

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3829243号

(P3829243)

(45) 発行日 平成18年10月4日(2006.10.4)

(24) 登録日 平成18年7月21日(2006.7.21)

(51) Int.Cl.

G O 1 S 5/14 (2006.01)

F I

G O 1 S 5/14

請求項の数 13 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願平9-119016	(73) 特許権者	593082494
(22) 出願日	平成9年5月9日(1997.5.9)		アジャンス スパシャル ユーロペエンヌ
(65) 公開番号	特開平10-73649		フランス 7 5 7 3 8 パリ リュ マリ
(43) 公開日	平成10年3月17日(1998.3.17)		オーニクス 8-10
審査請求日	平成16年1月29日(2004.1.29)	(74) 代理人	100065215
(31) 優先権主張番号	9605778		弁理士 三枝 英二
(32) 優先日	平成8年5月9日(1996.5.9)	(74) 代理人	100076510
(33) 優先権主張国	フランス(FR)		弁理士 掛樋 悠路
		(74) 代理人	100094101
			弁理士 館 泰光
		(72) 発明者	ビールルイヒ シルフェストリン
			オランダ 2 3 4 3 オグストギースト
			エム. ケイ. オネスラーン 26

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ナビゲーションシステムの受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

衛星ナビゲーションシステムの受信装置であって、
 一つが基準アンテナとなる少なくとも二つのアンテナと、
 前記アンテナからの信号を多重化するマルチプレクサと、
 前記マルチプレクサの下流に配置され、前記マルチプレクサからの信号に基づいてナビゲーションパラメータに対応する少なくとも一つの信号を出力する第一のプロセッサと、
 前記基準アンテナから連続して信号を受ける入力部を有し、基準アンテナの位置に関するパラメータに対応した少なくとも一つの基準信号を出力する第二のプロセッサと、
 少なくとも一つの基準信号を参照して前記マルチプレクサからの信号を処理し、少なくとも

10

【請求項2】

前記マルチプレクサは、前記基準アンテナからの信号を受ける入力部を備えることを特徴とする請求項1記載の受信装置。

【請求項3】

前記マルチプレクサにより前記基準アンテナからの信号を受ける前記入力部に割り当てられるスイッチング時間は、前記マルチプレクサにより他のアンテナからの信号を受ける他の入力部に割り当てられるスイッチング時間より短いことを特徴とする請求項2記載の受信装置。

20

【請求項4】

第一のプロセッサは、
前記マルチプレクサの下流に配置された第一のRF/IFコンバータと、
第一のアナログ-デジタルコンバータとを備え、
前記第二のプロセッサは、
前記基準アンテナの下流に配置された第二のRF/IFコンバータと、
第二のアナログ-デジタルコンバータとを備え、
前記受信装置は、
前記第一及び第二のプロセッサに共通の周波数シンセサイザを備え、該周波数シンセサイザは、ローカルオシレータ信号及びクロック信号を発生し、これらの信号は各々、最初に
少なくとも前記第一及び第二のRF/IFコンバータ並びに少なくとも前記第一及び第二
のアナログ-デジタルコンバータに出力されることを特徴とする請求項1から請求項3ま
でのいずれか一項記載の受信装置。

10

【請求項5】

前記第一及び第二のアナログ-デジタルコンバータは、それぞれ前記第一及び第二のプロセッサとカスケード接続されてその下流に配置されることを特徴とする請求項4記載の受信装置。

【請求項6】

処理される各衛星信号に対して、前記第二のプロセッサの一部を形成する基準部と、前記第一のプロセッサの一部を形成するスレーブ部とを具備するプロセッサブロックを備え、
前記基準部及びスレーブ部の各々は、
ベースバンドに変換し、イメージ周波数を排除するためのベースバンドコンバータと、
前記ベースバンドコンバータの入力部と接続される出力部を有する数値制御された搬送波
オシレータと、

20

数値制御されたコードオシレータと、

前記数値制御されたコードオシレータに制御され、アーリーコードE、パンクチュアルコードP、及びレイトコードLを発生するコード発生器と、

前記ベースバンドコンバータからベースバンドで出力される信号並びに前記コード発生器により発生されるアーリーコードE、パンクチュアルコードP、及びレイトコードLを受け、
関連信号を出力する関連器と、

30

入力として前記関連信号を受け、出力としてアーリーループ、パンクチュアルループ、及びレイトループの制御信号を発生するアキュムレータとを備え、

前記スレーブ部のベースバンドコンバータの入力部は、前記第一のアナログ-デジタルコンバータの出力と接続され、

前記基準部のベースバンドコンバータの入力部は、前記第二のアナログ-デジタルコンバータの出力と接続され、

前記処理手段は、

前記基準部の前記アキュムレータ及び前記スレーブ部の前記アキュムレータによって発生されるループ制御信号を受け、前記基準部及び前記スレーブ部の前記搬送波オシレータ及び前記コードオシレータに対するループ信号を発生するデジタルプロセッサを備えることを
特徴とする請求項4又は請求項5記載の受信装置。

40

【請求項7】

処理される各衛星信号に対して、前記第二のプロセッサの一部を形成する基準部と、前記第一のプロセッサの一部を形成するスレーブ部と、前記第一及び第二のプロセッサに共通の共通部とを含むプロセッサブロックを備え、

前記共通部は、

出力部を有する数値制御された搬送波オシレータと、

数値制御されたコードオシレータと、

前記数値制御されたコードオシレータに制御され、アーリーコードE、パンクチュアルコードP、及びレイトコードLを発生するコード発生器とを備え、

50

前記基準部は、

前記第二のアナログ - デジタルコンバータの出力部と接続される入力部及び前記数値制御された搬送波オシレータの出力部と接続される入力部を有し、ベースバンドに変換し、イメージ周波数を排除するためのベースバンドコンバータと、

前記ベースバンドコンバータからベースバンドで出力される信号並びに前記コード発生器により発生されるアーリーコードE、パンクチュアルコードP、及びレイトコードLを受け、関連信号を出力する関連器と、

入力として前記関連信号を受け、出力としてアーリーループ、パンクチュアルループ、及びレイトループの制御信号を発生するアキュムレータとを備え、

前記スレーブ部は、

前記第一のアナログ - デジタルコンバータの出力部と接続される入力部及び前記数値制御された搬送波オシレータの出力部と接続される入力部を有し、ベースバンドに変換し、イメージ周波数を排除するためのベースバンドコンバータと、

前記基準部の前記コード発生器によって発生されるパンクチュアルコードPとともに、前記ベースバンドコンバータからベースバンドで出力される信号を受け、パンクチュアル関連信号を出力する関連器と、

入力として前記パンクチュアル関連信号を受け、パンクチュアルループの制御信号を出力するアキュムレータとを備え、

前記処理手段は、前記基準部及び前記スレーブ部の前記アキュムレータによって発生されるループ制御信号を受け、前記搬送波オシレータ及び前記コードオシレータに対してループ信号を発生するデジタルプロセッサを備えることを特徴とする請求項4又は請求項5記載の受信装置。

【請求項8】

前記基準信号の一つがデータ変調信号であり、

前記処理手段は、前記マルチプレクサからの前記信号から、前記データ変調信号を除去する手段を含むことを特徴とする請求項1から請求項7までのいずれか一項記載の受信装置。

