

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2003 年 8 月 28 日 (28.08.2003)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 03/071302 A1

(51) 国際特許分類: G01S 5/14, H04B 1/707

(21) 国際出願番号: PCT/JP03/01924

(22) 国際出願日: 2003 年 2 月 21 日 (21.02.2003)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(30) 優先権データ:
特願2002-47505 2002 年 2 月 25 日 (25.02.2002) JP

(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): ソニー株式会社 (SONY CORPORATION) [JP/JP]; 〒141-0001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 Tokyo (JP).

(72) 発明者; および

(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 寺西 孝一郎 (TERANISHI, Koichiro) [JP/JP]; 〒141-0001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内 Tokyo

(JP). 田中 勝之 (TANAKA, Katsuyuki) [JP/JP]; 〒141-0001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内 Tokyo (JP). 堀 克弥 (HORI, Katsuya) [JP/JP]; 〒141-0001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 中村 友之 (NAKAMURA, Tomoyuki); 〒105-0001 東京都港区虎ノ門1丁目2番3号 虎ノ門第一ビル9階 三好内外特許事務所内 Tokyo (JP).

(81) 指定国 (国内): US.

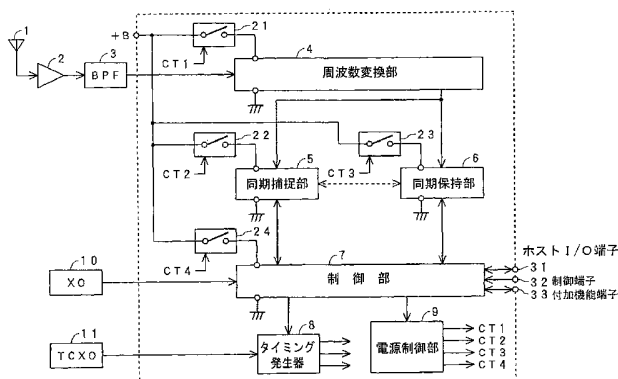
(84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SI, SK, TR).

添付公開書類:
— 国際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

(54) Title: GPS RECEIVER APPARATUS AND RECEIVING METHOD

(54) 発明の名称: GPS受信機および受信方法



4... FREQUENCY CONVERTING PART
5... SYNCHRONIZATION ACQUIRING PART
6... SYNCHRONIZATION HOLDING PART
7... CONTROL PART
31... HOST I/O TERMINAL
32... CONTROL TERMINAL
33... ADDITIONAL-FUNCTION TERMINAL
8... TIMING GENERATOR
9... POWER SUPPLY CONTROL PART

(57) Abstract: A GPS receiver apparatus that can periodically obtain range data and realize a reduction of power consumption without degrading performances such as positioning sensitivity and positioning speed. A synchronization holding part (6) acquires a synchronization of a carrier frequency and a phase synchronization of a C/A code relative to IF data from a frequency converting part (4), holds the acquired states, and obtains necessary data such as range data. When the range data is obtained, a switch (23) is turned off, thereby stopping a power supply to the synchronization holding part (6). Then, a control part (7) uses the obtained range data and so on to perform a positioning calculation and obtain and output positioning information indicative of the current position. Thereafter, the switch (23) is turned on, thereby activating the synchronization holding part (6) again. In this way, synchronization holding part (6) is controlled such that it performs an intermittent operation repeating stopping and starting.

[続葉有]



(57) 要約:

測位感度や測位スピードなどの性能を劣化させることなく、周期的にレンジデータの取得が可能であるとともに、消費電力の省力化をも実現するGPS受信機である。周波数変換部4からのIFデータに対して、同期保持部(6)はキャリア周波数の同期、C/Aコードの位相同期を捕捉して捕捉した状態を保持するようにし、レンジデータなどの必要な情報を取得する。レンジデータを取得した場合には、スイッチ(23)をオフにして同期保持部(6)への電源の供給を停止する。そして、制御部(7)は取得したレンジデータなどを用いて測位演算を行い、現在位置を示す測位情報を求めてこれを出力した後、スイッチ(23)をオンにして同期保持部(6)を再度動作させるというように、同期保持部(6)の動作と停止を繰り返す間欠動作を行うように制御する。

明細書

GPS 受信機および受信方法

5 技術分野

この発明は、例えば、携帯型ナビゲーションシステムや自動車、航空機、船舶などのいわゆる移動体のナビゲーションシステムなどに用いられるGPS (Global Positioning System) 受信機およびGPS 信号の受信方法に関する。

10

背景技術

人工衛星 (GPS 衛星) を利用して移動体などの位置を測定するGPS システムにおいて、GPS 受信機は、4 個以上のGPS 衛星からの信号を受信し、その受信信号から受信機の位置を計算し、ユーザに知らせることが基本機能である。

GPS 受信機は、GPS 衛星からの信号を復調してGPS 衛星の軌道データを獲得し、GPS 衛星の軌道および時間情報と受信信号の遅延時間から、自受信機の3次元位置を連立方程式により導き出す。受信信号を得るGPS 衛星が4 個必要となるのは、GPS 受信機内部の時間と衛星の時間とで誤差があり、その誤差の影響を除去するためである。

民生用GPS 受信機の場合には、GPS 衛星からのL1 帯、C/A (Clear and Acquisition) コードと呼ばれるスペクトラム拡散信号電波を受信して、測位演算を行う。

25 C/A コードは、送信信号速度 (チップレート) が1.023 MHz、符号長が1023 のPN (Pseudorandom

No i s e ; 擬似ランダム雑音) 系列の符号、例えば G o l d 符号で、5 0 b p s のデータを拡散した信号により、周波数が 1 5 7 5 . 4 2 M H z の搬送波 (以下、キャリアという。) を B P S K (B i n a r y P h a s e S h i f t K e y i n g) 変調した信号である。この場合、符号長が 1 0 2 3 であるので、C / A コードは、P N 系列の符号が、第 2 8 図 (A) に示すように、1 0 2 3 チップを 1 周期 (したがって、1 周期 = 1 ミリ秒) として、繰り返すものとなっている。

この C / A コードの P N 系列の符号は、G P S 衛星ごとに異なっているが、どの G P S 衛星が、どの P N 系列の符号を用いているかは、予め G P S 受信機で検知できるようにされている。また、後述するような航法メッセージによって、G P S 受信機では、どの G P S 衛星からの信号を、その地点およびその時点で受信できるかが判るようになっている。したがって、G P S 受信機では、例えば 3 次元測位であれば、その地点およびその時点で取得できる 4 個以上の G P S 衛星からの電波を受信して、スペクトラム逆拡散し、測位演算を行って、自分の位置を求めるようにする。

そして、第 2 8 図 (B) に示すように、衛星信号データの 1 ビットは、P N 系列の符号の 2 0 周期分、つまり、2 0 ミリ秒単位として伝送される。つまり、データ伝送速度は、5 0 b p s である。P N 系列の符号の 1 周期分の 1 0 2 3 チップは、ビットが “ 1 ” のときと、“ 0 ” のときとでは、反転したものとなる。

第 2 8 図 (C) に示すように、G P S では、3 0 ビット (6 0 0 ミリ秒) で 1 ワードが形成される。そして、第 2 8 図 (D) に示すように、1 0 ワードで、1 サブフレーム (6 秒) が形成される。第 2 8 図 (E) に示すように、1 サブフレームの先頭のワー

ドには、データが更新されたときであっても常に規定のビットパターンとされるプリアンブルが挿入され、このプリアンブルの後にデータが伝送されてくる。

さらに、5 サブフレームで、1 フレーム（30 秒）が形成される。そして、航法メッセージは、この1 フレームのデータ単位で伝送されてくる。この1 フレームのデータのうちの始めの3 個のサブフレームは、エフェメリス情報と呼ばれる衛星固有の情報である。この情報には、衛星の軌道を求めるためのパラメータと、衛星からの信号の送出時刻とが含まれる。

10 GPS 衛星のすべては、原子時計を備え、地上局の監視のもと、各GPS 衛星は、共通の時刻情報を用いることができるようにしている。GPS 衛星からの航法メッセージのエフェメリス中には、ウィークナンバと、TOW（タイム・オブ・ウィーク）という時刻を表現するデータがある。

15 ウィークナンバは、10 ビット、0～1023 のデータであり、1980 年1 月6 日（日曜日）を第0 週として週毎にカウントアップされるものである。TOWは、17 ビット、0～100800（ $= 3600 \times 24 \times 7 / 6$ ）のデータであり、日曜日の午前0 時を0 として6 秒毎にカウントアップされるものである。

20 GPS 受信機は、受信した航法データから上述のウィークナンバとTOWとを取得して絶対時刻を求めることができる。なお、6 秒以下の値は、GPS 衛星からの信号にGPS 受信機がロックするように動作する過程で、GPS 受信機の持っている基準発振器の精度でGPS 衛星の時刻に同期するようにすることができる。また、GPS 衛星のPN 系列の符号は、原子時計に同期した
25 ものとして生成される。

エフェメリス情報の軌道情報は、数時間ごとに更新されるが、その更新が行われるまでは、同一の情報となる。しかし、エフェメリス情報の軌道情報は、これをGPS受信機のメモリに保持しておくことにより、数時間は、同じ情報を、精度良く使用することが
5 とができるものである。

1 フレームのデータの残りの2サブフレームの航法メッセージは、アルマナック情報と呼ばれる全ての衛星から共通に送信される情報である。このアルマナック情報は、全情報を取得するために25フレーム分必要となるもので、各GPS衛星のおおよそ
10 の位置情報や、どのGPS衛星が使用可能かを示す情報などからなる。

このアルマナック情報は、少なくとも6日に1回などの所定のタイミングで更新されるが、その更新が行われるまでは、同一の情報となる。しかし、このアルマナック情報は、GPS衛星のお
15 およその位置を知るという使い方では、その寿命は数か月である。しかし、GPS受信機としては、適宜更新して新しいデータとするほうが望ましい。

GPS衛星からの信号を受信して、上述のデータを得るためには、まず、キャリアを除去した後、GPS受信機に用意される受
20 信しようとするGPS衛星で用いられているC/Aコードと同じPN系列の符号（以下、PN系列の符号をPN符号という。）を用いて、そのGPS衛星からの信号について、C/Aコードの位相同期を取るによりGPS衛星からの信号を捕捉し、スペクトラム逆拡散を行う。C/Aコードとの位相同期が取れて、逆
25 拡散が行われると、ビットが検出されて、GPS衛星からの信号から時刻情報等を含む航法メッセージを取得することが可能に

なる。

G P S 衛星からの信号の捕捉は、C / A コードの位相同期検索により行われるが、この位相同期検索においては、G P S 受信機の P N 符号と G P S 衛星からの信号の P N 符号との相関を検出し、例えば、その相関検出結果の相関値が予め定めた値よりも大きい時に、両者が同期していると判定する。そして、同期が取れていないと判別されたときには、何らかの同期手法を用いて、G P S 受信機の P N 符号の位相を制御して、G P S 衛星からの信号の P N 符号と同期させるようにしている。

ところで、上述したように、G P S 衛星からの信号（G P S 信号）は、データを P N 符号（拡散符号）で拡散した信号によりキャリアを B P S K 変調した信号であるので、当該 G P S 信号を G P S 受信機が受信するには、拡散符号のみでなく、キャリアおよびデータの同期をとる必要があるが、拡散符号とキャリアの同期は独立に行うことはできない。

そして、G P S 受信機では、G P S 信号は、そのキャリア周波数を数 M H z 以内の中間周波数に変換して、その中間周波数信号で、上述の同期検出処理するのが普通である。この中間周波数信号におけるキャリアには、主に G P S 衛星の移動速度に応じたドップラーシフトによる周波数誤差と、G P S 信号を中間周波数信号に変換する際に、G P S 受信機内部で発生させる局部発信器の周波数誤差分が含まれる。

したがって、これらの周波数誤差要因により、中間周波数信号におけるキャリア周波数は未知であり、その周波数サーチが必要となる。また、P N 符号の 1 周期内での同期点（同期位相）は、G P S 受信機と G P S 衛星との位置関係に依存するのでこれも

未知であるから、上述のように、何らかの同期手法が必要となる。

従来のGPS受信機では、キャリアについての周波数サーチと、スライディング相関器+DLL(Delay Locked Loop)+コスタスループによる同期手法を用いている。これについて、以下に説明を加える。

GPS受信機のPN符号の発生器を駆動するクロックは、GPS受信機に用意される基準周波数発振器を分周したものが、一般に用いられている。この基準周波数発振器としては、高精度の水晶発振器が用いられており、この基準周波数発振器の出力から、GPS衛星からの受信信号を中間周波数信号に変換するのに用いる局部発振信号を生成する。

第29図は、この周波数サーチを説明するための図である。すなわち、GPS受信機のPN符号の発生器を駆動するクロック信号の周波数が、ある周波数 f_1 であるときに、PN符号についての位相同期検索、つまり、PN符号の位相を1チップずつ順次ずらして、それぞれのチップ位相のときのGPS受信信号とPN符号との相関を検出し、相関のピーク値を検出することにより、同期が取れる位相を検出するようにする。

前記のクロック信号の周波数が f_1 の時ににおいて、1023チップ分の位相検索の全てで同期する位相が存在しなければ、例えば基準周波数発振器に対する分周比を変えて、前記の駆動クロック信号の周波数を周波数 f_2 に変更し、同様に1023チップ分の位相検索を行う。これを、第29図のように、前記の駆動クロック信号の周波数をステップ的に変更して繰り返す。以上の動作が周波数サーチである。

そして、この周波数サーチにより、同期可能とされる駆動クロ

ック信号の周波数が検出されると、そのクロック周波数で最終的な P N 符号の位相同期が行われる。これにより、水晶周波数発振器の発振周波数ずれがあっても、衛星信号を捕捉することが可能になる。

5 ところで、従来、G P S 衛星からの信号を連続的に受信して測位し続ける場合、キャリアおよび P N 符号の同期を捕捉し、捕捉した同期を保持するために、G P S 受信機内の回路、特に D L L およびコスタスループの回路は連続的に動作させるようにしている。

10 また、測位演算するためには、第 3 0 図に示すように、G P S 衛星 S T 1、S T 2 と受信機 P との距離(レンジ)が必要になる。このレンジは、例えば、0.5 秒ごと、1 秒ごと、あるいは、2 秒ごとなどの所定の周期で取得すれば十分であるものである。しかし、通常、このレンジは、例えば、第 3 1 図に示すように、0.1 秒(100 ミリ秒)間隔などのように、比較的短い間隔で測定するようにし、常に精度良くレンジを取得することができるようにしている。

このため、G P S 受信機は、常時、フルに動作している状態となり、G P S 受信機の消費電力は大きいものとなっていた。G P
20 S 受信機は、移動体に搭載されて、あるいは、ユーザによって持ち運ばれて使用されるものであり、バッテリーからの電源によって、できるだけ長い時間、精度良く動作できるようにしておくことが重要である。

そこで、G P S 受信機の消費電力を小さくする目的で G P S 受
25 信機の電源のオン／オフを繰り返すようにし、間欠的に動作させるようにすることが考えられている。

しかしながら、GPS受信機を間欠動作させる場合、常時電源が入っている状態に比べ、GPS受信機の測位感度や測位スピードといった性能を犠牲にしてしまう場合がある。つまり、GPS受信機を間欠動作させるようにすると、正確な測位ができなくなり、GPS受信機の大まかな位置しか検出できなくなったり、あるいは、正確な位置を検出するまでに時間がかかったりするようになる場合がある。

上述の問題点は、ユーザの手動による間欠動作や、レンジデータの取得周期やGPS受信機の現在位置を示す測位情報の出力周期などを無視した周期で間欠動作を行うようにした場合には、特に問題となる。

以上のことにかんがみ、この発明は、測位感度や測位スピードなどの性能を劣化させることなく、レンジの計算に必要となるレンジでデータを周期的に取得することができるとともに、消費電力の省力化をも実現するGPS受信機およびGPS信号の受信方法を提供することを目的とする。

発明の開示

上記課題を解決するため、本発明（１）のGPS受信機は、
送信データが拡散符号によりスペクトラム拡散された信号により搬送波が変調されて人工衛星から送信されてくる高周波GPS信号を、中間周波GPS信号に変換する周波数変換手段と、
前記周波数変換手段からの前記中間周波GPS信号の供給を受けて、前記搬送波の同期と前記拡散符号の位相同期とを捕捉して保持するようにし、前記送信データを取得するようにする同期保持手段と、

前記同期保持手段を動作させて前記送信データを取得した後
に前記同期保持手段の動作を停止させ、一定時間経過後に直前の
停止時の搬送波周波数と拡散符号位相とを初期値として用いて
前記同期保持手段を動作させる間欠動作を繰り返すように制御
5 する制御手段と、

