

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4754783号
(P4754783)

(45) 発行日 平成23年8月24日 (2011. 8. 24)

(24) 登録日 平成23年6月3日 (2011. 6. 3)

(51) Int. Cl.

F I

GO 1 S 5/14 (2006. 01)

GO 1 S 5/14

HO 4 B 1/7073 (2011. 01)

HO 4 J 13/00 4 1 O

HO 4 B 1/7097 (2011. 01)

HO 4 J 13/00 4 3 O

請求項の数 20 (全 26 頁)

(21) 出願番号 特願2003-538766 (P2003-538766)
 (86) (22) 出願日 平成14年10月16日 (2002. 10. 16)
 (65) 公表番号 特表2005-538339 (P2005-538339A)
 (43) 公表日 平成17年12月15日 (2005. 12. 15)
 (86) 国際出願番号 PCT/US2002/033932
 (87) 国際公開番号 W02003/036322
 (87) 国際公開日 平成15年5月1日 (2003. 5. 1)
 審査請求日 平成17年10月14日 (2005. 10. 14)
 審判番号 不服2009-3932 (P2009-3932/J1)
 審判請求日 平成21年2月23日 (2009. 2. 23)
 (31) 優先権主張番号 10/029, 357
 (32) 優先日 平成13年10月22日 (2001. 10. 22)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(73) 特許権者 595020643
 クォアルコム・インコーポレイテッド
 QUALCOMM INCORPORATED
 アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
 121-1714、サン・ディエゴ、モア
 ハウス・ドライブ 5775
 (74) 代理人 100108855
 弁理士 蔵田 昌俊
 (74) 代理人 100091351
 弁理士 河野 哲
 (74) 代理人 100088683
 弁理士 中村 誠
 (74) 代理人 100109830
 弁理士 福原 淑弘

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 GPS信号をトラッキングするオープンループに関する方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

人工衛星ポジショニングシステム信号をプロセッシングする方法であって、その方法は、以下を具備する：

受信機によって受信された人工衛星ポジショニングシステム信号の一部分をプロセッシングすることに基づいて少なくとも3のインディケータのセットを発生することであって、前記インディケータのそれぞれは、前記人工衛星ポジショニングシステム信号中のPNシーケンスのエポックが、互いに異なる遅延時間を持つ参照PNシーケンスのエポックに等しい可能性の数値確率の値表示であること；及び

前記インディケータのセットの内挿から、前記人工衛星ポジショニングシステム信号中のPNシーケンスと参照シーケンスとを繰り返して同期させることなく前記人工衛星ポジショニングシステム信号の到着の時間及びキャリア周波数の1つであるパラメータの測定値を算出すること。

【請求項 2】

請求項1の方法、ここで、前記インディケータの1つは、以下の1つによって発生される：

- (a) シリアルコリレーション、
- (b) マッチトフィルタリング、
- (c) 高速フーリエ変換、及び
- (d) 高速コンボリューション。

【請求項 3】

請求項 1 の方法であって、以下をさらに具備する：

前記測定値を使用して位置を算出すること。

【請求項 4】

請求項 1 の方法であって、以下をさらに具備する：

前記測定値及び 1 若しくはそれ以上の以前の測定値を使用して位置を算出すること

【請求項 5】

請求項 1 の方法であって、以下をさらに具備する：

前記測定値と 1 若しくはそれ以上の以前の測定値を統合された測定値に統合すること 10

【請求項 6】

請求項 5 の方法、ここで、統合することは、以下の 1 つを具備する：

- (a) 最小二乗フィルタリング、
- (b) カルマンフィルタリング、及び
- (c) メディアンフィルタリング。

【請求項 7】

請求項 3 の方法であって、以下をさらに具備する：

前記位置と 1 若しくはそれ以上の以前の位置を統合された位置に統合すること。

【請求項 8】

請求項 7 の方法、ここで、統合することは、以下の 1 つを具備する：

- (a) 最小二乗フィルタリング、
- (b) カルマンフィルタリング、及び
- (c) メディアンフィルタリング。

【請求項 9】

人工衛星ポジショニングシステム信号をプロセッシングする方法であって、その方法は、以下を具備する：

受信機によって受信された人工衛星ポジショニングシステム信号の一部分をプロセッシングすることに基づいて少なくとも 3 のインディケータのセットを受信することであって、前記インディケータのそれぞれは、前記人工衛星ポジショニングシステム信号中の P Nシーケンスのエポックが、互いに異なる遅延時間を持つ参照 P Nシーケンスのエポックに等しい可能性の数値確率の値表示であること；及び 30

前記インディケータのセットの内挿から、前記人工衛星ポジショニングシステム信号中の P Nシーケンスと参照シーケンスとを繰り返して同期させることなく前記人工衛星ポジショニングシステム信号の到着の時間及びキャリア周波数の 1 つであるパラメータの測定値を算出すること。

【請求項 10】

人工衛星ポジショニングシステム信号の受信機であって、その受信機は、以下を具備する：

人工衛星ポジショニングシステム信号を受信するためにアンテナに接続されるために構成された第 1 の回路；及び 40

第 1 の回路に接続された第 2 の回路であって、第 2 の回路は、第 1 の回路によって受信された人工衛星ポジショニングシステム信号の部分のプロセッシングすることに基づいて少なくとも 3 のインディケータのセットを発生するために構成され、前記インディケータのそれぞれは、前記人工衛星ポジショニングシステム信号中の P Nシーケンスのエポックが、互いに異なる遅延時間を持つ参照 P Nシーケンスのエポックに等しい可能性の数値確率の値表示であること、第 2 の回路は、インディケータのセットの内挿から、前記人工衛星ポジショニングシステム信号中の P Nシーケンスと参照シーケンスとを繰り返して同期させることなく前記人工衛星ポジショニングシステム信号の到着の時間及びキャリア周波数の 1 つであるパラメータの測定値を算出するために構成される。 50

【請求項 1 1】

請求項 1 0 の受信機、ここで、前記第 1 の回路及び第 2 の回路は、1 個の集積回路を具備する。

【請求項 1 2】

請求項 1 0 の受信機、ここで、前記第 2 の回路は以下を具備する：

前記インディケータを記憶するために構成されたメモリ；及び

前記メモリに接続されたプログラマブルデジタルシグナルプロセッサであって、そのプログラマブルデジタルシグナルプロセッサは、前記インディケータを発生するため、及び前記測定値を算出するために構成される。

【請求項 1 3】

請求項 1 0 の受信機、ここで、前記第 2 の回路は、以下の 1 つを使用して少なくとも 1 の前記インディケータを発生するために構成される：

- (a) シリアルコリレーション、
- (b) マッチフィルタリング、
- (c) 高速フーリエ変換、及び
- (d) 高速コンボリューション。

【請求項 1 4】

請求項 1 0 の受信機、ここで、前記第 2 の回路は、前記測定値を使用して位置を算出するために構成される。

【請求項 1 5】

請求項 1 0 の受信機、ここで、前記第 2 の回路は、前記測定値及び 1 若しくはそれ以上の以前の測定値を使用して位置を算出するために構成される。

【請求項 1 6】

請求項 1 0 の受信機、ここで、前記第 2 の回路は、前記測定値と 1 若しくはそれ以上の以前の測定値を統合された測定値に統合するために構成される。

【請求項 1 7】

請求項 1 5 の受信機、ここで、前記第 2 の回路は、前記位置と 1 若しくはそれ以上の以前の位置を統合された位置に統合するために構成される。

【請求項 1 8】

人工衛星ポジショニングシステム信号の受信機であって、前記受信機は、以下を具備する：

前記人工衛星ポジショニングシステム信号を受信するためにアンテナに接続されるように構成された第 1 の回路；

前記第 1 の回路に接続された第 2 の回路であって、前記第 2 の回路は、前記第 1 の回路によって受信された人工衛星ポジショニングシステム信号の部分をプロセッシングすることに基づいて少なくとも 3 のインディケータのセットを発生するために構成され、前記インディケータのそれぞれは、前記人工衛星ポジショニングシステム信号中の P N シーケンスのエポックが、互いに異なる遅延時間を持つ参照 P N シーケンスのエポックに等しい可能性の数値確率の値表示であること、第 2 の回路は、インディケータのセットの内挿から、前記人工衛星ポジショニングシステム信号中の P N シーケンスと参照シーケンスとを繰り返して同期させることなく前記人工衛星ポジショニングシステム信号の到着の時間及びキャリア周波数の 1 つであるパラメータの測定値を算出するために構成されること；及び

前記第 2 の回路に接続された第 3 の回路であって、前記第 3 の回路は、前記第 2 の回路から受信されたインディケータのセットを基地局へ通信するためのアンテナに接続されるように構成される。

【請求項 1 9】

人工衛星ポジショニングシステム関連した信号をプロセッシングする基地局であって、前記基地局は以下を具備する：

人工衛星ポジショニングシステム信号の受信機から少なくとも 3 のインディケータ

10

20

30

40

50

のセットを受信するためにアンテナに接続されるように構成された第1の回路であって、前記インディケータのそれぞれは、前記人工衛星ポジショニングシステム信号中のPNシーケンスのエポックが、互いに異なる遅延時間を持つ参照PNシーケンスのエポックに等しい可能性の数値確率の値表示であること；及び

前記第1の回路に接続された第2の回路であって、前記第2の回路は、前記インディケータのセットの内挿から、前記人工衛星ポジショニングシステム信号中のPNシーケンスと参照シーケンスとを繰り返して同期させることなく前記人工衛星ポジショニングシステム信号の到着の時間及びキャリア周波数の1つであるパラメータの測定値を算出するために構成される。

【請求項20】

人工衛星ポジショニングシステム信号の受信機によって実行される場合に、以下を具備する方法を実施するための受信機にさせる実行可能な命令を包含する機械が読み取り可能なメディアであって：

前記受信機によって受信された人工衛星ポジショニングシステム信号の一部分に基づいて少なくとも3のインディケータのセットを発生することであって、前記インディケータのそれぞれは、前記人工衛星ポジショニングシステム信号中のPNシーケンスのエポックが、互いに異なる遅延時間を持つ参照PNシーケンスのエポックに等しい可能性の数値確率の値表示であること；及び

前記インディケータのセットの内挿から、前記人工衛星ポジショニングシステム信号中のPNシーケンスと参照シーケンスとを繰り返して同期させることなく前記人工衛星ポジショニングシステム信号の到着の時間及びキャリア周波数の1つであるパラメータの測定値を算出すること。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、グローバルポジショニングシステムの分野に係り、特に、高感度で高精度な受信機において人工衛星信号を受信し、トラッキングする方法及び装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来のグローバルポジショニングシステム（GPS）受信機は、受信機の位置を算出するために多数のGPS衛星から送信された同期された信号を捕捉し、トラックし、復調する。