【請求項9】

前記基準信号の一つは、前記基準アンテナと関連するドップラー効果を表し、前記第二のプロセッサと関連するループフィルタによって発生される信号であり、

前記処理手段は、前記第一のプロセッサの一部を形成する数値制御されたオシレータを前記ドップラー効果の表示信号に応じて制御する手段を含み、

前記オシレータは、信号が多重化されたアンテナと関連するドップラー効果を表し、前記第一のプロセッサと関連するループフィルタによって発生される信号によって制御されることを特徴とする請求項1から請求項8までのいずれか一項記載の受信装置。

【請求項10】

前記第一のプロセッサの前記ループフィルタは、二次フィルタであることを特徴とする請求項9記載の受信装置。

【請求項11】

前記ループフィルタは、1Hzより狭い通過帯域を有することを特徴とする請求項10記載の受信装置。

【請求項12】

前記第一のプロセッサは、コードインスタント信号及びアンテナスイッチングインスタント信号により再初期化される少なくとも一つのアキュムレータを備え、

前記第二のプロセッサは、前記コードインスタント信号により再初期化される少なくとも一つのアキュムレータを備えることを特徴とする請求項1から請求項11までのいずれか一項記載の受信装置。

【請求項13】

前記第二のプロセッサは、連続したデータビットの符号を決定するための回路と関係する少なくとも一つのアキュムレータを備え、

10

20

30

40

50

前記第一のプロセッサは、同一符号の値を得るように、連続したデータビットの符号の関数として部分的な相関値を訂正するための回路と関係する少なくとも一つのアキュムレータを備えることを特徴とする請求項1から請求項12までのいずれか一項記載の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、ナビゲーションシステムの受信装置に関し、特に、衛星ナビゲーションシステムの受信装置に関するものである。

【0002】

10

【従来の技術】

米国のグローバル・ポジショニング・システム（GPS）、ロシアのグローバル・オービッティング・ナビゲーション・サテライト・システム（GLONASS）のようなグローバル・ナビゲーション・サテライト・システム（GNSS）によって伝送される信号を用いて、衛星のような移動体の姿勢又はポインティング方向を決定することができる受信装置が既に知られている。また、欧州ジオステーションナリー・ナビゲーション・オーバレイ・システム（EGNOS）のようなジオステーションナリー・ナビゲーション・オーバレイ・システム（GNOS）も使用することができる。

【0003】

位相差を測定することによって、GNSSの信号から衛星の姿勢を決定することができる受信装置が、以下の文献により既に知られている。例えば、1976年4月に米国のペンシルヴェニア州のウォーミンスターのナビゲーション学会で発表されたV. W. Spinneyの"地球付近での使用のための姿勢基準としてのグローバル・ポジショニング・システムの応用"、1982年に米国のラスクルーヅイズで開催されたサテライトポジショニングに関する第3回国際測地学シンポジウムの会報で発表されたA. K. Brownらの"グローバル・ポジショニング・システムを用いた干渉姿勢決定：新ジャイロセオドライト"、又は、1983年10月に米国のカリフォルニア州のサンディエゴで開かれた国際遠隔測定会議の報告書で発表されたK. M. Josephらの"高精度オリエンテーション：新しいGPSの応用"がある。

20

【0004】

30

どのような移動体（宇宙船、飛行機、船等）でもその姿勢を決定するためには、少なくとも二つのGNSSの衛星から飛来し、一般に、移動体に固定された少なくとも三つの整列されていないアンテナを介して受信された搬送波の位相差を正確に測定する必要がある。それにもかかわらず、ポインティング方向の決定として知られている二つの軸上の姿勢の決定に対して、二つのアンテナのみを用いて行うことができる。

【0005】

GNSSの信号をトレースし、復調することによって得られる受信装置の位置と送信装置の位置とを同時に知ることに加えて、受信装置は、そのような位相差を測定することにより、適切な条件下で1アーク分（one minute of arc）より正確に移動体の姿勢を決定することができる。

40

【0006】

受信装置に使用される特別なアーキテクチャから生じる制約内で、GPSを使用した姿勢決定に関するエラーを最小化するために多くの研究がなされてきた。

【0007】

二つの受信装置のアーキテクチャが開発され、それらは、米国特許第5185610号明細書（Texas Instruments）にその例が開示されるパラレルアーキテクチャ、米国特許第5268695号明細書（Trimble Navigation Ltd.）に開示されるマルチブックスアーキテクチャである。また、Texas Instrumentsにより発行された二つの文献がある。第一の文献は、1981年に米国ナビゲーション学会の第37回年次会議の会報の61～77頁で発表されたC. R. J

50

ohnsonらの「多重化GPSユーザーセットの応用」である。また、第二の文献は、1984年夏にナビゲーション学会ジャーナルVol. 31、No. 2で発表されたR. A. Maherの「航空ナビゲーションのマルチチャンネルのシーケンシャル及びマルチプレックスGPS受信装置の比較」である。

【0008】

パラレルアーキテクチャでは、異なるアンテナにそれぞれ接続された複数の同一のチャンネルを介して信号を処理することにより測定が行われる。信号は連続して追跡され、それにより、搬送波の位相の差を測定するときに低いランダムノイズが得られる。しかしながら、信号が異なるアナログ装置を通過しなければならないとすると、未知のバイアスが発生する。

10

【0009】

一方、マルチプレックスアーキテクチャでは、異なるアンテナ間で周期的に切り換えられる一つのチャンネルを用いて測定が行われる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】

これらのアーキテクチャの各々には、得られた結果に関し、又は、実行に関して以下に説明する欠点がある。

【0011】

図7に示す4つのアンテナを用いたパラレルアーキテクチャでは、4つのアンテナの各々が、デジタルシグナルプロセッサ(DSP)に制御された4つの同一の処理回路の各々に接続される。

20

【0012】

このパラレルアーキテクチャでは、異なるアンテナから受信された信号は、パラレル処理チャンネルに入力され、パラレル処理チャンネルの各々が無線周波数から中間周波数(RF/IF)への処理を行い、少なくともいくつかの信号(理論的な最小値は二つ)に対してコード及び搬送波トラッキングループを備え、4つのGNSS信号が、リアルタイム位置を決定できるように通常処理される。信号は、平行して且つ独立して処理される。しかし、すべての異なるミキシング処理に対して、使用される基準信号は、周波数シンセサイザを介して同一の基準となる温度制御された水晶発振器(TCXO)から出力される。独立した基準信号が使用されると、正確に搬送波の位相差を測定することはできず、各基準信号の位相ドリフトから実際の搬送波の位相差を分離することは困難である。現代の広周波数帯域の受信装置の技術に従えば、コスタスループ(Costas loops)が搬送波位相の追跡に使用され、ディレイロックループ(delay-lock loops、DLL)がコード位相の追跡に使用される。この点に関しては、1980年のナビゲーションジャーナルVol. 1に発表されたJ. J. Spilkerの「GPS信号の構成及び性能の特性」を参照することができる。

30

【0013】

パラレルアーキテクチャの受信装置には、二つの主要な欠点、つまり、ハードウェアの複雑さ及び種々の回路の異なる信号線を伝搬することによるバイアスがある。バイアスは、不正確になる主要な原因である。RF/IF回路の各デバイスには、有限群遅延(finite group delay)があり、ラインバイアス(line bias)が発生し、一般に、このラインバイアスは、すべての回路に対して同一ではない。RFフィルタ及びIFフィルタは、群遅延全体に影響するだけでなく、温度に対しても大変敏感である。異なるアンテナのRF/IFパスでの群伝搬遅延(group propagation delay)は、ある程度マッチングさせて校正することができるが、姿勢の決定の正確さに直接影響する温度の変化、放熱、及びエージング現象のために、ミスマッチングが必ず起こる。オンラインで再校正することができるが、装置がかなり複雑になる。

