

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7145957号
(P7145957)

(45)発行日 令和4年10月3日(2022.10.3)

(24)登録日 令和4年9月22日(2022.9.22)

(51)国際特許分類 F I
G 0 1 S 19/24 (2010.01) G 0 1 S 19/24

請求項の数 12 (全22頁)

(21)出願番号	特願2020-544108(P2020-544108)	(73)特許権者	520160716 セプテントリオ・エヌ・フェー ベルギー・B-3001・ルーヴェン・ インタールーヴェンラン・15イー
(86)(22)出願日	平成30年10月22日(2018.10.22)	(74)代理人	100108453 弁理士 村山 靖彦
(65)公表番号	特表2021-502568(P2021-502568 A)	(74)代理人	100110364 弁理士 実広 信哉
(43)公表日	令和3年1月28日(2021.1.28)	(74)代理人	100133400 弁理士 阿部 達彦
(86)国際出願番号	PCT/EP2018/078923	(72)発明者	ジャン・マリー・スリーヴァーゲン ベルギー・B-1090・ジェット・フ エルスゲルテンストラート・3
(87)国際公開番号	WO2019/091769	(72)発明者	ヴィム・デ・ヴィルデ ベルギー・B-3050・アウト・ヘフ 最終頁に続く
(87)国際公開日	令和1年5月16日(2019.5.16)		
審査請求日	令和3年10月13日(2021.10.13)		
(31)優先権主張番号	17200916.9		
(32)優先日	平成29年11月9日(2017.11.9)		
(33)優先権主張国・地域又は機関	欧州特許庁(EP)		

(54)【発明の名称】 衛星航法用の受信機における疑似距離を補正するための方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

衛星航法用の受信機によって取得された測定された疑似距離を補正するための方法であって、前記受信機がDLLフィルタ(9)と弁別器値Dを計算するための弁別器(8)とを含む遅延ロックループ(DLL)を備え、前記測定された疑似距離が真の疑似距離の推定値であり、前記方法が、

衛星を表す疑似ランダムノイズ(PRN)符号を少なくとも含むダウンコンバートされた信号を取得するために、前記衛星によって放出されたRF信号をベースバンドまたはIF周波数にダウンコンバートするステップと、

所与のサンプリング周波数 F_s において離散時間信号を取得するために、前記ダウンコンバートされた信号をサンプリングするステップと、

前記DLLフィルタ(9)によってフィルタリングされた前記弁別器値に基づいて、前記PRN符号のローカルレプリカを前記サンプリングされた信号と同期させ、前記同期されたローカルレプリカから前記測定された疑似距離 c_r を決定するステップであって、 c_r が前記同期されたローカルレプリカの時間遅延であり、 c が光速であり、 c_r が前記衛星からの到来符号の時間遅延 s の推定値であり、疑似距離誤差が c に等しくなるように、 $c_r = c \cdot s$ である、ステップと

を含み、

前記受信機が、前記疑似距離誤差に関する補正項 c_b を決定するように構成され、前記補正項が、 cT_s に等しい周期を有する前記測定されたまたは前記真の疑似距離の周期関

10

20

数であり、 T_s が $1/F_s$ に等しく、 b が、前記弁別器値 D がゼロである の値であり、前記方法が、

前記測定された擬似距離における c b を決定するステップと、

前記DLLフィルタ(9)と本質的に同じ特性を有するローパスフィルタによって c b をフィルタリングするステップと、

補正された擬似距離値を取得するために、前記フィルタリングされた c b 値を c r から減算するステップと

を含む、方法。

【請求項 2】

前記受信機が、前記測定された擬似距離を計算のための入力として使用して、 c $b=c$ ($D=0$)の値をリアルタイムで計算するように構成される、請求項1に記載の方法。

10

【請求項 3】

前記受信機が、少なくとも0と cT_s との間の前記真のまたは前記測定された擬似距離の複数の値に関する c b の複数の値を含むルックアップテーブルを備え、 c b が、前記ルックアップテーブルの値間の補間によって決定される、請求項1に記載の方法。

【請求項 4】

前記ルックアップテーブルの前記値は、前記弁別器値 D が少なくとも0と cT_s との間の前記複数の真のもしくは測定された擬似距離においてゼロである の値としての b の計算によって、または、シミュレートされた信号もしくは現実の信号に基づく前記受信機の較正によって決定される、請求項3に記載の方法。

20

【請求項 5】

ドップラー周波数が所与のしきい値を超えると、 b がゼロに設定される、請求項1から4のいずれか一項に記載の方法。

【請求項 6】

衛星航法用の受信機によって取得された測定された擬似距離を補正するための方法であって、前記受信機がDLLフィルタ(9)と弁別器値 D を計算するための弁別器(8)とを含む遅延ロックループを備え、前記測定された擬似距離が真の擬似距離の推定値であり、前記方法が、

衛星を表す疑似ランダムノイズ(PRN)符号を少なくとも含むダウンコンバートされた信号を取得するために、前記衛星によって放出されたRF信号をベースバンドまたはIF周波数にダウンコンバートするステップと、

30

所与のサンプリング周波数 F_s においてサンプリングされた前記PRN符号を取得するために、前記ダウンコンバートされた信号をサンプリングするステップと、

前記DLLフィルタ(9)によってフィルタリングされた前記弁別器値に基づいて、前記PRN符号のローカルレプリカを前記サンプリングされた信号と同期させ、前記同期されたローカルレプリカから前記測定された擬似距離 c r を決定するステップであって、 r が前記同期されたローカルレプリカの時間遅延であり、 c が光速であり、 r が前記衛星からの到来符号の時間遅延 s の推定値であり、擬似距離誤差が c に等しくなるように、 $= r - s$ である、ステップと

を含み、

40

前記受信機が、前記弁別器値 D に関する弁別器補正項 D_b を決定するように構成され、前記補正項が、 cT_s に等しい周期を有する前記測定されたまたは前記真の擬似距離の周期関数であり、 T_s が $1/F_s$ に等しく、 D_b が、 がゼロであるときの D の値であり、前記方法が、

前記測定された擬似距離における D_b を決定するステップと、

補正された弁別器値を取得するために、前記DLLフィルタ(9)の前に前記弁別器(8)によって計算された前記弁別器値 D から D_b を減算するステップであって、前記同期させるステップが、前記DLLフィルタ(9)によってフィルタリングされた前記補正された弁別器値に基づいて行われる、ステップと

を含む、方法。

50

【請求項 7】

前記受信機が、前記測定された擬似距離を計算のための入力として使用して、 $D_b = D(D=0)$ の値をリアルタイムで計算するように構成される、請求項6に記載の方法。

【請求項 8】

前記受信機が、少なくとも0と cT_s との間の前記真のまたは前記測定された擬似距離の複数の値に関する D_b の複数の値を含むルックアップテーブルを備え、 D_b が、前記ルックアップテーブルの値間の補間によって決定される、請求項6に記載の方法。

【請求項 9】

前記ルックアップテーブルからの前記値が、少なくとも0と cT_s との間の前記複数の真のもしくは測定された擬似距離において D_b がゼロであるときのDの値としての D_b の計算によって、または、シミュレートされた信号もしくは現実の信号に基づく前記受信機の較正によって決定される、請求項8に記載の方法。

10

【請求項 10】

ドップラー周波数が所与のしきい値を超えると、 D_b がゼロに設定される、請求項6から9のいずれか一項に記載の方法。

【請求項 11】

全地球的航法衛星からのRF信号を捕捉するためのアンテナと、
前記衛星を表す疑似ランダムノイズ符号(PRN)を少なくとも含む信号を取得するためのダウンコンバータと、

サンプリング周波数 F_s において離散シーケンスを取得するために前記信号をサンプリングするためのサンプラーと、

20

遅延ロックループ回路であって、

前記PRN符号のローカル定時レプリカ、ローカル早めレプリカ、およびローカル遅めレプリカを生成するための符号生成器(1)および遅延要素(2、3)と、

到来ダウンコンバート信号と前記ローカルレプリカまたは前記ローカルレプリカの組合せとの間の相関値を計算するための相関器(5、7)と、

前記相関値から弁別器値を計算するための弁別器回路(8)と、

前記弁別器出力をローパスフィルタリングするための第1のフィルタ回路(9)と、

前記ローカルレプリカのチップングレートを制御するための数値制御発振器(10)と、

前記定時レプリカの位相から測定された擬似距離を計算するための擬似距離計算機と

30

を備える、遅延ロックループ回路と

を備える、衛星航法のための受信機であって、

前記受信機が、
請求項1から5のいずれか一項に記載の方法に従って $c \cdot b$ を計算するための擬似距離補正計算機(21)と、

前記擬似距離補正計算機(21)の出力にローパスフィルタリングを適用するための第2のフィルタ回路(22)であって、前記第2のフィルタ回路が前記第1のフィルタ回路(9)と同じ特性を有する、第2のフィルタ回路(22)と、