前記同期保持手段を通じて取得された前記送信データを用い
て測位演算を行い現在位置を示す測位情報を求めて、これを出力
する測位演算手段と

を備えることを特徴とする。

10 この本発明（１）のGPS受信機によれば、人工衛星からの高
周波GPS信号は、周波数変換手段において中間周波GPS信号
にダウンコンバートされ、同期保持手段に供給される。同期保持
手段は、周波数変換手段からの中間周波GPS信号のキャリアの
同期と拡散符号の位相同期とを捕捉して保持し、人工衛星からの
15 送信データが取得できるようにされる。

そして、同期保持手段を通じて送信データが取得された後に、
制御手段の制御により、同期保持手段の動作を停止させる。そし
て、取得された送信データを用いて、測位演算が行われ、現在位
置を示す測位情報が求められて、これが所定の周期で出力される。

20 測位情報が出力されると、すなわち、同期保持手段が停止す
るようにされてから一定時間経過すると、直前の停止時の搬送波周
波数と拡散符号位相を初期値として用いて、同期保持手段の動作
が再開される。この同期保持手段の動作と停止とを繰り返すよう
にして、間欠動作が行われる。

25 これにより、同期保持手段を通じて、所定周期ごとに精度良く
送信データを取得することができるとともに、送信データ取得後、

次の送信データの取得のタイミングまで同期保持手段の動作を停止させることができるので、消費電力の省力化を図ることができる。しかも、所定の周期ごとに精度良くレンジデータを取得してレンジを算出することができるようにされる。

5 また、本発明（２）のGPS受信機は、本発明（１）のGPS受信機であって、

前記制御手段は、前記測位情報の出力周期に応じて、前記動作保持手段の動作時間を変えることができるようにされていることを特徴とする。

10 この本発明（２）のGPS受信機によれば、GPS受信機が間欠動作を行う場合に、測位情報の出力周期が長くなると、同期保持手段の停止時間が長くなり、直前の停止時点の搬送波周波数、拡散符号位相は、実際のものとの差が大きくなって引き込みにかかる時間が長くなる。逆に、測位情報の出力周期が短くなると、
15 停止時間が短くなり、直前の停止時点の搬送波周波数、拡散符号位相は、実際のものとの差がさほど大きくなりたために引き込みにかかる時間が短くて済む。

そこで、制御手段の制御によって、測位データの出力周期に応じて同期保持手段の動作時間を変えられるように調整され、精度
20 良く、しかもできるだけ迅速に送信データを取得することができるようにされる。この場合、送信データ取得後においては、送信データの次の取得タイミングまで、同期保持手段は停止するようにされるので、伝送データを周期的に取得することができるとともに、GPS受信機の消費電力を低減させることができる。

25 また、本発明（３）のGPS受信機は、本発明（１）のGPS受信機であって、

既を取得されている前記送信データに基づいて、前記初期値として用いられる前記搬送波周波数と前記拡散符号位相とを予測する初期値予測手段を備え、

前記制御手段は、前記初期値予測手段において予測された前記
5 初期値としての前記搬送波周波数と前記拡散符号位相とを用いて前記同期保持手段を制御することができることを特徴とする。

この本発明（３）に記載のGPS受信機によれば、測位情報の出力周期が長かったり、あるいは、GPS受信機を搭載した移動体の加速が大きかったりした場合には、同期保持手段の停止時の
10 搬送波周波数、拡散符号位相を初期値として用いて同期保持手段の動作を再開するようにしても、誤差が大きく同期を捕捉し保持するようにするまでに時間がかかる場合がある。

そこで、既を取得されている人工衛星からの送信データに基づいて、初期値予測手段により、同期保持手段の動作再開時の搬送
15 波周波数、拡散符号位相が予測される。初期値予測手段により予測された搬送波周波数、拡散符号位相を用いて、制御手段により同期保持手段が制御するようにされる。

これにより、測位情報の出力周期が長かったり、あるいは、GPS受信機を搭載した移動体の加速が大きかったりした場合には、初期値予測手段により予測された搬送波周波数、拡散符号位
20 相を用いて同期保持手段を動作させることができるので、同期保持手段の動作を再開させた後に、搬送波の同期と拡散符号の位相同期とを捕捉し、その同期を保持するようにするまでに長い時間を要することなく、精度良く、迅速に同期を捕捉し、これを保持
25 して送信データを取得することができるようにされる。

また、本発明（４）のGPS受信機は、本発明（２）のGPS

受信機であって、

前記測位情報の出力周期に応じて、前記初期値として用いられる前記搬送波周波数と前記拡散符号位相とを既に取得されている前記送信データを用いて予測する初期値予測手段と、

- 5 前記測位情報の出力周期に応じて、前記同期保持手段の動作時間を予測する動作時間予測手段と

を備え、

- 前記制御手段は、前記初期値予測手段において予測された前記搬送波周波数と前記拡散符号位相と、前記動作時間予測手段において予測された予測動作時間とに基づいて前記同期保持手段を制御することを特徴とする。

- この本発明（４）のGPS受信機によれば、GPS受信機が間欠動作を行う場合に、測位情報の出力周期が長くなると、同期保持手段の停止時間が長くなり、直前の停止時点の搬送波周波数、
15 拡散符号位相は、実際のものとの差が大きくなって、搬送波の同期および拡散符号の位相同期を取るのに時間がかかる。

- この場合に、初期値予測手段により、同期保持手段において初期値として用いる搬送波周波数と拡散符号位相とを予測するとともに、動作時間予測手段により、同期保持手段の動作時間を予測するようにする。そして、これら予測した搬送波周波数、拡散符号位相、予測動作時間に基づいて、制御手段により同期保持手段が制御される。これにより、測位感度、測位スピードを落とすことなく、人工衛星からの送信データを取得することができるようにされる。

- 25 また、本発明（５）のGPS受信機は、本発明（１）のGPS受信機であって、

前記制御手段は、前記同期保持手段の動作／停止に合わせて、前記周波数変換手段の動作／停止を制御することを特徴とする。

この本発明（５）のGPS受信機によれば、同期保持手段が動作していない場合には、人工衛星からの信号を受信してダウンコン
5 ンバートする必要もないので、制御手段により、同期保持手段の動作／停止に合わせて、周波数変換手段が間欠動作するように制御される。これにより、同期保持手段に加えて、周波数変換手段の消費電力をも省力化することができる。

また、本発明（６）のGPS受信機は、本発明（１）のGPS
10 受信機であって、

前記同期保持手段は、前記搬送波の同期を捕捉し保持するようにするコスタスループ部と、前記拡散符号の位相同期を捕捉し保持するようにするディレイロックループ部とからなることを特徴とするGPS受信機。

この本発明（６）のGPS受信機によれば、同期保持手段は、
15 コスタスループ部と、ディレイロックループ部とからなり、従来は連続的に動作するようにされていた部分である。この連続的に動作するようにされていたコスタスループ部とディレイロックループ部とが間欠動作するようにされる。

これにより、消費電力の省力化が効率よく実現される。また、
20 コスタスループ部とディレイロックループ部で用いる初期値や動作時間を予測し、予測結果を用いてコスタスループ部およびディレイロックループ部を制御することにより、測位感度、測位スピードが劣化しないようにされる。

また、本発明（７）のGPS受信機は、本発明（１）のGPS
25 受信機であって、

前記搬送波の同期と前記拡散符号の位相同期とを高速に捕捉し、捕捉後の搬送波周波数と拡散符号位相とを出力する同期捕捉手段を備え、

前記制御手段は、少なくとも電源の立ち上げ時においては、前記同期捕捉手段からの前記搬送波周波数と拡散符号位相とを前記初期値として用いて前記同期保持手段を動作させるようにし、前記同期保持手段を動作させた後に、前記同期捕捉手段を前記同期保持手段の動作／停止の周期と同じか、あるいは、それよりも長い周期で動作と停止とを繰り返すように制御することを特徴とする。

この本発明（７）のGPS受信機によれば、例えば、FFT（高速フーリエ変換）などの手法を用いて、中間周波GPS信号の搬送波の同期と、拡散符号の位相同期とを高速に捕捉することが可能な同期捕捉手段が設けられ、この同期捕捉手段により捕捉された搬送波周波数、拡散符号位相とが用いられて、制御手段により同期保持手段が制御される。

そして、同期保持手段は、制御手段により間欠動作するように制御されるとともに、同期捕捉手段もまた制御手段により間欠動作するようにされる。同期捕捉手段は、少なくとも同期保持手段と同じか、同期保持手段よりも長い周期で動作と停止とが行われるように制御される。

これにより、測位精度、測位スピードをさらに向上させるとともに、同期保持手段、同期捕捉手段の間欠動作により消費電力を低減させることができるようにされる。

第 1 図は、この発明による G P S 受信機の一実施の形態を説明するためのブロック図である。

第 2 図は、第 1 図に示した G P S 受信機の周波数変換部の一例を説明するためのブロック図である。

5 第 3 図は、第 1 図に示した G P S 受信機の同期捕捉部の一例を説明するためのブロック図である。

第 4 図は、第 1 図に示した同期捕捉部の D S P の機能と D S P において行われる同期捕捉処理を説明するためのブロック図である。

10 第 5 図は、相関検出出力のスペクトラムの例を示す図である。

第 6 図は、同期捕捉処理の他の例を説明するための図である。

第 7 図は、同期捕捉処理の他の例を説明するための図である。

第 8 図は、第 1 図に示した同期捕捉部の D S P の機能と D S P において行われる同期捕捉処理との他の例（1）を説明するための
15 ブロック図である。

第 9 図は、第 8 図に示した機能を有する D S P における動作を説明するためのフローチャートの一部である。

第 1 0 図は、第 8 図に示した機能を有する D S P における動作を説明するためのフローチャートの一部である。

20 第 1 1 図は、第 1 図に示した同期捕捉部の D S P において行われる同期捕捉処理の他の例（2）を説明するためのブロック図である。

第 1 2 図は、第 1 図に示した同期捕捉部の D S P において行われる同期捕捉処理の他の例（2）を説明するためのブロック図である。
25 ある。

第 1 3 図は、第 1 図に示した同期捕捉部の D S P において行わ

れる同期捕捉処理の他の例（２）を説明するためのブロック図である。

第１４図は、第１図に示した同期捕捉部のDSPにおいて行われる同期捕捉処理の他の例（３）を説明するための図である。

5 第１５図は、第１図に示した同期捕捉部のDSPにおいて行われる同期捕捉処理の他の例（３）を説明するための図である。

第１６図は、第１図に示した同期捕捉部のDSPにおいて行われる同期捕捉処理の他の例（３）を説明するための図である。

10 第１７図は、第１図に示した同期捕捉部のDSPにおいて行われる同期捕捉処理の他の例（３）を説明するための図である。

第１８図は、第１図に示した同期捕捉部のDSPにおいて行われる同期捕捉処理の他の例（３）の要部の説明に用いる図である。

第１９図は、第１図に示した同期捕捉部のDSPにおいて行われる同期捕捉処理の他の例（３）の要部の説明に用いる図である。

15 第２０図は、第１３図に示したDSPにおける動作を説明するためのフローチャートの一部である。

第２１図は、第１３図に示したDSPにおける動作を説明するためのフローチャートの一部である。

20 第２２図は、第１図に示したGPS受信機の同期保持部の一例を説明するためのブロック図である。

第２３図は、第１図に示したGPS受信機の制御部の一例を説明するためのブロック図である。

第２４図は、第１図に示したGPS受信機において行われる間欠動作を説明するための図である。

25 第２５図は、第１図に示したGPS受信機において行われる間欠動作を説明するためのフローチャートである。

第 2 6 A 図乃至第 2 6 C 図は、間欠動作時の動作時間の変更について説明するための図である。

第 2 7 図は、この発明の実施の形態の説明に用いる計算式を示す図である。

5 第 2 8 図は、GPS 衛星からの信号の構成を示す図である。

第 2 9 図は、従来のキャリアおよび拡散符号の同期処理を説明するための図である。

第 3 0 図は、GPS 受信機において測位演算に用いられるレンジについて説明するための図である。

10 第 3 1 図は、従来の GPS 受信機においてのレンジの測定タイミングを説明するための図である。

発明を実施する最良の形態

以下、図を参照しながら、この発明による GPS 受信機、受信方法の一実施の形態について説明する。

第 1 図は、この発明による GPS 受信機、受信方法が適用されたこの実施の形態の GPS 受信機を説明するためのブロック図である。第 1 図に示すように、この実施の形態の GPS 受信機は、アンテナ 1 と、増幅器 2 と、BPF (Band Pass Filter) 3 と、周波数変換部 4 と、同期捕捉部 5、同期保持部 6、制御部 7 と、各部分に供給するクロック信号を形成するタイミ
20 グ発生器 8 と、電源制御部 9 と、水晶発振器 (第 1 図においては、XO と記載。) 10 と、温度補償回路付き水晶発振器 (以下、TCXO という。) 11 とを備えたものである。

25 さらに、この実施の形態の GPS 受信機には、第 1 図に示すように、電源供給オン/オフスイッチ 21、22、23、24 が設

けられている。スイッチ 2 1 は、周波数変換部 4 に対する電源の供給をオン／オフするためのものであり、スイッチ 2 2 は、同期捕捉部 5 に対する電源の供給をオン／オフするためのものである。また、スイッチ 2 3 は、同期保持部 6 に対する電源の供給を
5 オン／オフするためのものであり、スイッチ 2 4 は、制御部 7 に対する電源の供給をオン／オフするためのものである。

スイッチ 2 1、2 2、2 3、2 4 のそれぞれは、制御部 7 によって制御される電源制御部 9 からの対応する切換制御信号 C T 1、C T 2、C T 3、C T 4 によって切換制御される。すなわち、
10 周波数変換部 4、同期捕捉部 5、同期保持部 6、制御部 7 のそれぞれごとに電源のオン／オフ制御を行うことができるようにしている。

この電源制御部 9 と、スイッチ 2 1、2 2、2 3、2 4 とにより、各回路部分の間欠動作を実現し、測位感度や測位スピードを
15 落とすことなく、消費電力の省力化を実現するようにしている。
なお、第 1 図において、点線で囲んだ部分が、1 個の I C（集積回路）として構成するようにされる。

まず、この実施の形態の G P S 受信機の間欠動作を説明する前に、この実施の形態の G P S 受信機の構成と動作について説明する。
20 る。G P S 衛星からの高周波 G P S 信号は、アンテナ 1 により受信され、増幅器 2 に供給される。

高周波 G P S 信号は、前述もしたように、各 G P S 衛星から送信される信号であり、5 0 b p s の送信データを送信信号速度が
1 . 0 2 3 M H z、符号長が 1 0 2 3 で、G P S 衛星ごとに決め
25 られるパターンの P N 符号（拡散符号）によりスペクトラム拡散した信号（C/Aコード）により、周波数が 1 5 7 5 . 4 2 M H

z のキャリアを B P S K 変調したものである。

増幅器 2 は、これに供給された高周波 G P S 信号を所定のレベルにまで増幅し、B P F 3 に供給する。B P F 3 は、これに供給された高周波 G P S 信号から不要成分を除去し、不要成分除去後
5 の高周波 G P S 信号を周波数変換部 4 に供給する。

[周波数変換部について]

周波数変換部 4 は、これに供給された高周波 G P S 信号を中間周波数の信号である中間周波 G P S 信号にダウンコンバートし、これをアナログ／デジタル変換して、中間周波データ（以下、I
10 F データという。）を形成し、これを同期捕捉部 5 と同期保持部 6 とに供給するものである。

第 2 図は、周波数変換部 4 の構成例を説明するための図である。第 2 図に示すように、周波数変換部 4 は、増幅器 4 1、中間周波変換回路（以下、I F 変換回路という。）4 2、増幅器 4 3、L
15 P F (L o w P a s s F i l t e r) 4 4、アナログ／デジタル変換器（以下、A / D 変換器と略称する。）4 5、周波数シンセサイザの構成とされた局部発振回路 4 6 を備えたものである。

そして、B P F 3 からの 1 5 7 5 . 4 2 M H z の高周波 G P S 信号は、増幅器 4 1 を通じて I F 変換回路 4 2 に供給される。また、T C X O 1 1 からの出力が局部発振回路 4 6 に供給され、これより T C X O 1 1 の出力周波数と周波数比が固定された局部
20 発振出力が得られる。

局部発振回路 4 6 からの局部発振出力は、I F 変換回路 4 2 に供給されて、1 5 7 5 . 4 2 M H z の高周波 G P S 信号 (R F)
25 が、1 . 0 2 3 M H z の中間周波 G P S 信号 (I F) に低域変換される。この中間周波 G P S 信号は、増幅器 4 3 で増幅され、L

P F 4 4 で帯域制限された後、A / D 変換器 4 5 に供給される。A / D 変換器 4 5 は、これに供給された中間周波 G P S 信号をデジタル信号に変換して I F データを形成し、これを同期捕捉部 5 と、同期保持部 6 とに供給する。

5 [同期捕捉部について]

