

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2008-82819

(P2008-82819A)

(43) 公開日 平成20年4月10日(2008.4.10)

(51) Int.Cl.
G01S 5/14 (2006.01)

F I
G O I S 5/14

テーマコード (参考)
5 J O 6 2

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願2006-262074 (P2006-262074)
(22) 出願日 平成18年9月27日 (2006.9.27)

(71) 出願人 504011612
杉本 末雄
大阪府大阪市城東区東中浜 6-1-5
(74) 代理人 100084548
弁理士 小森 久夫
(72) 発明者 杉本 末雄
大阪府大阪市城東区東中浜 6丁目1番5号
(72) 発明者 久保 幸弘
滋賀県栗東市小柿 1丁目5番15号
Fターム(参考) 5J062 CC07 DD03 DD04 DD05 DD23
EE01 EE05

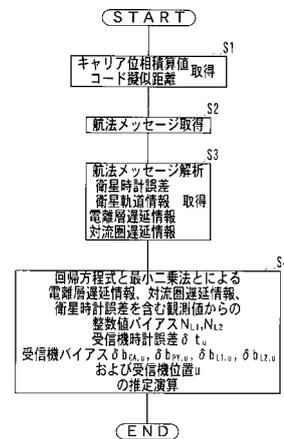
(54) 【発明の名称】 測位装置および測位方法

(57) 【要約】

【課題】受信機時計誤差による影響を抑圧して受信機位置を推定する単独測位装置および単独測位方法を提供する。

【解決手段】入力された各観測値、すなわち、選定された各GPS衛星に対するL1波のキャリア位相、L2波のキャリア位相、C/Aコードのコード擬似距離、P Yコードのコード擬似距離、時計誤差情報、電離層遅延情報、対流圏遅延情報を目的変数とし、整数値バイアス、および受信機位置を説明変数に含む線形回帰方程式を構成する。この際、従来時計誤差に含まれていた搬送波信号毎、コード毎の受信機バイアスを時計誤差から分離して線形回帰方程式に加える。そして、この線形回帰方程式に最小二乗法を適用させて、整数値バイアスと受信機位置とを推定演算する。

【選択図】 図2



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数の測位衛星から複数周波数の搬送波信号に重畳させて送信される測位用信号に含まれる航法メッセージまたはオフライン処理により予め推定された値から前記測位衛星の時計誤差を観測する衛星時計誤差検出手段と、電離層遅延情報を取得する電離層遅延情報取得手段と、対流圏遅延情報を取得する対流圏遅延情報取得手段と、前記複数周波数の搬送波の整数値バイアス、受信機時計誤差、および受信機位置を未知数として含み、該受信機位置を過去の推定演算値で1次テイラー級数展開することで線形近似し、前記整数値バイアス、前記受信機時計誤差、前記受信機位置、前記測位衛星の時計誤差、前記電離層遅延情報、前記対流圏遅延情報を説明変数とし、観測値であるキャリア位相およびコード擬似距離を目的変数とする回帰方程式を構成し、該回帰方程式に最小二乗法を適用することで前記整数値バイアスと、前記受信機時計誤差と、前記受信機の位置とを推定演算する測位演算手段と、を備えた測位装置であって、

前記測位演算手段は、少なくとも前記受信機時計誤差を、搬送波信号の種類別およびコードの種類別に分割して設定し、前記回帰方程式に代入して利用する測位装置。

【請求項 2】

前記測位演算手段は、前記測位衛星の時計誤差を、搬送波信号の種類別およびコードの種類別に分割して設定し、前記回帰方程式に代入して利用する請求項 1 に記載の測位装置。

【請求項 3】

複数の測位衛星から複数周波数の搬送波信号に重畳させて送信される測位用信号に含まれる航法メッセージまたはオフライン処理により予め推定された値から前記測位衛星の時計誤差を観測し、電離層遅延情報および対流圏遅延情報を取得し、前記複数周波数の搬送波の整数値バイアス、受信機時計誤差、および受信機位置を未知数として含み、該受信機位置を過去の推定演算値で1次テイラー級数展開することで線形近似し、前記整数値バイアス、前記受信機時計誤差、前記受信機位置、前記測位衛星の時計誤差、前記電離層遅延情報、前記対流圏遅延情報を説明変数とし、観測値であるキャリア位相およびコード擬似距離を目的変数とする回帰方程式を構成し、該回帰方程式に最小二乗法を適用することで前記整数値バイアスと、前記受信機時計誤差と、前記受信機の位置とを推定演算する測位演算方法であって、