補正された擬似距離を決定するための減算回路と
をさらに備える、受信機。

40

【請求項 12】

全地球的航法衛星からのRF信号を捕捉するためのアンテナと、

前記衛星を表す疑似ランダムノイズ符号(PRN)を少なくとも含む信号を取得するためのダウンコンバータと、

サンプリング周波数 F_s において離散シーケンスを取得するために前記信号をサンプリングするためのサンプラーと、

遅延ロックループ(DLL)回路であって、

前記PRN符号のローカル定時レプリカ、ローカル早めレプリカ、およびローカル遅めレプリカを生成するための符号生成器(1)および遅延要素(2、3)と、

到来ダウンコンバート信号と前記ローカルレプリカまたは前記ローカルレプリカの組

50

合せとの間の相関値を計算するための相関器(5、7)と、

前記相関値から弁別器値を計算するための弁別器回路(8)と、

前記弁別器出力をローパスフィルタリングするためのフィルタ回路(9)と、

前記ローカルレプリカのチップングレートを制御するための数値制御発振器(10)と、

前記定時レプリカの位相から測定された擬似距離を計算するための擬似距離計算機とを備える、遅延ロックループ回路と

を備える、衛星航法のための受信機であって、

前記DLLが、

請求項6から10のいずれか一項に記載の方法に従って D_b を計算するための計算機(20)と、

補正された弁別器値を決定するための減算回路と

をさらに備える、受信機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、信号、本質的には、全地球的衛星航法システム(Global Navigation Satellite System:GNSS)において使用されるようなスペクトル拡散型の信号を受信および処理するための方法および装置に関する。

【背景技術】

【0002】

全地球的衛星航法システム(GNSS)は、衛星航法システムの一般的な名称である。GNSSシステムは、とりわけ、地球を周回し、「レンジング信号」とも呼ばれる専用の航法信号を送信する複数の航法衛星の集団を備える。最もよく知られているのは、米国政府によって開発された全地球測位システム(Global Positioning System:GPS)である。他のシステムは、欧州宇宙機関(European Space Agency:ESA)によって現在開発中のGalileoシステム、ロシアのGLONASS、および中国のBeiDouシステムを含む。これらのシステムの主な目的は、地球の表面上またはその近くの任意のユーザに位置、速度、および時間を提供することである。ユーザは、位置および時間が正確に決定されている少なくとも4つの衛星までのユーザの距離を測定することによって空間におけるユーザの位置および時間を決定し、その距離は、ユーザと衛星との間の距離として定義される。

【0003】

衛星ベースの測位システムの衛星は、いくつかのLバンドキャリアにおいて信号を送信する。キャリアは、各衛星に固有の疑似ランダム(PRN)拡散符号と、航法メッセージとによって変調される。一般に、すべての衛星は、同じ周波数において送信する。すべてのPRN符号が直交するように選択されるので、衛星間の分離が可能である。受信機は、衛星による信号出射と受信機によるその受信との間の時間差を測定する。この時間差に光速を乗算したものが、擬似距離である。時間差は、非理想的なクロックを用いて測定され、クロックオフセット項を含むので、「擬似距離」という用語は、「距離」の代わりに使用される。時間差を測定するために、受信機は、拡散符号のローカルレプリカを、衛星から到来する拡散符号と同期させる。時間差は、ローカルレプリカを到来符号と同期させるために受信機がそのローカルレプリカに適用しなければならなかった遅延である。ローカルレプリカを同期することは、2つのステップを含む。第1に、粗い同期が得られる必要がある。これは、捕捉と呼ばれる。通常、これは、ローカルレプリカを入力信号と相関させ(すなわち、両方の信号の乗算を積分し)、相関がピークをもたらすまでそれを徐々に遅延させることによって達成される。

【0004】

一旦捕捉されると、第2のステップは、拡散符号を追跡することである。これは、遅延ロックループ(Delay-Lock-Loop:DLL)によって達成される。DLLの一般的な実装形態において、オンタイムレプリカ(定時(punctual)(P))に加えて、ローカルレプリカの先行(早め(early)(E))バージョンおよび遅延(遅め(late)(L))バージョンが生成される。早めレプリ

10

20

30

40

50

かと遅めレプリカとの間の遅延は、追跡ゲート幅と呼ばれ、 d で示される。EレプリカとLレプリカとの間の差を、ベースバンド入力信号と関連させる。この関連の出力は、ローカルの定時レプリカと到来符号との間の不整合に比例する。DLLに關与する信号は、図1に示されている。

【0005】

図1は、値+1または-1をとる到来PRN符号(IN)と、3つのローカルレプリカ(P、E、L)と、EレプリカとLレプリカとの間の差(E-L)と、(E-L)およびINの積とを示す。IN信号におけるPRN遷移は、受信機のフロントエンドフィルタリングのために瞬時ではない。図は、DLLがロックされている場合、すなわち、定時ローカルレプリカ(P)が到来符号と位置合わせされている場合を示す。到来符号のチップ境界は、垂直線によってマークされている。E-L相関は、通常は1ミリ秒の倍数である特定の時間間隔中の(E-L)*IN信号を積分することによって得られる。図のようにローカル定時レプリカが入力信号と同期している場合、(E-L)*INがゼロの平均を有すること、すなわち、これらの2つの信号の相関がゼロであることがわかる。ローカル定時レプリカが入力信号に対して遅延した場合、相関は、正になる。逆に、ローカルレプリカが先行した場合、相関は、負になる。これは、フィードバックを提供し、正のE-L相関出力が、ローカルレプリカが高速化される必要があることを示し、負の出力が、ローカルレプリカが低速化される必要があることを示す。DLLにおいて、E-L相関の正規化された値は、弁別器値として使用され、その出力は、ローカルレプリカのチップングレートを制御する。

【0006】

DLLの従来技術の実装形態が図2に示されている。到来符号(IN)は、ベースバンドにダウンコンバートされた衛星から受信された信号である。2つの遅延要素2および3が後に続く符号生成器1が、PRN符号の3つのレプリカを生成する。定時レプリカは、第1の乗算器4によって到来符号(IN)と乗算され、積は、第1の相関器5において、相関間隔にわたって累積され、P(定時)相関値(C_P)をもたらす。遅めレプリカは、早めレプリカから減算され、結果は、第2の乗算器6においてINと乗算され、E-L相関器7において累積され、E-L相関値(C_{E-L})をもたらす。弁別器ブロック8において、E-L相関値は、P相関値の2倍で除算される。結果は、弁別器値として知られる量であり、これは、DLLの典型的な動作領域において、ローカル符号レプリカと到来符号との間の時間オフセットに等しく、チップの単位において表される。弁別器出力は、DLLフィルタ9においてローパスフィルタリングされ、結果(F)は、符号NCO(数値制御発振器)10の周波数を駆動する。符号NCOは、各チップ境界においてパルスを生成し、これは、符号生成器1に符号の次のチップを出力するように指示する。 F が正である場合、符号NCOは、より高速に動作し、ローカル符号レプリカを時間において早める。 F が負である場合、符号NCOは、より低速に動作し、ローカル符号レプリカを時間において遅らせる。DLLは、弁別器値がゼロである、すなわち F がゼロである点に収束する。

【0007】

擬似距離は、受信機の時間と同期して生成される符号レプリカと比較した定時符号レプリカの遅延に光速を乗じたものである。それは、符号生成器の位相から計算される。上記で説明したDLLは、コヒーレントな早めマイナス遅め弁別器を使用する。多くの他の弁別器タイプが当該技術分野において知られている。例えば、文献US-A-5953367は、弁別器値が4つの相関値に基づくDLLを開示している。ローカル定時符号の到来符号との同期の精度、すなわち、擬似距離が決定され得る精度は、到来PRNチップ遷移の時間を特定する能力に密接に依存する。DLLの動作の分析、特に擬似距離の精度について、文献において詳細に説明されている。例えば、John W BetzおよびKevin R Kolodziejiskiは、「Extended Theory of Early-Late Code Tracking for a Bandlimited GPS Receiver. Navigation, 47(3):211~226, 2000」において、符号特性および受信機パラメータの関数として、符号追跡誤差分散に関する式を提供する。しかしながら、その文書において説明されているDLLモデルは、文献において見られる大部分のモデルと同様に、信号処理が連続信号を使用することを仮定する。例えば、ローカル符号レプリカにおけるチップ遷移の

