(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第4399165号
(P4399165)
(45)発行日　平成22年1月13日(2010.1.13)　(24)登録日　平成21年10月30日(2009.10.30)

(51)Int.Cl.　F I
G01S 5/14 (2006.01)　G01S 5/14 555
G01S 5/14 547

請求項の数 34 (全 18 頁)

(21)出願番号	特願2002-569956 (P2002-569956)
(86)(22)出願日	平成13年12月4日 (2001.12.4)
(65)公表番号	特表2004-519676 (P2004-519676A)
(43)公表日	平成16年7月2日 (2004.7.2)
(86)国際出願番号	PCT/US2001/046968
(87)国際公開番号	WO2002/071092
(87)国際公開日	平成14年9月12日 (2002.9.12)
審査請求日	平成16年12月3日 (2004.12.3)
(31)優先権主張番号	09/729,812
(32)優先日	平成12年12月4日 (2000.12.4)
(33)優先権主張国	米国(US)

(73)特許権者　595020643
クゥアルコム・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　９２１２１－１７１４、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ　５７７５
(74)代理人　100058479
弁理士　鈴江　武彦
(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】整合フィルタによりＧＰＳ信号を処理する方法及び装置

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
衛星測位システム（ＳＰＳ）信号の少なくとも２のドップラー周波数を処理する方法、
上記ＳＰＳ信号の第１のドップラー周波数に対応する周波数係数の第１の組を決定する；
第１の時間ウィンドウの間に上記周波数係数の第１の組を用いて整合フィルタ中で上記ＳＰＳ信号を処理する、ここで、上記周波数係数の第１の組の長さは、因子により減少され上記整合フィルタ中の上記ＳＰＳ信号の長さを含む、該因子は同じ値を有する連続した周波数係数の個数である；
上記ＳＰＳ信号の第２のドップラー周波数に対応する周波数係数の第２の組を決定する；
第２の時間ウィンドウの間に上記周波数係数の第２の組を用いて上記整合フィルタ中で上記ＳＰＳ信号を処理する；
ここで、上記第１の及び上記第２の時間ウィンドウは、１ＳＰＳフレーム期間より大きくない時間の期間内で生ずる；
を具備する上記方法。
【請求項２】
請求項１に記載の方法、上記第１の時間ウィンドウ及び上記第２の時間ウィンドウは、異なりしかも重ならず、及び上記時間の期間内で時間が連続して生ずる。
【請求項３】

上記ＳＰＳ信号に対応する一連の擬似ノイズ（ＰＮ）係数を生成する；
上記第１のウィンドウの間にＰＮ係数の第１の組を用いて上記整合フィルタ中の上記ＳＰＳ信号を処理する、ここで上記ＰＮ係数の第１の組は第１のカウントにより上記一連のＰＮ係数を巡回移動することにより生成される；及び
上記第２のウィンドウの間にＰＮ係数の第２の組を用いて上記整合フィルタ中の上記ＳＰＳ信号を処理する、ここで上記ＰＮ係数の第２の組は第２のカウントにより上記一連のＰＮ係数を巡回移動することにより生成される；
をさらに具備する請求項１の方法。
【請求項４】
第１のレジスタに上記周波数係数の第１の組を記憶する；
上記第１のレジスタに上記周波数係数の第２の組を記憶する；
をさらに具備する請求項１に記載の方法。
【請求項５】
請求項４に記載の方法、ここで上記第１のレジスタが上記整合フィルタの第１の入力に接続されている、並びに、ここで上記周波数係数の第１の組を上記記憶することが上記周波数係数の第１の組を用いて上記ＳＰＳ信号を上記処理する前に生ずる、及びここで上記周波数係数の第２の組を上記記憶することが上記周波数係数の第２の組を用いて上記ＳＰＳ信号の上記処理をする前に生ずる。
【請求項６】
第２のレジスタに上記ＰＮ係数の第１の組を記憶する；
上記第２のレジスタに上記ＰＮ係数の第２の組を記憶する；
をさらに具備する請求項３に記載の方法。
【請求項７】
請求項６に記載の方法、ここで上記第２のレジスタが上記整合フィルタの第２の入力に接続されている、並びに、ここで上記ＰＮ係数の第１の組を上記記憶することが上記ＰＮ係数の第１の組を用いて上記ＳＰＳ信号の上記処理をする前に生ずる、及びここで上記ＰＮ係数の第２の組を上記記憶することが上記ＰＮ係数の第２の組を用いて上記ＳＰＳ信号の上記処理をする前に生ずる。
【請求項８】
第２のレジスタに上記ＰＮ係数の第１の組を記憶する；
上記第２のレジスタに上記ＰＮ係数の第２の組を記憶する；
をさらに具備する請求項４に記載の方法。
【請求項９】
請求項８に記載の方法、ここで上記第２のレジスタが上記整合フィルタの第２の入力に接続されている、並びに、ここで上記ＰＮ係数の第１の組を上記記憶することが上記ＰＮ係数の第１の組を用いて上記ＳＰＳ信号の上記処理をする前に生ずる、及びここで上記ＰＮ係数の第２の組を上記記憶することが上記ＰＮ係数の第２の組を用いて上記ＳＰＳ信号の上記処理をする前に生ずる。
【請求項１０】
少なくとも２の異なる衛星測位システム（ＳＰＳ）信号を処理する方法、
第１のＳＰＳ信号に対応する擬似ノイズ（ＰＮ）係数の第１の組を決定する；
第１の時間ウィンドウの間にＰＮ係数の第１の組を用いて整合フィルタ中で上記第１のＳＰＳ信号を処理する；
第２のＳＰＳ信号に対応し、そして上記第１の時間ウィンドウの時間間隔に一部基づいてＰＮ係数の第２の組を決定する；及び
第２の時間ウィンドウの間に上記ＰＮ係数の第２の組を用いて上記整合フィルタ中で上記第２のＳＰＳ信号を処理する；
ここで、上記第１の及び上記第２の時間ウィンドウは、１ＳＰＳフレーム期間より大きくない時間の期間内で生ずる；
を具備する上記方法。

【請求項１１】
上記第１のウィンドウの間に周波数係数の第１の組を用いて上記整合フィルタ中の上記第１のＳＰＳ信号を処理する；及び
上記第２のウィンドウの間に周波数係数の第２の組を用いて上記整合フィルタ中の上記第２のＳＰＳ信号を処理する；
をさらに具備する請求項１０の方法。
【請求項１２】
第１のレジスタに上記ＰＮ係数の第１の組を記憶する、及び上記第１のレジスタに上記ＰＮ係数の第２の組を記憶する、をさらに具備する請求項１０の方法。
【請求項１３】
第２のレジスタに上記周波数係数の第１の組を記憶する、及び上記第２のレジスタに上記周波数係数の第２の組を記憶する、をさらに具備する請求項１２の方法。
【請求項１４】
請求項１３に記載の方法、ここで上記第１のレジスタが上記整合フィルタの第１の入力に接続されている、及び上記第２のレジスタが上記整合フィルタの第２の入力に接続されている。
【請求項１５】
請求項１４に記載の方法、ここで上記ＰＮ係数の第１の組を上記記憶すること及び上記周波数係数の第１の組を上記記憶することが、上記整合フィルタの中で上記第１のＳＰＳ信号の上記処理をする前に生ずる、及びここで上記ＰＮ係数の第２の組を上記記憶すること及び上記周波数係数の第２の組を上記記憶することが、上記整合フィルタの中で上記第２のＳＰＳ信号の上記処理をする前に生ずる。
【請求項１６】
請求項１０に記載の方法、ここで上記第１の時間ウィンドウ及び上記第２の時間ウィンドウは、異なりしかも重ならず、及び上記時間の期間内で時間が連続して生ずる。
【請求項１７】
請求項１０に記載の方法、ここで上記ＰＮ係数の第１の組は、第１のカウントにより上記一連のＰＮ係数を巡回移動することにより一連のＰＮ係数から生成される、及びここで上記ＰＮ係数の第２の組は、第２のカウントにより上記一連のＰＮ係数を巡回移動することにより生成される。
【請求項１８】
少なくとも１の上記第１のＳＰＳ信号及び上記第２のＳＰＳ信号を捕捉するために、衛星支援データから検索距離範囲を決定する、
をさらに具備する請求項１０に記載の方法。
【請求項１９】
請求項１１に記載の方法、ここで上記衛星支援データが少なくとも１の（ａ）ＳＰＳ人工衛星に関連するドップラー情報；（ｂ）ＳＰＳ人工衛星に対する衛星位置推算データ；（ｃ）上記整合フィルタを備える移動ＳＰＳ受信機の概略位置；（ｄ）日の時刻情報、若しくは（ｅ）ＳＰＳ人工衛星からの信号の擬似ノイズフレーミングエポックの発生時刻、を具備する。
【請求項２０】
衛星測位システム（ＳＰＳ）信号の少なくとも２のドップラー周波数を処理する回路、
上記ＳＰＳ信号を受信する入力回路；
上記入力回路に接続されたデータシフトレジスタ、上記データシフトレジスタは上記ＳＰＳ信号を記憶する；
上記データシフトレジスタに接続された整合フィルタ回路、上記整合フィルタ回路は上記ＳＰＳ信号に基づいた出力を計算する；
出力を有する擬似ノイズ（ＰＮ）加重生成回路、上記ＰＮ加重生成回路は上記ＳＰＳ信号に対応するＰＮ係数の組を決定する；
上記ＰＮ加重生成回路の上記出力に接続されている入力を有する及び上記整合フィル

