

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4623027号
(P4623027)

(45) 発行日 平成23年2月2日(2011.2.2)

(24) 登録日 平成22年11月12日(2010.11.12)

(51) Int. Cl. F I
GO 1 S 19/22 (2010.01) GO 1 S 5/14 5 3 9
GO 1 S 19/30 (2010.01) GO 1 S 5/14 5 4 8

請求項の数 11 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2007-55474 (P2007-55474)	(73) 特許権者	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(22) 出願日	平成19年3月6日(2007.3.6)	(74) 代理人	100113077 弁理士 高橋 省吾
(65) 公開番号	特開2008-216111 (P2008-216111A)	(74) 代理人	100112210 弁理士 稲葉 忠彦
(43) 公開日	平成20年9月18日(2008.9.18)	(74) 代理人	100108431 弁理士 村上 加奈子
審査請求日	平成21年1月26日(2009.1.26)	(74) 代理人	100128060 弁理士 中鶴 一隆
		(72) 発明者	永野 隆文 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 測距装置及び測位装置並びに測距方法及び測位方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

送信機から送信された信号を受信する信号受信手段と、
 前記信号受信手段で受信した前記信号を推定する信号推定手段と、
 前記信号推定手段によって推定した前記信号から前記信号の伝播遅延時間を算出する伝播遅延時間算出手段と、
 前記伝播遅延時間から前記送信機と前記信号受信手段との測距をする測距手段とを備え、
 前記信号推定手段は、前記信号受信手段で受信した前記信号に含まれる各到来信号の振幅、位相、コード遅延量を周波数領域で前記各到来信号の振幅及び位相を表す変数値の算出並びに前記各到来信号のコード遅延量の更新を繰り返すことにより最尤推定したことを特徴とする測距装置。

10

【請求項2】

信号推定手段は、信号受信手段で受信した信号に到来信号を1波含む信号として推定する場合には、相関器によって算出されたコード遅延量を前記到来信号の振幅及び位相を表す変数値の算出並びに前記到来信号のコード遅延量の更新の繰り返しの初期値として利用したことを特徴とする請求項1に記載の測距装置。

【請求項3】

信号推定手段は、信号受信手段で受信した信号に複数の到来信号を含む信号として推定する場合には、1波少ない前記到来信号を含む信号として推定した各到来信号のコード遅延量を前記各到来信号の振幅及び位相を表す変数値の算出並びに前記各到来信号の前記コー

20

ド遅延量の更新の繰り返しの初期値として利用したことを特徴とする請求項 1 に記載の測距装置。

【請求項 4】

信号推定手段は、信号受信手段で受信した信号に複数の到来信号を含む信号として推定する場合には、1 波少ない前記到来信号を含む信号として推定した各到来信号のコード遅延量をサンプリング時刻上に丸め、残りの 1 波の前記コード遅延量をサンプリング時刻上から算出し、前記各到来信号の振幅及び位相を表す変数値の算出並びに前記各到来信号の前記コード遅延量の更新の繰り返しの初期値として利用したことを特徴とする請求項 1 に記載の測距装置。

【請求項 5】

信号推定手段は、信号受信手段で受信した信号に含まれる到来信号数を 1 から増やしながらか最尤推定及び前記最尤推定の残差からの情報量規準の算出を繰り返し、前記情報量規準が増加した場合には、前記情報量規準が増加する前の前記到来信号数を前記信号受信手段で受信した前記信号に含まれる前記到来信号の数として推定し、前記推定した前記到来信号数で推定した各到来信号の振幅、位相、コード遅延量を推定結果としたことを特徴とする請求項 1 に記載の測距装置。

【請求項 6】

伝搬遅延時間算出手段は、信号推定手段で推定した各到来信号のコード遅延量から最初に到来した信号を直接波として伝播遅延時間を算出したことを特徴とする請求項 5 に記載の測距装置。

【請求項 7】

伝搬遅延時間算出手段は、信号推定手段で推定した各到来信号の振幅及びコード遅延量から信号強度が所定の閾値を越えて最初に到来した信号を直接波として伝播遅延時間を算出したことを特徴とする請求項 5 に記載の測距装置。

【請求項 8】

信号推定手段は、直接波の信号強度がマルチパス波よりも十分に大きいと想定される場合には、信号受信手段で受信した信号に含まれる到来信号の数を所定の数とし、各到来信号の振幅、位相、コード遅延量を推定し、

伝搬遅延時間算出手段は、前記信号推定手段で推定した前記各到来信号の振幅から信号強度が一番大きな前記信号を直接波として伝播遅延時間を算出したことを特徴とする請求項 1 に記載の測距装置。

【請求項 9】

信号受信手段は、少なくとも 3 個の送信機から送信された信号を受信し、請求項 1 から 8 のいずれか 1 項に記載の測距装置を用いて信号受信手段の位置を測位したことを特徴とする測位装置。

【請求項 10】

送信機から送信された信号を受信機で受信する信号受信工程と、前記信号受信工程で受信した前記信号を推定する信号推定工程と、前記信号推定工程によって推定した前記信号から前記信号の伝播遅延時間を算出する伝播遅延時間算出工程と、