10

20

30

40

50

位置は、無限の精度で制御可能であると仮定される。モデルは、時間離散化を考慮に入れない。

【 0 0 0 8 】

実際には、すべてではないにしてもほとんどの最新のGNSS受信機は、有限周波数 F_s においてサンプリングした後、デジタル領域において信号を処理する。これは、DLLが衛星からの連続信号にアクセスするのではなく、 $T_s=1/F_s$ ごとに取得される離散サンプルのみにアクセスすることを意味する。2つの連続信号(到来信号およびローカルレプリカ)を同期させる必要がある代わりに、DLLは、離散サンプルの2つのシーケンスを同期させる必要がある。直感的に、チップ遷移に入るサンプル数が減少するので、サンプリング周波数が低い場合、PRNチップ遷移を特定する能力が低下することが予想される。正確な擬似距離決定は、時間離散化の影響を最小限に抑えるために、チップ遷移の周りに均一に分布された十分なサンプルを取得することを必要とする。図3aは、時間離散化から生じる擬似距離誤差のタイプを示す。それは、軌道衛星からの実際のGNSS信号を追跡する測地グレードの受信機を使用して得られる。誤差(曲線15)は、周期的パターンを示し、見かけのドップラー周波数(曲線16)が小さい場合、すなわち、測定された擬似距離が時間の関数として急速に変化しない場合に最も顕著である。図3bは、衛星パス全体にわたる擬似距離誤差15を、ドップラー周波数16とともに示す。予想どおり、擬似距離誤差は、衛星の低い高さのために、パスの最初と最後においてより大きい。図3aは、ドップラーのゼロ交差周囲の「グリッチ」17の拡張画像である。図3bは、MEO(Medium-Earth-Orbit)(中軌道)GNSS衛星の例を示す。静止衛星の信号が使用される場合、ドップラーが常にゼロに近いままであるため、ゼロ付近のドップラー周波数における擬似距離誤差の問題は、さらにより深刻になる。一部の研究者は、擬似距離分散に対する有限サンプリング周波数の影響を分析している。例えば、Dennis M.AkosおよびMarco Piniは、「Effect of Sampling Frequency on GNSS Receiver Performance. Navigation, 53(2):85~95, 2006」において、擬似距離ノイズ分散をサンプリング周波数の関数として分析し、最悪の場合のノイズ増加がゼロドップラー条件の近くで発生することを示している。「Vinh T Tranら、The effect of sampling frequency and front-end bandwidth on the DLL code tracking performance. IGNSS Symposium 2015」という文書は、擬似距離分散の点から、受信機のフロントエンドフィルタ帯域幅とサンプリング周波数との間の関係を示している。

【 0 0 0 9 】

これらの刊行物によって示されるように、デジタル受信機における時間離散化は、擬似距離の精度に影響を及ぼすことが従来技術において知られている。この問題に対処するための提案された手法は、主に、擬似距離分散の点から精度低下を定量化すること、および、時間離散化の影響を最小限に抑えるためにサンプリング周波数を上昇させることにある。しかしながら、サンプリング周波数を変更することは、しばしば非実際的であり、受信機の複雑さおよび電力消費における許容できない増加につながる。

【 0 0 1 0 】

「XiaoJun Jinら、PN Ranging Based on Noncommensurate Sampling: Zero-Bias Mitigation Methods, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol.53, No.2, 2017年4月」という文書は、離散化の影響を補償する方法を開示しているが、一定の擬似距離、したがって一定のゼロバイアスの場合、すなわち、ドップラーが厳密にゼロである場合にのみ対処する。図3aにおける振動によって示されているように、GNSS擬似距離、したがってバイアスは、経時的に変化するので、軽減技法は、GNSSに直接適用できない。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 1 1 】

【 文献 】 US-A-5953367

【 非特許文献 】

【 0 0 1 2 】

【文献】John W BetzおよびKevin R Kolodziejski、Extended Theory of Early-Late Code Tracking for a Bandlimited GPS Receiver. Navigation、47(3):211 ~ 226、2000

Dennis M.AkosおよびMarco Pini、Effect of Sampling Frequency on GNSS Receiver Performance. Navigation、53(2):85 ~ 95、2006

Vinh T Tranら、The effect of sampling frequency and front-end bandwidth on the DLL code tracking performance. IGNSS Symposium 2015

XiaoJun Jinら、PN Ranging Based on Noncommensurate Sampling: Zero-Bias Mitigation Methods、IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems、Vol.53、No.2、2017年4月

10

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0013】

本発明は、大部分のGNSS受信機において使用される有限サンプリング周波数から生じる擬似距離誤差を補正することを目的とする。本発明は、サンプリング周波数を変更することを必要とせず、したがって、受信機の複雑さへの影響を最低限にして既存の受信機に適用され得る。本発明は、経時的な擬似距離の変化から生じる一定でない誤差の場合にも適している。この目的は、添付の特許請求の範囲において開示される受信機および方法によって達成される。

【課題を解決するための手段】

20

【0014】

サンプリング周波数 F_s においてサンプリングされた信号に基づいて動作する、本発明による衛星航法受信機によって測定された擬似距離に補正が適用され、補正は、測定された擬似距離自体に基づく。補正は、DLLにおいて決定された弁別器値に対する補正であってもよく、または、実際に測定された擬似距離それ自体に対する補正であってもよい。補正は、特定のPRN符号と受信機のパラメータとに対して固有である。したがって、補正は、リアルタイムで計算される測定された擬似距離の関数として、または、少なくとも0と、 T_s が $1/F_s$ に等しく、 c が光速である cT_s との間の事前定義された値のルックアップテーブルとして受信機において実施される。

【0015】

30

第1の実施形態によれば、本発明は、衛星航法用の受信機によって取得された測定された擬似距離を補正するための方法に関し、受信機がDLLフィルタと弁別器値 D を計算するための弁別器を含む遅延ロックループ(DLL)を備え、測定された擬似距離が真の擬似距離の推定値であり、方法が、

衛星を表す疑似ランダムノイズ(PRN)符号を少なくとも含むダウンコンバートされた信号を取得するために、衛星によって放出されたRF信号をベースバンドまたはIF周波数にダウンコンバートするステップと、

所与のサンプリング周波数 F_s において離散時間信号を取得するために、ダウンコンバートされた信号をサンプリングするステップと、

DLLフィルタによってフィルタリングされた弁別器値に基づいて、PRN符号のローカルレプリカをサンプリングされた信号と同期させ、同期されたローカルレプリカから測定された擬似距離 c_r を決定するステップであって、 c_r が同期されたローカルレプリカの時間遅延であり、 c が光速であり、 c_r が衛星からの到来符号の時間遅延 c_s の推定値であり、擬似距離誤差が $c_r - c_s$ に等しくなるように、 $c_b = c_r - c_s$ である、ステップとを含み、

40

受信機が、擬似距離誤差に関する補正項 c_b を決定するように構成され、補正項が、 cT_s に等しい周期を有する測定されたまたは真の擬似距離の周期関数であり、 T_s が $1/F_s$ に等しく、 c_b が、弁別器値 D がゼロである c_b の値であり、方法が、

測定された擬似距離における c_b を決定するステップと、

DLLフィルタと本質的に同じ特性を有するローパスフィルタによって c_b をフィル

50

タリングするステップと、

補正された擬似距離値を取得するために、フィルタリングされた c_b を c_r から減算するステップとを含む。

【0016】

受信機は、測定された擬似距離を計算のための入力として使用して、 $c_b = c_r - D$ ($D=0$)の値をリアルタイムで計算するように構成されてもよい。代替的には、受信機は、少なくとも 0 と cT_s との間の真のまたは測定された擬似距離の複数の値に関する c_b の複数の値を含むルックアップテーブルを備えてもよく、 c_b は、ルックアップテーブルの値間の補間によって決定される。ルックアップテーブルの値は、弁別器値 D が少なくとも 0 と cT_s との間の前記複数の真のもしくは測定された擬似距離においてゼロである c_r の値としての c_b の計算によって、または、シミュレートされた信号もしくは現実の信号に基づく受信機の較正によって決定されてもよい。一実施形態によれば、ドップラー周波数が所与のしきい値を超えると、 c_b は、ゼロに設定される。

10

【0017】

第2の実施形態によれば、本発明は、衛星航法用の受信機によって取得された測定された擬似距離を補正するための方法に関し、受信機がDLLフィルタと弁別器値 D を計算するための弁別器とを含む遅延ロックループを備え、測定された擬似距離が真の擬似距離の推定値であり、方法が、

衛星を表す疑似ランダムノイズ(PRN)符号を少なくとも含むダウンコンバートされた信号を取得するために、衛星によって放出されたRF信号をベースバンドまたはIF周波数にダウンコンバートするステップと、

20

所与のサンプリング周波数 F_s においてサンプリングされたPRN符号を取得するために、ダウンコンバートされた信号をサンプリングするステップと、

DLLフィルタによってフィルタリングされた弁別器値に基づいて、PRN符号のローカルレプリカをサンプリングされた信号と同期させ、同期されたローカルレプリカから測定された擬似距離 c_r を決定するステップであって、 c_r が同期されたローカルレプリカの時間遅延であり、 c が光速であり、 c_r が衛星からの到来符号の時間遅延 c_s の推定値であり、擬似距離誤差が c_s に等しくなるように、 $D = c_r - c_s$ である、ステップとを含む、