40

【0014】

各アンテナに対する回路を分離して測定をしなければならないとすると、姿勢を決定するためのパラレル受信装置は、比較的複雑となり、コストが増加する。これは、体積、重量

50

、及び消費電力が大変重要となる適用される製品に対して、特に衛星に搭載する場合に大変大きな欠点になる。

【0015】

異なるアンテナから出力される信号が多重化されるマルチプレックスアーキテクチャの受信装置では、一つのRF/IF部のみにすべてのアンテナからの信号が時間分割されて多重化された状態で供給されるために、ラインバイアス及びRF干渉の問題は除去される。PINダイオード又は電界効果トランジスタを用いて容易に作ることができる高速スイッチによって多重化を行うことができる。この例を図8に示す。

【0016】

マルチプレックス受信装置では、すべての信号のパスは、同一のRF/IF部を共用し、アンテナのケーブルの長さが異なることによる影響を除き、実際にすべてのラインバイアスが除去さる。一つのアンテナのみが与えられた時間の間だけアクティブになるため、クロストークも除去される。マルチプレックスアーキテクチャには、パラレルアーキテクチャに比較してハードウェアがずっと少なくてすむという利点がある。この結果、体積、重量、消費電力及びコストをかなり節約できる。

【0017】

しかしながら、アンテナからの信号を多重化する受信装置にも欠点がある。最も重要な欠点は、アンテナからの信号がある期間の間だけしか観測できないためにトラッキング能力が劣る点である。例えば、1977年に米国のニュージャージー州のプレントイスホールでのJ. S. Spilkerの「衛星によるデジタルコミュニケーション」に示されるように、4つのアンテナからの信号を多重化した場合、S/N比が6dB低下する。

【0018】

さらに、データビットの変化を検出する能力を維持するために、多重化を行う際の切り替えを十分速く行われなければならない。GPSでは50Hz、GLONASSでは100Hzで行われなければならない。また、デジタル処理回路は、各インターバルの初めに再初期化されなければならない。このため、コード及び搬送波ループに使用される数値制御されたオシレータ(NCO)の位相は、各場合に初期位相値にセットされ、コード発生器が正しい状態に初期化される必要があり、この結果、受信装置の設計が非常に複雑になる。さらに、異なるサンプリング及びスイッチングレートがあるために、搬送波トラッキングループで間違ったロック状態が起こるかもしれず、これらもまた考慮しなければならない。

【0019】

本発明の目的は、連続受信回路と多重化受信回路とを組み合わせることにより、少なくともほとんどの部分に対して、少なくとも上記のいくつかの欠点を除去することである。

【0020】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するため、本発明は、衛星ナビゲーションシステムの受信装置であって、基準アンテナを含む少なくとも二つのアンテナと、前記アンテナからの信号を多重化するマルチプレクサと、前記マルチプレクサの下流に配置され、前記マルチプレクサからの信号に基づいてナビゲーションパラメータに対応する少なくとも一つの信号を出力する第一のプロセッサとを備え、前記受信装置は、前記基準アンテナから連続して信号を受ける入力部を有し、前記基準アンテナの位置に関するパラメータに対応した少なくとも一つの基準信号を出力する第二のプロセッサと、少なくとも一つの基準信号を考慮して前記マルチプレクサからの信号を処理し、少なくとも一種類のナビゲーションデータを計算する処理手段とを備えることを特徴とする受信装置を提供する。

【0021】

また、前記マルチプレクサは、前記基準アンテナからの信号を受ける入力部を備えることが好ましい。前記マルチプレクサによって前記入力部に割り当てられるスイッチング時間は、他の入力部に割り当てられるスイッチング時間より短いことが好ましい。

【0022】

前記受信装置は、前記基準信号がデータ変調信号であり、前記処理手段が前記マルチプレ

10

20

30

40

50

クサからの前記信号に現れる前記データ変調信号を除去する手段を含むことにより特徴づけられてもよい。

【0023】

前記基準信号の一つは、前記基準アンテナと関連するドップラー効果を表し、前記第二のプロセッサと関連するループフィルタによって発生される信号であってもよく、また、前記処理手段は、ドップラー効果を表す前記信号の応じて前記第一のプロセッサの一部を形成する数値制御されたオシレータを制御し、また、前記オシレータは、信号が多重化されるアンテナと関連するドップラー効果を表すとともに前記第一のプロセッサと関連するループフィルタによって発生される信号によって制御されてもよい。

【0024】

前記ループフィルタは、デジタルフィルタであるため、一般に機能的には、デジタルプロセッサの一部である。

【0025】

結果として、前記第二のプロセッサで実行される位相測定は、第一のプロセッサで処理されるように信号のダイナミックレンジを減少させるために用いられる。従って、特に、ループフィルタを簡略化することができる。前記第一のプロセッサの前記ループフィルタは、二次フィルタであることが好ましい。このフィルタは、1 Hz より狭い、例えば 0.4 Hz の通過帯域を有することが好ましい。

【0026】

本発明の他の受信装置は、マルチプレクサの下流にカスケード接続されて配置された第一の RF / IF コンバータ及び望ましくは第一のアナログ - デジタルコンバータを含む第一のプロセッサと、基準アンテナの下流にカスケード接続されて配置された第二の RF / IF コンバータ及び望ましくは第二のアナログ - デジタルコンバータを含む第二のプロセッサと、各々が最初に第一及び第二の RF / IF コンバータに出力され、次に第一及び第二のアナログ - デジタルコンバータに出力されるローカルオシレータ信号及びクロック信号を発生する前記第一及び第二のプロセッサに共通の周波数シンセサイザとを備えることを特徴とする。

【0027】

前記プロセッサは、処理される各衛星信号に対して、第二のプロセッサの一部を形成する基準部と、第一のプロセッサの一部を形成するスレーブ部とを含むプロセッサブロックを備え、前記基準部及びスレーブ部の各々は、ベースバンドに変換し、イメージ周波数を排除するためのベースバンドコンバータと、前記ベースバンドコンバータの入力部と接続される出力部を有する数値制御された搬送波オシレータと、数値制御されたコードオシレータと、前記数値制御されたコードオシレータに制御されるコード発生器と、前記ベースバンドコンバータからベースバンドで出力される信号並びに GPS 規格に従うアーリーコード (early code) E、パンクチュアルコード (punctual code) P、及びレイトコード (late code) L を受ける相関器と、入力として相関信号を受け、出力としてアーリーループ、パンクチュアルループ、及びレイトループの入力信号を発生するアキュムレータとを備え、前記スレーブ部のベースバンドコンバータの入力部は、前記第一のアナログ - デジタルコンバータの出力部と接続され、前記基準部のベースバンドコンバータの入力部は、前記第二のアナログ - デジタルコンバータの出力部と接続され、前記処理手段は、前記基準部のアキュムレータ及び前記スレーブ部のアキュムレータによって発生されるループ制御信号を受け、前記基準部及び前記スレーブ部の前記搬送波オシレータ及び前記コードオシレータに対するループ信号を発生するデジタルプロセッサを備える。

【0028】

好ましくは、受信装置が簡略化されるように、受信装置は、処理される各衛星信号に対して、第二のプロセッサの一部を形成する基準部と、第一のプロセッサの一部を形成するスレーブ部と、前記第一及び第二のプロセッサに共通の共通部とを含むプロセッサブロックを備え、前記共通部は、出力部を有する数値制御された搬送波オシレータと、数値制御さ