前記伝播遅延時間から前記送信機と前記受信機との測距をする測距工程とを備え、前記信号推定工程は、前記信号受信工程で受信した前記信号に含まれる各到来信号の振幅、位相、コード遅延量を周波数領域で前記各到来信号の振幅及び位相を表す変数値の算出並びに前記各到来信号のコード遅延量の更新を繰り返すことにより最尤推定したことを特徴とする測距方法。

【請求項 11】

受信機は少なくとも 3 個の送信機から送信された信号を受信し、請求項 10 に記載の測距方法を用いて前記受信機の位置を測位する測位工程を備えたことを特徴とする測位方法。

【発明の詳細な説明】

10

20

30

40

50

【技術分野】

【0001】

無線局（送信機）が送信した信号の伝搬遅延時間に基づいて受信機との距離を測定する測距装置およびその測距方法に関するものである。また、当該測距装置および測距方法を用いて受信機の位置を測位する測位装置およびその測位方法に関するものである。

【背景技術】

【0002】

GPS (Global Positioning System) 衛星を用いた測位が、幅広い分野で利用されている。都心部などにおいても需要が高まっているが、マルチパスの影響が測位における大きな誤差要因の一つとなっている。これまで、マルチパス誤差を低減するために、MMT (Multipath Mitigation Technology) (特許文献1) や Narrow Correlator (非特許文献1の120ページ) が開発されてきた。

10

MMTは、直接波1波とマルチパス1波の信号モデルにおいて、最尤推定法により信号モデルのパラメータ推定を行うことにより、従来困難であった遅延距離の短いマルチパスの影響を低減できることで知られている。

【0003】

【特許文献1】米国特許番号 6370207

【非特許文献1】Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration Mohinder S. Grewal, Lawrence R. Weill, Angus P. Andrews John Wiley & Sons, Inc., 2001

20

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

MMTは、受信信号が直接波1波とマルチパス1波とからなる場合において、マルチパスの影響を低減できる。しかしながら、実際の環境において、マルチパス波の数は1波とは限らない。受信信号に複数のマルチパス波が含まれている場合には、マルチパスの影響を除去しきれない。反対にマルチパス波が含まれない場合には、直接波1波を直接波1波とマルチパス1波として推定してしまうため、誤差を生じてしまう。また、時間領域信号を対象に最尤推定を行うことは計算上の困難を伴う。そこで、この発明は少ない計算量で測距、測位をすることを目的としたものである。

30

【課題を解決するための手段】

【0005】

この発明の測距装置は、送信機から送信された信号を受信する信号受信手段と、信号受信手段で受信した信号を推定する信号推定手段と、信号推定手段によって推定した信号から信号の伝播遅延時間を算出する伝播遅延時間算出手段と、伝播遅延時間から送信機と信号受信手段との測距をする測距手段とを備え、信号推定手段は、信号受信手段で受信した信号に含まれる各到来信号の振幅、位相、コード遅延量を周波数領域で各到来信号の振幅及び位相を表す変数値の算出並びに各到来信号のコード遅延量の更新を繰り返すことにより最尤推定したことを特徴とするものである。

40

【0006】

また、この発明の測位装置は、信号受信手段は、少なくとも3個の送信機から送信された信号を受信し、前記測距装置を用いて信号受信手段の位置を測位したことを特徴とするものである。

【0007】

さらに、この発明の測距方法は、送信機から送信された信号を受信機で受信する信号受信工程と、信号受信工程で受信した信号を推定する信号推定工程と、信号推定工程によって推定した信号から信号の伝播遅延時間を算出する伝播遅延時間算出工程と、伝播遅延時間から送信機と受信機との測距をする測距工程とを備え、信号推定工程は、信号受信工程で受信した信号に含まれる各到来信号の振幅、位相、コード遅延量を周波数領域で各到来

50

信号の振幅及び位相を表す変数値の算出並びに各到来信号のコード遅延量の更新を繰り返すことにより最尤推定したことを特徴とするものである。

【 0 0 0 8 】

また、この発明の測位方法は、受信機は少なくとも3個の送信機から送信された信号を受信し、前記測距方法を用いて受信機の位置を測位する測位工程を備えたことを特徴とするものである。

【発明の効果】

【 0 0 0 9 】

この発明の測距装置は、送信機から送信された信号を受信する信号受信手段と、信号受信手段で受信した信号を推定する信号推定手段と、信号推定手段によって推定した信号から信号の伝播遅延時間を算出する伝播遅延時間算出手段と、伝播遅延時間から送信機と信号受信手段との測距をする測距手段とを備え、信号推定手段は、信号受信手段で受信した信号に含まれる各到来信号の振幅、位相、コード遅延量を周波数領域で各到来信号の振幅及び位相を表す変数値の算出並びに各到来信号のコード遅延量の更新を繰り返すことにより最尤推定したので、少ない計算量で測距することができる。

【 0 0 1 0 】

また、この発明の測距装置は、信号受信手段は、少なくとも3個の送信機から送信された信号を受信し、前記測距装置を用いて信号受信手段の位置を測位したので、少ない計算量で測位することができる。