少なくとも前記受信機時計誤差を、搬送波信号の種類別およびコードの種類別に分割して設定し、前記回帰方程式に代入して利用する測位演算方法。

【請求項 4】

さらに、前記測位衛星の時計誤差を、搬送波信号の種類別およびコードの種類別に分割して設定し、前記回帰方程式に代入して利用する請求項 3 に記載の測位演算方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、測位用信号を用いて受信機の測位を行う測位装置および測位方法に関するものである。

【背景技術】

【0002】

従来、測位衛星から送信される測位用信号を用いて測位を行う装置が各種開示されており、その基本測位演算は、コード擬似距離や搬送波によるキャリア位相差を用いて、受信機の3次元の位置（誤差）と受信機の時計誤差とを未知数とした非線形連立方程式にニュートン法や拡張カルマンフィルタを適用することで求めるものであった。この際、電離層遅延による誤差や対流圏遅延による誤差の影響を除去するため、これらの遅延による影響を初期状態から「0」に設定したり、1重位相差等の演算処理を行って、これらの遅延量を推定していた。

【0003】

10

20

30

40

50

これを解決する方法として、特許文献1には、算出したい受信機位置を含む所定のパラメータを未知数とし、測位用信号から観測できるデータを用いて回帰方程式を形成し、当該回帰方程式を演算することにより、受信機位置を算出する方法が開示されている。

【特許文献1】国際公開第W O 2 0 0 6 / 0 2 2 3 1 8 A 1

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

ところが、特許文献1に示された方法では、受信機時計誤差および測位衛星時計誤差をそれぞれ受信機、衛星固有の1個のパラメータとして扱っているが、現実には、搬送波信号の種類やコードの種類別により誤差が異なる。したがって、特許文献1の方法を用いた場合、受信機位置としては、或程度、例えば数十cmスケールの誤差が発生してしまい、これ以上収束させることが難しい。

【0005】

したがって、本発明の目的は、従来よりも高精度の受信機位置を測位することができる測位装置および測位方法を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0006】

この発明は、複数の測位衛星から複数周波数の搬送波信号に重畳させて送信される測位用信号に含まれる航法メッセージまたはオフライン処理により予め推定された値から測位衛星の時計誤差を観測する衛星時計誤差検出手段と、電離層遅延情報を取得する電離層遅延情報取得手段と、対流圏遅延情報を取得する対流圏遅延情報取得手段と、複数周波数の搬送波の整数値バイアス、受信機時計誤差、および受信機位置を未知数として含み、該受信機位置を過去の推定演算値で1次テイラー級数展開することで線形近似し、整数値バイアス、受信機時計誤差、受信機位置、測位衛星の時計誤差、電離層遅延情報、対流圏遅延情報を説明変数とし、観測値であるキャリア位相およびコード擬似距離を目的変数とする回帰方程式を構成し、該回帰方程式に最小二乗法を適用することで整数値バイアスと、受信機時計誤差と、受信機の位置とを推定演算する測位演算手段と、を備えた測位装置に関するものである。そして、この測位装置の測位演算手段は、少なくとも受信機時計誤差を、搬送波信号の種類別およびコードの種類別に分割して設定し、回帰方程式に代入して利用することを特徴としている。