【0003】

各GPS衛星は、直接シーケンス拡散スペクトル信号を送信する。直接シーケンス拡散スペクトル信号は、チップと呼ばれるバイナリフェーズ状態のシーケンスによって表された繰り返しコードによって変調される。コードに対応するチップの特定のシーケンスは、擬似ランダム若しくは擬似ノイズ（PN）シーケンスと呼ばれる。各GPS衛星は、固有のコード、すなわち固有のPNシーケンスを有する信号を同報通信する。C/Aコードと呼ばれる、米国において民間のアプリケーションに対して利用できるコードは、ゴールドコードとして知られるファミリーからである。C/Aコードは、1ミリ秒（msec）のフレーム期間に1023チップからなる。したがって、コードは、1ミリ秒毎にGPS信号中で繰り返される。

【0004】

さらに、50ボーバイナリフェーズシフトキード（BPSK）データは、擬似ノイズシーケンスに重ねられる。BPSKデータのビット境界は、PNシーケンスの始まりに合わせられ、その結果、各データビット期間（すなわち、20msec）に20の完全なPNシーケンスがある。BPSKデータは、天体暦データを含む。天体暦データは、人工衛星の位置とGPS信号のクロックタイミングを特定する。

【0005】

このようにして、付加的なノイズ及び干渉がない理想的な受信したGPS信号は、次の

10

20

30

40

50

形式である：

$$s(t) = A P(t - \tau) d(t - \tau) \cos[2\pi f_0(t - \tau) + \phi_t] \quad (1)$$

ここで、 A は信号の振幅であり、 $+1$ 若しくは -1 の値を持つ $P(t)$ は、時間 t における擬似ノイズ変調であり、 $d(t)$ はBPSKデータであり、これも $+1$ 若しくは -1 のいずれかの値を持ち、 f_0 はヘルツで表された名目上のキャリア周波数であり、 ϕ_t は位相角であり、これはドップラー効果、位相ノイズ等によってゆっくりと変化する可能性があり、そして、 τ は受信機によって推定されるべき遅延である。実際には、振幅 A は、代表的には、時間とともにゆっくりと変化する。時間変数 t がドップラー効果によって時間とともに伸張する若しくは圧縮する可能性があるという事実は、 f_0 、 ϕ_t 及び τ の量に取り込まれる可能性がある。

10

【0006】

GPS受信機の主なタスクは、受信機の位置を算出するために多数のGPS衛星から送信された受信したGPS信号のパラメータ、 f_0 、及び ϕ_t を測定することである。パラメータを測定することは、“PNトラッキング回路”と呼ばれる回路を使用して継続的なベースで代表的に実施される。この測定プロセスの一部として、キャリア周波数 f_0 及び位相角誤差 ϕ_t は、“キャリアトラッキング回路”と呼ばれる回路において測定され、補正される。従来、PN及びキャリアトラッキング回路は、クローズドトラッキングループと呼ばれるフィードバック回路の形式をとる。

【0007】

20

一般に、従来のトラッキングループは、フィードバック回路を利用する。フィードバック回路は、受信した信号を複製したローカルに発生した参照信号を作り出すことを試みる、すなわち、参照信号を受信した信号にある関係を持たせる。図1は、従来技術の1実施形態にしたがったクローズドループトラッキング方法のブロック図を示す。信号ディスクリミネータ510は、訂正信号を発生する。訂正信号は、参照信号514をどのようにして訂正するかを指示する。訂正信号は、ライン515でフィードバックされ、受信した信号と参照信号との間の相違を削減する。これは継続的な方法で行われるので、手順は、反復の、すなわち“クローズドループ”、タイプの方法として見られることができる。

【0008】

例えば、PNトラッキングループ回路において、ローカルPN発生器は、受信したGPS信号中のPNシーケンスを複製する。ローカルに発生されたPNシーケンスは、受信したGPS信号中のPNシーケンスとこの回路中で比較され、ローカル参照シーケンスと受信したシーケンスとの同期の程度に対応する強度の出力を作り出す。2つのシーケンスが同期している場合、出力の振幅は、最大に達する。2つのシーケンスがずれて離れている場合、出力の振幅は減少する。このようにして、出力の振幅の変化は、ローカルPN発生器のタイミングを調節するために使用され、その後の出力の振幅を増加する。これはサーボ若しくはフィードバックタイプの技術である。同様な技術は、GPS信号のキャリアの位相及び周波数をトラックするためにも使用される。

30

【0009】

クローズドループトラッキングは、振幅及び遅延のようなGPS信号のパラメータが時間においてゆっくりと変化する場合にはよく働く。その場合には、GPS信号のパラメータのロングタームアベレージングが実施される可能性がある。しかしながら、信号のパラメータが予測できない挙動で早く変化する多くの状況がある。例えば、GPS受信機が建物の中へ移動している場合、直接信号及び壁、大きな物体、等から発せられた反射信号の予測できない重ね合わせに起因して、受信した信号は、振幅、遅延、及びキャリアが急速に変動する。同様に、GPS受信機が大きな建物がある都市環境、いわゆる“都会の谷間”で動作する場合、受信機及びアンテナが自動車で動いている場合のように、GPS受信機が急速に動いているならば、信号レベルは、急速に変動する。再び、問題の元凶は、直接信号と反射信号との間の予測できない干渉である。GPS衛星からの直接信号がないことがしばしばあり、受信したものの全てが、反射信号である。この状況は、受信した信号のパ

40

50

ラメータにおける変動のスピード及び程度をさらに悪化させる。

【 0 0 1 0 】

受信したGPS信号が急速に変動する場合、クローズドトラッキングループは、上手く実施されない。クローズドループトラッキングシステムにおいて、受信した信号及び訂正信号のパラメータ p の以前の測定値は、(2)式に示すパラメータの現在の測定値を作り出すために使用される。訂正信号は、以前の測定値(若しくは、複数の測定値)における推定されたエラーに代表的に関係する。すなわち、

$$p^{(n+1)} = h(p^{(n)}, e(n)) \quad (2)$$

ここで、 $p^{(n)}$ は時間 n におけるパラメータ p の測定値であり、 $e(n)$ は以前の測定値の推定されたエラーであり、そして h は線形若しくは非線形関数である。代表的に、 n の増加分は、1若しくはそれ以上のPNフレーム期間に対応する可能性がある。

10

【 0 0 1 1 】

ある定式化において、関数 h の議論は、複数の以前の測定値、 $p^{(n)}$ 、 $p^{(n-1)}$ 、 $p^{(n-2)}$ 、...、及び/若しくはエラー $e(n)$ 、 $e(n-1)$ 、 $e(n-2)$ 、...を包含する。しかしながら、単純化のため及び説明目的のために、(2)の単純化した数式を利用する。

【 0 0 1 2 】

測定プロセスが、そのような測定の精度を制限するノイズを含むので、多くの著者も、パラメータ p の測定値を“推定”としてみなす。本発明において、パラメータに言及している場合、用語“測定値”は、パラメータの推定値と同じ意味合いである。

20

【 0 0 1 3 】

クローズドトラッキングループの特性を説明するために、式(2)の線形形式を考慮する、すなわち、

$$p^{(n+1)} = p^{(n)} + k e(n) \quad (3)$$

ここで、 k は定数若しくはゆっくりと変化するパラメータである。エラー $e(n)$ が、 $e(n) = p(n) - p^{(n)}$ 、ここで $p(n)$ は時間 n におけるパラメータ p の厳密な値である、として表されるならば、式(3)は以下のように書き直される

$$p^{(n+1)} = (1 - k) p^{(n)} + k p(n) \quad (4)$$

これは、本質的に時定数 $1/k$ を有する1極フィルタタイプの応答である。このようにして、 $p^{(n)}$ の初期エラーは、 $1/k$ のイテレーション(iteration)に等しい期間においてほぼ $e \times p(-1) \approx 0.37$ のファクタだけ減少する。

30

【 0 0 1 4 】

1に近い、しかし1より小さい k を有するシステムにおいて、最新の測定値だけが、訂正に寄与する。これゆえ、測定値は、受信した信号の急速な変化に追従できる。しかしながら、以前の測定値の平均化がほとんどないので、受信した信号が弱い場合には、システムは上手く機能しない。一方で、小さな k を有するシステムでは、多くの以前の測定値が、訂正に寄与し、そしてこれゆえ、受信した信号が弱い場合でさえも、システムは良好に機能する。しかし、受信した信号が弱い場合には、この信号が急に变化する時は、システムは上手く機能しない。

40

【 0 0 1 5 】

それゆえ、クローズドトラッキングループは、回避できない限界を有する。受信した信号のパラメータがあまり急速に変化し、その結果、クローズドトラッキングループが急速な変化に十分に追従できずに、正確な結果を生成できない場合に、“ループロスオブロック(loop loss-of-lock)”状況が生じる。強い(k が1に近い)訂正信号を有する“ワイド”ループは、受信した信号の急速な変化に追従できるが、ループが、所望の信号から受信したノイズ及び干渉を識別できないために、信号が弱い場合には上手く機能しない。一方で、弱い訂正信号を有する“ナロー”(小さな k)ループは、急速に変化している信号にしばしば追従できない可能性がある。

【 0 0 1 6 】

種々のアプローチが、異なる条件に適応できるようなループ設計を作成するために考案

50

される可能性があり、これゆえ、直前に論じた制限のいくつかを克服する。しかしながら、信号ダイナミクス及び強度が大きく変化することが可能であり、予測できない場合には、これらの“適応性のある”アプローチは、上手くいかない、若しくは成果が十分でないことを免れない。

【発明の開示】

【0017】

[サマリー]

オープンループトラッキンググローバルポジショニングシステム(GPS)信号に関する方法及び装置が、ここに記載される。

【0018】

本発明の1態様では、イグゼンプラリな方法は、以下を含む：(A)受信機によって受信された人工衛星ポジショニングシステム信号の一部分をプロセッシングすることに基づいて少なくとも3のインディケータのセットを発生すること；及び(B)インディケータのセットの内挿からパラメータの測定値を算出すること。インディケータのそれぞれは、信号のパラメータ(例えば、GPS信号の到着の時間若しくはGPS信号のキャリア周波数)が、所定の値であることの確率の表示である。シリアルコリレーション、マッチトフィルタリング、高速フーリエ変換、及び高速コンボリューションは、これらのインディケータを発生するために使用される方法の中にある。

【0019】

本発明の他の態様では、イグゼンプラリな方法は、デスプレッドされたデータを生成するために人工衛星ポジショニングシステム信号の一部分にデスプレッディングオペレーションを実施すること；及び、信号の周波数測定値を生成するためにデスプレッドされたデータにオープンループ周波数測定オペレーションを実施することを含む。本発明のある実施形態では、オープンループ周波数測定オペレーションは、以下を含む：(A)第1のデータを生成するためにデスプレッドされたデータに非線形オペレーションを実施すること；(B)スペクトルデータを生成するために第1のデータにスペクトル解析オペレーションを実施すること；及び(C)スペクトルデータ中のピークの位置から信号の周波数測定値を算出すること。本発明のある実施形態では、オープンループ周波数測定オペレーションは、以下を含む：(A)第1のデータを生成するためにデスプレッドされたデータに非線形オペレーションを実施すること；(B)平均したデータを生成するために第1のデータに平均化オペレーションを実施すること；(C)平均されたデータの角度を算出すること；及び(D)その角度を使用して信号の周波数測定値を算出すること。本発明のある実施形態では、非線形オペレーションは、二乗オペレーションを含む。本発明のある他の実施形態では、非線形オペレーションは、共役、遅延及び掛け算オペレーションを含む。