【 0 0 1 1 】

さらに、この発明の測距方法は、送信機から送信された信号を受信機で受信する信号受信工程と、信号受信工程で受信した信号を推定する信号推定工程と、信号推定工程によって推定した信号から信号の伝播遅延時間を算出する伝播遅延時間算出工程と、伝播遅延時間から送信機と受信機との測距をする測距工程とを備え、信号推定工程は、信号受信工程で受信した信号に含まれる各到来信号の振幅、位相、コード遅延量を周波数領域で各到来信号の振幅及び位相を表す変数値の算出並びに各到来信号のコード遅延量の更新を繰り返すことにより最尤推定したので、少ない計算量で測距することができる。

【 0 0 1 2 】

また、この発明の測位方法は、受信機は少なくとも3個の送信機から送信された信号を受信し、前記測距方法を用いて受信機の位置を測位する測位工程を備えた、少ない計算量で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 】

実施の形態 1 .

図1は本発明の実施の形態1における測位および測距を行うフローチャートである。複数の送信機(例えば、人工衛星)から送信された信号を信号受信手段によって受信し(ST10)、受信した信号を信号推定手段により推定する。さらに、推定した信号から伝播遅延時間算出手段により信号の伝播遅延時間を算出する(ST14)。算出した伝播遅延時間から位置算出手段により受信機の位置を算出する(ST15)。

なお、信号推定手段は、初期値算出手段と信号モデルパラメータ推定手段と信号モデル推定手段とからなる。初期値算出手段が信号モデルのパラメータ初期値を算出し(ST11)、信号モデルパラメータ推定手段が信号モデルのパラメータを周波数領域で推定する(ST12)。信号モデル推定手段は情報量基準を利用して、信号モデルすなわち受信信号に含まれる信号の数を推定する(ST12)。信号推定手段は、信号モデル推定手段によって推定された信号モデルにおける、信号モデルパラメータ推定手段によって推定された信号モデルパラメータを伝播遅延時間算出手段に出力する(ST13)。また、信号モデル推定として妥当な推定結果が得られるまでST11、ST12を繰り返す(ST13)。

【 0 0 1 4 】

ここでは、複数の送信機から送信される信号の伝播遅延時間を用いて受信機位置を算出

10

20

30

40

50

する方法についてまとめて述べたが、受信機と1個の送信機との距離を同様の方法で個々に算出することができる。また、測位をする場合には、送信機となる人工衛星は、少なくとも3個必要となる。4個の送信機から送信された信号を受信した場合には、受信機が備える内部時計の時間のオフセットを調整することができ、正確な測位が可能となる。これに対して、3個の送信機から送信された信号を受信した場合には、例えば、受信機側で地表データを別途保有することで、正確な測位が可能となる。

【0015】

図2は本発明の実施の形態1における測位装置及び測距装置のブロック図である。実施の形態1では、GPS衛星を用いた測位において実施の形態を説明する。本発明の測位装置及び測距装置は、複数のGPS衛星から送信されるGPS信号を受信機のアンテナ1で受信する。受信した信号は、RF(Radio Frequency)モジュール2で中間周波数信号に周波数変換され、A/D変換機3において所定周期でデジタル信号としてサンプリングされる。サンプリングされた信号は、信号処理部4においてベースバンド信号に変換され、航法データが復調される。ベースバンド信号および航法データはRAM7に保存される。初期値算出手段と信号モデルパラメータ推定手段と信号モデル推定手段を備えた信号推定手段、伝播遅延時間算出手段、および位置算出手段は、プログラムとしてROM6に保存され、CPU5で実行される。

10

【0016】

サンプリング間隔Tでサンプリングされたベースバンド信号モデルを次式で表す。

$$q(j) = \sum_{p=1}^P \alpha_p e^{i\theta_p} m(jT - \tau_p) \quad (1)$$

20

【0017】

ここで、 $m(t)$ は、時間 t の関数であり、信号帯域幅に合わせて帯域制限されたC-Aコード、 P はマルチパスによる到来信号数を表す。また、各到来信号の振幅を α_p 、初期位相を θ_p 、コード遅延量を τ_p で表す。 $e^{i\theta_p}$ は各到来信号の搬送波の位相シフトに対応する複素係数を表し、 j はサンプリング時点のインデックス(j 番目)を表す。さらに、

