

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3548853号
(P3548853)

(45) 発行日 平成16年7月28日(2004.7.28)

(24) 登録日 平成16年4月30日(2004.4.30)

(51) Int. Cl.⁷

F I

GO 1 S 5/14
HO 4 B 1/707

GO 1 S 5/14
HO 4 J 13/00

D

請求項の数 58 (全 69 頁)

(21) 出願番号	特願平9-538352	(73) 特許権者	サーフ テクノロジー インコーポレイテッド
(86) (22) 出願日	平成9年4月25日(1997.4.25)		アメリカ合衆国 カリフォルニア州 95112 サンノゼ イースト プロコーロード148
(65) 公表番号	特表2002-500751(P2002-500751A)	(74) 代理人	弁理士 特許業務法人 快友国際特許事務所
(43) 公表日	平成14年1月8日(2002.1.8)		
(86) 国際出願番号	PCT/US1997/006946	(74) 代理人	弁理士 佐藤 一雄
(87) 国際公開番号	W01997/040398		
(87) 国際公開日	平成9年10月30日(1997.10.30)	(74) 代理人	弁理士 前島 旭
審査請求日	平成14年4月10日(2002.4.10)		
(31) 優先権主張番号	08/637,457	(74) 代理人	弁理士 玉真 正美
(32) 優先日	平成8年4月25日(1996.4.25)		
(33) 優先権主張国	米国(US)		
(31) 優先権主張番号	08/637,537		
(32) 優先日	平成8年4月25日(1996.4.25)		
(33) 優先権主張国	米国(US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マルチビット相関器を備えたスペクトル拡散受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数のGPS衛星(14,18,19)から受信した信号(100)のコンポジットを、コンポジット信号(104)のサンプルをデジタル化することによって処理し、更に選択された衛星をトラッキングするよう複数の別々の衛星トラッキングチャンネル(38,40,42,44)のそれぞれのサンプルを別々にドプラー偏移し、各ドプラー偏移されたサンプルを各衛星からの信号に加えられた衛星特定符号変調の、複数の互いに異ならせて遅延されたバージョン(160)との相関化(74)するためのスペクトル拡散受信機において、各デジタル化サンプルがコンポジット信号のシーケンシャル1ビットサンプルから形成されたマルチビット値(122)であり、マルチビットサンプルは各衛星トラッキングチャンネルへとマルチプレクスされ、各チャンネルへの適用中、チャンネルに関連して選択された衛星のためにドプラー偏移され、各チャンネルにおける各ドプラー偏移されたマルチビットサンプルは、少なくとも1シリーズの異なる時間遅延された符号レプリカとの相関化に対するマルチビットデジタル相関器(74)に加えられ、各衛星トラッキングチャンネルにおける各マルチビットサンプルのための相関積は、少なくとも1つの符号変調周期の繰返しの間、各時間遅延のために固有衛星からの信号の相関積に関連した和を提供するために、各時間遅延符号レプリカに関してデータセル(175,114)に保存される、ことを特徴とするスペクトル拡散受信機。

【請求項 2】

マルチビットサンプルは、各サンプルがコンポジット信号の11個のシーケンシャル2分の1符号チップ幅部分の組を表すものであることを特徴とする、請求項1に記載の受信機。

【請求項 3】

各サンプルは、各符号時間におけるチップ幅の数の素数倍に比例する、2分の1チップ幅の数を含むことを特徴とする、請求項1記載の受信機。

【請求項 4】

チップ幅の数が、3、11および31の中から選択された数に比例する、C/A符号化されたGPS信号と共に使用するための、請求項3記載の受信機。

【請求項 5】

捕捉モードでは同一符号ソースに関連し、トラッキング/再捕捉モードでは複数の異なる符号ソースに関連した少なくとも1つの符号時間の中で、複数の符号ソース固有のシリーズの時間遅延されたレプリカを使用するよう、受信機を選択的に作動させるための捕捉/トラッキング/再捕捉モード制御手段が選択的に作動させることを特徴とする、請求項1記載の受信機。

【請求項 6】

前記捕捉/トラッキング/再捕捉モード制御手段は更に、トラッキング/再捕捉モードで各異なる符号ソースに関連した複数の符号ソース固有の時間遅延されたレプリカを使用するよう、受信機を選択的に作動させる手段を含むことを特徴とする、請求項5記載の受信機。

【請求項 7】

スペクトル拡散信号の各シーケンシャルなセグメントと少なくとも2つのシリーズの異なる時間遅延された符号レプリカとを相関化するためのマルチビット相関器を作動するための捕捉ウィンドー拡張手段を更に含むことを特徴とする、請求項1記載の受信機。

【請求項 8】

少なくとも2つのシリーズの異なる時間遅延された符号レプリカが時間的にシーケンシャルである、請求項7記載の受信機。

【請求項 9】

少なくとも2つのシリーズの異なる時間遅延された符号レプリカが時間的にインターレースされている、請求項7記載の受信機。

【請求項 10】

インターレースされた組における符号レプリカが、各組内の遅延時間よりも短い遅延時間だけ分離されている、請求項9記載の受信機。

【請求項 11】

1シリーズ内の各時間遅延されたレプリカが、そのシリーズ内の他の符号レプリカから2分の1符号チップ幅だけ分離されている、請求項7記載の受信機。

【請求項 12】

シリーズのうちの1つにおける符号レプリカがシリーズのうちの他の符号レプリカから2分の1符号チップ幅よりも短い時間だけ分離されている、請求項11記載の受信機。

【請求項 13】

シリーズのうちの1つにおける符号レプリカがシリーズのうちの他のシリーズ内の符号レプリカから4分の1符号チップ幅だけ分離された、請求項12記載の受信機。

【請求項 14】

衛星から受信したコンポジット信号から後に続くシーケンシャルマルチビットサンプルが収集されている間、第1のマルチビットサンプルが各衛星トラッキングチャンネル内でマルチプレクスされることを特徴とする、請求項1記載の受信機。

【請求項 15】

マルチチップレプリカの衛星固有の組における各マルチチップセグメントが、1つの部分的符号チップ幅だけ先行するマルチチップセグメントとは異なっていることを特徴とする、請求項6記載の受信機。

10

20

30

40

50

【請求項16】

符号発生器が、各マルチチップセグメントの発生時にマルチチップ相関積を形成するように、マルチビット相関器に同期化される、請求項15記載の受信機。

【請求項17】

時間遅延された符号レプリカのシリーズが、選択された符号送信機からプロンプト時間遅延をトリッキングするのに十分な時間のトラッキングウィンドーをカバーする1シリーズのシーケンシャルな時間遅延された符号レプリカと、トラッキングウィンドーとは別個の時間の再捕捉ウィンドーをカバーする別の時間遅延された符号レプリカとを含む、請求項1記載の受信機。

【請求項18】

受信機が正常に作動する間、符号送信機が遮られる予測期間後、各符号に対するプロンプト時間遅延相関積を含むよう、再捕捉ウィンドーが充分大きい、請求項17記載の受信機。

【請求項19】

都市環境内にある車両内の受信機が作動する間、符号送信機が遮られる予測期間後、プロンプト時間遅延相関積を含むよう、再捕捉ウィンドーが充分大きい、請求項18記載の受信機。

【請求項20】

レプリカの時間遅延の1つに等しくない時間遅延をプロンプト遅延時間として選択するためのマトリックス手段に応答自在なトラッキング手段を更に備えた、請求項1記載の受信機。

【請求項21】

トラッキング手段が、時間遅延されたレプリカのうちの2つの相関積を等しくするための手段と、等しい相関積の振幅の、その間の時間遅延を有する相関積に対する振幅の比に応答し、プロンプト遅延時間を選択するための手段とを更に含む、請求項20記載の受信機。

【請求項22】

等しい相関積が固定された遅延時間だけ離隔している、請求項21記載の受信機。

【請求項23】

固定された遅延時間が1つのチップ幅である、請求項22記載の受信機。

【請求項24】

等しい相関積の振幅の、これら等しい相関積の遅延時間の中間の遅延時間を有する相関積の振幅に対する比が1より大である場合、プロンプト遅延時間を等しい相関積の遅延時間の中間よりも短く選択する、請求項21記載の受信機。

【請求項25】

等しい相関積の振幅の、これら等しい相関積の遅延時間の中間の遅延時間を有する相関積の振幅に対する比が1より小である場合、プロンプト遅延時間を等しい相関積の遅延時間の中間よりも長く選択する、請求項21記載の受信機。

【請求項26】

符号ソースから受信される信号のデジタル化されたサンプルを第1レートで形成するためのサンプリング手段と、

デジタル化されたサンプルからのシーケンシャルなセグメントを第1レートよりも低い第2レートで形成するためのデジタルフィルタリング手段と

を更に備えた、請求項1記載の受信機。

【請求項27】

受信機のエネルギー消費量を低減するように、多数の符号時間の間、相関化を一時的に中断するための手段と、

符号ソース固有の情報の誘導を続けるよう、相関化を再開するための手段と

を更に備えた、請求項1記載の受信機。

【請求項28】

相関化を中断するための手段と相関化を再開するための手段が交互に周期的に動作する、請求項27記載の受信機。

10

20

30

40

50

【請求項 29】

モデル化されないクロックドリフトが符号ソースからの信号の相関化に使用される遅延時間の間の時間差よりも短くなるように、相関化を中断する時間が充分短く、かつ符号時間の倍数である、請求項28記載の受信機。

【請求項 30】

相関化を中断するための手段が、いつ相関化を再開するかを決定するためのクロックドリフトをモデル化するための手段を更に含む、請求項28記載の受信機。

【請求項 31】

ローカルクロックが同期化されると、相関化を中断するための手段を関与させる手段を更に含む、請求項28記載の受信機。

10

【請求項 32】

複数のGPS衛星(14、18、19)からの信号に应答して地上の車両(10)をナビゲートするためのGPSシステムであって、現在位置および標高(56)を決定するために地上ルート情報のデータベースが調査され、4または3より少ないGPS衛星からの使用可能な信号があり得るとき、クロックホールド(54)の推定値が用いられ、緯度および経度(x,y)の座標系における位置情報を提供するGPSシステムにおいて、

ただ1つのGPSからの信号しか使用できないとき、オントラックおよびクロストラック座標系を用いるクロストラックホールドモードが用いられ、

ただ1つのGPS衛星をトラッキングするための手段(38)が、地上ルート情報のデータベース内に記述されている選択されたトラックに沿って車両を進行させることに関係するオントラック座標情報(406)を提供するように用いられ、

20

選択されたトラックに直交する車両の好ましい可能な動きに基づく、クロストラック座標情報の推定値(404)が、決定されるべき車両ナビゲーションデータ(402)を許可するように提供される

ことを特徴とするGPSシステム。

【請求項 33】

前記車両ナビゲーションデータが、選択されたトラックに沿う車両の位置(70)の推定値を含む、請求項32記載のGPSシステム。

【請求項 34】

車両の走行方向に行われたカーブ転回を検出するための手段(66)と、

30

車両の行ったカーブ転回とルートデータ(52)内に示された選択されたトラック内で行われたカーブ転回とを比較するための手段と

を更に備えたことを特徴とする、請求項32記載のGPSシステム。

【請求項 35】

クロストラック情報推定値を更新するよう、クロックホールドモードでシステムを一時的に作動させるためのクロック手段を更に備えた、請求項32記載のGPSシステム。

【請求項 36】

GPSアンテナ(28)により複数のGPS衛星(14、18、19)からコンボジット信号(100)として受信し、複数の衛星トラッキングチャンネル(38、40、42、44)のそれぞれの中でドプラー偏移(108)および符号器(112)相関(111)のためにサンプリングした信号(100)から位置情報を決定するための、C/A符号受信機を作動する方法において、

40

コンボジット衛星信号の複数のサンプルビット(119)が収集されて(120)マルチデジタル値を形成し、マルチデジタル値はそれぞれ、各衛星トラッキングチャンネルにおける並列マルチビットドプラー偏移処理(108)および符号相関(74)のために、受信した衛星信号のコンボジットのシーケンシャルセグメントを表すことを特徴とする、C/A符号受信機を作動する方法。

【請求項 37】

mが各マルチビットデジタルセグメント値におけるビット数よりも大きい、請求項36記載の方法。

【請求項 38】

50

マルチビットデジタル値の各ビットがC/A符号チップの整数分の1を表すことを特徴とする、請求項36記載の方法。

【請求項39】

相関化工程が、 n 個の異なる衛星を表すよう、衛星固有の組を選択することにより、異なる衛星をトラッキングすることを更に含む、請求項36記載の方法。

【請求項40】

相関化工程が、同じ衛星を表すように、衛星固有の組のうち2つ以上を選択することにより、異なる衛星をトラッキングすることを更に含む、請求項36記載の方法。

【請求項41】

同一衛星を表す衛星固有の組の時間遅延セグメントがシーケンシャルである、請求項40記載の方法。 10

【請求項42】

同一衛星を表す衛星固有の組の時間遅延セグメントがインターレースされる、請求項40記載の方法。

【請求項43】

同一衛星を表す衛星固有の組のセグメントの差動遅延時間が、都市環境において一時的に遮られた衛星に対し最大より少ない予想遅延時間エラーを示す、請求項40記載の方法。

【請求項44】

相関化工程が、 n 個の異なる衛星の整数分の1を表示するよう、衛星固有の組を選択することにより異なる衛星をトラッキングすることを更に備えた、請求項36記載の方法。 20

【請求項45】

$n/2$ 個の異なる衛星を表示するよう、衛星固有の組を選択することにより $n/2$ 個の衛星をトラッキングすることを更に備えた、請求項36記載の方法。

【請求項46】

相関化工程が、同一衛星を表示するよう、衛星固有の組を選択することにより1つの衛星を捕捉し、時間遅延されたセグメントの異なる組を有する同一衛星に対する相関化工程を繰り返すことを更に備えたことを特徴とする、請求項36記載の方法。

【請求項47】

x 、 m および n の各々がC/A符号時間ごとの番号符号チップの素数倍である、請求項36記載の方法。 30

【請求項48】

次のセグメントを形成するように、先のセグメントの1ビットをシーケンシャルに変えることにより、 $m/2$ 個の異なる時間遅延されたセグメントのシリーズを形成する工程を更に備えた、請求項36記載の方法。

【請求項49】

各マルチビット値の各ビットがC/A符号チップの半分を示すことを特徴とする、請求項38記載の方法。

【請求項50】

プロンプト遅延を選択するように2つの等しい相関値(252,254)の大きさと、両者の間の相関値(262,266)の大きさとを比較する工程を更に含むことを特徴とする、請求項36記載の方法。 40

【請求項51】

比較工程が、等しい相関積の大きさが両者の間のピーク相関値の半分以下である時に、等しい相関値によって表される遅延時間の間の中間値よりも長くなるようにプロンプト遅延を選択することを更に含むことを特徴とする、請求項50記載の方法。

【請求項52】

比較工程が、等しい相関積の大きさが両者の間のピーク相関値の半分より大である時に、等しい相関値によって表示される遅延時間の間の中間値よりも短くなるようにプロンプト遅延を選択することを更に含むことを特徴とする、請求項50記載の方法。

【請求項53】

デジタルセグメント値を形成する工程が、第1ビットレートで受信されたコンポジット信号をサンプリングする(106)工程と、第1ビットレートよりもほぼ低いビットレートでデジタルセグメント値を形成するように第1コンポジット信号をデジタル式にフィルタリングする(118)工程とを更に備えた、請求項36記載の方法。

【請求項54】

受信機のエネルギー消費量を低減するように1シリーズの符号時間の間に相関化工程(44)を中断する工程を更に含む、請求項36記載の方法。

【請求項55】

内部受信機のクロックが1つの特定の衛星に関連する時間遅延セグメントのシリーズによって表される時間遅延をドリフトするのに必要な時間よりも、中断(446)の符号時間のシリーズが短い、請求項54記載の方法。

10

【請求項56】

中断工程が更に、内部クロックを更新するように特定の衛星のレプリカと周期的に相関化する工程を更に含む、請求項55記載の方法。

【請求項57】

周期的に相関化する工程が、ナビゲーション情報を更新するよう、複数の衛星固有のレプリカと相関化する工程を更に含む、請求項56記載の方法。

【請求項58】

オペレータの介入にตอบสนองして、ナビゲーション情報を更新するよう、複数の衛星固有のレプリカと相関化する工程を更に含む、請求項56記載の方法。

20

【発明の詳細な説明】

発明の背景

1. 発明の分野

本発明は一般的にはスペクトル拡散受信機に関し、特に自動車、トラックおよびその他の陸上車両のための地上ナビゲーションで使用されているようなGPSナビゲーションシステムに関する。

2. 従来技術の説明

自動車用ナビゲーションは、これまで外部センサ、例えばオドメータ(走行距離計)からの距離測定により、ある程度支援された高速道路および道路マップを用いて行われてきた。過去10年の間に、全地球的測位測定システム、すなわちGPS、衛星ナビゲーション受信機における改良によりいくらかのGPSの自動車用ナビゲーションシステムが現れた。

30

従来のGPS自動車用ナビゲーションシステムは、自動車の最後に既知となった位置および行き先データを利用し、あらかじめ存在するマップデータベースから得られるルートおよびカーブデータを含むルートデータベースを計算している。GPS受信機は視界のある空に分布する最少3つまたは4つの衛星と共に運用され、ユーザーの位置を定める3つの直交座標を提供する x_{user} 、 y_{user} および z_{user} のみならず、必要な衛星の時間を提供する t_{user} を含む4つの必要な未知の値を決定、または少なくとも推定している。予め決定された値、例えば z_{est} や t_{est} から未知の時間または高度を予測できると見なす技術、例えば時間またはクロックホールドまたは高度ホールドによって、視界内の3つ以下の衛星により、GPS受信機を作動させることが可能であった。特にクロックホールドおよび高度ホールド技術の双方を使った二次元の位置を解くよう、わずか2個の衛星で地上用GPS受信機が作動されていた。

40

自動車用ナビゲーション環境で4つのGPS衛星からの連続的な受信を維持することは困難であることが多く、かつ公知のクロックおよび高度ホールド技術は少なくとも2つの衛星を用いた場合にしか使用できないので、公知の従来の自動車用ナビゲーションシステムは推測航法情報を提供するために、外部センサからの情報によりGPS位置情報を一般に増強していた。推測航法情報はジャイロスコープのような慣性ナビゲーションシステムによって得られることが多い。

慣性ナビゲーションデータによりGPSデータを増強することにより3つ以下の衛星しか見えなくても、例えばトンネル内や高いビルの間にある都市でもGPSナビゲーションシステ

50

ムを使用することが可能となっている。しかしながら、これらシステムを組み合わせるための複雑さおよびコストが増す結果としてシステムの受け入れが限られることとなった。従来のGPS受信機はトラッキングしている衛星ごとに別個のトラッキングチャンネルが必要である。複数の衛星と共に使用できるように各トラッキングチャンネルを別個のハードウェア部品または単一トラッキングチャンネルの時間分割多重化によって各チャンネルを使用することができる。各トラッキングチャンネルでは、別々にドップラーシフトしているの各衛星の相対的運動を補償し、次に局部的に発生された衛星の特定符号と相関化している。

これまで衛星信号捕捉モードと称されるモードの間では捕捉している衛星の局部的に発生された符号の遅延された符号をドップラー回転された受信信号と相関化し、どの遅延時間が最も正確に受信中の符号と相関化しているかを決定することにより、その衛星に対して衛星から受信した符号と局部的に発生された符号とを同期化している。特定の衛星に対し、一旦同期化が得られれば、その衛星チャンネルはトラッキングモードとなり、このモードではドップラー回転し、受信された信号を、その衛星のための局部的に発生された部号と連続的に相関化し、擬似オレンジ情報を含む位置情報を決定している。トラッキング中、従来の受信機は異なる相対的遅延時間、例えば符号の同期化した、すなわち迅速な変形符号に対し、C/A符号チップ幅だけ早い遅延時間および遅い遅延時間で、ドップラーシフトし、受信された信号と局部的に発生された符号の1つ以上の変形符号とを同期化することも行っている。これら早期相関関数および後期相関関数は、プロンプト相関関数の同期化を正確に維持するのに使用される。

特定の衛星に対するトラッキングが開始した後に、衛星信号を見失い、よって同期化のために局部的に発生された符号の必要なタイミングを正確に知ることができなくなると、従来の受信機は信号捕捉モードまたはこのモードの限定された変形モードに入り直し、局部的に発生された符号と受信された符号とを再び同期化しよう、多数回の相関化により衛星信号を再び捕捉する。局部的に発生された符号が受信された信号と一旦再同期化されると、再びその衛星からの信号から位置情報データが得られる。

GPSシステムのみならず、最適動作のために送信機と受信機との間のほぼ直接的な視線が存在しなければならぬ視線系と見なすのに充分高い周波数を利用するその他の多くの無線周波数(RF)通信システムは、異なる多数のパスを通して受信される信号を受信機が処理しなければならぬマルチパス効果の障害を受けることが多い。一般的な例として、アンテナを備えたテレビ受信機が送信されている信号の多数のコピー信号を受信するような簡単な放送用テレビシステムが挙げられる。

このような多数の受信信号は1回以上の反射を含む別の、一般には好ましくない信号パスから生じるものである。送信機から受信機への単一パスが1回の反射を含む場合、この信号パスは定義によりダイレクトパスよりも長くなるはずである。このようなマルチパスシステムは、マルチパス信号の到達時間が信号のとったパス長さに応じて決まるので、信号の到達時間を測定または使用しなければならないシステム、例えばGPSシステムに1つの問題を引き起こす。

マルチパス信号、すなわち反射信号を含むすべての信号をストレートフォワードに処理することにより、受信機で実行する処理が劣化することが多い。上記単純な放送用テレビ送信システムでは、受信機により改善されていないマルチパス信号を処理する結果、テレビ画像に多数の信号がずれて表示されるゴーストと称される劣化現象が一般に生じる。このようなくずれてディスプレイされる多数のビデオ信号は、受信される種々のマルチパス信号のパス長さの差から生じるものである。

ダイレクトパスは最短のパスであり、よって送信機から受信機へ最短の伝搬時間がかかるが、種々の望ましくないマルチパス信号はこれよりも長い種々の長さを有するので、ダイレクトパス信号よりも伝搬時間が長い種々の値となる。これら信号はテレビ受信機では一部が到達時間に従って処理されるので、その結果生じるビデオディスプレイは異なるパス長さに従ってテレビモニタ上の空間内に若干ずれた複数の画像が表示されることがある。マルチパス受信の問題に対する従来の部分的な解決案は多く存在している。テレビ放送の例では、受信機によって処理されるマルチパス信号の数を少なくするために、受信機に対

10

20

30

40

50

し指向性の高いアンテナが使用されることが多い。更に、信号の振幅はパス長さの二乗によって劣化するので、ダイレクトパス信号の振幅は一般に不要なマルチパス信号の振幅よりも実質的に大きいという知識を利用した種々の弁別技術が開発されている。

他のタイプのシステム、例えばPRN符号化されたスペクトル拡散信号を使用するGPSシステムでは、従来の所定の技術は使用が困難または不可能である。例えばGPS送信機は複雑な軌道パスを有する衛星に設置されるので、多数の送信機の位置は常に変化する。これにより、指向性の極めて高いアンテナシステムはほとんど完全に使用できなくなっている。同様に、GPS受信機で使用されているような受信機を含むデジタル受信機は、受信信号の振幅のみに依存していないことが多く、むしろ信号特性、例えば到達時間に依存している。複雑な受信機、例えばGPS受信機のために現在使用されているマルチパス処理技術は全く複雑であり、不正確さが生じることが多い。1995年5月9日にパトリック・フェントン氏に付与され、ノバテル通信社(カナダ)に譲渡された、米国特許第5,414,729号明細書には、かかる従来の技術の一例が記載されている。この技術では、マルチパス信号成分を含む、部分的に処理された受信信号の自己相関関数と予想されるダイレクトパス信号の予想される自己相関関数とを比較し、更に処理できるようにマルチパス信号からダイレクトパス信号を分離しようとしている。処理された相関パワーと予想される相関パワーとを比較するこの技術は複雑であり、依存する部分的に処理された信号自身が受信機の限界を含むマルチパス効果の他に多くの効果から劣化を受けるという点でエラーを生じることがあり、これによりマルチパス処理技術の精度または有効性が低下することがある。

例えばGPS衛星の送信機から位置情報を決定するために、GPS C/A信号をトラッキングする際に、一般に種々のGPS衛星の各々から受信されるC/A信号のダイレクトパス成分のPRN変調の符号位相として知られる到達時間の正確な推定値を誘導することが重要である。また、搬送波の位相として知られ得る変調を加えた衛星から送信される基礎となる搬送波信号の位相の正確な推定値を誘導することも重要である。しかしながら上記引用したフェントンの特許の図6、7および8に例として明らかに示されているように、遅延されたマルチパス成分は、かかるトラッキングで使用されている相関化関数をひずませることにより、符号および搬送波の位相の推定値のトラッキングを劣化させる。

従来の構造の限界を解消しマルチパス干渉を含む広いレンジの受信条件で改善された結果を生じさせる、GPSナビゲーションシステムで使用するための受信機のような改善されたスペクトル拡散受信機が必要とされている。

発明の概要

1つの特徴によれば、本発明は共通に必要とされる2つまたは3つ以下のGPS衛星からの連続的なGPSデータにより連続的にナビゲートできるGPS受信機を使用した改善された地上ナビゲーションシステムを提供するものである。このGPSデータは他のソースからのデータにより増強される。増強データのソースは外部センサからのデータ、マップデータベースを含むデータベースや車両をナビゲートすべき物理的環境の知識を含むことができる。かかる増強データを使用することにより、連続的に見ることができ2つまたは3つ以下のGPS衛星と共に、スタンドアロンGPSシステムのみならず外部センサやマップデータベースと一体化されたGPSシステムのためのGPS衛星ナビゲーションの問題解決が可能となる。

他の特徴によれば、本発明はデジタルASICおよびRFチップセットならびに比較的広いIFバンドを使用するGPSシステムを提供するものである。RFチップと共に簡単な2極のLC IFフィルタが関連し、他方、低いクロックレートでシステムを作動するようにデジタルチップにデシメータまたはデジタルフィルタが関連している。簡単な2極フィルタは、より複雑で高価な5極または6極フィルタの代わりに使用されるものであり、このような5極または6極フィルタはこのタイプの従来の受信システムでは使用されていなかったものである。

別の特徴によれば、本発明は走行情報の方向を与えることによりルーティングを決定するのに使用されるマップデータを単一の衛星の問題解決のためのデータ増強のソースとしても使用するGPS受信機を提供するものである。

更に別の特徴によれば、本発明は物理的環境からの情報を使用してGPSデータを増強する方法を提供するものである。例えば車両は通常、道路の幅よりも広くないトラックに制限されており、道路の幅の半分だけのトラックに制限されていることが多く、列車はそのトラックの幅に制限されている。このようなクロストラックの制限データは増強データを提供し、車両を視界内の1つの衛星だけによってナビゲートし続けることができるようにする。このクロストラック制限データによりGPSに基づく走行距離計の測定値を与えるよう、これまで走行した総距離を計算するのに有効な、トラックに沿ったデータを計算することが可能となる。

本発明により唯一の衛星をトラッキングしながらオドメータの表示として使用するために、トラックに沿った距離を計算することが可能となる。クロストラックホールドはトラックに沿ったデータを直接提供するものであり、車両の場合、従来のオドメータの表示の代わりに有効な走行距離情報を直接提供する。

10

クロックホールドおよび高度ホールドの他に、本発明は予測されるトラック、例えば道路に沿った車両、例えば自動車の進行を決定するために、視界内の単一衛星を使用するクロストラックホールドと称することができる技術を使用している。これまで第2衛星から必要であったデータは、トラックに対して直交しているため、道路の適当な幅を示している。この値は充分小さい値と仮定したり制約したりすることができるので、視界内の単一衛星からの有効なGPSナビゲーションを得ながら、この値の推定値、例えば y_{est} が、本明細書でクロストラックとして説明したモードを提供することができる。

換言すると、本発明によれば、時間や、高度、クロストラックナビゲーションデータをホールドまたは推定しながら、オントラックナビゲーション情報に対する単一衛星からのデータを使用することにより、単一衛星によるナビゲーションを行うことができる。

20

物理的環境、例えばトラック上を走行中の車両が行うカーブ動作における他のソースから上記の他に、または上記の代わりに必要な増強データを得ることができる。本発明の別の特徴によれば、車両は走行中に行うカーブ動作を検出し、カーブのタイミングに従ってカーブ時の車両の現在位置を更新することができる。このカーブ検出はGPSから誘導される位置情報の変化から誘導される車両のベクトル速度の変化をモニタするか、またはコンパスの方位の変化をモニタするか、または他の適当な手段により行うことができる。

別の特徴によれば、本発明は選択されたトラックに沿った車両の進行に関連するオントラック情報を提供するために、少なくとも1つのGPS衛星をトラッキングするための手段と、トラックに垂直な車両の運動に関連したクロストラック情報の推定値を提供するための手段と、オントラック情報およびクロストラック推定値から車両ナビゲーションデータ、例えば車両位置または車両速度を与えるための手段とを備えた、トラックに沿って車両をナビゲートするためのGPSシステムを提供するものである。

30

更に別の特徴によれば、本発明は選択されたトラックに沿った車両の進行に関連するオントラック情報を提供するために、少なくとも1つのGPS衛星をトラッキングし、トラックに垂直な車両の運動に関連するクロストラック情報の推定値を提供し、オントラック推定値およびクロストラック推定値から車両の位置を決定することにより、単一のGPS衛星から位置情報を誘導する方法を提供するものである。

更に別の特徴によれば、本発明は所定のトラックに沿った特定の点で車両がカーブを曲がったことの表示を誘導し、このカーブ表示と、記憶されたナビゲーションデータとを比較し、特定の点における、またはその近くにおける1つ以上の予測されたカーブに関連したデータを選択し、カーブの表示と予測されたカーブデータとを比較し、表示されたカーブが予測されたカーブに対応することを確認し、カーブ表示に対応する時間に予測されたカーブ位置に車両が位置することを表示するようGPS位置情報を更新することにより、道路上で車両のナビゲートを行うためのGPS位置情報を更新する方法を提供するものである。

40

更に別の特徴によれば、本発明は選択されたトラックに沿った車両の走行方向に関連したオントラック情報を提供しよう、少なくとも1つのGPS衛星をトラッキングするための手段と、選択されたトラックに沿った車両の走行方向の変化から車両のナビゲーションデータを誘導するための手段とを備えた、車両をナビゲートするためのGPSシステムを提供

