

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2004 年 9 月 30 日 (30.09.2004)

PCT

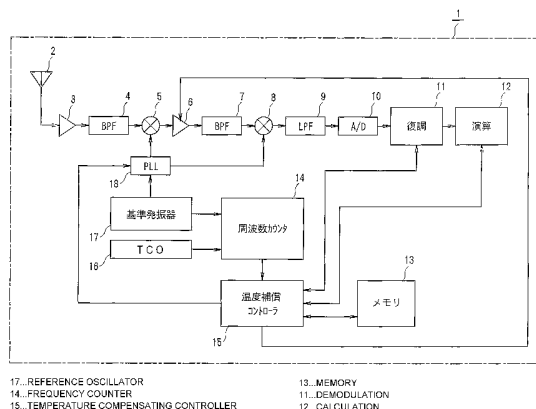
(10) 国際公開番号
WO 2004/084403 A1

- (51) 国際特許分類: **H03B 5/32**, H03L 1/02, G01S 5/14, H04M 1/00, G01C 19/56 [JP/JP]; 〒1630811 東京都新宿区西新宿二丁目 4 番 1 号 Tokyo (JP).
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2004/001872 (72) 発明者; および
- (22) 国際出願日: 2004 年 2 月 19 日 (19.02.2004) (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 小林 道夫 (KOBAYASHI, Michio) [JP/JP]; 〒3928502 長野県諏訪市大和三丁目 3 番 5 号 セイコーエプソン株式会社 社内 Nagano (JP).
- (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 2003-072571 2003 年 3 月 17 日 (17.03.2003) JP 特願 2003-354792 2003 年 10 月 15 日 (15.10.2003) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): セイコーエプソン株式会社 (SEIKO EPSON CORPORATION) (74) 代理人: 森 哲也, 外 (MORI, Tetsuya et al.); 〒1010032 東京都千代田区岩本町二丁目 3 番 3 号 友泉岩本ビル 8 階 日栄国際特許事務所 Tokyo (JP).
- (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, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM,

[続葉有]

(54) Title: OSCILLATOR CHARACTERISTIC AUTOMATIC COMPENSATOR, CHARACTERISTIC AUTOMATIC COMPENSATING METHOD, CHARACTERISTIC AUTOMATIC COMPENSATING PROGRAM, AND POSITION MEASURING SIGNAL RECEIVER

(54) 発明の名称: 発振器の特性自動補償装置、特性自動補償方法、特性自動補償プログラム、及び測位信号受信機



(57) Abstract: An oscillator having a given characteristic in the relation between a physical quantity and the drift value of the oscillation frequency. The variation of the characteristic is adaptively corrected, and the oscillation frequency drift value can be always deduced. The oscillator comprises a reference oscillator (17) for outputting an oscillation signal the oscillation frequency of which is dependent on temperature, a TCO (16) for detecting the temperature of the reference oscillator (17), characteristic determining means for measuring the oscillation frequency drift value of the reference oscillator (17) while changing the temperature and determining in advance the coefficient of an approximate expression representing the temperature frequency characteristic in the relation between the temperature measured by the TCO (16) and the oscillation frequency drift value, a memory (13) for storing the determined coefficient of the approximate expression, drift value deducing means for deducing the drift value on the basis of the measured temperature, and characteristic updating means for updating the coefficient of the determined approximate expression according to the measured drift value and the then measured temperature.

(57) 要約: 物理量と発振周波数のドリフト値との間に一定の特性を持つ発振器において、特性の変化を適応的に補正し、常に発振周波数ドリフト値の推定を可能とする。発振周波数が温度に依存する発振信号を出力する基準発振器 17 と、基準発振器 17 の温度を検出する TCO 16 と、温度を変化させながら基準発振器 17 の発振周波数のドリフト値を測定し、TCO 16 で検出した温度と基準発振器 17 の発振周波数のドリフト値との温度周波数特性を表す近似式の係数を予め決定する特性決定手段と、前記特性決定手段で決定した近似式の係数を記

[続葉有]



DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告書

(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, LS, MW, MZ, 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 (AT, BE, BG, CH,

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

憶するメモリ13と、TCO16で検出した温度に基づいて基準発振器17の発振周波数のドリフト値を推定するドリフト値推定手段と、基準発振器17の発振周波数の実測ドリフト値とTCO16により検出したその時の温度とにより前記特性決定手段で決定した近似式の係数を更新する特性更新手段とを備える。

明細書

発振器の特性自動補償装置、特性自動補償方法、特性自動補償プログラム、及び測位信号受信機

5

技術分野

本発明は、発振器の特性の変化を自動的に補正するようにした発振器の特性自動補償装置、特性自動補償方法、特性自動補償プログラム、及び測位信号受信機に関する。

10

背景技術

従来の測位信号受信機としては、温度補償型水晶発振器（TCXO）の近傍に設置した温度センサから検出された温度から、TCXOの発振周波数のドリフト量を推定し、この推定したドリフト量だけ、衛星からの測位信号をサーチする周波数範囲の中心周波数をシフトさせるというものが知られている。

しかしながら、上記従来の測位信号受信機にあっては、温度センサで検出した温度 T （ $T_k < T < T_{k+1}$ ）でのTCXOの発振周波数のドリフト量 D 推定する場合に、メモリに記憶された温度 T_k でのドリフト量 D_k と温度 T_{k+1} でのドリフト量 D_{k+1} とをもとに、図18に示すように両点を結ぶ直線 α を求め、その直線 α を使用してドリフト量 D の推定をしており、温度とドリフト量との関係を折れ線で近似しているためTCXOの温度周波数特性を適切に表しておらず、高精度でドリフト量の推定ができないという未解決の課題がある。

そこで、本発明は、上記従来例の未解決の課題に着目してなされたものであり、より高精度でTCXOの発振周波数のドリフト量を推定することができる特性自動補償装置、特性自動補償方法、特性自動補償プログラム、及び測位信号受信機を提供することを目的としている。

発明の開示

本発明による発振器の特性自動補償装置は、発振周波数が与えられる物理量に

依存する発振信号を出力する発振手段と、該発振手段に与えられる物理量を検出する物理量検出手段と、物理量を変化させながら前記発振手段の発振周波数のドリフト値を測定し、前記物理量検出手段で検出した物理量と前記発振手段の発振周波数のドリフト値との特性を表す近似式の係数を予め決定する特性決定手段と、

5 前記特性決定手段で決定した近似式の係数を記憶する記憶手段と、前記物理量検出手段で検出した物理量に基づいて前記発振手段の発振周波数のドリフト値を推定するドリフト値推定手段と、前記発振手段の発振周波数の実測ドリフト値と前記物理量検出手段により検出したその時の物理量とにより前記特性決定手段で決定した近似式の係数を更新する特性更新手段とを備えていることを特徴としている。

10

これにより、予め決定した基準発振器の特性を表す近似式の係数を、実測ドリフト値及びその時の物理量をもとに更新するので、経時変化等による特性の変化に正確に追従することができると共に、常に高精度で周波数ドリフト値の推定を行うことができる。

15 また、本発明による発振器の特性自動補償装置は、発振周波数が温度に依存する発振信号を出力する発振手段と、該発振手段の温度を検出する温度検出手段と、温度を変化させながら前記発振手段の発振周波数のドリフト値を測定し、前記温度検出手段で検出した温度と前記発振手段の発振周波数のドリフト値との温度周波数特性を表す近似式の係数を予め決定する特性決定手段と、前記特性決定手段

20 で決定した近似式の係数を記憶する記憶手段と、前記温度検出手段で検出した温度に基づいて前記発振手段の発振周波数のドリフト値を推定するドリフト値推定手段と、前記発振手段の発振周波数の実測ドリフト値と前記温度検出手段により検出したその時の温度とにより前記特性決定手段で決定した近似式の係数を更新する特性更新手段とを備えていることを特徴としている。

25 これにより、予め決定した基準発振器の温度周波数特性を表す近似式の係数を、実測ドリフト値及び温度データをもとに更新するので、経時変化等による温度周波数特性の変化に正確に追従することができると共に、常に高精度で周波数ドリフト値の推定を行うことができる。

また、前記温度検出手段は、温度補償型発振器で構成されていることを特徴と

している。

これにより、温度補償型発振器の周波数の変化を測定することで温度の変化を判定できるので、近傍に配設された基準発振器の温度変化を容易に検出することができる。

- 5 また、前記特性決定手段は、前記温度検出手段で検出した温度と前記発振手段の発振周波数のドリフト値との特性を表す近似式を多項式で表すことを特徴としている。

これにより、発振器の温度周波数特性曲線を高精度で近似することができるので、周波数ドリフト値の推定精度を向上することができる。

- 10 また、前記特性決定手段は、前記温度検出手段で検出した温度と前記発振手段の発振周波数のドリフト値との特性を表す近似式を、次数が5次以上の多項式で表すことを特徴としている。

- 15 これにより、発振器の温度周波数特性曲線を、残差 ± 0.1 ppm以内の高精度で近似することができるので、周波数ドリフト値の推定精度を向上することができる。

また、前記特性決定手段は、最小二乗法及び逐次最小二乗法の何れか一方により、前記温度検出手段で検出した温度と前記発振手段の発振周波数のドリフト値との特性を表す近似式を多項式で表すことを特徴としている。

- 20 これにより、温度データと周波数ドリフト値との測定データの組をもとに、容易に発振器の温度周波数特性を表す近似式の係数を求めることができる。

また、前記特性決定手段は、カルマンフィルタにより、前記温度検出手段で検出した温度と前記発振手段の発振周波数のドリフト値との特性を表す近似式を多項式で表すことを特徴としている。

- 25 これにより、温度データと周波数ドリフト値との測定データの組をもとに、容易に発振器の温度周波数特性を表す近似式の係数を求めることができる。

また、前記特性更新手段は、前記特性決定手段で決定した多項式の全ての係数を更新することを特徴としている。

これにより、経時変化等による発振器の温度周波数特性の変化に正確に追従することができるので、常に ± 0.1 ppm以内の推定精度で周波数ドリフト値の

推定を行うことができる。

また、前記特性更新手段は、前記温度検出手段で検出していない温度範囲に関して、一定間隔で温度範囲を分割し、分割した温度に対して、前記特性決定手段で決定した多項式によりドリフト値を算出して温度とドリフト値のデータの組を作成し、得られたデータの組と、前記発振手段の発振周波数の実測ドリフト値と
5 前記温度検出手段により検出したその時の温度とのデータの組を用いて、最小二乗法及び逐次最小二乗法の何れか一方により前記特性決定手段で決定した多項式の全ての係数を更新することを特徴としている。

これにより、検出した温度範囲外に関しては、更新前の多項式曲線からドリフト値を計算し、その計算値を用いて多項式曲線の係数を更新するため、検出温度範囲内のデータのみを使用して更新を行う場合に比べて検出温度範囲外の推定精度の劣化を抑制することができると共に、メモリを大幅に削減でき、オーバーフローの問題がない。

また、前記特性更新手段は、前記温度検出手段で検出していない温度範囲に関して、一定間隔で温度範囲を分割し、分割した温度に対して、前記特性決定手段で決定した多項式の係数によりドリフト値を算出して温度とドリフト値のデータの組を作成し、得られたデータの組と、前記発振手段の発振周波数の実測ドリフト値と前記温度検出手段により検出したその時の温度とのデータの組を用いて、カルマンフィルタにより前記特性決定手段で決定した多項式の全ての係数を更新
20 することを特徴としている。

これにより、検出した温度範囲外に関しては、更新前の多項式曲線からドリフト値を計算し、その計算値を用いて多項式曲線の係数を更新するため、検出温度範囲内のデータのみを使用して更新を行う場合に比べて検出温度範囲外の推定精度の劣化を抑制することができると共に、メモリを大幅に削減することができる。

25 また、前記発振手段は、ジャイロセンサの振動子で構成されていることを特徴としている。

これにより、ジャイロセンサの発振周波数の特性曲線を表す近似多項式の係数を更新して、ジャイロセンサの発振周波数のドリフト分を補正することができ、ジャイロセンサの検出精度を向上することができる。

また、前記発振手段の発振周波数の実測ドリフト値は、全地球測位システムの基準周波数に基づいて測定することを特徴としている。

これにより、全地球測位システムの基準周波数とジャイロセンサの発振周波数とを比較してジャイロセンサの発振周波数のドリフト値を測定するので、経時変化等による発振器の温度周波数特性の変化に正確に追従することができ、常に高精度でドリフト値を推定することができる。

また、前記発振手段の発振周波数の実測ドリフト値は、携帯電話の基地局のキャリア周波数に基づいて測定することを特徴としている。

これにより、携帯電話の基地局のキャリア周波数とジャイロセンサの発振周波数とを比較してジャイロセンサの発振周波数のドリフト値を測定するので、経時変化等による発振器の温度周波数特性の変化に正確に追従することができ、常に高精度でドリフト値を推定することができる。

また、本発明による発振器の特性自動補償方法は、温度を変化させながら、発振手段から出力される発振信号の周波数ドリフト値を測定すると共に温度検出手段で前記発振手段の温度を測定し、前記発振手段の周波数ドリフト値と前記温度検出手段で測定した温度データとの温度周波数特性を表す近似式の係数を決定するステップと、決定した近似式の係数を記憶手段に記憶し、前記温度検出手段で測定した温度データと前記記憶手段に記憶した近似式の係数をもとに前記発振手段の発振周波数のドリフト値を推定するステップと、前記発振手段の発振周波数の実測ドリフト値とその時の温度とにより前記記憶手段に記憶した近似式の係数を更新するステップとを備えていることを特徴としている。

これにより、予め決定した発振器の温度周波数特性を表す近似式の係数を、実測ドリフト値及び温度データをもとに更新するので、経時変化等による温度周波数特性の変化に正確に追従することができると共に、常に高精度で周波数ドリフト値の推定を行うことができる。

また、本発明による発振器の特性自動補償プログラムは、発振器の特性を自動補償する発振器の特性自動補償プログラムであって、温度を変化させながら、発振手段から出力される発振信号の周波数ドリフト値を測定すると共に温度検出手段で前記発振手段の温度を測定し、前記発振手段の周波数ドリフト値と前記温度

検出手段で測定した温度データとの温度周波数特性を表す近似式の係数を決定するステップと、決定した近似式の係数を記憶手段に記憶し、前記温度検出手段で測定した温度データと前記記憶手段に記憶した近似式の係数をもとに前記発振手段の発振周波数のドリフト値を推定するステップと、前記発振手段の発振周波数の実測ドリフト値とその時の温度とにより前記記憶手段に記憶した近似式の係数を更新するステップとをコンピュータに実行させることを特徴としている。

これにより、予め決定した発振器の温度周波数特性を表す近似式の係数を、実測ドリフト値及び温度データをもとに更新するので、経時変化による温度周波数特性の変化に正確に追従することができると共に、常に高精度で周波数ドリフト値の推定を行うことができる。

また、本発明による測位信号受信機は、発振周波数が温度に依存する発振信号を出力する発振手段と、該発振手段の温度を検出する温度検出手段と、温度を変化させながら前記発振手段の発振周波数のドリフト値を測定し、前記温度検出手段で検出した温度と前記発振手段の発振周波数のドリフト値との温度周波数特性を表す近似式の係数を予め決定する特性決定手段と、前記特性決定手段で決定した近似式の係数を記憶する記憶手段と、前記温度検出手段で検出した温度に基づいて前記発振手段の発振周波数のドリフト値を推定するドリフト値推定手段と、測位により得られた前記発振手段の発振周波数の実測ドリフト値と前記温度検出手段により検出した測位時の温度とにより前記特性決定手段で決定した近似式の係数を更新する特性更新手段とを備えていることを特徴としている。