【0007】

また、この発明は、複数の測位衛星から複数周波数の搬送波信号に重畳させて送信される測位用信号に含まれる航法メッセージまたはオフライン処理により予め推定された値から測位衛星の時計誤差を観測し、電離層遅延情報および対流圏遅延情報を取得し、複数周波数の搬送波の整数値バイアス、受信機時計誤差、および受信機位置を未知数として含み、該受信機位置を過去の推定演算値で1次テイラー級数展開することで線形近似し、整数値バイアス、受信機時計誤差、受信機位置、測位衛星の時計誤差、電離層遅延情報、対流圏遅延情報を説明変数とし、観測値であるキャリア位相およびコード擬似距離を目的変数とする回帰方程式を構成し、該回帰方程式に最小二乗法を適用することで整数値バイアスと、受信機時計誤差と、受信機の位置とを推定演算する測位演算方法に関するものである。そして、この測位演算方法では、少なくとも受信機時計誤差を、搬送波信号の種類別およびコードの種類別に分割して設定し、回帰方程式に代入して利用することを特徴としている。

【0008】

これらの構成および方法では、回帰方程式を設定する際に、受信機時計誤差を、搬送波信号の種類(例えば、GPSであればL1波とL2波)別、および、コードの種類(例えば、GPSであればC/AコードとP(Y)コード)別に分割して設定する。これにより、現実的に異なるこれらの誤差を1個の受信機時計誤差として丸め込んで演算する場合よりも、より高精度に未知数の演算値(収束値)が得られる。そして、この未知数に受信機位置が含まれていることから、受信機位置が高精度に得られることとなる。

10

20

30

40

50

【 0 0 0 9 】

また、この発明の測位装置の測位演算手段は、測位衛星の時計誤差を、搬送波信号の種類別およびコードの種類別に分割して設定し、回帰方程式に代入して利用することを特徴としている。

【 0 0 1 0 】

また、この発明の測位演算方法では、さらに、測位衛星の時計誤差を、搬送波信号の種類別およびコードの種類別に分割して設定し、回帰方程式に代入して利用することを特徴としている。

【 0 0 1 1 】

これらの構成および方法では、衛星時計誤差に対して、受信機時計誤差と同様に搬送波信号の種類（例えば、GPSであればL1波とL2波）別、および、コードの種類（例えば、GPSであればC/AコードとP(Y)コード）別に分割して設定する。これにより、さらに高精度に回帰方程式の未知数に対する演算値（収束値）が得られる。そして、この未知数に受信機位置および衛星位置が含まれていることから、受信機位置および衛星位置が高精度に得られることとなる。

【 発明の効果 】

【 0 0 1 2 】

この発明によれば、受信機時計誤差を搬送波信号の種類別およびコード別に詳細に分類して回帰方程式に用いることで、より高精度に回帰方程式を構成する未知数を算出することができる。これにより、さらに高精度に受信機位置を測位することができる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 1 3 】

本発明の実施形態に係る測位装置および測位演算方法について図を参照して説明する。なお、以下の説明では、GPSについて説明するが、他の全てのGNSS（全地球的航法衛星システム）に適用することができる。また、以下の説明では、単独測位を行う場合について説明するが、相対測位にも適用することができる。

図1は本実施形態の単独測位装置の概略構成を示すブロック図である。

また、図2は本実施形態の単独測位装置とGPS受信機とからなる単独測位システムの処理フローを示すフローチャートである。

【 0 0 1 4 】

図1に示すように、単独測位装置10は、GPS受信機30に接続し、航法メッセージ解析部11、衛星情報処理部12、および測位演算部13を備える。

【 0 0 1 5 】

GPS受信機30はアンテナ20に接続し、アンテナ20で受信したGPS衛星（測位衛星）からのGPS信号（測位用信号）より、既知の方法でL1波およびL2波のキャリア位相、C/AコードおよびP(Y)コードのコード擬似距離（擬似距離）を取得するとともに、L1波に重畳された航法メッセージを取得する（S1 S2）。そして、GPS受信機30は、航法メッセージを単独測位装置10の航法メッセージ解析部11に出力し、キャリア位相およびコード擬似距離を単独測位装置10の測位演算部13に出力する。

【 0 0 1 6 】

航法メッセージ解析部11は、入力された航法メッセージを解析して、電離層遅延情報、各GPS衛星の時計誤差、軌道情報を取得し、かつ数式モデルを用いて対流圏遅延情報を取得して（S3）、衛星情報処理部12に出力する。

【 0 0 1 7 】

衛星情報処理部12は、GPS衛星のエフェメリス情報を用いて測位に用いるGPS衛星を選定して、選定したGPS衛星に関する時計遅延情報や電離層遅延情報、および対流圏遅延情報を測位演算部13に出力する。