タ回路の第１の入力に接続されている出力を有するＰＮデータシフトレジスタ；
出力を有する周波数係数生成回路、上記周波数生成回路は第１の時間間隔の間に周波数係数の第１の組を及び第２の時間間隔の間に周波数係数の第２の組を決定する、ここで、上記周波数係数の第１の組の長さは上記データシフトレジスタの長さよりも短い、ここで第１の時間間隔及び第２の時間間隔は１ＳＰＳフレーム期間より大きくない時間の期間内で生ずる；
上記周波数生成回路の上記出力に接続されている入力を有する及び上記整合フィルタ回路の第２の入力に接続されている出力を有する周波数データシフトレジスタ；
上記整合フィルタ回路の出力に接続された記憶回路、上記記憶回路は第３の時間間隔の間に上記周波数係数の第１の組に対応する上記整合フィルタ回路の第１の出力をメモリ位置の第１の組に記憶する、及び上記記憶回路は第４の時間間隔の間に上記周波数係数の第２の組に対応する上記整合フィルタ回路の第２の出力をメモリ位置の第２の組に記憶する、ここで第３の時間間隔及び第４の時間間隔は１ＳＰＳフレーム期間より大きくない時間の期間内で生ずる、
を具備する上記回路。
【請求項２１】
請求項２０の回路、ここで上記第１の時間間隔及び上記第２の時間間隔は、異なりしかも重ならず、及び上記時間の期間内で時間が連続して生ずる。
【請求項２２】
請求項２１に記載の回路、ここで上記１ＳＰＳフレーム期間は、上記ＳＰＳ信号内のＰＮデータの反復期間により定義される。
【請求項２３】
上記周波数係数生成回路に接続された制御回路、上記周波数係数生成回路が上記周波数係数の第１の組及び上記周波数係数の第２の組を生成する時、上記制御回路が制御する、
をさらに具備する請求項２０に記載の回路。
【請求項２４】
上記周波数データシフトレジスタの上記出力に接続された入力を有する、及び上記整合フィルタ回路の上記第２の入力に接続された出力を有する第１のレジスタ、
をさらに具備する請求項２０に記載の回路。
【請求項２５】
上記ＰＮデータシフトレジスタの上記出力に接続された入力を有する、及び上記整合フィルタ回路の上記第１の入力に接続された出力を有する第２のレジスタ、ここで上記整合フィルタ回路は上記第２のレジスタを介して上記ＰＮデータシフトレジスタに接続されている、
をさらに具備する請求項２０に記載の回路。
【請求項２６】
請求項２０に記載の回路、ここで上記ＰＮ加重生成回路は上記ＳＰＳ信号に対応する一連のＰＮ係数を決定する、及びここで上記整合フィルタ回路は上記第１の時間間隔の間にＰＮ係数の第１の組を用いて上記ＳＰＳ信号を処理する、第１のカウントにより上記一連のＰＮ係数を第１の巡回移動により上記ＰＮ係数の第１の組が生成される、及びここで上記整合フィルタ回路は上記第２の時間間隔の間にＰＮ係数の第２の組を用いて上記ＳＰＳ信号を処理する、第２のカウントにより上記一連のＰＮ係数を第２の巡回移動により上記ＰＮ係数の第２の組が生成される。
【請求項２７】
請求項２６に記載の回路、ここで上記第１の巡回移動及び第２の巡回移動が上記ＰＮデータシフトレジスタにより実行される。
【請求項２８】
各々が別々のＰＮ拡散コードを有する少なくとも２の衛星測位システム（ＳＰＳ）信号を処理する回路、
上記ＳＰＳ信号を受信する入力回路；

上記入力回路に接続された上記データシフトレジスタ、上記データシフトレジスタは上記ＳＰＳ信号を記憶する；

上記ＳＰＳ信号を受信するため及び上記ＳＰＳ信号を処理するために上記データシフトレジスタに接続された整合フィルタ回路；

出力を有する擬似ノイズ（ＰＮ）加重生成回路、上記加重生成回路は第１の時間間隔の間に第１のＳＰＳ信号に対応するＰＮ係数の第１の組を決定する、及び第２の時間間隔の間に第２のＳＰＳ信号に対応するＰＮ係数の第２の組を決定する、ここで、上記ＰＮ係数の第２の組は上記第１の時間間隔の時間間隔に少なくとも一部基づく；

ここで、上記第１の時間間隔及び第２の時間間隔は１ＳＰＳフレーム期間より大きくない時間期間内に生ずる；

上記ＰＮ加重生成回路の上記出力に接続されている入力を有する、及び上記整合フィルタ回路の第１の入力に接続されている出力を有するＰＮデータシフトレジスタ；

上記整合フィルタ回路の出力に接続された記憶回路、上記記憶回路が第３の時間間隔の間に上記ＰＮ係数の第１の組に対応する上記整合フィルタ回路の第１の出力をメモリ位置の第１の組に記憶する、及び上記記憶回路が第４の時間間隔の間に上記ＰＮ係数の第２の組に対応する上記整合フィルタ回路の第２の出力をメモリ位置の第２の組に記憶する、ここで上記第３の時間間隔及び第４の時間間隔は１ＳＰＳフレーム期間より大きくない時間期間内に生ずる；

を具備する上記回路。

【請求項２９】

出力を有する周波数係数生成回路、上記周波数係数生成回路が上記第１の時間間隔の間に周波数係数の第１の組を及び上記第２の時間間隔の間に周波数係数の第２の組を決定する；

上記周波数係数生成回路の上記出力に接続されている入力を有する及び上記整合フィルタ回路の第２の入力に接続されている出力を有する周波数データシフトレジスタ、

をさらに具備する請求項２８に記載の回路。

【請求項３０】

上記ＰＮデータシフトレジスタの出力に接続された及び上記整合フィルタ回路の第１の入力に接続された第１のレジスタ、をさらに具備する請求項２８の回路。

【請求項３１】

上記周波数データシフトレジスタの出力に接続された及び上記整合フィルタ回路の第２の入力に接続された第２のレジスタ、をさらに具備する請求項２９の回路。

【請求項３２】

請求項２８に記載の回路、ここで上記第１の時間間隔及び上記第２の時間間隔は、異なりしかも重ならず、及び上記時間の期間内で時間が連続して生ずる。

【請求項３３】

請求項３２に記載の回路、ここで１ＳＰＳフレーム期間は上記ＳＰＳ信号内のＰＮデータの反復期間により定義される。

【請求項３４】

上記周波数係数生成回路に接続された制御回路、上記周波数係数生成回路が上記周波数係数の第１の組及び上記周波数係数の第２の組を生成する時、上記制御回路が制御する、

をさらに具備する請求項２８に記載の回路。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】

本発明は、一般的に、米国ＧＰＳのような衛星測位システム(satellite positioning system)の分野に係わる。特に、衛星測位システム人工衛星から信号を受信すること及びトラッキングすることに係わる。