同期捕捉部 5 は、これに供給された I F データを所定期間分蓄積するようにし、この I F データに対して、キャリア周波数（搬送波周波数）の同期と、C / A コードの位相同期とを高速に捕捉する処理を行い、C / A コード位相、キャリア周波数、相関ピーク
10 クレベル、衛星番号を検出して、これを制御部 7 に供給するものである。

第 3 図は、同期捕捉部 5 の構成例を説明するためのブロック図である。第 3 図に示すように、同期捕捉部 5 は、サンプラ 5 1、R A M (R a n d o m A c c e s s M e m o r y) 5 2、D
15 S P (D i g i t a l S i g n a l P r o c e s s e r) 5 3、R A M 5 4、R O M (R e a d O n l y M e m o r y) 5 5 を備えたものである。

そして、周波数変換部 4 からの I F データは、サンプラ 5 1 に供給される。サンプラ 5 1 は、これに供給された I F データを所
20 定の周波数の信号でサンプリングし、サンプリングした I F データを R A M 5 2 に書き込むことによって、所定量の I F データを R A M 5 2 に格納するようにする。

R A M 5 4 は、主に D S P 5 3 において行われる処理の作業領域として用いられるものであり、R O M 5 5 は、D S P 5 3 にお
25 いて実行されるプログラムや処理に必要なとなるデータを記憶しているものである。

そして、DSP 53 は、RAM 52 に格納された IF データと、
自機が発生させる PN 符号とについて、FFT (Fast Fourier Transform) を用いた同期捕捉処理を行う
ことにより、前述もしたように、C/A コード位相、キャリア周
5 波数、相関ピークレベルを検出する。

[同期捕捉部の具体的な構成と動作について]

第 4 図は、DSP 53 の具体的な動作を説明するためのブロック図である。DSP 53 は、拡散符号発生部 534、FFT 処理部 531、535、乗算部 533、逆 FFT 処理部 537、相関
10 点検出部 538 の機能を備え、いわゆるデジタルマッチドフィルタの構成とされたものである。

同期捕捉部 5 の RAM 52 に書き込まれた信号 (IF データ (受信信号)) は、C/A コードの 1 周期分 (1023 チップ) ずつ、読み出されて FFT 処理部 531 で FFT 処理され、その
15 FFT 結果がメモリ 532 に書き込まれる。このメモリ 532 としては、第 4 図において括弧内に示したように、例えば、RAM 52 の空き領域が用いられるようにされる。そして、メモリ 532 に書き込まれた IF データの FFT 結果は、詳しくは後述するように、その読み出し位置が制御されて読み出され、乗算部 53
20 3 に供給される。

一方、この実施の形態において DSP 53 は、例えば、ROM 55 に記憶保持されている情報に基づいて、所定の符号パターンの PN 符号のうち、そのときに DSP 53 において処理対象となっている GPS 衛星からの信号に使用されている PN 符号と同じ系列の 1 周期分 (1023 チップ) の PN 符号を発生させる。
25

DSP 53 において発生するようにされた 1 周期分の PN 符

号は、F F T 処理部 5 3 5 に供給されて F F T 処理され、その結果がメモリ 5 3 6 に書き込まれる。このメモリ 5 3 6 としては、第 4 図において括弧内に示したように、例えば、R A M 5 4 が用いられるようにされる。このメモリ 5 3 6 からは、通常の場合と同様に、F F T 結果が低い周波数から順に読み出されて乗算部 5 3 3 に供給される。

乗算部 5 3 3 では、メモリ 5 3 2 からの受信信号である I F データの F F T 結果と、メモリ 5 3 6 からの P N 符号の F F T 結果とが乗算され、周波数領域における I F データと P N 符号との相関の度合いが演算される。ここで、乗算部 5 3 3 での乗算は、受信信号の離散フーリエ変換結果と、拡散符号の離散フーリエ変換結果とのどちらか一方の複素共役と他方とを乗算する演算となる。そして、その乗算結果は逆 F F T 処理部 5 3 7 に供給されて、周波数領域の信号が時間領域の信号に戻される。

逆 F F T 処理部 5 3 7 から得られる逆 F F T 結果は、I F データと P N 符号との時間領域における相関検出信号となっており、この相関検出信号は、相関点検出部 5 3 8 に供給される。相関点検出部 5 3 8 では、I F データと P N 符号との同期が取れたかどうかを検出し、同期が取れたと検出した場合には、相関検出信号のピーク値の位相を相関点として検知する。

この相関検出信号は、拡散符号の 1 周期分の各チップ位相における相関値を示すものとなっており、I F データ中の拡散符号と、拡散符号発生部 5 3 4 からの拡散符号 (P N 符号) とが同期している場合には、第 5 図に示すように、1 0 2 3 チップのうちのあ
る 1 つの位相での相関が、予め決められるスレッシュホールド値を超えるようなピーク値を示す相関波形が得られる。このピーク値

の立つチップ位相が、相関点の位相となる。

一方、I F データ中の拡散符号と、拡散符号発生部 5 3 4 からの拡散符号とが同期していない場合には、第 5 図のようなピーク値が立つ相関波形は得られず、いずれのチップ位相においても、
5 予め定められるスレッシュホールド値を超えるようなピークは立たない。

相関点検出部 5 3 8 は、例えば、予め定めた値を超えるピーク値が、この相関点検出部 5 3 8 に供給される相関検出信号に存在するかどうかにより、受信信号である I F データとこの G P S 受信機において発生させるようにした P N 符号との同期がとれた
10 かどうかを検出し、同期が取れたと検出した場合には、上述のピーク値の位相を相関点として検知する。

以上の説明では、受信信号である I F データのキャリア成分については考慮していないが、実際には、受信信号 $r(n)$ は、第
15 2 7 図の式(3)に示すようにキャリアを含んでいる。この式(3)においては、 A は振幅、 $d(n)$ はデータ、 f_0 は中間周波信号におけるキャリア角周波数、 $n(n)$ はノイズを表している。

サンプラ 5 1 でのサンプリング周波数を f_s 、サンプリング数を N (したがって、 $0 \leq n < N$ 、 $0 \leq k < N$) とすると、離散フー
20 リエ変換後の離散周波数 k と実周波数 f との関係は、 $0 \leq k \leq N/2$ では、 $f = k \cdot f_s / N$ 、 $N/2 < k < N$ では $f = (k - N) \cdot f_s / N$ ($f < 0$) である。なお、離散フーリエ変換の性質により、 $R(k)$ 、 $C(k)$ は、 $k < 0$ 、 $k \geq N$ では循環性を示す。

そして、受信信号 $r(n)$ から、データ $d(n)$ を得るためには、
25 は、拡散符号 $c(n)$ とキャリア $\cos 2\pi n f_0$ との同期をとってキャリア成分を除去する必要がある。すなわち、後述する第

27図の式(2)で、 $R(k)$ のみにキャリア成分が含まれている場合には、第5図のような相関波形が得られない。

この実施の形態では、FFTによる周波数領域での処理のみの簡単な構成により、拡散符号 $c(n)$ とキャリア $\cos 2\pi n f_0$ との同期をとってキャリア成分を除去することができるようにしている。

すなわち、FFT処理部531から得られるGPS衛星からの受信信号であるIFデータのFFT結果は、通常は、受信信号の周波数成分の周波数が低いものから順にメモリ532から読み出されて、乗算部533に供給されるが、この実施の形態では、メモリ532からは、DSP53が読み出しアドレス制御部として機能し、DSP53からの制御に従って、読み出しアドレスがシフト制御されて、順次、IFデータのFFT結果が読み出される。

DSP53には、受信信号を得たGPS衛星についてのドップラシフト量を正確に見積もり、かつ、GPS受信機内部の発振周波数および時間情報を正確に校正することに基づいて検出した受信信号のキャリア周波数の情報が供給される。このキャリア周波数の情報は、GPS受信機内部でのみ作成することもできるが、通常は、例えば、通信ネットワーク等を通じて外部から取得するようにすることもできる。

そして、DSP53は、この取得したキャリア周波数の情報に基づいて、そのキャリア周波数分だけ、読み出しアドレスをシフトして、メモリ532から受信信号であるIFデータのFFT結果を、順次、読み出し、乗算部533に供給するようにする。

このように受信信号 $r(n)$ のFFT結果を、メモリ532か

ら、受信信号のキャリア周波数分だけシフトして読み出すことにより、後述するように、キャリア成分を除去した受信信号の F F T 結果と等価な F F T 結果を得ることができ、そのキャリア成分を除去した F F T 結果と、拡散符号の 1 周期分の F F T 結果との乗算結果を逆拡散することにより、確実に第 5 図のように相関点でピークを生じる相関検出出力が得られる。

なお、後述もするように、メモリ 5 3 2 からの F F T 結果の読み出しアドレスを制御するのではなく、メモリ 5 3 6 からの拡散符号の F F T 結果の読み出しアドレスを制御することにより、拡散符号の F F T 結果に、受信信号 $r(n)$ のキャリア分を加え、乗算部 5 3 3 での乗算によって、実質的によりキャリア成分の除去を行うようにすることもできる。

以下に、メモリ 5 3 2 または 5 3 6 からの読み出しアドレスの制御によって、受信信号のキャリアと P N 符号（拡散符号）との同期によるキャリア成分の除去について、D S P 5 3 でのデジタルマッチドフィルタの処理の動作説明と共に、さらに詳細に説明する。

この実施の形態において、D S P 5 3 では、デジタルマッチドフィルタの処理が行われるものであるが、このデジタルマッチドフィルタの処理の原理は、第 2 7 図の式 (1) に示すように、時間領域での畳み込みのフーリエ変換が周波数領域では乗算になるという定理に基づくものである。

この式 (1) において、 $r(n)$ は時間領域の受信信号、 $R(k)$ はその離散フーリエ変換を表す。また、 $c(n)$ は拡散符号発生部からの拡散符号、 $C(k)$ はその離散フーリエ変換を表す。 n は離散時間、 k は離散周波数である。そして、 $F[]$ は、フーリ

エ変換を表している。

2つの信号 $r(n)$ 、 $c(n)$ の相関関数を改めて $f(n)$ と定義すると、 $f(n)$ の離散フーリエ変換 $F(k)$ は、第27図の式(2)のような関係になる。したがって、 $r(n)$ を第2図
5 のA/D変換器45からの信号とし、 $c(n)$ を拡散符号発生部534からの拡散符号とすれば、 $r(n)$ と $c(n)$ の相関関数 $f(n)$ は、通常の定義式によらず、前記式(2)により以下の手順で計算できる。

- ・受信信号 $r(n)$ の離散フーリエ変換 $R(k)$ を計算する。
- 10 ・拡散符号 $c(n)$ の離散フーリエ変換 $C(k)$ の複素共役を計算する。
- ・ $R(k)$ 、 $C(k)$ の複素共役より、式(2)の $F(k)$ を計算する。
- ・ $F(k)$ の逆離散フーリエ変換により相関関数 $f(n)$ を計
15 算する。

ところで、前述したように、受信信号 $r(n)$ に含まれる拡散符号が、拡散符号発生部534からの拡散符号 $c(n)$ と一致していれば、上記手順により計算した相関関数 $f(n)$ は、第5図のように相関点でピークを生ずる時間波形となる。上述したよう
20 に、この実施の形態では、離散フーリエ変換および逆フーリエ変換に、FFTおよび逆FFTの高速化アルゴリズムを適用したので、定義に基づいて相関を計算するより、かなり高速に計算を行うことができる。

次に、受信信号 $r(n)$ に含まれるキャリアと拡散符号との同期
25 期について説明する。

前述したように、受信信号 $r(n)$ は、第27図の式(3)に

示すようにキャリアを含んでいる。受信信号 $r(n)$ から、データ $d(n)$ を得るためには、拡散符号 $c(n)$ とキャリア $\cos 2\pi n f_0$ との同期をとって除去する必要がある。すなわち、前述の第 27 図の式 (2) で、 $R(k)$ のみにキャリアが含まれて

5 いる場合には、第 5 図のような相関波形が得られない。

ドップラーシフト量が正確に見積もられ、かつ、GPS 受信機内部の発振周波数および時間情報が正確であれば、受信信号 $r(n)$ のキャリア周波数 f_0 が既知となる。その場合には、第 6 図に示すように、FFT 処理部 531 の前段に乗算部 541 を設

10 け、この乗算部 541 において受信信号 $r(n)$ と信号発生部 542 からの周波数 f_0 のキャリアとを乗算して周波数変換することにより、FFT を行う前に受信信号 $r(n)$ からキャリア成分を除くことができる。

その場合には、メモリ 532 からは、そのキャリア成分が除去

15 された受信信号 $r(n)$ の FFT 結果が得られ、この FFT 結果と、拡散符号 $c(n)$ の FFT 結果とが乗算部 533 で乗算されるので、逆 FFT 処理部 537 の出力としては、第 5 図のように相関点にピークを生じる時間波形が確実に得られる。

なお、第 6 図で括弧内に記載したように、受信信号 $r(n)$ から

20 らキャリア成分を除去するのではなく、拡散符号 $c(n)$ についての FFT 処理部 535 の前段に乗算部 541 を設けて、この乗算部 541 において拡散符号 $c(n)$ と信号発生部 542 からの周波数 f_0 のキャリアとを乗算して周波数変換することにより、拡散符号にキャリア成分を加えるようにしても同様である。

25 すなわち、その場合には、メモリ 532 から読み出した受信信号の FFT 結果に含まれるキャリア成分と、メモリ 536 から読

み出した拡散符号のFFT結果に含まれる、加えられたキャリア成分とが同期しているため、逆FFT処理部537からは、第5図のように相関点でピークを生じる相関検出出力が得られる。

しかし、以上説明したような第6図のように時間領域の信号に
5 キャリア周波数の信号を乗算する方法による場合には、キャリア成分を除くための乗算部が特に必要になり、構成が複雑になると共に、その乗算演算の分だけ、処理速度が遅くなるという不利益がある。

ところで、FFTの性質として、上述のような周波数乗算は、
10 第27図の式(4)のように表すことができる。この式(4)で、 $F[\]$ は離散フーリエ変換、 ϕ_0 はキャリアとの位相差、 k_0 は f_0 に対応する k であって、 $f_0 = k_0 \cdot f_s / N$ である。この式(4)より、受信信号 $r(n)$ を第6図のように周波数変換した信号のFFTは、 $r(n)$ のFFTである $R(k)$ を、キャリア
15 ア周波数分 k_0 だけシフトした形になる。

以上のことから、第6図の構成は、第7図のような構成に置換可能となる。すなわち、受信信号 $r(n)$ や拡散符号 $c(n)$ にキャリア周波数を乗算する代わりに、受信信号のFFT結果または拡散符号のFFT結果をメモリ532またはメモリ536から
20 読み出す際の読み出しアドレスを、キャリア周波数分だけシフトするようにするものである。

この場合に、第7図で、受信信号 $r(n)$ をシフトする場合はダウンコンバージョンで、 $k_0 > 0$ とし、また、拡散符号 $c(n)$ をシフトする場合はアップコンバージョンで、 $k_0 < 0$ とする。

25 以上説明したように、式(4)に示したFFTの性質を利用すれば、第6図の信号発生部542は不要になり、第7図のように、

F F T 結果のメモリからの読み出しアドレス位相をシフトするだけでよくなり、構成が簡単になると共に、処理の高速化に繋がる。

なお、前述の式 (4) における位相差 ϕ_0 は未知であるため、
5 第 4 図では無視しているが、例えば、第 27 図の式 (5) により計算される $F'(k)$ の逆 F F T の演算結果として得られる相関関数 $f'(n)$ ($0 \leq n < N$) は複素数となり、その実部を $f'_r(n)$ 、虚部を $f'_i(n)$ とすると、相関ピークの振幅 $|f'(n)|$ は、第 27 図の式 (6) に示すようにして得られ、位相 ϕ は、
10 第 27 図の式 (7) に示すようにして得られるので、式 (4) の右辺の $\exp(j\phi_0)$ の乗算は省略してよい。なお、位相 ϕ は、式 (3) のデータ $d(n)$ の符号に対応した π だけ異なる 2 つの値に式 (4) の位相差 ϕ_0 が加わった値となる。

そして、第 4 図の各ブロックの出力には、上述したような信号
15 出力 $r(n)$ 、 $c(n)$ および演算結果 $R(k)$ 、 $C(k)$ 、 $f'(n)$ が示されている。

このように、この実施の形態の G P S 受信機において、F F T を利用してデジタルマッチドフィルタを構成する場合に、第 4 図のように受信信号の F F T 結果を、キャリア周波数分だけメモリの
20 アドレスをシフトして、拡散符号と乗算する構成によって、相関点 n_p が、例えば第 4 図に示すような波形で得られ、4 個の G P S 衛星、つまり 4 種類の拡散符号 $c(n)$ について、相関点 n_p が判れば、G P S 受信機位置の計算が可能になる。

すなわち、この実施の形態によれば、F F T を利用したデジ
25 タルマッチドフィルタ処理を行う場合において、受信信号のキャリアと拡散符号との同期を取るために、時間領域で乗算を行うこと