【0020】

本発明は、これらの方法を実施するGPS受信機及び、GPS受信機において実行される場合に、これらの方法を実施する受信機にさせる機械読み取り可能なメディア、を含むこれらの方法を実施する装置を含む。

【0021】

本発明の他の特徴は、添付した図面及び以下の詳細な説明から明らかである。

【発明を実施するための最良の形態】

【0022】

本発明は、例として説明され、添付した図面の記載に制限されることはない。図面では、同様な参照符号は、同様の要素を示す。

【0023】

主題の発明は、以下に示される多くの詳細を参照して説明され、添付した図面は、本発明を図示する。以下の説明及び図面は、本発明を解説するものであり、本発明を限定するものとして解釈されるべきではない。多くの具体的な詳細が、本発明の全体の理解を与えるために説明される。しかしながら、ある場合には、周知の若しくは従来の詳細は、本発明の詳細を不必要に不明瞭にしないために説明されない。

【 0 0 2 4 】

本発明の少なくとも 1 実施形態は、オープンループトラッキング方法を使用しようとし、GPS 信号のパラメータを測定する。オープントラッキングモードでは、時間 $n + 1$ におけるパラメータ p の測定値は、次式で表すことができる。

【 0 0 2 5 】

$$p^{(n+1)} = f \{ u_1(n+1), u_2(n+1), \dots, u_s(n+1) \} \quad (5)$$

ここで、 $u_i(m)$ は、時間 m における p に関係する量の測定値である。このようにして、 p の現在の測定値は、測定値に関係する有限の数の関数である。式 (5) において、 $p^{(n)}$ (若しくは $p^{(n-1)}$, $p^{(n-2)}$, 等) に対して $p^{(n+1)}$ の明確な依存性がない。

10

【 0 0 2 6 】

オープンループトラッキング状況では、 $p^{(n)}$, $p^{(n-1)}$ 若しくは $p^{(n-2)}$ のような以前の測定値は、式 (2) の形式以外の形式で次の測定値の算出に影響するように使用される可能性がある。代表的には、以前の測定値は、その中で引き続きの測定が行われる束縛された領域、すなわち “ウィンドウ” を与えるために使用される。現在のウィンドウの中心の位置及び/若しくはウィンドウの幅は、代表的には以前の 1 の測定値若しくは複数の測定値の関数として調節される。

【 0 0 2 7 】

多くのオープンループ測定値は、測定値の精度を改善するために統合される可能性がある。例えば、連続したオープンループ測定値と一緒に平均化するオペレーション、若しくはそのような測定値のメジアンを生成すること、若しくは測定値をあるタイプのカーブにフィッティングさせること (例えば、直線フィット)、等は、改善された測定値を得るために実施される可能性がある。カーブフィッティングプロセスにおいて、ノイズ及び干渉は、フィルタして取り除くことができるが、受信した信号の急速な変化は、依然として追従できる。

20

【 0 0 2 8 】

一般に、GPS 受信機は、2 つの動作モードを有する、すなわち、(1) 捕捉モード、及び (2) トラッキングモードである。捕捉モードでは、GPS 受信機は、GPS 信号の存在を検出するために及びそれに粗く同期させるために、ローカルに発生された参照 PN 信号のチップレベルを受信した信号に粗く関係を調整しようとする。トラッキングモードでは、GPS 受信機は、参照 PN 信号を GPS 信号に正確に同期させようとし、その結果、信号間のタイミング差は、1 チップ期間よりはるかに小さい。

30

【 0 0 2 9 】

捕捉モードでは、ローカルに発生された PN チップの名目上のレートは、入ってくる PN チップの名目上のレートからわずかに異なるように設定される。その結果、参照コードは、受信した信号に対して相対的に “スライド” する。相関プロセスは、2 つの信号を互いに比較する。2 つが 1 チップ内に関係を調整されている場合、大きな相関出力が結果として生じる。これが、受信機がトラッキングモードに入ることを生じさせる。トラッキングモードでは、ローカルに発生された PN チップは、入ってくる PN チップのレートに設定される。多くの場合、捕捉は、複数の回路を使用することによって促進され、相関オペレーションを並行して実施する。

40

【 0 0 3 0 】

図 2 は、従来技術の 1 実施形態にしたがったクローズドループ擬似ノイズトラッキング方法の簡略化したブロック図を示す。図 2 において、PN ディスクリミネータ 520 は、GPS 信号から得られたベースバンド入力 522 中の参照 PN シーケンスをローカル PN 参照値発生器 524 によって発生された参照 PN シーケンスと比較する。PN ディスクリミネータ 520 は、相関インディケータ発生器 531 及び 532 を包含する。相関インディケータ発生器は、代表的にはシリアルコリレータである。コリレータは、2 つの入力 PN シーケンスが近くに調整されているほど、大きな出力をコリレータが発生するように構

50

成される。このようにして、コリレータの出力は、2つの入力シーケンスがどれだけ近くに調整されているかのインディケータである。減算器535の結果は、ライン538の遅延した参照PNシーケンスが、ライン537の参照PNシーケンスより、ベースバンド入力中のPNシーケンスとより良く調整されているか否かを指示する。減算器535からの訂正信号は、参照PNシーケンスのタイミングを調整し、その結果、両方のインディケータ発生器は、同じ出力を生成する。ライン537及び538両者のPNシーケンスがベースバンド入力中のPNシーケンスと同等に良く調整されている場合、受信したPNシーケンスのエポック(epoch)は、ライン537及び538のPNシーケンスのエポックの中間にある。

【0031】

減算回路535は、符号を付けられた数である訂正信号を生成する。この数の符号は、PN参照値がより良いアライメントに対して調節されるべき方向（早く若しくは遅く）を指示する。この差異の大きさは、ミスアライメントの現在の程度に比例する。

【0032】

図3は、従来技術の1実施形態にしたがった詳細なクローズドループ擬似ノイズトラッキング方法を示す。図3において、ライン401のベースバンド入力、インフェーズ(I)及びカドラチャ(Q)成分を包含する。これは、代表的にはI/Qダウンコンバータによって入力信号から変換される。代表的には、ライン401の信号は、図4に図示されたような波形430を有する。オシレータ419は、ライン421からフィードバックされた訂正信号によって制御され、ローカル発生器403によって発生されたPNシーケンスをライン401のベースバンド入力中のPNシーケンスと関係を調整する。基本エラー信号は、PNディスクリミネータ402によって発生される。PNディスクリミネータ402は、2つのシリアルコリレータ及び1つの減算器417を具備する。シリアルコリレータのそれぞれは、掛け算、積算、及び非線形検出オペレーションを実施し、相関出力を発生する。図4に図示された波形431を持つと、ライン425のアーリー(E)信号は、乗算器404、アキュムレータ407及び非線形検出器410を具備する第1のコリレータに送信され、アーリー相関出力を発生する。ライン428において、遅延オペレータ413及び414からの出力としてのレイト(L)信号は、乗算器405、アキュムレータ408及び非線形検出器411を具備する第2のコリレータに送信され、レイタ相関出力を発生する。このレイタ信号は、図4に示された波形433を有する。これは、遅延オペレータ413及び414のそれぞれが遅延 t_d を生じることが図示する。このゆえ、図4に示された波形432を有するライン426のパンクチャル信号のエポックは、アーリー及びレイタ信号のエポックの中間にある。レイタ出力は、減算器417によってアーリー出力から引き算され、基本エラー信号を生成する。基本エラー信号は、アキュムレータ418及びループフィルタ415によってさらにフィルタされる。

【0033】

代表的には、非線形検出器410及び411は、強度若しくは強度の二乗演算を実施し、アキュムレータ407及び408は、複数のPNフレーム期間に等しい時間の期間にわたって累積する。アキュムレータ418は、ループフィルタ415に与えられたデータレートを減少し、ループフィルタ415がマイクロプロセッサによって実行される場合に代表的に採用される。

【0034】

入ってくる信号がアーリー信号に近く調整される場合、アーリー出力は、レイト出力よりはるかに大きい。これゆえに、アーリー出力マイナスレイト出力は、正であり、正の訂正信号は、オシレータ419の周波数を増加する。したがって、参照値発生器にオシレータによって与えられたクロックエポックは、時間において早くなる、すなわち、全ての波形431, 432, 433が図4の左へ移動し、レイト出力を入ってくる信号により近づけて調整する。入ってくる信号がアーリー信号よりレイト信号とより近く調整されている場合は、反対のことが起きる。このようにして、アーリー及びレイト信号の両者が、入ってくる信号と同等に良く調整される場合に、すなわち、入ってくる信号のエポックは、パ

10

20

30

40

50

ンクチャル信号のそれと同じであり、アーリー及びレイト信号のその中間である場合に、ループは、平衡に達する。代表的には、トラッキングが維持されるためには、パンクチャル信号のエポックは、入力信号のエポックに近く（例えば、ほぼ1チップ以内に）なければならない。

【0035】

ループが平衡に達した時に、入ってくる信号は、図3のライン426のパンクチャル信号に関係を調整される。ライン427のパンクチャル出力は、デスブレッドされた信号、すなわち、擬似ノイズが除去されたベースバンド信号を包含する。パンクチャル出力は、主に天体暦データの修正のためのものである。天体暦データは、GPS信号（式（1）のBPSKデータd）上で変調される。オシレータ419の位相及びPN参照値発生器403のコード位置（すなわちコード位相）は、しばしば統合され、入ってくる信号の到着の時間（シュードレンジ(pseudorange)）の測定値を生成する。

10

【0036】

図5は、本発明の1実施形態にしたがったオープンループトラッキング方法のブロック図を示す。ここで、信号差コンティファイア560は、受信した信号562のパラメータとローカル参照信号564との間のパラメータの差異を定量化し、受信した信号のパラメータの測定値を決定する。このようにして、パラメータの測定値は、ローカル参照信号を受信した信号のパラメータと同じものを有するように調整する必要性なしに獲得できる。

【0037】

図6は、本発明の1実施形態にしたがったオープンループ擬似ノイズトラッキング方法の簡略化したブロック図を示す。発生器574によって発生された参照PNシーケンスは、遅延オペレータ592, 593, . . . , 599のセットによって遅延され、参照シーケンスのセットを生成する。参照シーケンスのそれぞれは、異なるエポックに対応する。参照シーケンスのこのセットは、相関インディケータ発生器581, 582, 583, . . . , 589のセットによってベースバンド入力572中のPNシーケンスと比較され、インディケータのセットを発生する。インディケータのそれぞれは、数値であり、対応する遅延した参照PNシーケンスがベースバンド入力中のPNシーケンスとどれだけ良く関係が調整されているかを示す。このようにして、インディケータのそれぞれは、対応する遅延した参照シーケンスのエポックが受信した信号中のPNシーケンスのエポックであることの可能性、若しくは見込みのインディケータとして見られる可能性がある。ピークローケータ580は、内挿スキームを使用し、参照PNシーケンスをベースバンド入力中のPNシーケンスと同期させるために必要な遅延の量を正確に決定する。このようにして、到着の時間は、参照シーケンスを入ってくる信号と繰り返して同期させる必要性なしにコリレータインディケータのセットの測定値から決定される。サーボ方法は必要でない。

