

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第5539990号
(P5539990)

(45) 発行日 平成26年7月2日(2014.7.2)

(24) 登録日 平成26年5月9日(2014.5.9)

(51) Int.Cl.
GO 1 S 19/44 (2010.01)

F I
GO 1 S 19/44

請求項の数 11 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2011-527349 (P2011-527349)	(73) 特許権者	507233361
(86) (22) 出願日	平成21年9月21日 (2009.9.21)		セントル・ナショナル・デチュード・スパ
(65) 公表番号	特表2012-503191 (P2012-503191A)		シアル
(43) 公表日	平成24年2月2日 (2012.2.2)		フランス国, エフー75039 パリ・セ
(86) 国際出願番号	PCT/EP2009/062217		デオ1、プラス モーリス・クエンタン
(87) 国際公開番号	W02010/034694		2
(87) 国際公開日	平成22年4月1日 (2010.4.1)	(74) 代理人	100075177
審査請求日	平成23年10月13日 (2011.10.13)		弁理士 小野 尚純
(31) 優先権主張番号	0856378	(74) 代理人	100113217
(32) 優先日	平成20年9月23日 (2008.9.23)		弁理士 奥貫 佐知子
(33) 優先権主張国	フランス (FR)	(72) 発明者	メルシエ, フラビアン
			フランス国 エフー31320 オーズヴ
			イル, シェマン ドエコール 19

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ワイドレーンの組み合わせを使用する無線ナビゲーション信号の処理

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

各衛星が第1周波数で少なくとも1つの第1無線ナビゲーション信号を一斉送信し、第1周波数と異なる第2周波数で第2無線ナビゲーション信号を一斉送信する、衛星のグループから発信された無線ナビゲーション信号を処理するための方法であって、受信機のレベルにおいて、

a) 前記グループの各衛星に対し、前記第1信号および前記第2信号を受信する行為と、

b) 前記グループの各衛星に対し、受信した前記第1信号および前記第2信号のコードおよび位相の非差分測定を実行する行為(10)とを備え、前記第1信号の位相の前記測定値と前記第2信号の位相の前記測定の各々は、前記第1信号および第2信号の位相測定値の組み合わせがアプリオリな未知の第1ワイドレーンの整数のアンビギュイティも有するように、アプリオリな未知の整数のアンビギュイティを有し、

c) 衛星の前記グループ(12、13、14)のうちの衛星に関連する基準システムから受信したワイドレーンのバイアスを使用することにより、衛星の前記グループに対し、コヒーレントな態様で前記第1ワイドレーンのアンビギュイティを決定する行為とを備える、無線ナビゲーション信号を処理するための方法において、

d) 受信した前記第1信号および第2信号のコードおよび位相の前記測定値だけでなく、衛星の前記グループにおいて、コヒーレントな態様で決定される前記第1ワイドレーンのアンビギュイティの測定値によっても、前記受信機の位置を固定する行為(18)を特

10

20

徴とし、

前記受信機の位置を固定する前記行為は、前記衛星のグループのうちの各衛星に対し、ワイドレーンなアンビギュイティによって補償される前記第 1 および第 2 信号のコードの前記測定値の電離層のない状態での組み合わせ、および前記第 1 および第 2 信号の位相測定値の差により、疑似的距離を決定すること (1 6) を含み、前記組み合わせはノイズに関して最適化にされ、前記疑似的距離の決定は、前記電離層のない状態での組み合わせに関連する、基準システムから受信される衛星のクロック値にも依存する、無線ナビゲーション信号を処理するための方法。

【請求項 2】

前記衛星のグループでコヒーレントな態様で、前記第 1 ワイドレーンのアンビギュイティを決定する行為は、

基準システムから前記衛星のグループのうちの前記衛星に関連するワイドレーンバイアスを受信する行為 (1 3) と、

前記衛星のグループのうちの各衛星に対し、式

【数 1】

$$\hat{N}_w = \left(\frac{P_2 - 2\gamma\hat{e}}{\lambda_2} - L_2 \right) - \left(\frac{P_1 - 2\hat{e}}{\lambda_1} - L_1 \right)$$

ここで、 \hat{N}_w は、前記第 1 ワイドレーンのアンビギュイティの前記推定値を示し、

P_1 および P_2 は、それぞれ前記第 1 信号および前記第 2 信号のコードの測定値を示し、

L_1 および L_2 は、前記第 1 信号および前記第 2 信号の位相測定値を示し、

前記 λ_1 および λ_2 は、それぞれ前記第 1 信号および第 2 信号の波長を示し、

は、

$$\gamma = \frac{\lambda_2^2}{\lambda_1^2},$$

であり、 \hat{e} は、前記第 1 信号に対して考慮すべき電離層遅延の推定値を示す。

前記衛星グループのうちの各衛星に対し、前記第 1 のワイドレーンのアンビギュイティに対する推定値を計算する行為、式

【数 2】

$$N_w = \hat{N}_w - d + \mu_{sat} - \mu_{rec}$$

ここで、 N_w は、前記第 1 ワイドレーンのアンビギュイティを示し、

d は、地理的補正項を示し、

μ_{sat} は、それぞれの衛星に関連するワイドレーンのバイアスを示し

μ_{rec} は、前記すべての第 1 ワイドレーンのアンビギュイティに共通する、前記受信機に関連する前記ワイドレーンのバイアスを示す) により、前記第 1 ワイドレーンのアンビギュイティに対するモデルを確立する行為と、

前記衛星のグループ (1 4) に対する前記モデルに一致する、前記第 1 ワイドレーンのアンビギュイティの整数値の一組を識別する行為とを含む、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記第 1 ワイドレーンのアンビギュイティのモデルからの、衛星間の単純な差を助けにして、前記整数値の識別 (1 4) を実行する、請求項 2 に記載の方法

【請求項 4】

前記第 1 周波数および前記第 2 周波数を、周波数 L 1、L 2、L 5 および E 6 から選択する、選択する 1 ~ 3 のうちのいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 5】

