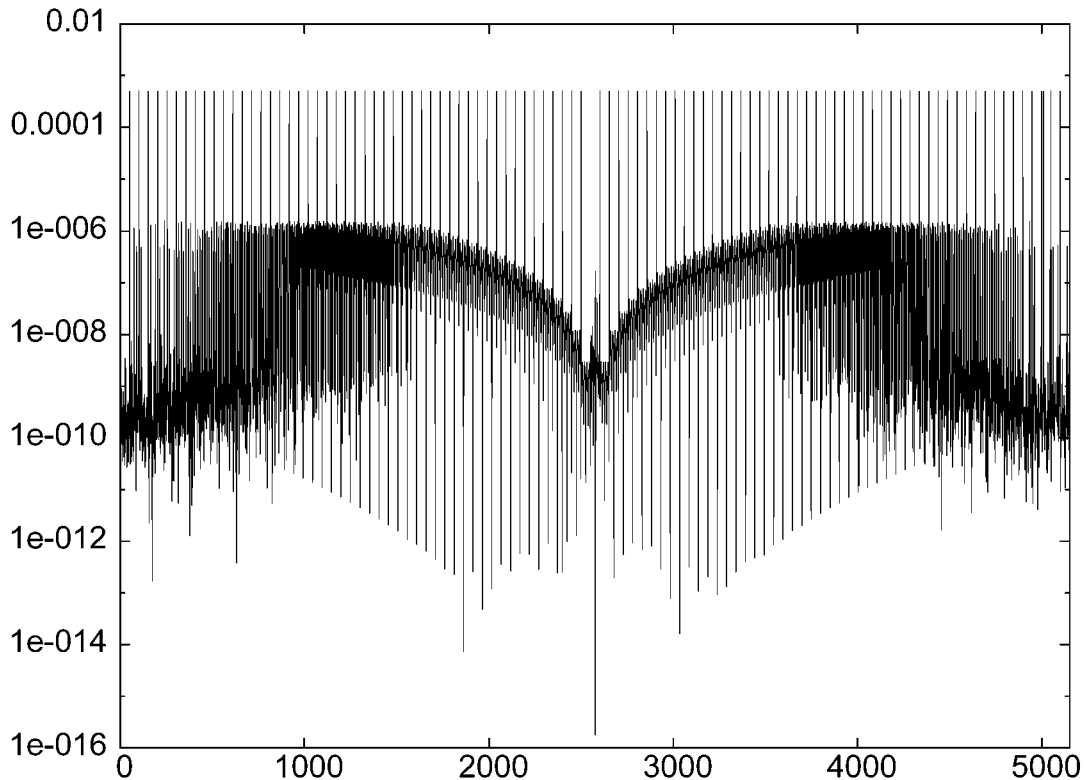


[圖8]