20

30

【0038】

図6を見るための他の方法は、参照値PN発生器から所定のコリレータインディケータへの全遅延がPN参照値と入力信号との間の時間オフセットに比例するということである。このようにして、この全遅延は、ローカル時間に関連する入力信号の到着の時間の仮説を立てられた値を表す。このようにして、オープンループ手順は、入力信号パラメータがいくつかの仮説を立てられた、若しくは予め決められた値の1つであることのテストのセットを実施する。それは、その後、このパラメータがこれらの予め決められた値に等しい数値のセット、すなわち“インディケータ”を与える。インディケータは、一致の可能性、若しくは見込みとして説明されることができる。これらのインディケータの値に基づいて、580にあるような内挿手順を実施することができ、パラメータの測定値をさらに精密にすることができる。

40

【0039】

図7は、相関インディケータの内挿を図示する。位置450から458の縦線は、9つの相関オペレーションの出力の強度を表す。連続したコリレータ出力のPNエポックは、1/2チップだけ互いにずれる。点線は、複数のコリレータによって与えられたインディケータの値の間の内挿を表し、“X”は、内挿スキームを使用して見つけられたピークの

50

位置を指示する。内挿スキームがありふれたものでないことを理解するであろう。そこでは、ピークを見つけることは、最大値を有する相関インディケータを選び出すことを単純に減少させることができる。

【 0 0 4 0 】

図 8 は、本発明の 1 実施形態にしたがった詳細なオープンループ擬似ノイズトラッキング方法を示す。遅延オペレータ 1 0 8 , 1 0 9 , . . . , 1 1 0 は、図 6 の遅延オペレータ 5 9 2 , 5 9 3 , . . . , 5 9 9 に対応し、コリレータ 1 1 1 , 1 1 2 , 1 1 3 , . . . , 1 1 4 は、図 6 の相関インディケータ発生器 5 8 1 , 5 8 2 , 5 8 3 , . . . , 5 8 9 に対応することが分かる。ピーク検出器及び時間インターポレータ 1 1 5 は、ピークコリレータ 5 8 0 に対応する。相関インディケータ発生器の翻訳を実行するコリレータ 1 1 1 は、乗算器 1 0 5 , アキュムレータ 1 0 6 , 非線形検出器 1 0 7、及びアキュムレータ 1 2 0 を具備する。一般に、他のコリレータ（例えば、コリレータ 1 1 3）は、コリレータ 1 1 1 の構造と同じ構造を有する。

【 0 0 4 1 】

ピーク検出器及び時間インターポレータ 1 1 5 から時間情報を受信した後で、マイクロプロセッサ 1 1 6 は、オシレータ 1 0 2 をオプションでチューンアップすることができ、その結果、ベースバンド入力中の P N シーケンスは、参照 P N シーケンスの 1 つと近く同期される。ライン 1 1 7 におけるそのようなフィードバックが、クローズドループオペレーションの一部として見られる可能性があるけれども、正確な測定は、そのような情報がオシレータのタイミングを調整するためにライン 1 1 7 上へフィードバックされる前になさるので、このフィードバックは、シュードレンジの正確な測定のために必要でない。図 8 の方法は、捕捉モードにおいても使用できる。1 1 5 のいくつかの若しくは全てのオペレーションは、マイクロプロセッサ 1 1 6 によって実施される可能性がある。

【 0 0 4 2 】

ピーク検出器及び時間インターポレータ 1 1 5 からの出力は、1 つの人工衛星からの 1 つの G P S 信号に対する到着の時間を表す。回路 1 0 1 - 1 1 5 は、この信号を処理するために割り当てられた 1 つの“チャンネル”として考慮されることができる。他の G P S 信号に割り当てられた他のチャンネル（代表的に 8 から 1 2 チャンネル）からの入力、受信機の位置の測定値を決定するためにマイクロプロセッサ 1 1 6 に同時に与えられる可能性がある。通常は、少なくとも 3 の G P S 衛星から到着の時間の同時の測定値が、2 次元の位置を決定するために必要である（4 つの信号が 3 次元位置決定のために必要である）。

【 0 0 4 3 】

本発明にしたがったオープンループトラッキング方法を使用して見つけられた、受信機の位置の連続的な測定値は、種々の平均化若しくはトラッキングアルゴリズムを使用して統合されることができ、時間の関数として改善された位置測定値を得る。最小二乗法（L M S）フィルタリング及びカルマンフィルタリング（L M S フィルタリングの 1 形式）を含む、多くのアルゴリズムは、連続する測定値を統合するために使用できる。受信した信号が非常に弱い場合、極めて不十分であると見られる測定値を切り捨てることのできるメディアンフィルタリングタイプのアルゴリズムのような、他のアルゴリズムが、より適している可能性がある。

【 0 0 4 4 】

位置推定データの組み合わせは、位置ドメイン中での平均化として呼ばれる。より良い成果は、連続するタイムピリオドからの到着の時間（T O A）、すなわちシュードレンジ測定値自身を統合することによって可能である。これは、測定ドメインにおける平均化と呼ばれる。位置は、その後、異なる G P S 信号及び多数の時間の両者から算出されるシュードレンジを統合することによって計算される。L M S 及びカルマンフィルタリングアルゴリズムのような、各種の良く知られたアルゴリズムが、測定ドメイン中の平均化に使用できる。

【 0 0 4 5 】

ある場合において、以前の測定値からパラメータの現在の値の予測は、現在の測定値が

10

20

30

40

50

非常に貧弱である若しくはスプリアス(spurious)であることを指す可能性がある。この場合には、現在の測定値は、そのような予測に好ましくように削除されることができる。このようにして、測定値のセットを統合することが、以前の測定値に好ましくように現在の測定値を削除することのオペレーションを含む可能性があることが理解される。

【 0 0 4 6 】

図 9 は、従来技術の 1 実施形態にしたがったクローズドループトキャリアラッキング方法のブロック図を示す。図 9 では、キャリアディスクリミネータ 5 5 0 は、受信した信号 5 4 2 をオシレータ 5 4 4 により発生された参照信号と比較する。キャリアディスクリミネータ 5 5 0 は、位相ディスクリミネータ 5 5 1 及び周波数ディスクリミネータ 5 5 2 を具備する。位相ディスクリミネータ 5 5 1 は、訂正信号を発生し、受信した信号とローカルキャリア信号との間の位相差を減少する。同様に、周波数ディスクリミネータ 5 5 2 は、訂正信号を発生し、受信した信号とローカルキャリア信号との間の周波数差を減少する。周波数は、位相の時間派生物であるので、位相ディスクリミネータ及び周波数ディスクリミネータからの訂正信号は、統合されことができ、ローカルキャリア信号を発生するためにオシレータ 5 4 4 を調整する。ローカルキャリア信号は、受信した信号と同じ位相及び周波数を有する。

【 0 0 4 7 】

図 1 0 は、従来技術の 1 実施形態にしたがった詳細なクローズドループトキャリアラッキング方法を示す。図 1 0 の方法にしたがったキャリアトラッキング回路は、図 3 の方法にしたがった P N トラッキング回路と代表的に統合される。代表的には、図 1 0 のライン 4 0 1 上の信号は、P N シーケンスをトラッキングするために図 3 のライン 4 0 1 の中へベースバンド入力として送信され、そして、図 3 のライン 4 2 7 上のパンクチャル出力は、キャリア訂正信号を発生するために図 1 0 のライン 4 2 7 の中へ送信される。

【 0 0 4 8 】

図 1 0 のライン 4 0 1 上のベースバンド入力を与えるために、ライン 2 0 0 上で受信された中間周波数 (I / F) 信号は、アナログ - デジタル (A / D) コンバータ 2 0 1 によってデジタル化され、I / Q コンバータを通して渡される。I / Q コンバータは、乗算器 2 0 3 と 2 0 4 及びローパスフィルタ 2 0 5 と 2 0 6 を具備する。位相ロックループ (P L L) ディスクリミネータ 2 1 1 及び自動周波数制御 (A F C) ディスクリミネータ 2 2 0 は、ライン 4 2 7 上のパンクチャル出力を使用し、キャリア訂正信号を発生する。パンクチャル出力は、ベースバンド入力のデスプレッドされた信号である。訂正信号がライン 2 2 7 上の信号に統合され、式 (1) のキャリア項 $\cos [2 \pi f_0 (t - t_0) + \phi]$ を正確に複製するためにキャリアローカルオシレータ 2 1 0 を調整する前に、ループフィルタ 2 1 4 と 2 2 6 は、訂正信号のレートと振幅を調整する。

【 0 0 4 9 】

オシレータ 2 1 0 が項 $\cos [2 \pi f_0 (t - t_0) + \phi]$ を正確に複製するために調整される場合、ライン 2 0 7 上の I ベースバンド信号は、G P S ベースバンド信号を包含し、そしてライン 2 0 8 上の Q ベースバンド信号は、いずれの G P S ベースバンド信号を包含しない。位相ディスクリミネータ 5 5 1 に対応して、P L L ディスクリミネータ 2 1 1 は、ライン 2 0 2 上の受信した信号のキャリアとオシレータ 2 1 0 の出力との瞬間的な位相差を測定する。周波数ディスクリミネータ 5 5 2 に対応して、A F C ディスクリミネータ 2 2 3 は、瞬間的な周波数差を測定する。

【 0 0 5 0 】

G P S 受信機のいくつかのインプレメンテーションは、P L L ディスクリミネータだけを利用し、他のものは、A F C ディスクリミネータだけを利用し、そして他のものは、同時に若しくは時間の異なった瞬間においてのいずれかで、両者の組み合わせを使用する。P L L ディスクリミネータを利用するフィードバックループは、典型的には、A F C ディスクリミネータを使用するものよりも感度が高い。しかしながら、P L L ディスクリミネータに基づいたループは、プラットフォームダイナミックス(platform dynamics)により生じたトランジェント(transient)にもっと感じやすい。これゆえ、最適アプローチの選

10

20

30

40

50

扱は、信号強度及びダイナミックスに依存する。多くの受信機が、両者のタイプのディスクリミネータを利用し、変化している信号状態にその使用を適合する。

【 0 0 5 1 】

図 1 0 にあるようなクローズキャリアトラッキングドループは、信号が余りにも弱くなっていく場合若しくはキャリア位相パラメータが余りにも早く変化する場合、上手く実施しない。これらの場合には、ディスクリミネータが 1 8 0 ° の倍数である位相エラーを認識できないので、1 8 0 ° のエラーが、しばしば結果として生じる。これらのタイプのエラーは、“サイクルスリップ(cycle slips)”と呼ばれ、信号状態が悪い場合には、クローズキャリアトラッキングドループでは普通である。