【０００２】

【従来の技術】

ＧＰＳ受信機のような、最も一般的な衛星測位システム（ＳＰＳ）は、ＧＰＳ人工衛星のようなＳＰＳ人工衛星から送信された信号を捕捉するため、追跡するため、及び復調するために直列コリレータを利用する。それぞれの送信されたＧＰＳ信号は、直接拡散信号(direct sequence spreading spectrum signal)である。商業的に利用できる信号は、標準測位サービスに関連しており、１５７５．４２ＭＨｚのキャリアに基づいた毎秒１．０２３Ｍチップの拡散レートで二倍位相直接拡散信号を利用する。擬似ランダムノイズ、即ち擬似ノイズのシーケンス長は、１，０２３チップであり、１ミリ秒の期間に対応する。各人工衛星は、異なるＰＮコード(時々ゴールドコードと参照される)を送信する。そのＰＮコードは、信号が数個の人工衛星から同時に送信され、互いに干渉なしに１台の受信機で同時に受信されるようにする。さらに、各信号に重畳されたデータは、ビット境界がＰＮフレームの初めに合わせられている50ボーの　バイナリーフェイズシフトキード(binary phase shift keyed : BPSK)データであり、２０ミリ秒の１データビット期間に２０ＰＮフレームが発生する。

【０００３】

ＧＰＳ信号処理における重要な動作は、キャリアを変調する擬似ランダムシーケンスに最初に同期させることである。これは、コリレータの組を使用する直列方式で通常行われ、擬似ランダムシーケンスのエポック(epoch)を検索する。典型的な初期捕捉戦略(initial acquisition strategy)は、１０２３シンボルの１／２チップ間隔のそれぞれについてＰＮコードを検索することを含む。これは合計２０４６ハイポセシス(hypothesis)を意味する。さらに、ドップラー(Doppler)及び局所的なオシレータエラーが信号を検出不能にすることがあるため、キャリア周波数の全領域を検索することがしばしば必要である。これは、追加の周波数ハイポセシスをテストする結果になる。高感度の応用では、各ハイポセシスは、数マイクロ秒の、時には数秒の滞在時間(dwell time)を必要とする。その結果、捕捉プロセスは、多数のコリレータを使わない場合には非常に長時間になるであろう。

【０００４】

ＧＰＳ受信機は、軌道上のＧＰＳ人口衛星から送信されたＧＰＳ信号を受信し、受信信号と内部で生成された信号との時間シフトを比較することにより、適切なコードの到着時刻を決定する。信号比較は、受信信号及び生成信号の掛け算及び積分を必要とする相関プロセスにおいて実行される。一般的なＧＰＳ受信機で利用されている典型的な従来技術の直列コリレータ回路は、図１に示されている。コリレータ５０は、ＧＰＳ信号入力を受信し、乗算器５４において受信信号とＰＮ生成器６０により作られた内部生成ＰＮコードを結合する。強度スクエアリング (magnitude squaring)(若しくは他の検出) 演算５６は、結合された信号のサンプルの累積された組の上で、その後実行される。マイクロコントローラ５８は、ＰＮ生成器６０で生成されたＰＮチップのシーケンシング(sequencing)を制御する。コリレータ５０のシステムによれば、受信信号５２は、ＰＮチップのロングシーケンス(long sequence)、一度に一回オフセット、と比較される。それゆえ１ＰＮフレームに対応する全てのオフセットを検索するために極めて長い時間を必要とする。

【０００５】

ＧＰＳ信号を捕捉する他の方法は、整合フィルタリング(matched filtering)処理を使用することである。例えば、１９９８年2月１１日に提出した出願中の米国特許出願No. 09/021,854、題名「高速捕捉、高感度ＧＰＳ受信機」、発明者、ノーマン・エフ・クラスナー　参照。全ての擬似ランダムフレームに整合する整合フィルタは、１／２チップ間隔が採用されれば、２０４６個のコリレータの組として考えられるであろう。Ｍ個の並列ＧＰＳ信号を検索しようとすれば、Ｍ個のそのような整合フィルタが並列に採用されるであろう。「高速捕捉、高感度ＧＰＳ受信機」という題名の前述の特許出願は、ＧＰＳ受信機を使うために使用されるであろう色々なタイプの整合フィルタの例を示す。そのような整合フィルタＧＰＳ受信機を使用することは効果的ではあるが、特に信号パラメータのある種のプリオリ(a priori)知識が利用できる場合、効率をさらに改善する要求がしばしばある。

【０００６】

【課題を解決するための手段】
本発明は、整合フィルタを備える衛星測位システム受信機でＧＰＳ信号若しくは他のタイプの衛星測位システム信号を捕捉し、追跡する種々の方法及び装置を開示する。本発明の一つの例示的な方法では、ＳＰＳ信号の第１のドップラー周波数に対応する周波数係数の第１の組が決定され、ＳＰＳ信号は、第１の時間ウィンドウの間に、周波数係数の第１の組を用いて整合フィルタ中で処理される。ＳＰＳ信号の第２のドップラー周波数に対応する周波数係数の第２の組は決定され、第２の時間ウィンドウの間に、周波数係数の第２の組を用いて同一の整合フィルタ中で、ＳＰＳ信号は処理される。ここで、第１の及び第２の時間ウィンドウは、１ＳＰＳフレーム期間より大きくない、時間の期間内で生ずる。
【０００７】
本発明の他の一つの例示的な方法では、第１のＳＰＳ信号は、第１の時間ウィンドウの間に擬似ノイズ（ＰＮ）係数の第１の組を用いて整合フィルタ中で処理される。ここで、ＰＮ係数の第１の組は、第１のＳＰＳ信号に対応する。及び、第２のＳＰＳ信号は、第２の時間ウィンドウの間に（第２のＳＰＳ信号に対応する）ＰＮ係数の第２の組を用いて同一の整合フィルタ中で処理される。そこで、第１の時間ウィンドウ及び第２の時間ウィンドウは、１ＳＰＳフレーム期間より大きくない時間の期間内で生ずる。
【０００８】
各種の装置もここに記載されている。
【０００９】
【発明の実施の形態】
本発明は、例として図示した図面を使用して説明される。また添付した図面の形態に限定されるものではない。
【００１０】
整合フィルタを備えたＳＰＳ信号を受信する方法及び装置が記述されている。以下の記述の中で、説明の目的で、多くの特定の詳細説明が、本発明の十分な理解を与えるために公にされている。しかしながら、本技術分野の人にとって、本発明はこれらの特定の詳細説明がなくても実行されることは、明らかであろう。他の例では、よく知られている構造及び装置が、説明を容易にするためにブロック図の形で示されている。
【００１１】
本発明のある種の実施例は、コードエポック(code epoch)に対する検索距離範囲(search range)を減らすために捕捉支援データを使用した後、整合フィルタのタイムシェアリング法を使用する。後で詳しく述べられる図８は、衛星支援データ決定の例を示す。衛星支援データに基づいてＧＰＳ信号若しくは他のＳＰＳ信号を捕捉するために、検索距離範囲の決定に衛星支援データは使用される。この衛星支援データは、ＳＰＳ信号の捕捉処理において検索距離範囲を狭くするために使用される。それにより、後で詳しく説明される図９及び１０に示された方法のように、整合フィルタのタイムシェアリングを認めている。
【００１２】
いくつかのプリオリタイミング情報が利用できる場合のように、各種の違ったタイプの衛星支援データが利用できるであろう。例えば、北米ＣＤＭＡセルラ信号（例えば、ＩＳ９５ＣＤＭＡセルラ電話信号）のようなある種のセルラ信号は、正確な日の時刻(time-of-day)情報を与える。この日の時刻情報に他の衛星支援データを加えたものは、ＧＰＳ受信機がおおよそのＧＰＳ信号の到着時刻を推定することを見込んでいる。他の衛星支援データとして、人工衛星を考慮した推定ドップラー、移動ＧＰＳ受信機の位置の概略知識、及び衛星測位情報（例えば、衛星位置推算データ(satellite ephemeris data)若しくは衛星オールメナック(satellite almanac)）のようなものがある。例えば、初期の位置不確実性が約５ｋｍ(代表的なセルサイズ)であり、正確な日の時刻情報を使えば、これらの到着時刻は、±１６．７マイクロ秒と推定されるであろう。コードエポックが１／２チップ間隔で調べられる場合、この３３．３マイクロ秒の合計時間間隔は、６７ステップで調べられるであろう。これが、１０２３チップのＧＰＳフレーム全体に対する合計２０４６ステップと比較される。この例では、整合フィルタの出力信号は、１ミリ秒のフレーム期間の