$$= (\alpha_1, \dots, \alpha_P)^T$$

$$= (\theta_1, \dots, \theta_P)^T$$

$$= (\tau_1, \dots, \tau_P)^T$$

とする。

30

【0018】

また、 i は虚数単位である。計算を容易にするため、実際には等価な次式を用いる。

$$q(j) = \sum_{p=1}^P (a_p + ib_p) m(jT - \tau_p) \quad (2)$$

すなわち、 $\alpha_p e^{i\theta_p} = a_p + ib_p$ となるよう変数変換を行う。以降、

$$a = (a_1, \dots, a_P)^T$$

$$b = (b_1, \dots, b_P)^T$$

とする。

40

【0019】

(2)式を離散フーリエ変換した式は次式となる。

$$Q(\omega) = \sum_{p=1}^P (a_p + ib_p) M(\omega) e^{-i\omega\tau_p} \quad (3)$$

ここで、 $M(\omega)$ は、 $m(jT)$ を離散フーリエ変換したものである。

【0020】

受信したベースバンド信号を $r(j)$ 、その離散フーリエ変換を $R(\omega)$ とする。

受信したベースバンド信号は、ノイズを含むので、 $r(j) = q(j) + n(j)$ と仮定する。ここで、 $n(j)$ は複素数のホワイトノイズである。

50

【 0 0 2 1 】

時間領域信号を対象とした最尤推定においては、次式を最小とする a 、 b 、 τ を求める。

$$\Lambda = \sum_j |r(j) - q(j)|^2 \quad (4)$$

ここで、最尤推定とは、尤度を手持ちの観測データのもとで、あるパラメータ値が得られる確率とみなして（つまり尤度が未知パラメータの関数とみなして）、尤度を最大化するようなパラメータ値を探索する推定方法をいう。ここでは、 $r(j) - q(j)$ を複素数のホワイトノイズとして、その生起確率を尤度として、受信信号に対する信号モデルパラメータ a 、 b 、 τ を推定する。

10

【 0 0 2 2 】

しかしながら、(4)式において、コード遅延量 τ を kT (k は整数) ではない値として求めることは、 $m(jT - \tau)$ の算出に計算量を要する。また、 τ を kT として(4)式の最小化を行う場合、計算誤差が生じるとともに、各到来信号の τ の組み合わせを探索しようとする、到来信号数 P が大きくなると計算量の爆発を招く。 τ を kT に丸める処理を入れて非線形最小化手法を用いようとしても、計算の不安定性を招く可能性がある。

【 0 0 2 3 】

そこで、本発明における信号モデルパラメータ推定手段では、上記問題を解決するため、受信信号に対する信号モデルパラメータの推定を周波数領域での最尤推定により行う。すなわち、次式を最小化する。

20

$$\Lambda' = \sum_{\omega} |R(\omega) - Q(\omega)|^2 \quad (5)$$

ここで、標本数を N とすると $N = \frac{1}{\Delta\omega}$ となる。

(5)式を展開すると、次式となる。

$$\Lambda' = \sum_{\omega} |R(\omega)|^2 - 2 \sum_{\omega} \text{Re} \left[R(\omega) M^*(\omega) \sum_{p=1}^P (a_p - ib_p) e^{i\omega\tau_p} \right] + \sum_{p=1}^P (a_p^2 + b_p^2) \sum_{\omega} |M(\omega)|^2 \quad (6)$$

ここで、 $\text{Re}[\cdot]$ は \cdot の実部を、 $M^*(\cdot)$ は $M(\cdot)$ の共役複素数を表す。

30

【 0 0 2 4 】

(6)式を最小化するため、(7)、(8)、(9)式を充たす a 、 b 、 τ を求める。

$$\frac{\partial \Lambda'}{\partial a_k} = 0 \quad (7)$$

$$\frac{\partial \Lambda'}{\partial b_k} = 0 \quad (8)$$

$$\frac{\partial \Lambda'}{\partial \tau_k} = 0 \quad (9)$$

40

なお、(7)式~(9)式において、 k は $1 \sim P$ までの値をとる。

【 0 0 2 5 】

(7)、(8)、(9)式から、それぞれ(10)、(11)、(12)式が導かれる。

。

$$a_k \sum_{\omega} |M(\omega)|^2 + \sum_{\omega} |M(\omega)|^2 \sum_{p \neq k} (a_p \cos(\omega(\tau_p - \tau_k)) + b_p \sin(\omega(\tau_p - \tau_k))) = \operatorname{Re} \left[\sum_{\omega} R(\omega) M^*(\omega) e^{i\omega\tau_k} \right] \quad (10)$$

$$b_k \sum_{\omega} |M(\omega)|^2 + \sum_{\omega} |M(\omega)|^2 \sum_{p \neq k} (a_p \sin(\omega(\tau_p - \tau_k)) - b_p \cos(\omega(\tau_p - \tau_k))) = \operatorname{Im} \left[\sum_{\omega} R(\omega) M^*(\omega) e^{i\omega\tau_k} \right] \quad (11)$$

$$\sum_{\omega} \operatorname{Im} \left[R(\omega) M^*(\omega) \omega e^{i\omega\tau_k} (a_k - ib_k) \right] - \sum_{\omega} |M(\omega)|^2 \operatorname{Im} \left[(a_k - ib_k) \omega \sum_{p \neq k} (a_p + ib_p) e^{-i\omega(\tau_p - \tau_k)} \right] = 0 \quad (12)$$

ここで、 $\operatorname{Im}[\cdot]$ は \cdot の虚部を表す。

10

【0026】

(10) 式および (11) 式は、 a_k 、 b_k に関して線形式となっているため、 τ_k の値が決まれば、連立一次方程式を解くことにより a 、 b を算出することができる。そのため、本発明では、図3のフローチャートのように、信号モデルパラメータを最尤推定する。