【 0 0 1 8 】

測位演算部13は、入力された各観測値、すなわち、選定された各GPS衛星に対するL1波のキャリア位相、L2波のキャリア位相、C/Aコードによるコード擬似距離、P

10

20

30

40

50

(Y) コードのコード擬似距離、受信機時計誤差情報、受信機バイアス、衛星時計誤差、電離層遅延情報、対流圏遅延情報を用いて、後述する線形回帰方程式に最小二乗法を適用させて、L 1、L 2 波に対する整数値バイアス N_{L1} 、 N_{L2} 、受信機時計誤差 t_u 、従来受信機時計誤差 t_u に含まれていた受信機バイアス $b_{CA,u}$ 、 $b_{PY,u}$ 、 $b_{L1,u}$ 、 $b_{L2,u}$ 、受信機の位置 u とを推定演算する (S 4)。この演算は推定値の変化が予め設定された所定の閾値以下になるまで繰り返し行われ、推定値の変化が所定の閾値に達した時点での受信機の位置の推定演算結果が測位結果として出力される。

【 0 0 1 9 】

ここで、航法メッセージ解析部 1 1、衛星情報処理部 1 2、測位演算部 1 3 は、それぞれ、以下に示すアルゴリズムを実現するマイクロプロセッサ等の数値演算処理器からなる。そして、これらの部分は複数の数値演算処理器により形成してもよく、1つの数値演算処理器により形成してもよい。

10

【 0 0 2 0 】

次に、前述の整数値バイアス N_{L1} 、 N_{L2} および受信機位置 u の推定演算アルゴリズムについて詳述する。

【 0 0 2 1 】

一般に、受信機 u 、GPS 衛星 p に対するコード擬似距離 (擬似距離) $\rho_{c,u}^p$ の観測方程式は式 (1)、(2) で表すことができ、キャリア位相 $\rho_{L,u}^p$ の観測方程式は式 (3)、(4) で表される。ここで、マルチパス誤差は微小として無視する。

20

【 0 0 2 2 】

【 数 1 】

$$\begin{aligned} \rho_{CA,u}^p(t) &= r_u^p(t, t - \tau_u^p) + \delta I_u^p(t) + \delta T_u^p(t) + c[\delta t_u(t) - \delta t^p(t - \tau_u^p)] \\ &+ \delta b_{CA,u} - \delta b_{CA}^p + e_{CA,u}^p(t) \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \rho_{PY,u}^p(t) &= r_u^p(t, t - \tau_u^p) + \frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2} \delta I_u^p(t) + \delta T_u^p(t) + c[\delta t_u(t) - \delta t^p(t - \tau_u^p)] \\ &+ \delta b_{PY,u} - \delta b_{PY}^p + e_{PY,u}^p(t) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{L1,u}^p(t) &\equiv \lambda_{L1} \varphi_{L1,u}^p(t) \\ &= r_u^p(t, t - \tau_u^p) - \delta I_u^p(t) + \delta T_u^p(t) + c[\delta t_u(t) - \delta t^p(t - \tau_u^p)] \\ &+ \delta b_{L1,u} - \delta b_{L1}^p + \lambda_{L1} N_{L1,u}^p + \lambda_{L1} \varepsilon_{L1,u}^p(t) \end{aligned} \quad (3)$$

30

$$\begin{aligned} \Phi_{L2,u}^p &\equiv \lambda_{L2} \varphi_{L2,u}^p(t) \\ &= r_u^p(t, t - \tau_u^p) - \frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2} \delta I_u^p(t) + \delta T_u^p(t) + c[\delta t_u(t) - \delta t^p(t - \tau_u^p)] \\ &+ \delta b_{L2,u} - \delta b_{L2}^p + \lambda_{L2} N_{L2,u}^p + \lambda_{L2} \varepsilon_{L2,u}^p(t) \end{aligned} \quad (4)$$