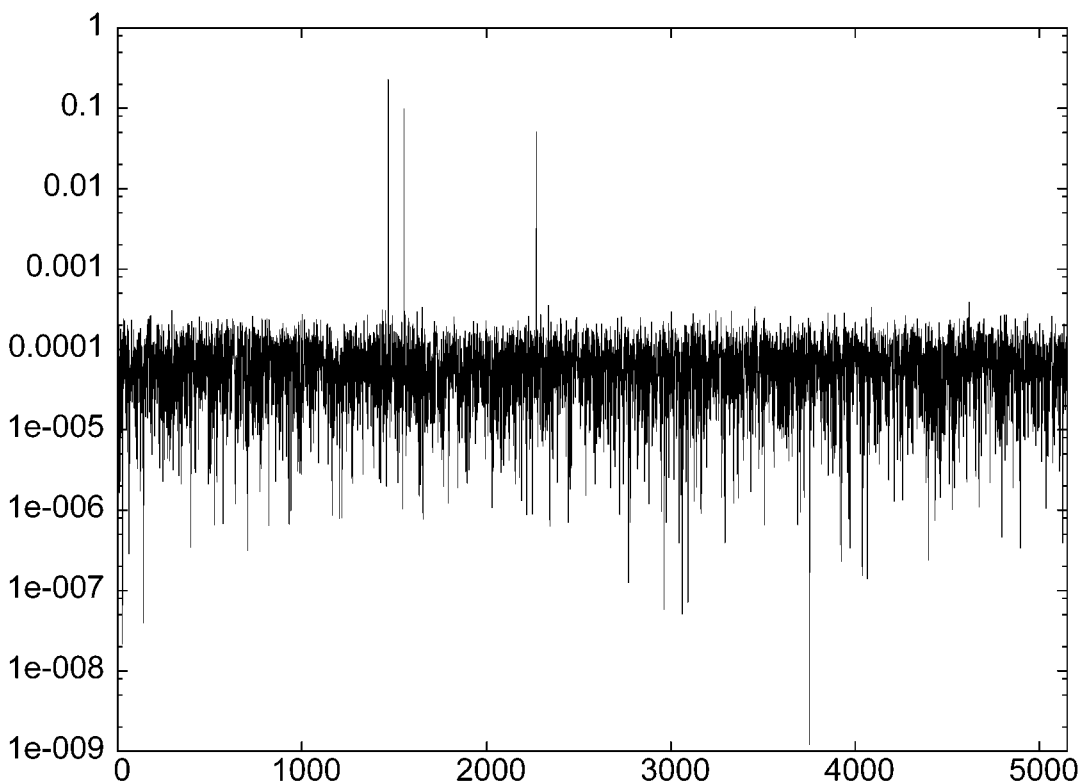




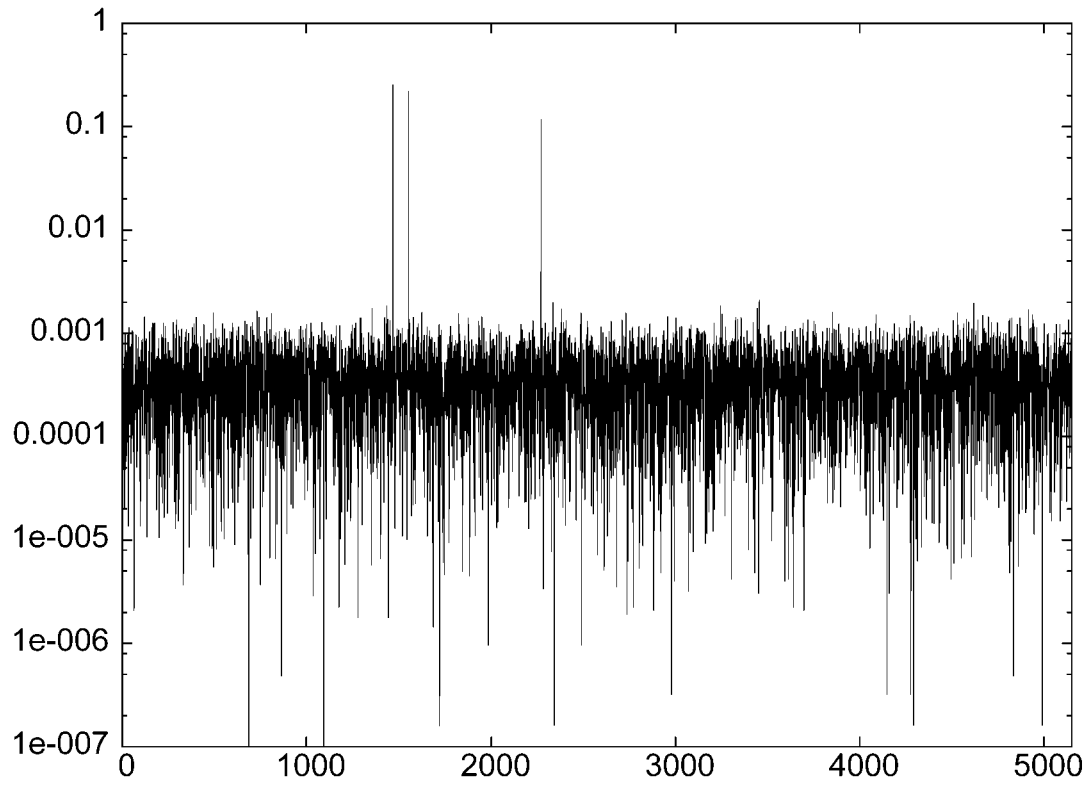
[11]