まず、 τ_k ($k = 1, \dots, P$) の初期値を設定する (ST20)。次に、連立一次方程式を解くことにより a_k 、 b_k ($k = 1, \dots, P$) を算出する (ST21)。 τ_k の更新を行う (ST22)。更新された τ_k が収束したかの収束判定を行う (ST23)。 τ_k が収束するまで ST21 と ST22 を繰り返す。 τ_k が収束した時点での a_k 、 b_k を算出する (ST24)。

【0027】

20

の更新には、 a 、 b を定数として、Newton法と同様の方法を用いる。

具体的には、まず (12) 式を、 $f_k(\tau)$ と置く。 $f_k(\tau)$ を τ_k 、 τ_l で偏微分するとそれぞれ次式となる (k, l は $1 \sim P$ までの値)。

$$\frac{\partial f_k(\tau)}{\partial \tau_k} = \sum_{\omega} \operatorname{Re} \left[R(\omega) M^*(\omega) \omega^2 e^{i\omega\tau_k} (a_k - ib_k) \right] - \sum_{\omega} |M(\omega)|^2 \operatorname{Re} \left[(a_k - ib_k) \omega^2 \sum_{p \neq k} (a_p + ib_p) e^{-i\omega(\tau_p - \tau_k)} \right] \quad (13)$$

$$\frac{\partial f_k(\tau)}{\partial \tau_l} = \sum_{\omega} |M(\omega)|^2 \operatorname{Re} \left[(a_k - ib_k) \omega^2 (a_l + ib_l) e^{-i\omega(\tau_l - \tau_k)} \right] \quad (14)$$

【0028】

$f(\tau) = (f_1(\tau), \dots, f_P(\tau))^T$ とすると、その Jacobian 行列は次式となる。

30

$$J(\tau) = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1(\tau)}{\partial \tau_1} & \dots & \frac{\partial f_1(\tau)}{\partial \tau_P} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_P(\tau)}{\partial \tau_1} & \dots & \frac{\partial f_P(\tau)}{\partial \tau_P} \end{pmatrix} \quad (15)$$

【0029】

の更新値を、 $\tau^{(new)}$ とすると、 $\tau^{(new)}$ は次式で算出される (ST22)。

$$\tau^{(new)} = \tau - J(\tau)^{-1} f(\tau) \quad (16)$$

すべての τ_k の変化量が所定の閾値以下となった場合に、 τ_k が収束したと判定することができる (ST23)。

40

【0030】

次に、初期値算出手段における τ_k の初期値の算出方法を説明する。 $P = 1$ の場合は、通常の GPS 受信機において利用されている相関器によって算出された、コード遅延量を利用することができる。 $P > 1$ の場合は、 $P - 1$ の際に算出したコード遅延量 $\tau_1, \dots, \tau_{P-1}$ を利用する。まず、 $\tau_1, \dots, \tau_{P-1}$ をサンプリング時刻 jT 上に丸める。複数の τ_p が同一のサンプリング時刻に丸められた場合は、次のサンプリング時刻に割り当てるようにする。よって、すべての τ_p が $\tau_p = \tau_{p+1}$ とならないようにする。次に、 $\tau_1, \dots, \tau_{P-1}$ を定数とし、 $\tau_1, \dots, \tau_{P-1}$ と異なるサンプリング時刻 jT 上から、(6) 式の値が最小となる τ_p を探索する。こうすることにより、 $r(jT)$ と $m(jT)$ 相関関数および $m(jT)$ の自己相関関数を利用して高速に (6) 式を評価することがで

50

きるため、コード遅延量の初期値を高速に算出できる。また、局所解に陥ることなく、信号モデルパラメータの最尤推定を高速に実行することができる。初期値の算出方法においては、受信したベースバンド信号 $r(j)$ と C-Aコード $m(jT)$ とを高分解能化して利用しても良い。

【0031】

初期値算出手段と信号モデルパラメータ推定手段を以上のように構成することにより、受信信号に複数の信号が含まれている場合に、到来信号数を n 波として推定する場合には、 $(n-1)$ 波の場合での推定結果を利用することができる。また、到来信号数を n 波として推定する場合に、 $(n-1)$ 波の場合での推定結果を利用する際、各信号の到来時刻初期値を離散時点上から算出することができる。

10

【0032】

信号モデル推定手段を説明する。本発明の信号モデル推定手段は、情報量基準を利用して、信号モデルすなわち信号の数を推定する。なお、情報量基準とは、モデルの将来の値の分布を予測するための基準であり、真の分布の標本分布に関するエントロピーを最大にする（最大の情報量を得る）ために、モデルのパラメータ自由度を決定する手法である。