これにより、予め決定した発振器の温度周波数特性を表す近似式の係数を、測位により得られた実測ドリフト値及び温度データをもとに更新するので、経時変化等による温度周波数特性の変化に正確に追従することができると共に、常に高精度で周波数ドリフト値の推定を行うことができる。

25

図面の簡単な説明

図1は、本発明の実施形態を示す概略構成図である。図2は、第1の実施形態における図1の温度補償コントローラ15の温度周波数特性決定処理を示すフローチャートである。図3は、TCOの周波数と基準発振器のドリフト値との周波

数特性である。図 4 は、近似多項式の次数と残差との関係図である。図 5 は、図 1 の温度補償コントローラ 15 における周波数サーチ処理を示すフローチャートである。図 6 は、第 1 の実施形態における図 1 の温度補償コントローラ 15 の温度周波数特性更新処理を示すフローチャートである。図 7 は、TCO の周波数と基準発振器のドリフト値との温度周波数特性の変化の説明図である。図 8 は、本発明の実施形態における近似多項式の係数更新の説明図である。図 9 は、本発明の実施形態における異なる温度範囲での近似多項式の係数更新の説明図である。図 10 は、第 2 の実施形態における図 1 の温度補償コントローラ 15 の温度周波数特性決定処理を示すフローチャートである。図 11 は、第 2 の実施形態における図 1 の温度補償コントローラ 15 の温度周波数特性更新処理を示すフローチャートである。図 12 は、カルマンフィルタの計算手順の説明図である。図 13 は、第 3 の実施形態における図 1 の温度補償コントローラ 15 の温度周波数特性決定処理を示すフローチャートである。図 14 は、第 3 の実施形態における近似多項式の係数更新の説明図であり、図 14 (a) は、プレ特性曲線と実際の特性曲線を示す図であり、図 14 (b) は、修正後のプレ特性曲線と実際の特性曲線を示す図である。図 15 は、第 3 の実施形態における図 1 の温度補償コントローラ 15 の温度周波数特性更新処理を示すフローチャートである。図 16 は、第 4 の実施形態を示す概略構成図である。図 17 は、図 16 の CDMA 端末機の回路構成を示す図である。図 18 は、従来の技術における温度とドリフト量との関係を示す特性図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。

図 1 は本発明を、人工衛星を使用した全地球測位システム（以下、GPS と称す）の受信機に適用した場合の実施形態を示す概略構成図であり、図中 1 は GPS 受信機であって、この GPS 受信機 1 は、人工衛星からのスペクトラム拡散信号で構成される GPS 信号を受信するためのアンテナ 2 を備えている。

アンテナ 2 で受信した GPS 信号は、ローノイズアンプ 3 で増幅した後、バンドパスフィルタ (BPF) 4 を介して混合器 5 に入力し、この混合器 5 で PLL

回路（フェーズ・ロックド・ループ回路）１８が出力する周波数信号を混合して、所定の周波数（１．５ＧＨｚ帯）の受信信号を第１中間周波信号にダウンコンバート（周波数変換）する。

この場合、ＰＬＬ回路１８が出力する周波数信号は、発振手段としての基準発振器１７が出力するほぼ一定の周波数信号を、ＰＬＬ回路１８内の分周回路で分周して作成した信号である。なお、分周比などを制御することでＰＬＬ回路１８が出力する信号の周波数を変化させることができ、ＰＬＬ回路１８の発振周波数は、温度補償コントローラ１５により制御される。

基準発振器１７には温度補正のないＳＰＸＯと呼ばれるタイプの水晶発振器、若しくは温度補正を内蔵するＴＣＸＯと呼ばれるタイプの水晶発振器を用いる。

次に、混合器５が出力する第１中間周波信号はＡＧＣ（オートゲインコントロール）アンプ６により、所定の振幅に増幅される。その場合の増幅率は復調部１１の状況に応じて、温度補償コントローラ１５により制御される。

ＡＧＣアンプ６より出力された信号はバンドパスフィルタ７を介して混合器８に入力される。この混合器８は第１中間周波数信号にＰＬＬ回路１８の出力する（混合器５に入力した周波数よりも更に低い）一定の周波数信号を混合して、第２中間周波信号にダウンコンバートする。

そして、この混合器８の出力する第２中間周波信号をローパスフィルタ（ＬＰＦ）９を介した後、Ａ／Ｄ変換器１０を介してＡ／Ｄ変換して、復調部１１に入力し、ＧＰＳ信号の復調処理を行う。この復調部１１では、Ａ／Ｄ変換された第２中間周波数信号へのＰＮ符号（擬似ランダム符号）の乗算によるスペクトラム逆拡散処理と、このスペクトラム逆拡散された信号のＢＰＳＫ復調などによる伝送データの復調処理とを行い、衛星から伝送されるデータ（エフェメリスデータ、アルマナックデータ、ＧＰＳタイムデータ等）を得る。この場合、スペクトラム逆拡散処理に使用するＰＮ符号は衛星毎に決められた値としてあり、このＰＮ符号の選択で受信する衛星の選択ができる。この受信する衛星の選択は温度補償コントローラ１５による制御で行われる。また、復調部１１は、復調処理が、８チャンネルから最大１６チャンネルまで同時にできるようになっている。そのため、複数の衛星の測位信号を同時に受信して復調できる。

そして、復調部 11 で復調して得た各衛星からの伝送データを演算処理部 12
に入力し、その伝送データに基づいて、各衛星からの信号の伝播時間を計算し、
各衛星の位置、衛星と受信機との距離を計算するために必要な補正值（対流圏補
正值、電離層補正值、GPS タイムの補正值）に関する情報を得る。得られた情
5 報に基づき、受信機の位置と受信機の GPS タイムの補正時間とを求める。

この場合、受信機の位置は (x, y, z) の 3 つの未知数があるため、受信機
の GPS タイムの補正時間 t とあわせて 4 つの未知数を求める必要がある。従っ
て、通常は 4 個以上の衛星データが必要となる。

衛星数が 4 個の場合は、補正した各衛星と受信機との距離データと各衛星の位
10 置データから 4 個の連立方程式を作成し、それを解いて受信機の位置と受信機の
GPS タイムの補正值（GPS タイムに対するオフセット値）を求めることが出
来る。また、演算処理部 12 では、各衛星からの信号を捕捉して現在位置の測位
ができたとき、基準発振器 17 の発振周波数のドリフト量を測定する。

また、基準発振器 17 の近傍には温度検出手段としての温度補償型発振器（以
15 下、TCO（Temperature complemented oscillator）と称す）16 が配設されて
いる。

TCO 16 は温度により抵抗値が変化するサーミスタと呼ばれる抵抗を用いた
RC 発振回路であり、温度により周波数が増える。周波数カウンタ 14 に入力
された周波数信号を温度補償コントローラ 15 で判定することで、基準発振器 1
20 7 の温度変化に相当する周波数変化を検出する。温度補償コントローラ 15 は演
算処理部 12 から入力された GPS 測位により測定した基準発振器 17 の周波数
ドリフト量と、測位時の TCO 16 の周波数とを用いて、TCO 16 の周波数と
基準発振器 17 の周波数ドリフト値の温度周波数特性を表す m 次の多項式を求め
る。求めた多項式の $m+1$ 個の係数を記憶手段としてのメモリ 13 に記録するこ
25 とにより、予め記憶していた多項式の係数を更新する。

図 2 は、第 1 の実施形態における、温度補償コントローラ 15 で実行される温
度周波数特性決定処理を示すフローチャートである。この温度周波数特性決定処
理では、予めメモリ 13 に記憶しておく TCO 16 の周波数と基準発振器 17 の
周波数ドリフトとの温度周波数特性を表す近似式（ m 次多項式）の係数を決定す

る。

5 まず、テスト用のGPS受信機1をGPS信号が受信可能な温度可変装置としての恒温槽に入れて、ステップS1で恒温槽内の温度を変化させ、次いでステップS2に移行して、TCO16の周波数 f_T と基準発振器17のドリフト値とを測定する。

10 次いでステップS3に移行して、取得するデータ数を計測するデータ取得数カウンタ値NをインクリメントしてステップS4に移行し、カウンタ値Nがデータ取得数設定値 N_s 以上であるか否かを判定する。データ取得数設定値 N_s は、より正確な温度周波数特性を決定できるデータ数（例えば、5000程度）に設定する。

15 ステップS4の判定結果が、 $N < N_s$ であるときには、より正確な温度周波数特性を決定するデータ数に達していないと判断して前記ステップS1に移行する。一方、 $N \geq N_s$ であるときには、ステップS5に移行して、得られたTCO16の周波数 f_T と基準発振器17の周波数ドリフト値とのN個のデータの組をもとに温度周波数特性曲線の係数を算出する。

 ここで、このGPS受信機1の使用可能な温度範囲が $-25^{\circ}\text{C} \sim 60^{\circ}\text{C}$ であるとき、この温度に対応するTCO16の周波数 f_T は $200\text{kHz} \sim 1800\text{kHz}$ となる。図3に示す実線は $-25^{\circ}\text{C} \sim 60^{\circ}\text{C}$ でTCO16の周波数 f_T と基準発振器17のドリフト値との実測値の関係を示したものである。

20 この周波数とドリフト値との関係をm次の多項式で近似した場合、ドリフト値の実測値と多項式による近似値との残差は、図4に示すように多項式の次数が5次以上あれば $\pm 0.1\text{ppm}$ 以内に押さえることができるが、4次以下の場合には $\pm 0.1\text{ppm}$ 以内に押さえることができず、多項式の近似精度が悪くなる。また、多項式の次数を11以上に上げてても残差は改善されない。なお、図4に
25 において、一点鎖線で示すminは最小残差、二点鎖線で示すmaxは最大残差、破線で示すstdは標準偏差、実線で示すmeanは平均値である。

 したがって、TCO16の周波数と基準発振器17の周波数ドリフト値との温度周波数特性曲線を9次多項式で近似した場合、図4に示すようにドリフトの実測値と多項式による近似値との残差は $\pm 0.05\text{ppm}$ 以内に押さえることがで

き、且つメモリ 13には多項式の係数 10個のみを記憶しておけばよい。

そこで、周波数とドリフト値との温度周波数特性曲線を例えば 9 次多項式で近似する場合について説明する。

- 5 TCO16の周波数を x 、基準発振器 17の周波数ドリフト値を y とした場合、
周波数とドリフト値との測定値の組を (x_i, y_i) とすると、温度周波数特性曲線は次式の 9 次多項式で近似できると仮定する。

$$f(a, x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \dots + a_9 x^9 \dots\dots\dots (1)$$

- 上記 (1) 式の係数を求める場合には、ある測位点 (x_i, y_i) と近似式との
残差を $\varepsilon_i (= y_i - f(a, x_i))$ として、残差 ε_i の二乗和を近似多項式の各
10 係数 $a_k (k=0, \dots, 9)$ で偏微分したものを最小 ($=0$) にするような a を求めればよい。これが最小二乗法による解法である。

$$-2 \sum_{i=1}^N \{y_i - f(a, x_i)\} \frac{\partial f(a, x_i)}{\partial a_k} = 0 \quad (k=0, \dots, 9)$$

$$\therefore \sum_{i=1}^N \{y_i - f(a, x_i)\} x_i^k = 0 \quad (k=0, \dots, 9) \dots\dots\dots (2)$$

従って、(2) 式を整理した下記 (3) 式を解いて $a_i(N) (i=0, \dots, 9)$ を算出することにより、近似多項式 $y = f(a, x)$ を求めることができる。

$$\begin{bmatrix}
 \sum_{i=1}^N x_i^0 & \sum_{i=1}^N x_i^1 & \sum_{i=1}^N x_i^2 & \sum_{i=1}^N x_i^3 & \sum_{i=1}^N x_i^4 & \sum_{i=1}^N x_i^5 & \sum_{i=1}^N x_i^6 & \sum_{i=1}^N x_i^7 & \sum_{i=1}^N x_i^8 & \sum_{i=1}^N x_i^9 \\
 \sum_{i=1}^N x_i^1 & \sum_{i=1}^N x_i^2 & \sum_{i=1}^N x_i^3 & \sum_{i=1}^N x_i^4 & \sum_{i=1}^N x_i^5 & \sum_{i=1}^N x_i^6 & \sum_{i=1}^N x_i^7 & \sum_{i=1}^N x_i^8 & \sum_{i=1}^N x_i^9 & \sum_{i=1}^N x_i^{10} \\
 \sum_{i=1}^N x_i^2 & \sum_{i=1}^N x_i^3 & \sum_{i=1}^N x_i^4 & \sum_{i=1}^N x_i^5 & \sum_{i=1}^N x_i^6 & \sum_{i=1}^N x_i^7 & \sum_{i=1}^N x_i^8 & \sum_{i=1}^N x_i^9 & \sum_{i=1}^N x_i^{10} & \sum_{i=1}^N x_i^{11} \\
 \sum_{i=1}^N x_i^3 & \sum_{i=1}^N x_i^4 & \sum_{i=1}^N x_i^5 & \sum_{i=1}^N x_i^6 & \sum_{i=1}^N x_i^7 & \sum_{i=1}^N x_i^8 & \sum_{i=1}^N x_i^9 & \sum_{i=1}^N x_i^{10} & \sum_{i=1}^N x_i^{11} & \sum_{i=1}^N x_i^{12} \\
 \sum_{i=1}^N x_i^4 & \sum_{i=1}^N x_i^5 & \sum_{i=1}^N x_i^6 & \sum_{i=1}^N x_i^7 & \sum_{i=1}^N x_i^8 & \sum_{i=1}^N x_i^9 & \sum_{i=1}^N x_i^{10} & \sum_{i=1}^N x_i^{11} & \sum_{i=1}^N x_i^{12} & \sum_{i=1}^N x_i^{13} \\
 \sum_{i=1}^N x_i^5 & \sum_{i=1}^N x_i^6 & \sum_{i=1}^N x_i^7 & \sum_{i=1}^N x_i^8 & \sum_{i=1}^N x_i^9 & \sum_{i=1}^N x_i^{10} & \sum_{i=1}^N x_i^{11} & \sum_{i=1}^N x_i^{12} & \sum_{i=1}^N x_i^{13} & \sum_{i=1}^N x_i^{14} \\
 \sum_{i=1}^N x_i^6 & \sum_{i=1}^N x_i^7 & \sum_{i=1}^N x_i^8 & \sum_{i=1}^N x_i^9 & \sum_{i=1}^N x_i^{10} & \sum_{i=1}^N x_i^{11} & \sum_{i=1}^N x_i^{12} & \sum_{i=1}^N x_i^{13} & \sum_{i=1}^N x_i^{14} & \sum_{i=1}^N x_i^{15} \\
 \sum_{i=1}^N x_i^7 & \sum_{i=1}^N x_i^8 & \sum_{i=1}^N x_i^9 & \sum_{i=1}^N x_i^{10} & \sum_{i=1}^N x_i^{11} & \sum_{i=1}^N x_i^{12} & \sum_{i=1}^N x_i^{13} & \sum_{i=1}^N x_i^{14} & \sum_{i=1}^N x_i^{15} & \sum_{i=1}^N x_i^{16} \\
 \sum_{i=1}^N x_i^8 & \sum_{i=1}^N x_i^9 & \sum_{i=1}^N x_i^{10} & \sum_{i=1}^N x_i^{11} & \sum_{i=1}^N x_i^{12} & \sum_{i=1}^N x_i^{13} & \sum_{i=1}^N x_i^{14} & \sum_{i=1}^N x_i^{15} & \sum_{i=1}^N x_i^{16} & \sum_{i=1}^N x_i^{17} \\
 \sum_{i=1}^N x_i^9 & \sum_{i=1}^N x_i^{10} & \sum_{i=1}^N x_i^{11} & \sum_{i=1}^N x_i^{12} & \sum_{i=1}^N x_i^{13} & \sum_{i=1}^N x_i^{14} & \sum_{i=1}^N x_i^{15} & \sum_{i=1}^N x_i^{16} & \sum_{i=1}^N x_i^{17} & \sum_{i=1}^N x_i^{18}
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 a_0(N) \\
 a_1(N) \\
 a_2(N) \\
 a_3(N) \\
 a_4(N) \\
 a_5(N) \\
 a_6(N) \\
 a_7(N) \\
 a_8(N) \\
 a_9(N)
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 \sum_{i=1}^N y_i x_i^0 \\
 \sum_{i=1}^N y_i x_i^1 \\
 \sum_{i=1}^N y_i x_i^2 \\
 \sum_{i=1}^N y_i x_i^3 \\
 \sum_{i=1}^N y_i x_i^4 \\
 \sum_{i=1}^N y_i x_i^5 \\
 \sum_{i=1}^N y_i x_i^6 \\
 \sum_{i=1}^N y_i x_i^7 \\
 \sum_{i=1}^N y_i x_i^8 \\
 \sum_{i=1}^N y_i x_i^9
 \end{bmatrix}$$