なく、受信信号の F F T 結果と拡散符号の F F T 結果同士の周波数領域での乗算の際に、受信信号の F F T 結果と拡散符号の F F T 結果のうちの一方の F F T 結果をシフトするという簡便な方法により、受信信号のキャリア成分を除去することができる。

5 なお、第 4 図の例では、受信信号の F F T 結果 $R(k)$ の方の、メモリの読み出しアドレスをシフトさせたが、拡散符号の F F T 結果 $C(k)$ の方のメモリの読み出しアドレスを、受信信号の F F T 結果 $R(k)$ の場合とは逆方向にシフト（乗算器でのアップコンバージョンの形になる）しても良い。

10 また、上述の実施の形態の説明においては、拡散符号発生部 534 と F F T 処理部 535 とを別々に設けるようにしたが、それぞれの G P S 衛星に対応する拡散符号をあらかじめ F F T しておいたものをメモリに記憶させておくことで、衛星信号の受信時における拡散符号 $c(n)$ の F F T 計算を省略することができる。

15 このように、この実施の形態の G P S 受信機の同期捕捉部 5 は、F F T を用いて同期捕捉処理を高速に行い、C/A コード位相、キャリア周波数、相関ピークレベル、衛星番号を検出して、これらを制御部 7 に通知し、制御部 7 は、これらを同期保持部 6 に供給することになる。

20 なお、第 1 図において点線で示したように、同期捕捉部 5 において検出するようにした C/A コード位相、キャリア周波数、相関ピークレベル、衛星番号を直接に、同期捕捉部 5 から同期保持部 6 に通知するようにすることもできる。

〔同期捕捉部の具体的な構成と動作の他の例（1）について〕

25 第 4 図に示した例の場合には、G P S 衛星からの受信信号のキャリア周波数が既知である場合であったが、以下に説明する他の

例は、キャリア周波数が未知である場合である。第 8 図は、この例の同期捕捉部 5 の具体的な構成と動作について説明するためのブロック図である。この第 8 図において、第 4 図を用いて前述した GPS 受信機の同期捕捉部 5 と同一部分には、同一番号を付
5 してある。

この例では、第 8 図に示すように、相関点検出部 5 3 8 の相関検出出力を、読み出しアドレス制御部 5 3 9 に供給する。読み出しアドレス制御部 5 3 9 は、受信信号 $r(n)$ の FFT 結果のメモリ 5 3 2 からの読み出しアドレスの前記シフト量を、過去のデータから決定した予測アドレスを中心に、相関点検出部 5 3 8 の
10 相関検出出力に基づいて変更制御して、相関点検出部 5 3 8 で第 5 図に示したようなピークが得られるようにする。相関点検出部 5 3 8 で第 5 図に示したようなピークが得られたときには、読み出しアドレス制御部 5 3 9 は、読み出しアドレスのシフト制御を、
15 そのときのシフト量で停止する。

この例における同期捕捉部 5 の DSP 5 3 での処理の流れを、第 9 図および第 10 図のフローチャートを参照しながら説明する。なお、この第 9 図および第 10 図のフローチャートは、DSP 5 3 でのソフトウェア処理に対応するものである。

20 まず、周波数変換部 4 の A/D 変換器 4 5 にてデジタル信号に変換された IF 信号（受信信号）を信号 $r(n)$ としてメモリ 5 2 に取り込む（ステップ S 1）。次に、この信号 $r(n)$ を FFT 処理部 5 3 1 で FFT し、その FFT 結果 $R(k)$ をメモリ 5 3 2 に書き込む（ステップ S 2）。次に、信号を受信した GPS
25 衛星に対応する拡散符号の FFT 結果 $C(k)$ をメモリ 5 3 6 にセットする（ステップ S 3）。

次に、受信信号 $r(n)$ の F F T 結果 $R(k)$ のメモリ 532 からの読み出しアドレスのシフト量の初期値 k_0' を、過去のデータから決定する(ステップ S 4)。そして、決定した初期値 k_0' を、メモリ 532 からの F F T 結果の読み出しアドレスのシフト量 k' として設定すると共に、シフト制御の変更回数 m を初期値 $m=0$ にセットする(ステップ S 5)。

次に、メモリ 532 から、受信信号 $r(n)$ の F F T 結果 $R(k)$ を、読み出しアドレスを、 k' だけシフトして読み出す(ステップ S 6)。そして、読み出した F F T 結果 $R(k-k')$ と、拡散符号の F F T 結果とを乗算して相関関数 $F'(k)$ を求める(ステップ S 7)。

次に、この相関関数 $F'(k)$ の逆 F F T を行って時間領域の関数 $f'(n)$ を求める(ステップ S 8)。そして、この関数 $f'(n)$ について、ピーク値 $f'(n_p)$ を求め(ステップ S 9)、そのピーク値 $f'(n_p)$ が予め設定されているスレッシュホールド値 f_{th} より大きいかどうか判別する(ステップ S 11)。

ステップ S 11 での判別の結果、ピーク値 $f'(n_p)$ が、予め設定されているスレッシュホールド値 f_{th} 以下であるときには、相関点が検出できなかったとして、シフト制御の変更回数 m が予め設定された最大値 m_{max} よりも小さいかどうか判別する(ステップ S 16)。そして、シフト制御の変更回数 m が予め設定された最大値 m_{max} よりも小さいと判別したときには、シフト制御の変更回数 m を 1 だけインクリメント($m=m+1$)すると共に、新たなシフト量 k' を、

$k' = k' + (-1)^m \times m$ として設定し(ステップ S 17)、その後、ステップ S 6 に戻る。そして、上述したステップ S 6 以降

の処理を繰り返す。

また、ステップ S 1 6 で、シフト制御の変更回数 m が、予め設定された最大値 $m_{\max}$ 以上であると判別したときには、すべての衛星について、上述の拡散符号同期サーチ処理が終了したか否か判別し（ステップ S 1 4）、すべての衛星についての拡散符号同期
5 サーチ処理が終了したと判別したときには、サーチ動作を終了する（ステップ S 1 8）。

また、ステップ S 1 4 で、拡散符号同期サーチが終了していない衛星があると判別したときには、次に拡散符号同期サーチを行
10 う衛星を選択し、その選択した衛星が用いる拡散符号 $c(n)$ に拡散符号を変更する（ステップ S 1 5）。そして、ステップ S 3 に戻り、上述したステップ S 3 以降の処理を実行する。

また、ステップ S 1 1 において、ピーク値 $f'(n_p)$ が、予め設定されているスレッショールド値 f_{th} より大きいと判別したときには、そのピーク値 $f'(n_p)$ を取る離散時間（拡散符号の位相） n_p を相関点として検出すると共に、前記 FFT 結果 $R(k)$ のメモリ 532 からの読み出しアドレスのシフト量の初期値 k_0' を、そのときのシフト量 k' に設定し直す（ステップ S
1 2）。

そして、検出した相関点 n_p が、4 個目であるか否か判別し（ステップ S 1 3）、4 個目であると判別したときには、後述もするように受信機位置計算処理および同期保持部 6 における同期保持処理へ移行する。なお、ステップ S 1 2 で検出した相関点 n_p が得られるときの読み出しアドレスシフト量 k' から、当該受信
25 中の GPS 衛星についてのドップラーシフト量および GPS 受信機の発振周波数の誤差を推定することができる。すなわち、受

信信号のキャリア周波数を検知することができる。

ステップ S 1 3 で、検出した相関点 n_p が、4 個未満であると判別したときには、すべての衛星について、上述の拡散符号同期サーチ処理が終了したか否か判別し（ステップ S 1 4）、すべての
5 の衛星についての拡散符号同期サーチ処理が終了したと判別したときには、サーチ動作を終了する（ステップ S 1 8）。

また、ステップ S 1 4 で、拡散符号同期サーチが終了していない衛星があると判別したときには、次に拡散符号同期サーチを行う衛星を選択し、その選択した衛星が用いる拡散符号 $c(n)$ に
10 拡散符号を変更する（ステップ S 1 5）。そして、ステップ S 3 に戻り、上述したステップ S 3 以降の処理を実行する。なお、上述したような信号出力および演算結果は、第 8 図中にも示してある。

以上のようにして、この例によれば、GPS 衛星からの受信信号のキャリア周波数が未知であっても、FFT による周波数領域での処理を積極的に用いて、受信信号のキャリアと拡散符号との同期検出を行って、キャリア成分を除去することができる。したがって、FFT を利用したデジタルマッチドフィルタによる GPS 受信信号と拡散符号との相関点の検出を、高速、かつ簡単な構成で実現することができる。
20

なお、この例においても、それぞれの衛星に対応する拡散符号をあらかじめ FFT しておいたものをメモリに記憶しておくことで、衛星信号の受信時における拡散符号 $c(n)$ の FFT 計算を省略することができる。

25 [同期捕捉部の具体的な構成と動作の他の例（2）について]
上述したように、デジタルマッチドフィルタによって受信信号

と拡散符号の相関点を検出する場合には、その相関点を検出する単位データ長は、拡散符号の1周期長とするのが通常である。

しかし、GPS衛星からの受信信号では、前述したように、データの1ビットは、拡散符号の20周期分であり、この20周期分では、すべて同じパターンの符号となっている。この例では、この特質を生かして、デジタルマッチドフィルタによって受信信号と拡散符号の相関点を検出する単位データ長は、拡散符号の複数周期長とする。

このように、受信信号について、拡散符号の複数周期分単位でFFT演算処理をすることにより、受信感度が向上し、同じ時間領域の信号を累積加算する方法に比べてキャリア周波数のサーチがし易くなる。以下、この例（他の例（2））にいて、さらに説明する。

時間領域において、拡散符号のM周期（Mは2以上の整数）に渡って累積加算を行った1周期長のデータに対して相関点を検出する先行例がある（例えば米国特許4998111号明細書または「An Introduction to Snap Track™ Server-Aided GPS Technology, ION GPS-98 Proceedings」参照）。

すなわち、第11図に示すように、この先行例の方法においては、受信信号 $r(n)$ について、拡散符号との乗算結果を、M周期分に渡って累積加算するものである。この先行例の方法は、GPS衛星からの受信信号の周期性とノイズの統計的な性質とを利用してC/Nを高めるもので、受信信号のキャリアと拡散符号の同期が事前にとれている状態であれば、C/NがM倍に改善され、したがって受信感度（相関点の検出感度）はM倍に向上する。

しかし、受信信号のキャリアと拡散符号との同期がとれていな

いと位相の異なるM個のキャリアが加算合成されてしまい、累積加算した結果においては肝心のGPS信号が相殺されてしまって相関ピークは検出できなくなる。

このため、受信信号のキャリア周波数が未知の場合には、キャリア周波数をサーチする必要がある、サーチする各々の周波数毎に累計加算を行うといった効率の悪い操作を行わざるを得なくなる。

これに対して、第4図、第8図を用いて上述した例では、上述したようにして周波数領域において、FFT結果のメモリからの読み出しアドレスをシフトするという簡便な方法により、受信信号のキャリアと拡散符号との同期がとれるので、累積加算の効果を最大限に発揮させることができる。

この例では、第8図を用いて前述した方式と同様に、GPS衛星からの受信信号のキャリア周波数は未知として、キャリア周波数のサーチを行うのであるが、その場合に、受信信号 $r(n)$ については、拡散符号のM周期分毎にFFTを行うようにする。そして、この拡散符号のM周期分毎に、受信信号のFFT結果のメモリからの読み出しアドレスのシフト量の制御による受信信号のキャリア周波数のサーチを行う。

前述した第27図の式(3)中のデータ $d(n)$ は、 $M \leq 20$ とすれば、拡散符号のM周期中では1または-1の固定値になるので無視できる。すると、式(3)は、

$$r(n) = A \cdot c(n) \cos 2\pi n f_0 + n(n)$$
となり、これをM周期長で離散フーリエ変換すると、データの数 $M \times N$ (Nは拡散符号の1周期分のデータ数)なので、離散フーリエ変換後の k と実周波数 f の関係は、サンプリング周波数 f_s に対し

て $0 \leq k \leq MN/2$ では、 $f = k f_s / MN$ となり、 $MN/2 < k < MN$ では、 $f = (k - MN) f_s / MN$ ($f < 0$) となつて、分解能が M 倍になる。

しかし、拡散符号 $c(n)$ は周期信号であり、その 1 周期長の
 5 時間を T (GPS の C/A コードでは $T = 1$ ミリ秒) とすると、
 $f = 1/T$ 以下の精度の周波数成分はない。したがって、受信信号 $r(n)$ の離散フーリエ変換後の FFT 結果 $R(k)$ (ただし、
 $0 \leq k < MN$) 中の拡散符号 $c(n)$ の周波数成分は M 個おき、
 すなわち、 MN 個のデータのうちの N 個の点に集中し、その振幅
 10 は、 M 周期分が累積加算されるため、1 周期長での同じ周波数成分の M 倍になる。 $M = 4$ としたときのスペクトラム例を第 12 図に示す。

第 12 図の例では、信号のスペクトラムが 4 個おきにあり、それらの間には信号成分はない。 N 個の点以外では、拡散符号 c
 15 (n) の周波数成分は 0 になる。一方、ノイズ $n(n)$ は、多くの場合、非周期信号であるから、 MN 個の全周波数成分にエネルギーが分散される。したがって、受信信号 $r(n)$ の FFT 結果 $R(k)$ 中における拡散符号 $c(n)$ の N 個の周波数成分の総和において、時間領域での累積加算と同様に、 C/N が M 倍向上する
 20 ことになる。

受信信号 $r(n)$ 中に、第 27 図の式 (3) に示したキャリア成分 $\cos 2\pi n f_0$ がなければ、FFT 結果 $R(k)$ 中の拡散符号 $c(n)$ の周波数成分は、 $k = i \times M$ ($0 \leq i < N$) に集中するが、キャリア成分が存在するので、この例では、メモリから
 25 の FFT 結果 $R(k)$ の読み出しアドレスを、拡散符号の 1 周期当たりについて、 $k = (i \times M) - k_0$ として、キャリア周波数

分の k_0 だけ循環的にシフトするようにする。

以上説明した例の全体の構成は、第 8 図に示した場合と同様となるが、メモリ 5 2 に取り込まれる I F データは、拡散符号の M 周期分となる上述の処理動作を、その DSP 5 3 の内部構成に反映させた構成図を第 1 3 図に示す。ただし、図においては、 $0 \leq K < MN$, $0 \leq k < N$ としている。

すなわち、FFT 処理部 5 3 1 からは、FFT 演算処理単位を拡散符号の M 周期とする FFT 結果 $R(K)$ が得られ、メモリ 5 3 2 に書き込まれる。そして、このメモリ 5 3 2 から、読み出しアドレスがシフト制御されて FFT 結果が読み出されて乗算部 5 3 3 に供給され、メモリ 5 3 6 からの拡散符号 $c(n)$ の FFT 結果と乗算される。

この例の場合、この乗算部 5 3 3 から得られる相関関数 $F(k)$ は、第 2 7 図の式 (8) に示すようなものとなるようにされる。なお、式 (8) で、 k は、拡散符号の FFT 結果 $C(k)$ の複素共役における k であり、 k_0 については、 $f_0 = k_0 \cdot f_s / MN$ である。

このとき、第 1 3 図において、逆 FFT 処理部 5 3 7 から得られる相関関数 $f'(n)$ のピークは、 $R(K)$ が M 周期の拡散符号を含むので、 $0 \leq n < MN$ の範囲において M 個現れることになる。しかし、相関点の検出は、拡散符号の 1 周期についての 1 個でよいので、逆 FFT 処理部 5 3 7 での計算は、第 4 図、第 8 図を用いて説明した例の場合と同様に、 $0 \leq n < N$ の範囲だけで済み、 $N \leq n < MN$ における計算は必要ない。

以上のようにして、この例によれば、受信信号 $r(n)$ の FFT を拡散符号の 1 周期の M 倍とすることにより、相関点の検出感

度、したがって、受信感度を向上させることができる。

なお、この例においても、それぞれの衛星に対応する拡散符号をあらかじめ F F T しておいたものをメモリに記憶しておくことで、衛星信号の受信時における拡散符号 $c(n)$ の F F T 計算を省略することができる。

[同期捕捉部の具体的な構成と動作の他の例 (3) について]

前述の同期捕捉部の具体的な構成と動作の他の例 (2) では、拡散符号の M 周期 ($M > 1$) 分を含む受信信号 $r(n)$ を F F T 処理することで、未知のキャリア周波数のサーチを可能にすると共に、受信感度の向上を図ることができるものであるが、データサンプルの数が、拡散符号 1 周期分の場合の N 個から M 倍の MN 個になるため、F F T の計算時間および第 13 図におけるメモリ 532 の容量が大きくなる。この例 (他の例 (3)) は、このメモリ容量の問題を改善したものである。

第 12 図の例のように、拡散符号の M 周期 ($M > 1$) を F F T 処理単位とした場合の F F T 結果 $R(K)$ 中の周波数成分は M 個おきにしか存在しないので、それらの M 個おきの周波数成分の間の成分は不要である。