50

するものである。

更に別の特徴によれば、本発明は遮られた衛星からのデータを、交差点内に位置する場合を除き、高いビルが視界から衛星を遮るような都市環境内で車両が交差点を横断するような短い時間の間にしか衛星が見えなかったとしても、遮られた衛星からのデータがナビゲーションの解法を助けることができるような高速衛星再捕捉方式を提供することにより、都市の道路の交差点において可能となる衛星の視覚性の一般的な改善を活用するものである。

更に別の特徴によれば、本発明は受信すべきスペクトル拡散信号に関連した局部的に発生された信号の複数の変形信号を発生するための手段と、局部的に発生された信号の変形信号の少なくとも2つとスペクトル拡散信号とを組み合わせ、少なくとも2つの変形信号の各々に関連した積信号を発生するための手段と、少なくとも2つの積信号を評価し、局部信号の第3変形信号のパラメータを調節するための手段と、局部信号の調節された第3変形信号とスペクトル拡散信号とを組み合わせ、データ信号を発生するための手段と、スペクトル拡散信号が入手できない時にパラメータの推定値を決定するための手段と、推定された値に関連した、局部信号発生された信号の別の複数の変形信号と受信された信号とを組み合わせ局部的に発生された信号の別の複数の変形信号の各々に関連した別の積信号を発生する手段と、別の積信号を評価し、再捕捉されたデータ信号を発生するための手段を有するスペクトル拡散受信機を提供するものである。

別の特徴によれば、本発明はGPS衛星から受信した信号と符号の局部的に発生されたモデルの早期バージョン、プロンプトバージョンおよび後期バージョンとを相関化し、プロンプトバージョンの遅延時間を調節し、選択された衛星をトラッキングし、選択された衛星を利用できない時に遅延時間の予測値を維持し、局部的に発生された符号の複数の異なる早期変形例と衛星から受信された信号とを相関化し、相関積を発生し、局部的に発生された符号の複数の異なる後期変形例と衛星から受信された衛星とを相関化し、相関積を発生し、所定のスレッシュホールドを越える最大の相関積を発生する変形例を、衛星をトラッキングするための符号の新しいプロンプト変形例として選択することにより、先に利用できなかった選択された衛星を再捕捉することにより、衛星からの符号化されたGPS信号に対し受信機を作動させる方法を提供するものである。

更に別の特徴によれば、本発明はサンプル数の2倍の数に均一に分割可能な多数の時間セグメントに、送信された符号の時間をスライシングするための第1の時間スライシングレベルと、各々が送信機のうちの1つのトラッキングに使用されるよう、複数のチャンネルとなるように各時間セグメントを分割するための第2の多重化レベルと、セグメントのうちの1つにおけるチャンネルの各々を多数の符号位相遅延テストに分割する第3レベルとを有する、複数の送信機からの固定された長さの時間において繰り返される固定された数のビットを有するスペクトル拡散符号のためのスペクトル拡散受信機を提供するものである。

別の特徴によれば、本発明は複数のソースから受信されるスペクトル拡散信号のコンポジット信号からデジタル式にフィルタリングされたIおよびQサンプルを誘導するためのサンプラーと、各インターバルの間に受信される信号サンプルを多数の時間セグメントに分離するための手段と、各チャンネルが複数のソースのうちの1つを表示するようになっている複数のチャンネルの各々となるように、シーケンシャルなサンプルの異なる変形サンプルを分離するための時間分割マルチプレクサと、各チャンネルにおけるサンプルの変形サンプルとそのチャンネルによって表示されるソースからの信号に印加されるスペクトル拡散符号の一連のシーケンシャルに遅延された変形符号とを相関化するための相関器と、信号に関連した情報を誘導するよう1つ以上のインターバルの間に実行される相関化の結果を処理するよう、チャンネルの各々における一連の遅延時間の各々に関連したアキュムレータとを備えた、共通する固定インターバルにおいて繰り返される異なるスペクトル拡散符号により各々が変調される複数のソースからの信号を処理するための受信機を提供するものである。

別の特徴によれば、本発明は残留符号位相トラッキングまたはマルチパス信号を同時に受信することによる擬似オレンジエラーを検出し、推定し、訂正するGPS受信機を提供する

10

20

30

40

50

ものである。特に、生じた相関関数の特徴とマルチパスひずみがない場合に予想される相関関数のモデルとを比較することにより、内部で発生される符号と共に受信されるマルチパス信号とダイレクトパス信号とのコンポジット信号の相関関数のひずみを検出する。この比較によって残留エラーの符号の表示が得られる。

ダイレクトパス信号と1つ以上のマルチパス信号のコンポジット信号は相関関数をひずませると判断されている。最も一般的なケースのようにマルチパス信号がダイレクトパス信号よりも微弱であれば、受信されるかかる信号間の干渉の結果、相関関数のひずみを予測することができる。マルチパス信号の搬送波の位相がダイレクトパス信号の搬送波の位相よりも約0度~90度シフトしている場合、これら信号は互いに強め合うように働くので、その結果相関関数が広がる。同様に、マルチパス信号の搬送波の位相がダイレクトパス信号の搬送波の位相よりも90度~約180度ずれている場合、これら信号は互いに相殺し合い、その結果相関関数が狭くなる。

符号の位相をトラッキングし、決定するための符号トラッキンググループでは、相関積が使用される。最も一般的な方式は、1つのC/A符号チップだけ分離された同じ振幅(またはパワー)の点をトラッキングし、同じ振幅のこれら点の間の中間点として、ダイレクトパス信号の到達時間を推定することである。ダイレクトパス到達時間の両側における同じ振幅の点は、早期相関時間および後期相関時間として知られており、ダイレクトパスの推定到達時間は定刻相関時間と称される。マルチパス信号が存在する場合、早期相関関数と後期相関関数の間の中間点、すなわちプロンプト相関関数がダイレクトパス信号の到達時間の正確な推定値とはならないように、相関関数がひずむことが判っている。

コンポジット信号の相関関数がダイレクトパスのみの信号に対し予想される相関関数よりも広がるようにひずむと、このひずみの結果、遅れエラーが生じ、プロンプト相関関数が受信される真のダイレクトパス信号を遅らせるという遅れエラーが生じる。同様に、コンポジット信号の相関関数は予想される相関関数よりも狭くなると、ひずみの結果、プロンプト相関関数がダイレクトパス信号の到達時間よりも進むという進みエラーが生じる。従って、プロンプト相関は残留符号トラッキングエラーとして本明細書に記載された量だけ、ダイレクトパス信号の実際の到達時間を進めたり遅らせたりする。このエラーの大きさは相関関数を広くしたり狭くしたりする程度によって近似することができる。このエラーの低減またはエラーの検出および訂正により、その結果得られる位置決定の精度を高めることができる。

本発明は受信される直接信号およびマルチパス信号のコンポジット信号を処理し、直接的でないパスの望ましくないマルチパス信号の効果を解消するために、受信された信号から引くことができる受信された信号の剛性レプリカを発生することにより、マルチパス信号の効果を直接キャンセルする改善されたマルチパス信号処理技術も提供する。受信された信号を実際にキャンセルするレプリカを発生するのに必要な工程の結果として、マルチパス成分による劣化を生じることなく、実際の搬送波および符号位相を正確に決定することができる。システムおよび必要な信号処理の複雑さを低減し、更なる処理の精度を高めるために、受信された信号を部分的に処理した後にキャンセル動作を行うことが好ましい。別の特徴によれば、本発明は受信された信号に加えられるトラッキンググループを使用してマルチパス成分を含む受信された信号の正確なレプリカを構成するマルチパス信号処理のための改善された技術を提供するものである。次に、レプリカは処理中の信号からキャンセルされ、マルチパスによる劣化を生じることなく、受信された信号を復号化する。レプリカ信号は最小二乗法または同様な近似技術を用いることにより、マルチパスによって生じたひずみを含む受信されたGPS信号を近似するように合成される。これによりマルチパス信号プロファイルの有効な推定値が得られる。この推定値から、受信されたダイレクトパスGPS信号の符号および搬送波位相の比較的正確な測定値が誘導される。

更に別の特徴によれば、本発明はスペクトル拡散信号の各シーケンシャルセグメントと、少なくとも1つのシリーズの、異なるように時間遅延された符号レプリカとを相関化するための、マルチビットデジタル相関器と、符号ソースに固有な情報を誘導するよう相関器に応答自在なマトリックス手段とを含むスペクトル拡散受信機を提供するものである。マ

10

20

30

40

50

マルチビット相関器は各シーケンシャルなセグメントの一部と符号レプリカのセグメントの一部とを同時に相関化するための一組の相関器から構成することができる。一連の異なる時間、遅延される符号レプリカはシーケンシャルなものでもよいし、インターレースしてもよい。

効率的なC/A GPS動作をするためには、各セグメントは3、11および31から選択された数に比例する数の2分の1チップ幅の長さを有する信号サンプルを含むべきであるが、衛星チャネルおよび時間遅延数はその番号の他方に比例する。

マルチビット相関器は第1シーケンシャルセグメントで作動するが、サンプルレジスタはその後のシーケンシャルセグメントを収集する。マトリック手段はスペクトル拡散信号の相関化に関連したデータを記憶するための $m \times n$ 個のデータセルを含み、受信機は m 個の異なる時間遅延された相関積の n 個の異なる符号固有の組または1つのコードに対し n かける m 個の異なる時間遅延された相関積のいずれかを形成するように選択的に作動させることができる。

時間遅延された符号レプリカのシリーズが、選択された符号送信機からのプロンプト時間遅延をトラッキングするのに十分な時間のトラッキングウィンドーをカバーするだけでなく、同様に別の時間遅延された符号レプリカがトラッキングウィンドーとは別個の時間の再捕捉ウィンドーをカバーする。この再捕捉ウィンドーは受信機が正常に動作している間の符号送信機の遮られる予測時間後に、各符号に対するプロンプト時間遅延相関積を含むのに充分大きい再捕捉ウィンドーとなっている。

符号ソースからのマルチパス信号の不正確なトラッキングを検出するために、プロンプト遅延時間よりも短い遅延時間を示す相関積をモニタするための手段と共に、符号ソースからのプロンプト遅延時間をトラッキングするためのマトリクス手段にตอบสนองするトラッキング手段を使用することによりマルチパス性能が改善される。更に所定の遅延時間を有する相関積に対する等しい相関積の大きさの比にตอบสนองし、プロンプト遅延を選択するための手段と共に、時間遅延レプリカの2つの相関積を等しくさせるための手段を使用して干渉を訂正するよう、プロンプト相関の周りの相関積の比を分析することによりマルチパスエラーが低減される。このプロンプト遅延時間は等しい相関積の間の中間の遅延時間を有する、相関積に対する等しい相関積の大きさの比が1以上であれば、等しい相関積の遅延時間の間の中間よりも短く選択され、等しい相関積の遅延時間の間の中間の遅延時間を有する、相関積に対する等しい相関積の大きさの比が1未満であれば、等しい相関積の遅延時間の間の中間よりも長く選択される。

第1レートで符号ソースから受信される信号のデジタル化されたサンプルを形成するためのサンプリング手段と、第1ゲートよりも実質的に遅い第2レートでデジタル化されたサンプルからのシーケンシャルセグメントを形成するためのデジタルフィルタリング手段を使用することによりIFバンド幅を改善することができる。

受信機のエネルギー消費量を低減するために多数の符号期間の間、相関化を一時的に中断するための手段、および符号ソース固有の情報の誘導を連続するための相関化を再開するための手段を使用することにより、ハンドヘルドの運用を補助することができる。見かけ上連続したディスプレイがされるように相関化を定期的に再開してもよい。中断期間はモデル化されていないクロックドリフトが符号ソースからの信号を相関化するのに使用される遅延時間の間時間差よりも短くなるように充分短く、かつ符号期間の倍数となっている。相関化は符号の単一ソースと連動するクロックとローカルクロックとを同期化するためのクロックドリフトをモデル化するための手段にตอบสนองするか、またはオペレータの介入にตอบสนองして再開してもよい。

更に別の特徴によれば、本発明は各値が衛星信号の受信されたコンボジット信号のシーケンシャルなセグメントを表示するようになっている x 個のマルチビットのデジタルセグメント値をC/A符号期間ごとに形成し、少なくとも $n \times m$ 個の遅延時間固有の相関値を形成するようにC/A符号変調の m 個の異なる時間遅延されたセグメントの n 個(ここで x 、 m および n はC/A符号期間ごとの番号符号チップの各主要係数である)の衛星固有の組と各デジタルセグメント値とを相関化し、相関値からナビゲーション情報を決定することによ

10

20

30

40

50

りGPS C/A符号受信機を作動する方法を提供するものである。

2つの等しい相関値の大きさと等しい相関値の間にある相関値の大きさとを比較し、等しい相関積の大きさが両者の相関値の間にあるピーク相関値の半分以下である場合に、等しい相関値によって表示される遅延時間の中間よりも大きいプロンプト遅延時間を選択し、等しい相関値の大きさが両者の相関値の間にあるピーク相関値の半分よりも大きい場合に、等しい相関値によって表示される遅延時間の中間よりも小さいプロンプト遅延時間を選択することにより、マルチパス性能が改善される。

受信機のエネルギー消費量を低減するために、一連の符号期間の間、相関化工程を中断することによりバッテリーによる運用が改善される。この中断期間は、特定の衛星に関連する遅延時間セグメントのシリーズによって示される遅延時間を受信機の内部クロックがドリフトするのにかかる時間よりも短くなっている。ディスプレイを更新したり、また内部クロックを更新するように定期的に、またはプッシュ固定モードにおけるオペレータの介入に応答して相関化が再開される。

10

【図面の簡単な説明】

図1は、本発明に係わる自動車ナビゲーションシステムの作動の概略図である。

図2は、衛星が見にくくなっている間にナビゲーションを改善するよう使用される、図1に示されたGPS自動車ナビゲーションシステムのブロック図である。

図3は、高速衛星再捕捉に使用されるGPS受信機の単一衛星チャンネルの略図である。

図4は、より細かいグラデーションの相関インターバルを提供するように、更に複数の組の遅延された符号サンプルを相関化する、図3に示された単一衛星チャンネルの一部の略図である。

20

図5は、図1に示されたGPS自動車ナビゲーションシステムの関連する処理部品および衛星トラッキングチャンネルのASICに設けられた好ましい実現例の機能ブロック図である。

図6は、図1に示されたGPS自動車ナビゲーションシステムのドップラーブロックの機能ブロック図である。

図7は、図1に示されたGPS自動車ナビゲーションシステムの符号化ブロックの機能ブロック図である。

図8は、図1に示されたGPS自動車ナビゲーションシステムの相関器の機能ブロック図である。

図9は、ドップラーブロックと符号化ブロックと相関器と図5に示されたシステムの他のブロックとの間の相互接続を示す概略機能ブロック図である。

30

図10は、本発明のデータパスを示す、図5および9に示されたシステムの作動のブロック図である。

図11は、本発明のデータパスの作動を示す、一連の分解時間セグメント図である。

図12は、図1に示された衛星受信機部分のより詳細な図を含む、本発明に係わる完全な受信機システムを示すGPS受信機システムの概略ブロック図である。

図13は、GRF1 204のブロック図である。

図14は、GRF1 204のピンアウト図である。

図15は、AGCインターフェースのタイミング図である。

図16は、ASIC GSP1 202とGRF1 204と関連する部品の間的好ましい相互接続を示す接続図である。

40

図17は、搬送波の位相がダイレクトパス信号の搬送波の位相と約0度および約180度異なるマルチパス信号が存在することによってひずんだ相関関数と共に、マルチパス干渉がない場合に受信されたダイレクトパス信号の相関積を示すグラフである。

図18は、本発明によるマルチパス残留符号位相エラー検出、計算・訂正による遅延ロックされたトラッキンググループを示すGPS受信機の一部のブロック図である。

図19は、搬送波トラッキンググループにおいて後にキャンセルするためにマルチパス信号のレプリカをエラートラッキンググループで発生する、本発明の別の実施形態を示すGPS受信機の一部のブロック図である。

図20は、比較および選択のためにビットを復調するまでパラレル処理パスを使って未知の

50

ナビゲーションデータ変調ビットの予測値をトラッキングする、本発明の更に別の実施形態を示すGPS受信機の一部のブロック図である。

図21は、エラートラッキンググループに印加される符号の位相に加える代わりに、処理すべき未処理信号から予測ナビゲーションデータビット変調を取り除く、図20に示されたシステムに類似したシステムのブロック図である。

図22は、符号位相検証および直接ならびにマルチパス信号のモデル化を示す22タップの遅延ライン内の種々の位置における直接信号およびマルチパス信号に対する早期、プロンプトおよび後期相関積の位置を示す、いくつかの時間における数個のSVに対する累積された相関積のマトリックスの略図である。

図23は、すべてのSVに対する符号位相検証をするために、高速捕捉モードで別個のチャンネルを逐次使用する、本発明に係わるシステムの一実施形態の動作の略図である。 10

図24は、衛星が見にくくなっている間にナビゲーションを改善するために使用される、図2に示されたGPS自動車ナビゲーションシステムの別の実施形態のブロック図である。

図25Aおよび25Bは、直線ラインで予想されるトラックを使用することから生じる、クロストラックエラーを示す図である。

図26は、本発明に係わるエネルギー低減スリープ作動モードのフローチャートである。

好ましい実施形態の詳細な説明

図1は、本発明に係わるGPS自動車ナビゲーションシステムの作動の概略図である。

図2を参照し、より詳細に説明するGPS自動車ナビゲーションシステムは、自動車10に搭載されており、この自動車10は道路12の中心に沿って移動中である。図の左下象限内にあるNAVSTAR衛星14は、自動車10の視界内にある。道路12と道路16との交差点22上にほぼ位置するシミュレートされたGPS円形オーバーヘッドディスプレイは、自動車10から見て水平線上に衛星14が0度～45度の仰角にあることを示している。 20

説明上、衛星18は0度～45度の仰角で頭上に位置している。しかしながら衛星18と自動車10との間の視線はビル20によって遮られるので、衛星18は図示するように道路12に沿った位置にある自動車10の視野内にはない。同様に、衛星12と自動車10との間の視線もビル21によって遮られている。しかしながら後述するように、自動車10が交差点22を通過する際に衛星19と自動車10との間の視線は、自動車が交差点22内の位置11に位置すると、瞬間的に視界が開ける。

次に図2を参照する。GPS自動車ナビゲーションシステム24は、図1の自動車10に設置することができる、本発明に係わる自動車ナビゲーションシステムの第1実施形態である。このGPS自動車ナビゲーションシステム24は、GPS自動車システムモジュール26を含み、このモジュールにはGPSアンテナ28により衛星から受信した信号、例えばマップデータベース30による自動車10の現在 - および将来の予想される - 物理的環境に関連するデータ、および例えば入力デバイス36により自動車のオペレータから入力されるデータが与えられる。GPS自動車システムモジュール26はディスプレイユニット34を介し、例えばGPSマップディスプレイ状となっている出力信号をオペレータに提供する。このディスプレイユニットは視覚的なディスプレイのみならず視覚的に与えられるデータを補足するか、または部分的に置換するのに必要な音声インターフェースアナウンス情報の双方を含むことができる。 30 40

本発明はGPS受信機のみ、例えばマップデータベース30からのマップデータによって支援されるGPS受信機やマップデータベースのみならず、例えば外部センサからの外部情報ソースの双方によって使用されるGPS受信機と共に使用するように構成することができる。この外部情報ソースは望ましい情報を得るのに十分な数の衛星が視界内にない間、推測航法により位置情報を維持するのに使用することができる。

作動時にNAVSTAR衛星から受信されたすべての信号のコンボジット信号は、GPSアンテナ28によってGPS自動車システムモジュール26の衛星受信部36へ印加される。次に、個々のNAVSTAR衛星からの信号は衛星固有のトラッキングチャンネル、例えばSatTRAKチャンネル38、40、42および44でトラッキングされる。4～12個の衛星をトラッキングし、1～12本の衛星トラッキングチャンネルを使用することはまさに従来どおりであるので、説明を簡潔にする 50

ため、4本のチャンネルしか示していない。これら衛星固有のトラッキングチャンネルの出力信号はSatプロセッサ46によって処理され、適当な論理制御回路を介し、GPS1プロセッサ、例えばPosプロセッサすなわちNav Soln48に x_{user} 、 y_{user} 、 z_{user} および t_{user} データが与えられ、このプロセッサは位置データを決定するためにナビゲーションの解を求める。次に位置データはPosプロセッサ48により自動車のオペレータのための適当なディスプレイ、例えばディスプレイユニット34へ加えられる。

図2における外部センサ49は適当にセンサデータ、またはローカルもしくは衛星位置情報、またはローカル位置または衛星位置情報を直接Posプロセッサ48に与える位置情報を適宜与えることができ、Satプロセッサ46やマップ/ディスプレイプロセッサ50によって決定される位置情報と比較することができる。

この位置センサ49は向き、スピード、速度または加速度もしくは推測データを発生できる他のデータを含む、推測航法用の位置情報を更新するのに有効な情報を与える任意のセンサとすることができる。従来のセンサは磁氣的または光学的ジャイロ、フラックスゲートコンパス、走行距離計またはホイールセンサ等を備えた慣性ナビゲーションシステムを含む。これとは異なり、外部GPSフォーマット信号、例えば擬似ライトによって与えられる信号を使って現在の衛星、すなわち位置情報を更新してもよい。

ナビゲーション走行の開示時に自動車10のオペレータは一般にCD ROMのような適当なデータ記憶デバイスをマップデータベース30に挿入したり、キーパッド、キーボード、ポインティングデバイス、トラックボール、タッチスクリーン、グラフィックパッド、音声認識インターフェース、またはかかる入力デバイスの組み合わせから適宜構成できる入力デバイス32を介してデータを入力したりすることにより、予定するルート周りの物理的環境に関するデータをGPS自動車システムモジュール26へ与える。自動車10のオペレータは更にディスプレイユニット34と相互作用するマウスまたはトラックボールのようなデータ入力デバイスを介したり、入力デバイス32を介したりして、GPS自動車システムモジュール26内に予定する目的地も入力する。次にGPS自動車システムモジュール26のマップ/ディスプレイプロセッサ50は、マップデータベース30によって与えられる場面の細部およびナビゲーションルールに従って、希望する目的地に対する原点として一般に現在位置から希望するルートを発生する。この適当なルートデータは道路および道路間のカーブの形態でルーティングを含むルートデータベース52に記憶される。付加的情報、例えば高度、道路幅等もマップデータベース30やルートデータベース52に入れてもよい。これらデータベースはGPS自動車ナビゲーションシステム24に収容してもよいし、さらには適当なディスクドライブに入れたフロッピーのような外部記憶メディアからGPS自動車システムモジュール26に利用できるようにすることもできる。

ナビゲーション中、視界内の各衛星は衛星トラッキングチャンネルでトラッキングすることができる。例えば4つ以上の衛星が視界内にあれば、視界内の衛星の各々個々のチャンネル、例えばSatTRAKチャンネル38、40、42、44でトラッキングされる。次に、衛星トラッキングチャンネルの出力はSATプロセッサ46へ加えられ、このプロセッサは4つの未知数、例えば x_{user} 、 y_{user} 、 z_{user} および t_{user} の衛星に基づく解を与える。 x_{user} および y_{user} で示されるデータはこれまで衛星表面の二次元の直交成分、例えば北および東として使用されていた。しかしながら本発明によれば、 x_{user} および y_{user} はオントラックおよびクロストラック方法と称される車両の走行方向に固有な一対の直交方向のデータを示すのに使用することが好ましい。

従来の方位、例えば北、南、東、西は、地球の磁極、すなわち真の北極に対する方位であったが、本発明で使用するオントラックおよびクロストラックはルート内の特定の点における自動車10の予想走行方向に対する方位である。例えば地球表面に対する方位、例えば北西を使用する場合、真の北の向きからの90度のカーブは車両の測ベクトルを0度から90度の角度に変更するが、自動車10が予想されるトラック状に停まっている限り、同じカーブは、カーブの前後の車両の速度ベクトルの0度角は変化しない。

z_{user} によって示されるデータは一般に表面高度、例えば海拔高度であるが、 t_{user} によって表示されるデータは、衛星のトラッキングチャンネルの1つ以上から決定される真の時間

10

20

30

40

50

である。

視界内の4つの衛星からの信号から、位置情報の4つのすべての未知数のを誘導できるので、視界内のGPS衛星配座から得られる精度限度内の正しい位置情報をPosプロセッサ48によってマップ/ディスプレイプロセッサ50へ与えることができる。衛星から決定される位置情報はマップデータベース30からの物理的データやルートデータベース52からの希望するルーティングデータにより処理され、ディスプレイユニット34を介し、自動車10のオペレータへ適当なナビゲーション情報を与える。

視界内に3つ以下の衛星しかない場合、Posプロセッサ48へ印加される t_{user} の解は、例えば位置推定値、すなわちモデル43内の内部クロックモデル54から得られる t_{est} 54の推定される解と置換することができる。同様に、 z_{user} 解はマップ/ディスプレイプロセッサ50へ印加される現在のGPS位置情報に従ってルートデータベース52から得られるルーティングデータに従い、位置モデル63内の高度推定値56から得られる z_{est} 56の解と置換してもよい。視界内に2つの衛星しかない場合、 t_{user} および z_{user} の代わりに t_{est} および z_{est} 56をPosプロセッサ48に印加し、使用する。このように t および z 変数に対する推定またはモデル化された解を使用すること、すなわち t_{est} 54および z_{est} 56を使用することはこれまでクロックホールドおよび高度ホールドとしてそれぞれ知られていることである。

これまで説明したGPS自動車ナビゲーションシステム24の特定の構造は、請求の範囲に記載した本発明の要旨および範囲から逸脱することなく使用できるシステムを構成する多数の公知の方法の1つにすぎないと認識すべきである。本発明によれば、1つの衛星しか見えない場合、 y_{user} の代わりに使用するための y_{est} 60を与えるために、既知または推定された道路幅を使用することができる。この y_{est} 60はルートデータベース52やマップデータベース30から誘導することができる。 x および y の未知数は直交しているので、 x_{user} を使ってオントラック情報、すなわち所定のトラックに沿った自動車10の進行を記述することができる。他方、 y_{est} 60はクロストラック情報、すなわちどれだけ自動車10が道路の中心からずれたかを示す。

従って図1を参照すると、 x_{user} は道路12に沿った自動10の進行を表示するのに使用され、 y_{est} 60は道路12の幅を表示するのに使用される。道路幅は比較的狭く、従ってナビゲーションルートに沿って測定すべき距離と比較してあまり大きくないことが多いので、道路の実際の幅はマップデータベース30から誘導または推定することができる。最大の許容可能なクロストラックエラー、すなわち y の最大許容可能な適当な値は道路の物理的な幅によって制限されるので、 y_{est} 60は正確に推定するのが比較的容易である。

y_{est} 60、 z_{est} 56および t_{est} 54を使うことにより、視界内の唯一の衛星からの信号を用いて既知の道路に沿った自動車10のための有効なナビゲーションデータを与えることができる。ここで適当に正確な従来の、すなわち初期位置情報が必要であり、自動車10のパスに対する衛星位置によっては単一衛星ナビゲーションのためにすべての見えるNAVSTAR衛星が適当であるわけではないとを知ることが重要である。単一衛星ナビゲーション中に決定される位置情報はトラックに沿った位置情報であり、この情報は累積され、トラックに沿った走行累積距離を決定するのに使用される。このデータはこれまで車両内で走行距離計によって提供されていた走行距離情報を提供するものであり、この情報の代わりに使用することができる。

次に図1および2の双方を参照する。所定のルートに沿った進行を更新するために、既知のカーブの検出を用いて地上GPSナビゲーションを改良するのにカーブデータを使用することができる。視界内に少なくとも4つの衛星がある場合に、自動車10の位置をGPSシステムの精度まで知ることができる。クロック、高度またはクロストラックホールドもしくはそれらの組み合わせを用いると、使用する推定値の不正確さによって自動車の既知の位置が劣化する。例えばクロックホールド中は内部クロックモデル54のドリフトおよび t_{est} 54のソースの不正確さによって、不正確さの大きさに応じて位置をその精度まで、知ることができる精度が劣化する。同様に、推定高度または固定高度からの高度変化、すなわち z_{est} 56の不正確さは、既知の位置の精度を劣化させる。また道路幅の変化および道路幅に関するマップデータ内の不正確さ、すなわち y_{est} 60内の不正確さも位置情報を劣化させる

10

20

30

40

50

。視界内に4つの衛星がある場合でも、見ることができる衛星の幾何学的形状によってGPS信号による位置測定を行うことが困難となることがある。更に、地上ナビゲーション中に、例えばビルまたは障害物により衛星が一時的に遮られることはありふれたことである。従って、可能であれば実際の位置により自動車の現在位置を知ることができる精度を更新することが好ましい。4つの衛星が視界内にある場合、更新情報は時々有効となるが、視界内に4つ以下の衛星しかない場合、この更新情報は補助データとして常に有効となる。単一衛星ナビゲーション中は位置情報のエラーが累積するのを防止するために、この更新情報は極めて有効である。

作動時において初期位置および行き先はシステムに与えられており、システムは従うトラックを決定している。従うべきトラック、すなわちルート情報はルート情報のデータベース、例えばルートデータベース52として与えることができる。使用する実施形態では、トラック62は交差点22までの道路12のセンターラインに従ってカーブ64を行い、道路16のセンターラインに従う。トラック62、道路12および16、交差点22およびカーブ64は、マップ/ディスプレイプロセッサ50によりルート作成中に入力デバイス32を介し入力された現在位置および目的地からルートデータベース52に与えられる。

自動車10がカーブ64で曲がる際には、自動車10の物理的位置が極めて正確に判っている。既知の初期位置に類似した位置リセットを行うことにより、このような特定時間における自動車位置の正確な知識を適宜使用して、GPSナビゲーション情報を更新することができる。位置決定を不明瞭にするほどカーブ64の角度が大きすぎる場合、カーブからの更新情報は最も有効となりやすい。45度よりも大きいカーブを検出することができると予想される。車両の速度が速くなるにつれて、より小さいカーブ角度も有効な情報となり得る。この位置更新情報は位置モデル63へ送られ、内部クロック、すなわち $t_{e,st}$ モデル54、高度すなわち $z_{e,st}$ モデル56、 $y_{e,st}$ モデル60のみならず自動車のトラックに沿ったモデルである $x_{e,st}$ モデル60を更新する。これら4つの値はマップデータベース30、ルートデータベース52、現在位置プロセッサ70、Posプロセッサ48や外部センサ49からの情報によって更新できる位置モデル63を予測し、最も正確な利用可能な位置モデル63を形成する。同じデータソースに対する予想値を提供するために、この位置モデル63も使用することができる。