..... (3)

すなわち、周波数とドリフト値との測定値の組を (x_i, y_i) とし、恒温槽に GPS 受信機 1 を入れ、温度を変化させながら TCO 16 の周波数と基準発振器 17 の周波数ドリフト値を測定し、得られたデータの組に最小二乗法を適用すれば、温度周波数特性の近似多項式の係数を求めることができる。

- 5 次いで、ステップ S 6 に移行して、算出した 9 次多項式の 62 ビットで表される 10 個の係数 $a_0(N) \sim a_9(N)$ をメモリ 13 に記憶し、温度周波数特性決定処理を終了する。

図 2 において、ステップ S 5 の処理が特性決定手段に対応している。

- 10 このようにして最小二乗法により求めた 9 次の近似多項式は図 3 の破線に示すようになり、測定値との残差を $\pm 0.05 \text{ ppm}$ 以内に押さえることができる。

また、各衛星からの測位信号を捕捉する際には、温度補償コントローラ 15 で、図 5 に示す周波数サーチ処理を実行する。

この周波数サーチ処理では、先ず、ステップ S 21 で GPS 受信機 1 の電源ス

スイッチをオン状態にセットしてステップS 2 2に移行し、予めメモリ 1 3に記憶した近似多項式の係数 $a_0 \sim a_9$ を読込む。次いでステップS 2 3に移行してTCO 1 6の周波数を読込み、現在の温度に相当する周波数を検出する。

そして、ステップS 2 4に移行して、近似多項式の係数 ($a_0, \dots, a_9$) と現在のTCO 1 6の周波数とを前記(1)式に代入することにより、基準発振器 1 7の周波数ドリフト値を推定する。このようにして推定された周波数ドリフト値をもとに、ステップS 2 5でGPS衛星からの測位信号をサーチする。

図5において、ステップS 2 4の処理がドリフト値推定手段に対応している。

ところで、基準発振器 1 7を構成する水晶発振器SPXO又はTCXOは通常、経時変化等により温度と周波数との特性が変化する傾向があるため、予め決定した温度周波数特性の近似多項式の係数を更新し、温度周波数特性曲線の変化を補正する必要がある。温度周波数特性曲線の変化の補正は、周波数ドリフト値の推定精度を $\pm 0.1 \text{ ppm}$ 以内に押さえるためにはオフセット値(多項式の0次の係数)のみの更新では対応できず、高次の係数の更新も必要となる。

図6は、温度補償コントローラ 1 5で実行する温度周波数特性更新処理手順を示すフローチャートである。この温度周波数特性更新処理では、GPS受信機を使用しながら温度周波数特性を表す多項式の全ての係数を更新する。

まず、ステップS 3 1でGPS受信機 1の電源スイッチをオン状態にセットしてGPS測位を開始し、図5の周波数サーチ処理でGPS測位信号の捕捉をすることにより得られた実測ドリフト値を読込む。次いでステップS 3 2に移行してGPS測位時のTCO 1 6の周波数を測定し、ステップS 3 3に移行する。

このステップS 3 3では、GPS測位により得られた実測ドリフト値の信頼度に応じて、そのドリフト値を採用するか否かを判断する。測位の信頼度は、DOP値(Dilution of Precision: GPS測位の精度の指標となる数値)等により判断し、DOP値Dが所定値 D_{SET} (例えば、5.0程度)より大きい場合にはGPS測位の精度が悪いと判断して更新を行わずに温度周波数特性更新処理を終了する。一方、 $D \leq D_{\text{SET}}$ である場合には、GPS測位の精度が良いと判断してステップS 3 4に移行し、温度周波数特性曲線の係数を算出する。これにより、更新された補正データの信頼性を保つことができる。

今、温度が $-25^{\circ}\text{C} \sim 60^{\circ}\text{C}$ の間で、TCO16の周波数は $200\text{kHz} \sim 1800\text{kHz}$ まで変化しており、その間の周波数ドリフト値は予め図7に示すような9次の多項式曲線で表されているものとする。そこで、温度 $33^{\circ}\text{C} \sim 37^{\circ}\text{C}$ に相当する $700\text{kHz} \sim 800\text{kHz}$ の間でGPS測位を行ったところ、実際のドリフト値は最初に求めた多項式曲線に比べてAの部分のようにプラス側にずれていたとする。

この場合には、GPS測位における温度に対応する $700\text{kHz} \sim 800\text{kHz}$ の間のドリフト値としては、GPS測位により得られた実測ドリフト値を用い、それ以外の温度範囲($200\text{kHz} \sim 699\text{kHz}$ 及び $801\text{kHz} \sim 1800\text{kHz}$)では適当な間隔(例えば、 1kHz)で周波数を選び、選んだ周波数に対して、最初が多項式曲線より対応するドリフト値を算出する。これらの周波数とドリフト値とのデータの組に対して最小二乗法を適用して、新しい多項式曲線の係数を得る。

具体的には、 $700\text{kHz} \sim 800\text{kHz}$ の間でGPS測位を行い、図8に示すように、実際のドリフト値が最初に求めた9次の多項式曲線に比べてAの部分のようにプラス側にずれていた場合には、GPS測位時のTCO16の周波数とGPS測位により得られた実測ドリフト値の実測データの組 (x_1, y_1) と、GPS測位の温度範囲外を一定間隔で分割し、分割した周波数 $x_2, \dots, x_N$ から対応するドリフト値を多項式曲線から逐次算出した $N-1$ 個の分割データの組 $(x_2, y_2), \dots, (x_N, y_N)$ とを用いて、前記(3)式をもとに $a_0(N) \sim a_9(N)$ を算出し、新しい多項式曲線の全ての係数を求める。

そしてステップS35で、逐次算出した係数をメモリ13に記憶することにより温度周波数特性曲線の係数の更新を行う。

図6において、ステップS34の処理が特性更新手段に対応している。

このように、GPS測位の温度範囲外を一定間隔で分割し、逐次算出する分割データを用いて最小二乗法を適用することで、分割データを用いずに最小二乗法を適用する場合に比べてメモリ容量を大幅に節約することができる。つまり、メモリ13に記憶した多項式曲線の係数をもとに分割データを逐次算出するので、GPS受信機が使用可能な温度範囲 $-25^{\circ}\text{C} \sim 60^{\circ}\text{C}$ に対応する周波数 200kHz

Hz ~ 1800 kHz の間の全データをメモリ 13 に格納する必要がなくなる。

- さらに、この全データをメモリ 13 に格納するためには、GPS 受信機 1 を再度恒温槽に入れて温度を変化させ、TCO 16 の周波数及び基準発振器 17 の周波数ドリフト値を測定しなければならないため、GPS 受信機 1 を使用しながら
- 5 多項式曲線の係数の更新を行うことは困難であるが、分割データを用いることにより、GPS 受信機 1 を使用しながら多項式曲線の係数の更新を行うことが可能となる。

- 図 9 (b) の実線は、図 9 (a) の A、B、C の 3 つの温度範囲で GPS 測位を行って、多項式曲線の係数の更新を行った場合の更新後の多項式曲線を示している。
- 10 このように、異なる温度範囲で GPS 測位を行うことで、広い温度範囲で実際の多項式曲線に近づけることができる。また、図 9 (b) の破線に示すように、多項式の次数が高いほど（例えば、30 次）、実際の多項式曲線との残差を小さくすることができる。

次に、本発明の第 2 の実施形態について説明する。

- 15 この第 2 の実施形態は、TCO 16 の周波数と基準発振器 17 の周波数ドリフト値との温度周波数特性を表す近似多項式の係数を決定及び更新する処理を、最小二乗法に替えて逐次最小二乗法を適用して行うようにしたものである。

- 図 10 は、第 2 の実施形態における、温度補償コントローラ 15 で実行される温度周波数特性決定処理手順のフローチャートであって、図 2 に示す第 1 の実施
- 20 形態における温度周波数特性決定処理において、ステップ S 4 の処理がステップ S 6 の処理の後に移され、さらにステップ S 5 の処理が逐次最小二乗法により温度周波数特性の近似多項式の係数を決定するステップ S 4 1 に置換されていることを除いては図 2 と同様の処理を行い、図 2 と同一部には同一符号を付与しその詳細な説明は省略する。

- 25 GPS 受信機 1 を GPS 信号が受信可能な恒温槽に入れて、恒温槽内の温度を変化させながら TCO 16 の周波数と基準発振器 17 の周波数ドリフト値とを測定し、取得するデータ数を計測するデータ取得数カウント値 N をインクリメントした後、ステップ S 3 からステップ S 4 1 に移行して、逐次最小二乗法を適用して温度周波数特性曲線の係数を算出する。

今、 f_N^k 及び g_N^k が下記 (4) 式で表されるとして、 $F(N)$ 、 $A(N)$ 、 $G(N)$ を下記 (5) ~ (7) 式のように置く。

$$\begin{aligned} f_N^k &= \sum_{i=1}^N x_i^k \quad (k=0, \dots, 9) \\ g_N^k &= \sum_{i=1}^N y_i x_i^k \quad (k=0, \dots, 9) \end{aligned} \quad \dots\dots (4)$$

$$F(N) = \begin{bmatrix} f_N^0 & f_N^1 & \cdot & \cdot & f_N^9 \\ f_N^1 & f_N^2 & \cdot & \cdot & f_N^{10} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ f_N^9 & f_N^{10} & \cdot & \cdot & f_N^{18} \end{bmatrix} \quad \dots\dots (5)$$

$$A(N) = \begin{bmatrix} a_0(N) \\ a_1(N) \\ \cdot \\ \cdot \\ a_9(N) \end{bmatrix} \quad \dots\dots (6)$$

$$G(N) = \begin{bmatrix} g_N^0 \\ g_N^1 \\ \cdot \\ \cdot \\ g_N^9 \end{bmatrix} \quad \dots\dots (7)$$

前記 (3) 式及び (5) ~ (7) 式を整理すると下記 (8) 式のように表すことができる。

$$A(N) = F^{-1}(N) F(N-1) A(N-1) + y_N F^{-1}(N) X(N) \quad \dots\dots (8)$$

5 ただし、 $X(N) = [x_N^0 \quad x_N^1 \quad \dots \quad x_N^9]^T$ である。

つまり、 N 番目の時点での推定係数は、1 回前の $N-1$ 番目の時点での推定係数と N 番目のデータに基づく修正だけから成り立つことを意味しており、上記 (8) 式により、逐次的に近似多項式の係数を求めることができる。この際、予め初期値 $F(0)$ 及び $A(0)$ を与えておく必要がある。

次いで、ステップS 6に移行して、この9次多項式の62ビットで表される10個の係数 $a_0(N) \sim a_9(N)$ を予めメモリ13に記録し、ステップS 4に移行してカウント値Nがデータ取得数設定値 N_s 以上であるか否かを判定する。データ取得数設定値 N_s は、より正確な温度周波数特性を決定できるデータ数（例えば、50500程度）に設定する。

ステップS 4の判定結果が、 $N < N_s$ であるときには、より正確な温度周波数特性を決定するデータ数に達していないと判断してステップS 1に移行し、 $N \geq N_s$ であるときには温度周波数特性決定処理を終了する。

図10において、ステップS 41の処理が特性決定手段に対応している。

10 このようにして逐次最小二乗法により求めた9次の近似多項式は図3の破線に示すようになり、測定値との残差を $\pm 0.05 \text{ ppm}$ 以内に押さえることができる。

このように、図10に示す逐次最小二乗法を適用した温度周波数特性決定処理を実行することで、図2に示すように最小二乗法を適用する場合に比べてメモリを節約することができる。つまり、最小二乗法により近似多項式を求める場合には、 (x_i, y_i) のN個の全データの組を一旦メモリに格納してから前記(3)式の連立方程式を解くことになるため、例えば、 $N = 5000$ の場合、一時的に5000組のメモリが必要となる。一方、逐次最小二乗法を適用する場合には、多項式の次数が9次($m = 9$)であれば、 $3 \times (m + 1) = 30$ 個のメモリのみ
20 で済むので、一時的に必要となる大量のメモリ容量を節約することができる。

図11は、第2の実施形態における、温度補償コントローラ15で実行される温度周波数特性更新処理手順のフローチャートであって、図6に示す第1の実施形態における温度周波数特性更新処理において、ステップS 34の処理が逐次最小二乗法により温度周波数特性の近似多項式の係数を更新するステップS 51に
25 置換されていることを除いては図6と同様の処理を行い、図6と同一部には同一符号を付与しその詳細な説明は省略する。

GPS測位信号を捕捉し、GPS測位時のTCO16の周波数を読込んだ後、ステップS 33でGPS測位により得られた周波数ドリフト値を採用して温度周波数特性の近似多項式の係数を更新すると判断した場合、ステップS 51に移行

して逐次最小二乗法により近似多項式の全ての係数を更新する。

今、温度が $-25^{\circ}\text{C} \sim 60^{\circ}\text{C}$ の間で、TCO16の値は $200\text{kHz} \sim 1800\text{kHz}$ まで変化しており、その間の周波数ドリフト値は予め図7に示すような9次の多項式曲線で表されているものとする。そこで、温度 $33^{\circ}\text{C} \sim 37^{\circ}\text{C}$ に相当する $700\text{kHz} \sim 800\text{kHz}$ の間でGPS測位を行ったところ、実際のドリフト値は最初に求めた多項式曲線に比べてAの部分のようにプラス側にずれていたとする。

この場合には、図8に示すように、GPS測位時のTCO16の周波数とGPS測位により得られた実測ドリフト値の実測データの組 (x_1, y_1) と、GPS測位の温度範囲外を一定間隔で分割し、分割した周波数 $x_2, \dots, x_N$ から対応するドリフト値を多項式曲線から逐次算出した $N-1$ 個の分割データの組 $(x_2, y_2), \dots, (x_N, y_N)$ とを用いて、逐次最小二乗法により前記(8)式をもとにA(N)を算出し、新しい多項式曲線の全ての係数を求める。