【 0 0 2 3 】

40

ここで、 λ_L は L 波 (L 1 波、L 2 波) の波長を示し、 $r_u^p(t, t - \tau_u^p)$ は時刻 t での受信機 u と時刻 $(t - \tau_u^p)$ での GPS 衛星 p との距離を示し、 $I_u^p(t)$ は L 1 波の電離層遅延を示し、 $T_u^p(t)$ は L 1 波、L 2 波の対流圏遅延を示し、 $t_u(t)$ は真の時刻 t での受信機 u の時計誤差を示し、 $t^p(t - \tau_u^p)$ は時刻 $(t - \tau_u^p)$ での GPS 衛星 p の時計誤差を示し、 $b_{L,u}$ は受信機 u の L 波に対するバイアスを示し、 $b_{CA,u}$ は受信機 u の C / A コードに対するバイアスを示し、 $b_{PY,u}$ は受信機 u の P (Y) コードに対するバイアスを示し、 $b_{L,u}^p$ は GPS 衛星 p の L 波に対するバイアスを示し、 b_{CA}^p は GPS 衛星 p の C / A コードに対するバイアスを示し、 b_{PY}^p は GPS 衛星 p の P (Y) コードに対するバイアスを示し、 $N_{L,u}^p$ は L 波における受信機 u と衛星 p との間の整数値バイアスを示し、 $\rho_{L,u}^p(t)$ 、 $e_{c,u}^p$

50

(t) はそれぞれ観測雑音を示す。

【0024】

ところで、受信機とGPS衛星との距離 $r_u^p(t, t - \tau_u^p)$ は、式(5)で表すことができる。

【0025】

【数2】

$$r_u^p(t) \equiv r_u^p(t, t - \tau_u^p) \\ = \sqrt{(x_u(t) - x^p(t - \tau_u^p))^2 + (y_u(t) - y^p(t - \tau_u^p))^2 + (z_u(t) - z^p(t - \tau_u^p))^2} \quad - (5)$$

【0026】

次に、未知数である受信機位置 $u(t) [x_u(t), y_u(t), z_u(t)]^T$ の先験的な推定受信機位置 $u^{(j)}(t) [x_u^{(j)}(t), y_u^{(j)}(t), z_u^{(j)}(t)]^T$ の周りで1次のテイラー級数展開を行う。さらに、 p 番目の測位衛星位置 s^p の先験的な推定測位衛星位置 se^p の周りで1次のテイラー級数展開を行う。これにより、 $r_u^p(t)$ を線形近似すると次式を得られる。

【0027】

【数3】

$$r_u^p \equiv r_{u^{(j)}}^p + g_{u^{(j)}}^p [u - s^p - (u^{(j)} - se^p)] \quad - (6)$$

$p = 1, 2, \dots, n_s$

【0028】

ここで、

【0029】

【数4】

$$g_{u^{(j)}}^p \equiv \left[\frac{\partial r_{u^{(j)}}^p}{\partial u^{(j)}} \right]_{u=u^{(j)}, s^p=se^p} \quad - (7)$$

$p = 1, 2, \dots, n_s$

【0030】

(n_s は測位衛星数) と定義すると、式(1)~式(4)は、次式(8)~(11)で表される。

【0031】

【数5】

$$\rho_{CA,u}^{p,(j)} \equiv g^{p,(j)}(u - s^p) + \delta I_u^p + \delta T_u^p + c(\delta \alpha_u - \delta \alpha^p) + \delta b_{CA,u} - \delta b_{CA}^p + e_{CA,u}^p \quad - (8)$$

$$\rho_{PY,u}^{p,(j)} \equiv g^{p,(j)}(u - s^p) + \frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2} \delta I_u^p + \delta T_u^p + c(\delta \alpha_u - \delta \alpha^p) + \delta b_{PY,u} - \delta b_{PY}^p + e_{PY,u}^p \quad - (9)$$

$$\Phi_{L1,u}^{p,(j)} = g^{p,(j)}(u - s^p) - \delta I_u^p + \delta T_u^p + c(\delta \alpha_u - \delta \alpha^p) + \delta b_{L1,u} - \delta b_{L1}^p + \lambda_{L1} N_{L1,u}^p + \lambda_{L1} \epsilon_{L1,u}^p \quad - (10) \quad 40$$

$$\Phi_{L2,u}^{p,(j)} = g^{p,(j)}(u - s^p) - \frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2} \delta I_u^p + \delta T_u^p + c(\delta \alpha_u - \delta \alpha^p) + \delta b_{L2,u} - \delta b_{L2}^p + \lambda_{L2} N_{L2,u}^p + \lambda_{L2} \epsilon_{L2,u}^p \quad - (11)$$