自動車の実際のカーブはGPSデータまたは他の従来手段、例えば磁気コンパスまたは慣性ナビゲーションセンサから測定される車両速度ベクトルの変化によって検出することができる。図3を参照して後述する高速再捕捉システムによれば、単一衛星ナビゲーションが必要な場合でも、GPSデータ単独でかかるカーブを適宜検出することができる。カーブ検出器66によって検出されるカーブは、ルートデータベース52からのデータと相関化され、マップデータベース30の精度まで自動車の実際の位置を決定する。特に単一衛星ナビゲーション、すなわちクロックと高度、すなわちクロストラックホールドの組み合わせを使用する場合、GPSシステムから利用できる精度よりも容易に、かつ適宜大きくすることができる。従って、位置更新は現在位置測定の精度を実質的に高めることができる。

本発明のこの実施形態の方法の利点は、推測航法のナビゲーションを行っている間の既知の点を識別し、使用することに類似している。既知の道路点で累積エラーが実質的に低減されるので、追加的な将来の位置測定のエラーは過去のエラーを累積するという欠点を有するものではない。

図2に示されるように、ルートデータベース52は一般にマップデータベース30からの、トラック62に関連したデータをマップ/ディスプレイプロセッサ50に与え、現在のGPS位置をディスプレイし、更にカーブ検出器66、カーブ比較器68や現在位置プロセッサ70に類似情報も与え、位置リセットによりPosプロセッサ48を更新することができる。

カーブ検出器66は多くの異なる態様で構成でき、自動車10が実際に曲がるカーブを検出し、後に検出されたカーブと比較するためにルートデータベース52からのカーブ、例えばカーブ64を選択するのに使用される。本発明の好ましい実施形態によれば、このカーブ検出器66は走行方向および速度を表示する車両速度ベクトル位置を発生するように、Posプロセッサ68によって提供される現在のGPS位置で作動することができる。車両速度ベクトル

10

20

30

40

50

の方向部分の実質的な変化なカーブ等の方向変化を表示し、従ってカーブ検出器66は車両の速度ベクトルを測定し、カーブを表示する車両速度ベクトルの変化を検出することにより、GPS情報から直接カーブを検出することができる。

カーブ検出器66または適当な場合の別のユニットは、現在のGPS位置情報に基づきトラック62に沿った自動車10の予想位置を決定するように、ルートデータベース52によって与えられるルート情報で作動する。いったんルートに沿った自動車10の予想位置が決定されると、GPSデータから誘導される物理的カーブの表示と比較できるように、自動車10の予想位置の領域にある1つ以上のカーブを選択することができる。

例えばGPS位置データから誘導される実際の車両速度ベクトルの変化と、ルートデータベース52から誘導される特定のカーブで予測される変化とが正しく比較されると、カーブを曲がった時の自動車10の実際の位置を極めて正確に決定し、これを使ってカーブにおけるGPSデータを更新することができる。例えばそのカーブで予測される時間の近くで自動車10のGPS位置からの車両速度ベクトルの変化から実際のカーブが検出された場合、カーブを曲がった時の自動車10の実際の位置を決定し、これを使って現在のGPS位置を更新し、Posプロセッサ48に加えられる位置リセットとして使用することができる。

上記とは異なり、カーブ検出器66は自動車10の実際のカーブの発生を決定するための非GPS測定値、例えばコンパスの方位または、例えば外部センサ49から誘導され図2に示されるようにPosプロセッサ48を介し、または直接にカーブ検出器66に加えられた慣性ナビゲーション測定値を使用することができる。

視界内に2つの衛星があり、これら衛星が自動車位置の二次元座標を決定するための適当な幾何学的形状を構成している限り、GPS信号からのカーブ検出を容易に行うことができる。上記のような単一衛星ナビゲーションの間は、最後に知った位置情報を更新するためにカーブ情報を使用することがより重要となるが、実際のカーブを正確に検出できるようにするには、トラック62に対する視界内の単一衛星の位置もより重要となる。

捕捉された衛星と遮られた衛星との間の変化をモニタすることによってもカーブ検出を行うことができる。例えば交差点22に進入する前、および進入中において、道路12上の自動車10に衛星14しか見えず、衛星19が急に見えるようになり、他方、衛星14が瞬間的に遮られた場合、衛星14から衛星19への切り替えを使用して各衛星からのデータに従ってカーブを表示することができる。後述するような高速再捕捉方式を使用することにより、方向変化、すなわち衛星の切り替えが生じる位置を充分正確に測定し、カーブにおける精密な位置更新情報を得ることができる。

同様に、検出されたカーブデータと比較できるように、トラック62に対するルートデータから候補カーブを選択できるように、システムの別の部品、例えばPosプロセッサ48、マップ/ディスプレイプロセッサ50やSatプロセッサ46からカーブ比較器68を好ましく構成することができる。

次に図3を参照する。本発明は、別の実施形態において、例えば先に捕捉された衛星が遮られ、次に例えば自動車が交差点を通過する際のわずかな時間の間で衛星が現れる際に有効な、衛星信号の高速信号再捕捉を可能にするものである。

図1に示されるような自動車10と衛星19との間の視線を参照すると、道路の両側に沿ったビルは、都市環境下では多数のGPS衛星までの視線を遮る障壁として働くことが一般的である。しかしながらビル20および21によって形成されるバリア壁は、一般に交差点22のような交差点22で中断する。例えば交差点22を横断中の自動車10は衛星、例えば衛星19までのこれまで遮られていた視線が交差点22におけるビル20と21との断絶により瞬間的に遮られなくなる。先に遮られていた衛星がこのように瞬間的に見えるようになるのは、自動車10が交差点内または交差点の端に位置する間、生じ得る。

このように衛星19と瞬間的に接触する時間の長さは比較的短い。例えば交差点22が約18.3m(60フィート)幅であり、自動車10が毎時約50km(30マイル)で走行している場合、交差点を横断するのにかかる時間は1.3秒と短くなり得る。従来のGPSナビゲーションシステムはこのような短い時間インターバルの間で先に衛星が捕捉されていたとしても、衛星19からの有効なデータを再捕捉したり、誘導することはない。

10

20

30

40

50

別の実施形態によれば、本発明は再捕捉、データの収集および位置決定のための収集データの処理にかかる時間を最小とすることにより、かかる再捕捉の機会を最大に活用している。次に図3を参照すると、ここには衛星トラッキングチャンネルの各々の構成の一例として、SatTRAKチャンネル38の一部が示されている。初期の捕捉後、SatTRAKチャンネル38はGPSアンテナ28で受信された衛星信号72で作動することにより単一衛星をトラッキングする。衛星信号72はSatTRAKチャンネル38によってトラッキングされちえる衛星からの信号を含み、これら信号は復調され、相関器74のうちの一つにおいてGPS衛星によって衛星信号72に加えられていた1023チップの擬似ランダムスペクトル拡散符号のコピーと乗算されることにより選択される。相関器74は、相関化の結果を与えるためにかかる時間を最小とするために、排他的オアゲートNORから構成することができる。

10

トラッキング中、符号発生器76によって発生され、遅延回路78によって排他的OR相関器74へ印加される符号のコピーは、受信された衛星信号72内の符号と同期化され、よってこの符号のコピーが衛星信号72と相関化される。このような相関化は符号発生器76内での符号発生時間をシフトしたり、外部遅延回路によって加えられる遅延量を調節したりすることによって、当業者に公知の数種の異なる方法で実行することができる。いずれの場合においても、SatTRAKチャンネル38が選択された衛星にロックされる際に、排他的OR相関器74に加えられる符号は選択された衛星から受信される符号と同期化される。このような相関関数はこの同期化を表示するために一般にオンタイム相関関数またはプロンプト相関関数と称される。

従来のGPS受信機は早期相関関数および後期相関関数と称されることが多い別の相関関数、すなわち早期相関関数および後期相関関数によって実行される相関化を行うことにより、捕捉後の衛星信号へのロックオンを維持する。これら相関化は所定の遅延時間、例えばC/A符号チップの幅の半分だけ、オンタイムまたはプロンプト相関器から時間がずらされる。すなわち衛星信号内の特定チップの発生時間が時間 t_0 である場合、理想的な条件下のプロンプト相関器は符号のレプリカを有する衛星信号72に時間 t_0 で同じチップを乗算する。早期相関化は $t_0 - 1/2$ チップに等しい時間で実行され、後期相関関数は $t_0 + 1/2$ チップに等しい時間で実行されることとなる。符号発生器76と受信した衛星信号72との間の同期状態がドリフトし始めると、相関化の結果は、プロンプト相関化を犠牲に早期相関関数または後期相関関数のいずれかに有利に変わり始める。

20

特定の衛星からの信号に対するロックオンを維持する従来の方法は、早期相関器および後期相関器内の相関積のパワーを等しい状態に維持するのに使用されるフィードバックループにより符号発生器76のタイミングを調節することである。このように符号発生器76は衛星信号72と連続的に再同期化され、よってシステムの精度は受信した信号のいずれかの方向（早期方向または後期方向）に $1/2$ チップの範囲内となる。

30

例えば図1に示されるように、衛星信号がビル20および21によって一時的に遮られることにより、衛星信号72が一般的に失われると、SatTRAKチャンネル38が所望する衛星からの信号を再捕捉できるよう、種々の技術を使って符号発生器76と受信される衛星信号72とを同期化することを試みる。上記のように従来の技術はクロックホールドおよび高度ホールドを含み、本発明の位置実施形態はクロストラックホールドと称される別の技術を提供するものである。

40

しかしながら、衛星信号の遮られる時間が短時間でなければ、かかる技術の推定精度は、遮られる極めて短い時間の間の同期化の例外を維持するには不十分である。

本発明の別の実施形態によれば、先に捕捉し、次に見失った衛星信号を即座に再捕捉するよう、現在予想されている同期時間の周りの相関化捕捉の拡張捕捉ウィンドーを作るように大量パラレル相関関数を用いる。特に自動車10が交差点22内に入るまでに、衛星19からの信号が見失われていた場合でも、自動車10が交差点22を通過する時間の間に有効なGPS位置データを捕捉できるように、再捕捉速度は本発明によれば充分高速にされる。この目的のために拡張された一連の相関化を一連の遅延時間で実行し、チップ幅の固定部分、例えば $1/2$ チップ幅だけ推定されたプロンプト相関関数の早期方向および後期方向に離間している。図3に示されるように、衛星信号72は、例えば n 個の信号サンプル75を発生する

50

ように、A/Dコンバータ73内のアナログ - デジタル変換により、固定された数のサンプルに分解される。k個の固定された1/2チップ幅の遅延回路78により、同じ数の符号サンプルが発生され、k - 1組のn個の符号サンプル80が発生する。これら符号サンプルは遅延時間のないn個の符号サンプル80の第1の組から総計k個の遅延回路78により遅延されたn個の符号サンプル80のk - 1番目の組まで進行する。各遅延回路78に対し1/2チップの遅延時間を使用することが好ましいが、1つのチップ幅の他の何分の1かを使用してもよい。

トラッキング中にA/Dコンバータ73からのn個の信号サンプル75との、排他的OR相関器74のうちの一つにおけるプロンプト相関化を実行するために、n個の符号サンプル80のk/2組、すなわちk/2に最も近い組を適宜正しい時間だけ遅延することができる。早期相関化
10
を実行するために、n個の符号サンプル80のうちk/2 - 1組を使用し、一方、トラッキング中の後期相関化を実行するためにn個の符号サンプル80のうちk/2 + 1組を使用することができる。トラッキング中に更に別の相関化を行ってもよいが、再捕捉中にこれを行えば、かなりの利点が得られる。

すなわち本発明では、別の遅延を使用するかなりの数の相関関数によって支援された再捕捉モード中にも、トラッキングの際にこれまで使用されている早期相関関数、プロンプト相関関数および後期相関関数を使用することができる。k/2のプロンプト遅延の各側で、9または10 + 1/2チップの遅延を行うように、(k - 1) = 20から、早期および後期相関関数を使用するかどうかによれず、プロンプト遅延の各側で適当な数の付加的遅延が生じる。このように、推定されたプロンプトまたはオンタイム遅延の両側で5チップ幅の時間
20
遅延の再捕捉の間に相関化を実行する。このことは±5 × 300mの潜在的エラーの大きさの拡張捕捉ウィンドーを示している。すなわちGPS自動車システムモジュール26によってモデル化される衛星信号72との予測される同期化が、例えば都市部における障害の結果、特定の衛星から信号が失われる間に±1500mの1エラーに等しい量だけドリフトする場合、衛星信号72に即座にロックオンするために複数の排他的OR相関器74のうち少なくとも1つが必要なプロンプト相関化を行う。

一旦相関化が実行されると、総和器74でn個の符号サンプル80の各組に対する相関化の結果が総和され、各々がn個の信号サンプル75とn個の符号サンプル80の組の各々との相関化を表示する一連の値が発生される。これら相関化の結果は、スレッシュドテスト回路82に加えられ、このテスト回路の出力信号は衛星信号72が成功裏に受信された場合に限り
30
、SATプロセッサ46へ加えられる。このスレッシュドテスト回路82の出力信号は、再捕捉された衛星信号に対するプロンプト相関化を表示する遅延回数を特定する。本発明によれば、衛星トラッキングおよび再捕捉モードは分離された機能ではなく、むしろシームレスに相互作用することを理解することが重要である。すなわち実質的に拡張された捕捉ウィンドーを設けることにより、信号が遮られた間、またはその他の理由で信号が失われている間に累積される位置エラーを含むように捕捉ウィンドーが充分広がっている限り、迅速に再捕捉するには、トラッキングに使用される相関化も自動的に有効となる。

再捕捉速度は衛星19が一時的に視界内に入る交差点22を通過中の短い時間を利用する機会を最大にする上で極めて重要であるので、かかるすべての相関化を平行に実行することが有利である。更に衛星信号がトラッキングされない時間を最小にするために、捕捉ウ
40
ィンドー内でかかるすべての相関化を連続的に実行すると有利である。現在のところ好ましい実施形態によれば、再捕捉時間を最小にすることにより、相関化速度を最大にし、エラーの累積を最小にするために、排他的OR相関器24をソフトウェアではなくハードウェアで実現している。

作動時に自動車10が道路12に沿ったトラック62に従う際に、少なくとも一部の時間でビル21が自動車10と衛星19との間の視線を遮る。衛星19が既にGPS自動車システムモジュール26によって捕捉されている場合、衛星信号と同期するための適当な時間値が推定される。この値は衛星19が遮られている間、GPS自動車システムモジュール26内でできるだけ正確に維持される。必要な遅延時間の予測をできるだけ正確に維持するために、すなわち信号が失われている間に累積される位置エラーを最小にするために、クロストラックホールド
50

を使用し、所定カーブで位置をリセットしたり、推測航法のための外部センサを使用したりすることによる位置精度を維持し、または更新するための上記技術により、上記拡張トラッキングと再捕捉ウィンドーとを組み合わせるための実質的な利点を得られる。

現在の技術は相関器の間で1/2チップの遅延時間を設けることを有利にするものであるが、他の遅延時間値を使用することもできる。同様に、衛星信号のタイミングの±5チップ内にプロンプト相関化を維持できると予想することが好ましい。従って、図3は20のハーフチップステップでプロンプト相関器75を囲む±5チップの捕捉ウィンドーを得るためのプロンプト相関器75を囲む一連の9または10個の早期相関器または9または10個の後期相関器を示すものである。本発明では異なる数の相関器および他の遅延回路も作動することができる。

10

1/2チップ幅の複数の固定された遅延時間を使用することにより、衛星からの信号の即時再捕捉を1/2チップ幅の精度内で行うことができる。NAVStar衛星によって現在提供されている衛星信号72によれば、1/2チップ幅は約150mの最大位置エラーを示している。異なる量の遅延時間の固定された遅延回路、例えば1/3、1/4、1/5またはその他の値のチップ幅の固定された遅延時間を使用することにより、最大位置エラーやデータの処理速度を実質的に低減することが可能となる。

捕捉ウィンドーの幅と望ましいレンジに必要な相関化回数との妥協を図るために、異なる作動モードのための従来の方法は、捕捉時や再捕捉時に長い遅延時間と短い遅延時間とを切り換えている。本発明によれば、より細かいグラデーションの相関化ステップを提供するために、固定されたチップ幅の遅延時間を有利に使用できるようにする新技術を使用している。特に図4に示されるように、一組の1/4幅の遅延時間の等価値を提供するために、二組の1/2幅の遅延時間が使用されている。問題を解決するアプリケーションの条件に従って、固定された遅延時間の組の数およびそれらの間のオフセット量を選択することができる。

20

次に図4を参照する。符号発生器76から直接に第1の複数の組のn個の符号サンプル80が誘導され、これらサンプルは1/2チップ幅の遅延回路78により互いに遅延され、図3に設けられているような排他的OR(またはNOR)相関器74内でn個の信号サンプル75と相関化される。説明および図解の便宜上、第1の組のn個の符号サンプル80からの出力信号を総和器84に印加し、n個の符号サンプル80の各組から排他的OR相関器74で発生される相関積を総和器84を介してスレッシュドテスト回路80に印加することを示している。かかるすべての相関積は印加されるが、説明を簡潔にするために、遅延時間のない相関積、推定されるプロンプトまたはk/2の遅延回路およびk番目の遅延回路しか示していない。この第1の複数の組のn個の符号サンプル80からの相関積は、上記のように1/2チップ幅の遅延時間だけ離間している。

30

更に本発明によれば、互いに時間がずれた2つ以上のチャネル内の同じ衛星をトラッキングすることにより、1/2チップ幅の遅延回路78の1つ以上の別の組を使用することにより、異なる間隔の相関積の別の組を利用することができる。他の遅延回路やオフセット量を有利に使用することもでき、遅延回路はすべて同じである必要はないことに注目することも重要である。

40

特に符号発生器76から第2の複数の組のn個の符号サンプル84が発生され、これらは1/2チップ幅の遅延回路78によって互いに遅延される。しかしながら、符号発生器76とn個の符号サンプル84の組内のn個の符号サンプルの第1の組との間に1/4チップ幅の遅延回路79を挿入することにより、n個の符号サンプル84の第2の組の遅延時間はn個の符号サンプル80の第1の組の遅延時間より所定量、例えば1/4幅の遅延時間だけオフセットしている。この結果、n個の符号サンプル84の組内のサンプルの各々はn個の符号サンプル80の組のうち2つの間の中に位置する。図4に示されるように、n個の符号サンプル80のk個の組と共に、n個の符号サンプル84のk-1個の組しか必要でない。

n個の符号サンプル84の組の各々は図3に設けられている排他的OR相関器74でn個の信号サンプル75と相関化され、相関積を発生し、これら相関積は別の総和器84によって合計さ

50

れる。上記のように、符号サンプルの組の各々と総和器84との間の点線は、符号サンプルの組と n 個の信号サンプル75との間の相関積を総和器84の特定の1つに印加することを示すのに用いられている。図4から容易に理解できるように、1/2チップ幅の遅延回路の組、および単一の1/4チップ幅の遅延回路（これは2つのチャンネル間のオフセット遅延回路を示すことができる）を使って、0番目の遅延回路から k 番目の遅延回路までの1/4チップ幅の遅延回路により互いに分離された相関積が発生され、これら相関積は個々の合計の後にスレッシュホールドテスト回路82へ印加され、どの遅延回路がGPS自動車システムモジュール26によって再捕捉された衛星からの衛星信号72の現在のプロンプト遅延時間を示しているかを判断する。

第2チャンネルに同じ衛星をトラッキングさせ、これを1/4チップ幅の遅延回路79によってオフセットすることによって、1/2チップ幅の遅延時間の第2の組を容易に構成することができる。

10

このように、衛星信号のロックを捕捉したり、維持したり、再捕捉したりすることができる遅延範囲を $\pm 1/2$ チップ幅から約 $\pm 1/4$ チップ幅まで低減できるので、これにより例えばトラッキングを最適にし、レンジエラーを最小値に低減した場合に、ロックのためのプラインをより高速にすることが可能となる。

トラッキングおよび再捕捉を行い、捕捉ならびにロックに関連するスピード、およびそれによって簡潔にするために同じ相関関数を使用するという点で、本発明によって得られるトラッキングと再捕捉のシームレスな統合化を認めることが重要である。相関関数のうちの1つを即座にプロンプト相関関数として使用できるように、捕捉ウィンドー内に短時間で捕捉する能力は、その後のすべてのデータの捕捉をスピードアップする。またトラッキングのために n 個の符号サンプル80の第1の複数の組を利用し、衛星信号72が失われた場合に n 個の符号サンプルの第2の複数の組、例えば n 個の符号サンプル84の組を使用することにより、再捕捉の際に更に精度を高めることも好ましい。特にすべての必要な相関化および総和を発生するのに必要な部品およびステップの総数を低減するために、同じ時間における異なる衛星に対し信号72を再捕捉するために n 個の符号サンプル84の同じ複数の組を使用することができる。

20

作動中、GPS自動車システムモジュール26は衛星19が視界から遮られている間、SatTRAKチャンネル38内で衛星19からの信号を連続してトラッキングし、再捕捉することを試みた。自動車10が交差点22を通過する際にビル21によって衛星19までの視線が瞬間的に遮られることはない。SatTRAKチャンネル38内で実行される相関化のいずれも、相関化の一部からの相関積がスレッシュホールドよりも大きくなる程度に十分な強度で衛星信号が受信されていることを示していれば、再捕捉は即座に完了する。新しいプロンプト相関器として最大振幅を示す相関器出力が選択された際に再捕捉が行われる。次にデータの質を改善するための従来の技術が使用される。

30

ロックのためのセトリング時間の後にGPSデータを即座に更新し、これから誘導される現在既知の位置情報を訂正するために衛星19からのデータが使用される。衛星19が再び即座に遮られた場合でも、高速再捕捉により交差点通過中に得られた更新情報はGPSで決定された位置の精度を大幅に改善する。これにより年の道路のような極めて困難なエリアを通過する際でも、GPS自動車システムモジュール26は正確なナビゲーションをし続けることができる。

40

クロストラックホールドにより単一衛星のナビゲーションデータを使用し、次にカーブの検出により衛星データを更新したり、交差点において衛星信号を即座に再捕捉したりすることについていずれも別々に説明したが、これらを組み合わせても極めて有効である。マップディスプレイおよびデータベースによって支援されたり、外部センサ、例えば慣性ナビゲーションシステムによって支援されたりするスタンドアロンモードのGPS受信機を使用する地上ナビゲーションシステムは、1つ以上のかかるモードの組み合わせを使用することから利点が得られる。本発明の好ましい実施形態では、これら3つのすべての技術を組み合わせると自動車ナビゲーションシステムの能力を最大にし、困難な環境、例えば都市の道路を横断しながらナビゲーションデータを正確かつ有効にしている。

50

次に図5を参照する。本発明のSatTRAKチャンネル38、40、42および44ならびにSatプロセッサ46の主要部分をアプリケーション特定集積回路、すなわちASIC102で構成した、本発明の好ましい実施形態について説明する。しかしながら従来の衛星プロセッサの機能の多くはソフトウェアで実行することができる。表示された特定の実現例はこのシステムを構成するのにASICに必要なゲート数を大幅に低減しながら12チャンネルのGPS捕捉およびトラッキングシステムに上記のような高速再捕捉能力を与えるものである。

GPSアンテナ28で受信された信号は視界内のすべての衛星から受信された信号のデジタルコンポジット信号を形成し、 $37.33f_0$ (ここで f_0 は各GPS衛星に加えられたC/A符号のチップレートである)の周波数となっているサンプルデータ100を発生する。便宜上、以下の周波数を f_0 の倍数として表示する。スペースビークル(SV)の各々または衛星はASIC102に制御信号およびデータを与える中央処理ユニット、すなわちCPU101の制御により、ASIC102内でトラッキングされる。特にCPU101は予想されるドップラーシフトに関するデータおよび各SVへ加えられるC/A符号をランダムアクセスメモリ、すなわちASIC102に関連したRAM R1 103に与え、次にASIC102は指定時間にデータをRAM R2 105に与える。RAM R2 105はASIC102との間でデータをやり取りし、CPU101によるデータの更新および古いデータのASIC102の処理を同時に実行できるようにする。RAM R2 105はASIC102によりバッファとして使用され、主に処理中の信号の中間値を記憶する。CPUを含むマイクロコンピュータの他の従来の部分は図示されていないが、単一衛星、クロストラックホールおよび上記その他の技術のみならず、Satプロセッサ46のその他の機能を実行するソフトウェアを

作動するデバイスを含むことができる。

ASIC102内のC/A符号捕捉、トラッキングおよび再捕捉ブロックCACAPT104にはサンプルデータ100が印加され、このデータはASIC102においてI/Q分割器106によりベースバンドで合相信号、すなわちI信号と直交位相信号、すなわちQ信号に分割される。CACAPT104によって処理された後にI、Q信号は12チャンネルのドップラーブロック108においてドップラーシフトに対し回転される。このドップラーブロック108はトラッキングできる12個のSVの各々の予想されるドップラー周波数シフトを別々に保証する。

次に各SVに対するドップラー回転されたI/Q信号は相関器ブロック110へ印加され、ここで12個のSVのうちの1つからの各信号サンプルは、そのSVに対し12チャンネル符号化ブロック112によって発生されたC/A符号の20個の遅延された変形符号と多重化状に相関化される。各時間セグメントの間で、図11を参照して後により詳細に説明するように、相関器ブロック110はアキュムレータ175において240のC/A符号相関化を実行し、捕捉および再捕捉の速度を速める。相関器ブロック110の出力はIQACCUMブロック114へ印加され、このIQACCUMブロック114の出力はアキュムレータブロック115内のIQSQACCUM116へ印加される。IQACCUMブロック114は本明細書にRAM3として表示された、ASIC102に関連するRAMの別のブロックから適宜構成される。同様に、IQACCUM116は本明細書にRAM4として表示された、ASIC102に関連するRAMの別のブロックから適宜構成される。

アキュムレータブロック115はCPU101の命令により捕捉モード、トラッキングモードおよび再捕捉モード中に異なる態様で作動する。捕捉モード中、符号化ブロック112は特定のスペースビークルからの衛星信号を捕捉するのに必要な240の異なる符号の多数の組を通過するようにさせられる。すなわち相関器ブロック110において240の異なる遅延時間の多数の組が相関化され、IQSQACCUM116に、パワーがその衛星との相関化を完了したことを表示する適当な相関化出力を与える。次のこのプロセスは、捕捉すべき各衛星に対して繰り返される。便宜上、すべての遅延回路をテストしてもよい。

再捕捉中、相関器ブロック110において20の遅延時間の1つの組が相関化され、かかる遅延が相関化を完了し、よって衛星を再捕捉したことを表示するように所定のスレッシュホールドを越えたピーク値を与えるかどうかを判断する。この再捕捉モードは相関器ブロック110内で20の遅延時間の一組が相関化されるという点で、トラッキングモード内でトランスペアレントに作動する。トラッキングが維持されれば、このピーク信号は特定の遅延時間から次の隣接する遅延時間に移行することができるが、相関中の20の遅延時間の現在の組内に維持されることとなる。プロンプト相関積を発生するプロンプト遅延時間として最大

10

20

30

40

50

振幅を有する信号を発生する遅延時間を検討することが好ましい。1つだけ多いか、または1つだけ少ない遅延時間によって発生される信号は早期相関積および後期相関積となり、これら積は各衛星とのロックを維持するように好ましい態様で処理することができる。衛星からの信号がその他の理由により一時的に遮られるか、または失われた場合、20の遅延時間の現在の組を相関化し、再捕捉を表示する十分な振幅のピークを探す。速度を含む最後に利用できる位置情報に基づくドップラー値および符号値は連続的に更新され、衛星信号が再捕捉されるか、または衛星信号が見失われたと見なされるような十分な時間が経過するまで、相関化を実行する。

次に合相、すなわちI信号パスを参照し、ASIC102の作動および構成についてより詳細に説明する。直交位相、すなわちQ信号パスは同一であるので、別個に説明することは不要である。

CACAPT104内でサンプルデータ100は $37.33f_0$ にてI/Q分割器106へ印加され、 $18.67f_0$ の2ビット信号を発生する。この2ビット信号はデジタルフィルタ118により $2f_0$ まで更に低減される。デジタルフィルタは加算され、量子化され、次にシリアルに11サンプルディープバッファ120に記憶される10サンプル、9サンプルおよび9サンプルの組を加えることによって作動する。11サンプルのディープバッファ120がいっぱいになると、データはドップラー回転のためにパラレルブロック122と称される同一バッファにパラレル状に転送される。従って、11個のサンプルが、すなわち $2f_0$ の11分の1のチップレートで、すなわち約 $0.18f_0$ で受信されると、11サンプルのディープバッファ120からデータが転送される。11サンプルディープバッファ120はシリアル-パラレル・コンバータとして作動するが、パラレルブロック122はパラレル-シリアル・コンバータとして作動する。この結果、1msの間で186回のパラレル転送が行われる。

パラレルブロック122から $24f_0$ で12チャンネルドップラーブロック108へデータがシフトされるので、シリアルコンバータ、すなわちパラレルブロック122の最小位ビット、すなわちLSBは、CapIOutおよびCapQOut状となっているCACAPT104の出力となり、これら信号はCACAPTデータ出力123として12チャンネルドップラーブロック108へ印加される。 $2f_0$ から $24f_0$ へのチップレートの増加により作動速度は12倍となる。これについては後により詳細に説明する。

次に図6も参照し、チャンネルドップラーブロック108についてより詳細に説明する。ドップラーブロック108はドップラーレジスタ124に記憶するためにCACAPT104からのCapIOutおよびCapQOutを含む衛星固有のCACAPTデータ出力123を受信する。搬送波数値制御発振器すなわちNC0125およびサイン/コサイン・ルックアップテーブル134による処理の後に、衛星またはソース固有の予測されたドップラー位相もドップラーレジスタ124へ加えられ、ここでこの位相は同じSV(すなわち他のソース)に対するCapIOutおよびCapQOutに加えられ、dopIOutおよびdopQOutを形成する。ドップラーブロック108内では搬送波_NC0125はデータサンプルレートが $2f_0$ であるので、各衛星チャンネルに対する $2f_0$ の有効レートで作動する。

CPU101はSVごとにRAM R2 105に衛星固有の予測搬送波位相dopPhaseParam、および予測される搬送波周波数dopFreqParamを記憶する。次にSat_Mem186は、各1msの境界で、図9に示されているようなdopPhaseParamおよびdopFreqParamを搬送波位相レジスタ126および搬送波位相出力バッファ128にそれぞれ転送する。図中、信号の第1ビットおよび最終ビットの数字は現在の慣例に従い、括弧内でフルコロンで分離して記載されている。従って、dopFreqParamは24ビットのデジタル値であり、この値のMSBはビット数23であり、LSBはビット数0である。加算器130はdopPhaseParamおよびdopPhaseParamから誘導された搬送波周波数に搬送波の位相を加え、Carrier_NC0と示された搬送波位相レジスタ126で現在の搬送波位相値を発生する。