内３３．３マイクロ秒だけ、即ち全フレームの約１／３０だけ、計算されればよい。この活動期間は、“アクティブウィンドウ”若しくは単に“ウィンドウ”と呼ばれる。したがって、フレームの他の２９／３０の部分の間、他の処理の目的のために整合フィルタを利用できる（そのような整合フィルタの例は、後で説明される図２に示されている）。特に、整合フィルタを他の加重係数、例えば異なる仮想ドップラー周波数に対応する加重係数、を使って素早く再プログラムできる。その結果、この整合フィルタ回路の利用効率が増加する。この特定の例では、この一つの整合フィルタで３０の異なる仮想ドップラー周波数を調べることが可能であり、それぞれがフレームの１／３０に相当する出力を生成する。後でさらに述べるが、図９は、そのような方法の一例を示す。

【００１３】

整合フィルタをこのようにタイムシェアリングすることは、感度のいかなるロスをも生じさせない。いかなる仮想コードエポックに対応する整合フィルタの出力は、１ミリ秒のフレーム期間全体に対応する入力データ情報を利用する。ある種の従来技術では、タイムシェアリングを使用している。そこではタイムシェアリングを使用しているが感度のロスがある。例えば、ＰＮ信号のキャリア周波数を捕捉するために、ゆっくりとした方法で数個の異なる周波数にコリレータを“同調”させることが一般的である。コリレータが決められた周波数に同調されたとき、入力信号はその周波数で観測されるだけであるため、感度ロスを生ずる。従来技術におけるそのような同調は、１又はそれ以上のＧＰＳフレームにつき１回の割合で実行される。

【００１４】

整合フィルタのタイムシェアリングのもう一つの方法は、活性状態でない期間の間に（ウィンドウが非能動のとき）、他の衛星信号に対応する付加的なＰＮコードを処理するために利用されることであろう。後でさらに議論されるが、図１０はそのような方法の一例を示す。例えば、並列の整合フィルタの数が調べようとしているＧＰＳ信号の全数より少なければ、これは有効である。フィルタが数個のＰＮコードの間でタイムシェアされても、感度のいかなるロスをも生じないことを再度述べておく。これは、複数のＧＰＳ信号を処理するために整合フィルタが順次適用されるであろう従来技術の状態と対照的であり、それゆえ、これらの構成信号のそれぞれを連続的に観測しないであろう。

【００１５】

図２は、本発明の一実施例にしたがったＧＰＳ信号処理に適した整合フィルタの構成を示す。この整合フィルタは、典型的には図４に示された捕捉回路４００Ａ若しくは図５に示された捕捉回路４００のようなＳＰＳ受信機の捕捉回路の一部である。整合フィルタへの入力データ９Ａは、それぞれn_dビットの解像度を持つ典型的にはＩ及びＱ（複素数）形式である。図２に、Ｉ若しくはＱチャネルに対する信号処理が示されている。同様な処理が、他のチャネルに対しても生じる（ＰＮ及びＦＲＥＱ生成回路並びにレジスタは、Ｉ及びＱチャネル間で共有されるであろう）。入力（Ｉ若しくはＱ）データは、典型的には２．０４８ＭＨｚのレートf_cでデータシフトレジスタ１０に連続的にクロックされる。入力データ９Ａは、代表的なデジタル化されたＧＰＳ信号である。ＧＰＳ信号は、ＧＰＳフロントエンド回路により受信されデジタル化される。ＧＰＳフロントエンド回路は、ＧＰＳ信号を適切な周波数（例えば２．０４８ＭＨｚ）にダウンコンバートをもする。図４及び５は、このようなＧＰＳフロントエンド回路を備えたＧＰＳ受信機の二つの例を示す。

【００１６】

図２の回路の出力は、付加的な後処理回路に代表的に供給される。付加的な後処理回路は、さらに処理された結果をメモリ回路に順次記憶する。この付加的な後処理回路は、多数のＰＮフレームに対応する整合フィルタの出力を結合するために使用される。これがＧＰＳ受信機の感度を改善する。メモリ回路は、図４のＧＰＳ受信機９００中のプロセッサ９１０並びにトラッキング及び復調回路４００ｂのような、若しくは図５の結合型ＧＰＳ受信機１０００のプロセッサ１０１２のような従来の処理回路によりアクセスされるであろう。

【００１７】

捕捉機能と同様、大部分のトラッキング及び復調機能を与えるために図２の回路を利用することができる。ＰＮ生成器１６及び周波数生成器１７をそれらに対応するシフトレジスタ１４及び１５とともに適切に制御することにより行われるであろう。ここでの議論の多くはＧＰＳ信号の捕捉に焦点を当てるが、本発明は、トラッキング及び復調処理の間の効率を増加させることにも同様に適用される。

【００１８】

整合フィルタリングを実行する前に、ＰＮ生成器１６は、入力される信号に整合したデータのＰＮシーケンスを生成する。典型的には１０２３の論理値０及び１の組であるこのＰＮシーケンスは、ＰＮコード係数シフトレジスタ１４に移される。全てのＰＮデータが一旦ロードされると、整合フィルタを生成する周波数補正及び合計回路１１に供給される。しかし、オプションとして保持レジスタ１２が利用されるであろう。保持レジスタ１２は、ＰＮシフトレジスタからの全てのデータが、命令にしたがって周波数補正及び合計回路により利用されるようにする。保持レジスタ１２がない場合、フィルタリング動作は、ＰＮシフトレジスタがＰＮ生成器から新しいデータを供給されている期間、誤った結果を生成するかもしれない。後者の場合は、デッドタイム、即ちフィルタが基本的に非能動の期間、を生ずる。保持レジスタは、回路の複雑さを増加させる。それゆえ、この複雑性は、このデッドタイムの削減若しくは削除とトレードオフになるはずである。

【００１９】

後で議論するように、ＰＮシフトレジスタ１４の内容は、このシフトレジスタを巡回移動することにより変えられるであろう。所定の変更が、ＰＮエポックの変更だけの場合、ＰＮ生成器１６から新しい係数をロードすることの代案として行われるであろう。

【００２０】

入力データはチップレートの２倍のレートで典型的にサンプリングされ、それゆえ、データレジスタ１０は１ＰＮフレームに対応する２０４６サンプルを含んでいるが、ＰＮフレームあたり１０２３の別々のチップだけであるため、ＰＮシフトレジスタ及び保持レジスタは、１０２３ステージを持つだけでよい。

【００２１】

同様にして、整合フィルタリングを実行する前に、周波数生成器１７は、入力される信号の残りのキャリア周波数に整合する複素指数（Ｉ及びＱ）データのシーケンスを生成する。典型的には２０４６のＩ及びＱサンプルの組であり、それぞれが量子化のn_fビットを持つこのデータシーケンスは、周波数係数シフトレジスタ１５に移される。全ての周波数データが一旦ロードされると、周波数補正及び合計回路１１に供給されるであろう。しかし、オプションとして、保持レジスタ１３が利用されるであろう。保持レジスタの使用は、周波数係数シフトレジスタのロード時間にともなったデッドタイムを発生させることなく、周波数補正回路に新たな周波数係数を素早く準備できることを、再び述べておく。図３は、図２の回路で使用されるであろう周波数補正及び合計回路１１の典型的な実行例を示す。図３に示された回路１１は、一連の乗算器３０を備えている。各乗算器は、レジスタ１０及びレジスタ１２（一実施例でレジスタ１２が使用される場合、若しくはレジスタ１２が使用されない場合レジスタ１４）からのデータを受信する。図３の回路１１は、一連の乗算器３１をも備えている。各乗算器は、対応する乗算器３０の一つから出力を受信し、及びレジスタ１３（一実施例でレジスタ１３が使用される場合）からデータを受信する。乗算器３１の出力は、フィルタされたデータ出力９Ｂを生成する加算器ツリー３２に供給される。

【００２２】

従来のシステムで、ＰＮ生成器及び／若しくは周波数生成器は、頻繁ではない頻度、即ち多くてもＧＰＳフレームあたり１回、つまり１ミリ秒あたり１回、係数を更新する。典型的には、この更新は、ドップラー効果に起因する時間に対するコード及びキャリア周波数のわずかな変化をトラッキングするために行われる。本発明では、複数のドップラー及び／若しくは複数のＧＰＳコードを同時処理するために、ＧＰＳフレームあたり複数回更新される。以下で議論されるように、複数のドップラーを処理することは、ある方法でＰＮ

生成器を制御することが必要である。

【００２３】

一つのＧＰＳ信号（Ｃ／Ａコード）は、１ミリ秒のフレーム期間ごとに繰り返されるフレームあたり１０２３チップを含む。即ち、ＧＰＳフレーム期間は、１ミリ秒毎に繰り返すこの反復パターンにより定義される。以下に議論されるように、ＧＰＳフレーム期間あたり１より多いドップラー若しくはＰＮを処理するために、図２のＰＮ及び周波数係数を変えることが通常必要であろう。