ここで、F F T 結果 $R(K)$ (ただし、 $0 \leq K < MN$) を、 $R(i \times M)$ 、 $R(i \times M + 1)$ 、 $R(i \times M + 2)$ 、 $\dots$ 、 $R(i \times M + M - 1)$ ($0 \leq i < N$) の M 組に分ける。 $M = 4$ 組に分けた場合の、それぞれの組の分割スペクトラムの例を第 14 図～第 17 図に示す。キャリア周波数は未知であるが、 M 組のうちの 1 組に、相関を検出する対象となる GPS 信号のエネルギーがある。

第 14 図～第 17 図の例では、第 14 図の $R(i \times M)$ の組に、受信信号 $r(n)$ の周波数成分が含まれ、それ以外の 3 つの分割

スペクトラムにはノイズしかない状態を表している。

なお、実際の信号ではキャリア周波数 k_0 は、正確には $k' = k_0$ でないため、例えば k_0 が k_0' と $k_0' + 1$ との間にあったとすると、 $k' = k_0'$ と $k' = k_0' + 1$ との両方で相関が検出され、
5 k_0 に近い方が大きな相関を示す。

FFT 結果 $R(K)$ を前記のように M 組に分割した場合、 M が 2 のべき乗であれば、FFT 計算手順の性質から、各組は、それぞれ独立に計算できる。

第 18 図は、8 個のデータ $g(0) \sim g(7)$ の FFT 計算の
10 信号の流れ図である。第 18 図の FFT 結果 $G(K)$ を、4 個おきのデータに分けるとすると、 $(G(0), G(4))$ 、 $(G(1), G(5))$ 、 $(G(2), G(6))$ 、 $(G(3), G(7))$ の 4 組となる。この中の $(G(0), G(4))$ に注目すると、第 19 図に示す部分だけの計算でよいことが判る。そして、この計算の構造
15 は、他の組 $(G(1), G(5))$ 、 $(G(2), G(6))$ 、 $(G(3), G(7))$ においても同様となるものである。

この 4 組のデータを 1 組ずつ調べることにすると、まず、 $(G(0), G(4))$ を計算し、調べ終わったら $(G(0), G(4))$ を格納したメモリを開放して次の組に進む。 $(G(1), G(5))$ 、
20 $(G(2), G(6))$ 、 $(G(3), G(7))$ と、順次計算して調べ終わったらメモリを開放するという操作を行うことにより、メモリは、 $G(0) \sim G(7)$ を一括して FFT を求めるのに比べて、 $1/4$ のメモリ容量でよくなる。乗算回数は、 M 個に分割して計算した場合と全体を一括して FFT 計算をした場合とでは
25 同じになる。

上記の例と同様のことが、 M を 2 のべき乗にすることで、 $R(i$

$\times M$), $R(i \times M + 1)$, $R(i \times M + 2)$, $\dots$, $R(i \times M + M - 1)$ に適用でき、FFT結果を格納するメモリの容量は、 MN の $1/M$ 、すなわち、 N で済む。また、 $R(i \times M)$, $R(i \times M + 1)$, $R(i \times M + 2)$, $\dots$, $R(i \times M + M - 1)$ の順
 5 で相関を検出する際に、途中の組で相関点が検出できてしまえば、残る組については調べる必要がなくなるので、拡散符号の M 周期毎の受信信号を一括してFFT処理して検出するより、処理時間が短くなると期待できる。

以上説明したこの例の場合の拡散符号およびキャリア同期の
 10 フローチャートを、第20図および第21図に示す。第20図および第21図の例ではFFTの回数を最小にするため、キャリア周波数のサーチを、各FFTの組毎に、対象とする衛星すべてについて相関検出を行うようにしている。なお、この第20図および第21図のフローチャートは、同期捕捉部5のDSP53での
 15 ソフトウェア処理に対応するものである。

まず、 $R(K)$ ($0 \leq K < MN$ であり、 $K = i \times M + j$) の分割組数についての変数 j ($0 \leq j \leq M$) を初期化し (ステップ S21)、次に、周波数変換部4のA/D変換器45にてデジタル信号に変換された受信信号を信号 $r(n)$ (ただし、 $0 \leq n \leq MN$)
 20 としてメモリ52に取り込む (ステップ S22)。次に、この信号 $r(n)$ をFFT処理部531でFFTし、そのFFT結果 $R(K)$ (ただし、 $K = i \times M + j$) をメモリ532に書き込む (ステップ S23)。次に、信号を受信したGPS衛星に対応する拡散符号のFFT結果 $C(k)$ をメモリ536にセットする
 25 (ステップ S24)。

次に、受信信号 $r(n)$ のFFT結果 $R(K)$ のメモリ532

からの読み出しアドレスのシフト量の初期値 k_0' を、例えば過去のデータから決定する（ステップ S 2 5）。そして、決定した初期値 k_0' を、メモリ 5 3 2 からの F F T 結果の読み出しアドレスのシフト量 k' として設定すると共に、シフト制御の変更回数 m を、初期値 $m = 0$ にセットする（ステップ S 2 6）。

次に、メモリ 5 3 2 から、受信信号 $r(n)$ の F F T 結果 $R(K)$ を、その読み出しアドレスを、 k' だけシフトして読み出す（ステップ S 2 7）。そして、読み出した F F T 結果 $R(K - k')$ と、拡散符号の F F T 結果とを乗算して相関関数 $F'(k)$ を求める（ステップ S 2 8）。

次に、この相関関数 $F'(k)$ の逆 F F T を行って時間領域の関数 $f'(n)$ を求める（ステップ S 2 9）。そして、この関数 $f'(n)$ について、ピーク値 $f'(n_p)$ を求め（ステップ S 3 0）、そのピーク値 $f'(n_p)$ が予め設定されているスレッシュ

15 ショールド値 f_{th} より大きいかどうか判別する（ステップ S 3 1）。

ステップ S 3 1 での判別の結果、ピーク値 $f'(n_p)$ が、予め設定されているスレッシュ

20 ショールド値 f_{th} 以下であるときには、相関点が検出できなかったとして、シフト制御の変更回数 m が予め設定された最大値 m_{max} よりも小さいかどうか判別する（ステップ S 3 2）。そして、シフト制御の変更回数 m が予め設定された最大値 m_{max} よりも小さいと判別したときには、シフト制御の変更回数 m を 1 だけインクリメント（ $m = m + 1$ ）すると共に、新たなシフト量 k' を、

25 $k' = k' + (-1)^m \times m$ として（ステップ S 3 3）、ステップ S 2 7 に戻る。そして、上述したステップ S 2 7 以降の処理を繰

り返す。

また、ステップ S 3 2 で、シフト制御の変更回数 m が、予め設定された最大値 $m_{\max}$ 以上であると判別したときには、すべての衛星について、上述の拡散符号同期サーチ処理が終了したか否か判別し（ステップ S 3 6）、すべての衛星についての拡散符号同期サーチ処理が終了したと判別したときには、変数 j がその最大値 M より小さいかどうか判別し（ステップ S 3 8）、小さいときには、変数 j をインクリメントし（ステップ S 3 9）、その後、ステップ S 2 3 に戻り、このステップ S 2 3 以降の処理を繰り返す。

また、ステップ S 3 8 で、変数 j が最大値 M に等しいあるいは最大値 M より大きいと判別したときには、サーチ動作を終了する（ステップ S 4 0）。

また、ステップ S 3 6 で、拡散符号同期サーチが終了していない衛星があると判別したときには、次に拡散符号同期サーチを行う衛星を選択し、その選択した衛星が用いる拡散符号 $c(n)$ に拡散符号を変更する（ステップ S 3 7）。そして、ステップ S 2 4 に戻り、上述したステップ S 2 4 以降の処理を実行する。

また、ステップ S 3 1 において、ピーク値 $f'(n_p)$ が、予め設定されているスレッシュホールド値 f_{th} より大きいと判別したときには、そのピーク値 $f'(n_p)$ を取る離散時間（拡散符号の位相） n_p を相関点として検出すると共に、前記 FFT 結果 $R(k)$ のメモリ 5 3 2 からの読み出しアドレスのシフト量の初期値 k_0' を、そのときのシフト量 k' に設定し直す（ステップ S 3 4）。

そして、検出した相関点 n_p が、4 個目であるか否か判別し（ステップ S 3 5）、4 個目であると判別したときには、受信機位置

計算処理および同期保持処理へ移行する。なお、ステップ S 3 4 で検出した相関点 n_p が得られるときのシフト量 k' から、当該受信中の GPS 衛星についてのドップラーシフト量および GPS 受信機の発振周波数の誤差が推定することができる。

- 5 ステップ S 3 5 で、検出した相関点 n_p が、4 個未満であると判別したときには、ステップ S 3 6 に進み、上述したステップ S 3 6 以降の処理を実行する。

なお、第 4 図を用いて説明した方式の場合のように、キャリア周波数が既知である場合には、 $R(i \times M)$ 、 $R(i \times M + 1)$ 、
10 $R(i \times M + 2)$ 、 $\dots$ 、 $R(i \times M + M - 1)$ の中で該当するものだけを計算すれば、拡散符号の多周期分を含む時間分を単位として受信信号を FFT する方法は、同様に適用できる。

以上説明した 4 つの例の GPS 受信機の拡散符号およびキャリアの同期捕捉方法は、従来の手法であるスライディング相関器
15 が原理的に時間を要するのに対し、高速な DSP 等の活用で処理時間の大幅な短縮が期待できる。

なお、以上の実施の形態の説明では、GPS 衛星からの受信信号の場合に、この発明を適用したが、この発明は、GPS 衛星からの信号に限らず、拡散符号でデータをスペクトラム拡散した信号
20 号により搬送波が変調されている受信信号の拡散符号およびキャリアの同期捕捉を行う場合のすべてに適用可能である。

[同期保持部について]

同期保持部 6 は、制御部 7 を通じて供給される同期捕捉部 5 からの C/A コード位相、キャリア周波数、衛星番号に応じて、これらの情報を設定し、周波数変換部 4 からの IF データに対して、
25 キャリア周波数の同期と、C/A コードの位相同期とを迅速に捕

捉し、捕捉したキャリア周波数の同期と、C/Aコードの位相同期とを保持するように動作する。

この場合、同期保持部6は、同期捕捉部5において捕捉されたキャリア周波数の同期と、C/Aコードの位相同期とを用いて、
5 瞬時にキャリア周波数の同期と、C/Aコードの位相同期とを捕捉し、この同期が取れた状態を保持するように動作する。そして、この実施の形態において、同期保持部6は、コストスループとDLL(Delay Locked Loop)とにより構成されたものである。

10 第22図は、同期保持部6の構成例を説明するためのブロック図である。第22図において、参照符号612~619が付された部分がコストスループ61である。また、第22図において、参照符号621~644が付された部分がDLL62である。

コストスループ61は、キャリア周波数の同期の保持、送信データである航法メッセージの抽出を行う部分であり、DLL62
15 は、C/Aコードの位相同期の保持を行う部分である。そして、コストスループ61とDLL62とが協働し、受信信号であるIFデータをスペクトラム拡散しているPN符号と同じPN符号を用いてスペクトラム逆拡散を行ってスペクトラム拡散前の信号
20 号を得るとともに、このスペクトラム拡散前の信号を復調して航法メッセージを得て、これを制御部7に供給する。以下、コストスループ61とDLL62との動作について具体的に説明する。

(コストスループ61について)

周波数変換部4からのIFデータは、同期保持部6の乗算器6
25 11、621、631に供給される。これら乗算器611、621、631のそれぞれには、第22図に示すように、PN符号発

生器（第 22 図においては PNG と記載。）644 からの一致（プロンプト）PN 符号 P、進み（アーリ）PN 符号 E、遅れ（レート）PN 符号 L のそれぞれが供給される。

PN 符号発生器 644 は、後述もするように、NCO 643 からの信号に基づいて、一致 PN 符号 P と、進み PN 符号 E と、遅れ PN 符号 L とを発生させる。この場合、NCO 643 は、同期捕捉部 5 の捕捉結果に基づいて制御部 7 において設定される周波数情報の供給を受け、同期保持しようとしている目的とする受信信号である IF データをスペクトラム拡散している PN 符号と、同じ PN 符号であって、位相が一致する進み遅れの無い PN 符号を発生させるように PN 符号発生器 644 を制御する信号を形成し、これを PN 符号発生器 644 に供給する。

PN 符号発生器 644 は、NCO 643 からの信号に基づいて、上述もしたように、同期保持しようとしている目的とする IF データをスペクトラム拡散している PN 符号と同じ PN 符号であって、位相が一致する進み遅れの無い一致（プロンプト）PN 符号 P と、一致（プロンプト）PN 符号 P に対して位相が所定量分進むようにされた PN 符号である進み（アーリ）PN 符号 E と、一致（プロンプト）PN 符号 P に対して、位相が所定量分遅れるようにされた PN 符号である遅れ（レート）PN 符号 L を形成し、乗算器 611、621、631 のそれぞれに供給する。

コスタスループ 61 の前段に設けられた乗算器 611 は、周波数変換部 4 からの IF データと PN 符号発生器 644 からの一致 PN 符号 P とを乗算することにより、スペクトラム逆拡散を行い、この逆拡散がなされた信号をコスタスループ 61 に供給する。

コスタスループ 61 は、第 22 図に示すように、数値制御型発

振器（以下、NCOと略称する。）612と、乗算器613、614と、LPF（Low Pass

Filter）615、616と、位相検出器617と、ループフィルタ618と、相関検出器619とからなっている。

- 5 乗算器611において逆拡散された信号は、コストスループ61の乗算器613、614に供給される。第22図に示すように、乗算器613には、制御部7からの周波数情報であるキャリア周波数に応じてNCO612において形成される直交位相のI（Sine）信号と、Q（Cosine）信号とのうち、I信号が供給され、乗算器614には、Q信号が供給される。

- 10 乗算器613においては、逆拡散されたIFデータとNCO612からのI信号とが乗算され、その結果がLPF615を通じて位相検出器617に供給される。また、乗算器614においては、逆拡散されたIFデータとNCO612からのQ信号とが乗算され、その結果がLPF616を通じて位相検出器617に供給される。

- 20 LPF615、616は、制御部7からのカット・オフ周波数情報の供給を受け、これに供給された信号の帯域外ノイズを除去するものである。位相検出器617は、LPF615、616からの出力信号に基づいて、IFデータのキャリアとNCO612が発生させた信号との位相誤差を例えば1ミリ秒間隔で検出し、この位相誤差をループフィルタ618を介してNCO612に供給する。これによりNCO612が制御されて、NCO612からの出力キャリア信号の位相が、受信信号のキャリア成分に追従するようにされる。

25 なお、コストスループ61のループフィルタ618は、制御部

7 から供給されるパラメータに応じて、位相検出器 6 1 7 からの位相誤差情報を積分して、N C O 6 1 2 を制御する N C O 制御信号を形成するものである。N C O 6 1 2 は、ループフィルタ 6 1 8 からの N C O 制御信号によって、前述したように、N C O 6 1 2 からの出力キャリア信号の位相が、受信信号のキャリア成分に追従するようにされるのである。

また、コスタスループ 6 1 の L P F 6 1 5、6 1 6 からの出力は、相関検出器 6 1 9 に供給される。相関検出器 6 1 9 は、これに供給される L P F 6 1 5、6 1 6 からの出力信号を自乗して加算し、これを出力する。この相関検出器 6 1 9 からの出力は、I F データと P N 符号発生器 6 4 4 からの一致 P N 符号 P との相関値 (P) 示すものである。この相関値 (P) は、例えば、図示しないレジスタに格納され、制御部 7 が用いることができるようにされる。

制御部 7 は、相関検出器 6 1 9 からの相関値 (P) から、キャリア周波数の同期がロックしているか、アンロックなのかを判定し、アンロックである場合には、キャリア周波数を引き込んでロックするように、コスタスループ 6 1 を制御することになる。

そして、送信データの復調出力は、L P F 6 1 5 から得られ、これがデコードされて航法メッセージ (ナビゲーションメッセージ) として制御部 7 において用いることができるようにされる。

(D L L 6 2 について)

一方、乗算器 6 2 1 は、周波数変換部 4 からの I F データと P N 符号発生器 6 4 4 からの進み P N 符号 E とを乗算することにより、スペクトラム逆拡散を行い、この逆拡散がなされた信号を D L L 6 2 の乗算器 6 2 2、6 2 3 に供給する。そして、乗算器

6 2 2 には、前述したように、N C O 6 1 2 において形成される I 信号が供給され、乗算器 6 2 3 には、N C O 6 1 2 において形成される Q 信号が供給される。