【 0 0 5 2 】

本発明のいくつかの実施形態は、キャリアの周波数及び／若しくは位相を測定するためにオープンキャリアトラッキンググループを使用しようとする。ライン 4 2 7 上のパンクチャル出力によって代表的に与えられる、デスプレッド信号は、解析され、受信した信号の周波数及び位相に同じ周波数及び同じ位相の参照キャリアを発生する必要性なしに測定値を得る。そのようにして、クローズドループトラッキングシステムの悪い効果は、回避できる。様々な方法が、そのようなオープンループ周波数／位相測定に関して開示され、(A) 周波数ダブラに基づいた方法、(B) 周波数ディスクリミネータに基づいた方法、(C) ブロック位相推定器に基づいた方法、及び(D) チャネライズドフィルタに基づいた方法を含む。これらは、これから説明される。

【 0 0 5 3 】

本発明にしたがった、オープンループキャリア周波数トラッキングモードは、P N トラッキング回路からのデスプレッドされた信号からキャリア周波数を直接測定する。擬似ノイズがベースバンド入力から除去された後で、パンクチャル出力中のデスプレッドされた信号は、次の形式である：

$$s_1(t) = A d(t - \tau) \exp(j 2 \pi f_c t + j \phi_t) \quad (6)$$

ここで、周波数 f_c は、図 1 0 のミキサ 2 0 3 と 2 0 4 及びローパスフィルタ 2 0 5 と 2 0 6 によって典型的に実施されたドップラー除去オペレーションの後のデスプレッドされた信号の残存キャリア周波数である。簡略化のために、式(1)の項 $- 2 \pi f_0$ に対応する一定の位相項は、 ϕ_t に取り込まれる。

【 0 0 5 4 】

図 1 1 は、本発明の 1 実施形態にしたがった、周波数ダブラに基づいた、オープンループキャリア周波数測定方法を示す。パンクチャル出力信号は、オペレーション 3 0 1 において二乗される、これは、変調されていないサインカーブにほぼ近い信号を生成する：

$$s_2(t) = A^2 \exp(j 4 \pi f_c t + j 2 \phi_t) \quad (7)$$

なぜならば、 $d^2 = 1$ である。このサインカーブの信号の M サンプルは、オペレーション 3 0 2 において集められ、オペレーション 3 0 3 において、高速フーリエ変換(F F T) 方法若しくは離散フーリエ変換(D F T) 方法によって解析され、スペクトルの出力を生成する。オペレーション 3 0 4 は、スペクトルの出力のピークを見出す。これは、式(7) の信号の周波数及び位相、すなわち $2 f_c$ 及び $2 \phi_t$ 、に対応する。このようにして、2 分割されたオペレーションは、周波数 f_c 及び位相 ϕ_t を生成することが必要である。測定の精度が高ければ、このアプローチが算出としては強いものであり、図 1 4 の方法のような、他の方法よりわずかに感度が低い。

【 0 0 5 5 】

図 1 2 は、本発明の 1 実施形態にしたがった、周波数ディスクリミネータに基づいた、他のオープンループキャリア周波数測定方法を示す。周波数ディスクリミネータは、遅延オペレータ 3 0 5 、共役オペレータ 3 0 6 及び乗算器 3 0 7 を具備する。入力は、B P S K データビット期間 T_d あたり 2 サンプルであるレートでパンクチャル出力からサンプルされると仮定すると、乗算器 3 0 7 は、データレートに等しいレートで(すなわち、5 0 ボーで)出力を生成する。例えば、同じビット期間の中でそれが生じると、乗算器 3 0 7 は、次式を生成する、

$$s_3(t) = A^2 \exp(j 2 f_e T_d / 2 + j (t - t - T_d / 2)) \quad (8)$$

なぜならば、 $d(t -) d(t - - T_d / 2) = 1$ である。残存位相変調が無視できる、すなわち、 $(t - t - T_d / 2) = 0$ であると仮定すると、 $s_3(t)$ の位相角は、残存キャリア周波数に比例する。このようにして、 f_e は、 $s_3(t)$ の位相角を T_d で割ることによって得ることができる。308の平均化プロセスは、信号対ノイズ比を改善するために使用される。

【0056】

周波数ディスクリミネータに基づいたループは、ほどほどに感度があり、実行するのにきわめて単純である。しかし、図11に示されたような周波数ダブラに基づいたループの

10

【0057】

パンクチャル出力からサンプルされた入力が入力がBPSKデータレートの2倍、例えば1kHz以外の異なるレートで生じるところでは、同じオペレーションを実施することも、可能である。パンクチャル出力からサンプルされた入力、オペレーション305によって生じた1サンプル遅延が T_c であるようなレートで生じる場合、残存キャリア周波数 f_e は、位相角を T_c で割ることによって得ることができる。しかしながら、パンクチャルサンプルあたりの積分時間が減少する場合、パンクチャルサンプルあたりの信号対ノイズ比(SNR)が減少するので、感度は減少する。共役オペレータ306は、ライン351上の信号の代わりにライン352上の信号に適用できることが理解できる。しかも、多様な他の乗算構造が、307の4つの四分円乗算器に置き換えて使用することができる。

20

【0058】

図13は、本発明の1実施形態にしたがった、ブロック位相推定器に基づいた、他のオープンループキャリア周波数測定方法を示す。310のオペレーションは、パンクチャル出力を二乗し、式(7)の信号を生成する。時間 t_0 に中心をおいて長さDの間隔にわたるこの信号の平均、すなわち、

$(t_0 - D / 2, t_0 + D / 2)$ は、

$$s_4(t) = A^2 \exp(j 4 f_e t_0 + j 2 t_0) \operatorname{sinc}(2 f_e D) \quad (9)$$

ここで、 $\operatorname{sinc}(x) = [\sin(x)] / (x)$ 、そして、 t は範囲 $(t_0 - D / 2, t_0 + D / 2)$ にわたり、無視できるほどしか変化しないと仮定する。オペレーション312は、 s_4 の半分の角度、すなわち、 $2 f_e t_0 + t_0$ を測定する。これは、時間 t_0 において測定された(6)の位相角と同じであることを注意する。 t が一定でない場合、 t がこの間隔にわたって余り早く変化しない限り、このプロセスは、間隔Dにわたって $2 f_e t_0 + t$ の平均の良い推定値を生成する。311の平均化プロセスは、信号対ノイズ比を改善するために使用される。

30

【0059】

s_4 の位相角、いわゆる t 、は、範囲 $[0, 2\pi]$ にあるので、312によって生成された半分の角度、いわゆる t 、は、実際には不明瞭である、すなわち、それは $1/2 t + n$ に等しい。ここでnは、0若しくは1の可能性がある。このようにして、時間の関数として位相角を決定することにおいて不明瞭さがある。この不明瞭さは、 t の軌跡をトラッキングすることによって解決される可能性がある。 t が正方向に0度を通過する場合、量 t は、位相角 t に加えられる。そして、 t が負方向に0度を通過する場合、量 t は、位相角から引かれる。オペレーション313は、このオペレーションを実行する、これは、“セクタトラッキング”と呼ばれる。

40

【0060】

図13の方法にいくつかの変形がある。オペレーション310は、信号 $A^r \exp(j 4 f_e t + j 2 t)$ 、 $r > 0$ を生成するために信号の振幅部分に関する非線形性を有する可能性がある。一般的なアプローチは、同じままで残る。例えば、図13の二乗オペレーションの代わりに、信号サンプルは、振幅及び位相要素を構成する極座標表示に変換

50

されることができる。あるものは、結果としての位相要素、2 法として、を2倍にし、信号の位相部分を効果的に二乗する。振幅項は、同じに保たれる可能性があり、若しくは小さなべき乗（例えば、0と2の間）にされる可能性がある。信号は、その後、直交座標系に変換して戻される可能性があり、引き続く平均化を容易にする。

【0061】

上記のプロセスは、位相角 $2\pi f_e t_0 + \phi_0$ の推定値を与える。そのような測定を継続させることは、周波数 f_e が確実にされる可能性がある。例えば、もう1つの測定が時間 t_1 において行われれば、位相角 $2\pi f_e t_1 + \phi_1$ を得るはずである。 t が t_0 から t_1 で少ししか変化しなければ、これらの位相角の差は、 $2\pi f_e (t_1 - t_0)$ になると見られ、そして $(t_1 - t_0)$ が既知であるので、量 f_e は、容易に計算される。

10

【0062】

図14は、本発明の1実施形態にしたがった、チャネライズドフィルタに基づいた、他のオープンループキャリア周波数測定方法を示す。ローカルオシレータ (LO) 314は、周波数チャネライザのセットに与えられた異なる周波数（すなわち、 f_1, f_2, \dots, f_M ）の参照キャリア周波数のセットを発生する。各チャネライザは、チャネライザに与えられたLOの周波数とパンクチャル出力中の信号のキャリア周波数との間の一致の程度を定量化する出力を生成する。例えば、乗算器315、アキュムレータ331、非線形検出器332、及びアキュムレータ333を具備する周波数チャネライザ319は、 f_1 とパンクチャル出力信号のキャリア周波数との間の一致の程度を測定する。最大出力を与えるチャンネルの周波数は、パンクチャル出力信号のキャリア周波数の粗い推定値である。ピークファインダ322は、チャネライザ319, 320, 321, ..., 330の出力を内挿し、パンクチャル出力信号の周波数のより正確な測定値を算出する。多くの場合で、算出された測定値は、粗い推定値（すなわち、最大出力を与えるチャンネルの周波数）より10倍正確である。いくつかの場合には、各検出器からの1つの出力は、十分であり、そして、検出器の後のアキュムレータ（例えば、アキュムレータ333）の機能は、不活性化されることができる。

20

【0063】

一旦、式(1)の信号のPN成分が除去されると、パンクチャル信号は、式(6)の形式になる（すなわち、 $A_d(t) \exp(j2\pi f_e t + j\phi_t)$ ）。この信号は、乗算器315によってローカル参照信号 $\exp(-j2\pi f_m t)$ と掛け算され、次の信号を生成する

30

$$\begin{aligned} s_5(t) &= A_d(t) \exp(j2\pi(f_e - f_m)t + j\phi_t) \\ &= A_d(t) \exp(j2\pi\delta t + j\phi_t) \quad (10) \end{aligned}$$

ここで、 $\delta = f_e - f_m$ である。アキュムレータ331が時間Tの期間、これはビット期間より小さい若しくは等しい（しかし、ビット境界を横切らない）、にわたって合計するのであれば、非線形検出器332の出力は、次式の積分で近似できる

【数1】

40

$$s_6(t) = \frac{1}{T} \left| \int_{t-T/2}^{t+T/2} A_d(x-\tau) \exp(j2\pi x\delta + j\phi_\tau) dx \right|^2 = A^2 \text{sinc}^2(T\delta) \quad (11)$$