30

受信機が、弁別器値 D に関する弁別器補正項 D_b を決定するように構成され、補正項が、 cT_s に等しい周期を有する測定されたまたは真の擬似距離の周期関数であり、 T_s が $1/F_s$ に等しく、 D_b が、 D がゼロであるときの D の値であり、方法が、

測定された擬似距離における D_b を決定するステップと、

補正された弁別器値を取得するために、DLLフィルタの前に弁別器によって計算された弁別器値 D から D_b を減算するステップであって、同期させるステップが、DLLフィルタ(9)によってフィルタリングされた補正された弁別器値に基づいて行われる、ステップとを含む。

【0018】

受信機は、測定された擬似距離を計算のための入力として使用して、 $D_b = D$ ($D=0$)の値をリアルタイムで計算するように構成されてもよい。代替的には、受信機は、少なくとも 0 と cT_s との間の真のまたは測定された擬似距離の複数の値に関する D_b の複数の値を含むルックアップテーブルを備えてもよく、 D_b は、ルックアップテーブルの値間の補間によって決定される。ルックアップテーブルからの値は、少なくとも 0 と cT_s との間の前記複数の真のもしくは測定された擬似距離において D がゼロであるときの D の値としての D_b の計算によって、または、シミュレートされた信号もしくは現実の信号に基づく受信機の較正によって決定されてもよい。一実施形態によれば、ドップラー周波数が所与のしきい値を超えると、 D_b は、ゼロに設定される。

40

【0019】

前記の第1および第2の実施形態に関連する「弁別器値」は、受信された信号と信号の口

50

ローカルレプリカとの間の不整合を表す値である。ローカルレプリカは、DLLにおいて生成された時間厳守のローカルレプリカであり、DLLは、少なくとも1つの先行レプリカまたは遅延レプリカをさらに生成し、それらに基づいて、弁別器値が決定される。

【0020】

本発明は、

全地球的航法衛星からのRF信号を捕捉するためのアンテナと、

衛星を表す疑似ランダムノイズ符号(PRN)を少なくとも含む信号を取得するためのダウンコンバータと、

サンプリング周波数 F_s において離散シーケンスを取得するために信号をサンプリングするためのサンプラーと、

遅延ロックループ回路であって、

PRN符号のローカル定時レプリカ、ローカル早めレプリカ、およびローカル遅めレプリカを生成するための符号生成器および遅延要素と、

到来ダウンコンバート信号とローカルレプリカまたは前記ローカルレプリカの組合せとの間の相関値を計算するための相関器と、

相関値から弁別器値を計算するための弁別器回路と、

弁別器出力をローパスフィルタリングするための第1のフィルタ回路と、

ローカルレプリカのチップングレートを制御するための数値制御発振器と、

定時レプリカの位相から測定された疑似距離を計算するための疑似距離計算機と

を備える、遅延ロックループ回路と

を備える、衛星航法のための受信機にさらに、

受信機が、

第1の実施形態による方法に従って c_b を計算するための疑似距離補正計算機と、

疑似距離補正計算機の出力にローパスフィルタリングを適用するための第2のフィルタ回路であって、第2のフィルタ回路が第1のフィルタ回路と同じ特性を有する、第2のフィルタ回路と、

補正された疑似距離を決定するための減算回路と

をさらに備える。

【0021】

本発明は、

全地球的航法衛星からのRF信号を捕捉するためのアンテナと、

衛星を表す疑似ランダムノイズ符号(PRN)を少なくとも含む信号を取得するためのダウンコンバータと、

サンプリング周波数 F_s において離散シーケンスを取得するために信号をサンプリングするためのサンプラーと、

遅延ロックループ回路であって、

PRN符号のローカル定時レプリカ、ローカル早めレプリカ、およびローカル遅めレプリカを生成するための符号生成器および遅延要素と、

到来ダウンコンバート信号とローカルレプリカまたは前記ローカルレプリカの組合せとの間の相関値を計算するための相関器と、

相関値から弁別器値を計算するための弁別器回路と、

弁別器出力をローパスフィルタリングするためのフィルタ回路と、

ローカルレプリカのチップングレートを制御するための数値制御発振器と、

定時レプリカの位相から測定された疑似距離を計算するための疑似距離計算機と

を備える、遅延ロックループ回路と

を備える、衛星航法のための受信機にさらに、

DLLが、

第2の実施形態による方法に従って D_b を計算するための計算機と、

補正された弁別器値を決定するための減算回路と

をさらに備える。

10

20

30

40

50

【図面の簡単な説明】

【0022】

【図1】当該技術分野において知られているGPSの遅延ロックループ内に含まれるアナログ信号を示す図である。

【図2】当該技術分野において知られている受信機におけるDLLブロック図の一例を示す図である。

【図3a】ドップラー周波数の低い値に関する、当該技術分野において知られているGNSS受信機における時間離散化によって引き起こされる擬似距離誤差を示す図である。

【図3b】軌道を回るMEO衛星のパス全体に関する擬似距離誤差を示す図である。

【図4】当該技術分野において知られている受信機における遅延ロックループ内に含まれる離散時間信号を示す図である。

10

【図5】当該技術分野において知られている受信機における時間離散化によって引き起こされるDLL弁別器歪みの一例を示す図である。

【図6】時間離散化によって引き起こされるDLL弁別器オフセットの一例を示す図である。

【図7】時間離散化によって引き起こされる擬似距離オフセットの一例を示す図である。

【図8】擬似距離誤差と擬似距離モジュロ cT_s との間のリンクを示す図である。

【図9】補正がDLL弁別器レベルにおいて適用される本発明の第1の実施形態を示す図である。

【図10】補正が擬似距離レベルにおいて適用される本発明の第2の実施形態を示す図である。

20

【図11】生の擬似距離と補正された擬似距離との間の改善を示すことによって本発明において開示される方法の有効性を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0023】

本発明は、IFまたはベースバンド信号がサンプリングされるデジタルGNSS受信機に関する。時間離散化を考慮に入れて、図1が再考されなければならない。したがって、DLL内に含まれる様々な信号のより現実的な表現が、時間離散化を考慮に入れている図4において与えられている。図4に示す信号は、図1に示すものに対応しているが、デジタル領域にある。サンプリングエポックは、垂直の灰色線として示され、DLLは、点によって表される一連の離散サンプルを処理する。 $IN(t)$ は、アナログ信号であり、 $IN[k]$ は、周波数 F_s においてサンプリングされたその時間離散バージョンである。ADCとDLLの入力との間でダウンサンプリングまたはデシメーションが適用される場合があるので、この説明全体および特許請求の範囲において参照されるサンプリング周波数 F_s は、受信機のアナログ-デジタル(ADC)回路においてアナログ信号が物理的にサンプリングされる周波数とは異なる場合があることに留意すべきである。したがって、 F_s は、受信機のDLLによって処理される時間離散信号のサンプリング周波数である。E-L相関は、ここでは、 $(E(t)-L(t))*IN(t)$ の連続積分の代わりに、離散「 $(E[k]-L[k])*IN[k]$ 」サンプルの合計である。図1において $(E(t)-L(t))*IN(t)$ の平均値がゼロであることは明らかであったが、これは、離散サンプルではもはや明確ではない。例えば、図4に示すようなサンプリング周波数および早め-遅めゲート幅では、チップ遷移ごとに2つのみの非ゼロ $(E[k]-L[k])*IN[k]$ サンプルが利用可能である(長方形14を参照)。第1のサンプルは、典型的には負であり、第2のサンプルは、典型的には正である。サンプルがチップ遷移全体にわたって均一に分布している場合、および、累積するのに十分なチップ遷移が存在する場合にのみ、E-L相関は、ゼロである。ほとんどの場合、これは、厳密に真ではなく、DLL弁別器出力は、公称値からわずかに逸脱する。

30

40

【0024】

以下の段落は、時間離散化を考慮に入れて、PRN符号、到来符号およびローカル符号の遅延、ならびに受信機パラメータ(IF帯域幅、早め-遅めゲート幅、およびサンプリング周波数)の関数として、E-L相関と弁別器値とを計算する方法について説明する。フィルタリングおよび遅延されていないPRN符号は、次の式、

50

【 0 0 2 5 】

【 数 1 】

$$e(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{chip}_{\{k\}_N} \text{rect}(t - kT_c)$$

【 0 0 2 6 】

によって与えられ、ここで、 chip_k は、PRN符号の k 番目のチップの値(-1または+1)であり、 $\{k\}_N$ は、 k モジュロ N であり、 N は、PRN符号内のチップの数(例えば、GPS CA符号の場合1023)であり、 T_c は、チップ持続時間であり、 $\text{rect}(x)$ は、 $0 \leq x < T_c$ の場合1であり、それ以外の場合0である。いくつかのGNSS PRN符号は、サブキャリアによって変調されることに留意すべきである。サブキャリア変調は、明確にするために、以下の導出以外ここでは明示的に示されておらず、本発明は、一般に、サブキャリアによって変調されたPRN符号に等しく適用される。