【００２４】

議論を単純化するために、プリオリ知識（図８に関連して以下に詳しく議論する）が、検索されるべき可能なコード位相の範囲を６４に制限し、そして、二つの異なるドップラー周波数において一つのＰＮコードを単一のフィルタで処理しようとすると仮定する。それから、初期に、ＰＮ加重は、ＰＮ生成器１６、シフトレジスタ１４及び（オプションとして）保持レジスタ１２を介してロードされる。ＰＮ生成器がチップレートｆｃで１６回動作できると仮定できる。そして、ＰＮ係数を生成し、それをシフトレジスタ１４にロードするために、１／１６ミリ秒＝６２．５マイクロ秒を要する。

【００２５】

周波数係数は２０４６であるため、シフトレジスタ１５に周波数係数をロードするために２倍の時間を要するであろう。しかし多くの場合、周波数係数が非常にゆっくりと変化するため、システムは、周波数係数補正回路１１への多数の隣接した入力の間で、周波数係数を共有できる。周波数係数の変化が低いレートであることは、±４ｋＨｚの範囲にある個々のＰＮチャネルの残されているドップラー周波数に整合している結果である。３２の連続した周波数係数が同じ値を持つように選択したとしても、本質的に無視できるロス（約０．０６ｄＢ）しか生じないことを、ある分析は示している。このようにして、この場合、２０４６の係数をローディングする代わりに、（２０４６／３２）の整数、即ち６４をロードするだけでよい。これは、一実施例では、３．９マイクロ秒しか要しない。

【００２６】

初期係数が一旦ロードされると、フィルタリング動作が始められる。この動作のタイミングは、図６及び７によりよく理解される。図６及び７は、図２に示した例示的な捕捉回路のいくつかの動作の相対的なタイミングを示す。図６は、保持レジスタ１２及び１３が使用される場合を示す。１ミリ秒のフレーム境界１１１及び境界１１２は、（ＧＰＳの標準的な測位業務の場合）ＰＮコードの中で１０２３チップが繰り返される開始と開始の間の期間を表している。時間間隔１０１及び１０２は、各々が周波数係数の異なる組を利用する、二つの異なる処理ウィンドウに対応する。動作１０９及び１１０は、シフトレジスタ１４からレジスタ１２へＰＮコード係数の転送、及びシフトレジスタ１５からレジスタ１３へ周波数係数の転送を表す。図７の例では、オプションの保持レジスタ１２及び１３を使用しないため、動作１０９及び１１０は、図７に示された例から削除されている。動作１０７及び１０８は、周波数生成器１７による二つの異なるウィンドウに周波数係数を生成すること、及びこれらのウィンドウの間に生成器１７からシフトレジスタ１５に周波数係数をローディングすることを表す。周波数係数は、ロードされた後、回路１１内の次のウィンドウで使用される。動作１０５及び１０６は、シフトレジスタ１４の中でＰＮコード係数の回転（巡回移動）を表す。回転の後、これらの係数は、回路１１内で処理の次のウィンドウで使用される。例えば、動作１０５は、シフトレジスタ１４でＰＮコード係数を回転することを含み、回転の後、これらのＰＮコード係数は、ウィンドウ／動作１０２において回路１１内で使用される。

【００２７】

６４コード位相（３２チップ）だけが検査される興味ある例の場合、ハイポセシスあたりの時間ウィンドウは、６４／２．０４６ＭＨｚ＝３１．２８マイクロ秒に相当する（例えば、ウィンドウ/動作１０１参照）。動作１０１で要求されているこの時間の間に、次のドップラーに対する周波数係数の新たな組は、周波数係数シフトレジスタ１５で計算され、そこに置かれるであろう（１０７参照）。動作１０１で表された３１．２８マイクロ秒

期間の最後に、（動作１０７からの）このデータは、保持レジスタ１３に転送されると並行して（動作１０９参照）、回路１１に対する次のサイクルでウィンドウ/動作１０２において回路１１で処理されるであろう。この転送は、実行に最大１クロック期間だけ必要とするであろう。保持レジスタが存在しない場合、上述したように、周波数係数の計算は、３．９マイクロ秒を要するであろう。それゆえ、無駄期間を生じるであろう－動作２１４参照（図７）。ＰＮコード係数シフトレジスタ１４の中のＰＮ係数を代えること、即ち巡回移動することが好ましい。それにより、整合フィルタのピークが、第１の処理ウィンドウで起きたと同じ相対位置に、次の３１．２８マイクロ秒の処理ウィンドウの間に生じるであろう。このような回転をしない場合、新たなドップラーに対する能動ウィンドウの間に、ピークは全く存在しないであろう。ＰＮシフトレジスタの内容は、巡回の手法で図２の右へ移動する（シフトレジスタの最後から最初への接続は示されていないが、この接続が存在することは理解されるであろう）。１６ｆｃクロックが使用され、保持レジスタが使用される場合、合計３２シフト、即ち１．９６マイクロ秒を必要とする。保持レジスタが利用されるならば、いかなるデッドタイムも導入されないことを再び言っておく（動作１０１及び１０２は時間が隣接していることに注意）。保持レジスタが利用されないならば、デッドタイムが導入される（例えば、図７のデッドタイム２１４）。しかし、ここで関心のあることは、周波数生成期間がＰＮ回転期間を超えているため、デッドタイム２１４は、対応する周波数生成期間、即ち約３．９マイクロ秒、に等しくなるはずである。デッドタイムを考慮するために、保持レジスタが採用されない場合、少数の付加的なＰＮ回転が使用されるはずである。デッドタイムがＰＮ回転時間及び周波数生成時間よりより大きくなるであろうことに注意すべきである。前者は、整合フィルタ処理ウィンドウの大きさにより決められる。

【００２８】

新たなＰＮ及び周波数係数が適用された後、再び３１．２８マイクロ秒のフィルタリング処理ウィンドウ（図６及び７のそれぞれ動作１０２若しくは２０２）になる。フィルタリング処理ウィンドウは、６４のＰＮエポックの半分に対応する整合フィルタの出力を生成する。保持レジスタが使用される場合、このウィンドウの間に、周波数係数は次のドップラーに対応して計算される（動作１０８）。整合フィルタ処理ウィンドウの終わりに保持レジスタに転送されるであろう（動作１１０）。保持レジスタがない場合、周波数係数は、現在の整合フィルタ処理ウィンドウの最後２１０に計算される。同時に、次のフレームの始めに第１のドップラーを処理することを予想して、ＰＮ係数を３２ポジション（保持レジスタが使用されない場合、デッドタイムを加える）戻す巡回移動が必要である。保持レジスタがある場合、ウィンドウの間に整合フィルタ処理で同時に実行されるであろう（動作１０６参照）。保持レジスタがない場合、この生成（図７の動作２０９参照）は、フィルタ処理に引き続き実施されなければならない。この例では、フレームあたり整合フィルタ処理が二つだけであるため、次のフレームの第１のウィンドウに対するＰＮ及び周波数加重は、現在のフレームの第２のウィンドウの処理の直後に計算されるであろう。あるいは、図７の２０９及び２１０に示されるように、現在のフレームが終わる直前に計算されるであろう。制御論理２０は、生成器１６と１７及びシフトレジスタ１４と１５を述べられた方法で動作させるよう制御する。また、制御論理は、衛星支援データの処理により生じる狭められた検索距離範囲に基づいて、適切な係数（例えば、ドップラー係数）を決定する。

【００２９】

フレームあたり２以上のドップラーが処理される場合、図２，３若しくは４の方法は、タイミングパターンを図に示された２回から３回若しくはそれ以上繰り返すことにより容易に変形されるであろうことは、好都合である。処理ウィンドウが上記の例と同じであれば、ＰＮ加重は、第１のブロックを除く各処理ブロックの前に右に回転される。第１のブロックの前に、ＰＮ加重は、（ｍ－１）×３２チップに加えて、処理ブロック間のいかなるデッドタイム（チップで表される）に（ｍ－１）を掛けた分だけ左に回転される。