搬送波位相レジスタ126内のCarrier_NC0の4つの最大位ビット、すなわちMSBは、出力を記憶するための2つの4ビットレジスタから成るサイン/コサイン・ルックアップテーブル134へ印加される。サイン/コサイン・ルックアップテーブル134の出力はCACAPTデータ出力123(CapIOutおよびCapQOutをドップラー回転するために、ドップラーレジスタ124内

10

20

30

40

50

のドップラー乗算器132に印加され、回転されたSV出力信号dopIOutおよびdopQOutを発生する。ドップラーレジスタ124はドップラー乗算器1342のみならず4つの4ビットレジスタ、2つの加算器、5ビットレジスタの別のペアおよび量子化器を使ってdopIOutおよびdopQOut信号を形成する。しばらく図11を参照する。dopIOutおよびdopQOutはパラレルコンバータ166へ印加され、回転されたSV出力信号122はシリアル - パラレル・コンバータ166の出力信号となり、この出力信号は直接11ビットのホールドレジスタ140へ加えられる。各時間セグメントの間、RAM R2 105に各SVのドップラー位相に対する開始値が記憶され、この値がそのセグメントの間にSVの回転に対しドップラーブロック108によってこのRAMから検索される。各セグメントの終了時には次のセグメントの開始値として使用するためにRAM R2 105内にドップラー位相の終了値が記憶される。gpsCtl182の制御によりdopSaveによって特定のSVの各回転の終了時にセーブされた搬送波位相出力バッファ128内のドップラー位相値dopP_NextがSat_Mem186に加えられ、そのSVのためのRAM R2 105に記憶される。この記憶された値は次のセグメントにおいて、そのSVの次のドップラー回転中に再びドップラーブロック108によって検索される。マルチプレクサブロック129の作動については図10および11に関連したASIC102のトリプル多重化の説明から最良に理解できよう。

次に図7も参照する。12チャンネル符号化ブロック112はCoder_NC0136および符号発生器138を含む。図6に示されたCarrier_NC0125に類似するCoder_NC0136は位相アキュムレータ148がオーバーフローした場合にGen_Enable信号を発生する。このGen_Enable信号は位相アキュムレータ148の出力信号であり、符号発生器138に印加される。

特にgpsCtl182の制御によりSat_Mem186はRAM R2 105からCoder_NC0136へ各1msエッジで衛星固有の24ビット符号周波数パラメータ、すなわちcoderFreqParamおよび24ビットの衛星固有の符号印加パラメータ、すなわちcodePhaseParamを印加する。codePhaseParamはトラッキングおよび再捕捉中に48f0で作動しても位相加算器150内でチャンネルごとに4f0にて効果的にcodePhaseParamにcoderFreqParamが加算される。0Hzから4f0Hzの間のGen_Enableに対し1つのパルスを発生することができる。2f0でGen_Enableを発生するために、位相アキュムレータ148のビット(23:0)の半分の値をcoderFreqParamとしてロードしなければならない。

codePhaseParamのLSBはC/A符号チップの256分の1を示す。codePhaseParamは位相アキュムレータ148の内容を初期化する。Gen_Enable信号は位相アキュムレータ148がオーバーフローするたびに発生される。位相アキュムレータは25ビットのレジスタであり、このレジスタはCPU101から新しいデータが書き込まれる際の、各1msエッジでCPU101からのcorHoldRegLoad152がアクティブになる時のcodePhaseParamの値によって初期化されるレジスタである。次の位相加算器150内のcoderFreqParamに25ビット位相のアキュムレータ148の24個のLSBが加算される。位相バッファレジスタ154は位相アキュムレータ148の内容を記憶し、バッファ化して、CoderPNextを発生する。この信号はgpsCtl182からのcodCodeSave158がアクティブになるたびに更新される。CoderPnextはRAM R2 105に記憶するためにSat_Mem186に印加される。マルチプレクサ142の作動については図10および11に設けられているASIC102の3倍多重化に関する下記の説明から最良に理解できよう。

符号発生器138にはGen_Enable信号が印加され、新しい符号を発生させる。Sat_Mem196によりRAM R2 105からg1ParInおよびg2ParInとして符号発生器138内にC/A符号パラメータG1およびG2がパラレルにロードされ、g1GenOutおよびg2GenOutを発生する。これら信号はSat_Mem186によりRAM R2 105に戻される。符号発生器138内のG1およびG2発生器の双方のビット0は、内部でXOR = d演算され、genSerOut160を発生する。この信号は図5に示されるように、相関器ブロック110内の11ビット符号シフトレジスタ170にシリアルに印加される。符号発生器138は次のC/A符号を発生する。

$$G1 = 1 + X3 + X10$$

$$G2 = 1 + X2 + X3 + X6 + X8 + X9 + X10$$

符号シフトレジスタ170の出力信号は2分の1チップ幅だけ分離された少なくとも20の符号遅延時間が、各SVからの各ドップラー回転されたサンプルと相関化されるように48f0に

10

20

30

40

50

て一度に11ビットごとに相関器74へ印加される。チップレートが2f0~48f0に増加したことにより、チップレートは24倍となっている。これについては後により詳細に説明する。SVのための相関器74内でドップラー回転されたサンプルと相関化された後に、各セグメントの間でRAM R2 105内にG1およびG2の値が記憶され、よってこれら値は同じSVからの次の11ビットサンプルの相関化のための次の時間セグメントの間で符号化ブロック112によって検索することができる。

次に図8も参照すると、ここには相関器ブロック110がより詳細に示されている。ドップラーブロック108から出力された回転されたSV内のdopIOutおよびdopQOut信号はシリアル-パラレル・コンバータ166へ印加され、次にこのコンバータの出力はホールドレジスタ140にパラレルロードされる。符号化ブロック112からのGenSerOut160は相関器ブロック110内の符号シフトレジスタ170に印加される。これらデータの組はSVから受信されたドップラーシフトされたデータを表示するだけでなく、そのSVに対するローカルに発生された符号も示しており、これらデータはgpsCtI182の制御により相関化のために排他的NORゲート相関器74へ印加される。

相関器75の出力信号は加算器174へ印加され、ビット結合器176においてcorIOut178およびcorQOut180に組み合わせられ、これら信号は図5に示されているIQACCUMブロック114およびIQSQACCUM116に印加される。加算器174およびビット結合器176は図5にアキュムレータ175として表示されているような部分アキュムレータとして作動する。

次に図9も参照する。ここにはASIC102の作動の概略が示されているオンチップ論理回路の専用の組がASIC102の作動を制御し、この組はgpsCtI182として表示されている。特にgpsCtI182の制御によりGPS衛星からのサンプルデータ100はCACAPT104に印加され、ここでサンプルデータは分離され、IおよびQデータストリームに切り捨てられ、CACAPTデータ出力128を形成する。SVデータ123は各SVの予測ドップラーシフトに対して回転され、回転されたSV出力信号、すなわちdopIOutおよびdopQOutを発生する。これら信号は相関器74内の符号化ブロック112からのgenSerOut160と相関化される。相関器74からのcorIOut178およびcorQOut180はIQACCUMブロック114およびIQSQACCUM116で累積され、CPU110へ出力信号184を発生する。

後により詳細に説明するように、メモリの一部は多重化中に必要とされるドップラーシフトおよび符号情報を記憶し、発生する、Sat_Mem186に対して使用される。

各msは186のセグメントに分割され、各分割されたセグメントは264のクロックを含む。これら264クロックの間で各チャンネルが22の異なる相関化、すなわち遅延を計算するのに22個のクロックを用いるように、12のチャンネルが処理される。その後の処理を行うためにこれら22の相関化のうちのわずか20を記憶し、使用するだけである。各チャンネルに対し、gpsCtI 182はdopLoadおよびdopSaveを使用してドップラーブロック108内のCarrier_NC0125のロードを制御する。同様にgpsCtI 182はcorHoldRegLoadおよびcorCodeSaveを使用して符号化ブロック112内のCoder_NC0136のロードを制御する。相関器ブロック110を通るデータの流れはserialShiftCtlおよびcorHoldRegLoadおよびcorCodeSaveによって制御される。これら制御チャンネルはチャンネルごとにIQACCUMブロック114およびIQSQACCUM116に印加され、startSegment, startChan, resetChan, resetAcc, peak, iqsq, wrchan, ShiftSelIqSq, およびacq_モードを含む。各セグメント内でgpsCtI182はCACAPT104に周期的信号、すなわちeng_capShiftClk、capLoad、syncpulse、serialShiftClkを与え、11個の2分の1チップ幅のサンプルのグループとなるように入進する衛星データサンプルを再パッケージする。gpsCtI182によって開始されるすべてのアクセスは、RAM R1 103およびRAM R2 105のための読み出し/書き込み制御およびアドレス信号を発生するようにSat_Mem186により処理される。gpsCtI182はSat_Mem186と共にすべてのデータバスを通るデータの流れを制御し、RAM R1 103およびRAM R2 105に記憶されたチャンネルパラメータのアクセスを管理する。対応する積分すなわち累積時間の終了時にRAM R2 105にロードされるチャンネルパラメータを定義するために、ユーザーによりRAM R1 103に書き込みがなされる。RAM R2 105はデータバスにより処理中の種々のチャンネルパラメータの中間値を記憶するためのスクラッチパッドとして使用される。

10

20

30

40

50

RAM R2 105から読み出されたデータは、Sat_Mem186の制御によりドップラーブロック108、符号化ブロック112、相関化ブロック110およびgpsCt1182内の種々のパラメータレジスタへ送られる。これらブロックおよびRAM1 190からのデータはRAM R2 105の書き込みポートへの入力端で多重化される。RAM R1 103は12本のチャンネルのすべてに対するパラメータに使用される16×108の非同期デュアルポートRAMであるが、他方、RAM2 192はあるチャンネルから次のチャンネルへ切り換える間の処理中に衛星パラメータの中間値を記憶するための別の16×108の非同期デュアルポートRAMである。

次に図10を参照する。本発明のシステムは、システムの部品の大多数を設けることができるASIC102のサイズおよび複雑さを低減するための多重化されたデータパスを含む。従来の受信機の設計はSVをトラッキングし、必要な相関器の数を低減する別個のチャンネルの各々に対し使用するために相関器の単一の組を多重化していた。本発明のシステムを使用することにより、従来の構造に必要であった何百万以上のゲートを約10万より少ない数の管理可能な数まで低減することができる。

本発明によれば、データが失われないように衛星チャンネルを多重化する外に、符号遅延相関器も多重化している。すなわち従来の受信機は各SVに対し早期、後期あるいはプロンプト相関化を行うために2つまたは3つの相関器を使用している。本発明は複数の符号遅延回路を多重化し、ハードウェア、すなわち使用するゲート数が必要とするASIC102上のチップ面積を実質的に増大することなく、従来のシステムで利用できた符号遅延相関器よりも多数の符号遅延相関器を提供している。

符号遅延の多数化によって高速のSVの再捕捉を可能にする、図3および4を参照して既に説明したワイドな捕捉ウィンドーが可能となる。特に20個の遅延時間、例えば1/2チップの遅延を行い、例えば自動車を図1に示されるように交差点22に入るSVのわずかな瞬間の間でもGPSデータを捕捉できるように、各SVに対し常に遅延時間をモニタしている。±10の2分の1チップの符号遅延時間のウィンドー内に、先に捕捉され、現在遮られているSVに対する推定符号およびドップラー値を維持するのに、道路12上の車両の位置のモデル化は充分正確であるので、SVを再捕捉し、有効なデータを得ることができる。このように再捕捉中に得られるデータを直接GPSデータとして使用することができる。すなわち再捕捉モードはトラッキングモードに対しトランスペアレントである。GPSデータが再捕捉のために実質的な喪失時間を生じることなく入手できる場合には、このGPSデータを捕捉することができる。

更にASICゲートカウントを更にかなり低減するために、すべての12のチャンネルに対するデータの各組に対し、衛星トラッキングの動作自体を多重化する。すなわち12すべてのSVに対し、C/A符号内のビットの小さい部分だけを一度に処理する。受信した信号をデジタル式に処理するには、デジタルデータを記憶できるレジスタおよびバッファ内で、これら信号のデジタル表示を処理しなければならない。C/A符号は1ms続く各繰り返しにて1023個のビットを含む。1023個のビットすべてを一度に処理すべき場合には、1023ビット幅のレジスタが必要となる。かかるレジスタはコストがかかり、ゲートカウントは使いにくくなる。本発明の3倍多重化受信構造で使用される第3レベルの多重化によれば、C/A符号の1023ビットの異なる部分を取り扱うために、より小さいレジスタを多重化する。このことは、各ms内で1023ビットのすべてを処理できるように、受信されるデータのより小さいサンプルを処理するように、C/A符号の1msの各繰り返しの間で、より小さいレジスタを何回も使用することを意味している。

特に図3～9に示された好ましい実施形態では、特に図3～9における上記好ましい実施形態では、C/A符号の繰り返しの1230個のビットすべてを処理するために、各レジスタを1msごとに186回使用するよう11ビットレジスタを用いる構造が使用されている。1msのうちの各186分の1を1セグメントと称す。従って、各セグメントの間で各レジスタ内で11ビットを処理することにより、各SVのトラッキングを186回多重化する。更に好ましい実施形態では、最大12個のSVをトラッキングするのに12本のチャンネルを使用している。これにより各SVに対しドップラー回転を適用するために、そのセグメントの間に各11ビットのセグメントを12回多重化することが必要である。

10

20

30

40

50

更に、かなりの複数の異なる符号遅延時間を設けるように、更に各チャンネルを22倍多重化する。これを行うには次のチャンネルに対するドップラー回転されたサンプルを発生する前に各SVのためのドップラー回転されたサンプルを異なるC/A符号遅延時間と22回相関化する必要がある。このように1msごとに各レジスタを186回処理することにより、わずか11ビット幅のレジスタを用いてリアルタイムデータを提供するように、186セグメントの各々の間で12個のSVの各々に対し22の異なる符号位相をテストすることができる。本発明の処理は特定のセグメント、すなわち収集すべきセグメントに必要な時間長さの間のC/A符号の繰り返しの186分の1で行われると認識することが重要である。特定のセグメントで処理されるデータは多くても11の2分の1チップの遅延時間だけ古いので、このように最適な態様でトラッキング中または再捕捉中、もしくはこれらステートの切り換えの間にデータが失われることはない。

10

次に図10および11を参照する。図5に示されたデジタルフィルタ118の出力は $2f_0$ におけるサンプルデータストリーム119である。SVからの信号100のC/A変調のチップレートは f_0 である。データが失われるのを防止するため、SV信号は少なくともそれらのナイキストレート、すなわち当該変調のチップレートの2倍である f_0 でSV信号をサンプリングしなければならない。サンプルデータストリーム119はナイキストレート、すなわちチップレートの2倍よりも高いチップレートで作動することができるので、そうしても利点はない。

従ってサンプルデータストリーム119はC/Aコードのチップレートの2倍のデジタル化され、フィルタリングされたSVデータの一連のサンプルである。すなわちサンプルデータストリーム119内の各サンプルはC/A符号チップの半分に等しい幅を有する。各ms、すなわちサンプルデータストリーム119内の符号の各サイクル内のビット数は、変調におけるビット数の2倍、すなわち2046ビットであり、各ビットはC/A符号ビットの半分を示す。ここに開示する好ましい実施形態の多重化方式によれば、データは11ビットセグメントで処理され、従って、サンプルデータストリーム119はシリアルに11ビット(10:0)レジスタ値のバッファ120へ加えられる。2 f_0 データストリーム内の総計2046個のビットから11ビットをシリアルに記憶するのに必要な時間は、 $1 + (2046 \div 11 = 186)$ 、すなわち1msの186分の1である。

20

11個のサンプルビットの第1の組を11サンプルディープバッファ120に記憶している間は、処理にビットを利用できない。最初の11個のサンプルビットをシリアルに受信し、シリアルに記憶した後に、11個のサンプルビットをパラレルにパラレルブロック122に転送する。従って、このパラレル動作は1msの186分の1ごとに、すなわち約 $0.18f_0$ のレートで行われる。この1msの各186分の1を時間セグメントもしくはセグメントと称し、ほとんどの動作のための処理の単位となっている。受信されたコンジット信号内の衛星の各々の1023チップのC/A符号は、11個の2分の1チップビットで処理される。C/A符号のmsの繰り返しレートを186回のセグメントに分割したことにより、11ビットレジスタの各々は186倍の多重化係数で多重化される。

30

パラレルブロック122からのCACAPTデータ出力123は、より高速のチップレート、例えば24 f_0 でドップラーブロック108内で処理される。すなわち12回の異なる演算を12ビットのデータのその組に対して行うことができるように、各時間セグメント内のサンプルデータの11ビットを12倍多重化する。特にドップラーブロック108内のドップラーレジスタ124において、各セグメント内で12回の異なるドップラー回転を実行するように、12回の異なるドップラーシフトによりCACAPTデータ出力123のCapIOutおよびCapQOutを多重化する。

40

各異なるドップラーシフトは、トラッキングできる最大12個の異なるSVの各々に必要な推定されるドップラー回転を示している。2 f_0 から24までの処理チップレートの増加により、12チャンネルのデータの各々のための処理が多重化される。各々が異なる1つのSVを表示する12本の多重化されたチャンネル、すなわち仮想チャンネルとして1本のチャンネルを作動できるようにする多重化は、入力信号を多重化した後に限り、すなわち入力信号を各々が11個の2分の1チャンネル幅を含む186個の時間セグメントに分割した後に限って実行できると理解することが重要である。このように時間またはデータを失うことなく、比較的安価な11ビットレジスタを用いることにより、12本のチャンネル、すなわち12個の衛星に対する

50

多重化を容易に行うことができる。サンプル数を1期間当たりの符号ビットの数を整数で割った値に選択することは、これら目的を達成するために重要である。Carrier_NC0125内のマルチプレクサブブロック129は、gpsCt1182の方向によりこの多重化のタイミングを制御している。

ドップラブロック108からの出力信号、すなわち信号dop1OutおよびdopQOutは、相関器ブロック110内のシリアル-パラレルコンバータ116へ送られる。各回転されたSV出力信号127は単一のSVからの回転信号を示し、各時間セグメントでかかる12個の回転されたSV出力信号127が発生される。相関器ブロック110内のホールドレジスタ140内には回転されたSV出力信号127がパラレル状にロードされる。従って、排他的NORゲート相関器74への入力信号は11ビット幅の信号であり、この信号は排他的NORゲート相関器74への1つの入力信号として時間セグメントの12分の1の時間の間、保持される。

10

相関器74はすべてパラレルに作動する一連の11個の別個の1ビット相関器である。1つの入力信号はSV出力信号127であるが、他方の11ビット入力信号は符号化ブロック112からの11個の1ビットgenSerOut160の出力ビットによって発生される。特定の衛星に対し、回転されるSV出力信号127に対する演算に設けられている時間セグメントの12分の1の間に、そのSVのための符号発生器138によりシリアルに発生され、符号シフトレジスタ170へ印加される。

特定のチャンネルのための相関化の開始時において、そのSVのための符号の11ビットは符号シフトレジスタ170内にシフトされており、このレジスタ内で相関化のために利用することができる。1チャンネルの22分の1(すなわち1セグメントの12分の1)ごとに排他的NORゲート相関器74内の11個の1ビット排他的NORゲートのうちの1つで、符号シフトレジスタ172内の11ビットの各々が相関化される。これにより11個の相関器出力ビットが発生され、これらビットの合計は回転されたSV出力信号127とその符号の位相との間の相関器の大きさを示す。パラレルに発生されるこれら11個の相関合計は、アキュムレータブロック115内のそのSVに関連する22個の総和器のうちの第1総和器内でパラレルに総和され、記憶される。

20

1チャンネルのうちの次の、すなわち第2の22分の1の間で符号発生器138はそのSVのためのC/A符号のための次のビットを発生する。この次のビットはシリアルに符号シフトレジスタ170へ加えられる。この時に第1相関化からの10ビットは符号シフトレジスタ172内に留まり、最も新しいビットと共にそのSVのための推定符号の別の11ビットサンプルを形成する。このサンプルは1ビットを発生するのに必要な時間だけ先の11ビットサンプルから遅延される。すなわちレート符号で2分の1チップ幅が生じる($48f_0$)。従って、第2サンプルは先の11ビットサンプルから2分の1チップ幅だけ遅延された符号の2分の1チップだけ遅延された符号となる。今説明した2つの11ビット符号サンプルは新しいビットがレジスタの他端でMSBをシフトして除くように、レジスタの一端でシフトされているという点で異なっているにすぎないと理解することが重要である。次にアキュムレータブロック115内のそのSVに関連する22個の総和器の第2総和器内に、同じ回転されたSV出力信号127と符号の第2の11ビットサンプルとの11ビット相関積が記憶される。その後、符号発生器138からのgenSerOut160の残りの20個のシリアルシフトが同じ回転されたSV出力信号127と相関化され、そのSVのためにアキュムレータブロック115内に記憶できるように1ビット相関化の20以上の合計を発生する。その結果、処理するためにアキュムレータブロック115内で22個の値を利用できるようになり、各値は1つのSVからの信号と各々2分の1チップ幅だけ分離している22個の異なる符号位相、すなわち遅延時間との相関化の目安となる。

30

40

時間セグメントの次の12分の1の間に、すなわち第2の多重化されたチャンネルを処理する間、ホールドレジスタ140に次のSVのための回転されたSV出力信号127が印加され、その衛星に対して発生された符号の22個の異なる2分の1チップの遅延時間と相関化される。セグメントの終了時にアキュムレータブロック115は 12×20 の異なる合計のマトリックスを含む。

本発明の一実施形態では、22の可能な符号遅延相関の結果のうちの20個だけをセーブする

50

ことが好ましいことが判っている。20個の合計の12の行は20の符号位相または遅延時間における12個の衛星の各々に対する相関化の度合いを示す。

要約すれば、本発明のデータパスは次の点で3倍に多重化される。

(a) C/A符号の1023のビットを示す、各msは一度に11個の2分の1チップ幅のサンプルビットした処理されないように、サンプルの1ms内で186個のセグメントを形成するように186個にスライスされる。

(b) 各セグメントは12個の異なるソースに対してかかる各11ビットのサンプルが回転されるように、各セグメントは12倍に多重化される。

(c) 各ソースに対する回転された11ビットのサンプルはそのソースに対する異なる符号遅延の20組に対して相関化され、各チャンネル内で20倍に多重化される。

(d) 各チャンネルにおける各遅延時間に対する相関積の合計を総和し、累積された相関出力を発生する。

22個の異なる遅延時間が利用することができるが、かかる22個の遅延時間、すなわち回転された衛星信号をテストするための符号位相理論を利用することが好ましい。累積後、各チャンネルで最大の大きさ、すなわち各チャンネルのためのアキュムレータブロック115に記憶された11ビットの20個の合計のうちの最大の合計を有する相関積を、その大きさにより、例えばピーク検出器によって検出し、どの遅延理論が最も正確であるかを判断する。このピーク合計値は該当するSVのオンタイムすなわちプロンプト相関関数を示す。

次に、特に図11を参照する。多重化動作の各々から得られる時間スライスを見れば、本発明の3倍多重化方式について容易に理解できよう。各ms内で特定の各衛星に対するC/A符号は1023個のビットを有する。必要なすべての情報を保存するために $2f_0$ のナイキストレートですべての衛星からの信号のデジタルコンポジット信号となっている衛星信号をサンプリングし、2046の2分の1チップ幅のサンプルビットを発生する。

11個のサンプルビットの各シーケンシャルの組を1つの時間セグメントとして処理する。この時間セグメントの長さは1msの $1/(2046 \div 11)$ 、すなわち1msの $1/186$ に等しい。1msで186番目のセグメントを処理した後は、必要なすべてのデータは抽出されており、次のセグメントのための11ビットのサンプルを利用することができる。アキュムレータブロック115内にmsごとに累積された部分合計は1msの終了時に評価できるにすぎないが、データは失われず、その結果はわずか1セグメント遅れるだけである。すなわち11サンプルのディープバッファ120を満たし、11ビットサンプルをパラレルブロック122に転送するのに1セグメントかかるので、第2の11ビットサンプルに対するデータを収集している間に最初の11ビットサンプルからのデータが処理される。システムが1年中作動したとしても、位置情報を与えるために処理されるサンプルは1セグメントだけ古いだけである。

各セグメントの11ビットはドップラー回転中に時間分割多重することにより各SVに対し多重化される。すなわちセグメント1の11ビットサンプルは1つの11ビットセグメントサンプルを12回使用して、12の異なる衛星固有のドップラー回転された変形サンプルを発生し、12個すべての衛星が視界内にあり、またはモデル化中であると見なすように、12の異なるドップラーシフトされた出力を提供するのに使用される。1つのチャンネルに対する演算を行うには1セグメントの12分の1を必要とする。各セグメントは一部の結果しか発生せず、有効な出力データを発生するには各msの終了時に各セグメント中の12個の部分結果を合計しなければならぬと理解することが重要である。

1セグメントにおける特定チャンネルでの演算の各々は当該衛星のためのその部分合計に対する22の異なる符号遅延時間をテストするように、22倍時間分割多重化される。しかしながらこれら22の相関化のピーク合計はそのチャンネルに対し最も生じやすい遅延時間を選択する必要がある場合には大きさによって即座に検出することができる。本実施形態ではそのチャンネルの情報は特定のセグメントによって検出されるピークに実質的に利点が生じないように総和時、または累積時にmsごとに1回しか有効でない。一部のGPSアプリケーションおよびその他のスペクトル拡散アプリケーション、例えば無線通信では、符号繰り返しレートごとに1回より多くR3~R4までの各ソースに対する合計を累積し、この累積合計を転送するのに強力な信号が存在していることが望ましい。特定の符号位相遅延、すなわ

10

20

30

40

50

ち理論を評価するのに必要な時間は、セグメントごとに、かつチャンネルごとに必要な時間の22分の1、すなわち1msの186分の1の12分の1の22分の1にすぎない。必要とされる11回の1ビットの相関化は、パラレルに行われるので、このような作動速度はより容易に達成される。同様に、特定のSVに対する異なる符号遅延時間の発生速度は、本発明によって更に容易に得られる。その理由は、各1つの新しいビット、すなわち新しい各genSerOut160を符号シフトレジスタ170にシフトする際に、各11ビットの符号遅延サンプルを自動的に発生するからである。

大きさ、すなわち多重化の各レベルで使用される多重化係数を選択することは任意ではない。セグメントの数を大きくすればするほど、各サンプルに対しレジスタの必要なサイズまたは深さを小さくする必要が生じる。186の符号繰り返し多重化係数を使用することにより、すなわち2f0の2046ビットを186で割ることにより、一度に11サンプルのビットを評価するだけでよい。

10

三次元で位置を正確に決定するには、同じ時間に少なくとも4個のSVが視界内に存在しなければならないという事実から、必要なチャンネル数の限界が実用的に定められる。視界内に同時に3つ以下の衛星しか存在しないような期間中でも位置情報が正確に得られるように上記のように位置情報を推定したり、モデル化したり、更新したりするための手段が設けられるが、時間は三次元の各々と共に決定しなければならない第4の未知数となっている。

使用されている24個のNAVSTAR衛星の配座は特定の時間において任意の位置で最大12個のかかる衛星が視界内に存在するように地球をカバーするようになっている。このような理由から、实际的に有効なチャンネルの最大数は約12チャンネル以上である。従って、本明細書に示された実施形態における多重化のチャンネルレベルで使用される選択されるチャンネル多重化係数は12倍である。

20

正確な遅延時間をいくらか維持できる場合、必要な相関関数はオンタイムまたはプロンプト相関関数となるように、異なる符号遅延の数は1の絶対最小値によって下方端の境界が定められる。従来のGPS受信システムは従来のトラッキング技術、例えばプロンプト相関関数を±1の遅延時間内にセンタリングするよう、早期、プロンプトおよび後期相関関数を利用する従来技術を使用できるように、少なくとも2つまたは3つの異なる符号遅延時間を使用している。

本発明によれば、図3および4を参照してこれまで説明したように、高速再捕捉を行うことができるように、これよりもかなり大きい数の異なる符号遅延、すなわち遅延理論をテストしている。本明細書に記載した特定の好ましい実施形態では、各々の時間がC/A符号チップの幅の半分、すなわち1msの2046分の1の2分の1だけ分離している、総計20個の異なる遅延時間を、すなわち22の符号遅延多重化係数を選択すると決定した。その理由は、3つの多重化係数の各々の関係も重要であるからである。

30

これら3つの多重化係数、すなわち符号繰り返し多重化係数、チャンネル多重化係数および符号遅延多重化係数の積は、最適にはスペクトル拡散変調の各繰り返しにおけるビット数の偶数の整数倍としなければならない。より低いレートでのサンプリングからデータが失われるのを防止するために、チップレートの2倍、すなわちナイキストレートでサンプルを取り出さなければならないので、偶数の整数倍が必要である。積が正しく偶数の整数倍に等しくなくても、整数倍をうまく利用できることがあるが、データが失われたり、不要な複雑さおよびコストが生じることもある。

40

図示した特定の実施形態では当該スペクトル拡散符号はC/A符号であり、その各繰り返しは1023個のビットを含む。上記3倍の多重化積規則に従えば、3つの多重化係数の積は123の偶数の整数倍、例えば1046に等しくなければならない。上記実施形態では、符号繰り返し多重化係数は186であり、チャンネル多重化係数は12であり、符号遅延多重化係数は22である。186に12を掛け、次に22を掛けた積は、49104であり、この値を1023で割ると48となる。この48は偶数の整数であるので、本発明で使用される多重化係数の特定の組はいくつかの最適化されたシステムのうちの1つを与える。

C/A符号のための3レベル多重化構造で、このような多重化係数積規則が良好に働く理由

50

は、1023内に3つの素数の係数があるからである。すなわち1023は3つの素数31、11および3の積である。これら3つの多重化係数の各々はこれら素数のうちの1つによって均一に割ることができる。例えば186は31で6回割ることができ、12は3で4回割ることができる。22は11で2回割ることができる。

多重化係数のうちの1つのサンプリングビットレート内のビット数の各素数の係数を使用することによりC/A符号スペクトル拡散受信機のための多重化構造の2つ以上の異なるファミリーが得られる。第1ファミリーでは11本のチャンネルを望む場合、符号繰り返し多重化係数、すなわちチャンネル多重化係数は31で割ることができるようにしなければならない。あるアプリケーションでは31または62個の異なる符号遅延時間を使用することが望ましいが、符号繰り返し多重化係数をできるだけ大きくするとかなりの利点を得られる。このようにすることにより各セグメントでセーブし、処理するのに必要なビット数を少なくすることができる。符号繰り返し多重化係数を31の倍数に選択することにより、実際に使用される遅延時間の数をより容易に制御することができる。その理由は、符号遅延多重化係数を3の任意の倍数とすることができるからである。