【0064】

ここで、 ϕ_t は、一定である（若しくは、時間とともにゆっくりと変化する）と仮定される。この関数は、 $\delta = 0$ の時、すなわち、 $f_m = f_e$ の時、最大になる。

【0065】

50

チャネライザは、チャネライザ（例えば、 f_1, f_2, \dots ）の周波数の異なる値に対応するの異なる値に関する式（１１）の関数の出力のサンプルを生成する。式（１１）の関数のこれらのサンプルが十分に近い周波数（例えば、 $0.5/T$ 以内）である場合、これらのサンプルは、内挿手順において使用することができ、式（１１）の関数のピークの位置を推定する、これは、ノイズがない場合に $f_m = f_e$ に位置する。これらのサンプルが $0.5/T$ よりもさらに広い間隔である場合でさえも、関数の形式が既知であるので、式（１１）の関数において内挿を実施することは可能である。そのような内挿を実施する方法は、スプライン(spline)（若しくは他のタイプの多項式）を使用するカーブフィットにおいて３若しくはそれ以上のチャネライザ出力を利用することである。式（１１）の関数の特定の性質に起因して、２つだけのそのようなチャネライザからの出力を使用して最終的な内挿を実施することが可能である。しかしながら、２より多いチャネライザは、どの２つのチャネライザがピークの位置をまたいでいるかを最初に決定するために必要である。一旦、これが決められると、これらの２つのチャネライザ出力は、最終的な内挿プロセスにおいて使用されることができ、 f_e を決定するためにピークの位置を算出する。このようにして、全体を考慮して、そのような内挿アルゴリズムは、少なくとも３のチャネライザを必要とする。

【００６６】

チャネライズされたアプローチは、非常に感度が高いが、周波数ダブラ及びスペクトル解析アプローチほど正確ではない。しかしながら、特にチャネルの数が少ない場合には、実行することが簡単である。

【００６７】

図１４では、各チャネライザ（例えば、チャネライザ３１９）は、相関インディケータ発生器として見られることができる。例えば、パンクチャル出力は、乗算器３１５、アキュムレータ３３１、非線形検出器３３２、及びアキュムレータ３３３に供給される。アキュムレータ３３３の出力は、相関オペレーションの出力として見られる。これらのプロセッシングステップは、図８においてブロック：乗算器１０５、アキュムレータ１０６、非線形検出器１０７、及びアキュムレータ１２０によって実施された相関オペレーションと同じである。周波数チャネライザを見る他の方法は、スペクトルアナライザとしてであるが、図１１の周波数ダブラの非線形性に勝ることはない。チャネライザの各チャネルは、ＬＯ発生器３１４によって与えられた周波数に対応する別々のスペクトル成分を生成することとして見られる可能性がある。強度及び３３２の二乗オペレーションは、スペクトルアナライザにおいて代表的に使用される。３３３の検出後の積分は、個々のスペクトル線に関連したエネルギーの改善された推定値を与えるために使用される。３３１に関連した積分時間は、データビット期間の時間に典型的に制限されるので、チャネライザアプローチの周波数精度は、図１１の二乗法及びスペクトル解析の精度より典型的にはるかに低い。ＦＦＴ若しくはＤＦＴアルゴリズムを利用してＬＯ発生３１４、及び図１４のチャネライザそれぞれの初期の掛け算及び合計の機能を実施することが可能である。

【００６８】

図１１ - １４の種々の方法は、キャリア位相及び／若しくは周波数を推定するために使用できる。連続する推定値は、ＧＰＳ信号に対するトラッキング手順において利用される可能性がある。ＧＰＳ信号は、そのような信号の継続的なプロセッシングを促進する。代表的には、周波数の以前の推定値は、パラメータ推定ウィンドウが全体のトラッキング手順の一部として実施された追加の推定値に対して使用されることを調整するために使用される。調整は、代表的にウィンドウ中心の調整及び／若しくはウィンドウ幅の調整の形式をとる。引き続き周波数推定オペレーションは、その後、ウィンドウを利用し、有効な周波数推定値に関する検索の許容できる範囲を束縛する。あるいは、ウィンドウは、測定値を受け入れる若しくは捨てることのいずれかをするために少なくとも１の有効性基準として使用される可能性がある。そのようなウィンドウの使用は、必要な算出を削減し、同様に誤った回答の発生を削減することを促進する。最大のウィンドウ調整は、代表的に物理的な原理により決められた以前の知識に基づいている。その結果、特定のパラメータは、１

10

20

30

40

50

つの測定時間から次までに規定された量より多くは変化できない。

【 0 0 6 9 】

図 1 1 - 1 4 のブロック図は、ハードウェアのインプリメンテーションを示す可能性があるが、特に、良い信号プロセッシング能力を有するマイクロプロセッサを採用する場合、ソフトウェアに基づいたアプローチを使用するこれらのいずれかの方法の少なくとも一部を多くの場合実際に実行することは、価値を認めるはずである。

【 0 0 7 0 】

種々の方法（例えば、マッチトフィルタ、高速フーリエ変換、高速コンボリューション方法、等）は、上述したような相関インディケータを生成するために使用できる。いくつかの G P S 信号プロセッサは、シリアルコリレータよりむしろマッチトフィルタを利用して、P N 捕捉及びデスプレッディングオペレーションを実施する。そのようなマッチトフィルタは、シリアルコリレータのセットによって生成されるはずの値と実質的に同一の値を、出力として定期的に生成する。特に、シリアルコリレータの代わりにマッチトフィルタを使用してアーリー、レイト及びパンクチャル相関出力を生成することが可能である。これゆえに、これまでの議論は、マッチトフィルタがシリアルコリレータの代わりに利用される状況に適用する。付け加えると、高速フーリエ変換（F F T）、若しくは他の高速コンボリューション方法（例えば、米国特許番号 5 , 6 6 3 , 7 3 4 号に説明されたもの）を使用するマッチトフィルタリングオペレーションを実施することが可能である。本発明は、マッチトフィルタリングのこれらの代替の方法が、相関インディケータを生成するために採用される状況に同等に上手く適用する。

【 0 0 7 1 】

本発明の 1 実施形態にしたがって、図 1 5 は、受信機の位置を決定するために人工衛星ポジショニングシステム信号をオープンループトラッキングするためのフローチャートを示す。G P S 信号が、オペレーション 6 0 2 において複数の G P S 衛星の 1 つから受信された後で、相関インディケータのセットは、G P S 信号のパラメータ（例えば、到着の時間若しくはキャリア周波数）の所定の値のセットに対してオペレーション 6 0 4 において発生されることが可能である。インディケータのセットの内挿から、測定値は、オペレーション 6 0 6 において得られる。オプションとして、測定ドメインの平均化は、オペレーション 6 0 8 において実施されることが可能であり、G P S 信号に関するその測定値を以前の測定値と統合して統合された測定値にする。最小二乗フィルタリング、カルマン、フィルタリング、メディアンフィルタリングのような、種々の方法が、測定値を統合するために使用できる。オペレーション 6 0 2 - 6 0 8 は、複数の G P S 衛星のそれぞれからの G P S 信号に対して繰り返される。オペレーション 6 0 2 - 6 0 8 が、G P S 衛星のそれぞれに対して連続して若しくは並行して実施できることは、価値を認めるはずである。全ての人工衛星に対する G P S 信号が、オペレーション 6 1 0 において決められたように処理される場合、受信機の位置は、オペレーション 6 1 2 において、複数の G P S 衛星に対応する G P S 信号に対する個別の若しくは統合された測定値から得られる。オプションとして、位置ドメインの平均化は、オペレーション 6 1 4 において実施できる。

【 0 0 7 2 】

本発明のいくつかの実施形態にしたがって、図 1 6 は、オープンループキャリア周波数トラッキングのフローチャートを示す。オペレーション 7 0 2 は、G P S 信号のある部分についてデスプレッディングオペレーションを実施し、デスプレッドされたデータを生成する。デスプレッディングオペレーションは、シリアルコリレータ若しくはマッチトフィルタを使用して実施できる。次に、スペクトル解析が実施されるべきかどうかの決定が 7 0 8 においてなされる。スペクトル解析オペレーションが使用されれば、7 1 0 の非線形オペレーションを実施することは、オプションとして採用される可能性がある。例えば、そのような非線形オペレーションは、図 1 1 の周波数ダブラ/スペクトル解析アプローチに対して使用される。図 1 4 のチャネライズドフィルタアプローチが、使用されるのであれば（前に述べたように、図 1 4 はスペクトル解析の形式である）、非線形性は、使用されない。スペクトル解析が使用される場合、オペレーション 7 2 2 は、離散フーリエ変換（

DFT)若しくは高速フーリエ変換(FFT)を使用するスペクトルデータを生成する。スペクトルデータのピーク位置プラスピークの近くのスペクトルデータの強度から、GPS信号のキャリア周波数の測定値は、724において決定される。最後に、周波数測定値は、オペレーション732において使用され、受信機の位置を決定する。

【0073】

スペクトル解析が判断708によって決められたように使用されなければ、非線形オペレーション(例えば、図12に示されたような、二乗オペレーション、若しくは遅延、共役化及び増倍オペレーション)は、デスプレッドされたデータに常に使用される。次に、平均化オペレーションが、712において実施され、平均されたデータを生成する。オペレーション712は、信号対ノイズ比を改善するために一般に使用される。平均されたデータの位相角は、オペレーション714において算出される。オペレーション716において、GPS信号のキャリア周波数の測定値は、オペレーション714において得られた位相角を使用して算出される。例えば、オペレーション712から716は、図12の周波数ディスクリミネータ及び図13のブロック位相推定器の両者に示される。どちらの周波数測定方法が使用されるかにかかわらず、ブロック734のオペレーションは、過去の周波数測定の結果が、周波数測定範囲、すなわちウィンドウを調整するために(おそらく以前の測定値とともに)使用される制御ステップである。このウィンドウは、プロセッシングが実行される範囲を束縛するために、若しくは将来の周波数推定が有効であると考えられる範囲を与えるために働くことによって、引き続き周波数測定を実施することにおいて使用される可能性がある。

【0074】

図17は、本発明にしたがったオープンループトラッキング方法を実行する受信機のブロック図表記を示す。入力回路802は、GPSアンテナ811に接続され、複数の人工衛星からのGPS信号を受信する。回路804は、プロセッサ806に接続され、GPS信号を捕捉し、トラックし、復調する。本発明の種々の方法は、(ハードウェア、若しくはソフトウェア、若しくはハードウェアとソフトウェアの組み合わせを使用して)804及び806において実行されることが可能であり、複数の人工衛星からのGPS信号のパラメータの測定値を算出する。プロセッサ806は、これらの測定値を使用して受信機の位置を算出する。オプションの表示装置808は、プロセッサ806に接続され、受信機の位置を表示する。