10

20

30

40

50

れたコードオシレータと、前記数値制御されたコードオシレータに制御され、アーリーコードE、パンクチュアルコードP、及びレイトコードLを発生するコード発生器とを備え、前記基準部は、第二のアナログ-デジタルコンバータの出力部と接続される入力部及び前記数値制御された搬送波オシレータの出力部と接続される入力部を有し、ベースバンドに変換し、イメージ周波数を排除するベースバンドコンバータと、前記ベースバンドコンバータからベースバンドで出力される信号並びに前記コード発生器により発生されるアーリーコードE、パンクチュアルコードP、及びレイトコードLを受け、関連信号を出力する関連器と、入力として関連信号を受け、出力としてアーリーループ、パンクチュアルループ、及びレイトループの制御信号を発生するアキュムレータとを備え、前記スレーブ部は、第一のアナログ-デジタルコンバータの出力部と接続される入力部及び前記数値制御された搬送波オシレータの出力部と接続される入力部を有し、ベースバンドに変換し、イメージ周波数を排除するベースバンドコンバータと、前記基準部のコード発生器によって発生されるパンクチュアルコードPとともに、前記ベースバンドコンバータからベースバンドで出力される信号を受け、パンクチュアル関連信号を出力する関連器と、入力としてパンクチュアル関連信号を受け、パンクチュアルループの制御信号を出力するアキュムレータとを備え、前記処理手段は、前記基準部及び前記スレーブ部のアキュムレータによって発生されるループ制御信号を受け、前記搬送波オシレータ及び前記コードオシレータに対してループ信号を発生するデジタルプロセッサを備える。

10

【0029】

【発明の実施の形態】

20

以下、添付図面を参照しつつ本発明の実施の形態について説明する。図7に示すように、パラレルアーキテクチャの受信装置は、複数のアンテナ、例えば、4つのアンテナA1～A4を有し、各アンテナは、対応するプリアンプPA1～PA4に接続され、プリアンプの出力は、ミキサーM1～M4の対応する第一の入力部に出力され、その他の入力部は、安定した水晶発振器TCXOに制御されて周波数シンセサイザFSによって出力される信号を受ける。ミキサーM1～M4からの出力は、対応するベースバンドフィルタBPF1～BPF4へ出力され、ベースバンドフィルタの出力部は、デジタルシグナルプロセッサDSPにより制御される処理チャンネルPCH1～PCH4と接続される。

【0030】

図8に示すように、マルチプレックスアーキテクチャの受信装置は、アンテナA1～A4からの出力信号を受け、それらをプリアンプPA1～PA4に出力し、プリアンプの出力は、安定した発振器TCXOによって駆動されるシンセサイザFSによりミキサーMと同様に制御される共通のマルチプレクサMUXに出力される。この場合、デジタルシグナルプロセッサDSPは、一つのバンドパスフィルタBPF及び一つの処理チャンネルPCHを用いた時分割マルチプレックスモードで動作する。

30

【0031】

本発明に従うアーキテクチャ(図1参照)は、プロセッサDT2を含み、基準チャンネルとして使用される非スイッチング式の受信部と、アンテナの信号を多重化するのに使用され、プロセッサDT1を含む受信部とを組み合わせるという概念を実行可能にしている。デジタルシグナルプロセッサDSP及び周波数シンセサイザFSYはともに両方のプロセ

40

ッサDT1、DT2を駆動する。

【0032】

時間的に連続した部分は、姿勢決定のために必要とされる衛星信号を追跡し、搬送波及びコードの測定と同様に連続したナビゲーションデータを供給する。これらの測定は、同じRF/IFステージを分け合い、時分割マルチプレックスアーキテクチャを介して移動体に搭載されている一組のアンテナと接続されるスレーブチャンネルと同数のトラッキングループを補助するのに使用される。

【0033】

連続受信部に使用されるアンテナの信号は、受信装置の多重化受信部で多重化されることが好ましいということは重要である。

50

【 0 0 3 4 】

スレーブチャンネルは、プロセッサ D T 1 により処理され、姿勢決定のために必要な種々の搬送波の位相差の測定が行われる。トラッキングループは、高性能二重周波数受信装置と同様の方法でデジタルシグナルプロセッサ D S P によって補助され、第二の周波数 L 2 でのトラッキングが第一の周波数 L 1 でのよりロバストなトラッキングによって補助される。このような技術は、1995年9月に米国のカリフォルニア州のパームスプリングでのGPSの国際会議、ION-GPS-95でナビゲーション学会誌に掲載されたS. Rileyらの「宇宙での応用のためのGPS/GLONASS複合高精度受信装置」に開示され、また、1992年に米国のオハイオ州のコロンブスでのサテライトポジショニングに関する第6回国際測量シンポジウムの会報に掲載されたT. K. Meehanらの「ターボログGPS受信装置」に開示されている。

10

【 0 0 3 5 】

スレーブチャンネルでのアンテナからの信号の多重化は、RFラインバイアスの問題を解決し、完全なパラレルアーキテクチャと比較してハードウェアがあまり複雑にならない。スレーブチャンネルが受信装置の連続受信部によって補助されるという事実は、スレーブチャンネルで観測される信号のダイナミクス(dynamics)だけがマスタアンテナの信号とスレーブアンテナの信号との間の相対的ダイナミクスによるものになるという効果がある。角速度及び加速度が常に制限されているとすると、これらのダイナミクスは、姿勢決定に関連してよく知られている。宇宙応用において、相対加速度は、通常1gよりずっと少なく見積もることができ、信号トラッキングの観点から完全に無視することができる。結果として、スレーブチャンネルのトラッキングループは、大変正確な搬送波の位相差の測定をもたらすように最適化される。これは、搬送波処理ループが大変狭い通過帯域を有し、一般に、典型的な信号状態のもとで1mmより少ないノイズ測定の標準偏差を維持することができるためである。

20

【 0 0 3 6 】

図1を参照して、基準アンテナANT1からの信号のためのプリアンプLNA1の出力は、マスタRF/IFステージRF/IFMに入力され、その出力がマスタアナログ-デジタルコンバータADCMに供給される。マルチプレクサMUXは、アンプLNA1からの出力信号及びスレーブアンテナANT2、ANT3のためのアンプLNA2、LNA3からの出力信号を受ける入力部を有する。マルチプレクサMUXからの出力は、スレーブRF/IFステージRF/IFSの入力部に供給され、その出力は、スレーブアナログ-デジタルコンバータADCSの入力部の供給される。安定した水晶発振器TCXOによって制御される周波数シンセサイザFSYは、マスタ及びスレーブRF/IF中間ステージRF/IFM、RF/IFSの各々に供給されるローカルオシレータ信号LO、及びコンバータADCM、ADCSの各々に供給されて以下に詳細に説明するマスタ及びスレーブプロセッサに使用されるクロック信号CKを発生する。

30

【 0 0 3 7 】

アンテナANT1からの信号を処理する基準処理回路(マスタ処理回路)では、対応する要素を示す参照符号の最後に文字Mを常に付加し、一方、スレーブ処理回路では、文字Sを付加する。

40

【 0 0 3 8 】

図3には、以下の3つの部分がある。

【 0 0 3 9 】

- ・アンテナANT1～ANT3及びそれらと関連する低ノイズのアンプLNA1～LNA3
- ・参照符号Mで示される装置から構成される連続受信部のための信号処理回路
- ・参照符号Sで示される装置から構成される多重化受信部のための信号処理回路図3の破線のブロック1では、一つのチャンネルに対応した処理回路だけを含んでいるが、姿勢決定のための追跡に必要とされる衛星信号と同数の処理回路があることが理解される。上記したように、信号の数は、少なくとも二つ、通常4つである。このため、破線のブロック