前記グループのうちの各衛星は、前記第 1 周波数および前記第 2 周波数と異なる第 3 周波数で第 3 無線ナビゲーション信号を一斉送信し、

前記グループのうちの各衛星に対し、前記第 3 信号も受信し

前記グループのうちの各衛星に対し、受信した前記第 3 信号のコードおよび位相の非差分測定を実行し、前記第 3 信号の位相の前記測定値は、アプリアリな未知の整数のアンビギュイティを有するので、前記第 1 信号および前記第 3 信号の位相の前記測定値の前記ワイドレーンな組み合わせは、アプリアリな未知の第 2 ワイドレーンの整数のアンビギュイティを有し、

10

前記衛星のグループでコヒーレントな態様で、前記第 2 ワイドレーンのアンビギュイティを決定し、

前記第 3 信号のコードおよび位相測定値だけでなく、前記衛星のグループにてコヒーレントな態様で決定された前記第 2 ワイドレーンのアンビギュイティも助けにして、前記受信機の位置を固定する行為を実行する、請求項 1 ~ 4 のうちのいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 6】

前記衛星グループでのコヒーレントな態様で前記第 2 ワイドレーンのアンビギュイティを決定することは、前記衛星グループでのコヒーレントな態様で前記第 1 ワイドレーンのアンビギュイティを決定することに類似する態様で実行する、請求項 5 に記載の方法

20

【請求項 7】

前記第 3 周波数を、前記周波数 L 1、L 2、L 5 および E 6 から選択する、請求項 5 または 6 に記載の方法。

【請求項 8】

前記コードの非差分測定値のうちの、少なくとも 1 つは、0.5 m 未満のノイズを有する、請求項 1 ~ 7 のうちのいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 9】

コードの非差分測定値の各々は、0.5 m より大きいノイズを有する、請求項 5 ~ 7 のうちのいずれか 1 項に記載の方法。

30

【請求項 10】

請求項 1 ~ 9 のうちのいずれか 1 項に記載の方法を実行するための手段を特徴とする、GNSS 受信機。

【請求項 11】

前記受信機のうちのメモリに記憶されたプログラムを含む前記方法を実行するための前記手段は、前記受信機内で前記プログラムを実行するときに前記方法に従い前記受信機を作動させるように設定されている、請求項 10 に記載の GNSS 受信機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

40

本発明は、衛星による無線ナビゲーションシステムまたは測位の技術分野に関し、特に、かかるシステムの衛星によって送信される、無線ナビゲーション信号を処理する方法に関する。

【背景技術】

【0002】

衛星測位システム、例えば GPS (全地球測位システム)、ガリレオ、GLONASS、QZSS、コンパス、IRNSS およびその他のシステムは、「スペクトル拡散変調」と称される変調された無線ナビゲーション信号を使用する。これら信号は、周期的に繰り返される数値シーケンスから形成された疑似ランダムコードを搬送する。この数値シーケンスの基本的機能は、符号分割マルチアクセス (CDMA) を可能にし、衛星によって送

50

信される信号伝搬時間の測定値を供給することにある。付随的に、これら無線ナビゲーション信号は、ペイロードも搬送できる。

【0003】

無線ナビゲーション信号は、中心（キャリア）周波数を変調することによって形成される。GPSの場合、無線ナビゲーション信号は、1575.42MHzを中心とする周波数バンドL1および1227.6MHzを中心とする周波数バンドL2内で送信される。GPSが更新されるときには、1176.45MHzを中心とするバンドL5が追加される。ガリレオコンステレーションの衛星は、バンドE2-L1-E1（中間バンドL1の一部はGPSの一部と同じである）、バンドE5a（このバンドは、ガリレオの用語によれば、GPS向けのバンドL5を示す）、バンドE5b（1207.14MHzを中心とする）およびバンドE6（1278.75MHzを中心とする）内で送信を行う。

10

【0004】

受信機によって実行できる基本測定は、コード測定と搬送波の位相測定を含む。当然ながら、これら基本測定を互いに組み合わせることもできる。コード測定は一般に1メートルの精度であるが、他方、位相測定は数ミリメートルの精度である。しかしながら、位相測定には衛星による送信と受信機による受信との間の搬送波の位相差の端数部分しか提供できないという欠点がある。従って、位相測定は衛星と受信機との間の全サイクルの数が当初未知であるという点で、アンビグユー（曖昧）である。位相測定の精度を活かすことができるようにするには、受信機は、これら位相測定における固有のアンビグイティ（曖昧性）を解決しなければならない。

20

【0005】

位相のアンビグイティは、衛星および/または受信機との間の位相測定値を差分（1回差分または2回差分）することによって通常解かれる。この差分技術は、複数の測定値に共通する誤差の（モデル化されていない）原因を解消でき、全情報を明らかにし、この情報はこれを考慮すると、性能を更に改善できる。しかしながら、この全情報は、位相の1つまたは複数の基本的アンビグイティからの差から成るが、一般的には位相の基本的アンビグイティを追跡できるようにするものではない。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

本発明の目的は、GNSS受信機（無線位置測定に関して全地球をカバーする、衛星ナビゲーションシステムを記述するために、本書で使用するGlobal Navigation Satellite Systemの略語）の助けにより、測位解の精度を高めることができる、無線ナビゲーション信号を処理するための方法を提案することにある。

30

【課題を解決するための手段】

【0007】

以下の記載では、衛星の1グループ（例えば、受信機の地理的位置から見ることで無線ナビゲーション衛星のコンステレーションのうちの複数の衛星、またはそれらの一部）を想定し、これら衛星の各々が異なる2つの周波数バンドで少なくとも2つの無線ナビゲーション信号を送信するものとする。従って、各衛星は、第1周波数で少なくとも1つの第1無線ナビゲーション信号を一斉送信し、第1周波数と異なる第2周波数で第2無線ナビゲーション信号を一斉送信する。地理的位置を固定しなければならない受信機は、当該グループのうちの各衛星からの第1信号および第2信号を受信し、このグループのうちの各衛星に対するこれら信号のコードおよび位相の非差分測定も実行する。ここで「非差分測定」なる用語は、この文脈において衛星間でも更に受信機間でも差分されない基本測定を記述するために使用される用語であると区別して理解すべきである。位相測定値の各々は、アプリオリに未知である整数のアンビグイティを有することは周知である。それ故に、各衛星に対し、第1信号の位相測定値と第2信号の位相測定値とのワイドレーンの組み合わせも、アプリオリに未知である整数のアンビグイティを有する。このアンビグイティを、第1周波数と第2周波数の差の周波数サイクルで表記でき、以下、第1ワ