その他の好ましいファミリーではチャンネル多重化係数を3の整数倍とするように6、9、12、15または18本の衛星チャンネルが望ましい。これにより符号繰り返し多重化係数を31倍としながら、符号遅延多重化係数を11倍とすることができる。本明細書に記載した特定の実施形態は、このファミリー内に含まれる。

多重化係数の選択の別の制約は最低レベルの多重化の作動速度である。開示した実施形態では第3レベルの多重化は $48f_0$ で作動する。この速度の作動を可能にするようにハードウェア装置のクロック速度を十分な値にしなければならない。より高速なチップ部品が開発されるにつれ、最高速度の処理を行うのに、より高いクロック速度を用いることができ、より大きい倍数を使用できるようになってきた。例えば高速処理部分、例えば f_0 の倍数、例えば $96f_0$ の高速レートで作動できる相関化ブロック110内の部品を用いると、符号繰り返し多重化係数を2倍にし、20個の遅延回路またはタップを備えた24本のチャンネル、または40個の遅延回路またはタップを備えた12本のチャンネル、または6ビットと22タップを備えた11本のチャンネルを製造することができる。

時間または速度を増加するという見地からもシステム構成を検討することができる。 $48f_0$ の第3多重化レベルにおける動作は、処理中の $2f_0$ サンプルのチップレートよりも24倍速い。このような24の増幅率により、24倍のハードウェアの多重化、すなわちゲート圧縮率が可能となる。ASIC102または本発明の装置の他のデバイスにおけるゲート数は、倍率に直接比例してかなり少なくなる。等しいその他の要素のいずれも、例えば $48f_0$ で作動されるチップの表面積は、 $2f_0$ で作動するのに必要な表面積の24分の1の大きさとなる。同様に、倍率が96まで増加すると必要とされる実際のチップ表面積はほぼ半分の大きさに低減することができる。

これまで開示した本発明のマルチレベル多重化スペクトル拡散受信機の特定の実施形態は、GPS受信機である。使用されるスペクトル拡散符号のビットレートおよびアプリケーションに適用できる環境要素に基づき、多重化係数の選択を適性に考慮しながら、他のスペクトル拡散信号、例えば無線電話信号に対し、同じ発明を使用することができる。本構造のための環境要素、例えばチャンネルおよび符号位相数に対する実際的な制約についてはこれまでに説明した。次に図12を参照すると、ここには本発明に係わる完全な受信システムを形成するのに、他の部品と組み合わされた上記デジタル信号処理チップ102、ASIC GSP1 202および無線周波数チップすなわちGRF1 204の好ましい実施形態を含むGPS受信システム200の概略ブロック図が示されている。ASIC GSP1 202にはSRAM206、ROM208およびCPU101が関連しており、これらはデータバス210およびアドレスバスによって相互接続され、RAM R1 103、RAM R2 105およびSat_Mem186の機能および、例えば図5を参照してこれまで説明したその他の必要な機能を提供している。

RF処理サブシステム214にはGRF1 204が含まれ、このサブシステムはGPSアンテナ28からの衛星受信を受け、サンプルすなわちGPSデータ100をASIC GSP1 202に与え、GSP1201は自動RF利得制御信号、すなわちAGC216をGRF1 204に戻すようになっている。RF処理サブ

10

20

30

40

50

システム214内のGRF1 204内にはRFフィルタ218が関連しており、このフィルタはGPSアンテナ28からの信号を低ノイズアンプLNA220に印加し、この増幅器の出力信号はGRF1 204へ印加される。更にGRF1 204はボード外フィルタであるIF FILTER222だけでなく、水晶発振子224も使用する。次のような理由から、IF FILTER222は、より高価で複雑な5または6極フィルタではなく、低コストの外部2極LC(誘導-容量)タイプの間中、すなわちIFフィルタとすることができると認識することが重要である。GRF受信システム200は比較的広いIFバンドを使用しており、このIFバンドの後にデシメータまたは、例えば図5のCACAPT104内に示されているようなデジタルフィルタ、すなわちデジタルフィルタ118が設けられている。

特にLNA220の出力信号は、GPSデータ100を発生するようにIF FILTER222を使用するGRF1 204によって処理され、GPSデータはASIC GPS1 202内のCACAPT104に加えられる。ASIC GPS1 202内において、GPSデータ100はI/Qスプリッタ106で合相I信号および直交位相Q信号に分離される。図5に示され、これまで説明したのと同じように、I信号はデジタルフィルタ118に印加され、Q信号は処理される。

図13はGRF1 204のブロック図であり、図4はGRF1 204のピンアウト図であり、図5はAGCインターフェースのタイミング図であり、図16はGPS受信システム200の好ましい実施形態の別の細部、特にAGC GPS1 202とGRF1 204との相互接続のみならず、関連する回路を示している。

次に図13~16を参照し、次のようにGPS受信システム200のSiRFstar(商品名)の実施形態を説明する。

\$ SiRFstarのアーキテクチャのためのフロントエンド

- SnapLock(商品名) 100msの捕捉用発振器
- SingleSat(商品名) ナビゲーション
- 最小始動時間

\$ シームレスインターフェース

- GPS1への直接接続
- 標準的な3または5ボルトの電源
- 標準的なアクティブアンテナとコンパチブル

\$ コスト上有効なMMICの集積化

- オンチップVCOおよび基準
- 低コストの外部2極LC IFフィルタ
- IFダウンコンバージョンへの単一ステージL1
- 25ppmの外部基準水晶発振子

\$ オンチップ2ビットA/D

- 改善された微弱信号のトラッキング
- 改善されたジャミングへの不感性

SiRFstar GPSアーキテクチャは、主要な民生用GPS製品の要求を満たすようになっている。SiRFstar GPS1信号処理エンジンと、SiRFstar GRF1 RFフロントエンドとSiRFstar GSW1ソフトウェアとの組み合わせは、広範な製品に対する強力なコスト的に高価的なGPSの解決案を提供するものである。12チャンネルの全視界内トラッキングと組み合わされたSiRFstarに固有の100msのSnapLockトラッキングは、GPS衛星測定の最大の利用可能性を提供するものである。厳しい、限られた視界状態にある都市の谷間においても、GPS1更新値を発生するためにSingleSatナビゲーションモードはこれら測定値を利用することができる。デュアルマルチパス除去方式は、これら谷間における位置精度を改善する。真のリミット信号処理により、FoliageLock(商標)モードは密な葉で覆われた場所でも低信号レベルでの捕捉およびトラッキングを可能にする。

チップセットを伴う高性能のファームウェアは、我々の顧客へ完全な解決案を提供するのにSiRFstraのハードウェア能力をフルに活用している。このソフトウェアは構造上、モジュラー式であり、種々のプロセッサおよびオペレーティングシステムの間でポータブルであるので、マーケットへの拘束時間および任意の製品にGPS性能を加えるための設計上の

10

20

30

40

50

判断の最大のフレキシビリティを可能にしている。

チップの説明

GPF1は全地球的測位システム（GPS）受信機のための完全なフロントエンド周波数コンバータである。この現在の技術レベルのデザインは、低ノイズアンプ（LNA）と、ミキサーと、1527.68MHzの位相ロックループ（PLL）シンセサイザと、オンチップ周波数基準と、AGCを備えたIFステージと、RFからデジタル出力への変換を行うための2ビットA/Dコンバータおよび制御ロジックとを組み合わせている。GRF1はGPS衛星から送信された1575.42MHzの信号を受信し、この信号を47.74MHzのPECLレベルの相補的デジタル信号に変換し、このデジタル信号はGSP1信号プロセッサチップによって処理することができる。2ビットインターフェースは減衰され微弱な信号に対する優れたトラッキング性能を提供すると共に、改善されたジャミング不感性も提供している。

表1 ピンの識別

ピン番号	名 称	ピン番号	名 称
1	IF入力	17	$\overline{\text{SIGN}}$
2	$\overline{\text{IF}}$ 入力	18	SIGN
3	$\overline{\text{MIX}}$ 出力	19	$\overline{\text{MAG}}$
4	MIX出力	20	MAG
5	Vee (LNA)	21	$\overline{\text{ACQCLK}}$
6	RF入力	22	ACQCLK
7	RF入力	23	$\overline{\text{GPSCLK}}$
8	Vcc (LNA)	24	GPSCLK
9	Vcc (VCO)	25	REFIN
10	Vee (VCO)	26	BYPASS
11	Vee (CHP)	27	REFOUT
12	CPFB	28	AGCSTRB
13	CPSUM	29	AGCDATA
14	CPOUT	30	AGCCLK
15	Vcc (CHP)	31	Vee (デジタル)
16	Vcc (デジタル)	32	Vcc (IF)

ピンの説明

10

20

30

40

表2 GRF1信号の説明

ピン番号	記号	タイプ	説明
1, 2	IF, $\overline{\text{IF}}$	入力	これら入力端とミキサー出力端の間に差動IF入力、IFステージバランスド入力、フィルタを設置すべきである。これらピンには正電源へのDCバイアスを印加すべきである。
3, 4	MIX, $\overline{\text{MIX}}$	出力	これら出力端とIF入力端との間に差動IF出力、LNA/ミキサーステージのバランスド出力、フィルタを設置すべきである。これらピンには正電源へのDCバイアスを印加すべきである。
5	VEE (LNA)	入力	LNA/ミキサーアースピン
6, 7	$\overline{\text{RF}}$, RF	入力	差動LNA入力。性能を最良にするにはバランスを使用すべきである。アースにデカップリングすべきである。
8	VCCLNA	入力	LNA/ミキサーブロックへの正電源入力。0.01 μ F以上のコンデンサを介したアースへのデカップリングを設けるべきである。
9	VCCVCO	入力	VCOブロックのための正電源入力。0.01 μ F以上のコンデンサを介したアースへのデカップリングを設けるべきである。

10

20

30

40

10	VEEVCO	入 力	VCOアースピン。	
11	VEECHP	入 力	電荷ポンプアースピン、電荷ポンプフィールドバックIOピン。	
12	OPFB	入 力	電荷ポンプフィードバックI/Oピン	
13	CPSUM	入 力	電荷ポンプのため総和入力	10
14	CPOUT	出 力	電荷ポンプ出力	
15	VCCCHP	入 力	電荷ポンプのための正電源入力。 0.01 μ F以上のコンデンサを介したアースへのデカップリングを設けるべきである。	
17, 18	$\overline{\text{SIGN}}$, SIGN	出 力	差動SIGNビット出力。これら出力はPECLコンパチブルである。	20
19, 20	$\overline{\text{MAG}}$, MAG	出 力	差動MAGNITUDEビット出力。この振幅ビットはA/Dにおける入力レベル+/-50mV以上である時にHIGH信号を発生するようになっている。これら出力信号はPECLコンパチブルである。	30
21, 22	$\overline{\text{ACQCLK}}$ ACQCLK	出 力	差動捕捉クロック出力。これら出力信号はPECLコンパチブルである。	
23, 24	GSPCLK, GSPCLK	出 力	差動2倍基準クロック出力。これら出力信号はPECLコンパチブルである。	40
25	REFIN	入 力	差動基準クロック入力。ACカップリングを介し、拡張入力信号を印加すべきである。	

26	SYPASS	バイパス	0.01 pF以上のコンデンサを介したVccへのデカップリングを設けるべきである。
27	REFOUT	出力	基準出力。外部発振器の代わりに、この出力端とREFIN入力端との間にクリスタルネットワークを設けることができる。(図6参照)。
28	AGCSTRB	入力	この入力信号の立ち上がりエッジでAGCレジスタにロード制御入力データがラッチされる。この入力信号はTTLコンパチブルである。
29	AGCDATA	入力	データ入力。最初にこのデータ入力LSBを介し、6ビットデータバイドがシリアルにロードされる。この入力信号はTTLコンパチブルである。
30	AGCCLK	入力	クロック入力。3ワイヤAGC制御に対するクロック機能を提供する。このクロックの負になるエッジで6ビットレジスタに制御データがロードされる。この入力信号はTTLコンパチブルである。
31	VEEDIG	入力	デジタルブロックアースピン。
32	VCCIF	入力	IFブロックのための正の電源入力。0.01 μF以上のコンデンサを介したアースへのデカップリングを設けるべきである。

IFブロックのための正の電源入力。0.01 μF以上のコンデンサを介したアースへのデカップリングを設けるべきである。

信頼できる作動を保証するために、VeeピンとVccピンはすべて接続しなければならない。ピンの説明に関する注意

1.特に指定がない限り、正の電源をすべてバイパスすべきである。すべてのパワーピンにできるだけ近くに低熱放出要素を有するコンデンサを設置すべきである。

10

20

30

40

50

2. システム性能を最適にするために差動入出力信号を使用すべきである。
3. PC基板レイアウトでは良好なRFの実務例に従うべきであり、可能であれば、アース平面およびパワー平面を使用すべきである。
4. Veeを一般にGMDと称す。

機能の説明

LNA/ミキサー

GRF1は外部アンテナおよび適当なLNAを介してGPS L1信号を受信する。L1入力信号は1.023Mbpsの双位相シフトキー（BPSK）変調された拡散符号を備えた1575.42MHzの直接シーケンスのスペクトル拡散（DSSS）信号である。アンテナにおける入力信号パワーは、約 - 130dBm（2.048MHzにわたって拡散）であり、所望する信号は熱ノイズ指数以下である。IFセクションでの適当な外部フィルタリングおよび大きなバンド外信号の除去が可能であれば、フロントエンドの圧縮点は - 30dBmである。

LNA/ミキサーは全体に差動的であり、これにより共通モード干渉が大幅に低減される。約80dBおよび20dBの変換利得のノイズ指数では、比較的挿入損失の大きい安価なフィルタをIFで使用することができる。このLNA/ミキサーおよびオンチップの1527.68MHzのPLLは47.74MHzのIF出力周波数を達成し、ダブルバランスドミキサーの出力はオープンな状態のコレクターであるので、Vccに外部DCバイアスが必要である。

IFステージ

IFステージは約75dBの小信号利得を与える。LNA/ミキサーとIF増幅ステージとの間には外部IFフィルタが必要である。IFバンドパスフィルタは性能に影響することなく、3 ~ 12MHzの間のバンド幅を有することができる。IFステージへの入力信号はダブルエンド処理され、VccからのDCバイアスを必要とする。ダブルバランスドI/Oは約40dBのノイズ不感性与えるので、バランスドフィルタ構造が大いに推奨される。

6ビットのレジスタは40dBの利得制御（1dB/ビット）を与え、3ワイヤーのTTLレベルのインターフェース（AGCCLK、AGCDATA、AGCSTRB）によりアクセス可能である。AGCCLKの降下エッジにて最初にチップLSB内に制御ビットがシリアルにシフトされ、IF利得ステージ内のユニークな電圧制御ソース設計により温度に対して極端に良好な利得の直線性（0.5dBより小）が得られる。レジスタ内にすべてゼロがロードされた状態で、最大利得が選択される（タイミングの詳細については図15を参照のこと）。

このIF増幅器出力は符号および振幅出力を発生する2ビットの量子化器へ送られる。符号および振幅データビットは38.192MHzのサンプルクロックの降下エッジでラッチされる（PLLシンセサイザを参照）。このACQCLKに対する差動出力も得られる。

位相ロックループシンセサイザ

オンチップPLLシンセサイザブロックから局部発振器の基準GPSCLKおよびサンプルクロックが得られる。チップにはVCO、分周器および位相検出器が設けられており、必要なすべてのものは外部の24.55MHz基準クロックとパッシブなループフィルタ部品である。

図16は、代表的な構造のチップを示す。電荷ポンプを有するループフィルタが設けられており、2つの抵抗器と2つのコンデンサでループフィルタのバンド幅を設定している。水晶発振器、抵抗器および2つのコンデンサを使って基準信号を達成することができるが、より良好な基準信号の安定性が必要な場合には外部発振器を使用してもよい。ノイズ不感性を大きな値にする外部発振器と共に、基準発振器に対し差動入力信号を利用することができる。クロックによって差動GSPCLK出力信号とACQCLK出力信号が発生される。

GSP1インターフェース

GSP1インターフェースの出力側は、GSP1にクロックおよび2ビットサンプルデータを与える。これら信号はノイズを低減するためにすべて差動的であり、良好な性能を与える。2ビットサンプルはデジタル式にフィルタリングされ、これによってIFフィルタに対し簡単な1または2極LCフィルタで充分となるよう、RF回路内で必要なフィルタリングが大幅に削減される。GSP1は極端に微弱な信号のトラッキングを可能にする相関化プロセス全体にわたって真の2ビットデータパスを提供するものである。

GSP1インターフェースの入力側はGRF1内のIFステージにおける利得を制御するAGCプロッ

10

20

30

40

50

クである。この利得は固定された値に設定してもよいし、ソフトウェアで制御可能なスレッシュホールドに従って変化してもよい。GSP1は入進する信号をモニタし、1ミリ秒ごとに利得を調節することができるので、変化する信号環境への短時間の適応化を可能にするものである。

AC特性

表3 AC特性

AC特性	最小値	値	最大値	単位	条件
LNA/ミキサ					
変換利得	23	25	27	dB	(注1, 2)
ノイズ指数		8	10	dB	(注1, 2)
入力圧縮率 (1 dB)	-30	-25		dBm	(注1, 2)
単一エンド入力 インピーダンス (実)		80		Ω	(注1, 2) 図4参照
単一エンド入力 インピーダンス (虚)		2		pF	(注1, 2) 図4参照
作動出力 インピーダンス (実)		750		k Ω	(注1)
作動出力 インピーダンス (虚)		2		μ F	(注1)
IFステージ					
入力インピーダンス 最小値 (実)	5	75		k Ω	(注1)
入力圧縮率 小信号利得	-50 75	78		dBm dB	(注1) F=47, 47MHz 作動入力 Zn=2k Ω
利得線形性		+/-0.5		dB	F=47, 47MHz
利得制御レンジ	40	48	52	dB	
利得分解能	0.5	1	1.5	dB /B:t	
バンド幅	+/-20			MHz	F=47, 47MHz (注1)
ADクロック周波数		38.19		MHz	
符号ビットデューティ サイクル	40	50	50	%	

10

20

30

40

PLLシンセサイザ					
スプリアス			-50	dBc	(注1,注4)
VCO利得	1	1.3	1.6	GHz/vG	
位相検出器利得		50		mV/RAD	(注1)
基準入力レベル			200	mVp-P	(注1)
基準入力インピーダンス		35		kΩ	(注1)
デジタルインターフェース					
GPSCLK、ACQCLK出力					
デューティサイクル	40	50	60		
TDR、TDF		3		nS	Co=15pF
TACQCYC		26, 21		nS	Co=15pF
TGPSEYE		20, 36		nS	Co=15pF
TSATSU		52, 42		nS	Co=15pF
ISINIK、ISOURCE		2		mA	

表4. AGCインターフェースタイミング

パラメータ	記号	最小	最大	単位
AGCCLKサイクル時間	T14	161	163	nS
AGCデータ設定時間	T15	61.5	82.5	nS
AGCデータホールド時間	T16	79.5	80.5	nS
AGCSTRBウェイト時間	T17	78.5	80.5	nS
AGCSTRBパルス時間	T18	161	162	nS

次に図17を参照する。ここには直接パスおよび2つのタイプのマルチパス干渉に対する時間オフセット関数としての相対的相関関数の振幅の一連のグラフが示されている。これら

グラフは時間オフセットがゼロとなった時、すなわち直接パス信号が到達した時間に整合されている。

図の中心の直接パス相関関数226はマルチパス信号がない場合の直接視線パスに沿って受信される衛星信号と直接パス信号が存在する時のC/A符号変調のレプリカとを相関化した結果である。実際の到達時間またはゼロ符号位相を示すために、原点の直接パス相関関数226のピーク230が示されている。実際にはフィルタリングおよびその他のバイアスによってこのポイントは多少ずれることがある。ピーク230は定刻の符号位相、すなわち特定の衛星からのPN符号グループの到達時間と見なされる。直接パス相関関数226は、例えば推定符号位相を変化させながら、図9に示されるような符号化ブロック112の出力によりドップラブロック108からのドップラシフトされた衛星信号を相関化する相関化プロッ

ク110を作動させることによって発生することができる。特に直接パス相関化関数226は1遅延時間だけ早い、すなわち-1チップずれた時間の約1つのC/A符号チップ幅から1遅延時間遅れた、すなわち約+1チップだけセットした時間の約1つのチップ幅までのマルチパス干渉がない場合の符号位相を調節することによって得られる相関化関数の形状を示す。

直接パス相関化関数226の三角形はこれまで次の環境から生じるものであると理解されてきた。すなわち符号位相オフセットがいずれかの方向に約1~1.5チップ大きい時には、受信信号と内部で発生された符号との間には相関性はほとんどなくなる。オフセットがいずれかの方向に約1チップから約0まで減少するにつれ、相関性はゼロオフセットで最大に増加する。すなわち内部で発生された符号の符号位相が、受信された信号の符号位相に

10

正しく一致する(バイアス、オフセットおよびフィルタリングの効果は少ない)と、相関性がピークとなる。これまで間に固定されたオフセット、すなわち遅延時間のある一对の早期相関器および後期相関器を使用し、ピーク230を囲むように早期相関化および後期相関化を実行することにより、これまでピーク230の予想位置をトラッキングするために遅延ロックループが使用されてきた。

図18に示されるように、本発明に従い、マルチパス干渉から生じた残留符号位相エラーを検出したり、決定したり、訂正したりすることができる。特に衛星信号はGPSアンテナ28により受信し、上記のように種々の部品のみならずバンドパスフィルタ232により処理し、その後、PN符号発生器234によって発生される符号レプリカと相関化される。PN符号発生器234によって発生されるPN符号の時間オフセットは、システムクロック238によって駆動される調節可能な遅延回路236の遅延時間、すなわちオフセットによって制御される。オフセットされたPN符号発生器234の出力は早期相関器240へ印加され、バンドパスフィルタ232によって処理された衛星信号と相関化される。PN符号発生器234の出力は一对の2分の1チップ遅延回路242および244を介して後期相関器246へ印加される。この相関器の各々の一方の入力信号は、バンドパスフィルタ232の出力によっても得られる。この結果、衛星信号は2つの点で固定された1チップ遅延時間と相関化され、すなわち分離される。相関関数は相関関数の特性、例えばパワーを評価する検出器248へ印加される。相関関数の他の値、すなわち他の特性、一般には合相および直交位相成分を含む複素数を振幅測定値を含むパワー測定値の代わりに使用できることを理解しなければならない。

20

30

従来の技術によれば、早期相関関数および後期相関関数の振幅すなわちパワーを固定された関係に維持するように、調節可能な遅延時間236の時間オフセットを調節することにより、符号トラッキングのために遅延ロックループを使用する。好ましい実施形態では、この関係を維持するよう、符号位相時間オフセットを調節する符号位相エラーシステム250により早期相関関数と後期相関関数のパワーが等しく維持される。次に、パワーが等しいままになっている間に、衛星からの符号の実際の到達時間が1チップの分離時間内に知られるように符号トラッキングを実行する。

次に再度、図17を参照する。早期相関関数の振幅と後期相関関数の振幅とが等しくなるように、符号位相を正しくトラッキングするように図18の遅延ロックループを示すと、早期相関関数252と後期相関関数254との相対的な振幅はピーク230の振幅の半分となる。すなわち等しい値の相関関数の振幅をトラッキングするように時間位相オフセットを調節すると、これら値は図中、プロンプト相関関数256として示されている信号の実際の到達時間を時間的に対称的に囲む。換言すれば、直接パス信号に対しプロンプト相関関数256は、このプロンプト相関関数256がゼロ時間オフセットのとき、すなわち実際の符号到達時間に発生するように早期相関関数252と後期相関関数254との中間で発生される。図17に示されるように、プロンプト相関関数256の振幅は値を1.0とした場合の相対的振幅であり、早期相関関数252と後期相関関数254の振幅は0.5の等しい値を有する。

40

図18に示されるように、早期相関関数と後期相関関数との中間でプロンプト相関関数を生じさせるために、一对の2分の1チップ遅延回路242および244によって早期相関関数と後期相関関数との間に1チップの遅延時間を設けている。2分の1チップ遅延時間242の出

50

力は検出器248による評価を行うために、早期相関器240から2分の1チップオフセットされたプロンプト相関関数256を発生するように、プロンプト相関器240へ印加される。2分の1チップ遅延回路244の入力信号は2分の1チップ遅延回路242によって得られるので、後期相関器246へ印加される2分の1チップ遅延回路244の出力信号は早期相関器240への入力信号から1フルチップオフセットだけ分離される。次に、遅延ロックスループを完成するために検出器248の出力が印加される。

マルチパスひずみが存在する場合には、このひずみは符号位相残留エラーとして説明したエラーだけ、プロンプト相関関数を衛星信号の実際の到達時間からオフセットさせる。プロンプト相関関数と進んだりまたは遅れたりする実際の到達時間との間のエラーの符号は、これまで直接パス信号の搬送波位相とマルチパス信号の搬送波位相との間の関係に依りて決められてきた。直接パス信号の搬送波位相とマルチパス信号の搬送波位相との間の位相差が、例えば遅れたマルチパス相関関数258として示されているように、0度に接近する際、直接パス信号およびマルチパス信号は強め合って相関積の相対的振幅を大きくする。直接パス信号の搬送波位相とマルチパス信号の搬送波位相との間の位相差が、例えば進みマルチパス相関関数260として示されているように180度に近づく際に、直接パス信号とマルチパス信号とは相殺し合い、相関積の相対的振幅を小さくする。

より重要なことは、実際の到達時間の位置と相関関数の振幅が等しくなる点との関係も変化することである。上記のようにマルチパスがない場合、固定された遅延時間だけ分離された早期相関関数と後期相関関数の等しい振幅の点は、相関ピーク、すなわち実際の到達時間を中心にし、対称的となるので、定刻相関関数としてトラッキングされる両者の中間点は実際の符号到達時間となる。

しかしながら本発明によれば、強め合い、または相殺によるマルチパスの干渉により、等しい振幅の早期相関関数および後期相関関数の点は、相関関数のピークに対して対称とはならない。例えば遅れマルチパス相関関数258を検討すると容易に理解できるように、等しい振幅の早期相関関数252と後期相関関数254の振幅が等しくなる点は、直接パス相関関数226に対して早期相関関数と後期相関関数との振幅が等しくなる点に対して右側に、すなわち正または遅れ遅延時間方向にシフトする。

早期相関関数と後期相関関数との間の時間オフセットの中間点を遅れマルチパス相関関数258に対してトラッキングすると、マルチパス強め合い遅れエラー264により遅れプロンプト相関関数262は時間的に直接パスプロンプト相関関数256からオフセットされる。すなわち遅れプロンプト相関関数262は正、すなわち遅れ遅延時間だけ、直接パス信号の実際の到達時間からオフセットされる。同様に、後期相関関数と後期相関関数との間の時間オフセットの中間点を進みマルチパス相関関数260に対してトラッキングすると、進みプロンプト相関関数266はマルチパスを相殺干渉進みエラー268だけ、時間的に直接パスプロンプト相関関数256からオフセットされる。すなわちマルチパス相殺干渉進みエラー268は直接パス信号の実際の到達時間から負、すなわち進み遅延時間だけオフセットする。更に早期相関積の振幅とプロンプト相関積の振幅と後期相関積の振幅との間の関係は、マルチパス干渉によって変化する。遅れマルチパス相関関数258を検討すると理解できるように、遅れマルチパス相関関数258に対して早期相関関数と後期相関関数との間の時間オフセット内の中間点をトラッキングすると、遅れプロンプト相関関数262は直接パスのプロンプト相関関数256よりも振幅が大きくなる。遅れマルチパス相関関数258に対する早期相関関数252および後期相関関数254の振幅も直接パス相関関数226よりも大きくなる。

特に遅れプロンプト相関関数の振幅270は1.0よりも大きくなり、等しい早期および後期遅れ相関関数の振幅272は0.1よりも大きくなる。しかしながら検討すれば判るように、かつシミュレーションで示されるように、互いに等しい早期および後期遅れ相関関数の振幅272は遅れプロンプト相関関数の振幅270の半分よりも大きい。同様に、進みプロンプト相関関数の振幅270は1.0よりも小さく、互いに等しい早期および後期進み相関関数の振幅276は0.1よりも小さくなる。更に、互いに等しい早期および後期進み相関関数の振幅276は進みプロンプト振幅274の半分よりも小さくなる。

本発明によれば、これらの関係はオフセットエラー、すなわちマルチパス強め合い干渉遅

10

20

30

40

50

れエラー264およびマルチパスの相殺干渉進みエラー268の符号および振幅を決定するのに使用される。図18に示される符号位相エラーシステム250は、早期相関器240、プロンプト相関器243および後期相関器246からの相関積の相関関数の振幅（または検出器248によって測定される他の特性）を入力信号として受信する。

早期相関関数と後期相関関数との間の中間で実行されるプロンプト相関関数の振幅が、互いに等しい早期相関関数および後期相関関数の振幅の2倍よりも小さいと符号位相エラーシステム250が判断した場合、マルチパス強め合い干渉遅れエラー246が存在する。早期相関関数と後期相関関数との間の中間で実行されるプロンプト相関関数の振幅が、早期相関関数および後期相関関数の振幅の2倍よりも大きいと符号位相エラーシステム250が判断した場合、マルチパス相関干渉進みエラー248が存在する。

しかしながら、早期相関関数と後期相関関数との間の中間で実行されるプロンプト相関関数の振幅が、早期相関関数および後期相関関数の振幅の2倍に等しいと符号位相エラーシステム250が判断した場合、マルチパス相殺エラーは存在しない。

すなわちマルチパス干渉エラーの存在を検出することができ、検出された場合、プロンプト相関関数から対称的にオフセットしている早期相関関数および後期相関関数の等しい振幅に対するプロンプト相関関数の振幅の比を比較することによって、エラーの符号を決定することができる。

マルチパス干渉エラーの相対的振幅は数種の異なる方法で評価することができる。直接パス信号に対するマルチパス信号の相対的振幅およびそれらの間の搬送波の位相差に応じ、適当な、経験的に決定されたスケール係数、例えば定刻相関関数の振幅で割った早期相関関数の振幅と後期相関関数の振幅の合計を -0.5 に掛けるか、または定刻相関関数の振幅の平方で割った早期相関関数の振幅と後期相関関数の振幅の平方和の二乗平均を -0.5 に掛けると、ほとんどの状況における適当な訂正係数が得られる。