【００３０】

整合フィルタが、１より多いＧＰＳ衛星信号に対応する１より多いＰＮコードの間でタイムシェアされている本発明の一実施例がある。図６及び７の全てのタイミング図は、ＰＮ係数に対する計算時間が大きくなることを除いて適用される。特に、シフトレジスタの中で係数を単に巡回移動することではなく、全１０２３の新たな係数を計算することが必要である。クロックレートが$16f_c$であるならば、ほぼ６２．５マイクロ秒が必要となる。保持レジスタが使用される場合、整合フィルタ処理ウィンドウが６４チップ（６２．５マイクロ秒）より大きければ、図６におけるデッドタイムがなくなる。最大１５のそのようなウィンドウが、このようにして可能になる（６４は１０２３を均等に分けられないため）。保持レジスタが使用されない場合、処理ブロック間のデッドタイムは、少なくとも６２．５マイクロ秒になる。（前の例のように）３１．２８マイクロ秒のウィンドウサイズは、１ウィンドウにデッドタイムを加えると、約９３．６マイクロ秒になることを意味する。それゆえ、最大１０ウィンドウが、この例では可能であろう。もちろん、高い内部クロックレートを使用すれば、このデッドタイムは減少する。

【００３１】

１ＧＰＳフレーム期間より短い全期間に、所定のＰＮコード及び数個のＰＮコード全体に対する両者のドップラーの組の間で整合フィルタをタイムシェアすることも、もちろん可能である。

【００３２】

一つの整合フィルタのタイムシェアリングは、整合フィルタ動作に続くいかなる処理も、タイムシェアされる必要であろうことを意味する。そのような後処理は、さらにドップラー（キャリア及びＰＮの両者）訂正、フレーム統合の事前検出(predetection frame integration)、多フレーム統合の事後検出(postdetection multi-frame integration)、及び閾値検出を含む。このような後処理の例は、１９９８年２月１１日に提出された、出願中の米国特許出願No. 09/021,854に記載されている。その名称は、“高速捕捉、高感度ＧＰＳ受信機”であり、その出願は、引用文献としてここに取り込まれている。上記の例の処理ステップの性質は、整合フィルタの出力が、定常的に出ることである。それが、ＧＰＳフレームあたり複数のウィンドウに対して同様な、もし同一でなければ、方法で後処理されるようにしている。

【００３３】

ドップラー効果を補正するために、ゆっくりであるが定常的に周波数及びＰＮ係数をさらに調整することが好ましいであろう。これは、前述の調整に加えて発生するであろう。

【００３４】

保持レジスタを備える捕捉回路の場合でさえ、一フレーム中の最後の整合フィルタ処理ウィンドウが、次のフレームの第１のウィンドウに時間において連続しないケースであろう。ゆとりの時間が、必要なＰＮシフトレジスタの左の巡回移動を実行するために要求される。これが現在のフレームにおいてこれまでの全ての右の移動動作を相殺する。これが、ＧＰＳフレーム期間の最後の処理ウィンドウに続くあるデッドタイムを生み出す。

【００３５】

所定のＧＰＳフレーム期間中の整合フィルタ処理ウィンドウが等しい大きさである必要はない。しかしながら、ウィンドウを等しい大きさに保つことは、システム制御の複雑さを大幅に減少させる。複数の整合フィルタが平行して使用されるならば、同一のウィンドウで異なるフィルタを採用する必要がない。

【００３６】

本発明の捕捉回路は、図４に示されたＧＰＳ受信機のような、ある種のスタンドアロンＧＰＳ受信機の中で使用されるであろう。あるいは、本発明の捕捉回路は、一方向ページャ若しくは双方向ページャ若しくはセルラ電話のような通信システム（図５参照）と結合されている移動ＧＰＳ受信機の中で使用されるであろう。セルラ電話は、ＣＤＭＡ若しくはＷ－ＣＤＭＡセルラ電話のようなものである。

【００３７】

前記のように、ＧＰＳ受信機は、付属の通信システムを介して若しくはプリオリＧＰＳ測

定（例えば、スタンドアロンＧＰＳ受信機の場合のように）からのいずれかにより、正確な時間を入手できるという利点がある。後者の場合、経過時間カウンタが最後のＧＰＳ測定からの正確な時間を維持するはずであり、次のＧＰＳ測定のために正確な時間を与えることができるであろう。

【００３８】

図４は、捕捉回路４００Ａを使用するＧＰＳ受信機の搭載例を図示したものである。捕捉回路は、図２に示されたものであろう。図４のＧＰＳ受信機９００は、ＧＰＳ信号それ自身から衛星支援データを別個に与える通信リンクを持たないスタンドアロンＧＰＳ受信機を考えているであろう。ＧＰＳ信号は、ＧＰＳアンテナ９０２により受信され、入力回路９０４を介してＧＰＳ受信機９００に入力される。受信されたＧＰＳ信号内のＰＮコードは、図２，６及び7に関する前記の動作にしたがって外部プロセッサ９１０とともに回路４００Ａで捕捉され、追跡される。捕捉回路４００Ａの出力は、信号が受信される各ＧＰＳ人工衛星から受信された信号に対応する擬似距離画像データ９０８を含む。各人工衛星は、位置推算データ及び週の時刻データを送信する。週の時刻データは、入力回路９０４により受信され、回路４００Ｂにより復調される。プロセッサ９１０は、移動ＧＰＳ受信機９００の位置を決定するために、位置推算データ及び擬似距離画像データを処理する。プロセッサ９１０の出力は、ユニットの位置を画像若しくは文字として表示する表示装置９１２のような入力／出力装置を動かす。この構成では、図２の回路は、プロセッサ９１０とともに捕捉及びトラッキング機能の両者を実行する。カウンタにより維持される正確な時間を含む必要な衛星支援データは、ＧＰＳ信号の前回の受信から記憶されるであろう（例えば、衛星オールメナックが記憶されるであろう）。また、利用者は、ＧＰＳ受信機９００に接続されている入力装置（例えば、キーボード若しくはタッチスクリーン画面）におおよその位置を入力するであろう。

【００３９】

図５は、捕捉回路４００を搭載したＧＰＳ受信機を備える結合型ＧＰＳ受信機１０００を示す。捕捉回路４００は、図２に示されたような整合フィルタシステムを含む。結合型ＧＰＳ受信機１０００は、一方向若しくは双方向ページャ若しくはセルラ電話システムのような通信システムを含む。セルラ電話システムは、ＣＤＭＡ若しくはＷ－ＣＤＭＡセルラ電話システムのようなものである。通信システムは、結合型ＧＰＳ受信機１０００に送信される若しくは受信されることを目的として、人工衛星に対する日の時刻、若しくはおおよその位置、若しくは衛星位置推算データ、若しくはドップラー情報のような衛星支援データを与える。そして、結合型ＧＰＳ受信機１０００は、狭められた検索距離範囲を決めるためにこの情報を利用できる。ＧＰＳ信号は、アンテナ１００２を介して受信され、ＧＰＳフロントエンド入力回路９０４により処理され、捕捉回路４００に供給される。捕捉回路４００は、図２に示されたような整合フィルタシステムであろう。出力９Ｂのような捕捉回路からの出力は、プロセッサ１０１２に供給される。プロセッサ１０１２は、捕捉回路４００からの擬似距離画像情報を処理し、結合型ＧＰＳ受信機１０００の位置を決定するために出力９Ｂ中の位置推算データも復調する。図５に示されているこの場合の通信システム１０２０は、双方向通信システムである。双方向通信システムは、通信アンテナ１００４へ及び受信機１０００からの通信信号（典型的にはＲＦ）を送る送信／受信スイッチ１００８を含む。受信された通信信号は、通信受信機１０１０に入力され、処理するためにプロセッサ１０１２に送られる。プロセッサ１０１２から送信されるはずの通信信号は、変調器１０１４及び周波数コンバータ１０１６に伝達される。パワーアンプ１０１８は、基地局１００６に送信するために適切なレベルに信号の利得を増加させる。基地局１００６は、セルラ送信サイト（セルサイトとも呼ばれる）でもよく、若しくは基地局と受信機１０００の間の点と点の通信を支援する単独の基地局でもよい。本発明の一実施例では、基地局１００６は、遠隔受信機から引き出されるＧＰＳの擬似距離範囲データ、及びＧＰＳ受信機自身から受信される位置推算データ若しくは他のソースから受信される位置推算データに基づき受信機１０００の位置を決定するであろう。そして、位置データは、ＧＰＳ受信機１０００若しくは他の遠隔地に送り返される。