50

1 と同一の 4 つのブロックがあり、各々のブロックが、アンテナ ANT 1 ~ ANT 3 によって搬送される上記の 4 つの信号のうちの一つに割り当てられ、同じデジタルシグナルプロセッサ DSP によりすべて制御される。

【0040】

マスタ部は、時間的に連続した受信装置を作るのに必要なすべての装置を含む。信号は、RF / IF ステージ RF / IF M に供給され、増幅され、フィルタリングされ、一つ又は二つのステップで適切な中間周波数に変換される。マスタ及びスレーブ RF / IF ステージ RF / IF M、RF / IF S は、上記の 1995 年 9 月に米国のパームスプリングでの GPS に関するナビゲーション国際会議、ION - GPS - 95 の会報に掲載された S. Riley らの「宇宙での応用のための GPS / GLONASS 複合高精度受信装置」に開示されている方法で作ることができる。図 2 にその構成を示す。それには、すべての GNSS 信号と互換性があるという特徴がある。姿勢を決定することを求める本発明の受信装置では、周波数 L2 で動作する部分を削除することができるが、それにもかかわらず、同期両義性 (synchronization ambiguity) の問題を解決するのに有益である (この点に関して米国特許第 5185610 号明細書を参照)。

10

【0041】

マスタ RF / IF ステージ RF / IF M からの出力は、ローカルオシレータ入力として数値制御された搬送波オシレータ PNCOM の出力を用いてイメージ周波数を除去したベースバンドへの最後の変換を実行するマスタデジタルミキサ IRMM に供給される前に、同相及び直角位相でサンプリングされ、アナログ - デジタルコンバータ ADCM によって定量化される。この数値制御されたオシレータ PNCOM の入力、抑圧された搬送波のスペクトル拡散信号を追跡できる従来のコストスループを閉じるために必要とされるループフィルタを制御するデジタルシグナルプロセッサ DSP によって従来の方法で制御される。

20

【0042】

ベースバンドの基準信号は、二つの基準相関器 ELCM、PCM における疑似ランダムコード PN の複製と相互に関係する。例えば、相関器 ELCM は、二つの相関器、一つはアーリーコード E と関係する相関器及び他方はレイトコード L と関係する相関器から作ることができる。これは、以下の文献に記載されている非コヒーレントデジタルループを実行する。すなわち、1995 年の航空学及び宇宙飛行学の米国学会によって発行された B. W. Parkinson 及び J. J. Spilker の「グローバルポジショニングシステム：理論と応用」の第 8 章に記載され、パンクチュアルコード P が相関器 PCM に供給され、アーリーコード E 及びレイトコード L が相関器 ELCM に供給される。使用されるコードは、GPS では 1.23 MHz で、GLONASS では 0.511 MHz でスイッチングされるクリア / アクイジション (C/A) コード (clear / acquisition code) である。C/A コード発生器 CGM は、数値制御されたコードオシレータ CNCOM によって計時され、その出力は、デジタルシグナルプロセッサ DSP によって従来の方法で制御される。プログラム可能な三値出力遅延器 PDLM は、コード P の相関器 PCM 及びコード E、L の相関器 ELCM を介してループを形成している遅延ループ DLL に対してアーリーコード E、パンクチュアルコード P、及びレイトコード L を発生させるために使用される。遅延ループ DLL からの信号は、アキュムレータ ACCM、ACCM から得られ、その信号は、プロセッサ DSP に供給される。これらは、比較的遅いレートで、通常 50 Hz 又は 100 Hz で、プロセッサ DSP によってリードされる。搬送波ループ及びループ DLL のフィルタは、プロセッサ DSP でパラメータが設定される。アキュムレータ ACCM の出力で利用される同相のサンプルと直角位相のサンプルとの間で位相弁別がプロセッサ DSP により実行された後に、搬送波ループフィルタの入力が得られる。

30

40

【0043】

上記のアキュムレータの機能は、プロセッサ DSP で処理される以前に、相関のある信号成分をフィルタリングすることにある。アキュムレータは、周期 T の間相関のあるサン

50

ルを蓄積し、その周期 T は、通常 C/A コードの周期 (1 ms) に等しいが、ループトラッキング性能を向上するために 20 ms まで増加させてもよい。アキュムレータから出力されるデータレートは、入力されるデータのレートよりずっと遅い。例えば、入力は、アキュムレータに先行するデジタルマルチプレクサの動作周波数に対応して 28 MHz で行われてもよく、出力されるデータレートは、捕捉モードで 100 Hz 、追跡モードで 1 kHz であってもよい。アキュムレータからのすべてのデータは、プロセッサ DSP によりストアされ、取り出される。また、 1995 年に航空学及び宇宙飛行学の米国学会によって発行された $B. W. Parkinson$ 及び $J. J. Spilker$ の「グローバルポジショニングシステム：理論と応用」の第 8 章を参照してもよい。

【0044】

10

スレーブ受信部の入力信号は、各アンテナの出力を周期的にサンプリングするマルチプレクサ MUX によって得られる。この信号は、基準受信部と同一で、周波数シンセサイザ F_{SY} によって送出される同一のオシレータ信号 LO 及びクロック信号 CK を分け合うスレーブ RF/IF ステージ RF/IF 及びサンプリング回路に供給される。これらの信号並びに数値制御されたオシレータ $PNCOM$ 、 $CNCOM$ 、 $PNCOS$ 、及び $CNCOS$ のための基準クロックは、安定した水晶発振器の制御のもとで周波数シンセサイザ F_{SY} によってコヒーレントに発生される。

【0045】

スレーブ部に作られる処理回路は、基準受信部のものと同様であるが、スレーブ回路の搬送波トラッキンググループ及びコードトラッキンググループが、基準アンテナ $ANT1$ から送られる信号を連続して処理する基準回路におけるトラッキンググループによって補助されるという点異なる。本発明に従えば、スレーブトラッキンググループは、姿勢動作によってのみ誘発される相対的なダイナミクスに基づき設計され、信号のダイナミクスすべてに基づいて設計されるものではない。ループは、そのような補助がない状態よりも低い次数で構成され、同じことが通過帯域にも適用される。

20

【0046】

本発明では、相関器の下流で行われるアナログ - デジタル変換を用いてアナログ的なやり方で相関処理が実行されることが観察される。

【0047】

イニシャル信号が捕捉された後、すべてのナビゲーションデータ及び観測可能なデータが基準受信部からの出力で利用することができる。この部分は、多重化受信装置で向上される性能を損失することなく動作する。

30

【0048】

特に、データ変化の時間位置及びデータ変調 (GPS で 50 Hz 、 $GLONASS$ で 100 Hz) の実際の値が基準部で決定され、スレーブチャンネルでの使用を可能とする。この結果、復調されたデータビットおよびその時間位置は、スレーブチャンネルで実行される相関測定からデータ変調を除去するために使用される。重要なのは、スレーブ部で多重化される間にアンテナが切り換えられる時間位置が、データ変化レートから完全に独立したやり方で選択されることにより、アンテナをゆっくりと、例えば $10 \sim 50\text{ Hz}$ の範囲で切り換えることができ、プロセッサ DSP で行われる仕事を削減することができるという結果である。これは、多重化された基準チャンネルが各新しいインターバルの最初に初期化されなければならない従来のマルチプレックスタイプのアーキテクチャと比較して非常に有利な点である。この場合、問題となるチャンネルの状態が受信装置のソフトウェアにより予測されなければならない、ハードウェアは各場合に初期状態に初期化できる要素を含まなければならない。このため、ハードウェア及びソフトウェアがより複雑になる。従って、装置がより複雑となることを避けることができれば、アンテナの信号の多重化を一つのアンテナの信号の連続したトラッキングに関連させる本発明の基本的なアーキテクチャは、非常に有利な点を備えることが理解される。