換言すれば、マルチパス遅延時間が約 1.5PRN チップよりも短い場合に、マルチパスエラーの影響を低減または解消するように、擬似オレンジに対する計算訂正量を（早期相関関数 + 後期相関関数） \div 定刻相関関数の振幅に比例させることができる。図18に示されるように、エラーの符号および推定振幅の双方を含む、残留マルチパス符号位相エラー278に対して3つの使用方法がある。このエラーは、符号位相のトラッキングに使用される遅延ロックループの作動を変えずに、擬似オレンジ、従って位置決定値を計算で正確にするよう、受信機のプロセッサ280として示されている受信機の他の部分で、単に使用することができる。

上記と異なり、または上記に加えて、PN符号発生器234の時間オフセットを変える調節自在な遅延回路236に残留マルチパス符号位相エラー278を印加し、早期相関器240のオフセットを制御することができる。2つの、2分の1チップ遅延回路242および244は、早期相関器240と後期相関器246の間の中心にプロンプト相関器243が位置するように、早期相関器240から後期相関器246までのフルチップ幅の分離を維持する。このようにプロンプト相関器243は直接パス信号の到達時間をより正確にトラッキングするようにすることができる。更に、例えば符号位相エラーシステム250に対して発生される分離制御信号280を使って早期相関関数と後期相関関数の分離を狭く、または制御するだけでなく、プロンプト相関関数の周りの対称性を制御することにより、符号の実際の到達時間を良好にトラッキングすることができる。

更に、例えばマルチパスのキャンセルに使用される干渉マルチパス信号の合成モデルを改善または提供するために、マルチパスモデル282内で残留マルチパス符号位相エラー278を使用することができる。マルチパスモデル282によって発生されたレプリカ284は、測定入力信号としてエラー訂正フィードバックループ286へ印加することができ、このフィードバックループは設定ポイントの入力信号287としてバンドパスフィルタ232からの信号を受信し、マルチパスモデル282へ印加されるエラー信号288を発生することができる。このエラー信号288はレプリカ284を制御し、レプリカがマルチパス信号の正確な表示となるまで受信される信号とレプリカとの間の差を減少するように使用される。次にマルチパスモデル282はPN符号発生器234を調節するよう、残留マルチパス符号位相エラー278へ総和器292

10

20

30

40

50

によって加算される別の符号位相訂正值290を提供することができる。

分離制御信号280を参照して説明したように、所定の状況下ではトラッキングを改善するために早期相関器240と後期相関器246との間の分離時間、すなわち時間オフセット量を低減することが望ましい。このような分離を低減する技術は、相関関数のピークをまたぐことにより、マルチパス干渉からの残留エラーを最小にする試みでも用いられている。ピーク230の両側で比較的急な傾きが生じ、このピークによって区別が容易となるので、直接パスの相関関数226をまたぐことにより相関関数のピークを選択するのが容易となること

が、図17を検討すれば理解できるはずである。
しかしながら、マルチパスが存在している場合に早期相関関数と後期相関関数との間の分離が減少するにつれ、ピークの両側の少なくとも一方の傾きが小さくなる。例えば遅れマルチパス相関関数258の遅れエッジの傾きは、進みエッジの傾きよりも実質的に小さい。同様に、進みマルチパス相関関数260の進みエッジの傾きも、その遅れエッジの傾きよりも傾きが小さくなる。ピークおよびプロンプト相関関数の近くで傾きが小さくなるにつれ、特にノイズが存在する場合にピークを検出すること、またはこれをまたぐことがより困難となる。本発明の一実施形態によれば、トラッキング目的のための分離を減少する前にマルチパス効果を減少するように、まずエラーの符号および振幅を測定してもよい。

相殺し合う干渉により、2つの相関関数のピークが発生することも図17から理解できるはずである。事故により不良なピークをトラッキングすることもあり得るが、遅延ロoppループに正しいピークをトラッキングさせるために小さい分離量内に別の早期相関関数および恐らくは大きな相関関数のピークが存在しているかどうかを判断するだけでよい。

マルチパスエラーの正確な評価を行うために、ノイズに起因するベースラインを除かなければならない。次に図3を参照すると、本発明は比較的多数の相関器、例えば排他的NORゲート相関器74を使用する結果として、ノイズに起因するベースラインの好ましく、かつ正確な評価を可能にするものである。特にプロンプトタップよりも実質的に早い相関化時間、すなわち遅れで、相関器74を使用し、ノイズに起因するベースラインを評価することができる。このように所望する信号との相関化により干渉を生じることなくノイズを決定することができる。

図19は、本発明の別の実施形態に従って製造されたGPS受信機310のブロック略図である。複数のGPS送信機(図示せず)からのPRM符号化された信号を従来の全方向半球状GPSアンテナ312が受信する。受信される信号はマルチパス信号を含んでいたり、含んでいなかったりする。存在する場合、このマルチパス信号は本発明に係わるGPS受信機310の作動によってキャンセルすべきである。図19に示されたGPS受信機310の特定の実現例では、信号を受信し、ダウンコンバートし、バンドパスフィルタにかけ、受信機のフロントエンド314で更に処理できるように、デジタル信号に変換する。このようなフロントエンド314の特定の装置は本発明の受信機では特に良好に作動するが、本発明と共に他の多くのフロントエンド構造を同様に使用することができる。

特にフロントエンド314内では全方向性GPSアンテナ312によって受信された信号はRF受信機316へ印加され、その後、これら信号はL0周波数シンセサイザ320によって発生された既知の局部発振器(L0)とミキサー318内で混合されてダウンコンバートされる。その後、ダウンコンバートされた信号は中間周波数プロセッサ322内で処理され、バンドパスフィルタ(BPF)324内でフィルタリングされる。こうしてダウンコンバートされ、バンドパスフィルタリングされた受信信号は、最後にアナログ-デジタルコンバータ(ADC)326内でデジタル信号に変換され、受信された信号のデジタル信号328を発生する。このデジタル信号328のための、図19で使用されている二重線は、この信号に含まれる信号情報が複素数の値を有することを表示している。公知のダイレクトコンバージョン技術も使用することができることも理解すべきである。

ADC326はGPS受信機によって送信される信号を符号化するチップレートよりも高速の特定レートの、周波数シンセサイザ320からのサンプルクロック321によって制御される。この特定の実施形態ではサンプルクロック321はチップレートよりも32倍高速で作動し、各チップの各32分の1に関連する情報を決定できるように、ADC326へ印加される。

10

20

30

40

50

受信された信号のデジタル信号328は搬送波トラッキンググループ330に印加される。このトラッキンググループはキャンセル減算器332を追加し、位相回転器336の出力でループ未処理測定信号334をトラッキングするための手段を設けることによって改善された従来の搬送波トラッキンググループとすることができる。符号化されていないレプリカ信号シンセサイザ338の動作を詳細に説明した後に、以下、この搬送波トラッキンググループ330の作動についてより詳細に説明する。

レプリカ信号シンセサイザ338はキャンセル減算器332内でマルチパス信号をキャンセルするための搬送波トラッキンググループ330内のキャンセル減算器332へ位相トラッキングエラー340を与える。図19に示されるように、レプリカ信号シンセサイザ338内に含まれる部品は、かかる部品、例えばPRN発生器342、符号化器NC0344およびその他の部品もGPS受信機310の他の部分で使用するために設けることができるという点で、多少任意に図19に含まれる。本発明の説明を容易とするために、レプリカ信号シンセサイザ338内のかかる部品の作動について説明する。

レプリカ信号シンセサイザ338の基本的動作は総和器348と二進シフトレジスタ350とを含む有限インパルス応答(FIR)フィルタ346によって実行される。図19に示された好ましい実施形態では、マルチパスをキャンセルするために一度に信号の約1.5C/A符号チップ幅を評価するように、48チャンネルの総和器348と48チャンネルの二進シフトレジスタ350が選択されている。すなわち48個のかかるサンプルが約1.5のC/A符号チップ幅を捕捉するように、サンプルクロック321がC/A符号チップ幅の32倍で作動する。例えばマルチパスから生じる約1または1.5チップ幅よりも広い不正確さは、これまで、例えば従来の技術を使用するGPS受信機内の他の場所で好ましく処理されていた。

二進シフトレジスタ350と総和器348との間の各チャンネルに1つずつ設けられた一連の48個のスイッチ352は二進シフトレジスタ350のチャンネルによって制御され、一連の48個のチャンネルエラー信号354を、以下、より詳細に説明するように、総和器348の対応するチャンネルへ印加する。受信された信号のデジタル化された信号328における符号化されたPRN変調の1.5チップの大きさを示されるサンプルクロック321から48個のパルスが進む間、二進シフトレジスタ350に当該衛星のための衛星固有のPRN符号343が印加される。この衛星固有のPRN符号343は衛星固有の符号によりスイッチ制御された発振器(NCO)344の出力を、従来のPRN符号発生器342にクロック制御することにより、例えば符号化サブシステム337内でほぼ従来どおり発生することができる。衛星固有のPRN符号343は他のステージが上記1.5チップサンプルの残りを含む間、二進シフトレジスタ350のステージ1に各PRN符号パルスの前縁が印加されるように、サンプルクロック321の制御により二進シフトレジスタ350へ印加される。

ステージ1または恐らくステージ2からの計算により、二進シフトレジスタ350へ衛星固有のPRN符号343を印加する結果誘導される定刻PRN符号345は、搬送波トラッキンググループ330へ印加され、搬送波トラッキンググループ330を参照して後により詳細に説明するように、合相、すなわちI成分372を発生する。符号化サブシステム337は後により詳細に説明するようにレプリカ信号シンセサイザ338から符号トラッキングエラー信号41も発生する。

48のチャンネルエラー信号354の各々を二進シフトレジスタ350からの対応する出力と相関化することにより、複素エラー信号356からそれぞれエラー信号354が誘導され、設定ポイント信号362に良好に近似し、マルチパスエラーを含む受信信号をマッチング、従ってキャンセルするように、測定信号364を調節することにより、複素エラー信号356の振幅を低減させるように、チャンネル利得/信号条件化システム355内で別々に重みづけされ、積分される。図19に示されるような好ましい実施形態では、複素形態の最小二乗平均、すなわちLMS近似アルゴリズムが使用されるが、他の多くの公知の近似技術を使用することができる。エラートラッキンググループは測定信号364を設定ポイント信号362に等しくさせるよう、複素エラー信号356を条件付け、かつ重み付けするように働く。

設定ポイント信号362は維持すべき設定ポイント信号としてトラッキンググループ減算器360へ印加され、受信信号のデジタル化された信号328から誘導されるが、測定信号364は受信信号のレプリカを表示するレプリカ信号シンセサイザ338内の総和器348の出力となってい

10

20

30

40

50

る。複素エラー信号356のゼロの値は、測定信号364はこれを減算する設定ポイント信号362に等しくなっていることを示している。

搬送波トラッキンググループ330における位相回転器336による位相回転をし、その後、図19にナビゲーションデータビット368として示されている各GPS衛星送信機のC/A信号に印加される1秒当たり50ビット(bps)のナビゲーション変調の推定値または測定値を掛けることにより、データビット復調乗算器370内での復調を行った後に、受信信号のデジタル化された信号328から設定ポイント信号362が誘導される。C/A符号変調を直接トラックできるようにするには、ナビゲーション変調の効果を除くことが必要である。データビット乗算器370内における未処理測定信号334から変調を除くか、または図20を参照して後により詳細に説明するように、衛星固有のPRN符号343にモジュロ-2で変調を加えることにより、図19に示されるように50bpsで双位相ナビゲーションメッセージ変調を除くことができる。

次に、再度図19を参照する。作動中、データメッセージ、すなわちナビゲーションデータビット368は既に公知となることがある。このデータメッセージは通常、極めて短時間で変化することが予想されるので、データビット乗算器370内でこのナビゲーションデータビット368に未処理測定信号334を掛けることにより、未処理測定信号334からデータビットを除くことができる。データメッセージ全体が正確に分かっていなくても、メッセージは処理中の信号のビットレートと比較して極めて低速で変化するので、メッセージの一部は公知であり、想定することができる。ナビゲーションメッセージ内の位置は公知であり、これを使用することができ、ヘッダーすなわちプロトコル情報はそれに続く情報のタイプ、すなわち時間およびデータ情報のためのヘッダーを表示する。キャンセルのためにマルチパス信号を正しくモデル化するには、データメッセージについて充分知るだけでよい。

次に、図20も参照する。現在、データビットメッセージが既知でなければ、図示するように、または他の適当な方法で、復調によりデータビットメッセージを推定することができる。例えば定時PRN符号345に回答して搬送波トラッキンググループ330内の定刻、すなわちオンタイム相関化関数に関連するコストスループ復調の合相、すなわちI成分372を50bpsのナビゲーションデータビットの各20msにわたって積分し、極性を表示し、従って、そのデータビットに対する1または2の二進の大きさを表示することができる。図20に示された本発明の実施形態によれば、20msの積分器およびデジタイザ374に合相、すなわちI成分372が印加され、受信されたGPS C/A符号と同期化される。この同期化は符号化器337内のPRN符号発生器342から誘導されるデータビットタイミング信号376により20の積分器およびデジタイザ374内の積分をクロック制御することにより、または他の適当な方法で達成される。

好ましい実施形態では、搬送波トラッキンググループ330内のコストスループ内のI信号パスおよびQ信号パスの双方に含まれる積分器373(図20に示される)は、既に少なくとも20msの積分を行っているので、20msの積分器およびデジタイザ374内で更に積分することは不要である。積分器373によって行われる積分が20msよりも短い場合、20msの積分器およびデジタイザ374により20msの積分時間が与えられる。

20msの積分器およびデジタイザ374の出力は復調されたデータビット378となっている。C/A符号変調のうちのどの1msの繰り返しデータビットの開始をマークするかに関する時間の不明瞭さは、従来の多数の公知の技術の1つによって解決することができる。

しかしながら20ms積分器およびデジタイザ372によって与えられるデータビット情報のこの推定値は、50bpsのナビゲーションデータ変調の20msビットの長さの終了時まで利用できない。多くのレプリカ作成用シンセサイザ、例えばレプリカ信号シンセサイザ338で利用されるような複素LMSフィードバック適応化には、このような20msの遅れは許容可能なものである。復調されたデータビット378のための推定値の遅れのこのような問題のエレガントかつ単純な解法は、一対のレプリカ信号シンセサイザのうちの1つにおけるナビゲーションデータビット368のための2つの可能な値の各々を使用し、次に、たまたま正しいビット値を使用していた20msの時間の終了時に決定されるシンセサイザからのシンセサイ

10

20

30

40

50

ザ出力を選択することである。

図20に示されるように、このような方法の1つの実現例では、搬送波トラッキンググループ330からの未処理測定信号334および衛星固有のPRN符号343を第1FIR346aのみならず第2FIR346bの双方にいずれも平行に印加される。設定ポイント信号362を形成するために、未処理測定信号334からナビゲーションメッセージデータビットを除去する別の方法として、データビットを衛星固有のPRN符号343にモジュロ2の加算を行い、符号を第2FIR346bに印加する前にインバータ347におけるナビゲーションメッセージ変調に起因する180度の可能な位相シフトを表示する。

特に第1FIR346a内の第1二進シフトレジスタ350aに直接衛星固有のPRN符号343を印加することにより、ビットの推定データビット値 = 0を得ることができる。第1レプリカ信号シンセサイザ338aは第1二進シフトレジスタ350aに回答し、総和器348aにて測定信号364を合成するように、複素LMSトラッキングアルゴリズム339aを使用する第1FIR346aを含む。次に第1二進シフトレジスタ350aに直接衛星固有のPRN符号343を印加することにより、第1FIR346a内の第1二進シフトレジスタ350aにビットの推定データビット値 = 0が印加される。複素LMSトラッキングアルゴリズム339aの出力は第1FIR346aの2つの第1時間セグメントの重みを示すh1aおよびh2aを含む。

インバータ347を介し、第2二進シフトレジスタ350bに衛星固有のPRN符号343を印加することにより、第2FIR346b内の第2二進シフトレジスタ350bにビットの推定データビット値 = 1が印加される。FIR346bは第2二進シフトレジスタ350bに回答して第2FIR346bの総和器338b内で測定信号364bを合成するのに、複素LMSトラッキングアルゴリズム339bを使用する。複素LMSトラッキングアルゴリズム339bの出力は、第2FIR346bの最初の2つの時間セグメントの重みを示すh1bおよびh2bを含む。

20msの積分時間の終了時に推定されたナビゲーションデータビット変調値のいずれか、すなわち1または0のいずれが正しいかを判断するために、第1FIR346aからのh1aおよびh2aならびに第2FIR346bからのh1bおよびh2bと共に、20ms積分器およびデジタイザ374からの復調されたデータビット378により、ビット比較器およびデータスイッチ382にナビゲーションデータメッセージ変調の実際の値が印加される。実際のデータビットがビットのデータビット値 = 0を有している場合、すなわち位相シフトがない場合、ビット比較器およびスイッチ382は第1FIR346aからのh1aおよびh2aをh1およびh2として符号化サブシステム337へ印加する。更に第2FIR346bにおけるh1b~h48bを第1FIR346aからのh1a~h48aに置換する。しかしながら復調されたデータビット378がビットのデータビット値 = 1を表示している場合、ビット比較器およびスイッチ382は第2FIR346bからのh1bおよびh2bをh1およびh2として符号化サブシステム337へ印加する。更に第1FIR346a内のh1a~h48aを第2FIR346bからのh1b~h48bに変換する。このように、ナビゲーションデータビット変調はアプリアリに既知でない場合でも、20msごとにシステムは更新される。

図19を再度詳細に参照しながら、符号化サブシステム337内でのh1およびh2の使用について、より詳細に説明する。上記のように、これら2つの値はマルチパス効果を含む受信信号のレプリカ作成に成功する際に使用される2つの第1の時間の重み付けを示している。h1およびh2はArcTangent変換器386により位相トラッキングエラー340となるように加算器384で組み合わせられ、このエラーは次に符号化サブシステム337によって搬送波トラッキンググループ330へ印加される。

更にh1およびh2の振幅は減算器390で減算するよう二乗器388で二乗され(または絶対値とされ)、符号化器NC0344を駆動する符号ループフィルタ392によって使用するために符号トラッキングエラー信号41を発生する。搬送波トラッキンググループ330により推定搬送波位相379が発生され、この位相はPRN符号発生器342を駆動し、推定符号位相398を発生する符号化器344へ印加される前に加算器396内の符号ループフィルタ392の出力と組み合わせるためにPRNチップレートを1540で割るスケーラー394にスケール化することにより、特に移動プラットフォーム、例えば自動車をダイナミックに支援するのに使用することができる。

必要な位置情報を誘導するために、図19に示されたプロセッサ29のような従来のGPSデー

10

20

30

40

50

タブロセッサでは、推定搬送波位相379および推定符号位相398が使用される。

次に、図19におけるデータビット乗算器370を再び参照する。設定ポイント信号362を形成するために、未処理の測定信号334からナビゲーションデータビット変調を除去する1つの利点は、ナビゲーションデータ変調が判っていない時に二進シフトレジスタ350をレプリカする必要と関連している。別の方法は、例えばFIR346に印加される衛星固有のPRN符号343を適当に反転することにより、測定信号364にナビゲーションデータビット変調を加えることである。すなわちナビゲーションメッセージのうちの2つの可能なデータビット変調値をテストしなければならない時に、図19に示されるようなFIR346のデータビット乗算器370内の(FIR)フィルタ346からナビゲーションデータビット368を除くことにより、単一の二進シフトレジスタ350によって駆動されるパラレルFIR346を複製することが可能となる。このような構造は次の図21に示されている。

10

しかしながら図20に示されるように、一对のFIR346の一方に反転することにより、2つの可能なナビゲーションメッセージビットを発生する構造において、ナビゲーションメッセージデータをテストする際には、2つの二進シフトレジスタ350aおよび350bが必要である。従って、FIR346に印加する前にナビゲーションメッセージを除くことにより、二進シフトレジスタ350bによってパラレルシフト内の成分カウント数が少なくなるという利点がある。

次に図21を参照する。図19と同じように、データビット乗算器370によりナビゲーションデータビット358を除いた未処理測定信号334を形成するよう、位相回転器336によって位相回転するために、受信された信号のデジタル化された信号328は搬送波トラッキンググループ330に印加される。次に、未処理測定信号334は第1レプリカ信号シンセサイザ338Aに印加され、ビットのうちのナビゲーションデータビット変調 = 0を表示する。この結果生じる設定ポイント信号362は第2レプリカ信号シンセサイザ338bに印加するためのビットのナビゲーションデータビット変調 = 1を表示する。図20に示された構成と異なり、第1FIR346aおよび第2FIR346bの双方は単一二進シフトレジスタ350によって駆動され、このシフトレジスタの出力はパラレルに双方のフィルタに印加されるようになっていると認めることが重要である。複素LMSトラッキングアルゴリズム339aは、二進シフトレジスタ350を介し、プロンプト符号信号の、衛星固有のPRN符号343を受信し、搬送波トラッキンググループ330に定刻PRN符号345を印加する。

20

エラートラッキンググループの残りの出力は第1FIR346aからのh1aおよびh2aならびに第2FIR346bからのh1bおよびh2bであり、これら信号はビット比較器およびスイッチ382内の20ms積分器およびデジタイザ374からの復調されたデータビット378と比較され、フィルタ出力のうちのどれをh1およびh2として符号化サブシステム37に印加するかを決定する。従って、図21の実施形態の作動は図20の作動とよく似てはいるが、ナビゲーションデータビット変調を衛星固有のPRN符号343に加えるのではなく、未処理測定信号334から除く点が異なっている。上記のように、また図21から明らかなように、この構造の有利な結果の1つとして、図20に示される構造で必要な第1二進シフトレジスタ350aおよび第2二進シフトレジスタ350bではなく、単一の二進シフトレジスタ350を使用するという点である。

30

次に、図19~21に示されている実施形態の作動を参照する。実質的なマルチパスエラーを含むことがある受信信号から誘導されるナビゲーションデータビット変調を使用することにより、代表的な受信機の作動が実質的に劣化しなくなる。特に、ある代表的な受信機が、例えば38dB - Hz、 $E_b/N_0 = 21\text{dB}$ の信号レベルでナビゲーションデータビットの50bpsデータレート(ここでEはビットごとのエネルギーを示し、Nはヘルツごとのワット数を示す)で作動するものと仮定することができる。ビットエラーレートは約 $E_b/N_0 = 7\text{dB}$ で 10^{-3} となる。従って、定刻相関化関数はシミュレーションで検証されるように、データビット推定値にエラーを大幅に導入することなく、マルチパスによって厳しく劣化されることがある。換言すれば、信号の振幅およびナビゲーションデータビットの振幅および推定値のエラーレートが相対的により大きくなることは、ナビゲーションデータビット内のマルチパスエラーは受信機の信号の処理に大きな影響を与えないことを意味する。

40

本発明のキャンセル方法の動作を数学的に分析するために、搬送波の振幅および位相の複

50

素数表示を使用する次の式で、K個のマルチパス成分を有する受信信号をモデル化することができる。

$$s(t) = b(t) \sum_{k=0}^K a_k e^{j\phi_k} PN(t - \tau_k) = b(t) \sum_{k=0}^K a_k PN(t - \tau_k) \quad (1)$$

ここで、各マルチパス成分に対し τ_k はPRNチップにおける遅延時間であり、 a_k は振幅であり、 ϕ_k は搬送波の位相である。数学的な便宜上、振幅および位相を単一の複素数の値 $a_k e^{j\phi_k}$ に組み合わせることができる。ダイレクト成分は $k=0$ に対応し、その到達時間および位相はナビゲーションのための所望する測定値である。PRN符号は、より長いマルチパス遅延時間には相関性がないので、式(1)ではほぼ1PRNチップよりも短く遅延されたマルチパス成分しか問題とならない。

10

図19に示されるような二進シフトレジスタに既知のPRN符号を注入すると、次の一般推定値

$$est(t) = \sum_{m=1}^M h_m PN(t - \tau - mT) \quad (2)$$

が合成される。ここでTはPRNチップ内の設計時間間隔であり、 h_m 値は決定すべき複素数の値である。 mT に対する h_m のプロットは受信機におけるマルチパスプロファイル推定値であり、理想的には実際のプロファイルに一致する。 h_m の値を「タップ重み」と称すことができ、Tはタップ間隔である。図19におけるシフトレジスタはTごとにシフトする。

20

マルチパスによってひずんだ入力信号を正確にモデル化するには、式(2)内の $est(t)$ を式(1)内の $s(t)$ に近似する必要がある。受信機の処理によって $est(t)$ および h_m の値を調節し、次の式(3)の二乗平均値を最小にする。

$$= b_e(t) [s(t) + n(t)] - est(t) \quad (3)$$

ここで $b_e(t)$ はデータビットの推定値である。上記のように、データビットを効果的に除くことができる。次に、 h_m を調節するためのストレートフォワードな方法は、所望の結果に比較される重み付けされた合計の二乗平均エラーを最小にするための周知の複素LMSアルゴリズムである。式(3)において $s(t)$ は所望の結果であり、 $e(t)$ は複素エラーである。現在の作業に応用する場合、この複素LMSアルゴリズムは平均二乗エラーを最小にするように各 h_m の値を調節する次の式(4)のフィードバック適応式で記述される。

30

$$h_m = gPN^*(t - mT) \quad (4)$$

利得係数gは適応式の時間定数を設定し、小さいgはノイズによるエラーを減少し、フィードバックループの安定性を保証する。式(4)は、複素共役数が一般にPRN符号をとるべきことを示すが、 $PN(t)$ が実数(± 1 の値)となっている本アプリケーションでは、このことは不要である。受信機が早期相関関数のパワーと後期相関関数のパワーとを区別(遅延ロックトラッキング)するか、または早期-後期相関関数と定刻相関関数との間のドット積を形成(ドット積トラッキング)するかのいずれかにより従来どおり受信機がトラッキングする際には、最も早期の h_m の大きな値を決定することによって h_m の値を評価することができる。このような方法は、マルチパスプロファイル推定値の計算を従来のPRNトラッキングの訂正值を与える方法であると見なしている。

40

次に、本発明により h_m を推定するための別の好ましい方法について説明する。まず、マルチパスがなく、ダイレクト成分しかないと仮定する。理想的にはマルチパスプロファイル推定値では1つの h_m だけがゼロでなくなる。しかしながら、有限受信機バンド幅の効果により、マルチパスプロファイル推定値は実際にはゼロでない幅を有する。従って、 h_m を調節するための回復力は2つの隣接する h_m の値を次のように区別することによって得られる。例えば、

$$\text{トラッキング回復力} = |h_1|^2 - |h_2|^2 \quad (5)$$

実際には h_m はダイレクト成分がマルチパスプロファイル推定値の最も早期の2つの隣接する

50

タップ間の中間に位置するよう、トラッキングゼロとなるように、このトラッキング方法で調節される。(注:マルチパスプロファイル推定値では図5で使用される2つの隣接タップを若干後に変位することが好ましい。)次に、式(5)の回復力をトラッキングゼロに移動するように、のトラッキングループを閉じることができる。

ここで、マルチパス成分が急に生じたと仮定する。マルチパスプロファイルを評価するためのLMSフィードバック適応化により $m > 2$ に対する h_m の他の値は、ゼロでない値を生じるようにさせられるが、理想的には h_1 および h_2 は影響されない。従って、理想的にはは大きなエラーを生じることなくトラッキングされ続ける。

上記のようにをトラッキングする際には、 h_1 および h_2 の複素数の値にはダイレクト成分の搬送波位相が含まれる。ダイレクト成分はこれら2つのタップの間に位置するので、搬送波位相の推定値は $h_1 + h_2$ の位相で示される。理想的にはマルチパス成分が急に生じた場合に、ダイレクト成分の搬送波の位相の推定値はわずかに影響されるにすぎない。

搬送トラッキングの実際上の問題は、車両のダイナミクスにおけるトラッキングを可能にすることである。この理由から、図19はダイナミクスの標準的なコストスループトラッキングのためのエラーを計算するのに使用されるIおよびQ成分を発生するための通常の定刻相関化関数を示している。ダイレクト成分に対し h_1 および h_2 から決定される搬送波の位相は、コストスループがダイレクト成分の推定される位相をトラッキングするように、コストエラーから減算される。

予想された搬送波の位相は1540除算スケーラー394で1540によりスケール化され、このスケーラーはPRNチップレートに対する搬送波周波数の比を示し、符号ループからダイナミクスの影響を除くために符号化NC0344内の符号トラッキングに注入する。次に図22を参照する。ここには約1.5C/A符号チップよりも長い遅延時間のマルチパスエラーを検出し、訂正することができる、本発明の別の実施形態の作動が示されている。長い遅延時間(すなわち約1.5チップよりも長い遅延)の非干渉性マルチパスエラー信号エラーを訂正するためのこの技術は、図17~18および図19~21に示されているような短い遅延時間の(すなわち約1.5チップよりも短い遅延時間の建設的または破壊的な干渉性マルチパス信号エラーを訂正するための技術と組み合わせて使用してもよいし、また、単独で使用してもよい。

都市環境またはかなりの潜在的な信号をブロックしたり反射したりする対象物があるその他の環境では、GPSおよびその他のスペクトル拡散受信機は、反射された信号、すなわちマルチパス信号にロックし、これをトラッキングすることが時々ある。送信機からのダイレクトパス信号がブロックされた際に、マルチパス信号のトラッキングが開始することがあるが、ダイレクトパス信号は後に受信できるようになった時でも、マルチパス信号のトラッキングが続き、よって潜在的に利用できるナビゲーション情報が失われることが多い。

衛星の運動により入進信号の角度が変化数際に送信機に隣接する黒いアスファルトの駐車場から反射する結果として、差動GPS送信機に対し選択される場所でも、このようなマルチパスの問題が生じ得る。

その後、ダイレクトパス信号が受信できるようになった場合、受信機をダイレクトパス信号にロックし、これまでトラッキングしていた反射信号を無視することが有利である。このようにするには、ダイレクトパス信号とマルチパス反射信号とを互いに容易に区別しなければならない。図22に示された実施形態の作動によれば、高速再捕捉をするために各信号に対する入進信号をトラッキングするのに利用できる従来の数よりも多い相関器を有利に使用すれば、トラッキング中の信号が実際には後で到達したマルチパス信号ではなく、ダイレクト信号であることを確認することができる。トラッキングされていないダイレクトパス信号またはより短いパスをマルチパス反射信号を検出した場合、トラッキングは即座に、より良好な方の信号に移る。

トラッキング精度を維持するために早期相関化、プロンプト相関化および後期相関化を実行する他に、衛星トラッキングの間で本発明は複数のプログレッシブ早期相関関数を使って、現在プロンプト信号としてトラッキングされている信号よりも実質的に早期の衛星信