【0033】

ここでは、BIC（ベイズ情報量規準）を用いて説明する。BICにおいては、次式を最小とするモデルを良いモデルとする。

$$BIC = -2\log(\Theta) + s \log(N) \quad (17)$$

20

ここで、 Θ は最大尤度、 N は標本数、 s は独立変数の数を表す。

【0034】

(1) 式の信号の数が P のモデルにおいては、(17) 式は次式となる。

$$BIC(P) = 2N(1 + \log(\pi\sigma^2)) + 3P \log(N) \quad (18)$$

ここで、 σ^2 は、最小化した(5)式の値を N の二乗で除算し、平方根をとることにより算出される残差の標準偏差である。(18)式の右辺第一項は、 σ^2 を複素数のホワイトノイズに関する標準偏差として用いて、複素数のホワイトノイズの生起確率を算出し、その値を最大尤度 σ^2 とすることにより算出される。(18)式の右辺第二項は、(1)式の信号モデルにおいて、信号1波に対して、独立変数が k_1, k_2, k_3 の3つ含まれることから導出される。

30

信号モデル推定手段は、初期値算出手段と信号モデルパラメータ推定手段を $P=1$ から順に繰り返し、 $BIC(P) < BIC(P+1)$ となる P を受信したベースバンド信号 $r(j)$ に含まれる信号の数（信号モデル）とする。

【0035】

情報量基準を利用して受信信号に含まれる信号の数を推定する信号モデル推定手段を備えることで、適切な信号数の信号モデルで、信号モデルパラメータを推定することによって、信号モデルパラメータを正確に推定することができる。

【0036】

伝播遅延時間算出手段は、信号推定手段によって推定された信号モデルにおける、信号モデルパラメータ推定手段によって推定された信号モデルパラメータとRAM7に保存された航法データを使って直接波の伝播遅延時間を算出する。ここでは、推定した信号モデルにおいて、推定された信号モデルパラメータから、最初に到来した信号か、あるいは信号強度が所定の閾値を越えた最初の到来信号を直接波として伝播遅延時間を算出する。

40

位置算出手段は、複数のGPS衛星からの信号の伝播遅延時間と、RAM7に保存された航法データを用いて、通常のGPS受信機と同様に受信機位置を算出する。

【0037】

このように、送信機から送信された信号を受信する信号受信手段と、信号受信手段で受信した信号を推定する信号推定手段と、信号推定手段によって推定した信号から信号の伝播遅延時間を算出する伝播遅延時間算出手段と、伝播遅延時間算出手段によって算出した

50

伝播遅延時間から受信機の位置を算出する位置算出手段とを備え、信号推定手段は信号モデルのパラメータ初期値を算出する初期値算出手段と、初期値算出手段によって算出された初期値を利用して、信号モデルのパラメータを周波数領域で推定する信号モデルパラメータ推定手段で、受信信号に対する信号モデルパラメータの最尤推定を周波数領域で行うことによって、複数のマルチパス波を含む受信信号から少ない計算量で信号モデルパラメータを推定することができる。

【0038】

また、信号モデルパラメータ推定手段において、受信信号に対する信号モデルパラメータの最尤推定を1波少ないマルチパス波を含む信号として推定した結果を利用して周波数領域で行う。さらに、初期値算出手段においては、1波少ないマルチパス波を含む信号として推定した結果を利用して、受信信号に含まれる各信号の到来時刻初期値を離散時点上から算出することによって、受信信号に対する信号モデルパラメータを少ない計算量で安定して推定することができる。

10

【0039】

さらに、信号モデル推定手段において、情報量基準を利用して信号モデル、すなわち受信信号に含まれる信号の数を推定する。また、推定した信号モデルにおいて、推定された信号モデルパラメータから最初に到来した信号を直接波として、直接波の伝播遅延時間を算出することができる。よって、適切な信号数の信号モデルで推定した信号モデルパラメータを利用することにより、伝播遅延時間を正確に算出することができる。

20

【0040】

また、推定した信号モデルにおいて、推定された信号モデルパラメータから信号強度が所定の閾値を越えた最初の到来信号を直接波として伝播遅延時間を算出する。これによって、直接波よりも早く到来した信号として誤って推定された信号が含まれている場合においても、直接波の伝播遅延時間を正確に算出することができる。

【0041】

本発明の実施の形態1における直接波の伝播遅延時間推定のシミュレーション結果を図4に示す。信号には、信号強度 - 129 dBmの直接波1波と信号強度 - 135 dBmのマルチパス波が1波含まれている。信号帯域幅は4.092 MHz、直接波とマルチパス波の相対位相差は0°としている。図の横軸は直接波に対するマルチパス波の相対遅延を表し、縦軸は推定誤差を2乗平均平方根誤差であるRMSE (Root Mean Square Error) で表している。本発明によるシミュレーション結果は、四角のマークで示されている。図には、不偏推定量の分散の下限であるCramer-Raoの下限から算出した、推定誤差の下限も図示している。2波の信号として推定した場合における推定誤差の下限を実線で、本来2波の信号を1波として推定した場合における推定誤差の下限を点破線で示している。本発明の結果は、ほぼ推定誤差の下限を達成していることが分かる。

30

【0042】

次に、本発明の実施の形態1における、実測データに対する第1到来波と第2到来波のコード遅延推定量のグラフを図5に示す。また、第1到来波と第2到来波の位相差推定量のグラフを図6に示す。図5および図6の横軸は時間、図5の縦軸はコード遅延量、図6の縦軸は位相差である。図5では、第1到来波のコード遅延推定量における1次成分は消去し、第1到来波の平均コード遅延量を0としている。図5から、およそ50m遅延したマルチパス波を識別できていることが分かるが、これは計測条件から妥当な値となっている。また、図6から、衛星の移動に伴い、遅延量が次第に変化していることも確認できる。

40

【0043】

実施の形態2 .