40

【0049】

完全な基準搬送波のトラッキングにおいて、スレーブチャンネルの搬送波の位相測定には

50

、基準チャンネル及びスレーブチャンネル間のパスが異なることによる遅延を無視しても、基準アンテナ及びスレーブアンテナ間の搬送波の位相差が含まれる。しかしながら、実際に、基準搬送波のトラッキンググループが追跡できない過渡現象及び安定状態での位相エラーが位相差の測定を妨害する。スレーブ部での搬送波の位相差が考慮されるときにのみ、安定状態でのトラッキングエラーが完全に除去される。これは、基準アンテナの信号が、スレーブ部で信号を発生させるために他のアンテナからの信号と適切に多重化されるからである。また、これは、マスタ又はスレーブ部での位相測定が、姿勢決定の際に使用されず、スレーブチャンネルの観測からデータ変調及び信号のダイナミックス（これらは移動体の動き及び伝搬効果に起因する）を取り除くためにのみ使用されることを意味する。

【 0 0 5 0 】

10

捕捉の間基準チャンネルの搬送波トラッキンググループで発生する過渡現象は、それにもかかわらず、異なるスレーブチャンネルの測定に伝搬する。瞬間的なトラッキングエラーを示す位相弁別器の出力を観察することにより、これらの過渡現象を弱くすることができる。このトラッキングエラーは、弁別器のリニア範囲を超えるべきではない。実際に、過渡現象は、初期の信号の捕捉の間に起こり、動作状態で姿勢測定の性能に影響しない。

【 0 0 5 1 】

二つの R F / I F ユニット、つまり、一つはマスタ部に他方はラインバイアスの起こるスレーブ部にあるユニットを用いて、基準アンテナの搬送波位相の測定をマスタ部で実行することができる。スイッチング期間のそのようなエラーのおけるドリフトが無視できるとすると、そのようなエラーは、常に考慮することができ、位相差を微分することにより完全に除去できる。実際に、マスタアンテナは、あるスイッチング時間の間スレーブアンテナとして働くために、受信装置は前記のエラーを直接除去することができる。このスイッチング時間は、他の二つのアンテナ、より一般的には他のアンテナに割り当てられたスイッチング時間を最大化するように、バイアスの予想されたドリフトに合わせることができ、これにより、測定精度を向上することができる。言い換えれば、多重化時間は、スレーブアンテナからの信号に対するよりもマスタアンテナからの信号に対して短くすることができ、ある場合には、多重化サイクル毎にマスタアンテナをサンプリングする必要があるなくなる。

20

【 0 0 5 2 】

マスタ受信部のトラッキンググループによるスレーブ受信部のトラッキンググループへの補助は、以下の方法により実行される。デジタルシグナルプロセッサ D S P によりこの機能が完全に実行され、遅延ループ D L L がアキュムレータ A C C E L M、A C C E L S、A C C M、A C C S の出力を周期的に、例えば、公称周波数 1 0 0 H z でリードすることにより閉じられる。

30

【 0 0 5 3 】

位相エラーは、アークタンジェント関数（位相弁別関数）を実行するテーブルを用いて、数値制御されたオシレータ P N C O M、P N C O S、C N C O M、C N C O S の各々に対する新しいパラメータを計算することによって初めに決定される。基準ループに対して、安定状態で一回、例えば、信号が捕捉された後、搬送波トラッキンググループが三次フィルタにより閉じられる。これらのフィルタは、パラメータを変更できるようにゲインを変化することができ、これにより、必要ならば、閉ループの通過帯域を修正できる。安定化された状態で、通過帯域は、公称 1 0 H z であるが、例えば、初期のデータアクイジションステップの間、1 0 0 H z に増加させてもよい。

40

【 0 0 5 4 】

ナビゲーションデータは、同相の相関器からの出力を検出して動作する立ち上がりの前部を検出するためのアルゴリズムによって復調される。装置は立ち上がりの前部に同期し、これにより、プロセッサ D S P で処理される仕事を削減することができる。

【 0 0 5 5 】

スレーブトラッキンググループは、二つの異なる方法で基準部の動作を利用する。第一に、基準部からの情報が利用でき、スレーブ信号のデータから変調を取り除くために使用でき

50

る場合、データ復調は実行する必要がない。GPSで20msである1ビット長が、通常積分時間の上限、例えば、相関器からの出力で蓄積されることができるI及びQサンプルの数を規定するという主要な利点がある。積分時間の増加は、S/N比を向上させ、測定の正確さを向上する。この技術は、一般に「データストリッピング(data stripping)」又は「データビットリムーバル(data bit removal)」として知られている。

【0056】

第二の主要な点は、基準ループフィルタからの出力がドップラーの推定(Doppler estimate)及びドップラー比率の推定(Doppler ratio estimate)を備える点である。ドップラー及びドップラー比率は、一般に以下の事項により決定される。

10

【0057】

- 1) 送信機と基準受信アンテナとの相対的な動き(モーションダイナミックス)
- 2) 媒体における伝搬現象(電離層ダイナミックス)
- 3) マスタアンテナとスレーブアンテナとの間の相対的な動き(姿勢ダイナミックス)

基準ループフィルタのよってもたらされるドップラー及びドップラー比率の推定は、スレーブ受信部の数値制御されたオシレータPNCOS、CNCOSを制御するのに使用され、スレーブループフィルタは、残留位相トラッキング及びコードエラートラッキングのためだけに、例えば、マスタアンテナとスレーブアンテナとの間の相対的な動き等の上記の3点によるトラッキングの変化のためだけに数値制御されたオシレータPNCOS、CNCOSを制御するのに必要とされる。数値制御されたオシレータPNCOS、CNCOSへの入力、基準ループフィルタからのドップラー及びドップラー比率の推定とスレーブフィルタからの出力との合計になる。

20

【0058】

マスタアンテナとスレーブアンテナとの相対的な動きが、大変小さなダイナミックス(少なくとも角加速度が常に10ミリラジアン/s²より小さい衛星に対して)により特徴づけられるとすると、低い次数のスレーブループフィルタ、より重要なものとしては、閉じられたループのための狭い通過帯域のフィルタを、スレーブ受信部に使用することができる。実際には、1Hz以下、例えば0.1~1Hzの範囲の閉じられたループの通過帯域を有する搬送波トラッキングループのための二次ループフィルタを用いることができる。例えば、ノイズの標準偏差が、与えられたS/N比に対して閉じられたループの通過帯域の平方根に比例するとすると、0.4Hzの典型的な通過帯域は、10Hzの通過帯域と比較して5分の1に搬送波位相の測定のノイズを減少する。

30

【0059】

受信装置は、1995年1月の航空宇宙及びエレクトロニクスシステムに関するIEEE会報Vol. 31、No. 1に掲載されたS. A. Stephensらの「デジタル位相同期ループの制御されたルートフォーミュレーション」に開示される理論に基づく以下のフィルタを用いてもよい。

【0060】

それは、以下の式を満たす。

40

【0061】

【数1】

$$\hat{f} = \frac{1}{T} \left[K_1 \phi_{n-1} + K_2 \sum_{i=1}^{n-1} \phi_i + K_3 \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=1}^i \phi_j \right]$$

ϕ : 弁別器の出力

$\hat{f}$: 推定周波数

T : 積分期間

K_1, K_2, K_3 : フィルタ係数 (二次フィルタの場合、 $K_3 = 0$)

10

【 0 0 6 2 】

三次フィルタはメインフィルタ (コスタスループ) に使用される。

【 0 0 6 3 】

本発明に使用可能なフィルタとしては、以下のものがある。

【 0 0 6 4 】

【 表 1 】

20

次数	通過帯域	T (ms)	K_1	K_2	K_3
3	50/20/10	2/5/10	0.1741	0.01313	3.585e-4
2	10	10	0.1911	0.01305	...
2	1	10	0.3003	2.344e-4	...