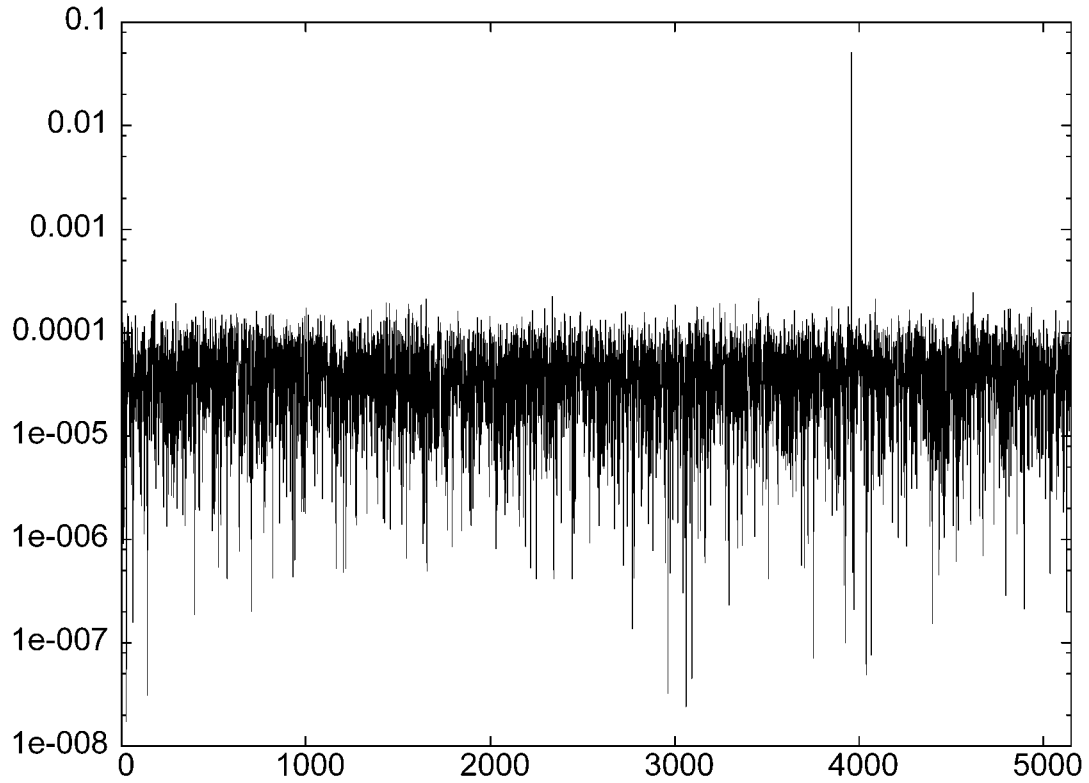
[12]



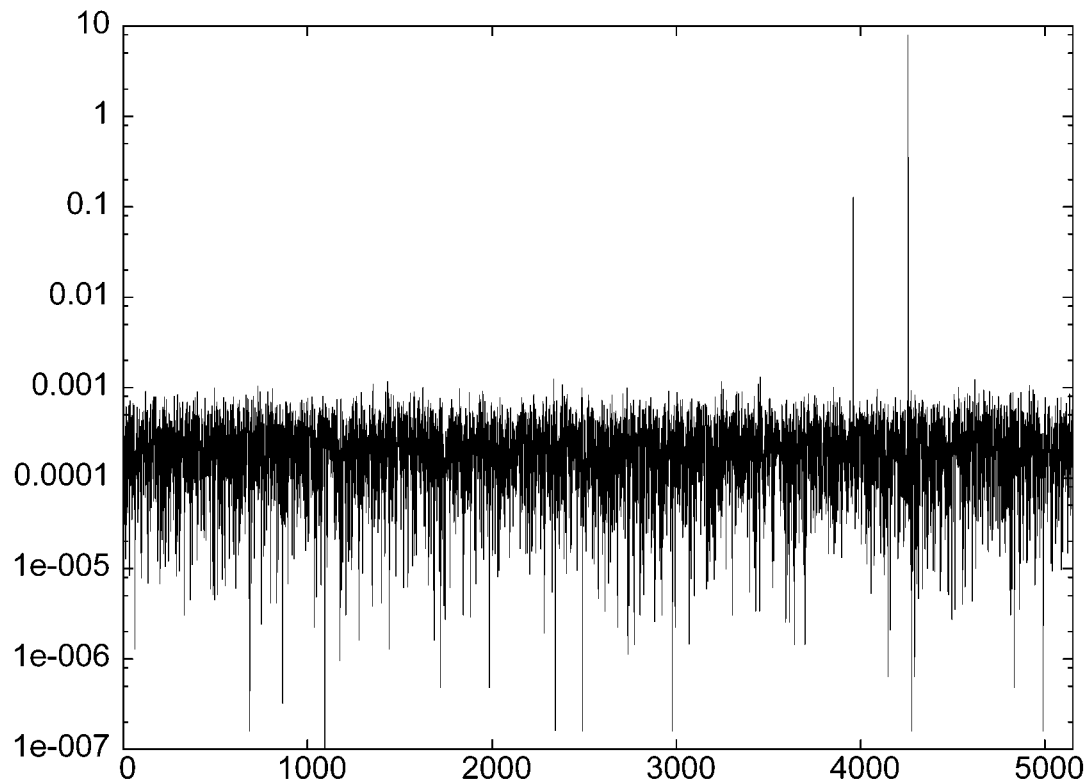
[圖13]