10

20

30

40

50

号が存在するかどうかを検出する。早期信号が検出されると、これを有益な信号、例えばダイレクトパス信号、またはダイレクトパス信号または特に早期相関関数の振幅がトラッキング中の信号に対するプロンプト相関関数の振幅よりも大きい場合には、少なくともより短いパスのマルチパス反射信号と見なす。より早期の、より有益な信号が検出されると、新しいプロンプト相関信号として早期信号をトラッキングするように、符号遅延時間、すなわち符号位相を調節する。ダイレクトパス信号に接近または離間する反射パス信号のドリフト変化率に関連するような関連現象がこれまで発見されている。例えば黒いアスファルトの駐車場の上に設置された受信機では、反射パス信号はダイレクトパス信号よりも遅くなるが、その遅延時間は一定ではない。衛星から受信される信号の入射角が変化することにつれ、遅延時間も変化する。この遅延時間の変化率、すなわち経過速度は、角度および距離を含む物理的な質を含む、反射器に関する実質的な方法を提供する。

ダイレクトパス信号と反射パス信号とを区別するのに、これら信号の振幅差を利用できないようなケースでは、他の目的のためにこの情報を使用する他に経過速度が役立つことがある。すなわち反射パス信号は所望する信号から受信時間が変化し、ダイレクトパス信号から区別できるように変化する。真の到達時間が判らない場合でも、天体暦から所望するダイレクトパス信号の多くの特性が判る。反射信号の経過速度は衛星の動きによって生じたダイレクトパス信号の経過から予想されるレートと異なるので、ダイレクトパス信号を予想するのに使用することができる。ある状況、特に、差動GPS送信局のような固定された位置において、公知の反射器、例えば上記黒いアスファルトの駐車場に対して受信機を校正することができる。

他の状況、例えば反射器が急速に変化し、ダイレクトパスが数回ブロックされるような都市の環境内にある移動中の車両では、経過速度を元に、恐らくダイレクトパスがクロックされる間、反射パスをトラッキングすることによりダイレクトパス信号の推測航法、すなわちモデル化を改善できるように、反射パス信号を別個にトラッキングすることにより、強力なマルチパス信号からの情報を訂正することができる。

図22に示され、また図11を参照してこれまで説明したような作動中において、各11個の2分の1サンプル、すなわちセグメントは、トラッキング中の各SVのための衛星固有のサンプルを提供するようにドップラー回転されている。この時間におけるSV1に対して固有なドップラー回転により、SV1に対するSatTRAKチャンネル38で、まずセグメント# 1が処理され、次に各チャンネル内の各SVのためのセグメントをドップラー回転することにより、SV2 ~ 4のためのSatTRAKチャンネル40、42および44(11個すべてのSVに対し同様)で処理される。次に、セグメント# 1の各ドップラー回転されたセグメントは、そのSVのための22個の遅延理論の各々に対し相関化関数の振幅を決定するように、22個の衛星固有の符号遅延時間の各々だけ遅延される。

その後、各ms符号繰り返し時間における他の185個のセグメントの各々の11個の2分の1チップサンプルが同様に処理される。22個のSVの各々に対する各遅延のための相関化の結果が、機能タップ番号、すなわち遅延ごとにSV用の相関関数の振幅のマトリクス内に累積される。例えば図22の時間T0に対する行1にSatTRAKチャンネル38内のSV# 1からの信号の相関関数に対する振幅の累積が示されている。これら振幅は任意のスケールで示されている。トラッキングモードで使用できる個々のIおよびQ直交位相信号の振幅よりも相関積のパワーを示す振幅を使用することが好ましい。その後、IおよびQ相関積はパワーがIとQの二乗の合計の平方根となっている従来の変換式に従ってパワーに変換するか、またはチャンネルごとにパワー測定およびピーク検出を行うことができる。図23を参照して別の方法について後述するが、この方法では既にパワー変換およびピーク検出を含む高速再捕捉チャンネルを、別個の符号位相検証チャンネルとして使用することができる。

いずれの場合においても、タップ列# 2(または遅延ラインの中心のような他の固定された位置)にプロンプト相関化の結果を累積するように、通常はプロンプト相関遅延を調節する。

TV# 1に対して示された実施形態では、1msの間にC/Aのフルの繰り返しを示す186個のセグメントに対し、4の振幅を示す列# 1に早期相関関数が累積される。プロンプト相関関

10

20

30

40

50

数の累積値および後期相関関数の累積値は、それぞれ8および4の振幅を有する列#2および#3に示されている。同様に、SV#2に対し6、12および6の振幅;SV#3に対し4、8および4の振幅;SV#4に対し2、4および2の振幅を有する行R2、R3およびR4の列1、2および3にSatTRAKチャンネル40、42、44内の早期、プロンプトおよび後期相関関数の累積振幅が示されている。図解のため、2、4および2の振幅を有する列#17の中心にあるSatTRAKチャンネル38内にはSV#1からの信号のマルチパス反射が示されているが、SatTRAKチャンネル44内にはSV#4からのマルチパス信号が示されている。

早期相関化、プロンプト相関化および後期相関化をそれぞれ1、2および3の遅延時間またはタップ重みで実行するようなこのような構造では、4以上のタップ重みによる他の相関化はトラッキングモードでは不要なことである。バッテリーのエネルギーを節約し、また多重化速度を高めるには、これらの相関化をオフにすることができる。

本発明によれば、20、21および22において、またはその近くのタップ重み、最大の遅延時間で、早期、プロンプトおよび後期相関関数を処理することもできる。行1、時間t1において、列#21で実行されるプロンプト相関関数と共にSatTRAKチャンネル38におけるSV#1のための相関関数の振幅が示されている。図示されるようにプロンプト相関関数がエラー時にマルチパス反射にロックされた場合、SatTRAKチャンネル38は所望するダイレクトパス信号ではなく、好ましくないことにマルチパス反射をトラッキングする。視界内にあるダイレクトパス信号は、より短いパスに沿って受信機に達するので、早期時間、すなわち早期タップまたは遅延数で受信機に達する。例として列6、7および8内のSatTRAKチャンネル38内にSV#1に対して累積された相関関数の振幅は、タップまたは遅延回路#7に対応する時間にダイレクトパス信号が存在することを表示する6、12および6の振幅を示している。図17に示されるように、ダイレクトパス信号に対する相関関数の形状、例えばダイレクトパス相関関数226は、二等辺三角形になると予想される。

SatTRAKチャンネル38内の累積された振幅を分析する際に、タップ#7におけるダイレクトパス信号を検出し、その後、その時間に正しいプロンプト相関化を行う。この相関化はタップ#7に関連した遅延時間がその後タップ#21で生じるように、タップの遅延時間をシフトすることによって行うことができる。その後、現在選択されているプロンプト遅延時間が不正確である場合、ダイレクトパス信号を探し、これを検出するのに、タップ重み#1~#19に対し発生し、累積された他の早期信号を再度使用することができる。同様に、時間tにおける行2~4には、SV#2、#3および#4に対する早期、プロンプトおよび後期相関関数の累積が示されている。

SatTRAKチャンネル38に関し、タップ#21ではなくタップ#7におけるダイレクトパス信号の検出は、マルチパス信号のパス長さがダイレクトパスよりも15個の2分の1チップだけ長く、すなわち約6.5チップが1マイルを示すと仮定した場合、約2.5マイル長いことを示している。

本発明の別の特徴によれば、マルチパス信号のパス長さがダイレクトパスよりもわずかに約1.5個の2分の1チップ(またはこれより小)だけ長い場合、マルチパス干渉を訂正するために別の情報を得るためにマルチパス信号をトラッキングし続けることが有利である。同様に、ダイレクトパス信号が一時的に遮られた場合に、ダイレクトパス信号をモデル化するのにマルチパス信号をトラッキングすることが有効である。特に、早期ダイレクトパス信号が検出された場合に、ダイレクトパス信号が後に再び遮られると考えることが妥当となるように、ダイレクトパス信号が遮られることによってマルチパス信号へのロックを行ってもよい。

特に行1、t2におけるSatTRAKチャンネル38に対して示されているように、ダイレクトパス信号が検出されたタップ#7にこのダイレクトパス信号を維持し、マルチパス反射の経過をモニタすることができる。短距離走行した時は車両の移動によるパス長さの変化は衛星の運動によるパス長さの変化よりもかなり大きくなり得る。しかしながらいずれの場合においても、マルチパス信号パス長さがダイレクトパス長さに対し増加する場合には、マルチパス信号によって別のトラッキングの問題が生じることが起きにくくなる。しかしながら、図示するようにパス長さの差が増加する場合、マルチパス信号の相関関数の振幅も増

10

20

30

40

50

加し得る。

時間 t_2 では、マルチパス信号のパス長さはダイレクトパスのパス長さよりもわずかに約2分マイルだけ長いだけの長さとなっているので、マルチパス相関関数はダイレクトパス相関関数の対応する振幅から約12個の2分の1チップ遅れている列内に累積される。

同じ22タップの遅延ライン内でマルチパス信号と直接パス信号の双方をトラッキングするには、タップ2と10との間でダイレクトパス信号を相関化しなければならない。図示した実施形態では、タップ#19でマルチパス信号をトラッキングできるようにダイレクトパスはタップ#7に留まる。

t_3 で示されるその後の時間では、マルチパス信号に対する付加的パス長さは9つの2分の1チップ遅延時間で示される約1.5マイルに短縮されている。パス長さの差がタップ数の
10
半分以下である時は、ダイレクトパス信号に対するプロンプト相関関数を行の中間点、すなわちタップ#11に再配置することが好ましい。約5つの2分の1チップ遅延時間の差分パス長さのマルチパス信号は、タップ#20に累積される。

t_4 で示される更にその後の時間では、パス長さの差は約6つの2分の1チップ遅延時間まで短縮されており、従って、このマルチパス信号の相関関数はタップ#17に累積される。一例として、最も強力なマルチパス相関関数の振幅は10として示され、より長いパス長さの差の振幅に対してかなり大きくなっている。このような振幅の増加はGPS受信機を含む車両がマルチパス反射物、例えばビルまたは山に向かって移動する際に生じるマルチパス反射の変化と一致している。

同様に、更に後の時間 t_5 ではタップ#13、#14および#15にマルチパス信号の相関関数の
20
振幅が累積されるように、パス長さの差は約2分の1マイルに短縮されている。この段階ではマルチパス相関関数はタップ#10、#11および#12に累積されたダイレクトパス相関関数から約1.5の2分の1チップ遅延時間内にある。図17を参照して説明したように、パス長さの差が約1.5の2分の1チップ遅延時間内にあると、相関積は建設的または破壊的に干渉し、ダイレクトパス信号を正確にトラッキングすることがより困難となる。

しかしながら、図22を検討すれば判るように、パス長さの差の残像的变化は時間の関数としてモデル化することができる。ここには、多少リニアに変化するよう示されているが、実際の変化は反射器の位置およびタイプに応じるだけでなく、相対的パスおよび受信機の方向変化に応じた形状となり、これらはいずれもダイレクトパス信号と干渉する時間中の
30
マルチパス信号の比較的正確な表示をするようにモデル化することができる。次に、ダイレクトパス相関関数からマルチパス信号に対してモデル化された相関積を減算し、またはダイレクトパスをより正確にトラッキングするようにこの相関積を補償することができる。

更に図17に示されるように、トラッキングのためにダイレクトパス関数を訂正または補償する際に、マルチパス干渉によって生じたはずんだ相関関数の形状を考慮することができる。

パス長さの差が最小値（この最小値は車両が反射物に接近する場合にマルチパス信号が消滅する際にゼロとなり得る）に達した後の時間 t を特に参照すると、マルチパスのパス長さの差は再び増加し始める。上記のように、パス長さの差はマルチパス干渉を補償するために減少するが、マルチパス信号をトラッキングすることが有利である。更に衛星が遮
40
られている間にダイレクトパス信号をモデル化するために、パス長さの差が増加中であるか減少中であるかに応じて、マルチパス相関関数または少なくとも最大の信号振幅を有するマルチパス信号をトラッキングすることが有利である。

時間 t_6 ではマルチパス長さの差は約1マイルまで増加しているが、ダイレクトパス信号は既に環境、例えばビル、木、丘などによって遮られている。パス長さの差の経過方向の変化を含む、利用できる場合の主なマルチパス信号の変化をトラッキングすることにより、短時間の間、またはダイレクトパス信号が遮られている短時間でない期間の間、ダイレクトパスの正確なモデルを維持することができる。ダイレクトパス信号のモデルは任意の適
50
当な方法、例えばモデル化された相関積のマトリックス内に維持することができる。

次に図23を参照する。これまで説明した符号検証関数は、図3を参照してこれまで説明し

た高速再捕捉実施形態の機能のいくつかを活用するように、異なる態様に構成することができる。本発明の一実施形態では、各衛星トラッキングチャンネルは22タップの遅延時間の各々で衛星からのI信号およびQ信号の直交相関化を実行し、そのSVをトラッキングする衛星トラッキングモードまたは22個のタップ遅延時間の各々で相関パワーを決定し、再捕捉中に使用されているのと同じ方法でピークパワーを選択する高速再捕捉モードのいずれかで作動することができる。

現在意図している高速再捕捉モードの特定の実施形態では、各タップに対する相関パワーがすぐに測定される。このような構成では、符号位相検証を行うために別個の独立したチャンネルを使用することが有利である。

特に図23に示されているように、SV1~11をトラッキングするためにSatTRAKチャンネル38、40、42および44などを含む多数の衛星トラッキングチャンネルにセグメント#1が印加される。同じようにして順にセグメント#2~#186が処理される。

順に各SVのための符号位相を検証するために、トラッキングモードではなく高速再捕捉モードにて、SV12をトラッキングするのに使用されるSatTRAKチャンネルとして図11にこれまで示されているCodePhase検証SatTRAKチャンネル300が使用される。符号位相を検証する作業は既に述べたとおりであり、トラッキング中の信号のパスよりも短いパスに沿って受信されるダイレクトパス信号のサーチを意味する。

最初のmsの作動中、現在トラッキング中の衛星信号に対するプロンプト相関関数を、より長い遅延時間の1つ、例えばタップ#22で相関化するように調節された符号位相を有するCodePhase検証SatTRAKチャンネル300でセグメント#1の11の2分の1チップのハーフビットサンプルが順に処理される。タップ#1~#21においてテスト中の遅延理論は、タップ#21における従来の早期の相関化であり、タップ#21から後方のタップ#2までの漸次早い時間となっている。

例えばSV#1からのマルチパス信号231はSatTRAKチャンネル38で悪い状態でトラッキングされ得る。SatTRAKチャンネル38ではタップ#2でプロンプト相関化が行われるようにSatTRAKチャンネル38内の22タップに対する符号位相遅延時間が調節される。1msの時間中、すなわちC/A符号のフルの1023個のビットシーケンスに対する繰り返し期間中、先の潜在的にダイレクトなパス信号も利用できないことを確認するために、CodePhase検証SatTRAKチャンネル300が使用される。

作動中、トラッキング中の信号のピーク、本例ではマルチパス信号231のピークがタップ#22でトラッキングされるように、CodePhase検証SatTRAKチャンネル300の符号位相が調節される。図23に示されるように、186個のセグメントを累積した後、マルチパス信号231のピークを示す4mの相関パワーの大きさがタップ#22に累積され、タップ#21における2の大きさとして半分のパワーポイントが示される。更に、6の大きさと共にタップ#4にはダイレクト信号のピーク230が累積されるが、タップ3および5にそれぞれ早期相関関数のパワーおよび後期相関関数のパワーに対する3の大きさにハーフパワーポイントが示される。

次に10ms時間の間、他のSV2~11の各々に対する各タップにおける相関積のパワーがテストされる。各SVに対し、最も早期のピークがダイレクトパス信号として選択され、従って、そのSVの符号位相が調節される。次にこのようなプロセスを繰り返す。

図22を参照して説明したように、パス遅延時間差が約1.5の2分の1チップ以下の大きさである時の干渉を最小にするか、または一時的に遮られたダイレクトパス信号をトラッキングし続けるためにダイレクト信号またはマルチパス信号をモデル化するために、マルチパス反射信号をトラッキングすることが有利である。これら作業も毎ms当たり1つのSVに対しCodePhase検証SatTRAKチャンネル300で有利に実行することができる。

次に図24を参照する。ここには衛星の視覚性が低下した間のナビゲーションを改善するために使用される、図2に示されたGPS自動車ナビゲーションシステムの別のブロック図が示されている。

上記のようにGPS受信機はユーザーの位置を決めるための3つの直交座標を与える x_{user} 、 y_{user} および z_{user} だけでなく、必要な衛星の時間を与える t_{user} を一般に含む4つの

10

20

30

40

50

必要な未知数を決定または少なくとも推定するために、視界性のある空にわたって分布した最小3つまたは4つの衛星と共に作動されることが好ましい。図24に示された実施態様では4つの未知数はa user、c user、z userおよびt userとして特定されている。3つの直交ユーザー座標は現在識別されている方位またはトラックに沿った距離に換算した、ユーザーの位置を定めるa userと、現在識別されている方位またはトラックからのユーザーのクロストラック距離に換算したユーザーの位置を定めるc userと、海面上または海面下の垂直距離にこれまで換算したユーザーの高度を表示するz userである。

図24に示されるように、GPS自動車ナビゲーションシステム400はGPSアンテナ28からの衛星受信機部分36で受信されたASIC102内の衛星信号を処理し、衛星固有のトラッキングチャンネル、例えばSatTRAKチャンネル38、40、42および44で現在見ることができるとして10の衛星をトラッキングし、このチャンネルの出力信号はSatプロセッサ46へ印加される。ナビゲーションの解は4つの未知数、例えば内部クロックモデル54、高度推定値56、c est40およびa est406の1モデル403を発生するNavプロセッサ402で発生される。2つ以上の衛星が視界内にある時でもc est404およびa est406を使用すると有利であることがこれまで判っている。

GPS自動車システムモジュール26には、例えばルートデータベース52からの現在 - および予想される将来の - 物理環境に関連するデータが提供され、ルートデータベース52は道路の形態でのルーティング、道路の間のカーブのみならず、実際または推定される道路幅に関する情報を含む。他の情報が得られない場合には、推定道路幅は単に共通する道路幅、例えば二車線の街路または高速道路の幅を示すデフォルト値とすることができる。20

適当な幾何学的形状となっている4つの衛星からの信号が視界内にある時に、位置情報の4つのすべての未知数に対する解を誘導することができる。適当な処理をするために、わずか3つの見ることのできる衛星からしか信号が得られない場合、z user解を仰角推定値または高度ホールド処理モードとこれまで称されているデフォルト値から誘導されるz est56の解と置換してもよい。地上ナビゲーションでは仰角変化は比較的低速で生じるので、高度ホールド中の位置の劣化は許容できることが多い。

わずか2つの適当な衛星からの信号しか得られない場合、c user位置情報をルートデータベース52から誘導するか、または本明細書でクロストラックホールド処理モードと称した方法により推定されるc estと置換される。最大物理的クロストラック距離、すなわち道路幅は一般にGPSシステムで現在利用可能な位置の精度よりも小さいので、自動車は既知30のトラックに沿って、すなわち既知の方向に走行している限り、クロストラックホールドから生じる位置情報の劣化は通常許容できるものである。

次に図25を参照する。ルートデータベース52または他のソースからのルートデータを使用する場合、予測トラック408は実際の道路409を表示でき、この道路はポイント410からカーブ412の第1方向に延びるよう示されており、カーブ412の後で実際の道路409、従って予測されるトラック408は、右側に約30度曲がる。意図的なカーブ転回を行う場合、例えば高速道路を出る場合、同じような状況が生じる。

次に図25を参照する。詳細な道路またはトラックデータを使用中でない場合、予測トラック408のデフォルト推定値を単に現在の方位とすることができる。すなわちGPS自動車ナビゲーションシステム400を含む車両が実際の道路409に沿ってポイント410からカーブ412に進んでいる限り、予測されるトラック408は実際の道路409に従い、クロストラックエラーは生じない。しかしながらカーブ412の後でポイント410とカーブ412との間の自動車の方位から単に予測トラック408を推定する場合、予測トラック408は同じ元の方向に沿って続くが、実際の道路409は右側にカーブする。40

図25aに示されている状況では、カーブ412の前後の双方でかなりの精度劣化を生じることなく、クロストラックホールドを成功裏に使用することができる。しかしながらカーブ12の後の図25bに示された状況では、実際の道路409の実際のパスは知られておらず、先の車両の方位によって推定するにすぎないので、かなりのクロストラックエラーが生じることがある。特にカーブ412におけるクロストラックエラーはゼロであるが、車両が実際の道路409に沿って点406に達した時は、そのエラーはクロストラックエラー距離414まで増加50

する。その後、GPS自動車ナビゲーションシステム400が実際の道路409上のポイント420に達した時、クロストラックエラーはクロストラックエラー距離418に達する。

現在の方位から予測トラック408を単に推定するような図25bに示された状況で、クロストラックホールドを有効に使用し続ける1つの方法は、図2に示されたカーブ検出器66を使用してカーブが存在することを検出することである。このカーブ検出表示信号はカーブ比較器68およびルートデータベース52と組み合わせて使用され、予測トラック408を訂正または更新し、これを実際の道路409の実際のパスに対応させるか、またはカーブ後の現在の方位を利用することにより予測トラック408の再推定をするだけでよい。同様に、あまり好ましくはないが、より簡単な方法として、タイマー44を使用し、現在の方位から予測トラック408を定期的に推定し直す方法がある。

図24には、より良好な別の方法が示されており、この方法では、カーブ検出器66の代わりに、またはこの検出器に加えて、定常状態の検出器424を使用することができる。この定常状態の検出器424は単にあるタイプのカーブ検出器、例えば磁気コンパス、またはより複雑な装置、例えば慣性ナビゲーションシステムとすることができる。いずれの場合においても、定常状態の検出器424は車両が定常状態の条件をもう維持しないこと、すなわち視線に従わないか、またはスムーズなカーブに沿って続かないことを表示するように働く。定常条件の検出器424の出力信号はNavプロセッサ402に印加され、車両が方向を変えたことにより予測されたトラック408はもう正確ではないことを表示する。

本発明の好ましい実施形態によれば、クロストラックホールド中に定常状態からの変化が生じたことが定常状態検出器424から表示される際に2つ以上の衛星信号が視界内にある場合、Navプロセッサ402は自動的にクロストラックホールドからクロックホールドに切り換わる。換言すれば、クロストラックエラーが存在し得る表示がされると、クロストラック推定値を更新する短時間の間に現在のクロック推定値が維持される。

位置の精度を大幅に劣化することなく、クロックホールドを維持できる時間長さはGPS自動車ナビゲーションシステム400内で使用されるリアルタイムクロックの精度、すなわちドリフトに応じて決まる。この精度は予測することができ、恐らく少なくとも約30秒~60秒の長さの期間中に使用できるほど充分良好である。許容できない位置の劣化を生じることなく、クロックホールドを維持できる時間長さを長くする第1ステップは、リアルタイムクロックのエラーのモデルを維持することである。

リアルタイムクロックエラーモデル426は図12に示されるリアルタイムクロック428のドリフトをモニタするように働く。衛星から測定される実際の時間と比較されるクロックドリフトは、別のドリフトを予想するように時間の関数として決定される。このようなドリフトを生じさせる要因のいくつかは、クロックドリフトのある部分を正確にモデル化し、そのドリフトを補償するようにクロックで調節できるように線形で、かつ予測可能である。クロックドリフトを生じさせる他の要因は予測不能である。すなわち衛星時間と比較して検出可能なエラーに対しクロックを訂正した後でも、リアルタイムクロック428の精度は所定のレベルまで改善できるにすぎない。ランダム要因および予測不能な要因から生じるクロックモデルの不正確さは、許容できないレベルの精度の劣化を生じることなく、クロックホールドを使用できる時間長さを決定する。

クロストラックホールドをリリースし、クロストラックエラーを最小にするかまたは解消できるようにクロックホールドを使用できる時間の長さを設定するのに、リアルタイムクロックエラーモデル426を使用することができる。作動時にリアルタイムクロックエラーモデル426はリアルタイムクロック428をモニタし、Satプロセッサ46がGPS衛星からの信号に応答してリアルタイムクロック428を訂正する間、予測されない、すなわち訂正できないクロックドリフトのレベルを決定する。その後、見ることのできる衛星が2つしかない場合、クロストラックホールドモードを設定し、定常状態の検出器424は定常状態条件からの変化によってカーブまたはその他の変化が表示されると判断するように車両の進行をモニタする。

その後、クロストラックホールドがリリースされ、クロストラックエラーを訂正するようにクロックホールドが設定される。その後、タイマー422に従い、クロックホールドがレ

10

20

30

40

50

リースされ、クロストラックホールドが再設定される。次に定常状態の検出器424が実質的なクロストラックエラーの存在する可能性を表示する次の時間まで、使用可能な信号と共に、2つの衛星しか見えない間、クロストラックホールドが維持される。これとは異なり、クロストラックホールドの長い時間の間、タイマー422に従ってクロックホールドを定期的に使用し、累積するクロストラックエラーを低減することができる。このように2つのホールドステート、例えばクロストラックおよびクロックホールドの間で周期的に動作することにより、2つの衛星からの信号から可能な最良のナビゲーションの解が得られる。

地上ナビゲーションにおける最も代表的な作動条件では、GPS受信機に使用されている現在利用可能なリアルタイムのクロックにおけるドリフトエラーを考慮すれば、道路、水路または航路の幅 - および定常状態の運動の可能性の双方によって、クロックホールドよりもクロストラックホールドのほうが優先される。クロストラックとクロックホールドとの間を周期的に動作することにより、2つの見ることのできる衛星に対して最も正確かつ依存可能なナビゲーション解が得られる。第2衛星も利用できなくなり、1つの衛星からの信号しか有効でないようになった場合、単一衛星ナビゲーションを行うためにクロストラックホールドと共にクロックホールドを使用することができる。

次に、再度、図12を参照する。GPS受信機を含む多くの地上スペクトル拡散受信機、特にバッテリーから給電される受信機では、電力消費量が重要な問題となる。多くのバッテリーから給電される受信機は受信機によるバッテリーのドレインが公称的であり、あるいはこれまで車両内で補充されている環境で使用されている。他の多くのバッテリー給電式受信機（本明細書では便宜上ハンドヘルドユニットと称す）は、電力用バッテリーにしか依存せず、バッテリーを再充電するか、またはこれを交換することにより定期的に再給電しなければならない。更に、このタイプの装置を使用する性質によって、妥当な長さのバッテリー寿命が重要となる。

バッテリードレインが公称的となるように、従来の装置をパワーダウン、すなわちオフにしてもよい。しかしながらパワーアップもし、妥当なナビゲーション解を提供するのに必要な時間は満足できないことが多い。例えばパワーダウン後、従来の受信機をパワーアップすると、受信機は先にトラッキングしていた衛星を容易に再捕捉できるが、かかる再捕捉には少なくとも2~3秒かかる。このような時間遅れはほとんどのアプリケーションで固定されている位置の間でのパワーダウンを認めるには長すぎる。車両では更新されたナビゲーション解を受信機が提供するのに、位置の固定を求めた後に、ユーザーは数秒待機することを好まない。更に受信機が数秒よりも長くパワーダウンされた場合、累積時間エラーの結果、高品質（従って高価な）リアルタイムクロックまたは正確な時間情報の他のソースが得られなければ、衛星信号にロックするのにサーチが必要となることが多い。衛星信号のサーチはしばらくの間、受信機がパワーアップされていない間、15分かかることがあり得る。

しかしながら本発明によれば、ユニットがパワーアップされるか、位置固定がリクエストされる際に、バッテリー作動式のハンドヘルドまたは同様な受信機を最小バッテリーエネルギー条件で作動できるようにし、瞬間的な、または少なくとも感覚的に瞬間的な位置の固定およびナビゲーション解が得られるよう、エネルギー節約技術が使用されている。瞬間的または感覚的に瞬間的な用語は、ユーザーが応答時間の遅れを知ることができないように、ユニットが起動された時間からユーザーが位置固定信号を受信した時までの間で、1秒の4分の1~2分の1の長さの比較的短い遅延時間を意味する。

主なバッテリー節約作動モードには2つのモードがある。すなわちプッシュツマー固定、すなわちスリープモードと、定パワー連続ナビゲーションモードがある。

プッシュツマー固定モードではナビゲーション解、すなわち位置固定が求められると、ユーザーはユニット上のボタンを押し、再捕捉し、ナビゲーション解を得るのに必要な時間によってユーザーが悩まされないような充分短い時間で位置の固定がディスプレイされる。従って、プッシュツマー固定モードはプッシュツマー固定制御装置を起動すると感覚的に瞬間的なナビゲーション解が得られる。残りの時間の間、受信機は最小電力を消費するスリー

10

20

30

40

50

プモードで作動する。しかしながらこのスリープモードでは、予測できないクロックエラーを所定の大きさより下に維持するように、クロック精度維持を自動的に実行し、よって受信機に再びエネルギーを与え、最小の消費エネルギーでクロック維持を行うように有効なクロックエラーがモデル化されている。

低電力連続作動モードでは、感覚的に定期的に更新されるナビゲーション解が得られる。受信機システムの一部を使用するエネルギーの大部分は、各秒の大部分の間で補充されない。例えば後に説明するように、1秒のうち、約200ミリ秒の間でしか受信機のフル動作を利用しないようなモードで本発明は作動しており、本発明を用いない場合、各秒の他の800ミリ秒の間で消費されるはずのバッテリーエネルギーの約80%を節約している。

図12に示されるように、GPS受信システム200はいくつかの主なサブシステムに分割することができる。例えばアンテナ入力およびRFプリ条件化フィルタリングおよびプリアンプステージを含むRF処理サブシステム214と、IFフィルタのみならず正確なクロックまたはカウンタのための水晶発振器と、デジタルコンピュータ設備、例えばデータバス210およびアドレスバス212のみならずリアルタイムクロック428によって相互接続されたSRAM206、ROM208およびPCU101を含むASIC GSP1 202およびデジタルセクション430に基づく信号処理システムに分割される。

本発明によれば、RF処理サブシステム214およびASIC GSP1 202は、時間のかなりの部分の間、いわゆるスリープモードにパワーダウンされるが、他方のデジタルセクション430はリアルタイムクロック428の作動を維持するために電力を消費する状態のままである。多くのシステムでは、例えば水晶発振器224を温度制御された環境内で暖められた状態に維持することにより、オフ状態、すなわちスリープ状態の間、水晶発振器224を作動準備状態に維持することが好ましい。