30

【 0 0 6 5 】

図 3 に、本発明の好ましい他の実施の形態を示す。この実施の形態のアーキテクチャでは、図 1 に示す破線のブロック 1 の代わりに図 3 に示す破線のブロック 2 を用いて、ハードウェア及びソフトウェアをともに簡略化することができる。

40

【 0 0 6 6 】

この概念では、マスタアンテナとスレーブアンテナとの距離が相関距離 C/A よりずっと短いと仮定している。相関距離が、GPS では 586 m、GLOASS ではその二倍であると仮定し、衛星のアンテナ間のベースラインがせいぜい数 m であると仮定すると、この条件を十分に満足する。搬送波及びコード用の数値制御されたオシレータがスレーブ部では削除され、スレーブ受信部のイメージ排除ミキサ I RMS 及びスレーブパンクチュアル相関器 PCS に供給される信号は、マスタ部の対応する回路 IRMM、PCM に供給される信号と完全に同一であることを除き、この概念は上記したものと同じである。ベースバンドのスレーブ信号は、相関器 FPC でデコリレート (decorrelate) され、出力が回路 ACCS で蓄積される。このアキュムレータからの出力は、デジタルシグナル

50

プロセッサDSPのより周期的にリードされるが、トラッキングループを閉じるために使用されていないため、ソフトウェアを簡略化できる。プロセッサDSPのソフトウェアにより制御されるアークタンジェント弁別器のような位相弁別器のよって、アキュムレータの出力で利用可能な同相及び直角位相の信号から位相を測定することができる。

【0067】

言い換えれば、次の回路、すなわち、回路LNA1～LNA3、RF/IFM、RF/IFS、FSY、ADCM、ADCS、IRMM、IRMS、PCM、PCS、ACCM、ACCSを図1及び図3ともに用いることができる。次の回路、すなわち、回路ELCM、ACC ELM、プログラム可能な遅延線PDL、C/Aコード発生器CG、数値制御されたオシレータPNC O、CNC Oは、マスタ部とスレーブ部で共用される。これによりアキュムレータ(ACC ELS)、相関器(ELCS)、C/Aコード発生器、プログラム可能な遅延線、数値制御された搬送波オシレータ、及び数値制御されたコードオシレータを削除することができる。

10

【0068】

公称トラッキング条件のもとで、例えば、信号が捕捉された後、アンテナを少し離れたと仮定すると、スレーブアンテナと基準パンクチュアルコードとの間の相関は、無視できる程度のS/N比の悪化を発生させるだけである。この結果、多重化されたスレーブ部により行われる搬送波位相の測定は、良好な品質で継続して行われ、そのノイズの標準偏差は、基準部のコストスループの特性により決定される。基準搬送波トラッキングが閉じられたループで実行され、搬送波の数値制御されたオシレータNCOが基準回路の入力信号と位相が合うように制御されるが、異なるブロック2のスレーブアキュムレータからの出力は、スレーブアンテナとマスタアンテナとの間のオフセットに比例して位相におけるオフセットが発生するということは重要である。得られる性能に重要な影響を与えずに、特別な搬送波トラッキングループ、並びにアーリー/レイト相関器及びアキュムレータ、スレーブチャンネルの数値制御された搬送波及びコードオシレータのような部品を必要としないとする、すべての姿勢制御用の受信装置(特に上記した米国特許第5185610号明細書及び米国特許第5268695号明細書)で実行可能なこの概念は、同時にハードウェア及びソフトウェアをとともに簡略化することができる。

20

【0069】

図4に示す実施の形態では、受信装置のスレーブ部のアキュムレータ(又は相関器)は、受信装置のスレーブ部でのスイッチングによる相関の損失を最小化又は除去できるように修正されている。

30

【0070】

第一の修正は、二つの独立した信号、すなわち、コードエレメント信号CE及びアンテナスイッチングエレメント信号ASEによりアキュムレータをリードし、再初期化する点である。但し、従来、このような再初期化は、信号CEを用いて実行されている。コードエレメント信号CEは、マスタ及びスレーブチャンネルのアキュムレータを再初期化し、そのときすべての値をリードするプロセッサDSPを妨害し、一方、アンテナスイッチングエレメント信号ASEは、スレーブチャンネルのアキュムレータだけを再初期化するのに使用される。これは、図5に示されているように、アンテナスイッチングレート及びコードエレメントレートCEが等しいとすると、これらの二つのレートを全く独立に互いに選択できることが想起される。

40

【0071】

信号a)は、基準チャンネルの位相相関器からの出力を表し、信号b)～d)は、アキュムレータからの出力を表している。

【0072】

図4において、マスタ部のアキュムレータACCMは、信号CEを受け、スレーブ部のアキュムレータACCSは、信号CE及び上記の信号ASEを受けていることがわかる。アキュムレータACCSの出力信号は、位相弁別器PHDSに送られ、それらは、スイッチング回路DXにより、マルチプレクサMUXのスイッチングと同期したスイッチングによ

50

り位相差を表す出力に導かれる。

【 0 0 7 3 】

基準位相を表すマスタアキュムレータ A C C M からの出力信号は、コード弁別器 C D M 及び位相弁別器 P H D M に送られる。弁別器 P H D M からの出力は、マスタモジュール及びスレーブモジュールのためのローカルオシレータとして使用されるとともに搬送波の複製を発生する数値制御されたオシレータ N C O M P に接続されるループフィルタ C L F に供給される。ループフィルタ C O L F を介して、弁別器 C D M は、C / A コード (E 、 L 、 P) 及び C E コードを発生するのに用いられる数値制御されたオシレータ N C O M C に接続される。

【 0 0 7 4 】

第二の特徴は、ナビゲーションデータにより変調された信号によって発生されてもよいアキュムレータ (又は相関器) からの符号反転のリード処理を削除するのに用いられるデータ反転処理 (データストリッピング) にある。これは、図 6 に示されている。基準チャンネルが 1 ビットの全期間で相関処理を実行するようにプログラムされていると仮定すると、データビットは、スイッチングインスタント信号 C E のアクティブ期間で検出される。部分的な相関値が対で得られ、各サンプルは、異なるデータビットで変調される。連続したデータビットの符号が基準部によって一度決定されると、一対の相関値の一部を訂正するためにそれらをスレーブ部で使うことができる。このとき、その値は同じ符号を持ち、最大信号エネルギーを有する単一の相関サンプルを形成するようにその値を合計することができ、そこから搬送波位相に対して推定値を抽出することができる。図 6 は、基準相関値 a) 、検出されたデータビット b) 、スレーブチャンネルからの相関値 c) 、及び最終相関値 d) を示す。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明の一実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図である。