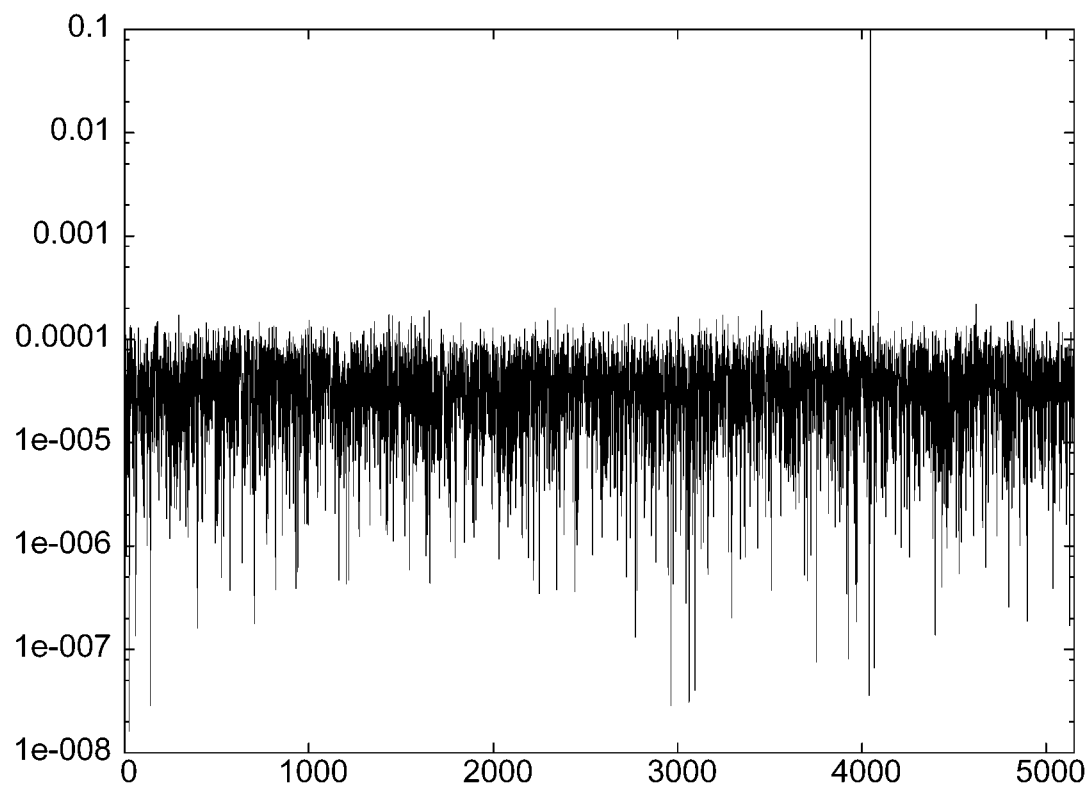
[圖14]



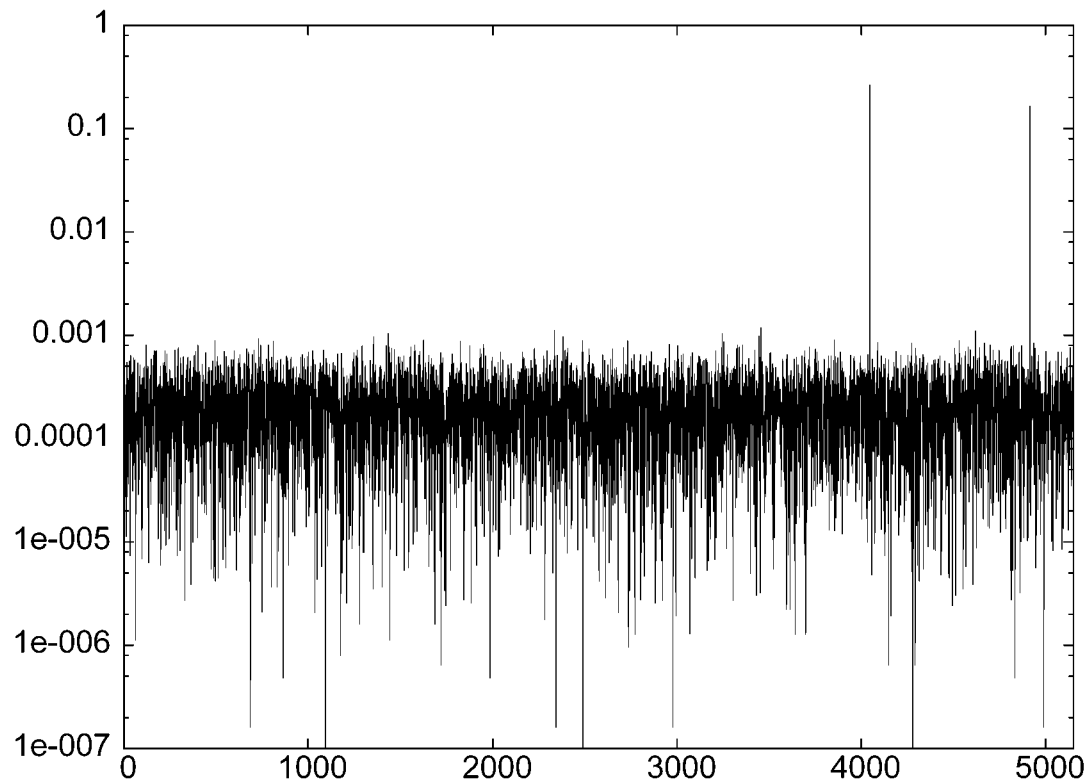
[図15]