【0075】

図18は、本発明にしたがったオープンループトラッキング方法を実行する遠隔人工衛星ポジショニングシステムのブロック図表記を示す。遠隔人工衛星ポジショニングシステムは、携帯受信機を具備する。携帯受信機は、本発明の1実施形態における使用に関するGPS受信機と通信トランシーバを統合する。統合されたモバイルユニット910は、通信リンクを通して受信した通信信号をプロセッシングするために必要な機能と同様に、GPS信号をプロセッシングするために必要な機能を実施する回路を含む。通信リンク960のような通信リンクは、典型的には、通信アンテナ951を有する基地局952のような、他の構成要素への高周波通信リンクである。

【0076】

携帯受信機910は、統合されたGPS受信機及び通信受信機とトランスミッタである。受信機910は、捕捉及びトラッキング回路921を包含するGPS受信機ステージ及び通信トランシーバセクション905を包含する。捕捉及びトラッキング回路921は、GPSアンテナ901に接続され、通信トランシーバ905は、通信アンテナ911に接続される。GPS信号は、GPSアンテナ901を介して受信され、種々の受信した人工衛星に関するPNコードを捕捉する捕捉及びトラッキング回路921に入力される。回路921(例えば、相関インディケータ)によって生成されたデータは、トランシーバ905による送信のためにプロセッサ933によって処理される。通信トランシーバ905は、送信/受信スイッチ931を包含する。送信/受信スイッチ931は、通信信号(代表的にはRF)を通信アンテナ911及びトランシーバ905へ及びから送信する。いくつ

かのシステムでは、バンドスプリッティングフィルタ、若しくは“デュプレクサ”、が、T/Rスイッチの代わりに使用される。受信した通信信号は、通信受信機932へ入力され、プロセッシングするためにプロセッサ933へ渡される。プロセッサ933から送信されるべき通信信号は、モジュレータ934及び周波数コンバータ935へ伝達される。パワーアンプ936は、基地局952への送信に適切なレベルに信号のゲインを増加する。

【0077】

受信機910の統合されたGPS/通信システムのある実施例では、捕捉及びトラッキング回路921によって発生されたデータは、基地局952へ通信リンク960を介して送信される。基地局952は、その後、遠隔受信機からのデータ、データが測定された時間、及び自身のGPS受信機若しくは他のソースから受信された天体暦データに基づいて、受信機910の位置を決定する。位置データは、その後、GPS受信機910若しくは他の遠隔位置へ逆に送信されることが可能である。受信機910と基地局952との間の通信リンク960は、直接リンク若しくはセルラ電話リンクを含む多くの種々の実施形態で実行される可能性がある。通信リンクを利用する携帯受信機に関するさらなる詳細は、共通に譲り受けられた米国特許番号第5,874,914号(クラスナ(Krasner))に開示されており、その全体の開示は、ここに引例として取り込まれている。

【0078】

以前の議論は、オープンループアプローチを使用してコード位相を決定すること及びオープンループアプローチを使用して周波数を決定することに別々に焦点を当てている。2つのアプローチが別々に若しくは一緒に利用される可能性があることは、価値を認めるはずである。例えば、コリレータのセットは、コード位相の範囲と周波数の範囲を(例えば、図14のチャネライズされたアプローチを使用して)同時にカバーするために割り当てられる可能性がある。あるいは、オープンループ周波数トラッキングアプローチは、コード位相がトラックされ、キャリア周波数の比較的粗い初期推定値で決定された後で実施される可能性がある。そのようなアプローチは、完全なトラッキングオペレーションを始める時間に関する複雑さのトレードオフのはずである。

【0079】

オープンループキャリアトラッキングは、オープンループ若しくはクローズドループコード位相トラッキングのいずれかの能力を改善するためにも、採用される可能性がある。キャリアトラッキングが、プラットフォームの速度を推定するために有効に使用される可能性があり、それは、順番にPNコード位相の変化のレートを推定するために採用される可能性がある。例えば、あるアプローチでは、キャリア周波数トラッキングは、いわゆる“コード-キャリアスムージング”に対して使用される。そこでは、PNコード位相の連続した推定値は、そのパラメータがキャリア周波数推定値によって決定されるあるフィルタの使用を介してフィルタされる。これが上手く作用する理由は、キャリア周波数がPNコードのそれよりはるかに早いこと(米国GPSシステムに関して1540倍大きい)であり、これゆえ、キャリアから導出された変化のレートは、PNコードから導出されたものよりはるかに正確である(米国GPSに関して1540倍正確である)。

【0080】

本発明の方法及び装置が、GPS衛星に関して説明されてきたが、この知見は、シュードライト(pseudolite)若しくは人工衛星とシュードライトの組み合わせを利用するポジショニングシステムに同等に適用できることに価値を認める。シュードライトは、地上を基本とする送信機であり、(GPS信号と同様な)、代表的にL-バンドキャリア信号上で変調され、一般にGPS時間で同期されたPNコードを同報通信する。各送信機は、固有のPNコードを割り当てられる可能性があり、遠隔受信機による認識を可能にする。シュードライトは、軌道上の人工衛星からのGPS信号が利用できない状況、例えば、トンネル、鉱山、ビル、若しくは、他の囲われた地域において、利用価値がある。用語“人工衛星”は、ここでは、シュードライト若しくはシュードライトと同等のものを含むことを意図しており、用語GPS信号は、ここでは、シュードライト若しくはシュードライトと同等のものからのGPSに似た信号を含むことを意図している。

【 0 0 8 1 】

これまでの議論において、本発明は、米国グローバルポジショニング衛星（GPS）システムに関して説明されてきた。しかしながら、これらの方法は、同様の人工衛星ポジショニングシステム、特に、ロシアングロナス(Russian Glonass)システム及び提案されたヨーロッパガリレオシステムに同等に適用できる。グロナスシステムは、異なる人工衛星からの電波が、異なる擬似ランダムコードを利用することよりはむしろ、わずかに異なるキャリア周波数を利用することによって互いに差別化することにおいて、GPSシステムから本質的に異なる。この状況において、これまでに述べられた実質的に全ての回路及びアルゴリズムが、適用可能である。ここで使用された用語“GPS”は、ロシアングロナスシステムを含む、そのような代替りの人工衛星ポジショニングシステムを含む。

10

【 0 0 8 2 】

これまでの詳細な説明では、本発明は、その特定のイグゼンプラリな実施形態に関して説明されてきた。請求項に述べられたように、本発明の広い精神及び範囲から逸脱しないで、種々の変形がなされる可能性があることは、明らかである。したがって、本明細書及び図面は、制限するセンスというよりはむしろ解説的なセンスであるとみなされる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 8 3 】

【図1】図1は、従来技術の1実施形態にしたがったクローズドループトラッキング方法のブロック図を示す。

【図2】図2は、従来技術の1実施形態にしたがったクローズドループ擬似ノイズトラッキング方法の簡略化したブロック図を示す。

20

【図3】図3は、従来技術の1実施形態にしたがった詳細なクローズドループ擬似ノイズトラッキング方法を示す。

【図4】図4は、図3の種々のプロセッシングステージにおける信号の波形を図示する。

【図5】図5は、本発明の1実施形態にしたがったオープンループトラッキング方法のブロック図を示す。

【図6】図6は、本発明の1実施形態にしたがったオープンループ擬似ノイズトラッキング方法の簡略化したブロック図を示す。

【図7】図7は、相関インディケータの内挿を図示する。

【図8】図8は、本発明の1実施形態にしたがった詳細なオープンループ擬似ノイズトラッキング方法を示す。

30

【図9】図9は、従来技術の1実施形態にしたがったクローズドループキャリアトラッキング方法のブロック図を示す。

【図10】図10は、従来技術の1実施形態にしたがった詳細なクローズドループキャリアトラッキング方法を示す。

【図11】図11は、本発明の1実施形態にしたがった、周波数ダブラに基づいた、オープンループキャリア周波数測定方法を示す。

【図12】図12は、本発明の1実施形態にしたがった、周波数ディスクリミネータに基づいた、他のオープンループキャリア周波数測定方法を示す。

【図13】図13は、本発明の1実施形態にしたがった、ブロック位相推定器に基づいた、他のオープンループキャリア周波数測定方法を示す。

40

【図14】図14は、本発明の1実施形態にしたがった、チャネライズドフィルタに基づいた、他のオープンループキャリア周波数測定方法を示す。

【図15】図15は、本発明の1実施形態にしたがった、受信機の位置を決定するために人工衛星ポジショニングシステム信号をオープンループトラッキングするフローチャートを示す。

【図16】図16は、本発明のいくつかの実施形態にしたがったオープンループキャリア周波数トラッキングのフローチャートを示す。

【図17】図17は、本発明にしたがったオープンループトラッキング方法を実行する受信機のブロック図表記を示す。

50

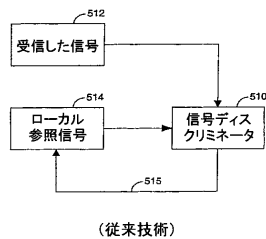
【図 18】図 18 は、本発明にしたがったオープンループトラッキング方法を実行する遠隔人工衛星ポジショニングシステムのブロック図表記を示す。

【符号の説明】

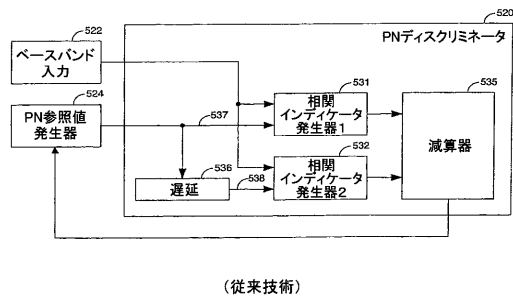
【 0 0 8 4 】

1 0 2 ... オシレータ, 1 0 5 ... 乗算器, 1 0 6 ... アキュムレータ, 1 0 7 ... 非線形検出器, 1 1 1 ... コリレータ, 3 0 5 ... 遅延オペレータ, 3 0 6 ... 共役オペレータ, 3 0 7 ... 乗算器, 3 1 9 ... 周波数チャネライザ, 3 1 5 ... 乗算器, 3 3 1 ... アキュムレータ, 3 3 2 ... 非線形検出器。