乗算器 6 2 2 は、逆拡散された I F データと N C O 6 1 2 から
5 の I 信号とを乗算し、その結果を L P F 6 2 4 を通じて相関検出器 6 2 6 に供給する。同様に、乗算器 6 2 3 は、逆拡散された I F データと N C O 6 1 2 からの Q 信号とを乗算し、その結果を L P F 6 2 5 を通じて相関検出器 6 2 6 に供給する。なお、L P F 6 2 4、6 2 5 は、コスタスループ 6 1 の L P F 6 1 5、6 1 6
10 と同様に、制御部 7 からのカット・オフ周波数情報の供給を受け、これに供給された信号の帯域外ノイズを除去するものである。

相関検出器 6 2 6 は、これに供給される L P F 6 2 4、6 2 5 からの出力信号を自乗して加算し、これを出力する。この相関検出器 6 2 6 からの出力は、I F データと、P N 符号発生器 6 4 4
15 からの進み P N 符号 E との相関値 (E) 示すものである。この相関値 (E) は、位相検出器 6 4 1 に供給されるとともに、例えば、図示しないレジスタに格納され、制御部 7 が用いることができるようにされる。

同様に、乗算器 6 3 1 は、周波数変換部 4 からの I F データと
20 P N 符号発生器 6 4 4 からの遅れ P N 符号 L とを乗算することにより、スペクトラム逆拡散を行い、この逆拡散がなされた信号を D L L 6 2 の乗算器 6 3 2、6 3 3 に供給する。乗算器 6 3 2 には、前述したように、N C O 6 1 2 において形成される I 信号が供給され、乗算器 6 3 3 には、N C O 6 1 2 において形成され
25 る Q 信号が供給される。

乗算器 6 3 2 は、逆拡散された I F データと N C O 6 1 2 から

の I 信号とを乗算し、その結果を L P F 6 3 4 を通じて相関検出器 6 3 6 に供給する。同様に、乗算器 6 3 3 は、逆拡散された I F データと N C O 6 1 2 からの Q 信号とを乗算し、その結果を L P F 6 3 5 を通じて相関検出器 6 3 6 に供給する。L P F 6 3 4、
5 6 3 5 は、前述の L P F 6 2 4、6 2 5 と同様に、制御部 7 からのカット・オフ周波数情報の供給を受け、これに供給された信号の帯域外ノイズを除去するものである。

相関検出器 6 3 6 は、これに供給される L P F 6 3 4、6 3 5 からの出力信号を自乗して加算し、これを出力する。この相関検出器 6 3 6 からの出力は、I F データと、P N 符号発生器 6 4 4 からの遅れ P N 符号 L との相関値 (L) を示すものである。この相関値 (L) は、位相検出器 6 4 1 に供給されるとともに、例えば、図示しないレジスタに格納され、制御部 7 が用いることができるようにされる。

15 位相検出器 6 4 1 は、相関検出器 6 2 6 からの相関値 (E) と、相関検出器 6 3 6 からの相関値 (L) との供給を受け、両者の位相誤差を検出し、これに基づき相関値 (E) と相関値 (L) とが同じレベルとなるように、P N 符号発生器 6 4 4 に供給する N C O からの出力信号を調整するようにするための信号を形成して、
20 これをループフィルタ 6 4 2 を介して N C O 6 4 3 に供給する。

N C O 6 4 3 は、前述もしたように、同期捕捉部 5 の捕捉結果に応じた制御部 7 からの初期周波数を示す周波数情報の供給を受け、目的とする G P S 衛星からの信号である I F データをスペクトラム拡散している P N 符号と同期の合った P N 符号を発生させるように P N 符号発生器 6 4 4 を動作させる信号を発生させるが、上述のように、ループフィルタ 6 4 2 を介して位相検出

器 6 4 1 からの信号に基づいて、P N 符号発生器 6 4 4 に供給する信号の位相を調整する。

これにより、N C O 6 4 3 からの信号に応じて P N 符号発生器 6 4 4 において発生させる P N 符号の位相が調整され、P N 符号発生器 6 4 4 において発生させる一致 P N 符号 P が、I F データをスペクトラム拡散している P N 符号に追従するようにされ、一致 P N 符号 P を用いて I F データについて正確に逆スペクトラム拡散することができ、コストスループ 6 1 において、受信データの復調ができるようにされる。

10 なお、D L L 6 2 のループフィルタ 6 4 2 は、前述したコストスループ 6 1 のループフィルタ 6 1 8 と同様に、制御部 7 から供給されるパラメータに基づいて、位相検出器 6 4 1 からの位相誤差情報を積分して、N C O 6 4 3 を制御する N C O 制御信号を形成するものである。

15 このようにして、スペクトラム拡散変調された I F データについて、同期保持部 6 において同期保持し、送信データとしての航法メッセージが同期保持部 6 のコストスループ 6 1 により復調される。そして、航法メッセージの復調出力は、前述もしたように、L P F 6 1 5 から得られ、これが図示しないデータ復調回路に供給されて制御部 7 に供給可能なデータに復調された後、これが制御部 7 に供給されて測位計算に用いられることになる。

25 なお、実際には、異なる複数個の G P S 衛星からの信号を受信して並行して処理することができるよう、少なくとも 4 つ以上のコストスループ 6 1 と D L L 6 2 とからなる部分が同期保持部 6 内に設けられるようにされ、この並列に設けられた各コストスループ 6 1 と D L L 6 2 とからなる部分において、上述のよう

なキャリア周波数とC/Aコードについて、同期の捕捉（同期の引き込み）、および、同期の保持が行われ、航法メッセージが取得するようにされる。

[制御部について]

5 制御部7は、この実施の形態のGPS受信機の各部を制御するとともに、同期保持部6からの航法メッセージの供給を受け、測位演算を行ったり、各種の時間検出（時間計測）を行ったりする部分である。

第23図は、制御部7の構成例を説明するための図である。第
10 23図に示すように、制御部7は、CPU（Central Processing Unit）71、ROM（Read Only Memory）72、RAM（Random Access Memory）73、タイムカウンタ74、RTC（Real Time Clock）75を備えたものである。

15 ここで、ROM72は、CPU71において実行するプログラムや処理に用いる各種のデータが格納されているものである。RAM73は、各種の処理における途中結果を一時記憶するなど、主に作業領域として用いられるものである。また、タイムカウンタ74、RTC75は、各種の時間検出（時間計測）を行う場合
20 に用いられるものである。

そして、前述もしたように、第1図に示したこの実施の形態のGPS受信機の制御部7は、同期捕捉部5を制御して高速に受信信号のキャリア周波数の同期、C/Aコードの位相同期を捕捉するようにし、この捕捉結果に基づいて、同期保持部6を制御して、
25 受信信号のキャリア周波数の同期、C/Aコードの位相同期を瞬時に引き込み、これを保持して、ナビゲーションデータとしての

ビット・データを得て、測位演算を行い、現在位置を正確に算出して、これをホスト I / O 端子 31 を通じて出力するなどのことができるようにされている。

5 なお、第 1 図においてタイミング発生器 8 は、TCXO 11 からの基準周波数信号の供給を受け、これを逡倍 / 分周して、各部に供給するクロック信号を形成し、これを CPU、同期捕捉部 5、同期保持部 6 などの各部に供給し、その各部の目的とする部分を動作することができるようにするものである。

〔間欠動作について〕

10 そして、この実施の形態の GPS 受信機は、第 1 図に示したように、制御部 7 によって制御される電源制御部 9 により、周波数変換部 4、同期捕捉部 5、同期保持部 6、制御部 7 のそれぞれに対応して設けられた電源のオン / オフを行うスイッチ 21、22、23、24 のそれぞれを個別に制御することができるようにして
15 いる。

 この実施の形態の GPS 受信機においては、いわゆる帰還ループの構成とされた同期保持部 6 への電源供給を制御し、同期保持部 6 を間欠動作させることにより、GPS 受信機の消費電力を低減させるようにしている。

20 この実施の形態の GPS 受信機は、第 31 図に示したように、例えば、100 ミリ秒ごとなどの非常に短い周期でレンジを測定するのではなく、使用に十分耐えうる時間間隔である 1 秒ごとにレンジを測定して当該 GPS 受信機の現在位置を示す測位情報を算出して出力するようにしている。以下、当該 GPS 受信機の
25 現在位置を示す測位情報を 1 秒ごとに算出して出力するようにした場合における、当該 GPS 受信機の間欠動作について説明す

る。

まず、この実施の形態のGPS受信機の電源スイッチが押下操作されることにより、この実施の形態のGPS受信機に電源が投入するようにされると、GPS受信機の各部に電源が供給するようにされる。この場合、電源制御部9は、スイッチ21、22、24のそれぞれをオンにする。したがって、周波数変換部4、同期捕捉部5、制御部7のそれぞれも動作状態とされる。

そして、GPS衛星からの高周波GPS信号は、アンテナ1により受信され、増幅器2、BPF3を通じて周波数変換部4に供給され、ここで中間周波GPS信号にダウンコンバートされるとともに、同期捕捉部5、同期保持部6とに供給される。

同期捕捉部5は、前述したように、いわゆるマッチドフィルタの構成とされたものであり、FFTを用いて高速にキャリア周波数の同期と、C/Aコードの位相同期とを捕捉し、捕捉したキャリア周波数とC/Aコードの位相同期とを制御部7に供給する。

制御部7は、同期捕捉部5からの情報に基づいて、キャリア周波数、C/Aコードの位相同期などの必要な情報を初期値として同期保持部6に設定する。そして、電源制御部9は、制御部7の制御により、スイッチ23をオフからオンに切り換える切換制御信号CT3を形成し、これをスイッチ23に供給してスイッチ23をオンにする。これにより、同期保持部6に電源が供給され、同期保持部6は、目的とするGPS衛星からのGPS信号を迅速に捕捉し、これを保持するように動作する。

前述もしたように、同期捕捉部5において、比較的広範な範囲でキャリア周波数と、C/Aコードの位相同期を、サーチして捕捉するようにされ、この捕捉結果が用いられて同期保持部が制御

されるので、同期保持部 6 においては、ごく限られた範囲において、キャリア周波数と C/A コードの位相同期をサーチすればよいので、捕捉を極めて迅速に行うことができるようにされる。

ここで、キャリア周波数と C/A コードの位相同期が合うまで、
5 待つことになる。ここで、待つ時間は、CPU 71 の処理スピードや他の条件などにより、捕捉にかかる時間が変わることもある。キャリア周波数の同期と、C/A コードの位相同期とが捕捉できたら、これを保持するようにし、位置計算に必要な GPS 信号の送信時刻などのレンジデータを取得して制御部 7 に供給する。
10 このとき、レンジのばらつきを低減させるフィルタを考慮して、必要な分のレンジデータを取得するようにしてもよい。

必要な分のレンジデータが取得できたならば、制御部 7 は、電源制御部 9 を制御し、スイッチ 23 をオフに切り換えるようにする。すなわち、電源制御部 9 は、スイッチ 23 をオンからオフに
15 切り換える切換制御信号 CT3 を形成し、これをスイッチ 23 に供給してスイッチ 23 をオフにする。これにより、同期保持部 6 への電源の供給が停止され、同期保持部 6 の動作が停止し、消費電力を低減させる。

この後、制御部 7 は、取得したレンジデータにより位置計算を行
20 い、計算して得た当該 GPS 受信機の現在位置を示す測位情報を当該 GPS 受信機から出力する処理を行う。そして、前述もしたように、1 秒ごとに当該 GPS 受信機の現在位置を示す測位情報を出力するものとし、この測位情報を得るために必要なレンジデータの取得に 0.5 秒かかったとすると、レンジデータの取得
25 が終了し、測位情報を計算して出力するまでの 0.5 秒間は、同期保持部 6 の動作を停止させることができるのである。

第24図は、この例の同期保持部6の動作期間と停止期間について説明するための図である。第24図に示すように、1秒（1 sec）ごとに、当該GPS受信機の位置を示す測位情報を計算して出力する場合、同期保持部6においてのレンジデータの取得に0.5秒（0.5 sec）かかる場合には、レンジデータ取得後、測位情報を出力するまでの0.5秒間は、同期保持部6を停止させることができる。

そして、測位情報出力後において、停止していた同期保持部6に電源を供給して動作させ、前述したように、同期の引き込み及び保持を行いレンジデータを取得した後、同期保持部6への電源の供給を停止させるというように、動作と停止とを、ほぼ0.5秒ずつ行うようにすることにより、同期保持部6の動作時間を常時動作されている場合のほぼ半分程度とすることができ、その分、GPS受信機の消費電力を低減させることができる。

なお、ここでは、同期保持部6だけを間欠動作させる場合を例にして説明したが、これに限るものではない。例えば、同期保持部6の動作／停止に一致させて、周波数変換部4の動作／停止を制御するようにしても良い。これは、同期保持部6が動作していない場合には、受信信号であるGPS信号が同期保持部6に供給されても何ら処理されず、同期保持部6が停止している間は、周波数変換部4の動作を停止しても何ら問題ないためである。

また、測位情報の出力が1秒ごとであるこの例の場合、レンジデータの取得後、測位情報を算出するまでの時間が1秒より短い場合には、その間においては、同期捕捉部5、制御部7などの全体の回路部分への電源の供給を停止させるか、あるいは、動作を停止させることによって、さらに消費電力を低減させることがで

きる。

上述した主に同期保持部 6 の間欠動作について、第 25 図のフローチャートを用いてさらに説明する。第 25 図は、この実施の形態の GPS 受信機の間欠動作を説明するためのフローチャートであり、例えば、この実施の形態の GPS 受信機に電源が投入された場合に実行される処理である。

第 1 図に示したこの実施の形態の GPS 受信機に電源が投入されると、同期保持部 6 以外の各部に電源が供給され、周波数変換部 4 からの IF データの供給を受ける同期捕捉部 5 は、高速に同期捕捉処理を実行し、キャリア周波数、C/A コード位相などの情報を得る（ステップ S 101）。

そして、ステップ S 101 で得たキャリア周波数、C/A コードなどの情報に基づいて、同期保持部 6 の動作に必要な情報の初期値を設定する（ステップ S 102）。この実施の形態の GPS 受信機においては、同期保持部 6 への初期値の設定は、制御部 7 を介して行われることになる。

この後、制御部 7 は、電源制御部 9 を制御して、同期保持部 6 に対して設けられているスイッチ 23 をオンにして、同期保持部 6 を動作させる（ステップ S 103）。

なお、この例においては、同期保持部 6 の電源のオン／オフに同期させて、周波数変換部 4 の電源のオン／オフも制御する。しかし、周波数変換部 4 は、同期捕捉のために電源投入直後に電源がオンにされている。このため、第 25 図に示すように、繰り返し実行されることになるステップ S 103 の 1 回目の処理においては周波数変換部 4 の電源をオンにする処理は省略する。

そして、2 回目以降のステップ S 103 の処理においては、周

波数変換部 4 に対して設けられているスイッチ 2 1 をオンにすることにより、電源オフ状態にある周波数変換部 4 を同期捕捉部 6 に同期して動作させるようにすることになる。

ステップ S 1 0 3 の処理の後、同期保持部 6 は、制御部 7 を通じて初期設定される同期捕捉部 5 からの捕捉の結果得られた情報に基づいて、GPS 信号について迅速に同期捕捉を行うので、同期が捕捉されるまで待ち（ステップ S 1 0 4）、同期の捕捉ができたときには、その後においても同期を保持するようにし、レンジを計算するために必要となるレンジデータを取得し制御部 7 に供給する（ステップ S 1 0 5）。

制御部 7 は、レンジデータを取得すると、電源制御部 9 を制御し、同期保持部 6 に対して設けられているスイッチ 2 3 と、周波数変換部 4 に対して設けられているスイッチ 2 1 をオフにし、同期保持部 6 と周波数変換部 4 の動作を停止させる（ステップ S 1 0 6）。

そして、制御部 7 は、取得したレンジデータを用いて当該 GPS 受信機の位置を計算し（ステップ S 1 0 7）、計算して得た当該受信機の位置を示す情報（測位情報）を出力する（ステップ S 1 0 8）。この後、第 2 5 図に示すように、ステップ S 1 0 2 からの処理を繰り返す。

そして、測位情報を出力する周期が 1 秒である場合には、第 2 5 図に示すように、周波数変換部 4、同期保持部 6 を動作させておかなければならないのは、例えば、約 0.5 秒間であるので、レンジデータ取得後から測位データを出力するまでの、約 0.5 秒間は、周波数変換部 4、同期保持部 6 を停止させることにより、当該 GPS 受信機の一連の測位処理に影響を及ぼすことなく、当

該GPS受信機の消費電力を低減させることができる。

なお、前述の実施の形態においては、測位情報を1秒ごとに出力する場合を例にして説明したが、測位情報の出力周期（出力する間隔）は1秒に限るものでない。測位情報の出力周期を1秒より短くしたり、逆に長くしたりすることができる。しかし、測位情報の出力周期を2秒、3秒と増すようにすることにより、消費電力を低減させることができる割合を高めることができる。