10

【 0 0 2 7 】

以下の導出において、 τ_s は、衛星から到来する符号の時間遅延であり、 τ_r は、ローカル定時レプリカの時間遅延である。真の擬似距離は、 $c \tau_s$ であり、ここで、 c は、光速であり、測定された擬似距離は、 $c \tau_r$ である。 $\tau_r - \tau_s$ は、ローカル定時レプリカと到来符号との間の不整合であり、 $c(\tau_r - \tau_s)$ は測定された擬似距離と真の擬似距離との差、すなわち、擬似距離誤差である。フロントエンドフィルタリング後に衛星から受信される信号は、

20

$$IN(t) = H * e(t - \tau_s) = H * e(t - \tau_r + (\tau_r - \tau_s))$$

である。ここで、 H は、衛星および受信機のフロントエンドフィルタリングを表す。以下の導出の文脈において、フィルタは、 IF を中心とし、所与の両側帯域幅(two-sided band width)を有する理想的なゼロ遅延矩形フィルタによって近似される。 $IN(t)$ 信号は、連続的である。それは、周波数 F_s においてサンプリングされ、結果のサンプルは、

$$IN[k] = IN(k \cdot T_s)$$

を示す。ここで、 $T_s = 1/F_s$ は、サンプリング間隔である。

【 0 0 2 8 】

受信機は、遅延 τ_r を有するそのローカル定時レプリカを生成し、早めレプリカおよび遅めレプリカは、それぞれ、 $d/2$ だけ進められ、遅らされる(図2参照)。 $P[k]$ 、 $E[k]$ 、および $L[k]$ のローカル符号レプリカサンプルは、

30

$$P[k] = e(k \cdot T_s - \tau_r)$$

$$E[k] = e(k \cdot T_s - \tau_r + d/2)$$

$$L[k] = e(k \cdot T_s - \tau_r - d/2)$$

を示す。 $E-L$ および P 相関値は、

【 0 0 2 9 】

【 数 2 】

$$C_P = \sum_{k=0}^{M-1} IN[k] \cdot P[k]$$

$$C_{E-L} = \sum_{k=0}^{M-1} IN[k] \cdot (E[k] - L[k])$$

40

【 0 0 3 0 】

として計算され、ここで、 M は、相関間隔中のサンプル数である。最後に、DLL弁別器値(

50

チップ単位における)は、不整合 の関数として計算される。

【 0 0 3 1 】

【数 3】

$$D(\Delta\tau) = \frac{1}{2} \frac{C_{E-L}}{C_P} \tag{1}$$

【 0 0 3 2 】

上記で提示された弁別器値の導出は、1つの早めレプリカと、1つの定時レプリカと、1つの遅めレプリカとを使用するE-L弁別器値の例をとったことに留意されたい。点乗積弁別器値、ダブルデルタ弁別器値などの、到来符号を任意の数の時間遅延ローカルレプリカを相関させることに基づく任意のタイプのDLL弁別器値に上記の導出を適合させることは、当業者にとって簡単である。したがって、「弁別器値」は、本発明の文脈において上記の式(1)に限定されず、異なるタイプのDLL弁別器(すなわち、弁別器値を決定するための異なるハードウェアデバイス)に基づく同等の式に基づくことができる。弁別器値は、受信信号と信号のローカルレプリカとの間の不整合を表す値として解釈されるべきである。

10

【 0 0 3 3 】

所与のPRN符号および s または r の所与の値に関する $D(\quad)$ 関数を計算するために上記のまたは同等の式を使用すると、図5における曲線12と同様の曲線が得られる。その図における点線13は、名目上の弁別器応答がどうあるべきかを示す。DLLは、 $D(\quad)$ がゼロであるロックポイント18に収束するが、これは、 $\Delta\tau = 0$ において発生しない。不整合 b が存在し、 c b の擬似距離誤差を引き起こす。この誤差を補正する2つの方法が存在し、(i)ゼロ交差が $\Delta\tau = 0$ において発生するように弁別器値をシフトする、すなわち、弁別器値から D_b を減算するか、または(ii)測定された擬似距離から c b を減算する。これらの2つの手法は、本発明による方法および受信機の2つのそれぞれの実施形態に適用される。

20

【 0 0 3 4 】

既知のサンプリング周波数 F_s 、IF帯域幅、および早め-遅めゲート幅 d を有する受信機の場合、 D_b の値および b の値は、PRN符号に依存し、 D_b ならびに b は、上記の式を使用して s または r の関数として(または真のもしくは測定された擬似距離の関数として同等に)計算され得る。例えば、 D_b および b は、それぞれ、 s および r の関数として図6および図7に示されている。これの代わりに、同様の曲線が、それぞれ、 r および s の関数として D_b および b について描かれ得る。図は、以下の条件、すなわち、GPS CA符号PRN#1、IF両側帯域幅=16MHz、 $F_s=20$ MHz、 $d=100$ ns、1ms積分時間($M=2000$)、 $0 \leq \Delta\tau \leq 170$ ns、 $0 \leq \Delta\tau \leq 170$ nsに適用される。

30

【 0 0 3 5 】

見てわかるように、 D_b および b は、 s または r の周期関数であり、同じ誤差が T_s ごとに、すなわち、サンプリング周波数 $F_s=20$ MHzに対応して示されているこの例では50nsごとに繰り返される。図は、最初の3つの期間のみを示しているが、同じパターンが無限に繰り返される。到来符号とサンプリングクロックとの間の位相関係は、 T_s 秒ごとにそれ自体繰り返されるので、これは、予想される。これは、 D_b および b が s モジユロ T_s または r モジユロ T_s に依存することを意味する。したがって、 D_b および b が0秒と T_s 秒との間の s または r について既知である場合、それらは、 T_s よりも高い s または r の任意の値について既知である。また、真のまたは測定された擬似距離が c_s および c_r に等しいので、 D_b および b は、真のまたは測定された擬似距離モジユロ $c T_s$ に依存することができる。例えば、 T_s が50nsに等しい場合、 $c T_s$ は、15mに等しい。そのように、 b または D_b が0mと15mとの間の測定された擬似距離について既知である場合、 b または D_b は、任意の測定された擬似距離について計算され得る。

40

【 0 0 3 6 】

50

したがって、図7は、以下のように解釈されてもよく、すなわち、測定された擬似距離がPRである場合、真の擬似距離は、

【 0 0 3 7 】

【数 4】

$$\tau_r = \{PR/c\}_{T_s}$$

【 0 0 3 8 】

において評価された D_b の値を減算し、光速を乗算することによって取得され得、ここで、 $\{X\}_Y$ は、 X モジユロ Y である。図6および図7における曲線は、所与のPRN符号、すなわち、所与の衛星に固有のものであることに留意されたい。各PRN、および、したがって、各衛星は、 D_b または τ_r の関数としての D_b および τ_r のそれ自体の値を有する。本発明によれば、これらの値 D_b および τ_r は、測距用途において関与する衛星によって使用されている様々なPRN符号について、関数またはルックアップテーブルとして受信機に実装され、すなわち、受信機は、所与の測定された擬似距離について D_b または τ_r を決定するように構成される。ルックアップテーブルが受信機内に実装されている場合、 D_b および τ_r が擬似距離の周期関数(周期 cT_s)であることを考えると、テーブルは、0と cT_s との間の擬似距離に対してのみ定義される必要がある。測定された擬似距離モジユロ cT_s は、次いで、補正項 D_b または τ_r を決定するための入力として使用される。例えば、受信機は、 $k=0\dots99$ について

10

20

【 0 0 3 9 】

【数 5】

$$\{\text{Pseudorange}\}_{cT_s} = \frac{k}{100} \cdot cT_s$$

【 0 0 4 0 】

に対応する D_b または τ_r に関する100個の値を含むルックアップテーブルを含んでもよい。受信機は、

30

【 0 0 4 1 】

【数 6】

$$\{\text{Pseudorange}\}_{cT_s}$$

【 0 0 4 2 】

の実際の値においてこれらのテーブル化された値を補間することによって得られた D_b または τ_r の値を決定するようにさらに構成される(D_b または τ_r の補正に基づく特定の実施形態の説明をさらに参照されたい)。 cT_s が15mに等しい例を再びとり、測定された擬似距離が50mである場合、擬似距離モジユロ cT_s は、 $50-3 \times 15=5m$ であり、ルックアップテーブルは、5mにおける D_b または τ_r の値を決定することを可能にする。ルックアップテーブルは、少なくとも0と cT_s との間の値を含む。ルックアップテーブルは、同様に cT_s を超える値を含んでもよい。より一般的には、補正項 D_b および τ_r は、周期 ncT_s を有する真のまたは測定された擬似距離の周期関数であり、 n は、1以上の整数であり、すなわち、 cT_s の整数倍である。したがって、ルックアップテーブルは、0と cT_s の整数倍との間の範囲において定義されてもよく、この場合、測定された擬似距離モジユロ ncT_s が、補正項を決定するための入力として使用される。