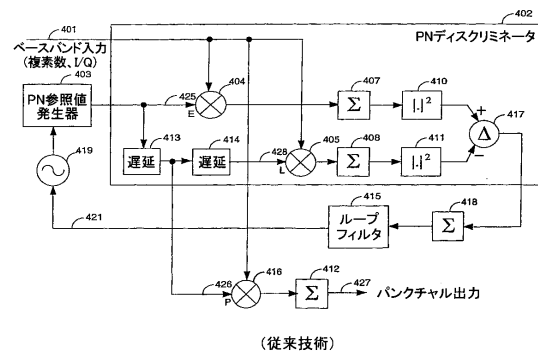
【図 1】



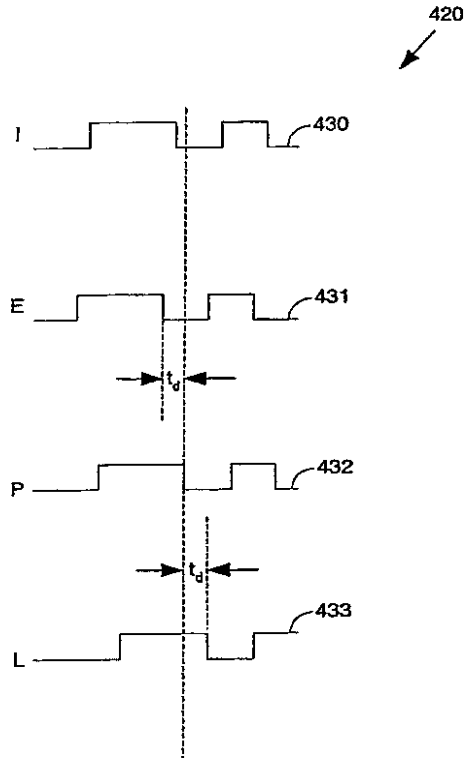
【図 2】



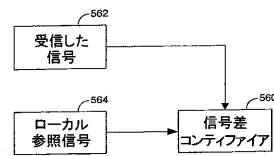
【図 3】



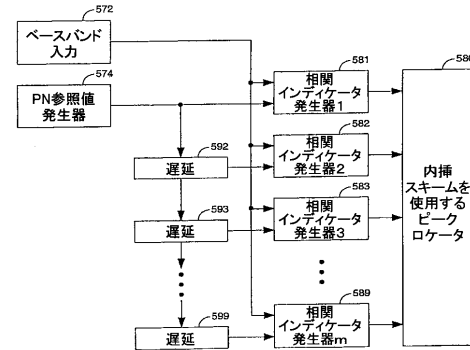
【 図 4 】



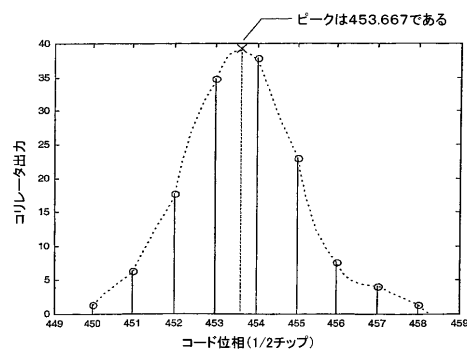
【 図 5 】



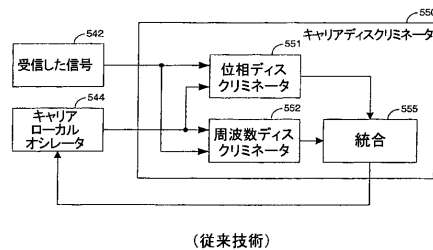
【 図 6 】



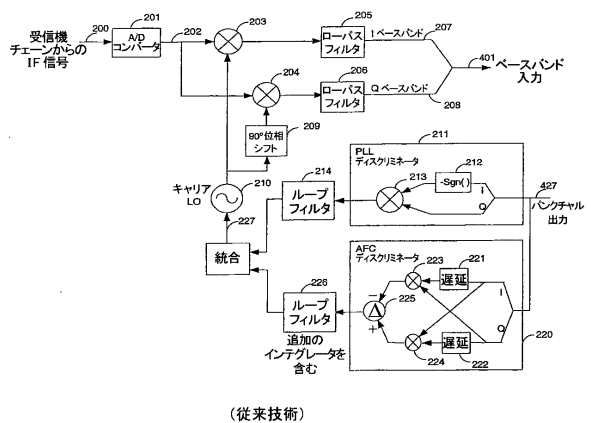
【 図 7 】



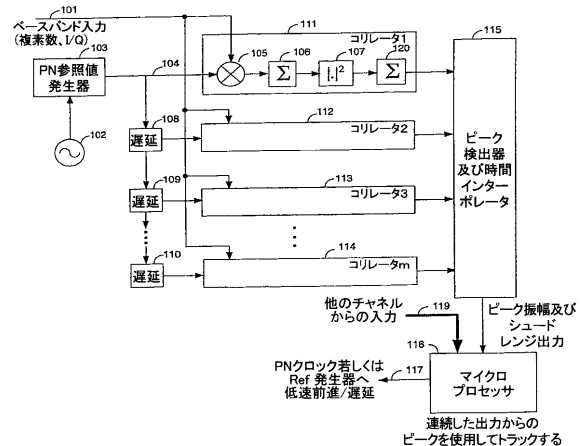
【 図 9 】



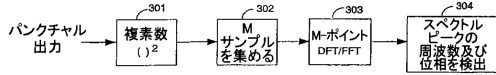
【 図 1 0 】



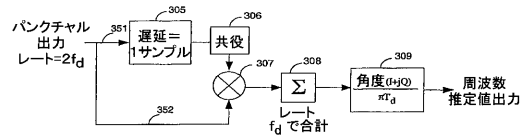
【 図 8 】



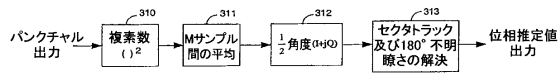
【図 1 1】



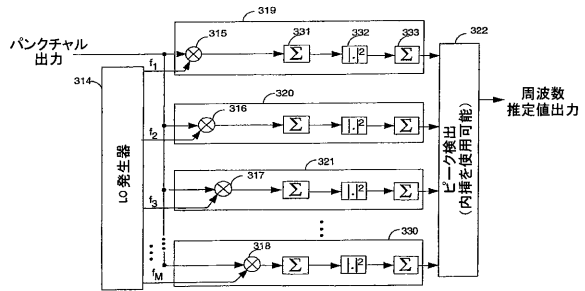
【図 1 2】



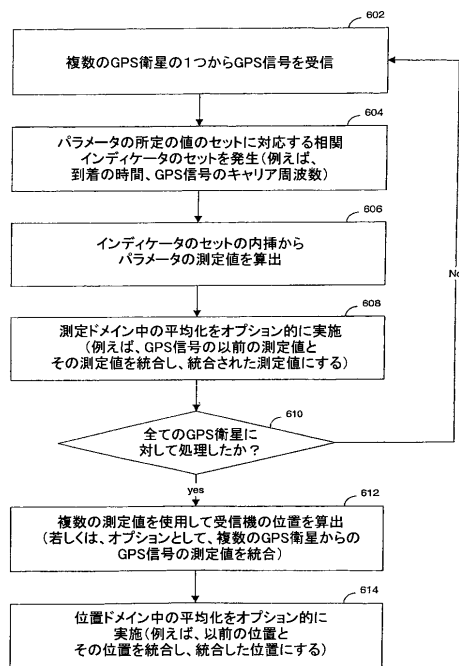
【図 1 3】



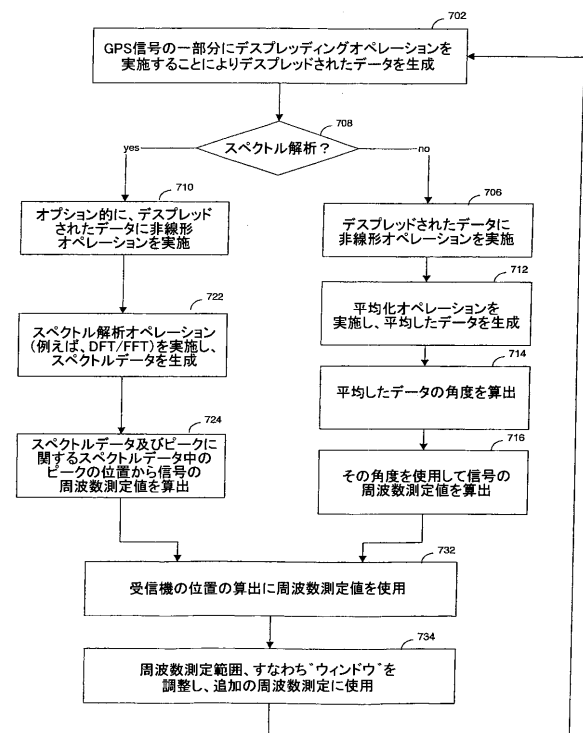
【図 1 4】



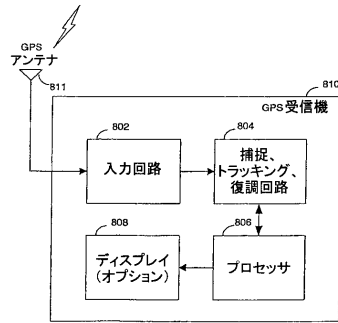
【図 1 5】



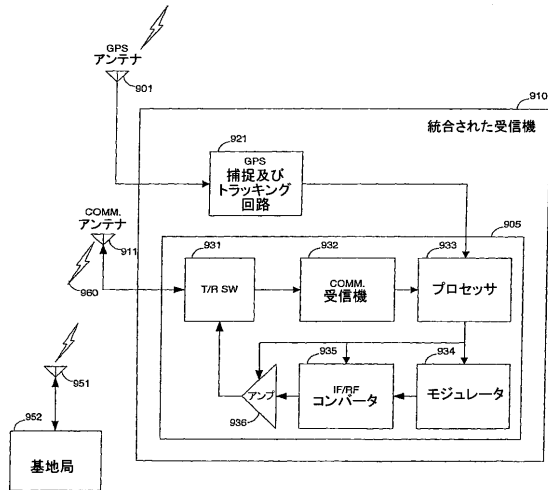
【図 1 6】



【図 17】



【図 18】



フロントページの続き

- (74)代理人 100075672
弁理士 峰 隆司
- (74)代理人 100095441
弁理士 白根 俊郎
- (74)代理人 100084618
弁理士 村松 貞男
- (74)代理人 100103034
弁理士 野河 信久
- (74)代理人 100119976
弁理士 幸長 保次郎
- (74)代理人 100153051
弁理士 河野 直樹
- (74)代理人 100140176
弁理士 砂川 克
- (74)代理人 100100952
弁理士 風間 鉄也
- (74)代理人 100101812
弁理士 勝村 紘
- (74)代理人 100070437
弁理士 河井 将次
- (74)代理人 100124394
弁理士 佐藤 立志
- (74)代理人 100112807
弁理士 岡田 貴志
- (74)代理人 100111073
弁理士 堀内 美保子
- (74)代理人 100134290
弁理士 竹内 将訓
- (74)代理人 100127144
弁理士 市原 卓三
- (74)代理人 100141933
弁理士 山下 元
- (72)発明者 クラスナー、ノーマン・エフ
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 94070、サン・カルロス、トリノ・レーン 1

合議体

審判長 飯野 茂
審判官 古屋野 浩志
審判官 森 雅之

(56)参考文献 特表平6 - 501772 (JP, A)

Schnauffer, B.A. McGraw, G.A., Peak tracking/measurement compensation multipath mitigation technique, Position Location and Navigation Symposium, IEEE 2000, 米国, IEEE, 2000年 3月 16日, p49 - 56
Yang, Chun, Fast code acquisition with FFT and its sampling schemes, ION GPS-96; Proceed

ings of the 9th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 米国, 1996年11月20日, pp. 1729 - 1734

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S5/00-5/14, H04J1/00-1/20, H04J4/00-15-00