【0032】

これは、すなわち、キャリア位相、コード擬似距離を目的変数とし、受信機の位置、電離層遅延、対流圏遅延、受信機バイアス、GPS衛星バイアス、整数値バイアス、誤差要因を説明変数とする近似的な線形回帰方程式に相当する。

【0033】

ここで、GPS衛星バイアスは受信機バイアスに比較して2桁程度低い要素であるので、以下の演算では無視する。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 4 】

そして、

【 0 0 3 5 】

【 数 6 】

$$G_u^{(j)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial r_{u^{(j)}}^1}{\partial x_u^{(j)}} & \frac{\partial r_{u^{(j)}}^1}{\partial y_u^{(j)}} & \frac{\partial r_{u^{(j)}}^1}{\partial z_u^{(j)}} \\ \frac{\partial r_{u^{(j)}}^2}{\partial x_u^{(j)}} & \frac{\partial r_{u^{(j)}}^2}{\partial y_u^{(j)}} & \frac{\partial r_{u^{(j)}}^2}{\partial z_u^{(j)}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial r_{u^{(j)}}^{n_s}}{\partial x_u^{(j)}} & \frac{\partial r_{u^{(j)}}^{n_s}}{\partial y_u^{(j)}} & \frac{\partial r_{u^{(j)}}^{n_s}}{\partial z_u^{(j)}} \end{bmatrix}$$

10

$$\frac{\partial r_{u^{(j)}}^p}{\partial x_u^{(j)}} = \frac{(x_u^{(j)} - x^p)}{r_{u^{(j)}}^p}, \quad \frac{\partial r_{u^{(j)}}^p}{\partial y_u^{(j)}} = \frac{(y_u^{(j)} - y^p)}{r_{u^{(j)}}^p}, \quad \frac{\partial r_{u^{(j)}}^p}{\partial z_u^{(j)}} = \frac{(z_u^{(j)} - z^p)}{r_{u^{(j)}}^p}$$

(p = 1, 2, \dots, n_s)

【 0 0 3 6 】

と定義すると、式(8)～式(11)はベクトル行列からなる次式で表される。

【 0 0 3 7 】

【 数 7 】

$$y_{u^{(j)}} = H_{u^{(j)}} \theta_u + v_u$$

$$y_{u^{(j)}} \equiv [\Phi e_{L1,u}^{(j)} \quad \Phi e_{L2,u}^{(j)} \quad \rho e_{CA,u}^{(j)} \quad \rho e_{PY,u}^{(j)}]^T$$

$$H_{u^{(j)}} \equiv \begin{bmatrix} G_{u^{(j)}}^{se} & 1 & 1 & & -G_{D,u^{(j)}}^{se} & -I & I & I & O & O \\ G_{u^{(j)}}^{se} & 1 & & 1 & -G_{D,u^{(j)}}^{se} & -I & \frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2} I & I & O & O \\ 0 & G_{u^{(j)}}^{se} & 1 & & -G_{D,u^{(j)}}^{se} & -I & -I & I & I & O \\ G_{u^{(j)}}^{se} & 1 & & & -G_{D,u^{(j)}}^{se} & -I & -\frac{f_{L1}^2}{f_{L2}^2} I & I & O & I \end{bmatrix}$$

30

$$\theta_u \equiv [u \quad c \delta t_u \quad c \delta b_u \quad s \quad c \delta t^s \quad \delta I_u \quad \delta T_u \quad \lambda_{L1} N_{L1,u} \quad \lambda_{L2} N_{L2,u}]^T$$

$$\delta b_u \equiv [\delta b_{CA,u} \quad \delta b_{PY,u} \quad \delta b_{L1,u} \quad \delta b_{L2,u}]^T$$

$$v_u \equiv [\lambda_{L1} \varepsilon_{L1,u}^s \quad \lambda_{L2} \varepsilon_{L2,u}^s \quad e_{CA,u}^s \quad e_{PY,u}^s]^T$$