40

50

イドレーンのアンビギュイティと称する（衛星が無線ナビゲーション信号を送信する3つ以上の周波数バンドがあるときに生じる1つまたは複数の他の可能なワイドレーンのアンビギュイティと、この第1ワイドレーンのアンビギュイティとを区別するために）。当該グループのうちの各衛星に対し、この衛星に関連する第1ワイドレーンのアンビギュイティがあることも理解すべきである。

【0008】

本発明によれば、無線ナビゲーション信号を処理する方法は、衛星のグループに対し、コヒーレントな態様で第1ワイドレーンのアンビギュイティを決定するステップを更に含む。このステップでは、自分の位置を固定しなければならない受信機は、衛星のグループのうちの衛星に関連する基準システムから受信したワイドレーンバイアスを使用する。この方法は、受信した第1信号および第2信号のコードおよび位相測定値だけでなく、コヒーレントな態様で決定された第1ワイドレーンのアンビギュイティの組からの測定値を助けとして、受信機の位置を固定する次のステップも含む。受信機の位置を固定する行為は、グループのうちの各衛星に対し、ノイズに関して最適にされた電離層のない状態での組み合わせ、ワイドレーンのアンビギュイティによって補償された第1および第2信号のコードの測定値、および位相測定値の差によって、疑似的距離を決定することを含む。更に、疑似的距離を決定することは、電離層のない状態での組み合わせに関連する基準システムから受信した衛星クロック値に依存する。基準システムが必要なレートで、最適な組み合わせに関連する衛星クロック値を受信機に送信できるように、基準システムのレベルで係数が必要であることを知っている基準システムの側から、組み合わせの異なる項の係数が既知であるという点で、電離層のない状態での組み合わせを決定する。最適な組み合わせの係数は、予め受信機と基準システムとの間で同意してもよいし、またはすべての衛星のグループに対して1回固定してもよい。これら係数の数値は無線ナビゲーション信号ノイズの特性に応じて選択することが好ましい。

【0009】

本発明に係わる方法は、基本的アンビギュイティの一部を識別するための複雑なネットワークソリューションを解決できるようにするものと理解できよう。コヒーレントな整数のワイドレーンのアンビギュイティの組を知ることにより、各周波数でのコードの2つの測定値の他に、受信機のレベルで、アンビギュイティでない新しい観測値（すなわちワイドレーンのアンビギュイティによって補償された位相測定値間の差）を利用できるようになる。これら3つの観測値の組み合わせを分析すると、コードの測定値しか使用しない組み合わせよりも低いノイズで、電離層効果を補正した（すなわち電離層のない状態での）疑似距離を与える組み合わせを定めることが可能となることが分かる。更にこの組み合わせは、位相測定値に基づくので、マルチパスの影響をあまり受けない。

【0010】

この方法は、例えばガリレオの場合のように、より多数の周波数を有するシステムにも一般化できる。3周波数システムでは、2つのワイドレーンの組み合わせをブロックできるので、全く異なるノイズ特性および電離層の寄与分を有する5つの独立した観測値（すなわちワイドレーンの2つの組み合わせと、コードの3つの測定値）が可能となる。3周波数の場合、当該グループのうちの各衛星は、第1周波数および第2周波数と異なる第3周波数で第3無線ナビゲーション信号を一斉送信する。従って、この方法はオプションとしてグループの各衛星に対し、受信機のレベルにおいて第3信号の受信だけでなく、受信した第3信号のコードおよび位相の非差分測定を実行する手段もオプションとして含む。第3信号の位相測定値は、アプリオリに未知の整数のアンビギュイティも有するので、第1信号の位相測定値と第3信号の位相測定値のワイドレーンの組み合わせは、アプリオリに未知の第2ワイドレーンの整数のアンビギュイティを有する。（注）第2信号および第3信号の位相測定値のワイドレーンの組み合わせも、アプリオリに未知のワイドレーンの整数のアンビギュイティを有するが、このケースは、別個の説明を保証するものではない。その理由は、第1信号の表示と第2信号の表示を反転すれば十分であるからである。次に、受信機の位置を固定する行為が第3信号のコードおよび位相測定値だけでなく、衛星

10

20

30

40

50

のグループに対してコヒーレントな態様で決定された第2ワイドレーンのアンビギュイティにも基づくように、受信機は、衛星のグループに対するコヒーレントな第2のワイドレーンのアンビギュイティの一組を決定する。

【0011】

上記のように、衛星のグループでコヒーレントな態様で第1および/または第2ワイドレーンのアンビギュイティを決定することは、基準システム（例えば地理的に固定された基準受信機のネットワーク）により、衛星に関連したワイドレーンのバイアスを受信することを含む。

【0012】

受信機は下記の式によって衛星のグループの各衛星に対する第1のワイドレーンのアンビギュイティに対する予測された値を有利に計算する。

10

【数1】

$$\hat{N}_w = \left(\frac{P_2 - 2\gamma\hat{e}}{\lambda_2} - L_2 \right) - \left(\frac{P_1 - 2\hat{e}}{\lambda_1} - L_1 \right)$$

ここで、 \hat{N}_w は、前記第1ワイドレーンのアンビギュイティの前記推定値を示し、

20

P_1 および P_2 は、それぞれ前記第1信号および前記第2信号のコードの測定値を示し、

L_1 および L_2 は、前記第1信号および前記第2信号の位相測定値を示し、

前記 λ_1 および λ_2 は、それぞれ前記第1信号および第2信号の波長を示し、

$\gamma = \frac{\lambda_2^2}{\lambda_1^2}$ であり、 \hat{e} は、 $\left(\hat{e} = \frac{P_2 - P_1}{\gamma - 1} \right)$ と示される) 前記第1信号に対する電離層