【 図 2 】 本発明に使用されるのに適切な R F / I F ステージの一例の構成を示すブロック図である。

【 図 3 】 本発明の他の実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図である。

【 図 4 】 アキュムレータの好ましい一例の構成を示すブロック図である。

【 図 5 】 図 4 に示すアキュムレータと関連するタイミングチャートである。

【 図 6 】 符号反転が相関値に訂正される方法を示すためのタイミングチャートである。

【 図 7 】 従来のパラレルアーキテクチャの受信装置の構成を示すブロック図である。

【 図 8 】 従来のマルチプレックスアーキテクチャの受信装置の構成を示すブロック図である。

【 符号の説明 】

A N T 1 基準アンテナ

A N T 2 、 A N T 3 アンテナ

M U X マルチプレクサ

D T 1 第一のプロセッサ

D T 2 第二のプロセッサ

D S P デジタルシグナルプロセッサ

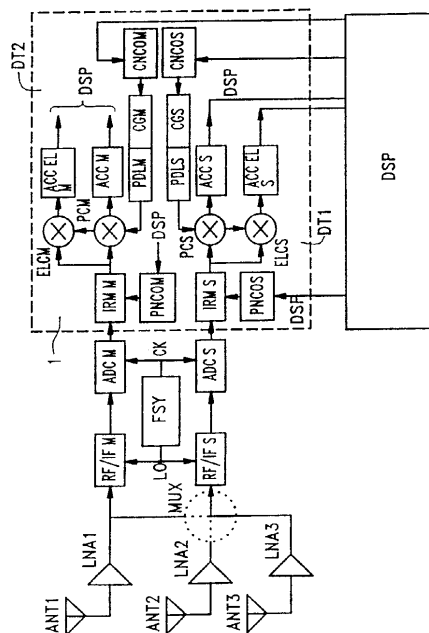
10

20

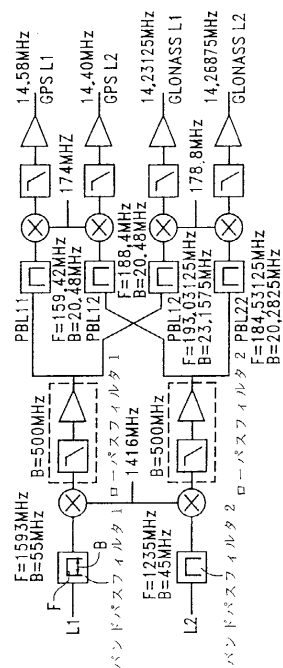
30

40

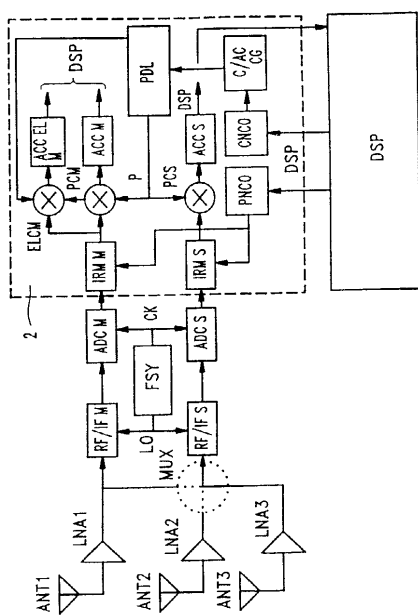
【图 1】



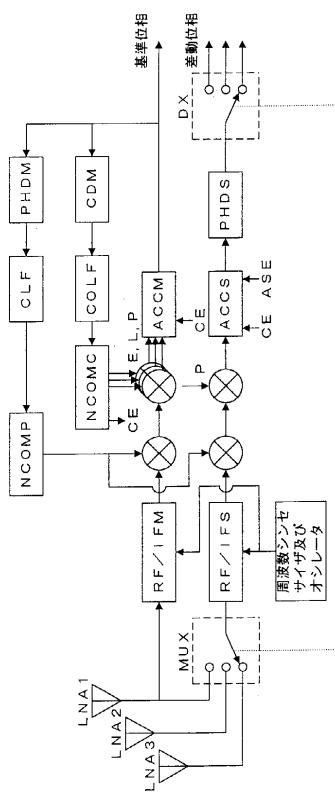
【图 2】



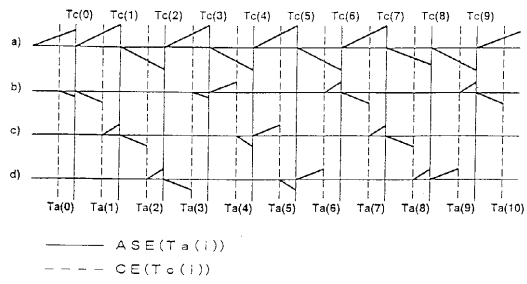
【 図 3 】



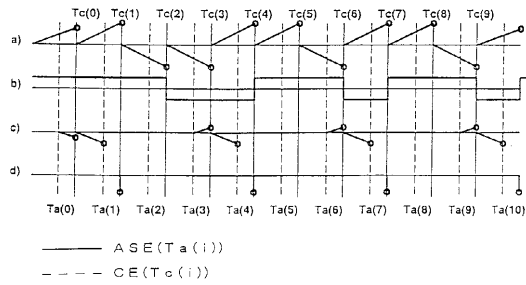
【 図 4 】



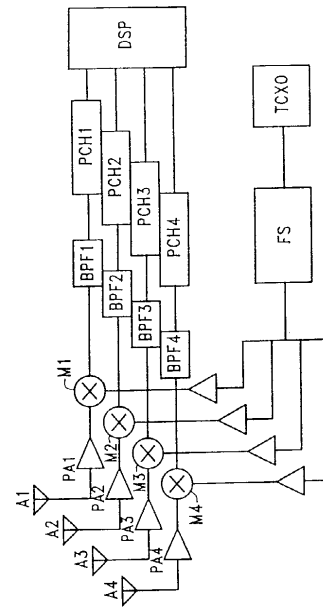
【図 5】



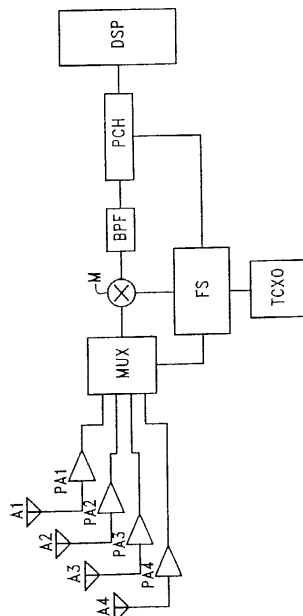
【図 6】



【図 7】



【図 8】



フロントページの続き

- (72)発明者 ピーター デイリー
イギリス エルエス16 5エヌエル リーズ ホリンガーデنز 6
- (72)発明者 ネイル ハワード
イギリス エスエヌ2 2エスイー スウィンドン ハイドン ウィック クラリーロード 6
- (72)発明者 デイビッド ウォルシュ
イギリス エルエス16 4エーキュウ リーズ ブリッジウォーター コート 11
- (72)発明者 エリック アールドーム
オランダ 2912 アーサー ニーヴェルカーク アー/デー エイセル イェー.アー. ベ
イエリンクストラート 44

審査官 有家 秀郎

- (56)参考文献 特開昭08-178649(JP,A)
特開平04-283617(JP,A)
特開平07-311252(JP,A)
特開平06-088865(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G01S 5/14