【００４０】
図８は、ＧＰＳ信号を捕捉する検索距離範囲を決めるために衛星支援データを使用する方法の一例を示す。これは、整合フィルタが小さな検索空間を検索することを見込んでいる。そのために、整合フィルタが、異なるドップラー及び／若しくは異なるＧＰＳ衛星信号の間でタイムシェアされることを認める。オプション３０１は、衛星支援データの決定を含む。これは、ＣＤＭＡ基地局若しくはセルサイトのような、セルラ電話サイトから受信されるであろう。このデータは、ＣＤＭＡ信号の中のＧＰＳに基づいた時間（米国特許5,945,944参照）のような日の時刻情報を典型的に含む。さらに、移動ＧＰＳ受信と通信している特定のセルサイト／基地局の決定（１９９７年４月１５日に提出された出願中の米国特許出願08/842,559参照）に基づいた移動ＧＰＳ受信機自身のおおよその位置を含むであろう。この衛星支援データは、移動ＧＰＳ受信機に対して相対的な衛星の距離範囲を推定するために使用される衛星位置推算データのような衛星測位情報も含むであろう。この位置推算データは、目的とする各種の人工衛星に対するドップラーの計算を与える。あるいは、この衛星支援データは、図５に示された受信機１０００のような移動ＧＰＳ受信機に、セルラ電話サイトのような基地局から送信されたドップラー情報を含むであろう。あるいは、この支援データは、そのような基地局によって観測されるような各種ＧＰＳ信号のＰＮフレームエポックのタイミングを含むであろう。上に注記した１９９７年４月１５日に提出した出願中の米国特許出願No.08/842,559は、衛星支援データの種々の例、及びどのようにしてこのデータが決定され、受信機１０００のような移動ＧＰＳ受信機と通信されるかの各種の例を与える。衛星支援データを決定し、若しくは取得した後、受信機１０００のような移動ＧＰＳ受信機は、衛星支援データに基づいてＧＰＳ信号を捕捉するために検索距離範囲を決定する。検索距離範囲を決定するために各種の既知の技術が、利用されるであろう。そのような検索技術の例は、ここで引用文献として取り込まれている１９９８年８月１１日に提出された出願中の米国特許出願No. 09／132,556に記載されている。検索距離範囲を決定した後、動作３０５は、整合フィルタでＧＰＳ信号を捕捉する。そして、この動作は、図９若しくは図１０のいずれかの方法又は図９及び１０に示された方法の組み合わせを実行するであろう。

【００４１】
図９は、ボックス５０１，５０３，５０５，及び５０７がステップを示す実施例を示し、そこでは、整合フィルタが、多数のドップラー周波数にわたり共有されている。その実施例は、ＧＰＳ信号が、第１の時間ウィンドウの間に、周波数係数の第１の組を使用して整合フィルタで処理され、(典型的にはその後の時間に)その信号が、第２の時間ウィンドウの間に、周波数係数の第２の組を使用して処理される。第１の時間ウィンドウ及び第２の時間ウィンドウは、１ＳＰＳフレーム期間より大きくない時間の期間内で生ずる。
図１０は、整合フィルタが多数のＧＰＳ信号にわたり共有されている一実施例を示す。ここで、この共有は、１ＳＰＳフレーム期間より大きくない時間内で生ずる。

【００４２】
図１０は、ボックス５５１，５５３，５５５，及び５５７がステップを示す実施例を示し、そこでは、整合フィルタが多数のＧＰＳ信号にわたり共有されている。ここで、この共有は、１ＳＰＳフレーム期間より大きくない時間内で生ずる。

【００４３】
これまでの記述は、時間にわたり整合フィルタを共有するための各種方法及び装置を示している。それは、受信信号感度のいかなるロスも引き起こさないで捕捉及びトラッキング並びに再捕捉の成果を改善できる。これらの方法及び装置は、ある種のプリオリ信号パラメータの知識が利用できる場合、特に有効である。

【００４４】
本発明の方法及び装置は、ＧＰＳ人工衛星に関して述べられてきたが、本知見が、シュードライツ(pseudolites)若しくは人工衛星及びシュードライツの組み合わせを利用する測位システムに同等に適用できることは、好都合であろう。シュードライツは、一般にＧＰＳ時間に同期しているＬ－バンドキャリア信号にＰＮコードを変調して乗せて放送する、

地上を基盤とした送信機である。各送信機は、遠く離れた受信機により認識されないようにするため固有のＰＮコードを割り当てられるであろう。シュードライツは、軌道上の人工衛星からのＧＰＳ信号が利用できない状況で有効である。ここで使用されている用語“人工衛星”は、シュードライツ若しくはシュードライツと同等のものを含むことを意図されており、ここで使用される用語“ＧＰＳ信号”は、シュードライツ若しくはシュードライツと同等のものからのＧＰＳの様な信号を含むことを意図されている。

【００４５】

これまでの議論で、本発明は、米国ＧＰＳへの適用に関して述べてきている。しかしながら、これらの方法は、類似の衛星測位システムに同等に適用できることが明らかである。ここで使用されている用語“ＧＰＳ”は、そのような代替の衛星測位システムを含み、用語“ＧＰＳ信号”は、代替の衛星測位システムからの信号を含む。

【００４６】

本発明は、特定の例示的な実施例に関して述べてきたが、請求項に述べられている本発明の広範な精神及び範囲から逸脱しないで、これらの実施例に対する各種の変形及び変更が、なされるであろう。したがって、明細書及び図面は、制限的な感覚よりむしろ説明的なものと見なされる。

【図面の簡単な説明】

【図１】　従来技術のＧＰＳコリレータ回路を表わすブロック図である。

【図２】　本発明の一実施例にしたがったＳＰＳ捕捉回路を表わすブロック図である。

【図３】　図２のブロック図の一部である周波数補正回路の一例を示す。

【図４】　図２に示された実施例のような本発明の捕捉回路の実施例で使用されるであろうＧＰＳ受信機の一例を示す。

【図５】　図２に示したような整合フィルタを有する捕捉回路を備え、セルラ電話若しくは双方向ページャのような通信システムを同様に備える結合型ＧＰＳ受信機を表わすブロック図を示す。

【図６】　本発明の一実施例にしたがった各種処理動作間の時間の関係を示すタイミング図を示す。

【図７】　本発明の他の一実施例にしたがった各種処理動作を図示した他のタイミング図を示す。

【図８】　本発明のある実施例で使用されるであろう動作の予備的な組を示すフローチャートを示す。

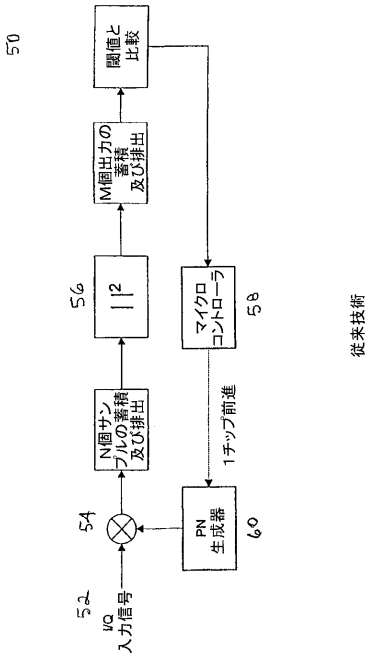
【図９】　本発明の一実施例にしたがった一方法を示すフローチャートを示す。

【図１０】　本発明の他の一実施例にしたがった他の一方法を示すフローチャートを示す。

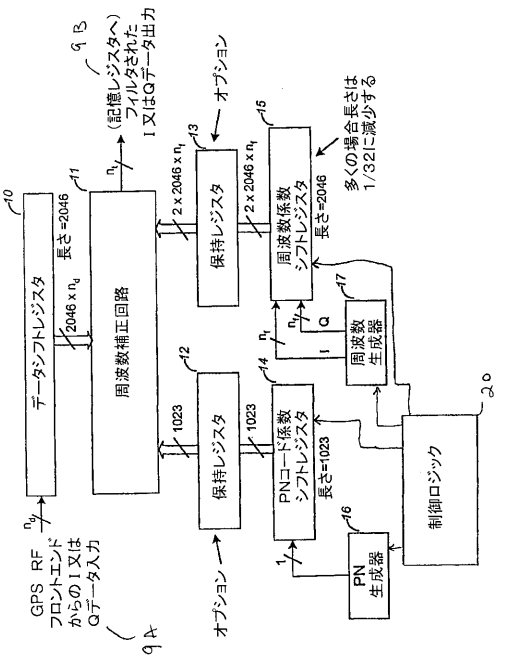
【符号の説明】

５４…乗算器，５６…強度スクエアリング演算，３０…乗算器，
３１…乗算器，

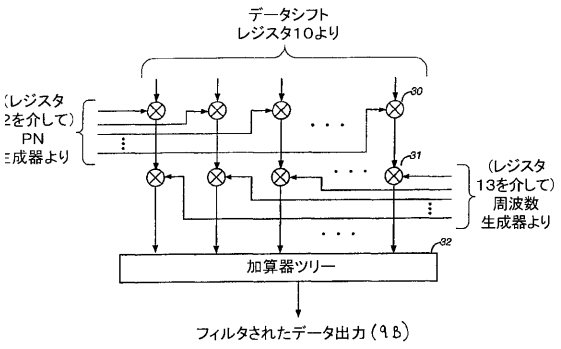
【図１】


50
閾値と比較
M個出力の蓄積及び排出
12
N個サンプルの蓄積及び排出
マイクロコントローラ
58
1チップ前進
PN生成器
60
54
56
52
I/Q入力信号
従来技術