遅延の推定値を示す。

【0013】

各衛星に対し受信機は、下記表現によって与えられる第1のワイドレーンのアンビギュイティのモデルを好んで使う。

30

【数2】

$$N_w = \hat{N}_w - d + \mu_{sat} - \mu_{rec}$$

(ここで、 N_w は、前記第1ワイドレーンのアンビギュイティを示し、

d は、地理的補正項を示し、

μ_{sat} は、基準システムによって受信機に送信されたそれぞれの衛星に関連するワイドレーンバイアスを示し、

μ_{rec} は、前記すべての第1ワイドレーンのアンビギュイティに共通する、前記受信機に関連する前記ワイドレーンのバイアスを示す。

40

【0014】

次に受信機は、衛星のグループのためのこのモデルに一致する第1ワイドレーンのアンビギュイティの整数値の一組を識別する。この整数値の識別は、特に第1ワイドレーンのアンビギュイティのモデルの衛星間の単純な差を助けにするか、または時間に適合した縮閉法により、整数値および項 μ_{rec} を同時に解くことによって実行できる。

【0015】

衛星グループに対するコヒーレントな態様での第2ワイドレーンのアンビギュイティを任意的に決定することは、第1ワイドレーンのアンビギュイティを決定することに類似する態様で実行することが好ましい。

【0016】

50

第1周波数、第2周波数、および使用できるときの第3周波数は、周波数L1、L2、L5およびE6から優先的に選択する。

【0017】

コードの非差分測定値のうちの、少なくとも1つは、0.5m未満、好ましくは0.25m未満のノイズを有する。コードの非差分測定値の各々が、0.5mより大きいノイズを有する場合、(ワイドレーンの位相の少なくとも2つの観測値があるように)少なくとも3つの周波数を用いて位置を固定することが好ましい。

【0018】

本発明の1つの特徴は、この方法を実施するための手段を含むGNSS受信機に関する。かかる手段は、受信機の永久的または非永久的メモリにセーブされたプログラムを含むことが好ましく、このプログラムは、受信機内でプログラムが実行されるときに、上記方法に従って受信機を作動させるように、構成されている。

10

添付図面を参照し、以下に示す好ましい説明のための実施形態の詳細な説明を読めば、本発明の上記以外の顕著な事項および特徴が明らかとなる。

【図面の簡単な説明】

【0019】

【図1】本発明に係わる方法の好ましい実施形態のフローチャートを示す。

【発明を実施するための最良の形態】

【0020】

受信機から見ることでできる各衛星に対し、例えば受信機の地理的ロケーションにおいて、水平線より上方にある各衛星に対し、(図1のステップ10における)受信機のレベルでは、周波数 f_1 および f_2 に対し、(アンビギューでない)コードの少なくとも2つの測定値(P_1 および P_2 と表示)および(アンビギューな)位相の少なくとも2つの測定値(L_1 および L_2 と表示)が存在する。

20

【0021】

次の表記も使用する。

【数3】

$$\gamma = \frac{f_1^2}{f_2^2} = \frac{\lambda_2^2}{\lambda_1^2}, \quad \lambda_1 = \frac{c}{f_1}, \quad \lambda_2 = \frac{c}{f_2}$$

30

ここで、 c は光速を示す。GPSシステムのバンドL1およびL2に対し、例えば、 $f_1 = 154 f_0$ および $f_2 = 120 f_0$ (ここで、 $f_0 = 10.23 \text{ MHz}$ である)となる。慣例でコードの測定値 P_1 、 P_2 を長さの単位で表示し、他方、位相測定値 L_1 、 L_2 をサイクルで表示するものとする。

【0022】

(位相ジャンプ、左への測定、右へのモデルがない場合の)コードおよび位相測定値のモデルのための式は次のとおりである。

【数4】

$$\begin{aligned} \lambda_1 L_1 &= (D_1 + \lambda_1 W) - e - \lambda_1 N_1 + (\Delta h + \Delta \tau_1) \\ \lambda_2 L_2 &= (D_2 + \lambda_2 W) - \gamma e - \lambda_2 N_2 + (\Delta h + \Delta \tau_{12} + \Delta \tau_2) \\ P_1 &= D_1 + e + (\Delta h) \\ P_2 &= D_2 + \gamma e + (\Delta h + \Delta \tau_{12}) \end{aligned} \quad (1)$$

40

ここで、

D_1 および D_2 は、電離層の効果がない場合の位相の中心間の伝搬距離を示し、

W は、アンテナの双極子に対する伝搬方向を関数とする位相回転(ウィンドアップ効果)であり、

e は、周波数 f_1 における電離層による遅延時間であり、

$h = h_{rec} - h_{em}$ は、日ごとの受信機のクロック h_{rec} と送信機のクロック

50

h_{eme} との差を示し、

$_{12}$ は、日ごとの受信機と送信機との間のコード間バイアスの差であり、
 $_{12}$ は、 f_1 および f_2 に対するそれぞれのコード - 位相バイアス（日ごとの受信機と送信機と間での差）であり、

N_1 、 N_2 は、2つの搬送波の位相の整数のアンビギュイティであり、当初、未知であり、当該衛星の所定の通過中は不変であると見なす（すなわち、位相 L_1 および L_2 の測定の際に衛星の通過中に生じる位相ジャンプを考慮する）。

【0023】

バイアス $_{12}$ 、 $_{1}$ 、 $_{2}$ は、時間とともに変化し得ることを指摘する。

【0024】

3周波数受信の場合、各衛星に対し、更に第3周波数 f_3 においてコードの測定値 P_3 および位相測定値 L_3 だけでなく、モデルからの次の式も存在することに留意すべきである。

【数5】

$$\begin{aligned}\lambda_3 L_3 &= (D_3 + \lambda_3 W) - \gamma' e - \lambda_3 N_3 + (\Delta h + \Delta \tau_{13} + \Delta \tau_3) \\ P_3 &= D_3 + \gamma' e + (\Delta h + \Delta \tau_{13})\end{aligned}$$

ここで、 $\gamma' = \frac{f_1^2}{f_3^2} = \frac{\lambda_3^2}{\lambda_1^2}$, $\lambda_3 = \frac{c}{f_3}$, であり、