ただし、測位情報を出力する周期が長い場合、同期保持部6に設定する初期値の誤差が大きくなり、キャリア同期、C/Aコードの位相同期を捕捉するまでにかかる時間が長くなってしまう。このため、測位情報を出力する周期に応じて、同期保持部6の、あるいは、同期保持部6および周波数変換部4の動作時間を変えることができるようにしておく。

第26A図乃至第26C図は、例えば同期保持部の動作時間を変えることができるようにした場合を説明するための図である。第26A図に示すように、例えば標準モードとして、測位情報の出力周期がTである場合、同期の引き込み及び保持処理からレンジデータの取得までかかる時間は、 $T/2$ 程度であるとする。この場合、少なくとも、 $T/2$ 程度は、同期保持部6を停止させ、この間に取得したレンジデータを用いて測位演算を行い、測位情報を出力するようにする。

しかし、第26B図に示すように、測位情報の出力周期が第26A図に示した標準モードの周期Tよりも短い周期TSのいわゆるショートモードの場合には、同期保持部6に設定されたキャリア周波数などの値が、同期保持部6の停止中にずれる割合が少なく、同期の引き込みおよび保持処理からレンジデータの取得ま

でかかる時間は、 $TS/2$ 以下である。すなわち、標準モードの場合よりも、同期の引き込みからレンジデータの取得にかかる時間は短くて済むと考えられる。このような場合には、同期保持部 6 の動作時間を短くすることができるようにしておく。

- 5 逆に、第 2 6 C 図に示すように、測位情報の出力周期が第 2 6 A 図に示した標準モードの周期 T よりも長い周期 TL のいわゆるロングモードの場合には、同期保持部 6 に設定されたキャリア周波数などの値が、同期保持部 6 の停止中にずれる割合が大きく、同期の引き込み及び保持処理からレンジデータの取得までかかる時間は、標準モードの場合よりも、同期の引き込みからレンジデータの取得にかかる時間は長くなる。このような場合には、同期保持部 6 の動作時間を長くすることができるようにしておく。

しかし、第 2 6 C 図に示したいわゆるロングモードの場合に、同期の引き込み及び保持処理からレンジデータの取得までかかる時間が、 $TL/2$ よりも短くなれば、同期保持部 6 を停止させておくことができる時間を長く取ることができるので、消費電力の省力化の割合を高めることができるのである。

- 20 なお、同期保持部 6 の動作時間は、この実施の形態においては、第 1 図に示したスイッチ 2 3 のオン／オフ制御により変えることができる。すなわち、同期保持部 6 の動作時間を長くしたければ、スイッチ 2 3 がオンになっている状態を長くすればよいし、逆に、同期保持部 6 の動作時間を短くしたければ、スイッチ 2 3 がオンになっている状態を短くすればよい。

- 25 また、同期保持部 6 を停止させておく時間は、同期保持部 6 を動作させておく時間に応じて変えるようにすることもできるし、また、測位演算に必要な時間として固定的に定めることもできる。

また、上述したように、測位情報の出力周期が長い場合には、同期保持部 6 において用いるキャリア周波数などの値がずれてしまうために同期の引き込みに時間がかかってしまう。同様に、測位情報の出力周期が短くても、GPS 受信機の加速が大きい場合には、GPS 受信機は短時間に大きく移動することになり、同期保持部 6 においての同期の引き込みが困難なほど、同期保持部 6 で用いられるキャリア周波数などの値がずれてしまう場合もあると考えられる。

そこで、測位情報の出力周期が長い場合、あるいは、GPS 受信機の加速が所定の値よりも大きな場合には、現在までに制御部 7 が取得した GPS 衛星の軌道情報、位置情報、速度データ、時間データなどの情報から、制御部 7 が同期保持部 6 において用いるキャリア周波数などの所定の値を予測し、これを同期保持部に設定し直した後に、同期保持部 6 を起動させるようにしてもよい。

このようにした場合には、同期保持部 6 においての同期の引き込みにかかる時間が非常に長くなることを防止することができるので、GPS 受信機の消費電力の低減を図ることができる。

また、測位データの出力周期に応じて、同期保持部 6 の動作時間を変えるようにした場合に、同期保持部 6 に設定するキャリア周波数などの初期値や動作時間は、制御部 7 において予測するようにし、これを用いて動作／停止の制御を行うようにしてもよい。この場合、測位情報の出力周期、軌道情報、位置情報、速度データ、時間データなどの情報から予測することができる。

なお、前述の実施の形態においては、同期保持部 6 を、または、同期保持部 6 および周波数変換部 4 を間欠動作するようにしたが、これに限るものではない。例えば、第 25 図のフローチャー

トに示したように、同期捕捉部 5 は、電源投入直後においてのみ、GPS 信号に対する同期捕捉を高速に行うが、その後においては、用いられることは無くなる。

そこで、第 25 図におけるステップ S 1 0 1 の処理の後、同期
5 捕捉部 5 に対するスイッチ 2 2 をオフにして、同期捕捉部 5 の動作を停止させるようにしてもよい。また、前述したように、同期保持部 6 に設定するようにするキャリア周波数などの情報の制御部 7 における予測に変えて、必要に応じて同期捕捉部を動作させて、キャリア周波数の同期、C/A コードの位相同期を捕捉す
10 るようにし、その結果を同期保持部 6 に設定するようにしてもよい。

したがって、同期捕捉部 5 にオン/オフを同期保持部 6 のオン/オフに一致するように制御するようにしてもよいし、同期捕捉部 5 は、同期捕捉を行って正確なキャリア周波数や C/A コード
15 位相の同期捕捉が必要になる比較的に長い周期で、つまり、同期保持部 6 のオン/オフ制御よりも長い周期で、同期捕捉部 5 のオン/オフを行うようにしてもよい。

また、高速な同期捕捉が可能な同期捕捉部 5 を備えない GPS 受信機を構成することも可能であるが、この場合には、前述も
20 たように、同期保持部、あるいは、同期保持部および周波数変換部の間欠動作を行うようにすることによって GPS 受信機の消費電力を省力化することができる。すなわち、コストスループと DLL からなる同期捕捉、同期保持を行うようにする GPS 受信機にこの発明を適用することができる。

25 また、同期保持部は、コストスループと DLL とからなるものに限るものではなく、他の方法によって、キャリア周波数の同期

とC/Aコードの位相同期とを捕捉、保持し、送信データの復調、抽出が可能な回路により構成されていてももちろんよい。

5 なお、前述した実施の形態においては、GPS受信機の各ブロックに供給する電源の供給を制御することにより、間欠動作を行うようにしたが、これに限るものではない。電源の供給を制御するのではなく、例えば、クロック信号の供給を停止させることにより、目的とするブロックの処理を停止させ、消費電力を低減させるようにしてもよい。

10 以上説明したように、この発明によれば、例えば所定の周期で連続的に測位情報を出力する場合でも、GPS受信機の消費電力を低減させることができる。

15 また、動機保持部等の動作時間を変更できるようにしておくことにより、測位感度、測位スピードなどのGPS受信機の性能を低下させることなく、GPS受信機の消費電力の低減の割合を変え、GPS受信機の消費電力を効率的に低減させることができる。

20 また、同期保持部等の部分を間欠動作させた場合でも、GPS信号により提供される航法データは効率よく取得することができる。

20 また、必要な航法データを取得した後に、間欠動作が行うようにされるので、停止後の動作再開は、航法データが何も得られていない状態からの動作となるのではなく、既に取得したデータを利用して、迅速な同期捕捉、同期保持、レンジデータの取得が可能となる。

請求の範囲

1. 送信データが拡散符号によりスペクトラム拡散された信号により搬送波が変調されて人工衛星から送信されてくる高周波
5 GPS信号を、中間周波GPS信号に変換する周波数変換手段と、
前記周波数変換手段からの前記中間周波GPS信号の供給を受けて、前記搬送波の同期と前記拡散符号の位相同期とを捕捉して保持するようにし、前記送信データを取得するようにする同期保持手段と、
10 前記同期保持手段を動作させて前記送信データを取得した後
に前記同期保持手段の動作を停止させ、一定時間経過後に直前の
停止時の搬送波周波数と拡散符号位相とを初期値として用いて
前記同期保持手段を動作させる間欠動作を繰り返すように制御
する制御手段と、
15 前記同期保持手段を通じて取得された前記送信データを用い
て測位演算を行い現在位置を示す測位情報を求めて、これを出力
する測位演算手段と
備えることを特徴とするGPS受信機。
2. 請求の範囲第1項に記載のGPS受信機であって、
20 前記制御手段は、前記測位情報の出力周期に応じて、前記動作
保持手段の動作時間を変えることができるようにされているこ
とを特徴とするGPS受信機。
3. 請求の範囲第1項に記載のGPS受信機であって、
既に取得されている前記送信データに基づいて、前記初期値と
25 して用いられる前記搬送波周波数と前記拡散符号位相とを予測
する初期値予測手段を備え、

前記制御手段は、前記初期値予測手段において予測された前記初期値としての前記搬送波周波数と前記拡散符号位相とを用いて前記同期保持手段を制御することができることを特徴とするGPS受信機。

5 4. 請求の範囲第2項に記載のGPS受信機であって、

前記測位情報の出力周期に応じて、前記初期値として用いられる前記搬送波周波数と前記拡散符号位相とを既に取得されている前記送信データを用いて予測する初期値予測手段と、

10 前記測位情報の出力周期に応じて、前記同期保持手段の動作時間を予測する動作時間予測手段と

を備え、

前記制御手段は、前記初期値予測手段において予測された前記搬送波周波数と前記拡散符号位相と、前記動作時間予測手段において予測された予測動作時間とに基づいて前記同期保持手段を
15 制御することを特徴とするGPS受信機。

5. 請求の範囲第1項に記載のGPS受信機であって、

前記制御手段は、前記同期保持手段の動作／停止に合わせて、前記周波数変換手段の動作／停止を制御することを特徴とするGPS受信機。

20 6. 請求の範囲第1項に記載のGPS受信機であって、

前記同期保持手段は、前記搬送波の同期を捕捉し保持するようにするコストスループ部と、前記拡散符号の位相同期を捕捉し保持するようにするディレイロックループ部とからなることを特徴とするGPS受信機。

25 7. 請求の範囲第1項に記載のGPS受信機であって、

前記搬送波の同期と前記拡散符号の位相同期とを高速に捕捉

し、捕捉後の搬送波周波数と拡散符号位相とを出力する同期捕捉手段を備え、

前記制御手段は、少なくとも電源の立ち上げ時においては、前記同期捕捉手段からの前記搬送波周波数と拡散符号位相とを前記初期値として用いて前記同期保持手段を動作させるようにし、前記同期保持手段を動作させた後に、前記同期捕捉手段を前記同期保持手段の動作／停止の周期と同じか、あるいは、それよりも長い周期で動作と停止とを繰り返すように制御することを特徴とするGPS受信機。

8. 送信データが拡散符号によりスペクトラム拡散された信号により搬送波が変調されて人工衛星から送信されてくる高周波GPS信号を順次に周波数変換処理して、中間周波GPS信号を形成し、

前記中間周波GPS信号について、前記搬送波の同期と前記拡散符号の位相同期とを捕捉し保持するようにする同期保持処理を行って、前記送信データを取得するようにし、

前記送信データを取得した後に前記同期保持処理を一旦停止し、一定時間経過後に前記同期保持処理の直前の停止時における搬送波周波数と拡散符号位相とを初期値として用いて前記同期保持処理を再開する間欠動作を繰り返すようにし、

取得した前記送信データを用いて測位演算を行い現在位置を示す測位情報を求めて、これを出力することを特徴とするGPS信号の受信方法。

9. 請求の範囲第8項に記載の受信方法であって、

前記測位情報の出力周期に応じて、前記同期保持処理の実行時間を変えることを特徴とするGPS信号の受信方法。

1 0 . 請求の範囲第 8 項に記載の受信方法であって、

既已取得されている前記送信データに基づいて、前記初期値として用いる前記搬送波周波数と拡散符号位相とを予測し、

一旦停止させた前記同期保持処理を再開させる場合に、予測して得た前記初期値としての前記搬送波周波数と前記拡散符号位相とを用いることを特徴とする G P S 信号の受信方法。

1 1 . 請求の範囲第 9 項に記載の受信方法であって、

前記測位情報の出力周期に応じて、前記初期値として用いる前記搬送波周波数と前記拡散符号位相とを既已取得されている前記送信データを用いて予測し、

前記測位情報の出力周期に応じて、前記同期保持処理の実行時間を予測し、

予測して得た前記初期値としての前記搬送波周波数と拡散符号位相と、予測して得た前記実行時間とを用いて、一旦停止させた前記同期保持処理を再開するようにすることを特徴とする G P S 信号の受信方法。

1 2 . 請求の範囲第 8 項に記載の受信方法であって、

前記同期保持処理の実行／停止に合わせて、前記周波数変換処理の実行／停止を制御することを特徴とする G P S 信号の受信方法。

1 3 . 請求の範囲第 8 項に記載の受信方法であって、

前記同期保持処理は、コスタスループ部による前記搬送波の同期の保持処理と、ディレイロックループ部による前記拡散符号の位相同期の保持処理とを平行して行うことを特徴とする G P S 信号の受信方法。

1 4 . 請求の範囲第 8 項に記載の受信方法であって、

前記搬送波の同期と前記拡散符号の位相動機とを高速に捕捉し、捕捉後の搬送波周波数と拡散符号位相とを出力する同期捕捉処理を行うようにし、

- 5 少なくとも電源の立ち上げ時においては、前記同期捕捉処理を行って得た前記搬送波周波数と拡散符号位相とを前記初期値として用いて前記同期保持処理を実行するとともに、前記同期保持処理を実行するようにした後に、前記同期捕捉処理を前記同期保持処理と同じ周期で、あるいは、前記同期保持処理よりも長い周期で実行と停止とを繰り返すようにすることを特徴とする G P
- 10 S 信号の受信方法。