図11において、ステップS51の処理が特性更新手段に対応している。

このように、GPS測位の温度範囲外を一定間隔で分割し、逐次算出する分割データを用いて逐次最小二乗法を適用することで、分割データを用いずに逐次最小二乗法を適用する場合に比べてメモリがオーバーフローすることなく近似多項式の全ての係数を更新することができる。因みに、分割データを使用せず通常の逐次最小二乗法をそのまま適用して近似多項式の全ての係数を更新する場合には、最初に多項式曲線を求める際に逐次最小二乗法を適用し、前記(5)及び(7)式の行列の各要素をメモリ13に蓄積しておき、そのメモリ13に蓄積された行列の各要素と、GPS測位で得られた実測ドリフト値とGPS測位時のTCO16の周波数とを用いて前記(5)及び(7)式の行列の各要素を逐次計算し、前記(8)式をもとに新しい多項式の係数A(N)を得る。しかし、この場合、多項式の次数を m とした場合には、 $3 \times (m+1)$ 個のメモリに逐次で周波数ドリフト値の実測値とそれに対応するTCO16の周波数のべき乗を加算していくため、オーバーフローの問題、計算精度を確保するための工夫が必要となる。

次に、本発明の第3の実施形態について説明する。

この第3の実施形態は、TCO16の周波数と基準発振器17の周波数ドリフ

ト値との温度周波数特性を表す近似多項式の係数を決定及び更新する処理を、最小二乗法又は逐次最小二乗法に替えてカルマンフィルタを適用して行うようにしたものである。

カルマンフィルタは、線形確率システムを対象とし、観測信号 y_i ($i = 0, \dots$
5, k) を入力として、システムの状態 u_k ($n \times 1$ ベクトル) の最適推定値を逐次出力するフィルタ (アルゴリズム) である。

カルマンフィルタの基本モデルは下記 (9) 及び (10) 式で表され、状態空間モデルと呼ばれている。

$$u_{k+1} = F_k u_k + w_k \quad \dots\dots\dots (9)$$

10 $y_k = H_k u_k + v_k \quad \dots\dots\dots (10)$

ここで、上記 (9) 式を状態方程式、上記 (10) 式を観測方程式といい、 u_k は時刻 t_k におけるシステムの状態、或いは状態ベクトルと呼ばれる。

この場合、時刻 t_{k+1} におけるシステムの状態 u_{k+1} は、時刻 t_k におけるシステムの状態 u_k に状態遷移行列 F_k を掛けて、システム雑音と呼ばれる白色雑音 w_k
15 を加えることにより表される。これは、一般的に任意の統計的な性質をもつ信号が白色雑音を加えた線形動的システムの出力として表現できることに基づいている。

一方、通常的环境下では、システムの状態 u_k は直接観測できない場合が多く、その線形関数として観測されることが一般的である。そこで、システムの出力即ち観測値 y_k は、状態 u_k に観測行列 H_k を掛けたものに、観測雑音と呼ばれる白色
20 雑音 v_k を加えたものとして表される。

ここで、雑音の不規則性を考慮して、 $\{u_k\}$ 、 $\{y_k\}$ 、 $\{w_k\}$ 、 $\{v_k\}$ は確率過程として扱われ、一般にベクトル値をとる ($u_k, w_k \in R^N$ 、 $y_k, v_k \in R^M$)。また、システムパラメータ F_k 及び H_k は現象を支配する物理法則から導かれる場合と、
25 予め実験で測定された相関性から導かれる場合があり、一般に確定した行列となる。

このシステムモデルにおいて、連続した $k+1$ 個の観測値 $y_0, \dots, y_k$ が与えられたときの u_k の最小分散推定値 $U_{k|k} = E \{u_k | y_0, \dots, y_k\}$ 或いは $U_{k|k-1} = E \{u_k | y_0, \dots, y_{k-1}\}$ を求める問題をカルマンフィルタリング問題といい、そ

の解を与えるアルゴリズムをカルマンフィルタと呼ぶ。

カルマンフィルタリング問題を解くために、システム雑音 $\{w_k\}$ 、観測雑音 $\{v_k\}$ 、初期状態 u_0 に対して、以下のように仮定する。

$$\begin{aligned} & E \{ v_i \cdot v_j^T \} = \delta_{ij} R_i, \\ 5 \quad & E \{ w_i \cdot w_j^T \} = \delta_{ij} Q_i, \\ & E \{ v_i \cdot w_j^T \} = 0, \\ & E \{ u_0 \cdot w_k^T \} = 0, \\ & E \{ u_0 \cdot v_k^T \} = 0, \\ & E \{ u_0 \} = u_{a0}, \\ 10 \quad & E \{ [u_0 - u_{a0}] [u_0 - u_{a0}]^T \} = p_0 \quad \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

ここで、 δ_{ij} は $i = j$ のとき 1、その他で 0 となるクロネッカデルタ、 u_{a0} は既知の平均ベクトル、 R_k 、 Q_k 及び p_0 は既知の共分散行列であり、 u_0 、 $\{w_k\}$ 及び $\{v_k\}$ は夫々ガウス性である。

上記(11)式の仮定に基づいてカルマンフィルタリング問題を解いた結果は、
15 以下になる。

$$\begin{aligned} & U_{k|k} = U_{k|k-1} + K_k (y_k - H_k U_{k|k-1}) \quad \dots\dots\dots (12) \\ & U_{k+1|k} = F_k U_{k|k} \quad \dots\dots\dots (13) \\ & K_k = P_{k|k-1} H_k^T (H_k P_{k|k-1} H_k^T + R_k)^{-1} \quad \dots\dots\dots (14) \\ & P_{k|k} = P_{k|k-1} - K_k H_k P_{k|k-1} \quad \dots\dots\dots (15) \\ 20 \quad & P_{k+1|k} = F_k P_{k|k} F_k^T + Q_k \quad \dots\dots\dots (16) \\ & U_{0|-1} = u_{a0}, \quad P_{0|-1} = p_0 \quad \dots\dots\dots (17) \end{aligned}$$

ここで、 K_k はフィルタゲインである。

上記(12)～(17)式を利用して、時刻 k を更新しながら信号 y_k を観測することにより、システムの状態 u_k を推定することができる。

25 カルマンフィルタの計算手順としては図 12 に示すようになり、先ず p_0 と R_0 とから K_0 を求め、 p_0 と K_0 とから $P_{0|0}$ 、 u_{a0} と K_0 と y_0 とから $U_{0|0}$ を求めることができる。次に、 $P_{0|0}$ と Q_0 とから $P_{1|0}$ 、 $U_{0|0}$ から $U_{1|0}$ を求め、さらに $P_{1|0}$ と R_1 とから K_1 を求め、 $P_{1|0}$ と K_1 とから $P_{1|1}$ 、 $U_{1|0}$ と K_1 と y_1 とから $U_{1|1}$ を求めることができる。

つまり、平均ベクトル u_{a0} と共分散行列 $R_0, \dots, R_k, Q_0, \dots, Q_k, p_0$ と、観測値 $y_0, \dots, y_k$ とが与えられれば、平均二乗誤差を最小とする最適推定値 $U_{0|0}, \dots, U_{k|k}$ と推定誤差の共分散行列 $P_{0|0}, \dots, P_{k|k}$ を逐次求めることができる。言い換えれば、カルマンフィルタは u_k の条件付き平均ベクトルと共分散行列を逐次

5 求めていることになり、特にガウス性の場合、これは時々刻々と変化する u_k の条件付き確率密度関数を求めていることを意味する。

次に、このカルマンフィルタを用いて、TCO 16 の周波数と基準発振器 17 の周波数ドリフトとの温度周波数特性を表す近似多項式 $y = f(a, x_k)$ の係数 $a = (a_0(k), \dots, a_{12}(k))$ を求める方法について説明する。

10 この場合、システムの状態 u_k が多項式の係数 a となり、上記 (9) 式の状態方程式は、状態遷移行列 F_k を単位行列として以下のように表される。

$$u_{k+1} = u_k + w_k \quad \dots\dots\dots (18)$$

ここで、 $u_k = [a_0(k), \dots, a_m(k)]^T$ である。

また、上記 (10) 式の観測方程式は以下のように表される。

15 $y_k = H_k u_k + v_k \quad \dots\dots\dots (19)$

ここで、観測行列 H_k は TCO 16 の周波数によって表され、 $H_k = [x(k)^0, \dots, x(k)^m]$ である。

初期設定は、いくつかのサンプルの平均的な TCO と水晶発振器ドリフトの測定値より、平均的な 12 次のプレ多項式をカルマンフィルタ、最小二乗法又は逐

20 次最小二乗法によって求め、その係数を u_{a0} とする。

次に、 $R = \sigma_v^2$ (但し、 $\sigma_v \neq 0$)、 $Q = (\sigma_w^2 / \sigma_v^2) I$ (I は単位ベクトル) とし、さらに $P_{k|k-1} / \sigma_v^2 = P_{k|k-1}$ とおくと、 $\sigma_v^2 = R = 1$ であるので上記 (14) 式は以下のようになる。

$$K_k = P_{k|k-1} H_k^T (H_k P_{k|k-1} H_k^T + 1)^{-1} \quad \dots\dots\dots (20)$$

25 ここで、 σ_w^2 は $\{w_k\}$ の分散、 σ_v^2 は $\{v_k\}$ の分散である。

また、 F_k は単位行列であるので、上記 (16) 式は以下のようになる。

$$P_{k+1|k} = P_{k|k} + (\sigma_w^2 / \sigma_v^2) I \quad \dots\dots\dots (21)$$

最後に $P_{0|-1} = \varepsilon_0 I$ として ε_0 を適宜設定し、さらに σ_w^2 / σ_v^2 を適宜設定することによりカルマンフィルタアルゴリズムを実行することができる。

図 13 は、第 3 の実施形態における、温度補償コントローラ 15 で実行される温度周波数特性決定処理手順のフローチャートであって、図 10 に示す第 2 の実施形態における温度周波数特性決定処理において、ステップ S41 の処理がカルマンフィルタにより温度周波数特性の近似多項式の係数を決定するステップ S65 1 に置換されていることを除いては図 10 と同様の処理を行い、図 10 と同一部には同一符号を付与しその詳細な説明は省略する。

10 先ず、テスト用のGPS受信機1をGPS信号が受信可能な恒温槽に入れて、
恒温槽内の温度を変化させながらTCO16の周波数と基準発振器17の周波数
ドリフト値とを測定し、取得するデータ数を計測するデータ取得数カウント値N
をインクリメントした後、ステップS3からステップS61に移行して、カルマ
ンフィルタを適用して温度周波数特性曲線の係数を算出する。

この図 13 において、ステップ S 61 の処理が特性決定手段に対応している。

このようにしてカルマンフィルタにより求めた12次の近似多項式は、図14 (a)の実線に示すようになり、測定値との残差を $\pm 0.1 \text{ ppm}$ 以内に押さえることができる。

このように、図 13 に示すカルマンフィルタを適用した温度周波数特性決定処理を実行することで、図 10 に示す逐次最小二乗法を適用する場合と同様に、図 2 に示すように最小二乗法を適用する場合と比べてメモリを節約することができる。

図 15 は、第 3 の実施形態における、温度補償コントローラ 15 で実行される温度周波数特性更新処理手順のフローチャートであって、図 11 に示す第 2 の実施形態における温度周波数特性更新処理において、ステップ S 51 の処理がカルマンフィルタにより温度周波数特性の近似多項式の係数を更新するステップ S 71 に置換されていることを除いては図 11 と同様の処理を行い、図 11 と同一部

GPS測位信号を捕捉し、GPS測位時のTCO16の周波数を読込んだ後、ステップS33でGPS測位により得られた周波数ドリフト値を採用して温度周波数特性の近似多項式の係数を更新すると判断した場合、ステップS71に移行してカルマンフィルタにより近似多項式の全ての係数を更新する。

図15において、ステップS71の処理が特性更新手段に対応している。

今、温度が $-25^{\circ}\text{C} \sim 60^{\circ}\text{C}$ の間で、TCO16の値は $200\text{kHz} \sim 1800\text{kHz}$ まで変化しており、その間の周波数ドリフト値は予め図14(a)の実線に示すような12次の多項式曲線で表されているものとする。本来の特性曲線
5 は図14(a)の破線のように示されるとし、温度 $20^{\circ}\text{C} \sim 40^{\circ}\text{C}$ の間でGPS測位を行ったとする。

この場合には、図8と同様に、GPS測位時のTCO16の周波数とGPS測位により得られた実測ドリフト値の実測データの組と、GPS測位の温度範囲外を一定間隔で分割し、分割した周波数の値から対応するドリフト値を多項式曲線
10 から逐次算出した分割データの組とを用いて、カルマンフィルタによりシステムの状態 u_k の最小分散推定値 $U_{k|k}$ を算出し、新しい多項式曲線の全ての係数を求める。

このようにして求めた新しい多項式曲線は、図14(b)の実線に示すようになり、TCO16の周波数とGPS測位により得られたドリフト値とを測定した
15 範囲においては、破線で示す本来の特性曲線とかなりの精度で近似する。

この場合、 $20^{\circ}\text{C} \sim 40^{\circ}\text{C}$ という限られた温度範囲内でのTCO16の周波数と実測ドリフト値とのデータしか得られていないため、12次の多項式を用いても、近似誤差は $\pm 0.05\text{ppm}$ 以内に収まることはないが、 $\pm 0.1\text{ppm}$ 以内には収めることができるので、多項式曲線の係数更新に有効である。

20 このような方法を利用することにより、メモリに記憶した予め求めた平均的な近似多項式の係数を、実際に水晶発振器を使用しながら本来の特性曲線により近づけるように更新することができる。

上記各実施形態では、メモリ13に蓄積するデータは発振器の温度周波数特性曲線の係数のみであるため、通常の方法及び通常の方法の何れ
25 か一方をそのまま適用する場合に比べて大幅にメモリを節約することができると共に、GPS測位における検出範囲外の温度を一定間隔で分割し、分割した温度に対応する周波数ドリフト値をメモリ13に記憶した更新前の多項式曲線の係数をもとに逐次計算して求め、このようにして得られたデータの組を使用して多項式曲線の係数更新を行うので、逐次最小二乗法を適用する場合でもオーバーフロ

一の問題がない。

また、GPS測位における検出範囲外の温度に関しては、更新前の多項式曲線の係数から周波数ドリフト値を計算し、その計算値を用いて多項式曲線の係数を更新するため、測位温度範囲内のデータのみを使用して更新を行う場合に比べて

5 測位温度範囲外の推定精度の劣化を抑制することができる。

さらに、基準発振器17の温度周波数特性を9次又は12次の多項式で近似し、発振周波数の実測ドリフト値とその時の温度とから近似多項式の全ての係数を更新するため、経時変化等による温度周波数特性の変化により正確に追従することができると共に、周波数ドリフト値の推定精度を±0.1ppm以内に押さえる

10 ことができる。

また、予めテスト用のGPS受信機を恒温槽に入れ、基準発振器17の温度周波数特性を表す近似多項式を求め、その係数をメモリ13に記憶しておき、GPS測位ごとに係数の更新を行って徐々に実際の特性曲線に近づけるので、GPS受信機を一台一台恒温槽に入れて製品ごとの温度周波数特性曲線の係数を求める