N_3 は、当初未知であり、当該衛星の所定の通過中には不変であるとみなす、第3搬送波の位相の整数のアンビギュイティを示し、

D_3 は、電離層効果のない状態での、位相中心間の伝搬距離を示し、

$_{13}$ は、周波数 f_1 および f_3 に対する日ごとの受信機と送信機とのコード間バイアスの差であり、

$_3$ は、 f_3 に対するコード - 位相バイアスである。

【0025】

インデックス「2」をインデックス「3」に交換することにより、ペア（ f_1 、 f_2 ）に対する式から周波数ペア（ f_1 、 f_3 ）に対する式が直接得られるので、不要な繰り返しを避けるために、次の説明では周波数ペア（ f_1 、 f_2 ）だけを扱う。

【0026】

ワイドレーンのアンビギュイティ（整数）を $N_w = N_2 - N_1$ により定義する。次の式により、 N_w に対するワイドレーンの推定量を定めることができる。

$$\hat{e} = \frac{P_2 - P_1}{\gamma - 1} \quad (\text{システムバイアスがない場合の電離層の遅延時間の推定値})$$

$$\hat{N}_1 = \frac{P_1 - 2\hat{e}}{\lambda_1} - L_1 \quad \text{及び} \quad \hat{N}_2 = \frac{P_2 - 2\gamma\hat{e}}{\lambda_2} - L_2 \quad (\text{アンビギュイティの推定値})$$

$$\hat{N}_w = \hat{N}_1 - \hat{N}_2 \quad (\text{ワイドレーンのアンビギュイティの推定値})$$

【0027】

式（1）からスタートして、この推定量に対する測定式を定めることができるので、次のタイプの式が可能となる。

【数6】

$$\hat{N}_w = N_2 - N_1 + d + \Delta\mu \quad (2)$$

ここで、 d は、 D_1 と D_2 との差にリンクした地理的補正量を示し、この補正量は、従来のアンテナにおいて1サイクル前の小さい値のままであり、必要であれば一斉送信された

10

20

30

40

50

天文学表を用いて、高精度で計算できる。Wは、もはやこの式の一部ではない。μは受信機 - 送信機の差 μ_{rec} 、 μ_{eme} のリニアな組み合わせであり、従って、受信機だけに依存する値 (μ_{rec} と示す) と送信機だけに依存する値 (μ_{eme} と示す) との差でもある。次の式、

【数 7】

$$\Delta\mu(t) = \mu_{rec}(t) - \mu_{eme}(t) \quad (3)$$

を仮定する。ここでは、時間の依存性が明示的に表示されている。

【0028】

値 μ は、受信機の異なるチャンネルにおいて、同じ日に実行されたすべての測定に対して共通する値である。

【0029】

少なくとも 2 つの衛星の通過が同時に生じる所定の期間の間、式 (2) を解くことにより、値 $N_w = N_2 - N_1$ を識別できる (ステップ 14)。K_k を発見すべき整数として設定することにより、式 (2) を次のように定式化し直すことができる。

【数 8】

$$R_k(t) + \mu_{eme,k}(t) = K_k + \mu_{rec}(t) \quad (4)$$

ここで、R_k (t) は、(2) に従い、 $R_k(t) = N_w(t) - d(t)$ を有することを考慮して、

通過の各測定値 k に関連する残留値を示し、 $\mu_{eme,k}(t)$ は、位置を決定するために受信機に提供しなければならない通過の衛星のワイドレーンバイアス k (ステップ 13) を示し、

$\mu_{rec}(t)$ は、(未知であり、よって K_k を探す間に決定すべき) 受信機のワイドレーンバイアスを示す。

【0030】

実際には式 (4) は、例えば最小二乗法の技術により解くことができる式の系を示すことが理解できよう。この方法は、ここでは詳細には説明しない。系 (4) に対する解は一義的ではなく、むしろすべての整数 n に対し、整数変換 $[\mu_{rec}(t), K_k] \leftrightarrow [\mu_{rec}(t) + n, K_k - n]$ に

より互いに推定できる一群の解が存在することを指摘することが重要である。

【0031】

本原理を説明するのに好適である系 (4) に対する別の簡単な解は、異なる通過に関連する測定値間の単純な差を定め、よって $\mu_{rec}(t)$ の寄与分を直接解消し、通過 a および b に対し、次のタイプの式が得られるようにすることである。

【数 9】

$$(R_b(t) + \mu_{eme,b}(t)) - (R_a(t) + \mu_{eme,a}(t)) = K_b(t) - K_a(t)$$

通過 a および b に対して共通する時間インターバルの平均値を計算すると、 $K_b - K_a$ が得られる。繰り返し処理し、時間内に良好に重なり合う他の通過の組を選択することにより、他の値 $K_b - K_a$ が得られる。当該通過の時間が良好に重なっているときに、この方法は有効に働く。このように、最終的に衛星のグループに対し、コヒーレントの態様で衛星の通過に関連するワイドレーンのアンビギュイティを 1 つの共通する整数に決定する。実際にすべての通過に対し、ワイドレーンのアンビギュイティは未知のままであるが、その他のワイドレーンのアンビギュイティの全てを、一旦固定すれば、他の全てのワイドレーンのアンビギュイティはその後、衛星グループに対する命名のコヒーレントな決定に直接または間接的に従う。測定値に対する、結果として生じるノイズが存在する場合、例えば最小二乗法の技術を使用することにより (通過の間で差分をすることなく) 直接系 (4) を解くことが好ましいことに留意されたい。その理由は、ノイズは簡単な差の式に対

10

20

30

40

50

する値よりも大きく（１．４倍よりも大きい大きさ）となるからである。

【 0 0 3 2 】

値 μ_{eme} を説明すべきである。その理由は、これら値について知らない場合、受信機はワイドレーンのアンビグイティのコヒーレントな解決案にアクセスできなくなるからである。基準受信機のネットワークのレベルでこれら値 μ_{eme} を決定することが好ましい。実際に、 μ_{eme} は時間経過と共にゆっくりと変化する関数であるという性質を活用する。基準ネットワークのレベルで μ_{eme} を決定するための方法は、フランス特許出願第FR0754139号として出願されたフランス特許出願の要旨であった。この方法は、システム（４）の式も使用する。 μ_{eme} を決定する方法は、 μ_{rec} の値（以下、 μ_{rec} 、 μ_{ref} と称す）が時間経過に対して安定している、ネットワークの第１基準ステーションを選択することと共にスタートすることが好ましい。このステーションに対し、例えば μ_{rec} 、 $\mu_{ref} = 0$ と設定することにより、 μ_{rec} 、 μ_{ref} を任意に固定する。次に、このステーションから見ることでできる衛星の通過をスキャンする。各通過ごとに第１ステーションからの定義により、