40

【 0 0 4 3 】

上述のように、 D_b または τ_r を決定するために受信機において実行された関数または

50

ルックアップテーブルは、真の擬似距離 c_s の関数として、または測定された擬似距離 c_r の関数として定義されてもよい。しかしながら、 D_b または b を決定するための入力として使用されるのは、測定された擬似距離である。関数またはルックアップテーブルが真の擬似距離の関数として実装されている場合、測定された擬似距離は、補正項を決定するための真の擬似距離として入力される。しかしながら、その場合、真の擬似距離と測定された擬似距離との間の最初の差は、擬似距離が補正されるとすぐに除去される。

【0044】

補正項 D_b または b と測定されたまたは真の擬似距離との間の関係は、各PRNおよび受信機のパラメータ(F_s 、 d 、IF帯域幅)に対して事前定義され、これは、補正項を決定するために、測定された擬似距離自体の使用を可能にする。この特徴は、サンプリング周波数 F_s を上げることなく、図3aおよび図3bに示すような低いドップラー周波数における擬似距離誤差を軽減するのに特に有用である。

10

【0045】

上記で説明した効果は、擬似距離モジュロ cT_s が追加されている(トレース19-単位は、より容易な読みやすさのために適合されており、物理的ではない)ことを除いて図3aと同じである図8において明確に見ることができる。以下で説明するように、誤差は、ゼロドップラーにおいて最大であり、ドップラーが増加するにつれて減少する。

【0046】

上記で説明した項 c_b と同等の補正項に基づくゼロドップラー周波数における擬似距離自体の補正は、XiaoJun Jinらによる上記で引用した文書において、これらの著者によって効果的に提案されている。しかしながら、この文書は、実際には、衛星に関して受信機によって決定される擬似距離が受信機に対する衛星の相対的な移動により時間とともに変化している任意のGNSSにおいて現実である非ゼロドップラーの場合を扱っていない。その結果、 D_b および b も、図6および図7におけるパターンに従って時間とともに変化する。測定された擬似距離において振動する誤差パターンが見られ、パターンの1周期は、 cT_s による擬似距離の変化に対応する。擬似距離の変化が遅い場合、振動も同様に遅くなる。擬似距離の変化率が上昇すると、振動は、より速くなる。これは、擬似距離が cT_s だけ、例えば、 T_s が50nsに等しい場合、15mだけ変化するのに必要な時間がますます短くなるためである。結局、振動は、DLLフィルタによって除去され、擬似距離の変化率が1秒あたり数メートルよりも大きい場合、影響は、無視できるようになる。擬似距離の変化率は、ドップラーに直接関係し、ここで、ヘルツにおけるドップラーは、擬似距離の変化率をキャリア波長で割ったものである。言い換えれば、DLLフィルタのおかげで、ドップラーが絶対値において増加するにつれて、振動の振幅は、減少する。しかしながら、上記で説明した補正 c_b が非ゼロドップラーに適用された場合、この補正は、減衰なしで、ドップラー周波数が上昇するにつれてますます速く振動し、これは、誤った結果につながる。この問題は、本発明による2つの実施形態によって解決され、各実施形態は、方法と、方法を実施するための関連する受信機とに関係する。第1の実施形態によれば、上記で説明した補正 D_b は、上記で説明した方法において、測定された擬似距離に基づいて計算され、すなわち、計算またはルックアップテーブルから決定され、計算された補正は、DLLフィルタの前に弁別器値に適用される。弁別器のレベルにおいて、DLLフィルタの前に補正を適用することによって、DLLフィルタがより高いドップラー周波数における任意の不必要な影響を除去する前に、補正がすでに提供されるので、非ゼロドップラー周波数における問題には遭遇しない。言い換えれば、弁別器レベルにおいて補正を適用することによって、DLLフィルタのローパス効果の影響を計画的に受け、速い振動が減衰する。

20

30

40

【0047】

したがって、第1の実施形態によれば、本発明の方法および受信機は、適用可能な D_b 値を減算することによる弁別器出力の補正に基づく。本実施形態による受信機のDLLが図9において示されている。参照番号は、図2におけるこれらの参照番号とともに示されている同じ構成要素を指し、唯一の違いは、すべての構成要素が、連続信号ではなく、サンプリングされた信号に対して作用するように構成されていることである。新しいブロック「

50

弁別器オフセット(Discr Offset)」20は、基本的に、特定のPRN符号および特定の測定された擬似距離 c_r に対して D_b の値を返す計算機である。 D_b は、弁別器値 D から減算され、補正された D 値は、ローパスフィルタ9(上記のDLLフィルタである)および符号NCO10のための入力として使用される。「弁別器オフセット」ブロック20の出力は、例えば、十分な処理能力が利用可能な場合、図6に関連して上記で説明した計算を受信器内でリアルタイムで実行することによって、または、図6における曲線の値を事前に計算し、それらをルックアップテーブル内に記憶することによって取得され得る。ルックアップテーブルが使用される場合、 D_b が擬似距離モジュロ cT_s にのみ依存するので、受信機は、少なくとも0から cT_s までの擬似距離をカバーするPRN符号ごとの異なるテーブルを保持しなければならない。例えば、テーブルは、 $k=0\dots 99$ について

【0048】

【数7】

$$\{\text{Pseudorange}\}_{cT_s} = \frac{k}{100} \cdot cT_s$$

【0049】

に対応する100個の D_b 値を含むことができ、「弁別器オフセット」ブロックは、

【0050】

【数8】

$$\{\text{Pseudorange}\}_{cT_s}$$

【0051】

の実際の値においてこれらのテーブル化された値を補間することによって得られた D_b の値を返すことができる。なお、「弁別器オフセット」ブロック20は、測定された擬似距離を入力として受け取るが、図6における計算された曲線は、真の擬似距離の関数として(実際には、 c_s 、すなわち、真の擬似距離を光速で割ったものの関数として) D_b を示す。しかしながら、弁別器値は D_b によって補正されるため、測定された擬似距離は、真の擬似距離に等しいと予想される。したがって、図6の曲線は、弁別器オフセットブロック20において D_b を決定するために使用され得る。しかしながら、計算またはルックアップテーブルは、補正の僅かに低下した精度を犠牲にして、測定された擬似距離 c_r の関数としての D_b に基づいてもよい。

【0052】

第1の実施形態の変形例において、補正項 D_b は、所与のドップラー周波数を上回るとゼロに設定される。この場合、「弁別器オフセット」ブロック20は、ドップラー周波数が事前定義されたしきい値よりも大きい場合にゼロを返すように構成される。これは、ノイズ挿入を回避するために有利である。

【0053】

弁別器値を補正する代わりに、本発明の第2の実施形態は、光速を乗算し、本質的にDLLフィルタと同じ特性を有するローパスフィルタによってフィルタリングされた適用可能な c_b を減算することによって、測定された擬似距離を補正することからなる。このローパスフィルタは、第2の実施形態の必須部分である。このフィルタのため、ドップラーが増加するにつれて、補正の振幅は、減少する。上記のように、フィルタが適用されていない場合、補正は、減衰することなく、ドップラー周波数が上昇するにつれてますます速く振動する。第2の実施形態は、図10において示されている。再び、図2と同じ構成要素は、同じ参照番号によって示されている。新しいブロック「PRオフセット」21は、基本的には、特定のPRN符号および特定の測定された擬似距離に対して c_b の値を返す計算機

10

20

30

40

50

である。図10に示す実施形態によれば、PRオフセットブロックの出力は、ローパスフィルタ22によってフィルタリングされる。このフィルタは、補正のスペクトル特性が測定された擬似距離のスペクトル特性に調整されるように、基本的に、DLLフィルタ9と同じ特性を有する。オフセット値は、測定された擬似距離から減算され、補正された擬似距離値をもたらす。「PRオフセット」ブロックの出力は、例えば、十分な処理能力が利用可能な場合、図7に関連して上記で説明した計算を受信機内でリアルタイムで実行することによって、または、図7における曲線の値を事前に計算し、それらをルックアップテーブル内に記憶することによって取得され得る。ルックアップテーブルが使用される場合、 c_b が擬似距離モジュロ cT_s にのみ依存するので、受信機は、少なくとも0から cT_s までの擬似距離をカバーするPRN符号ごとの異なるテーブルを保持しなければならない。例えば、

10

【0054】

【数9】

$$\{\text{Pseudorange}\}_{cT_s} = \frac{k}{100} \cdot cT_s$$

【0055】

に対応する100個の c_b 値を含むことができ、「PRオフセット」ブロック21は、

20

【0056】

【数10】

$$\{\text{Pseudorange}\}_{cT_s}$$

【0057】

の実際の値においてこれらのテーブル化された値を補間することによって得られた c_b の値を返すことができる。

【0058】

30

好ましい実施形態において、ルックアップテーブルは、(x軸が測定された擬似距離 r である図7において示すように)測定された擬似距離モジュロ c_r の関数としての擬似距離補正を含む。代替的には、真の擬似距離 c_s の関数として擬似距離補正を記憶することができる。その場合、真の擬似距離が測定された擬似距離と僅かに異なるので、補正は、低い精度になる。これは、反復(最初に、