15 必要がなくなり、GPS受信機を製造する際のコストを削減することができる。

なお、上記各実施形態においては、TCO16の周波数と基準発振器17のドリフト値との温度周波数特性を表す多項式を9次又は12次で近似する場合について説明したが、これに限定されるものではなく、多項式の次数が高いほど（例えば、30次程度）温度周波数特性の係数の更新精度は高くなるが、残差が±0.1ppm以内となる5次以上であればよい。この場合、温度周波数特性曲線は次式で表される。

20

$$f(a, x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \dots + a_m x^m \quad \dots\dots\dots (9)$$

ここで、mは多項式の次数である。

なお、上記各実施形態においては、図6、図11及び図15の温度周波数特性更新処理において、ステップS33でDOP値によりGPS測位の信頼性の判定を行う場合について説明したが、これに限定されるものではなく、GPS測位により得られた周波数ドリフト値が近似多項式の値に対して残差の標準偏差以上の場合に、周波数ドリフト値を採用して係数の更新を行うようにしてもよい。

25

また、上記各実施形態においては、メモリ13に記憶した温度周波数特性を表

す近似多項式の係数とTCO16で測定した周波数とを用いて、基準発振器17の周波数ドリフト値を推定する場合について説明したが、これに限定されるものではなく、メモリ容量に余裕のある場合には、GPS測位により得られた実測ドリフト値と測位時のTCO16の周波数とのデータの組をメモリに記憶しておき、
5 GPS測位の検出温度範囲内ではメモリに記憶した実測ドリフト値を推定ドリフト値として採用するようにしてもよい。

なおさらに、上記各実施形態においては、ドリフト値の実測をGPS受信機の測位によって行う場合について説明したが、これに限定されるものではなく、GPS受信機が例えば携帯電話に組み込まれている場合には、携帯電話の基地局の
10 キャリア周波数を利用して発振周波数のドリフト値の実測を行い、発振器の温度周波数特性の補正及びオフセットする周波数ドリフト値の推定を行うようにしてもよい。

次に、本発明の第4の実施形態について説明する。

この第4の実施形態は、本発明を、デジタルカメラ部分の手ぶれ補正にジャイロセンサを利用したGPS機能付き小型情報端末において、ジャイロセンサの温度補償を行うようにしたものである。
15

図16は、本発明を、携帯電話機的一种である、GPS機能を搭載したCDMA (Code Division Multiple Access : 符号分割多元接続) 方式の携帯端末機（以下、CDMA端末機と称す）に適用した場合の第4の実施形態における概略構成図であり、ユーザが保持する折りたたみ式のCDMA端末機20を開いた状態での特徴的な概略構成のみを抜粋している。
20

このCDMA端末機20は、ボディ上部20aとボディ下部20bとで構成されている。ボディ上部20aの内面には、バックライト付きのTFTカラー液晶パネルからなる表示部21が設けられ、ボディ上部20aの上端部には、カメラ部22が設けられている。
25

また、ボディ下部20bには、図示しないキー入力部等の他に、GPSユニット23と、地磁気を検知することによりカメラ部22が向いている撮影方位（パン角度）の情報を得る磁気センサ24と、カメラ部22が向いている高さ方向の撮影角度（チルト角度）の情報を得るジャイロセンサ25と、撮影時のカメラ部

22のブレ情報を得るジャイロセンサ26とが内蔵されている。

そして、カメラ部22による撮影は、ユーザが所有する折りたたみ式CDMA端末機20を図16に示すように開き、ボディ上部20aがユーザの視線方向とほぼ垂直な状態で行われるものとする。

- 5 図17は、CDMA端末機20の回路構成を示す図であり、図中31は、最寄りの基地局とCDMA方式の通信を行うためのアンテナ、32は、アンテナ31に接続されたRF部である。

このRF部32は、受信時にはアンテナ31から入力される信号をデュプレクサで周波数軸上から分離し、PLLシンセサイザから出力される所定周波数の局
10 部発振信号と混合することによりIF信号に周波数変換する。そして、さらに広帯域BPFで受信チャネルのみを抽出し、AGC増幅器で希望受信波の信号レベルを一定にしてから次段の変復調部33に出力する。

一方、RF部32は、送信時には変復調部33から送られてくるOQPSK（
Offset Quadri-Phase Shift Keying）の変調信号を、コントローラ40からの制
15 御に基づいてAGC増幅器で送信電力制御を行った後にPLLシンセサイザから出力される所定周波数の局発振信号と混合してRF帯に周波数変換し、PA（Power Amplifier）で大電力に増幅して、前記デュプレクサを介してアンテナ31より送信するように構成されている。

また、変復調部33は、受信時にRF部32からのIF信号を直交検波器でベ
20 ースバンドI・Q（In-phase Quadrature-phase）信号に分離し、約10[MHz]のサンプルレートでデジタル化して次段のCDMA部34に出力する。

一方、変復調部33は、送信時にCDMA部34から送られてくるデジタル値のI・Q信号を約5[MHz]のサンプルレートでアナログ化した後に、直交検波器でOQPSK変調してRF部32に出力するように構成されている。

25 また、CDMA部34は、受信時に変復調部33からのデジタル信号をPN（Pseudo Noise：疑似雑音）符号のタイミング抽出回路、及びそのタイミング回路の指示に従って逆拡散・復調を行う複数の復調回路に入力し、そこから出力される複数の復調シンボルの同期をとって合成器で合成して次段の音声処理部35に出力する。

一方、CDMA部34は、送信時に音声処理部35からの出力シンボルを拡散処理した後にデジタルフィルタで帯域制限をかけてI・Q信号とし、変復調部33に出力するように構成されている。

また、音声処理部35は、受信時にCDMA部34からの出力シンボルをデインタリーブし、ビタビ復調器で誤り訂正処理を施した後に、音声処理DSP（Digital Signal Processor）で圧縮されたデジタル信号からの通常のデジタル音声信号へと伸張し、これをアナログ化してスピーカ（SP）36を拡声駆動する。

一方、音声処理部35は、送信時にマイクロホン（MIC）37から入力されるアナログの音声信号をデジタル化した後に音声処理DSPで1/8以下に圧縮し、畳込み符号器で誤り訂正符号化してからインタリーブし、その出力シンボルをCDMA部34へ出力するように構成されている。

また、図中38はGPS用のアンテナであり、このアンテナ38にGPS受信部39が接続されている。

このGPS受信部39は、アンテナ38と一体にして図16に示すGPSユニット23を構成するものである。そして、GPS受信部39は、アンテナ38で受信された少なくとも3個、望ましくは4個以上のGPS衛星からの中心周波数1.57542 [GHz] のGPS電波に対し、夫々スペクトラム拡散された内容をC/Aコードと呼称されるPN符号により逆拡散することで復調し、それらの信号により3次元空間上の現在位置（緯度／経度／高度）と現在時刻とを算出するものであり、このようにして算出された結果をコントローラ40に出力する。

GPS受信部39は、図1に示すような構成を有しており、温度センサとしてTCO16を備えている。また、GPS受信機内部の基準周波数は、GPSの基準周波数によりドリフト値が測定されている。

そして、RF部32、変復調部33、CDMA部34、音声処理部35及びGPS受信部39に対してコントローラ40が接続されており、このコントローラ40には、図16に示す表示部21、カメラ部22、磁気センサ24、ジャイロセンサ25及び26が接続されている。

ここで、コントローラ40は、CPUとROM、RAM等で構成され、該ROMに記憶される所定の動作プログラムに基づいて端末機全体を制御するものであ

り、ROMが通信時の制御や通信データの送受信制御、表示部21での表示制御、ナビゲーションプログラム他、CDMA端末機20を動作させるための各種制御を含むコントローラ40での動作プログラム等を固定的に記憶している。

5 なお、上記プログラムを記憶する記憶媒体は、上述したROMに限定されるものではなく、磁氣的、光学的記憶媒体、ROM以外の半導体メモリ、ハードディスク、CD-ROMやメモリカード等の記憶媒体であってもよい。

 また、この記憶媒体に格納するプログラムは、その一部もしくは全部を、ネットワークを介して受信する構成にしてもよい。さらに、上記記憶媒体は、ネットワーク上に構築されたサーバの記憶媒体であってもよい。

10 また、コントローラ40に設けられるRAMは、コントローラ40での制御により取り扱われる各種データを一時的に記憶するワークエリアと、通話先の名前と電話番号とを組にして登録する電話帳エリアとを有しており、電話帳エリアは電源バックアップによりこのCDMA端末機20の電源投入状態に関係なく記憶内容が保持される。

15 CDMA端末機20には、前述したようにキー入力部が備えられており、このキー入力部41は、文字入力キーを兼ねたダイヤルキー、「通話」キー、「切」キーリダイヤルキー、モード選択キー、カーソルキー、シャッターキー等を有している。そして、その操作信号は直接コントローラ40へ入力される。

 また、CDMA端末機20は、電話回線網（通信ネットワーク）を介してダウンロードした各種データやアプリケーションプログラム、カメラ部22によって得られた撮影画像等を記憶しておくためのメモリ42を備えている。

 そして、カメラ部22は、撮像部、光学レンズ及びCCD等の固体撮像素子で構成されており、光学レンズにより固体撮像素子の撮像面上に結像された被写体の光像がアナログ信号の形で撮像部に読み出されると、撮像部はこれをデジタル
25 化した後に所定のカラープロセス処理を施し、その後にコントローラ40へ出力する。

 また、ジャイロセンサは、回転角速度を検出するセンサであり、基本振動を発生する振動子を有する。そして、ある一方向に振動する質量に角速度がつくと、コリオリ効果でそれに直交する方向にも振動が発生することを利用するものであ

り、このコリオリ力を検出することにより、物体の回転角速度を求めるように構成されている。

ところで、ジャイロセンサの振動数は温度特性をもっており、経時変化によって周波数がずれていく。このように温度変化や経時変化によって周波数がずれる
5 と、センサ感度が不安定になるという問題がある。

そこで、センサ感度を安定とするためには、ジャイロセンサ 25 及び 26 の発振周波数のドリフト値を測定して温度補償を行う必要がある。

前述したように、GPS 受信機内部の基準周波数は、GPS の基準周波数によりドリフト値が測定されている。したがって、GPS 測位ごとに GPS 受信機内
10 部の基準周波数とジャイロセンサの発振周波数とを比較することにより、TCO 値に対するジャイロセンサ 25 及び 26 の発振周波数のドリフト値を測定することができる。

ジャイロセンサ 25 及び 26 の発振周波数のドリフト値を測定することができれば、前述した第 1 ～ 第 3 の実施形態のように温度周波数特性を表す近似多項式
15 の係数を更新することができ、ジャイロセンサ 25 及び 26 の発振周波数のドリフト分を補正することができる。

具体的には、まず、テスト用のジャイロセンサの温度周波数特性を表す近似多項式を求め、その係数をメモリ 42 に記憶しておく。そして、GPS 測位時に、
コントローラ 40 で GPS 受信機内部の基準周波数とジャイロセンサの発振周波
20 数とを比較して、TCO 値に対するジャイロセンサ 25 及び 26 の発振周波数のドリフト値を測定する。次に、この測定したドリフト値を利用して、第 1 ～ 第 3 の実施形態に示す温度周波数特性更新処理に基づいてメモリ 42 に記憶された近似多項式の係数を更新する。

ジャイロセンサによって角速度を検出する際には、まず、上記ようにして更新
25 された近似多項式の係数を読み込み、次いでジャイロセンサの近傍に設けられた図示しない TCO の周波数を読み込むことにより、現在の温度に相当する周波数を検出する。そして、近似多項式の係数と現在の TCO 値とを用いて、ジャイロセンサの発振周波数のドリフト値を推定する。

このようにして推定されたドリフト値をもとに発振周波数を補正することによ

り、ジャイロセンサ 25 及び 26 のセンサ感度を安定させて、検出精度を向上させることができる。

このように、上記第 4 の実施形態では、ジャイロセンサを利用した GPS 機能付き携帯端末機において、GPS 受信機内部の基準周波数とジャイロセンサの発振周波数とを比較することにより、TCO 値に対するジャイロセンサの発振周波数のドリフト値を測定することができ、ジャイロセンサの温度周波数特性の自動補償を行うことができる。

また、予めメモリに記憶されたジャイロセンサの発振周波数の温度特性を表す近似多項式の係数を GPS 測位ごとに更新するので、ジャイロセンサを使用しながら経時変化等による温度周波数特性の変化に正確に追従することができ、発振周波数のドリフト値の推定精度を向上させることができる。

なお、上記第 4 の実施形態においては、GPS 受信機内部の基準周波数に基づいてジャイロセンサの発振周波数のドリフト値を測定する場合について説明したが、これに限定されるものではなく、基地局とのキャリア同期を行った後の CDMA 端末の PLL もしくは VCO（何れも図示せず）の発振周波数に基づいて、ジャイロセンサの発振周波数のドリフト値を測定するようにしてもよい。

また、上記各実施形態においては、発振手段が温度依存性を有する場合について説明したが、これに限定されるものではなく、発振器の発振周波数が温度以外の圧力、湿度、重力、加速度等の物理量に対して依存性を有する場合に、これらの物理量を圧力センサ、湿度センサ、重力センサ、加速度センサ等の物理量検出手段で検出するようにしてもよい。

さらに、上記各実施形態においては、発振手段が温度依存性を有する場合について説明したが、これに限定されるものではなく、電流、電圧等の出力が温度に対して依存性を有する場合に、温度とその出力との特性を近似式で表し、経時変化等により温度と出力との特性が変化している場合に、出力の実測値を利用して特性の変化を補正するようにしてもよい。

産業上の利用の可能性

本発明に係る発振器の特性自動補償装置によれば、温度データと周波数ドリフ

ト値との測定データの組をもとに、容易に基準発振器の温度周波数特性を表す近似式の係数を求めることができると共に、この係数を、実測ドリフト値及び温度データをもとに更新するので、経時変化等による温度周波数特性の変化に正確に追従することができると共に、常に高精度で周波数ドリフト値の推定を行うことができ、便利である。

- また、基準発振器の温度周波数特性を表す近似式を多項式で表し、その全ての係数を更新するので、経時変化等による温度周波数特性の変化に正確に追従することができると共に、周波数ドリフト値の推定精度を向上することができ、便利である。
- 10 また、検出した温度範囲外に関しては、更新前の多項式曲線からドリフト値を計算し、その計算値を用いて多項式曲線の係数を更新するため、検出温度範囲内のデータのみを使用して更新を行う場合に比べて検出温度範囲外の推定精度の劣化を抑制することができると共に、メモリを大幅に削減でき、オーバーフローの問題がない。
- 15 また、本発明に係る測位信号受信機は、予め決定した発振器の温度周波数特性を表す近似式の係数を、測位により得られた実測ドリフト値及び温度データをもとに更新するので、経時変化等による温度周波数特性の変化に正確に追従することができると共に、常に高精度で周波数ドリフト値の推定を行うことができ、便利である。