40

なお、

$$G_{D,u^{(j)}}^{se} \equiv \begin{bmatrix} g_{u^{(j)}}^1 & O & O & \cdots & O \\ O & g_{u^{(j)}}^2 & O & \cdots & O \\ \vdots & & \ddots & & \\ \vdots & & & \ddots & O \\ O & \cdots & \cdots & O & g_{u^{(j)}}^{n_s} \end{bmatrix}$$

50

【 0 0 3 8 】

である。

【 0 0 3 9 】

この線形回帰方程式を、最小二乗法を用いて繰り返し推定演算を行うことで、未知数を収束させて各値を取得する。この際、未知数の収束条件として、未知数の推定値の繰り返し演算での変化が予め設定した閾値以下に達した時点で、未知数の値を確定させる。

【 0 0 4 0 】

このような演算を行うことで、各搬送波信号 L_1 , L_2 やコード C_A , P_Y により変化する受信機バイアス b_u とともに、整数値バイアス N_{L_1} , N_{L_2} や受信機位置 u を推定することができる。

10

【 0 0 4 1 】

この結果、従来のように受信機バイアス b_u を受信機時計誤差 t_u に包括して丸め込むのではなく、受信機バイアス b_u を正確に算出することで、同時に、整数値バイアス N_{L_1} , N_{L_2} や受信機位置 u をより高精度に算出することができる。例えば、本願の方法を用いることにより、数 cm オーダーで受信機位置を算出することができる。

【 0 0 4 2 】

なお、上述の説明では、受信機バイアス b_u を回帰方程式に用い、GPS衛星バイアス b^p は用いなかったが、上述の式(8)~式(11)をそのまま行列表現して、回帰方程式に用いるようにしてもよい。この場合、演算処理数が増加するので、受信機位置の算出までに係る時間は長くなるが、より高精度に受信機位置を算出することができる。

20

【 0 0 4 3 】

また、上述の説明では、受信機で全ての未知数を推定したが、電離層遅延量や対流圏遅延量等の受信機位置に大きく依存しない演算要素を基地局により推定し、受信機に与えるようにしてもよい。これにより、さらに高精度に受信機バイアス b_u や受信機位置を算出することができる。

【 0 0 4 4 】

また、前述の説明では、回帰方程式に最小二乗法を適用した例を示したが、他のパラメータ推定アルゴリズムを用いても良い。

【 0 0 4 5 】

また、上述の説明では単独測位を例に示したが、上述の方法および構成は相対測位にも適用することができる。

30

【 0 0 4 6 】

また、単独測位を行う二つの受信機を近傍に設置し、これらの距離を予め測定して拘束条件として用い、前述の回帰方程式に適用することもできる。この場合、さらに高精度に受信機位置を測位することができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 4 7 】

【 図 1 】 本発明の実施形態の単独測位装置の概略構成を示すブロック図

【 図 2 】 本発明の実施形態の単独測位装置とGPS受信機とからなる単独測位システムの処理フローを示すフローチャート

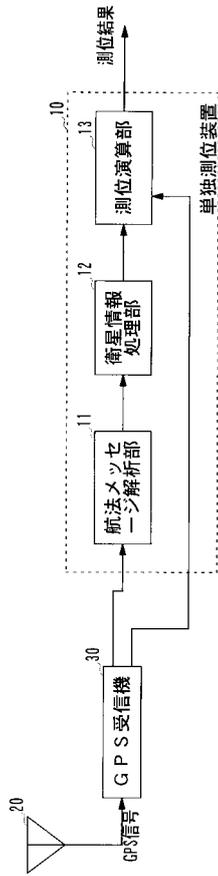
40

【 符号の説明 】

【 0 0 4 8 】

- 10 - 単独測位装置
- 11 - 航法メッセージ解析部
- 12 - 衛星情報処理部
- 13 - 測位演算部
- 20 - GPSアンテナ
- 30 - GPS受信機

【 図 1 】



【 図 2 】