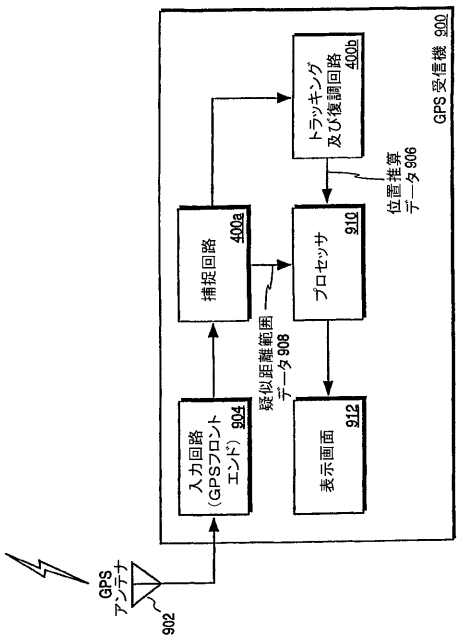
【図２】


データシフトレジスタ
長さ=2046
2046 x nd
周波数補正回路
(記憶レジスタへ)フィルタされたI又はQデータ出力
2 x 2046 x n1
保持レジスタ
オプション
2 x 2046 x n1
周波数係数シフトレジスタ
長さ=2046
多くの場合長さは1/32に減少する
1023
保持レジスタ
1023
PNコード係数シフトレジスタ
長さ=1023
周波数生成器
PN生成器
制御ロジック
GPS RF フロントエンドからのI又はQデータ入力
オプション

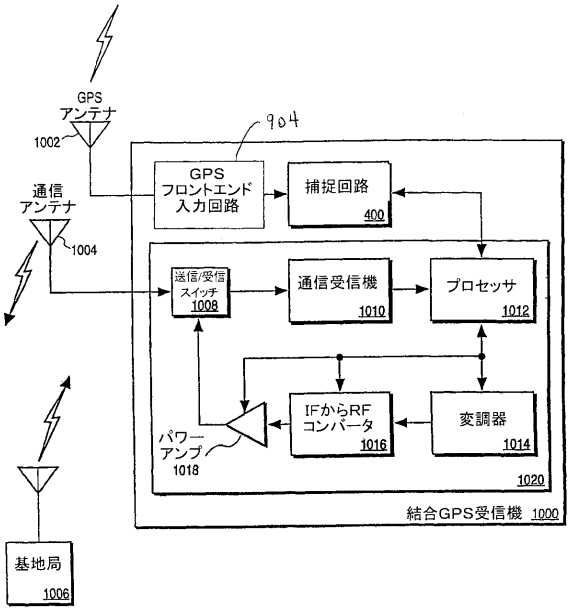
【図３】


データシフトレジスタ10より
(レジスタ12を介して)PN生成器より
(レジスタ13を介して)周波数生成器より
加算器ツリー
フィルタされたデータ出力(98)

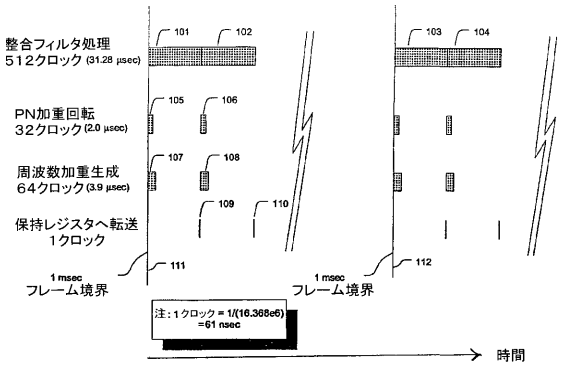
【図４】


GPS受信機 900
トラッキング及び復調回路 400b
位置推算データ 906
捕捉回路 400a
プロセッサ 910
疑似距離範囲データ 908
入力回路(GPSフロントエンド) 904
表示画面 912
GPSアンテナ 902

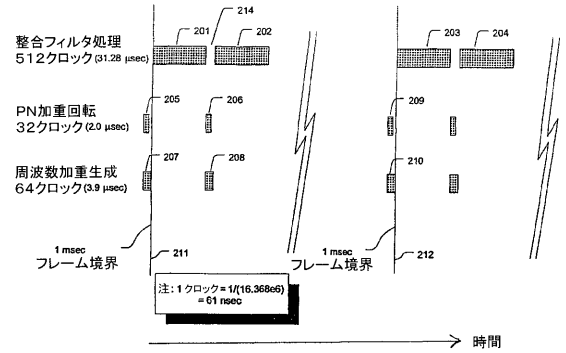
【図５】



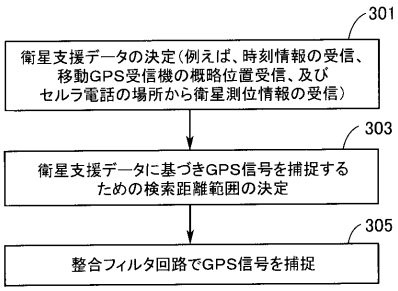
【図６】



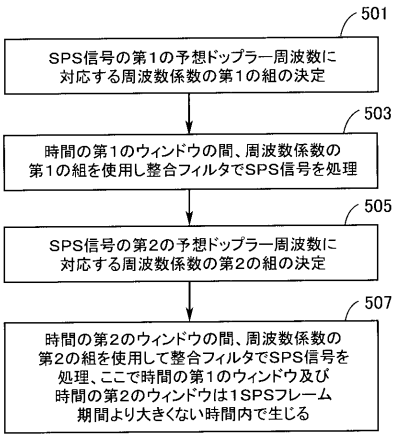
【図７】



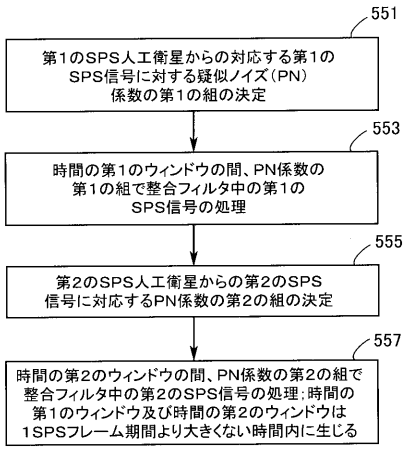
【図８】



【図９】



【図１０】



フロントページの続き

(74)代理人 100084618
弁理士 村松 貞男
(74)代理人 100092196
弁理士 橋本 良郎
(72)発明者 クレイスナー、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
(72)発明者 コンフリッティ、ポール・エー
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 ９４５８３ サン・レイモン、バーベナ・ウェイ ２１

審査官 山下 雅人

(56)参考文献 特開平１０－２５３７３８（ＪＰ，Ａ）
特開平０６－０５９０１２（ＪＰ，Ａ）
国際公開第９８／００２７５９（WO，Ａ１）
特開平０４－３１５０７８（ＪＰ，Ａ）
特開２０００－２６６８３４（ＪＰ，Ａ）
国際公開第００／０４９６９５（WO，Ａ１）
国際公開第９９／０１９７４３（WO，Ａ１）
国際公開第００／０１００３１（WO，Ａ１）
Eerola, "Rapid Parallel GPS Signal Acquisition", ION GPS 2000, ２０００年 9月, pages 810-816

(58)調査した分野(Int.Cl., ＤＢ名)
G01S 5/00-5/14