20

請求の範囲

1. 発振周波数が与えられる物理量に依存する発振信号を出力する発振手段と、
該発振手段に与えられる物理量を検出する物理量検出手段と、物理量を変化させ
5 ながら前記発振手段の発振周波数のドリフト値を測定し、前記物理量検出手段で
検出した物理量と前記発振手段の発振周波数のドリフト値との特性を表す近似式
の係数を予め決定する特性決定手段と、前記特性決定手段で決定した近似式の係
数を記憶する記憶手段と、前記物理量検出手段で検出した物理量に基づいて前記
10 発振手段の発振周波数のドリフト値を推定するドリフト値推定手段と、前記発振
手段の発振周波数の実測ドリフト値と前記物理量検出手段により検出したその時
の物理量とにより前記特性決定手段で決定した近似式の係数を更新する特性更新
手段とを備えていることを特徴とする発振器の特性自動補償装置。
2. 発振周波数が温度に依存する発振信号を出力する発振手段と、該発振手段
の温度を検出する温度検出手段と、温度を変化させながら前記発振手段の発振周
15 波数のドリフト値を測定し、前記温度検出手段で検出した温度と前記発振手段の
発振周波数のドリフト値との温度周波数特性を表す近似式の係数を予め決定する
特性決定手段と、前記特性決定手段で決定した近似式の係数を記憶する記憶手段
と、前記温度検出手段で検出した温度に基づいて前記発振手段の発振周波数のド
リフト値を推定するドリフト値推定手段と、前記発振手段の発振周波数の実測ド
20 リフト値と前記温度検出手段により検出したその時の温度とにより前記特性決定
手段で決定した近似式の係数を更新する特性更新手段とを備えていることを特徴
とする発振器の特性自動補償装置。
3. 前記温度検出手段は、温度補償型発振器で構成されていることを特徴とす
る請求項2に記載の発振器の特性自動補償装置。
- 25 4. 前記特性決定手段は、前記温度検出手段で検出した温度と前記発振手段の
発振周波数のドリフト値との特性を表す近似式を多項式で表すことを特徴とする
請求項2又は3に記載の発振器の特性自動補償装置。
5. 前記特性決定手段は、前記温度検出手段で検出した温度と前記発振手段の
発振周波数のドリフト値との特性を表す近似式を、次数が5以上の多項式で表

すことを特徴とする請求項 2 乃至 4 の何れかに記載の発振器の特性自動補償装置。

6. 前記特性決定手段は、最小二乗法及び逐次最小二乗法の何れか一方により、前記温度検出手段で検出した温度と前記発振手段の発振周波数のドリフト値との特性を表す近似式を多項式で表すことを特徴とする請求項 2 乃至 5 の何れかに記載の発振器の特性自動補償装置。

7. 前記特性決定手段は、カルマンフィルタにより、前記温度検出手段で検出した温度と前記発振手段の発振周波数のドリフト値との特性を表す近似式を多項式で表すことを特徴とする請求項 2 乃至 5 の何れかに記載の発振器の特性自動補償装置。

10 8. 前記特性更新手段は、前記特性決定手段で決定した多項式の全ての係数を更新することを特徴とする請求項 4 乃至 7 の何れかに記載の発振器の特性自動補償装置。

9. 前記特性更新手段は、前記温度検出手段で検出していない温度範囲に関して、一定間隔で温度範囲を分割し、分割した温度に対して、前記特性決定手段で決定した多項式の係数によりドリフト値を算出して温度とドリフト値のデータの組を作成し、得られたデータの組と、前記発振手段の発振周波数の実測ドリフト値と前記温度検出手段により検出したその時の温度とのデータの組を用いて、最小二乗法及び逐次最小二乗法の何れか一方により前記特性決定手段で決定した多項式の全ての係数を更新することを特徴とする請求項 4 乃至 8 の何れかに記載の発振器の特性自動補償装置。

20 10. 前記特性更新手段は、前記温度検出手段で検出していない温度範囲に関して、一定間隔で温度範囲を分割し、分割した温度に対して、前記特性決定手段で決定した多項式の係数によりドリフト値を算出して温度とドリフト値のデータの組を作成し、得られたデータの組と、前記発振手段の発振周波数の実測ドリフト値と前記温度検出手段により検出したその時の温度とのデータの組を用いて、カルマンフィルタにより前記特性決定手段で決定した多項式の全ての係数を更新することを特徴とする請求項 4 乃至 8 の何れかに記載の発振器の特性自動補償装置。

11. 前記発振手段は、ジャイロセンサの振動子で構成されていることを特徴

とする請求項 2 乃至 10 の何れかに記載の発振器の特性自動補償装置。

12. 前記発振手段の発振周波数の実測ドリフト値は、全地球測位システムの基準周波数に基づいて測定することを特徴とする請求項 11 に記載の発振器の特性自動補償装置。

5 13. 前記発振手段の発振周波数の実測ドリフト値は、携帯電話の基地局のキャリア周波数に基づいて測定することを特徴とする請求項 11 に記載の発振器の特性自動補償装置。

14. 温度を変化させながら、発振手段から出力される発振信号の周波数ドリフト値を測定すると共に温度検出手段で前記発振手段の温度を測定し、前記発振手段の周波数ドリフト値と前記温度検出手段で測定した温度データとの温度周波数特性を表す近似式の係数を決定するステップと、決定した近似式の係数を記憶手段に記憶し、前記温度検出手段で測定した温度データと前記記憶手段に記憶した近似式の係数をもとに前記発振手段の発振周波数のドリフト値を推定するステップと、前記発振手段の発振周波数の実測ドリフト値とその時の温度とにより前記記憶手段に記憶した近似式の係数を更新するステップとを備えていることを特徴とする発振器の特性自動補償方法。

15 15. 発振器の特性を自動補償する発振器の特性自動補償プログラムであって、温度を変化させながら、発振手段から出力される発振信号の周波数ドリフト値を測定すると共に温度検出手段で前記発振手段の温度を測定し、前記発振手段の周波数ドリフト値と前記温度検出手段で測定した温度データとの温度周波数特性を表す近似式の係数を決定するステップと、決定した近似式の係数を記憶手段に記憶し、前記温度検出手段で測定した温度データと前記記憶手段に記憶した近似式の係数をもとに前記発振手段の発振周波数のドリフト値を推定するステップと、前記発振手段の発振周波数の実測ドリフト値とその時の温度とにより前記記憶手段に記憶した近似式の係数を更新するステップとをコンピュータに実行させることを特徴とする発振器の特性自動補償プログラム。

16. 互いに離れた複数の測位衛星から送信される測位信号を受信し、受信した複数の測位信号に含まれる軌道情報を解析して現在位置を測位する測位信号受信機において、

- 発振周波数が温度に依存する発振信号を出力する発振手段と、該発振手段の温度を検出する温度検出手段と、温度を変化させながら前記発振手段の発振周波数のドリフト値を測定し、前記温度検出手段で検出した温度と前記発振手段の発振周波数のドリフト値との温度周波数特性を表す近似式の係数を予め決定する特性決定手段と、前記特性決定手段で決定した近似式の係数を記憶する記憶手段と、前記温度検出手段で検出した温度に基づいて前記発振手段の発振周波数のドリフト値を推定するドリフト値推定手段と、測位により得られた前記発振手段の発振周波数の実測ドリフト値と前記温度検出手段により検出した測位時の温度とにより前記特性決定手段で決定した近似式の係数を更新する特性更新手段とを備えていることを特徴とする測位信号受信機。
- 5
- 10