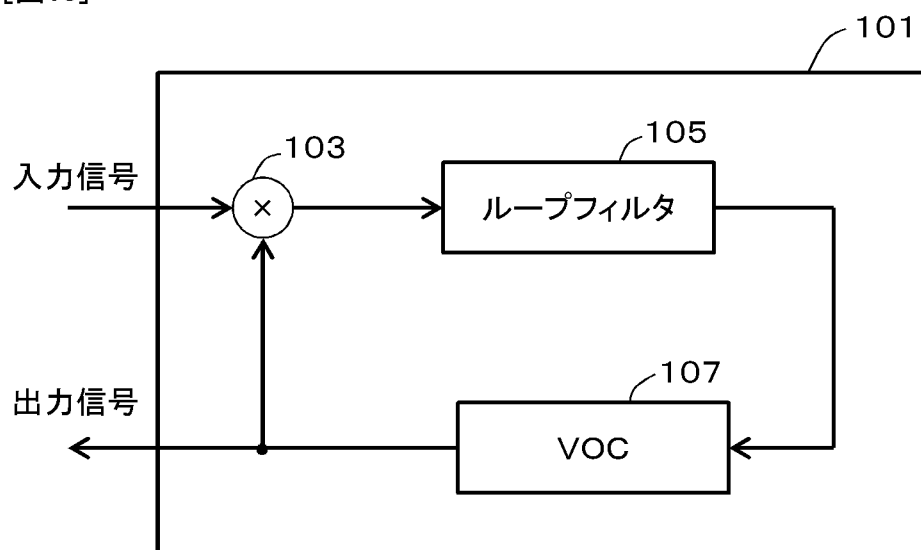
[図16]



[図17]



[図18]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2011/053821

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H03L7/06(2006.01) i, H03L7/08(2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H03L7/06-7/23

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2011
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2011	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2011

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

IEEE Xplore

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2001-44825 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 16 February 2001 (16.02.2001), entire text; all drawings (Family: none)	1-4
A	Statman, J.I. et al, "An estimator-predictor approach to PLL loop filter design", IEEE Transactions on Communications, Volume 38, Issue 10, 1990.10, pp.1667-1669	1-4
A	McCain, W. et al, "Performance Improvement of DPLL's in Non-Gaussian Noise Using Robust Estimators", IEEE Transactions on Communications, Volume 35, Issue 11, 1987.11, pp.1207-1216	1-4

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
02 May, 2011 (02.05.11)

Date of mailing of the international search report
17 May, 2011 (17.05.11)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H03L7/06(2006.01)i, H03L7/08(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H03L7/06-7/23

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2011年
日本国実用新案登録公報	1996-2011年
日本国登録実用新案公報	1994-2011年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

IEEE Xplore

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2001-44825 A (松下電器産業株式会社) 2001.02.16, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-4
A	Statman, J.I. et al, "An estimator-predictor approach to PLL loop filter design", IEEE Transactions on Communications, Volume 38, Issue 10, 1990.10, pp.1667-1669	1-4

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献
 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

02.05.2011

国際調査報告の発送日

17.05.2011

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)
 郵便番号100-8915
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

上田 智志

電話番号 03-3581-1101 内線 3574

5W

3664

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	McCain, W. et al, "Performance Improvement of DPLL's in Non-Gaussian Noise Using Robust Estimators", IEEE Transactions on Communications, Volume 35, Issue 11, 1987.11, pp.1207-1216	1-4