【0059】

【数11】

$$\{\text{Pseudorange}\}_{cT_s}$$

40

【0060】

において c_b を推定し、次いで、 c_b を減算することによって擬似距離を補正し、次いで、補正された擬似距離を使用して c_b の別の(よりよい)推定を行い、など)によって改善され得る。

【0061】

第2の実施形態の変形例において、「PRオフセット」ブロックは、ドップラーが事前定義されたしきい値よりも大きい場合にゼロを返すように構成される。これは、ノイズ挿入を回避するために有利である。

【0062】

50

上記の説明において、 D_b および c_b は、リアルタイムで、または、ルックアップテーブル内に以前に記憶された計算値に基づく補間によって決定される。しかしながら、ルックアップテーブル内の値は、シミュレートされた信号または実際の信号を使用して、所与の受信機に関する誤差の較正からも決定され得る。これは、例えば、制御されたドップラーパターンを有する誤差のない信号を生成するGNSS信号シミュレータに受信機を接続することによって行われ得る。その場合、図3に示すものなどの擬似距離における任意の変動が容易に測定可能である。より具体的には、擬似距離誤差 c_b に関するルックアップテーブル内の値は、測定された擬似距離をシミュレートされた誤差のない擬似距離と比較することによって、所与の擬似距離およびPRN符号に対して直接測定され得る。したがって、この場合、 c_b は、 $D=0$ の c_b の値として計算されず、実験的に測定される。計算された値および測定された値は、類似しているが、測定値がシミュレートされた信号の精度に依存する場合があるので、必ずしも数学的に等しいとは限らない。したがって、本発明は、ルックアップテーブル内の補正項が取得される特定の方法に限定されない。重要なのは、測定された擬似距離とこれらの補正項のうちの1つとの間の事前定義された関係が受信機において実装されていること、すなわち、受信機が、任意の測定された擬似距離のための補正項を決定することができることである。較正から取得された観察された擬似距離誤差は、再び、擬似距離の周期関数であり、同じ誤差が cT_s ごとに繰り返される。周期関数は、図6および図7に示す数学的に取得された曲線と類似している。したがって、すべての可能なPRN符号について、擬似距離モジュロ cT_s の関数として誤差を含む較正テーブルを構築することができる。同じことが実際の信号を用いて行われ得、擬似距離誤差は、当該技術分野において知られている方法において擬似距離測定とキャリア位相測定との組合せを使用して監視され得る。実際の較正の欠点は、他の誤差の原因(マルチパス効果など)の存在のために擬似距離誤差の可観測性がより低いこと、および、ドップラーがゼロに近い有用な時間間隔が現実の状況において短いことである(図3b参照)。シミュレートされた信号は、これらの困難を克服することを可能にする。

10

20

【0063】

上記の説明全体を通して、本発明の方法は、「測定された擬似距離」に適用される。現在の文脈において、この「測定された擬似距離」という用語は、実際の擬似距離、すなわち、受信機と衛星との間の距離の推定値、ならびに、この距離に、光速を掛けた任意の整数ミリ秒を加えたものに適用される。擬似距離のこのミリ秒のあいまいさは、例えば、擬似距離がいくつかの差動補正メッセージにおいて符号化されるときに発生する場合がある。本発明の方法は、ミリ秒のあいまいさを伴う擬似距離に変更なしに適用可能である。

30

【0064】

図11は、測地グレードのGNSS受信機を使用して実際の信号から取られた擬似距離に本発明の方法を適用した結果を示す。曲線32は、未補正の擬似距離誤差を示す。曲線30は、図10におけるPRオフセットフィルタの出力に対応する。曲線31は、補正 c_b 後の擬似距離誤差を表す。曲線30および31は、それらの可視性を改善するために曲線を別々に示すために、それぞれ、y軸に沿って上方および下方にシフトされている。擬似距離誤差は、この技法を使用して大幅に減少することがわかる。

40

【符号の説明】

【0065】

- 1 符号生成器
- 2 遅延要素
- 3 遅延要素
- 4 第1の乗算器
- 5 第1の相関器
- 6 第2の乗算器
- 7 E-L相関器
- 8 弁別器ブロック、弁別器
- 9 DLLフィルタ

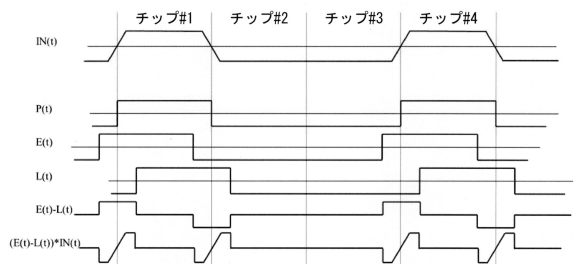
50

- 10 符号NCO(数值制御発振器)、符号NCO
- 12 曲線
- 13 点線
- 14 長方形
- 15 曲線、擬似距離誤差
- 16 曲線、ドップラー周波数
- 17 グリッチ
- 18 ロックポイント
- 19 トレース
- 20 弁別器オフセット、弁別器オフセットブロック
- 21 PRオフセット、PRオフセットブロック、
- 22 ローパスフィルタ
- 30 曲線
- 31 曲線
- 32 曲線