図 1

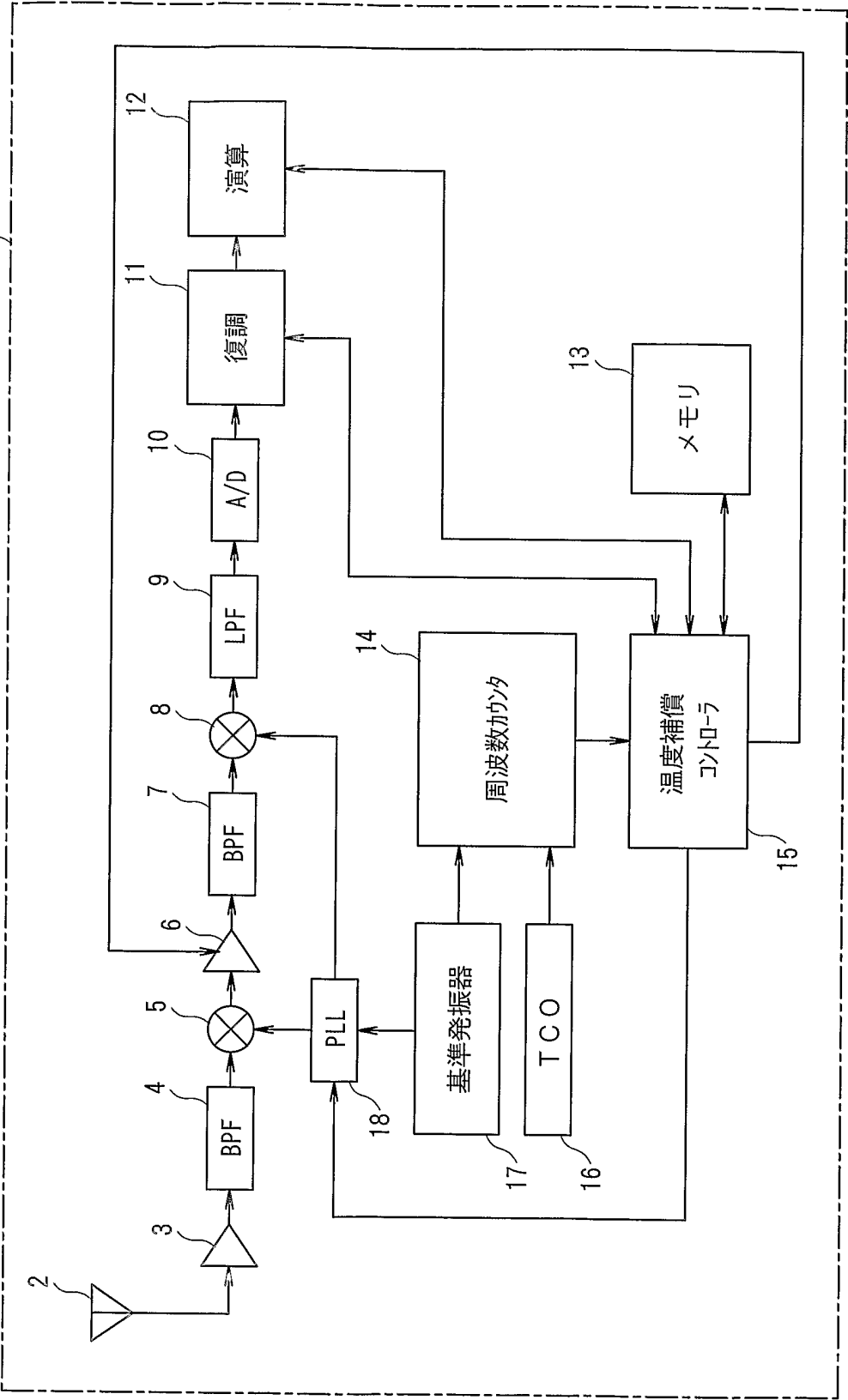


図 2

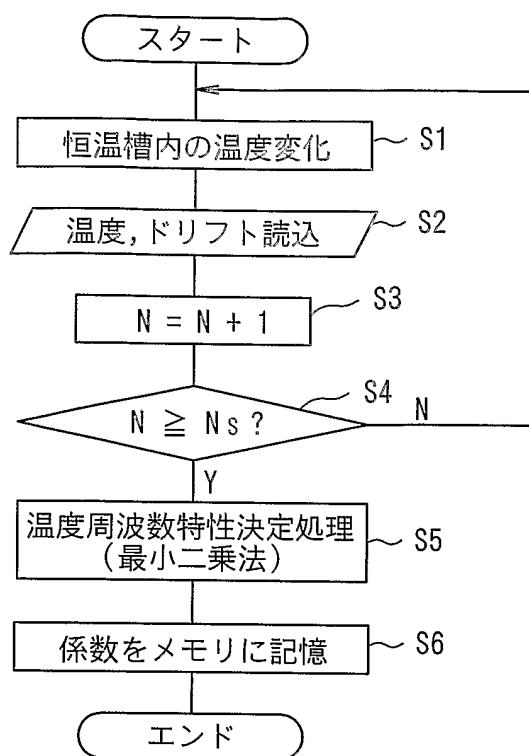


図 3

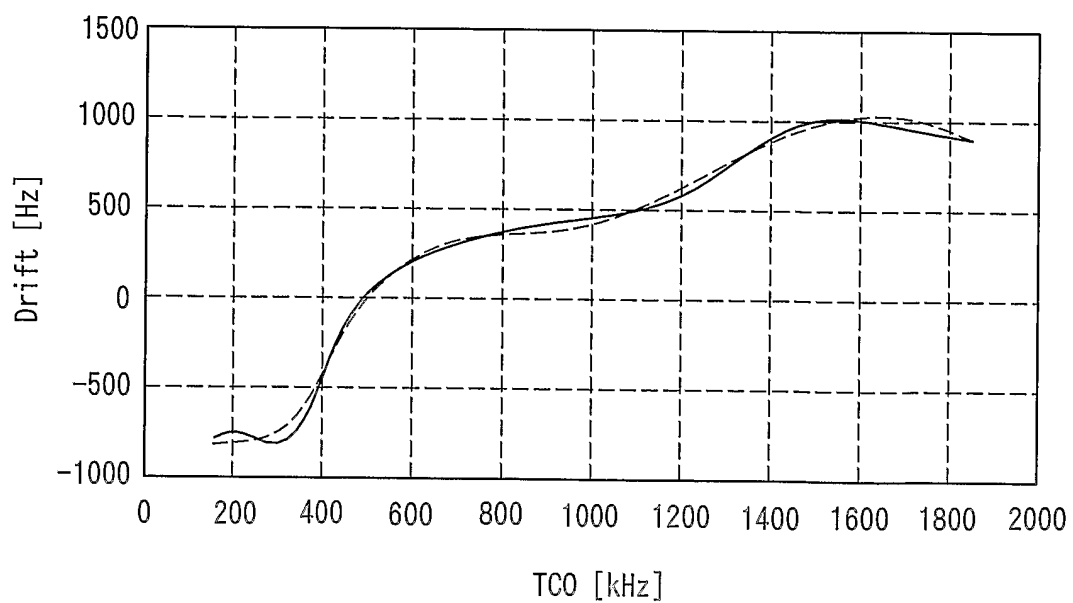


図 4

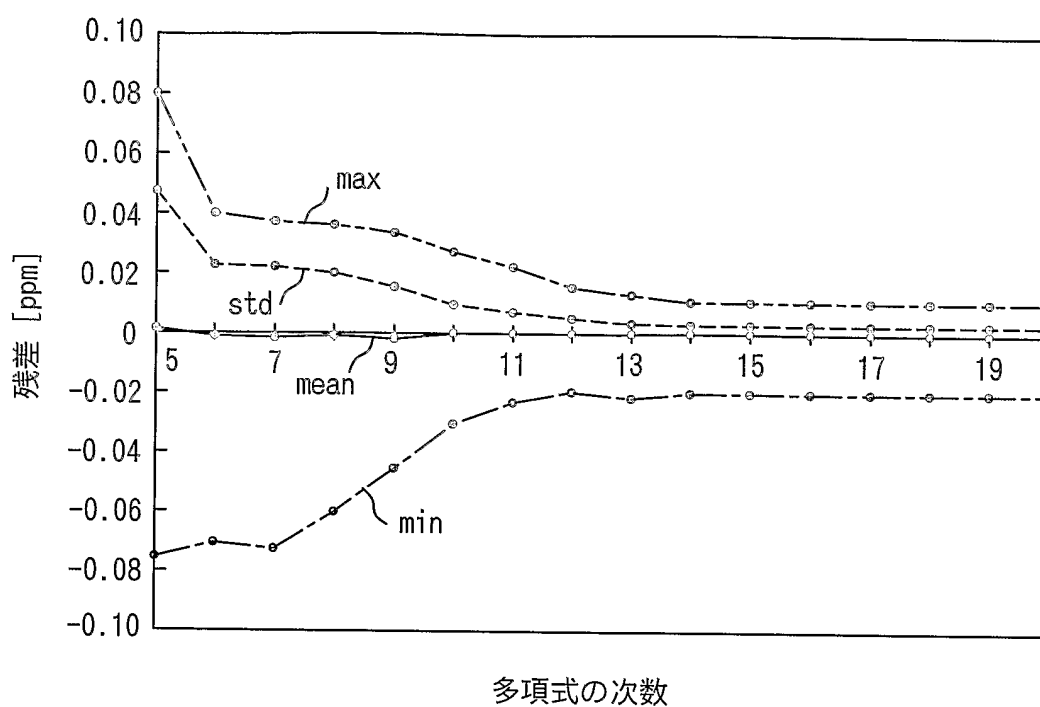


図 5

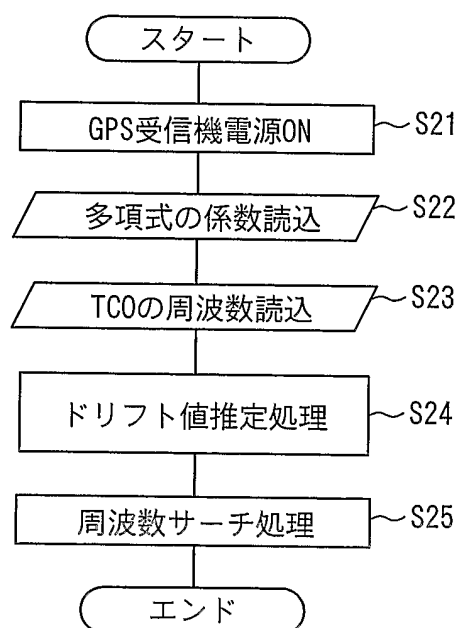


図 6

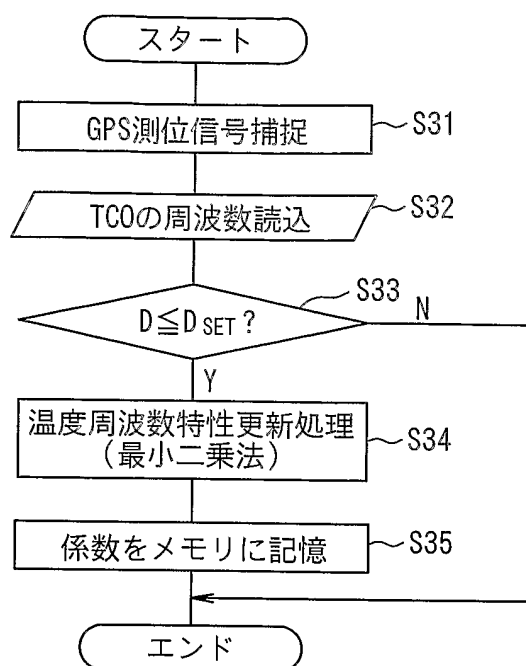


図 7

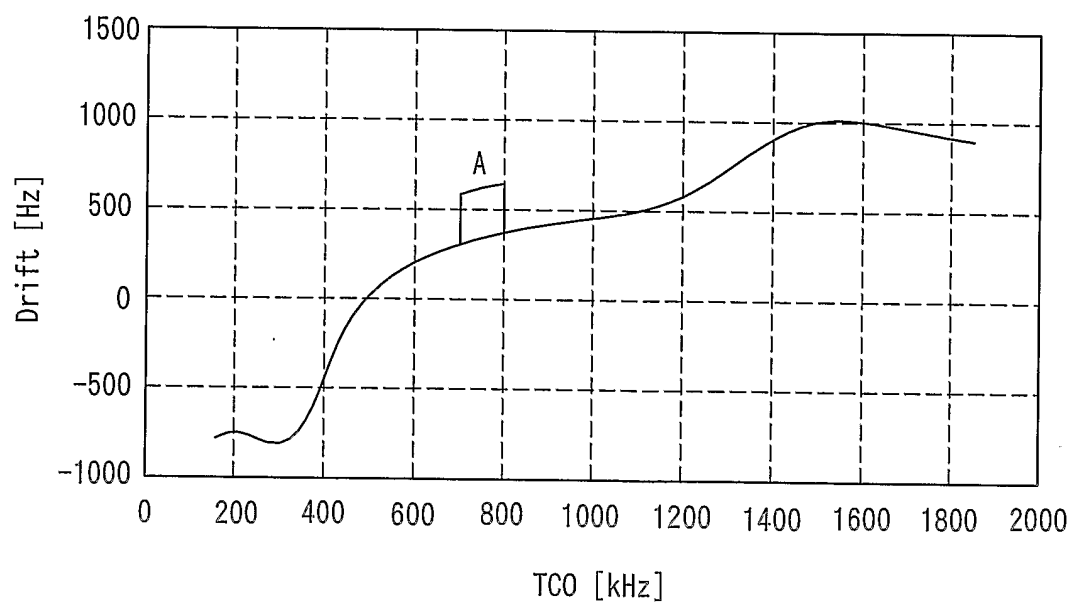


図 8

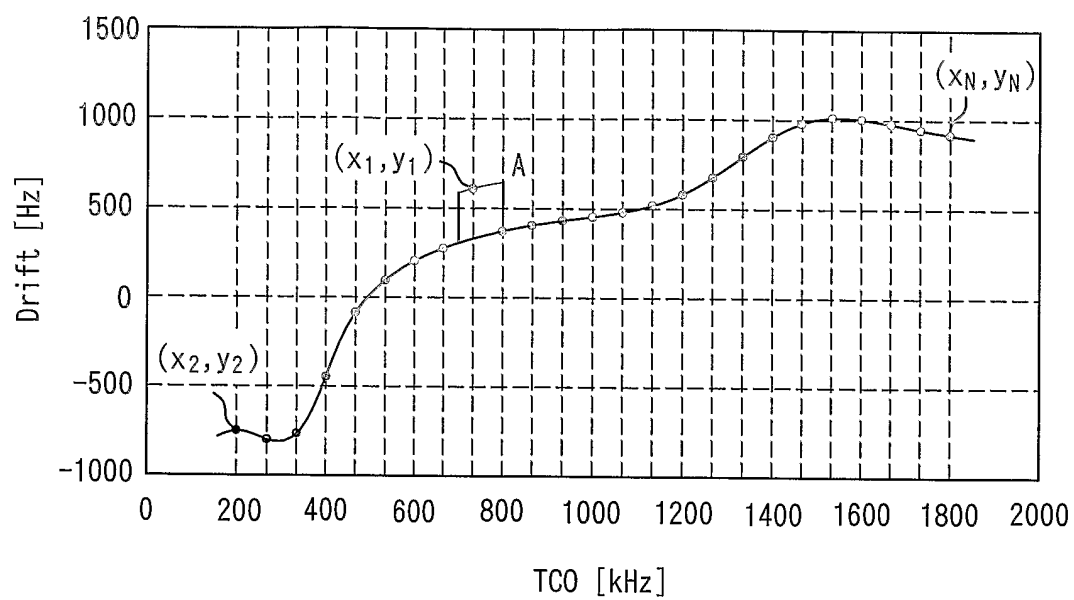
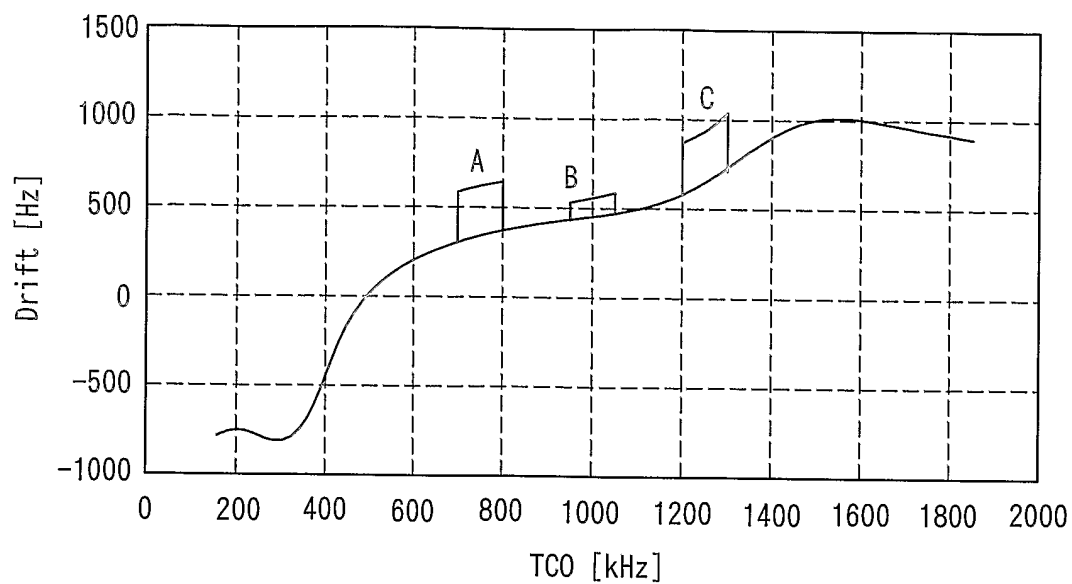
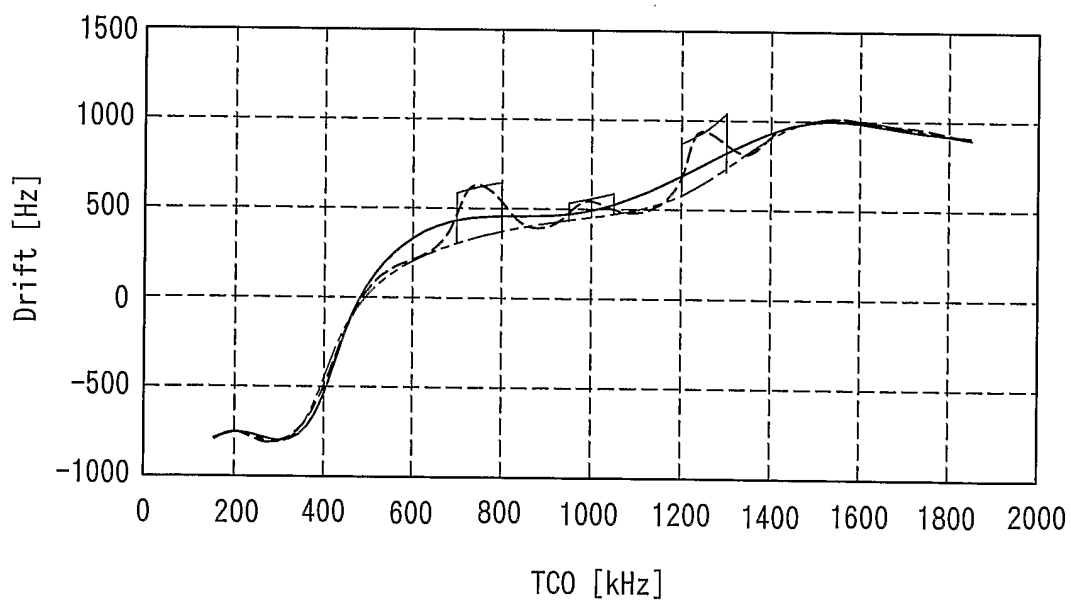


図 9



(a)



(b)