実施の形態2は、実施の形態1に比べ、信号モデル推定手段と伝播遅延時間算出手段とが異なる。

直接波の信号強度がマルチパス波よりも十分に大きいと想定される場合には、信号モデ

50

ル推定手段が所定の信号数の信号モデルを選択し、伝播遅延時間算出手段が、その信号モデルにおける、信号モデルパラメータ推定手段が推定した信号の中で、信号強度が一番大きな信号を直接波として、伝播遅延時間を算出する。これによって、受信機位置を更に正確に算出することができる。実施の形態2は、信号帯域幅が狭く、推定できる信号の数が少ない場合においても好適である。特に、直接波の信号強度がマルチパス波よりも十分大きい場合に、直接波に対する相対遅延時間が小さいマルチパス波が含まれている場合に有効である。

【0044】

本発明の実施の形態2における直接波の伝播遅延時間推定のシミュレーション結果を図7に示す。信号には、信号強度 - 129 dBmの直接波1波と信号強度 - 135 dBmのマルチパス波が1波含まれている。信号帯域幅2.046 MHz、直接波とマルチパス波の相対位相差は0°としている。図の横軸は直接波に対するマルチパス波の相対遅延を表し、縦軸は推定誤差をRMSEで表している。実施の形態1によるシミュレーション結果を四角のマーカで、実施の形態2によるシミュレーション結果を点のマーカで示している。図には、不偏推定量の分散の下限であるCramer-Raoの下限から算出した、推定誤差の下限も図示している。2波の信号として推定した場合における推定誤差の下限を実線で、本来2波の信号を1波として推定した場合における推定誤差の下限を点破線で示している。実施の形態2の結果は、実施の形態1の結果よりも推定誤差が小さく優れていることが分かる。なお、不偏推定量の分散の下限であるCramer-Raoの下限から算出した推定誤差の下限よりも、実施の形態2の結果が優れているのは、実施の形態2の推定量が不偏推定量ではない(推定量に偏りがある)からである。

【図面の簡単な説明】

【0045】

【図1】本発明の実施の形態1における測位および測距を行うフローチャートである。

【図2】本発明の実施の形態1における測位装置および測距装置のブロック図である。

【図3】本発明の実施の形態1における最尤推定のフローチャートである。

【図4】本発明の実施の形態1における伝播遅延時間推定のシミュレーション結果を表す図である。

【図5】本発明の実施の形態1における実測データに対する第1到来波と第2到来波のコード遅延推定量の図である。

【図6】本発明の実施の形態1における実測データに対する第1到来波と第2到来波の位相差推定量の図である。

【図7】本発明の実施の形態2における伝播遅延時間推定のシミュレーション結果を表す図である。

【符号の説明】

【0046】

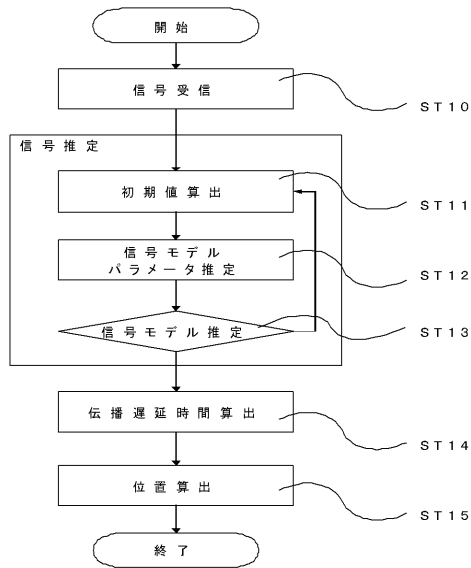
1 アンテナ、2 RFモジュール、3 A/D変換機、4 信号処理部、5 CPU、6 ROM、7 RAM。