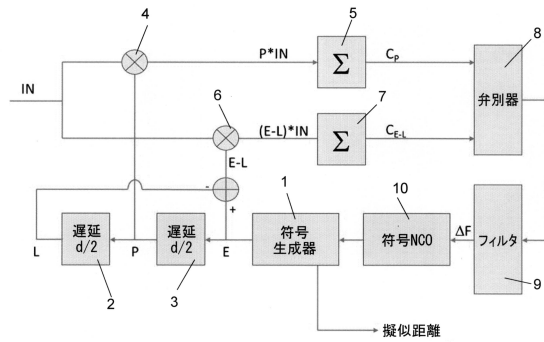
10

【図面】

【図 1】



【図 2】



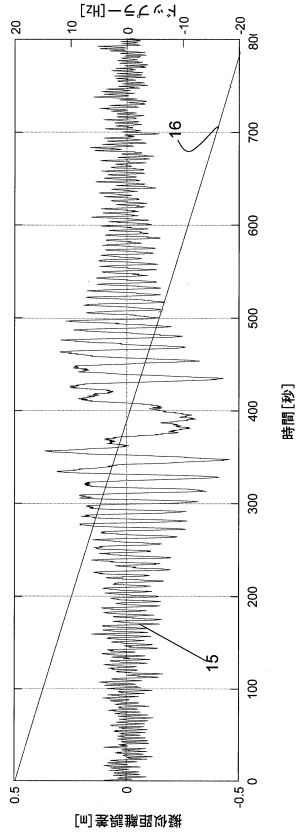
20

30

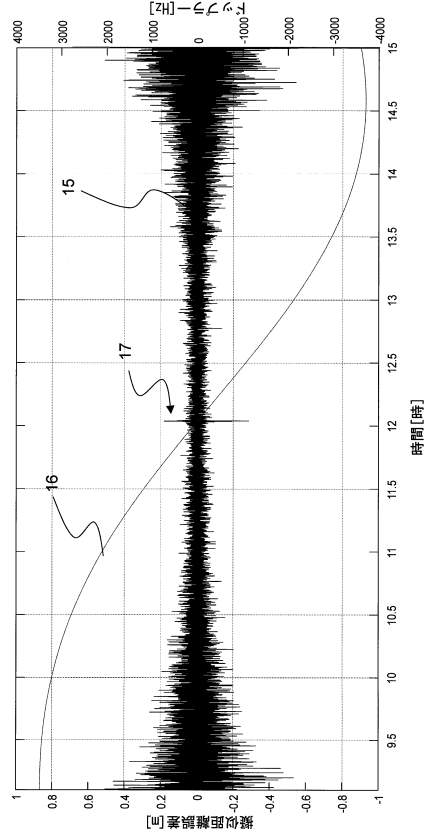
40

50

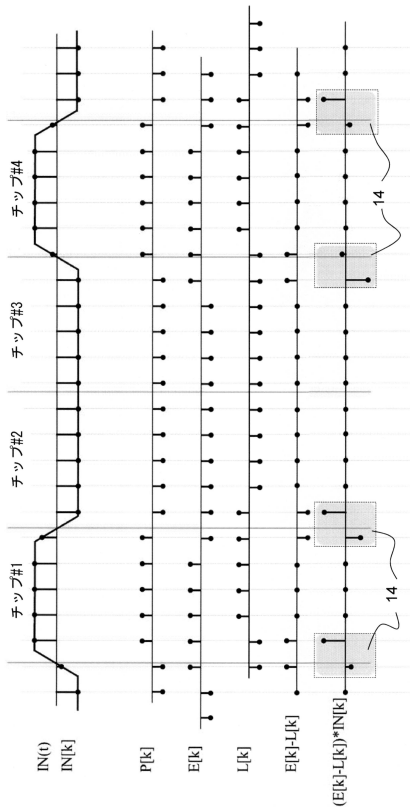
【図 3 a】



【図 3 b】



【図 4】



【図 5】

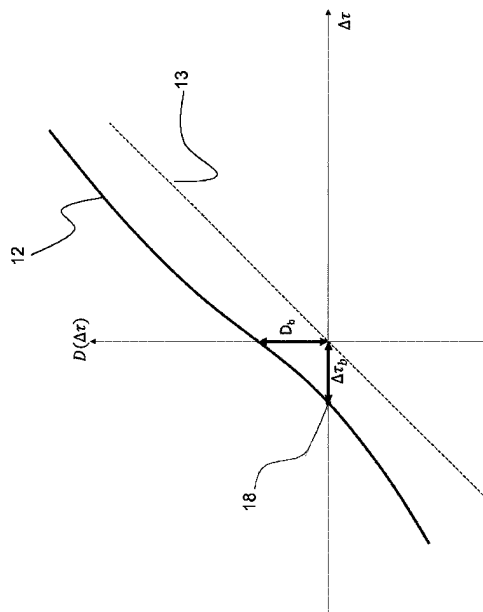


FIG. 5

10

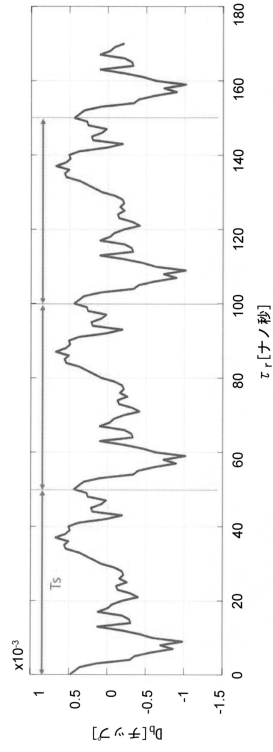
20

30

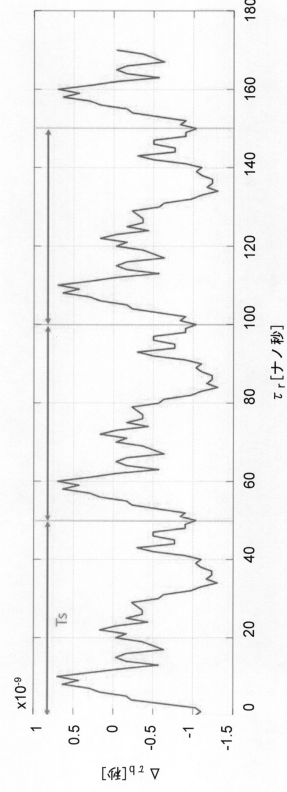
40

50

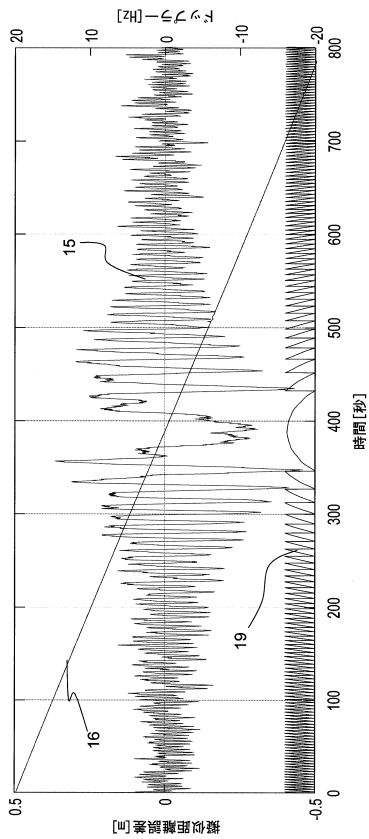
【図 6】



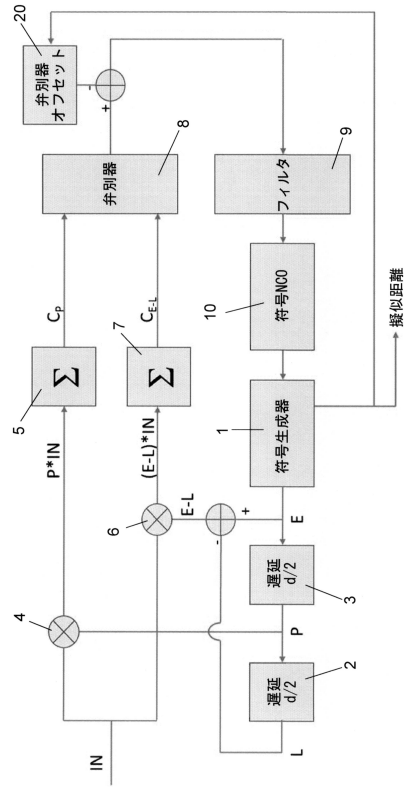
【図 7】



【図 8】



【図 9】



10

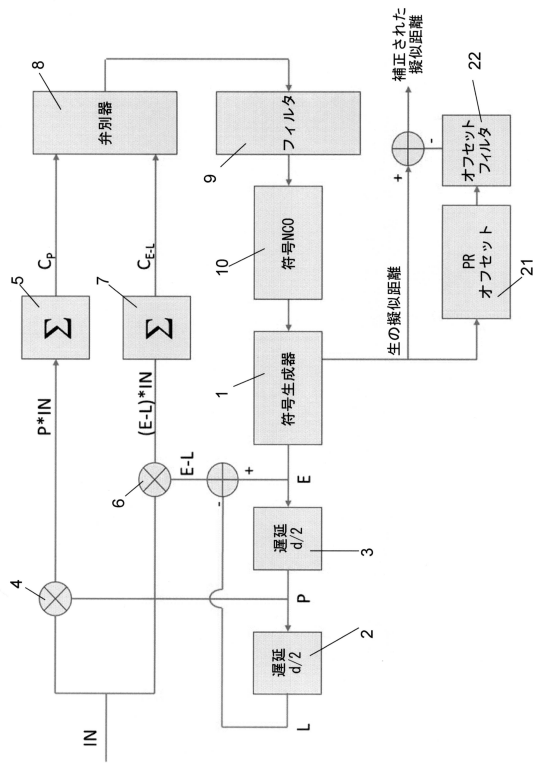
20

30

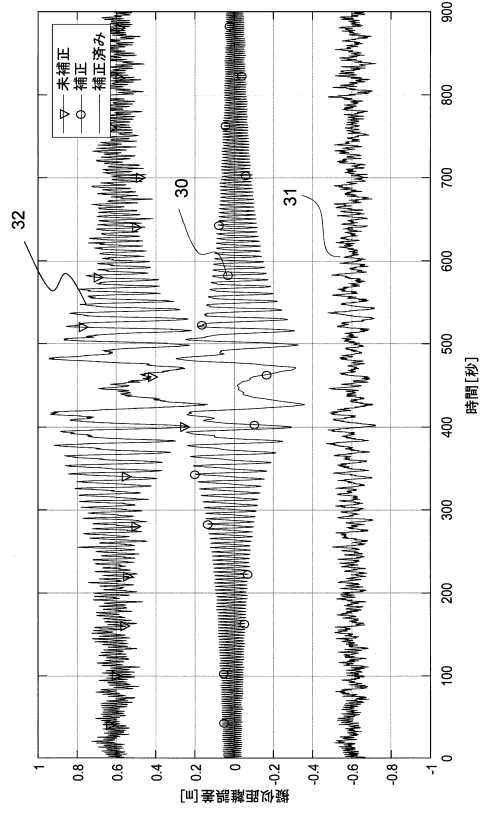
40

50

【図 10】



【図 11】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

エルレー・エスドールンラーン・31

審査官 東 治企

- (56)参考文献 特開2014-228540(JP,A)
特開2008-249660(JP,A)
米国特許第6744404(US,B1)
Xiaojun Jin et al. , "PN Ranging Based on Noncommensurate Sampling: Zero-Bias Mitigation Methods" , IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems , 2017年04月 , Vol. 53, No.2 , pp.926-940 , DOI: 10.1109/TAES.2017.2667236
Zhibin Luo et al. , "The Code Phase Error Compensation Technique in GNSS Receivers" , Proceedings of the 2017 International Technical Meeting, ION ITM 2017 [CD-ROM] , The Institute of Navigation , 2017年02月 , pp.365-387 , ISSN: 2330-3646
Kevin J. Quirk et al. , "PN Code Tracking Using Noncommensurate Sampling" , IEEE Transactions on Communications , 2006年10月 , Vol.54, No.10 , pp.1845-1856 , DOI: 10.1109/TCOMM.2006.881259
- (58)調査した分野 (Int.Cl. , DB名)
G 0 1 S 1 9 / 0 0 - 1 9 / 5 5
I E E E X p l o r e