図 1 0

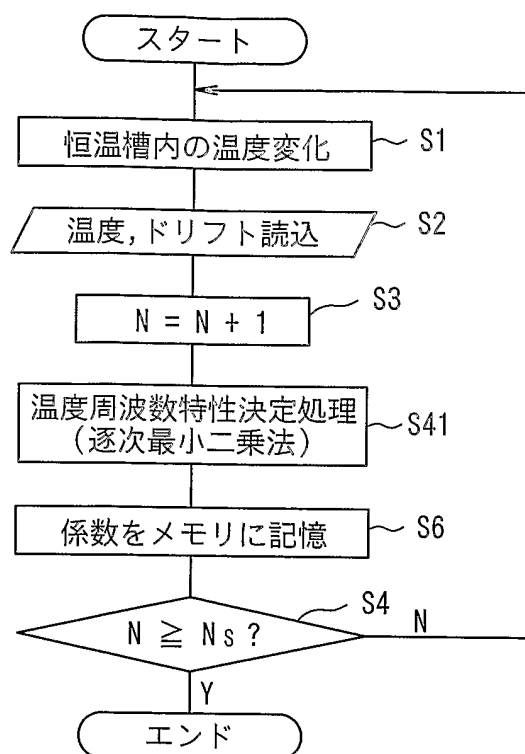


図 1 1

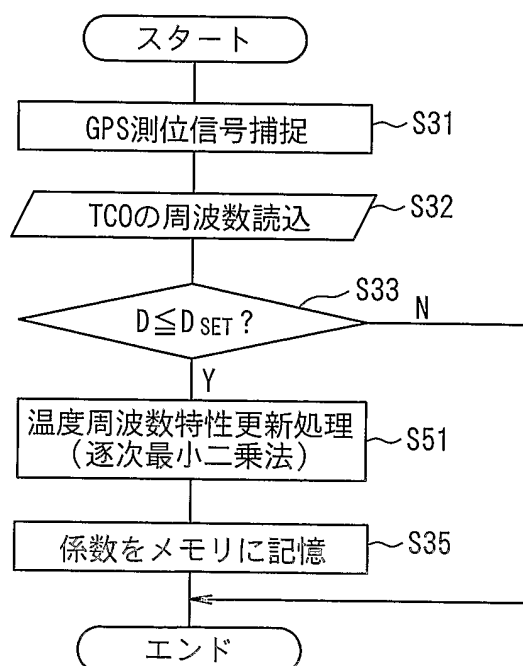


図 1 2

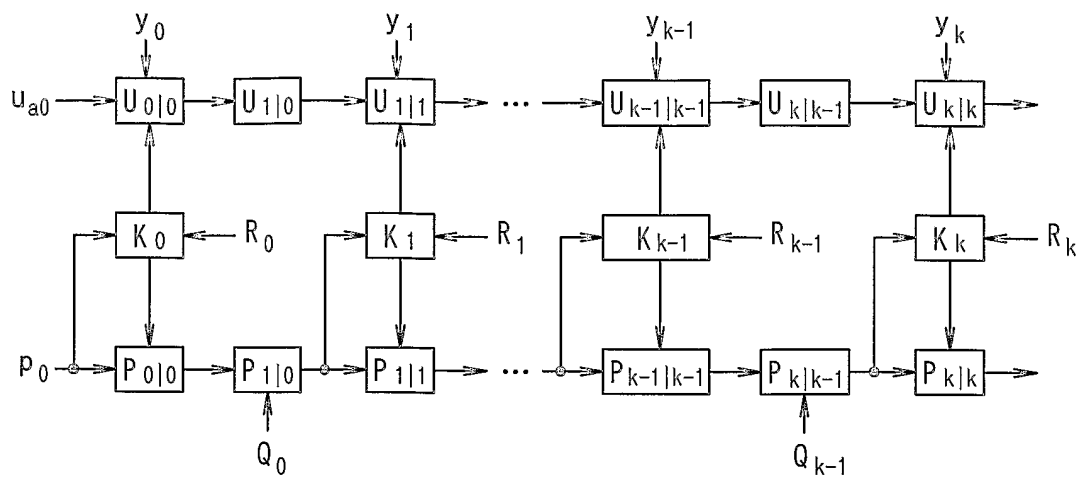


図 1 3

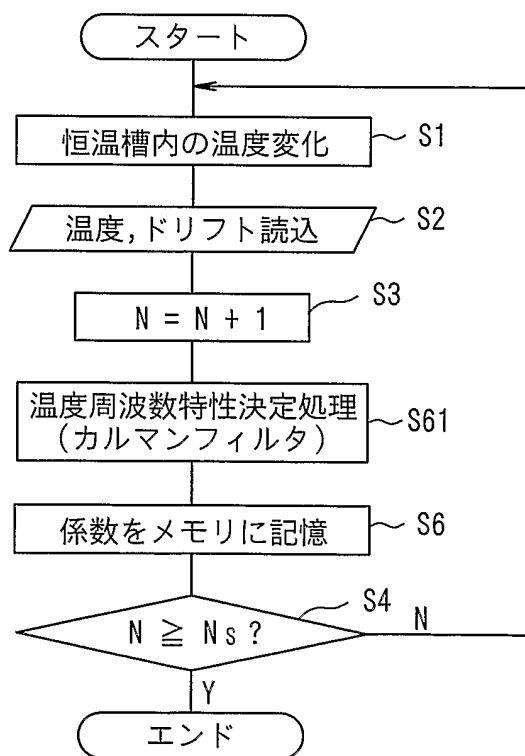
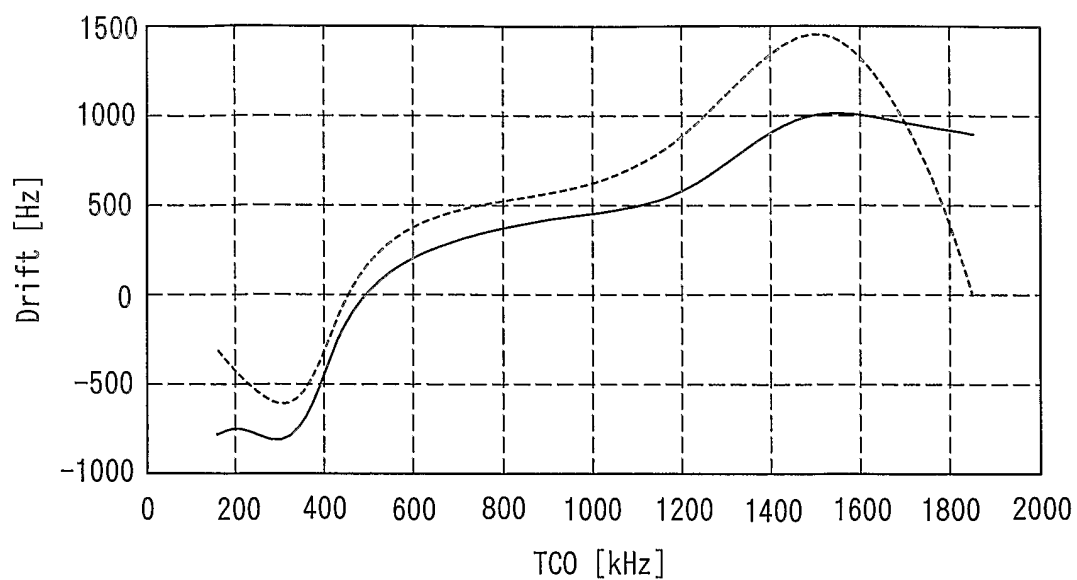
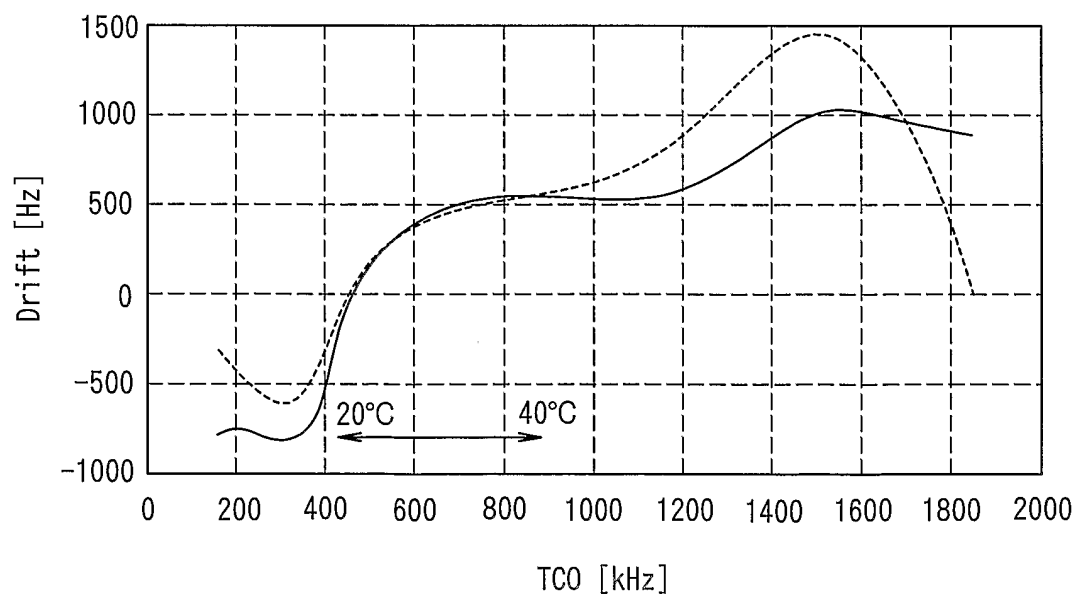


図 1 4



(a)



(b)

図 1 5

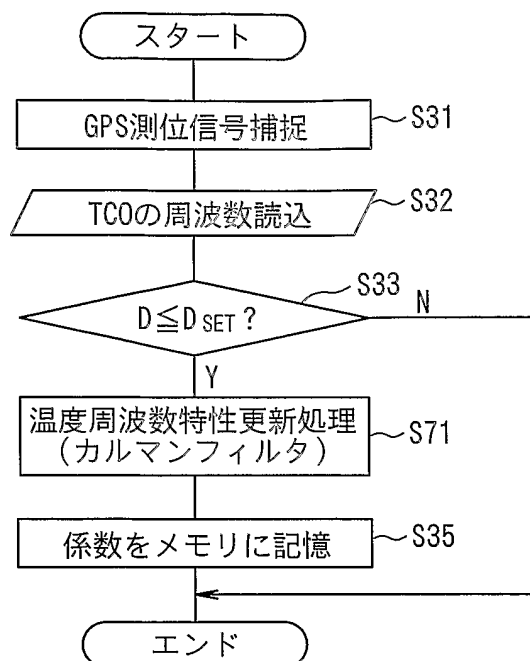


図 1 6

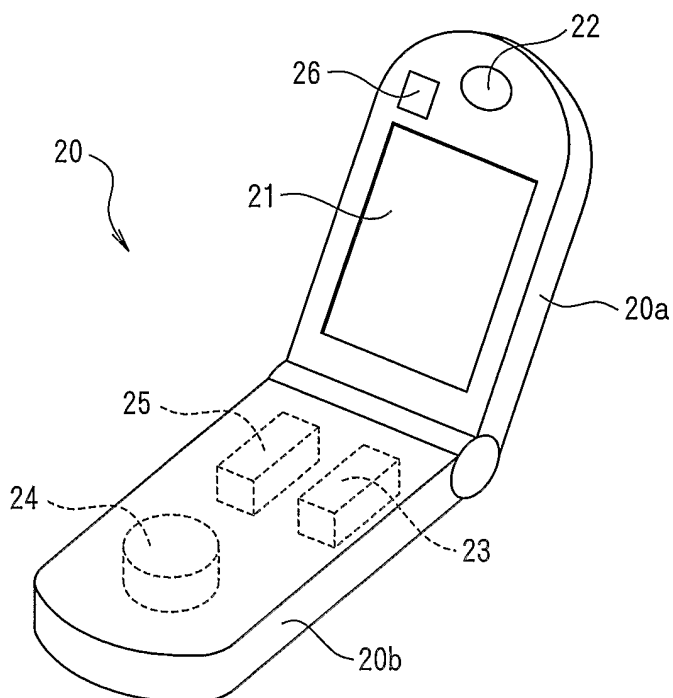


図 1 7

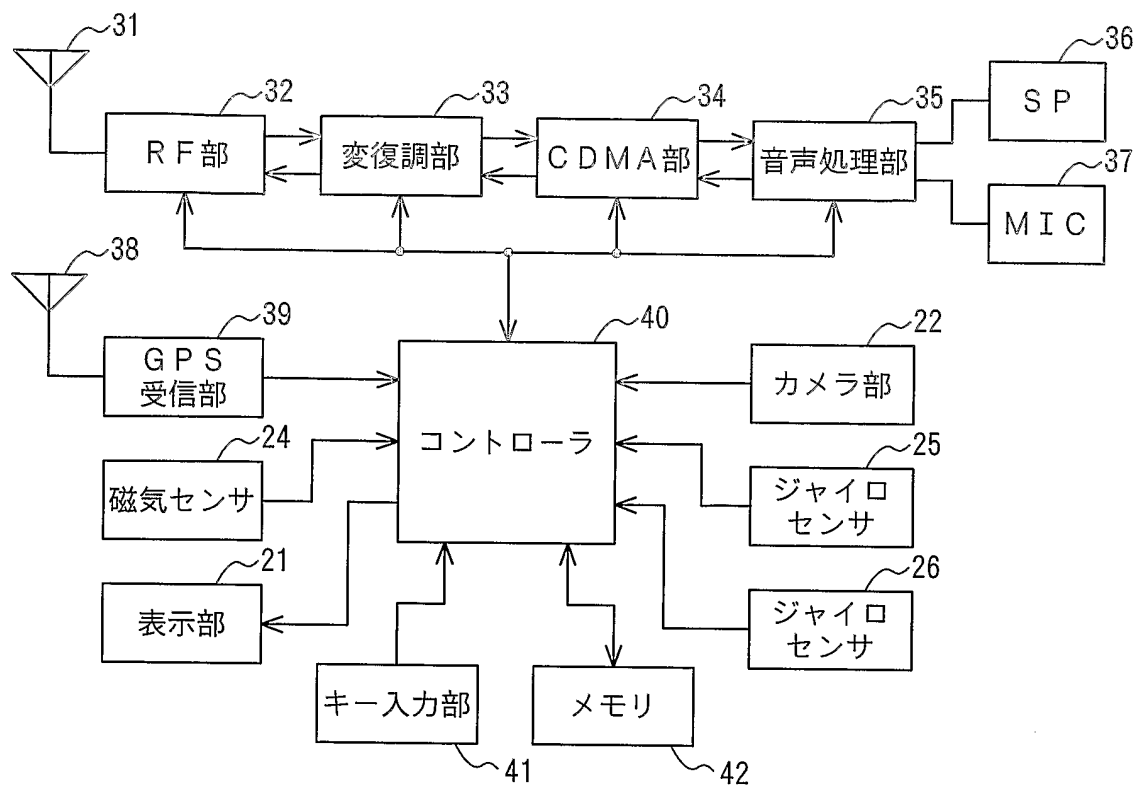
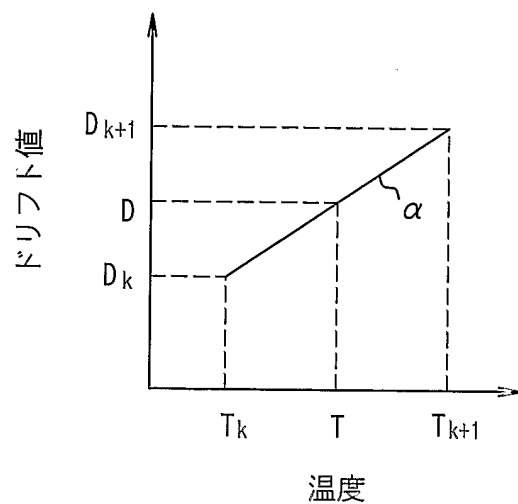


図 1 8



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/001872

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.C1⁷ H03B5/32, H03L1/02, G01S5/14, H04M1/00, G01C19/56

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)

Int.C1⁷ H03B1/00-29/00, H03L1/02, G01S5/14, H04M1/00, G01C19/56

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

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2004
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2004	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2004

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

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 8-271606 A (Sony Corp.), 18 October, 1996 (18.10.96), Par. Nos. [0010] to [0043]; all drawings (Family: none)	1-8, 11-16 9, 10
Y A	JP 6-291550 A (Seiko Epson Corp.), 18 October, 1994 (18.10.94), Par. Nos. [0002] to [0004]; Figs. 9 to 11 (Family: none)	1-8, 11-16 9, 10
Y A	JP 8-212280 A (Olympus Optical Co., Ltd.), 20 August, 1996 (20.08.96), Par. No. [0025] & US 5523552 A1	6, 8, 11-13 9

☒ 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
19 May, 2004 (19.05.04)

Date of mailing of the international search report
01 June, 2004 (01.06.04)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/001872

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 2002-303533 A (Motorola, Inc.), 18 October, 2002 (18.10.02), Par. Nos. [0053] to [0057]; Fig. 1 & EP 1221586 A2 & US 2003-36847 A1	7, 8, 11-13 10
Y	JP 2001-12952 A (NGK Insulators, Ltd.), 19 January, 2001 (19.01.01), Par. Nos. [0005] to [0008] (Family: none)	11-13
Y	JP 2002-58057 A (Nippon Telegraph And Telephone Corp.), 22 February, 2002 (22.02.02), Par. Nos. [0015] to [0016]; Fig. 2 (Family: none)	12, 13

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
 Int. Cl.⁷ H03B5/32, H03L1/02, G01S5/14,
 H04M1/00, G01C19/56

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.⁷ H03B1/00-29/00,
 H03L1/02, G01S5/14,
 H04M1/00, G01C19/56

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	1971-2004年
日本国登録実用新案公報	1994-2004年
日本国実用新案登録公報	1996-2004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)

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 請求の範囲の番号
Y A	JP 8-271606 A (ソニー株式会社) 1996. 10. 18, 段落【0010】～【0043】, 全図 (ファミリーなし)	1-8, 11-16 9, 10
Y A	JP 6-291550 A (セイコーエプソン株式会社) 1994. 10. 18, 段落【0002】～【0004】, 【図9】～【図11】 (ファミリーなし)	1-8, 11-16 9, 10

☒ 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
 19.05.2004

国際調査報告の発送日
 01.6.2004

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)
 甲斐 哲雄

5W 3139

電話番号 03-3581-1101 内線 3574

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 請求の範囲の番号
Y A	JP 8-212280 A (オリンパス光学工業株式会社) 1996. 08. 20, 段落【0025】 & US 5523552 A1	6, 8, 11-13 9
Y A	JP 2002-303533 A (モトローラ・インコーポレイテッド), 2002. 10. 18, 段落【0053】～【0057】, 【図1】 & EP 1221586 A2 & US 2003-36847 A1	7, 8, 11-13 10
Y	JP 2001-12952 A (日本碍子株式会社) 2001. 01. 19, 段落【0005】～【0008】 (ファミリーなし)	11-13
Y	JP 2002-58057 A (日本電信電話株式会社) 2002. 02. 22, 段落【0015】～【0016】, 【図2】 (ファミリーなし)	12, 13