$R_k = K_k - \mu_{eme}$ を有する。次に、 K_k を与える任意の整数の量（例えば最も近い整数）と、

μ_{eme} を与える差 $R_k - K_k$ に対応する整数と必ずしもなっていない値とに、 R_k は分解される。このことは、第１ステーションから見ることでできる衛星の μ_{eme} を発生させる。

【 0 0 3 3 】

現在、内部遅延時間 μ_{eme} が知られている衛星の組に対して、他のステーションの遅延時間 $\mu_{rec, ref}$ を推定する。このとき、式 $R_k(t) = K_k + \mu_{rec, ref}(t) - \mu_{eme, k}(t)$ では、

$\mu_{eme, k}$ の値が知られている。次に、 $R_k(t) + \mu_{eme, k}(t)$ を（新しいステーションの）

任意の整数と、対応するステーションの遅延時間 $\mu_{rec, ref}$ とに分解する。コンステレーションのうちのすべての衛星および基準ネットワークのうちのすべてのステーションに対して、これらステップを繰り返す。最終的に全基準ネットワークに対してコヒーレントな値 μ_{eme} が得られ、これら値を少なくとも一日の間、一定であると思なすことができる。

【 0 0 3 4 】

地上波放送により、またはＳＢＡＳ衛星から、インターネットにより、ポータブル無線電話などにより、当該衛星のコンステレーションに対して、例えばナビゲーションメッセージ内の位置を決定しなければならない受信機に対して、任意の便宜的な手段により μ_{eme} を伝送することができる。低レートで μ_{eme} が変化すると仮定した場合、その位置を固定しなければならない受信機まで、それら値を搬送するのに、ほとんどバンド幅を必要としない。

【 0 0 3 5 】

ワイドレーンのアンビグイティの値が既知であるとき、疑似的距離に対して一様な新しい式を、位相の式（１）から定めることができる。

【 数 1 0 】

$$L_2 - L_1 + N_w = \left(\frac{D_2}{\lambda_2} - \frac{D_1}{\lambda_1} \right) - \left(\frac{\gamma}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1} \right) e + \left(\frac{1}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1} \right) (\Delta h + \Delta \tau_w) \quad (5)$$

ここで、 N_w は、（時間群遅延からの）ＴＧＤに類似する値である。その理由は、この値は λ_1 、 λ_2 のリニアの組み合わせであるからである。この新しい組み合わせは、コードのノイズ（一般に数十センチメートル）と比較して位相のノイズの２倍よりも小さい（従って一般に５ｍｍ）を示す極めて興味あるノイズ測定値を有する。

【 0 0 3 6 】

（古典的なＲＩＮＥＸ表記でのワイドレーンの組み合わせ、すなわちある日の測定値の

組を固定した後に) 次のアンビギュアでない測定値が得られる。

【数 1 1】

$$\begin{aligned} L_2 - L_1 + N_w &= D \left(\frac{1}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1} \right) - e \left(\frac{\gamma}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1} \right) + (k + \Delta h + \Delta \tau_w) \left(\frac{1}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1} \right) \\ P_1 &= D + e + (\Delta h + \Delta \tau) \\ P_2 &= D + \gamma e + (\Delta h + \gamma \Delta \tau) \end{aligned} \quad (6)$$

ここで、Dは、(対流圏遅延時間を含む)モデル化可能な疑似的距離であり、eは、第1周波数における電離層による遅延時間である。hは、ここでは(電離層の寄与分のない)「電離層のない状態での」の疑似的距離の組み合わせを基準とする、受信機のクロックと送信機のクロックとの差、すなわち $(P_1 - P_2)/(\gamma - 1)$ である。 $\Delta \tau$ は、ここでは

10

受信機と送信機との間の「TGD」に対応する。その理由は、これら式は、式(1)とは異なり、電離層のない状態での組み合わせを基準としているからである。このことは、一般性を変えないが、通常、GPSシステムで使用される式に対する式(6)を基準としている。

【0037】

ワイドレーンのアンビギュイティの組は、ある整数(nと称す)内にあると判断されるので、ワイドレーンの観測値の式は、特殊である。

20

【0038】

目的が理想的な組み合わせのノイズを分析することにあることを念頭に、補正值からの寄与分、例えば位相中心からの偏差値は無視している。いずれの点においても十分な精度でこれら補正值を受信機のレベルで計算できるので、上記式を一般化する前にこれら補正を実施したと常に仮定できる。(衛星の姿勢の知識またはそのモデル化を必要とした)ワインドアップ効果は、ワイドレーンの組み合わせでは省略されるので考慮していない(式5参照)。

【0039】

従って、3つの観測値の場合、電離層の項を省略する式(6)の組み合わせを定めるために3つの係数が存在する(ステップ16)。P_{opt}を式(6)の観測値の最適な組み合わせと設定し、a_w、a₁およびa₂をこの組み合わせの定数として設定すると、次の式が得られる。

30

【数 1 2】

$$P_{opt} = a_w(L_2 - L_1 + N_w) + a_1 P_1 + a_2 P_2. \quad (7)$$

Dの係数が1であり、eの係数が消滅すると、制限式は次の式となる。

【数 1 3】

$$\begin{aligned} \left(\frac{1}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1} \right) a_w + a_1 + a_2 &= 1 \\ - \left(\frac{\gamma}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1} \right) a_w + a_1 + \gamma a_2 &= 0 \end{aligned} \quad (8)$$

40

【0040】

制限値の2つの式が存在するので、無限の数の可能な組み合わせが存在し続ける。これら可能な組み合わせから追加基準、例えばノイズの最小化または結果のロバストネスにより組み合わせを選択できる。