10

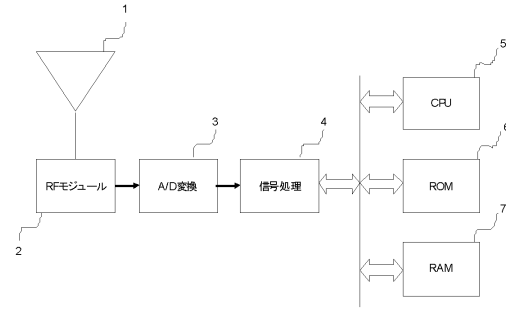
20

30

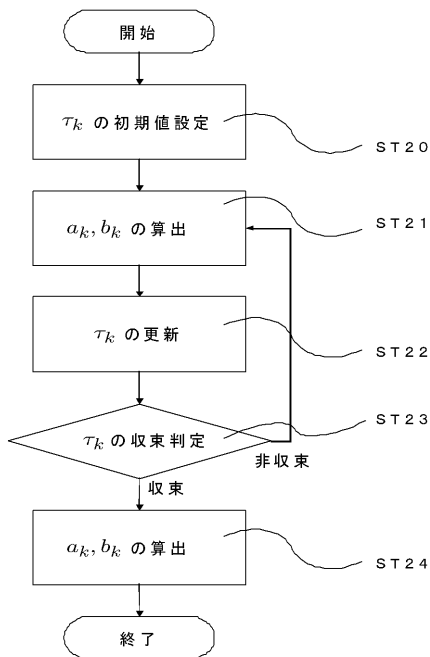
【図1】



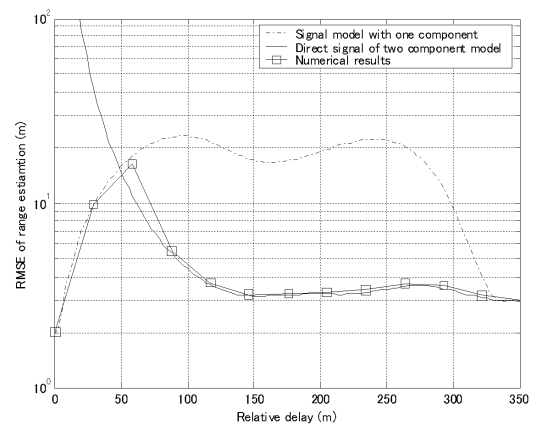
【図2】



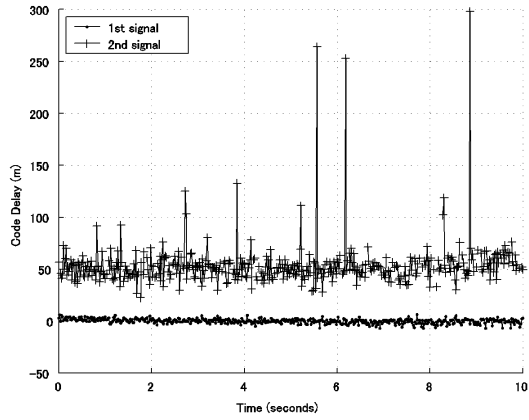
【図3】



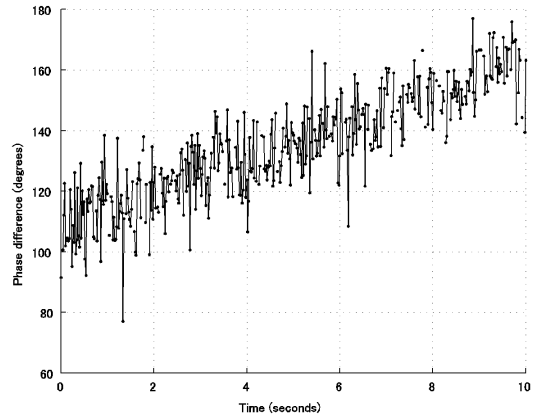
【図4】



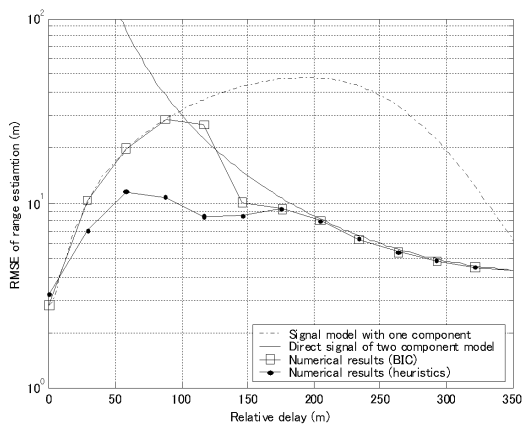
【 図 5 】



【 図 6 】



【 図 7 】



フロントページの続き

(72)発明者 岩本 貴司

東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

審査官 山下 雅人

- (56)参考文献 特開2000-286764(JP,A)
特表2002-501323(JP,A)
特開2008-216112(JP,A)
特開2008-219571(JP,A)
国際公開第2007/007408(WO,A1)
特開2003-337594(JP,A)
特開2006-98485(JP,A)

赤池 正巳, 周波数領域における伝搬遅延歪の非線形等化最尤スペクトラム推定法: MLSpE: Most Likelihood Spectrum Estimation, 電子情報通信学会技術研究報告. RCS, 無線通信システム, 日本, 社団法人電子情報通信学会, 1998年10月22日, Vol.98 No.358, 19-24

赤池 正巳, トレーニングシンボルによる伝搬路伝達関数の同定法(多波干渉の場合), 電子情報通信学会技術研究報告. RCS, 無線通信システム, 日本, 社団法人電子情報通信学会, 1998年6月29日, Vol.98 No.159, 9-16

Hurd, W.J.; Statman, J.I.; Vilnrotter, V.A.; , High Dynamic GPS Receiver Using Maximum Likelihood Estimation and Frequency Tracking, Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 米国, IEEE, 1987年7月, AES-23 Issue:4, 425 - 437

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 1/00 - 19/55
H04J13/00 - 13/02
H04B 1/10
H04B 7/005
H04B 7/26