プッシュター固定モードでは、スリープモード中の可能なパワーダウン時間、すなわちオフ時間の長さ、すなわちクロック精度を維持する動作の間の時間インターバルはリアルタイムクロック428の予測不能な、すなわちモデル化できないドリフトのレベルに応じて決まる。代表的なアプリケーションでは、リアルタイムクロック428で利用される水晶発振子は、パソコンで使用されている水晶発振子の品質程度の、比較的安価な水晶発振子となる。かかる水晶発振子は30マイクロ秒以上の良好な時間分解能を提供でき、恐らく50秒の間、時間を2分の1ミリ秒内にホールドするようにモデル化することができる。

プッシュター固定作動モードにおけるスリープ時間またはオフ時間を最長にするため、リアルタイムクロック428のドリフトを測定し、RF処理サブシステム214内の水晶発振器224によって提供されるような、あるいは衛星からの信号から得られるより正確な時間ベースに対してモデル化する。リアルタイムクロック428内の予測不能な変化が生じる経過時間を測定できるように、リアルタイムクロック428のクロックエラーをモデル化することが好ましい。このようなモデル化は予測によりアプリオリに行うことができるし、また本発明の好ましい実施形態に従い、リアルタイムクロック428のフル精度を使用するように、作動中に連続的に決定してもよい。

リアルタイムクロック428が予測可能な状態でドリフトしていると判断された場合、このドリフトを補償するように定期的にデジタルセクション430によってリアルタイムクロック428を更新することができる。

予測不能な（従ってモデル化不能な）エラーが所定量、例えば2分の1ミリ秒を越えないように、更新期間を長くすることもできる。すなわち最大の許容可能なエラーが2分の1ミリ秒に選択された場合、最大オフ時間に対する決定される期間は、クロックが2分の1ミリ秒だけ予測不能な状態でドリフトするのにかかる時間の長さに応じて決まる。

スリープモードではオフ時間の終了時にCPU101はRF処理サブシステム214およびASIC GSP1 202へ電力を再び印加させる。RF処理サブシステム214は選択された衛星をトラッキングし続けたり、再捕捉したりするように試みる。選択された衛星は先のオン時間から決定される最強の、または最も利用可能な信号を有する衛星とすることが好ましい。選択された衛星からの信号が既知の時間オフセット内にあり、よって容易に再捕捉されるように、このオフ時間が選択されている。

10

20

30

40

50

本発明の好ましい実施形態によれば、各ミリ秒、すなわちC/Aの各繰り返しの間で約240回の相関化を実行し、結果を累積し、完了している。これら240回の相関化の各々は、2分の1チップの時間を示している。クロックエラーが約±60チップ（これは疑似オレンジにおける±10マイルの大きさである）よりも小さい値を示す場合、最初のミリ秒でトラッキングが行われる。すなわち使用できるデータが即座に収集される。特にクロックエラーが±120の2分の1チップ以内であれば、240回の相関化のうちの1つが実際にプロンプト相関化となる。最初のミリ秒の終了時にプロンプト相関化からのデータを通常の方法で使用し、選択された衛星をトラッキングし、クロックエラーを決定することができる。従って、クロック維持動作の最初のミリ秒の終了時にクロックエラーを訂正し、最良または選択された衛星に対する疑似オレンジを再決定することができる。

10

次のその後の1msの時間の間では、リアルタイムクロック428内のエラーは既に訂正されているので、見えたままになっている他の衛星のすべて、または少なくともほとんどの通常のトラッキングを再開することができる。

このように、トラッキングを再開するのに必要な作動時間の長さを制御できるよう、クロックの実際のドリフトによって少なくとも必要とされる頻度でクロック維持が自動的に行われる。オフ時間の長さは一般にリアルタイムクロック428の質に応じて制御することができる。特定のレベルのクロックエラーに対してはトラッキングを再開するのに必要な電力量は、一部は使用する相関化の回数によって制御することができる。より多くの相関化を使用数につれ、より多くのエネルギーが消費されるが、より長いオフ時間を使用することができる。

20

現在のところ好ましい実施形態では、リアルタイムクロック428用の好ましい品質レベルのクロック水晶発振子を用いる場合、50秒のオフ時間が適当となると判断されている。このオフ時間の正確な長さは上記のように受信機のアクション動作中のクロックエラーをモデル化することによって決定することができる。50秒のオフ時間の終了時にGPS受信システム200はパワーアップされ、最初のミリ秒の間で少なくとも最初の衛星のトラッキングを開始でき、その後、すべての利用可能な衛星のトラッキングを開始することができる。クロックの精度を維持するのに必要な結果として、GPS受信システム200がパワーアップされている場合、更に別のトラッキングは不要であり、最初の衛星をトラッキングすることによりクロックエラーを訂正するとすぐにオフ状態、すなわちバッテリーエネルギー節約状態を再開することができる。

30

クロック精度維持のための最初のミリ秒の間で、選択された衛星の衛星トラッキングを再開しない場合、1パス当たり240回の遅延を約9回行うことにより、総計1023回の可能な遅延理論をテストできるので、最良の衛星を再捕捉するのに必要な総時間は一般に9ミリ秒より短くなる。クロックエラー維持の他にナビゲーション解が必要な場合、クロック維持動作後にナビゲーション解を完了するのに必要な間、GPS受信システム200の正常な動作を続けることができる。

正常な衛星トラッキング後の動作において、プッシュツーフック動作を設定することができ、受信機はクロックを固定量、例えば2分の1ミリ秒内で正確なままにすることができるように、クロックエラーモデルによって決定される時間の間、受信機はスリープモードに入る。このようにして決定されたスリープモード時間の終了時にリアルタイムクロック428を訂正するのに充分長い間、受信機がウェークアップ状態となるクロックメンテナンスが行われる。その後、スリープモードが再開される。

40

ナビゲーション解のためのプッシュツーフックが受信されると、リアルタイムクロック428を訂正するようにクロック維持動作が実行され、トラッキング中のすべての衛星に対する正常なトラッキングが再開される。次に通常の態様でナビゲーション解を決定でき、スリープモードが再開される。

低エネルギーの連続作動モードでは、定期的に、例えば毎秒800ミリ秒の間、スリープモードに入る。正常なトラッキングを自動的に再開できるように、モデル化されたクロックドリフトはスリープモードの終了時に充分小さくなっている。次の200ミリ秒の間では衛星のトラッキングが再開され、クロックの訂正がなされ、ナビゲーション解が求められる

50

次に続く秒の間では、800ミリ秒のスリープモードと200ミリ秒のトラッキングモードが交互に続き、見かけ上正常な連続動作をするためのエネルギー条件をかなり低減するようになっている。800ミリ秒のスリープモードの間ではデジタルセクション430または少なくともそのかなりの部分はアクティブなままである。便宜上、RFサブシステムと、信号処理サブシステムと、デジタル処理サブシステムによって消費されるエネルギーが、ほぼ等しいと仮定すると、エネルギー節約量は1秒あたり1回、位置の固定を更新しながら、約半分の概略節約量を得るためのフル動作のエネルギー量の80%の約3分の2の大きさとなる。多くのハンドヘルドアプリケーションでは、連続動作するには1秒よりもかなり長い時間インターバル、すなわち例えば5秒の時間の位置固定が必要となり得る。5秒毎にわずか約200ミリ秒の間、RFセクションおよび信号処理セクションが作動することにより、特定の組みのバッテリーに対する作動寿命がかなり長くなる。

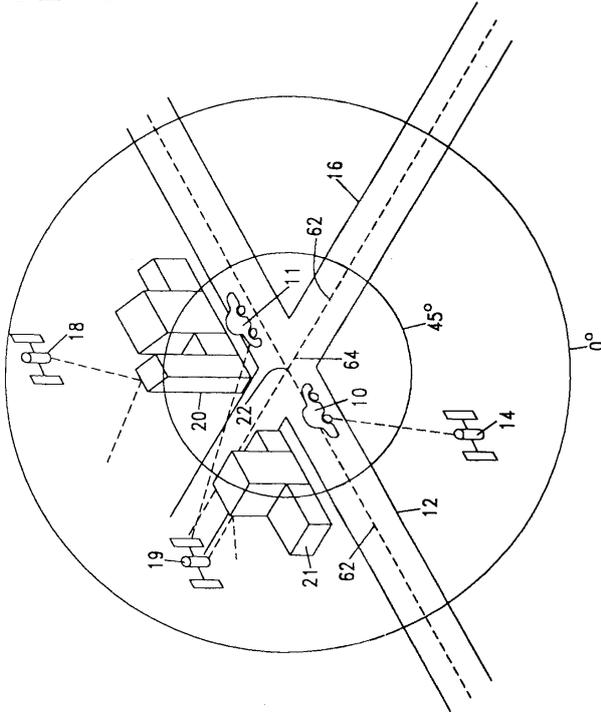
次に図26を参照する。エネルギー保存連続モードだけでなくプッシュツマー固定モードでも作動する低電力消費型受信機432でこれら作動モードを組み合わせることができる。動作は上記のようにまずフルタイム捕捉モードで開始し、次にステップ434で示されるトラッキングモードとなる。好ましい実施形態では、プッシュツマー固定の問いステップ436が実行される。プッシュツマー固定動作が不要であれば、ステップ438の命令により、固定された時間、例えば800msの間、受信機はスリープモードで作動する。その後、ステップ440にて固定された時間のトラッキング、例えば200msのトラッキングが行われる。作動サイクルはプッシュツマー固定動作が必要とされるまで、ステップ438と440との間で繰り返される

プッシュツマー固定動作が開始されると、問いステップ444が最大の許容可能なクロックエラーが発生したと判断するまで、スリープモード442に入る。上記のようにこのクロックエラーが発生する時間、または発生するとモデル化される時間は、最大の許容可能なエラーに応じて決まり、この最大の許容可能なエラーは単位時間あたりに利用できる相関化の回数のみならず、トラッキングの再開または再捕捉に認められる時間長さに応じて決まる。1ミリ秒当たり240回の相関化を使用し、クロックドリフトを±2分の1ミリ秒に制限することを必要とする、現在のところ好ましい実施形態では、50秒までのスリープ時間が認められる。

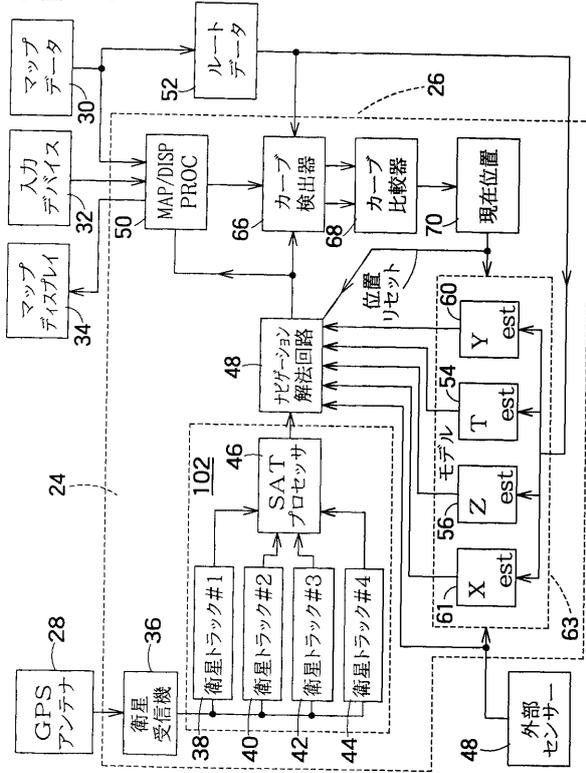
最大許容可能なクロックエラーに基づくスリープ時間が完了すると、利用可能な最大数の相関器を使用して、選択された衛星に対するステップ446のトラッキングの再開が開始される。選択された衛星の信号に対するロック448が達成されると、ステップ450でリアルタイムクロックや訂正されたクロックモデルが更新される。固定(問いステップ452)が必要であれば、上記のように時間分割多重化方法で相関化を使用するすべての衛星に対し、工程454でトラッキングが再開される。現在のところ固定が必要であり、問い合わせ工程436がプッシュツマー固定モードを連続すべきであると表示した場合、最大クロックエラーが再発生するか、または例えば更なる50秒の終了時に再発生すると予想されるまで、ステップ442で受信機はスリープモードを再開する。

以上で、制定特許法の条件に従い、本発明について説明したので、当業者であれば特定の条件または状態を満たすように、本発明においてどのように変形および変更を行うかを理解できよう。かかる変形および変更は次の請求の範囲に記載した本発明の範囲および要旨から逸脱することなく行うことができる。

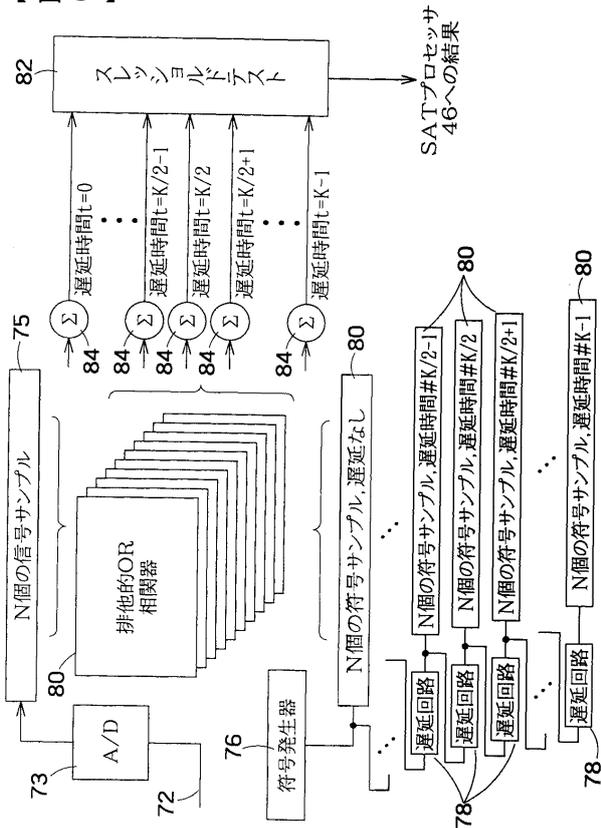
【 図 1 】



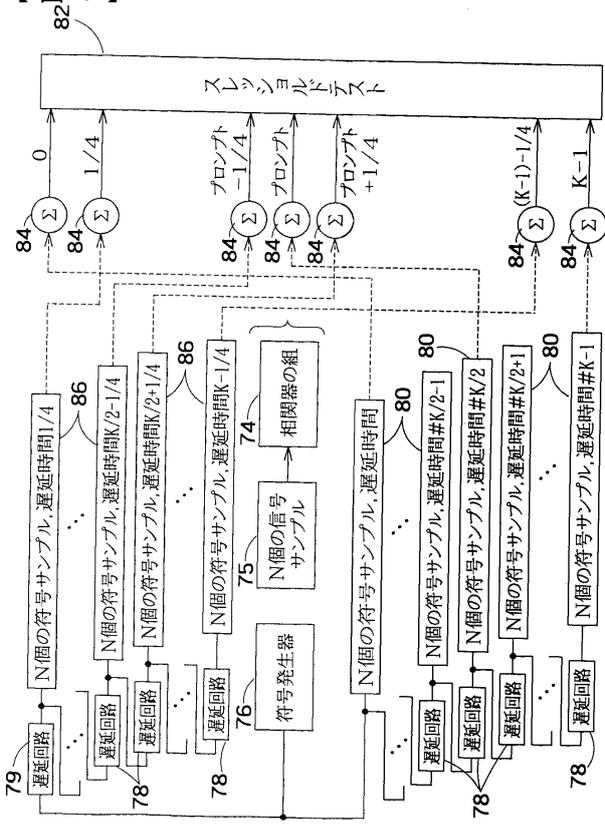
【 図 2 】



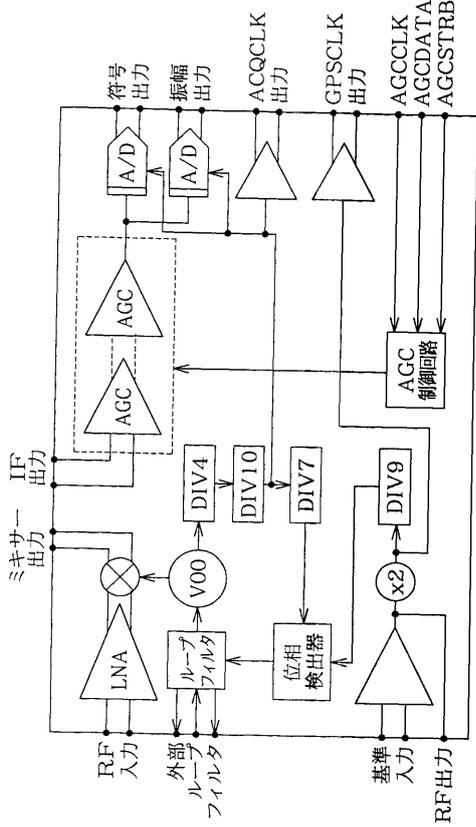
【 図 3 】



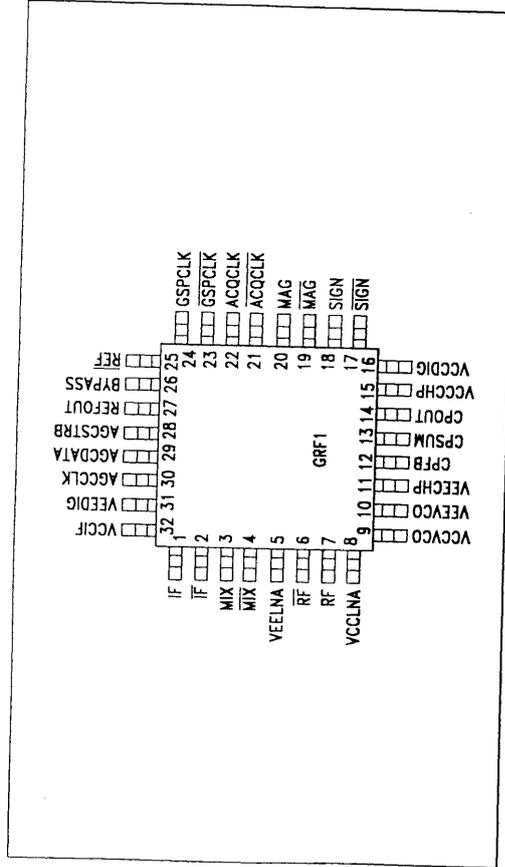
【 図 4 】



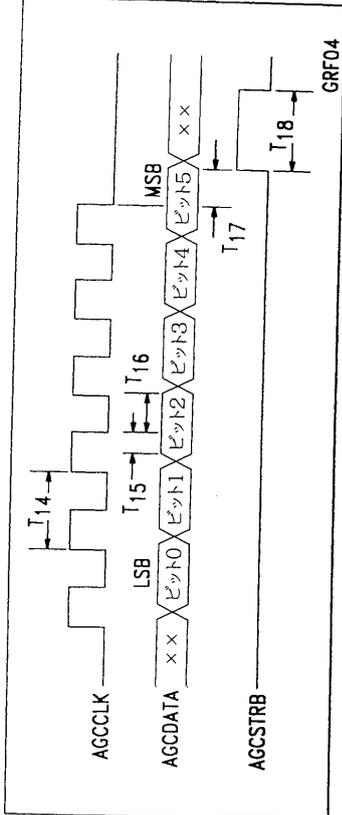
【 図 1 3 】



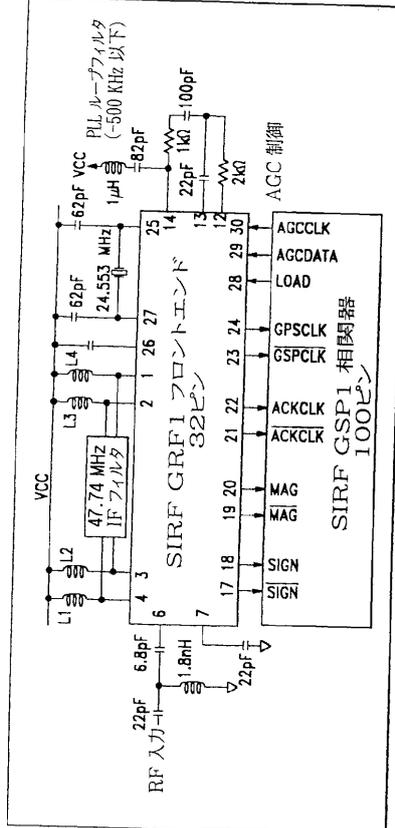
【 図 1 4 】



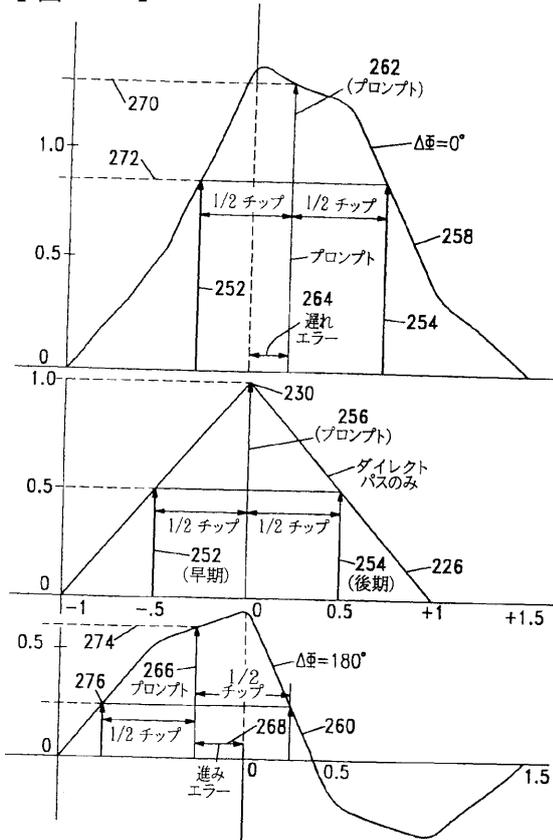
【 図 1 5 】



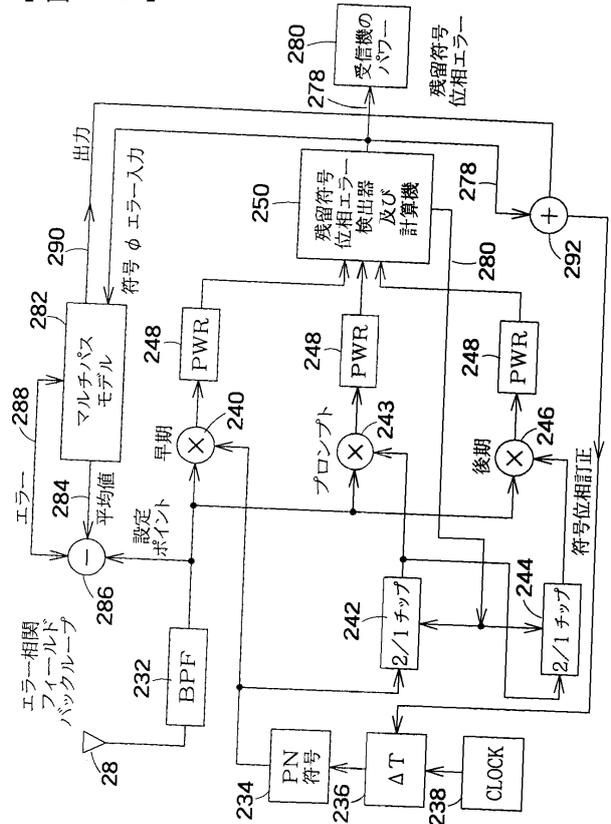
【 図 1 6 】



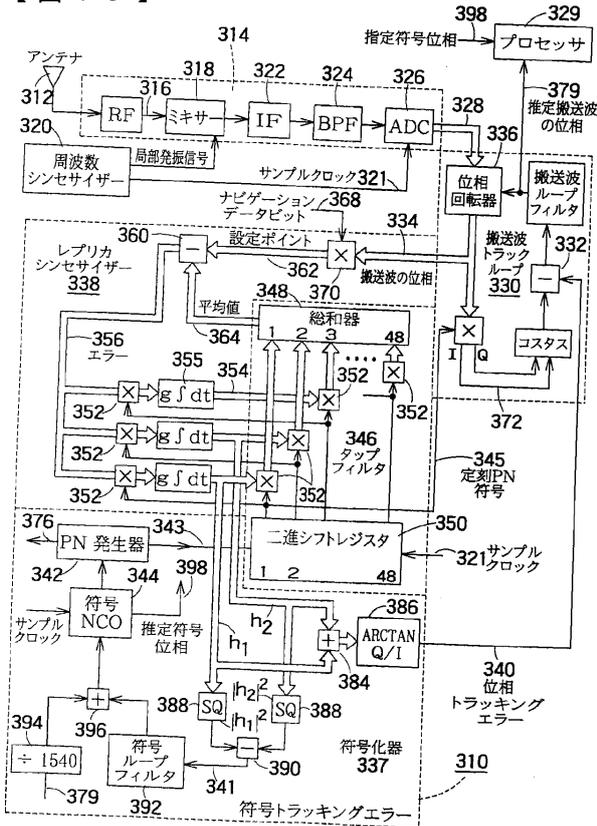
【図17】



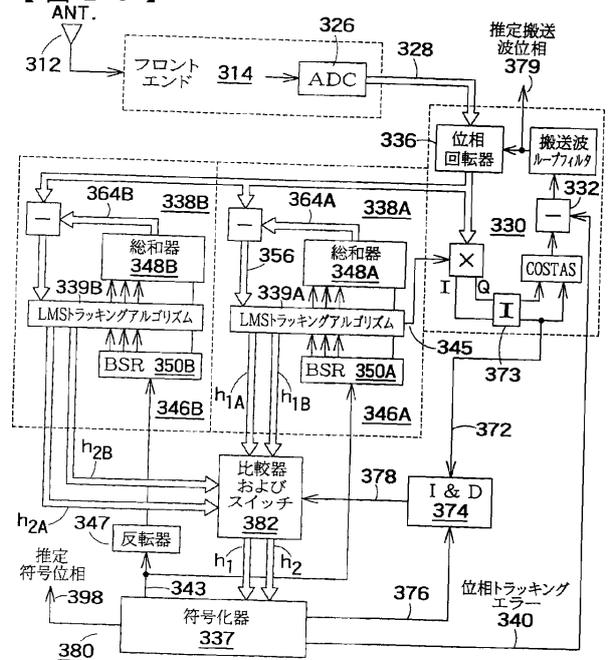
【図18】



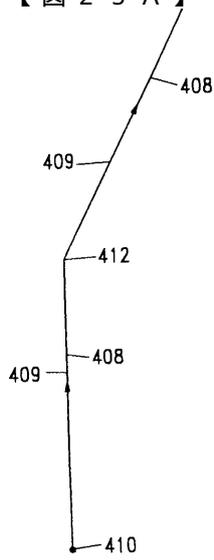
【図19】



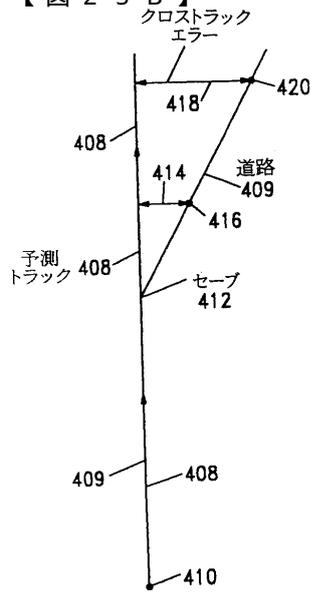
【図20】



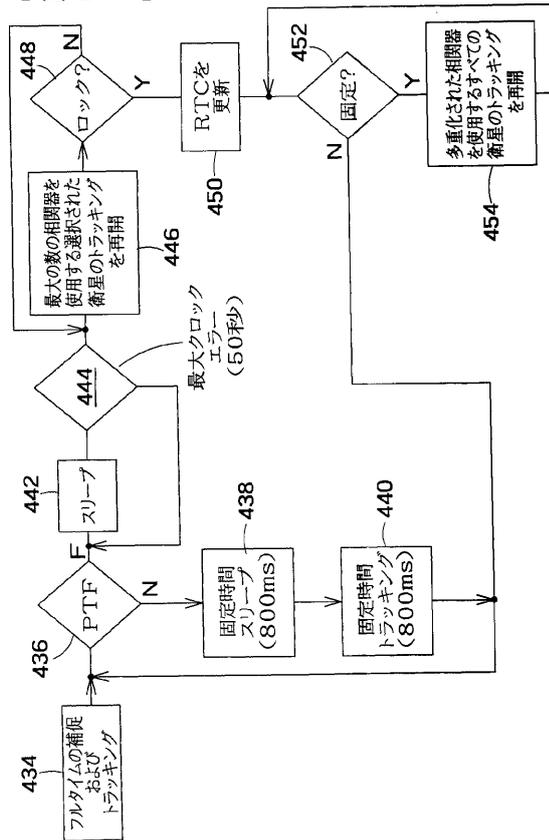
【 図 2 5 A 】



【 図 2 5 B 】



【 図 2 6 】



フロントページの続き

- (31)優先権主張番号 08/638,021
(32)優先日 平成8年4月25日(1996.4.25)
(33)優先権主張国 米国(US)
(31)優先権主張番号 60/024,260
(32)優先日 平成8年8月21日(1996.8.21)
(33)優先権主張国 米国(US)
(31)優先権主張番号 60/026,304
(32)優先日 平成8年9月16日(1996.9.16)
(33)優先権主張国 米国(US)
(31)優先権主張番号 60/042,868
(32)優先日 平成9年3月28日(1997.3.28)
(33)優先権主張国 米国(US)

(74)代理人

弁理士 橋谷 英俊

- (72)発明者 サンジャイ、コーリ
アメリカ合衆国カリフォルニア州、マンハッタン、ビーチ、ローズクラズ、プレイス、125
(72)発明者 スティーブン、チェン
アメリカ合衆国カリフォルニア州、セリトス、イースト、サンディー、クリーク、12528
(72)発明者 チャールズ、アール・カーン
アメリカ合衆国カリフォルニア州、マンハッタン、ビーチ、トゥエンティース、ストリート、225
(72)発明者 マンジッシュ、チャンサーカー
アメリカ合衆国カリフォルニア州、サンタ、クララ、リリック、ドライブ、3700、アパートメント、301
(72)発明者 グレッグ、チューレットスカイ
アメリカ合衆国カリフォルニア州、サンノゼ、ケリー、ドライブ、1062

審査官 宮川 哲伸

- (56)参考文献 特開平8-86852(JP,A)
特開平8-75478(JP,A)
特開平7-139960(JP,A)
特開平6-341847(JP,A)
特開平6-273509(JP,A)
特開平8-75479(JP,A)
米国特許第5495499(US,A)
米国特許第5546087(US,A)
国際公開第95/8779(WO,A1)
欧州特許出願公開第689034(EP,A1)
欧州特許出願公開第501829(EP,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷,DB名)

G01S 5/14
H04B 1/707