【0041】

これら観測値の所定の組み合わせを利用状況において、クロック項のすべてだけでなく、式(6)の項および N_w も、「組み合わせに関連するクロック」と称することがで

50

きる項に合体する。このクロック項は、 h_{opt} と称されるので、 $P_{opt} = D + h_{opt}$ と称す。項 h_{opt} の受信機のクロック部分は、(未知の整数 n に起因し) アンビグユーであるが、このクロック部分は測位の問題の解を制限しない。その理由は、この場合、受信クロックは未知であると見なし、日ごとに解かれるからである。組み合わせ P_{opt} (ステップ 16) から疑似的距離 D を差し引くため、受信機は h_{opt} 、 e_{me} と称す項 h_{opt} の送信機のクロック部分について知っていなければならない。 h_{opt} 、 e_{me} に対する値は、基準システムのレベルで計算し、受信機に送信することが好ましい (ステップ 15)。最終的に、計算された疑似的距離の組により、受信機の地理的位置を決定する (ステップ 18)。値 h_{opt} 、 e_{me} が組み合わせと一致するように (例えば約束またはプロトコルを定めることにより) 受信機内で利用される組み合わせを予め固定しなければならないことに留意すべきである。式 (6) のシステムにより、基準ネットワークのレベルで古典的に h_{opt} 、 e_{me} を決定できる。基準ネットワークのレベルにおいて、基準受信機の位置が (従って疑似的距離も) 既知であるとき、未知数 h_{opt} 、 e_{me} 、 h_{opt} 、 r_{ec} などに対する系 (6) を解く。

【0042】

電離層効果を解消する複数の観察値のリニアな組み合わせを定める問題の理論的な定式化について、これまで詳細に説明した。この定式は任意の数の観察値に直接一般化できる。

【0043】

3つの観察値の組み合わせ (ワイドレーン、コード 1 およびコード 2) の係数のベクトルとして x を設定し、式 (6) の係数のマトリックスとして A および B を設定すると、次の式が得られる。

【数 14】

$$B \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ P_1 \\ P_2 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} D \\ e \end{bmatrix}, \text{ and} \quad (9)$$

$$x' A = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

【0044】

次の式

【数 15】

$$D = x' B \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ P_1 \\ P_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

により、 D が得られる。

【0045】

P をコードおよび位相の 4 つの未処理の測定値のノイズの相関度のマトリックスとして

示すと、この解に対応するノイズは、次の式 $\sqrt{x' B P B' x}$ で示される。

【0046】

従って、ノイズ P の各定義に対し、最適複素数 X の係数および関連する解での (すなわち D の値での) ノイズを探することができる。次の記載では、測定ノイズの異なるケースに対する最適ノイズの大きさのオーダーを示す。

【 0 0 4 7 】

実施例 1 : G P S (2 周波数) の場合

次の表は、2 周波数モード (単位 : メートル、1 5 7 5 . 4 2 M H z の周波数 1 および 1 2 2 7 . 6 0 M H z の周波数 2) における G P S の場合の最適ノイズの大きさのオーダーを示す。

【表 1】

ノイズ位相 1、2 (m)	ノイズコード 1、2 (m)	生じるノイズ (m)
無限 ; 無限	1. 0 ; 1. 0	2. 9 7
0. 0 1 ; 0. 0 1	1. 0 ; 1. 0	2. 7 8
0. 0 1 ; 0. 0 1	1. 0 ; 0. 1	0. 3 6
0. 0 1 ; 0. 0 1	0. 1 ; 1. 0	0. 4 5
0. 0 1 ; 0. 0 1	0. 1 ; 0. 1	0. 2 8

10

【 0 0 4 8 】

この表の第 1 ライン (無限と見なされる位相ノイズ) は、コードの電離層のない状態での組み合わせの古典的ケースに対応する。コードの測定値の少なくとも 1 つが低ノイズを有する場合にしか、ワイドレーンの位相の組み合わせを使用することが重要でないことを指摘する。しかしながら、この表の最後の 3 つのラインは、仮説的ケースである。その理由は、G P S 信号のコードの測定値のノイズは 1 m のオーダーであるからである。コードの 2 つの測定値が 1 0 c m のノイズを有すると仮定した場合、このことはコードの電離層のない状態での組み合わせで 3 0 c m のノイズを生じさせ、よってコードの 2 つの測定値が良好 (表内の最後のライン) である場合には、ワイドレーンの位相の組み合わせが重要でないことを示すとも理解できよう。一例として、アンビギュイティを完全に解決するために、選択された仮説に基づけば、結果として生じるノイズは 3 c m となる。

20

【 0 0 4 9 】

実施例 2 : G P S の場合 (3 周波数)

G P S の 3 周波数の場合、周波数 L 1、L 2 および L 5 を有する。次に、式 (6) ~ (1 1) のシステムを適応化し、ノイズの次の表 (再び単位はメートルであり、1 5 7 5 . 4 2 M H z の周波数 1、1 2 2 7 . 6 0 M H z の周波数 2 および 1 1 7 6 . 4 5 M H z の周波数 3) を生じさせる。

30

【表 2】

ノイズ位相 1、2、3 (m)	ノイズコード 1、2、3 (m)	生じるノイズ (m)
無限 ; 無限 ; 無限	1. 0 ; 1. 0 ; 1. 0	2. 5 4
0. 0 1 ; 0. 0 1 ; 0. 0 1	無限 ; 無限 ; 無限	0. 2 7
0. 0 1 ; 0. 0 1 ; 0. 0 1	1. 0 ; 1. 0 ; 1. 0	0. 2 7
0. 0 1 ; 0. 0 1 ; 0. 0 1	1. 0 ; 1. 0 ; 0. 1	0. 2 0
0. 0 1 ; 0. 0 1 ; 0. 0 1	1. 0 ; 0. 1 ; 0. 1	0. 1 8
0. 0 1 ; 0. 0 1 ; 0. 0 1	0. 1 ; 0. 1 ; 0. 1	0. 1 6

40

【 0 0 5 0 】

この場合の挙動は、実施例 1 の挙動とコヒーレントである。より低いノイズの 2 つの組み合わせは基本的には性能に寄与している。表の第 1 ラインは、第 3 周波数を加えてもコードの電離層のない状態での組み合わせによって得られる結果として生じるノイズを大きくするものではない (このことは、ロバストネス、マルチパスなどを理由とする 3 つの周波数の利点を減少させるものではない) 。

【 0 0 5 1 】

50

他方、ワイドレーンの組み合わせにおける位相測定値（表の第2ライン）だけを使用することによって直接27cmの性能を得ることができる。コードの極めて良好な質の測定値は、結果として生じるノイズに関してはわずかな利点しか得られない。その後、コードの他の測定値でのノイズを低減しても、結果として生じるノイズには最低限の改善しかもたらさない。

【0052】

従って、標準的なケース（コードの電離層のない状態での組み合わせ）と比較すると、ワイドレーンの組み合わせを使用することにより、ノイズは10倍の利得が得られ、コードのより高い性能の測定値を加えることによって、わずかな追加利得が得られる。ワイドレーンの位相を組み合わせた場合の利点は、データが位相にしか依存せず、従って、コードの性能よりもマルチパスの問題をより受けにくいという事実から生じるものである。

10

【0053】

実施例3：ガリレオ（3周波数の場合）

将来のガリレオシステムのケースに対して性能分析を繰り返した。従って、次の表で使用する周波数1、2および3は、それぞれ1575.42MHz、1176.45MHzおよび1278.75MHzである。

【表3】

ノイズ位相1,2,3 (m)	ノイズコード1,2,3 (m)	生じるノイズ (m)
無限；無限；無限	1.0；1.0；1.0	2.66
0.01；0.01；0.01	無限；無限；無限	0.19
0.01；0.01；0.01	1.0；1.0；1.0	0.19
0.01；0.01；0.01	1.0；1.0；0.1	0.16
0.01；0.01；0.01	1.0；0.1；0.1	0.15
0.01；0.01；0.01	0.1；0.1；0.1	0.14

20

【0054】

3周波数GPSの場合のように、ワイドレーンの位相の2つの組み合わせから大きな寄与が得られる。このケースにおける、結果として生じるノイズは、10倍より多く改善される。

30

【0055】

前の実施例は、3周波数受信機内でコヒーレントなワイドレーンのアンビギュイティを使用すると、コードの測定値の組み合わせだけで得られる電離層のない状態での疑似的距離と比較して、ノイズが10倍改善される電離層のない状態での疑似的距離を定めることができることを示している。

【0056】

この能力の用途は、受信機のレベルにおける異なるデータの利用可能性、例えば衛星のワイドレーンバイアス($\mu_{e, m, e}(t)$)だけでなく、受信機のレベルで使用される最適な組み合わせに関連する衛星のクロックデータの利用可能性にもある。使用される組み合わせまたはワイドレーンの組み合わせ、および基準システムのレベルにあるコンステレーションのうちのすべての衛星に対してワイドレーンのバイアス $\mu_{e, m, e}$ が計算される。更に、基準システムは、選択された最適な組み合わせに対するクロック $h_{o, p, t, e, m, e}$ および受信機がその位置を固定するために利用できる天文暦を決定する。受信機が必要とするデータを、所定のプロトコルに従って基準システムから定期的に伝送することが好ましい。基本的には、通信チャンネルのバンド幅が適当であることを条件に、すべての通信チャンネルを使用できる。受信機は、種々の更新の間で受信機によって伝送されたデータを記憶するためのメモリを有することが好ましい。

40

【0057】

理論的に、本発明に係わる方法を使用するのに、新しい天文暦は必要ではない。すなわ

50

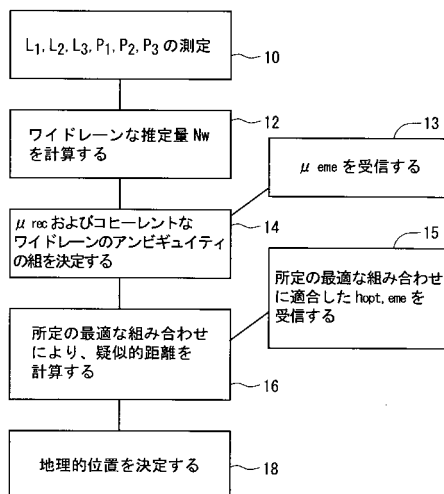
ちナビゲーションメッセージ内の衛星によって一斉送信される標準的天文暦を使用できる。しかしながら、第1に、これらの性能は、本方法の利点を制限し、第2に、最適な組み合わせに関連するクロックをこれら天文暦から計算しなければならないと理解すべきである。ユーザーが本方法の性能（一般に測定値において10cmよりも良好な精度を有すること）から完全な利益を享受できるようにするには、これら天文暦に対し、より高い精度の更新を行うことが好ましい。

【0058】

更に、一般的なケースは、使用される組み合わせに対応するクロックの一斉送信を必要とする。しかしながら、これらクロックはGPSの周波数間バイアス(TGD)と同様に、基準クロックに関する補正によっても得ることができ、これによって、電離層のない状態での組み合わせの結果生じる基準クロックから第1周波数に適合したクロックを得ることが可能となる。ほとんどの場合、これらの補正は一定であるか、またはゆっくり変化することができる。従ってこの方法は、例えばシステムレベルでの整数のアンビギュイティを完全にブロックすることによって得られる、より正確なクロックとコンパチブルである。

10

【図1】



フロントページの続き

(72)発明者 ローリシェッセ, デニス
フランス国 エフ - 3 1 1 7 0 トゥルヌフィユ, シェマンブランエール, 3

審査官 吉田 久

(56)参考文献 特開 2 0 0 5 - 6 9 8 6 6 (J P , A)
特開 2 0 0 7 - 1 0 1 4 8 4 (J P , A)
特開 2 0 0 7 - 1 2 7 5 7 9 (J P , A)
張 雲 Yun Zhang, 久保 信明 Nobuaki KUBO, 安田 明生 Akio YASUDA, “ G P S による三
周波数アンビギュイティ決定に関する研究 The Benefit from Triple Frequencies in Ambigui
ty Resolution ”, 日本航海学会論文集, 公益社団法人日本航海学会, 2 0 0 5 年 3 月 2 5 日
, Vol.112, p.219-227

(58)調査した分野(Int.Cl., D B 名)
G 0 1 S 5 / 0 0 ~ 5 / 1 4、
1 9 / 0 0 ~ 1 9 / 5 5
G 0 1 C 2 1 / 0 0
C i N i i