Fig.1

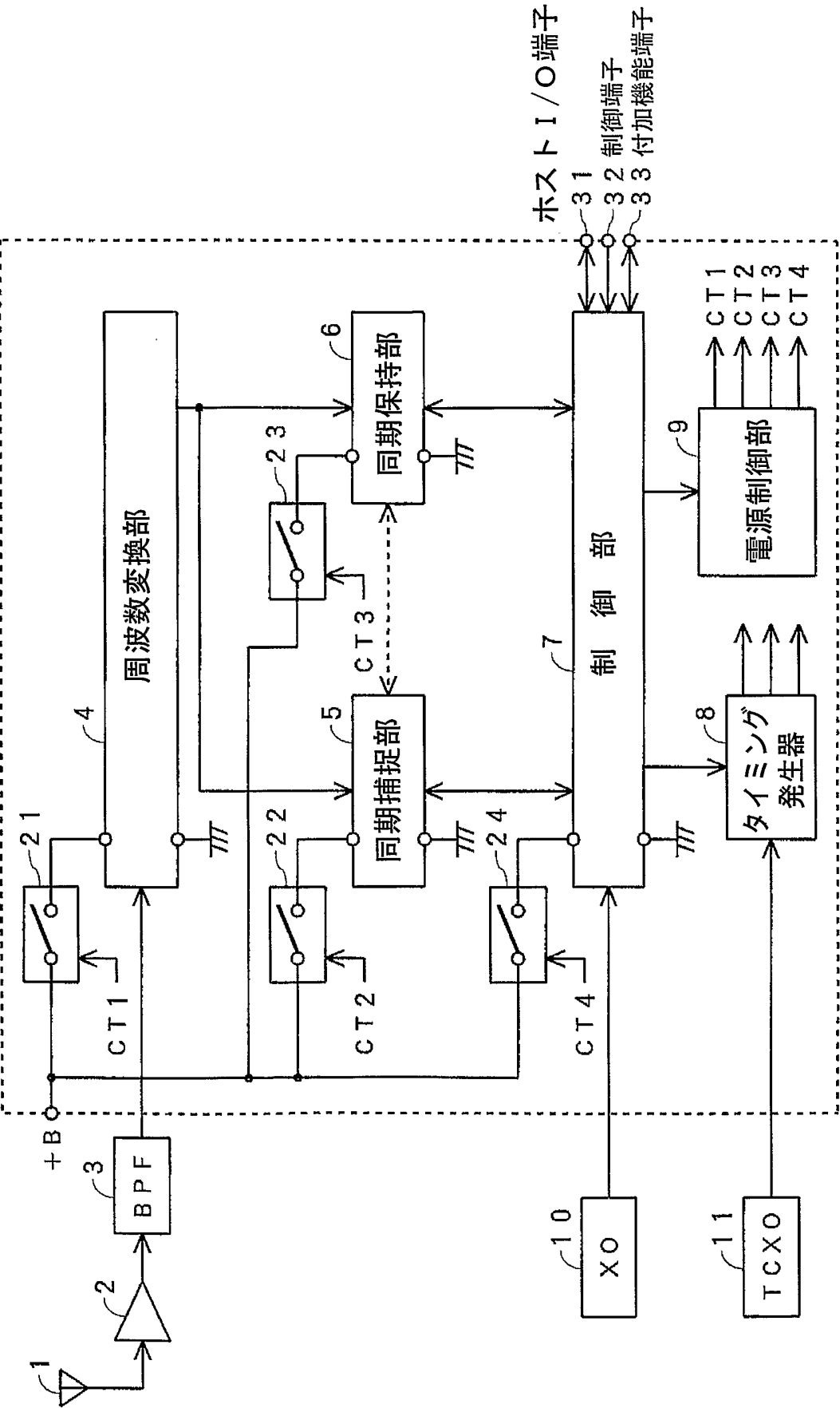


Fig.2

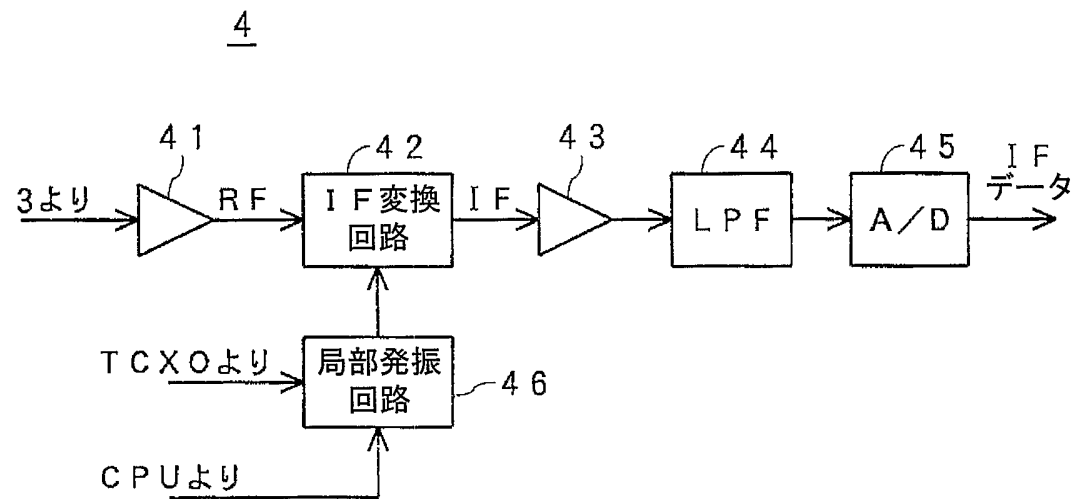


Fig.3

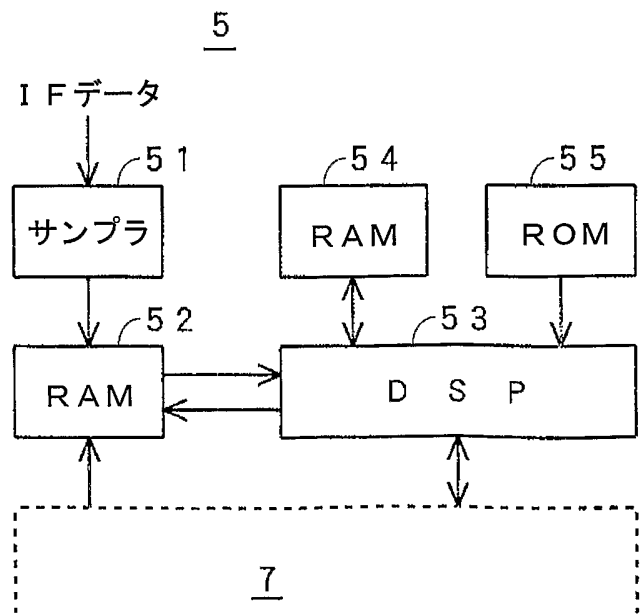
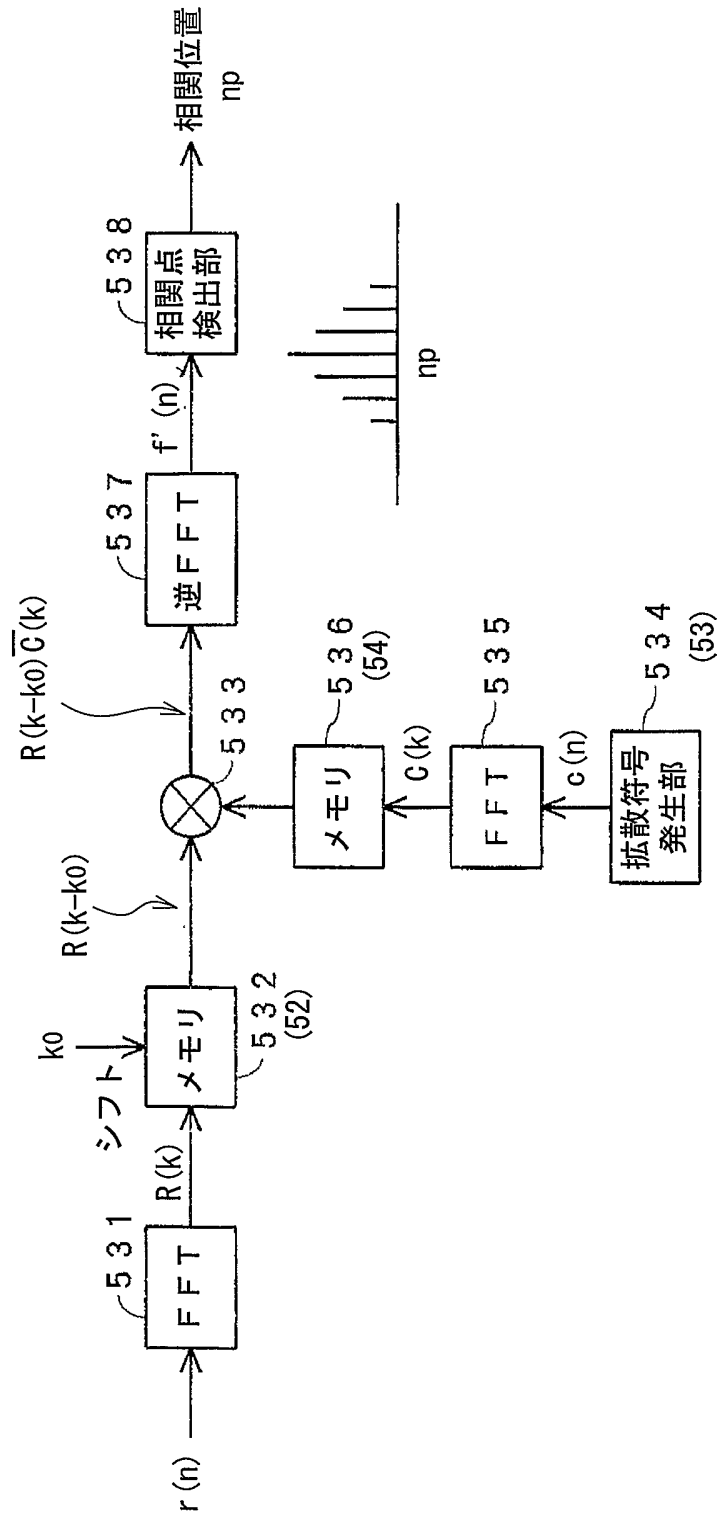


Fig.4



4/22

Fig.5

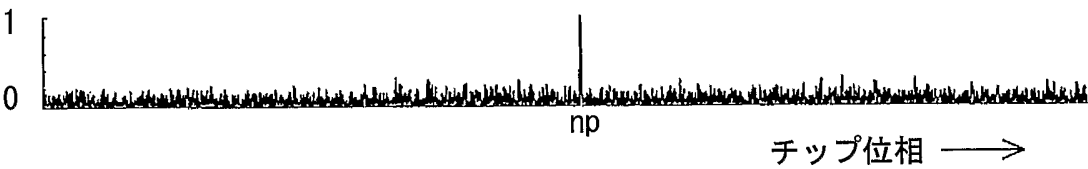


Fig.6

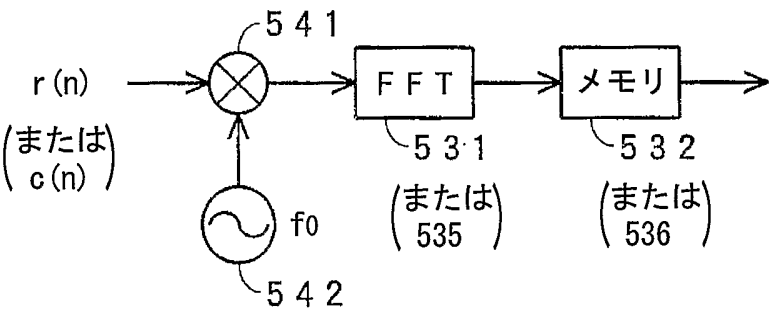
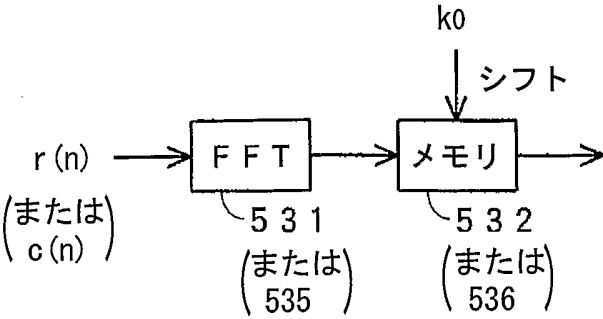
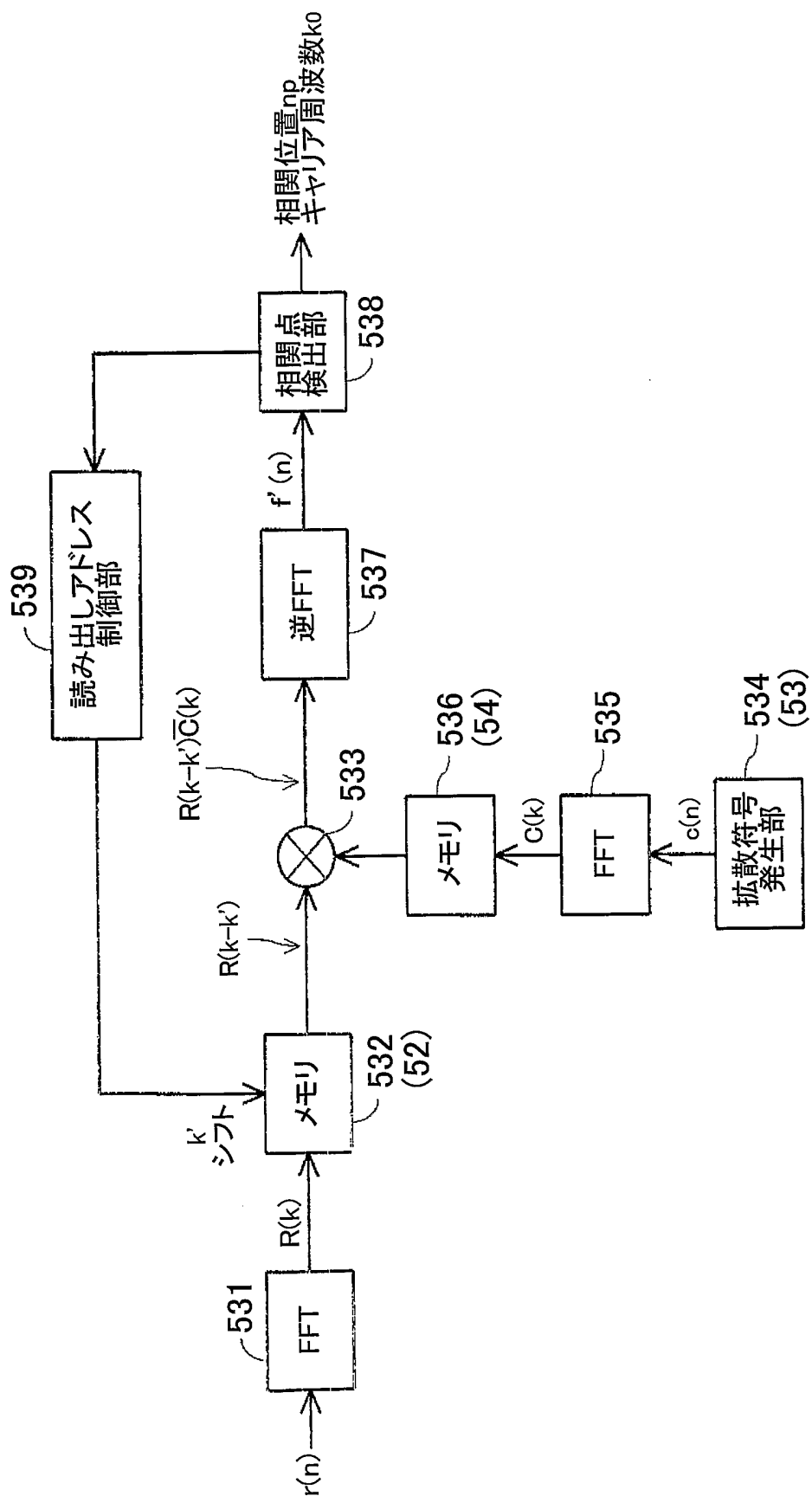


Fig.7



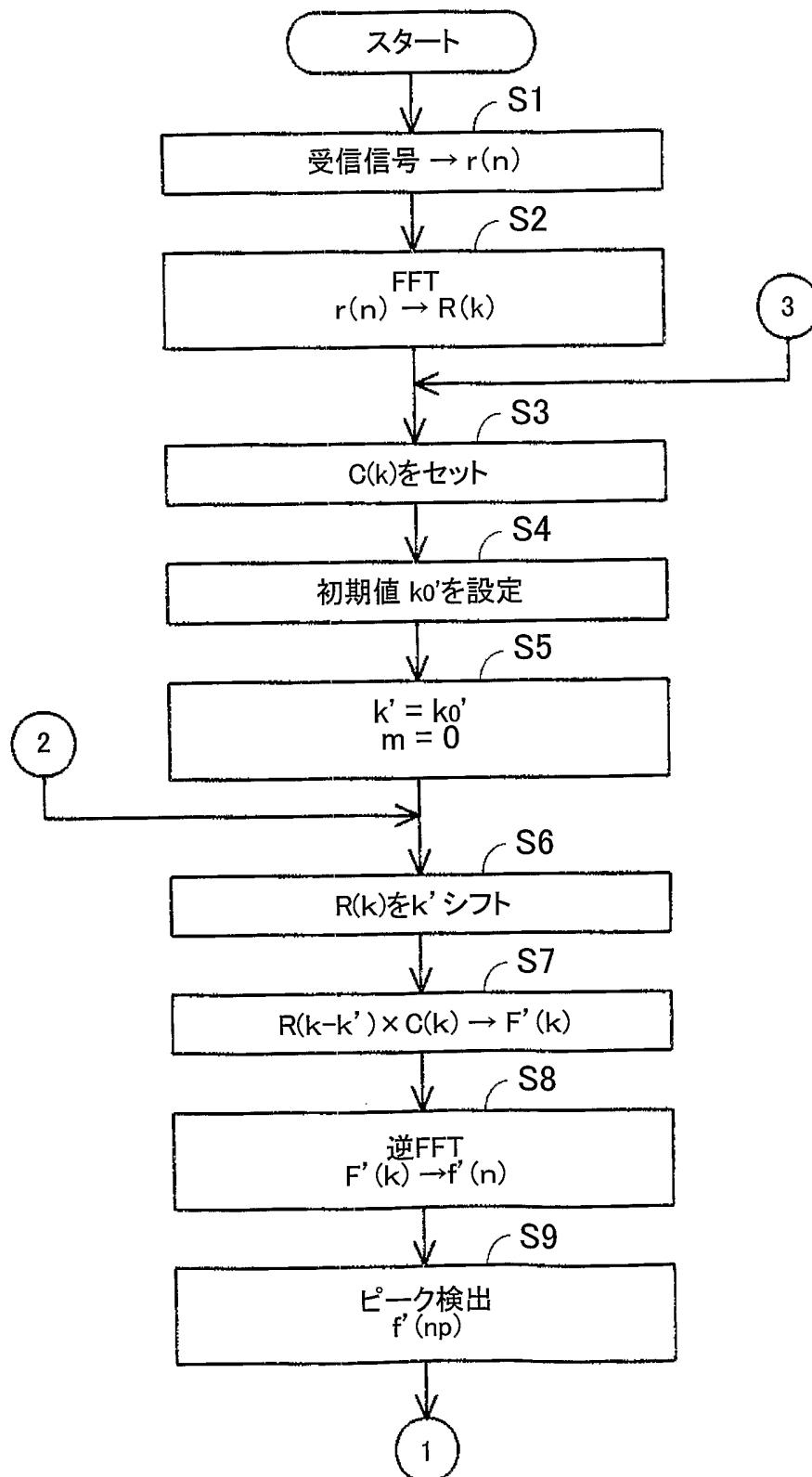
5/22

Fig.8



6/22

Fig.9



7/22

Fig.10

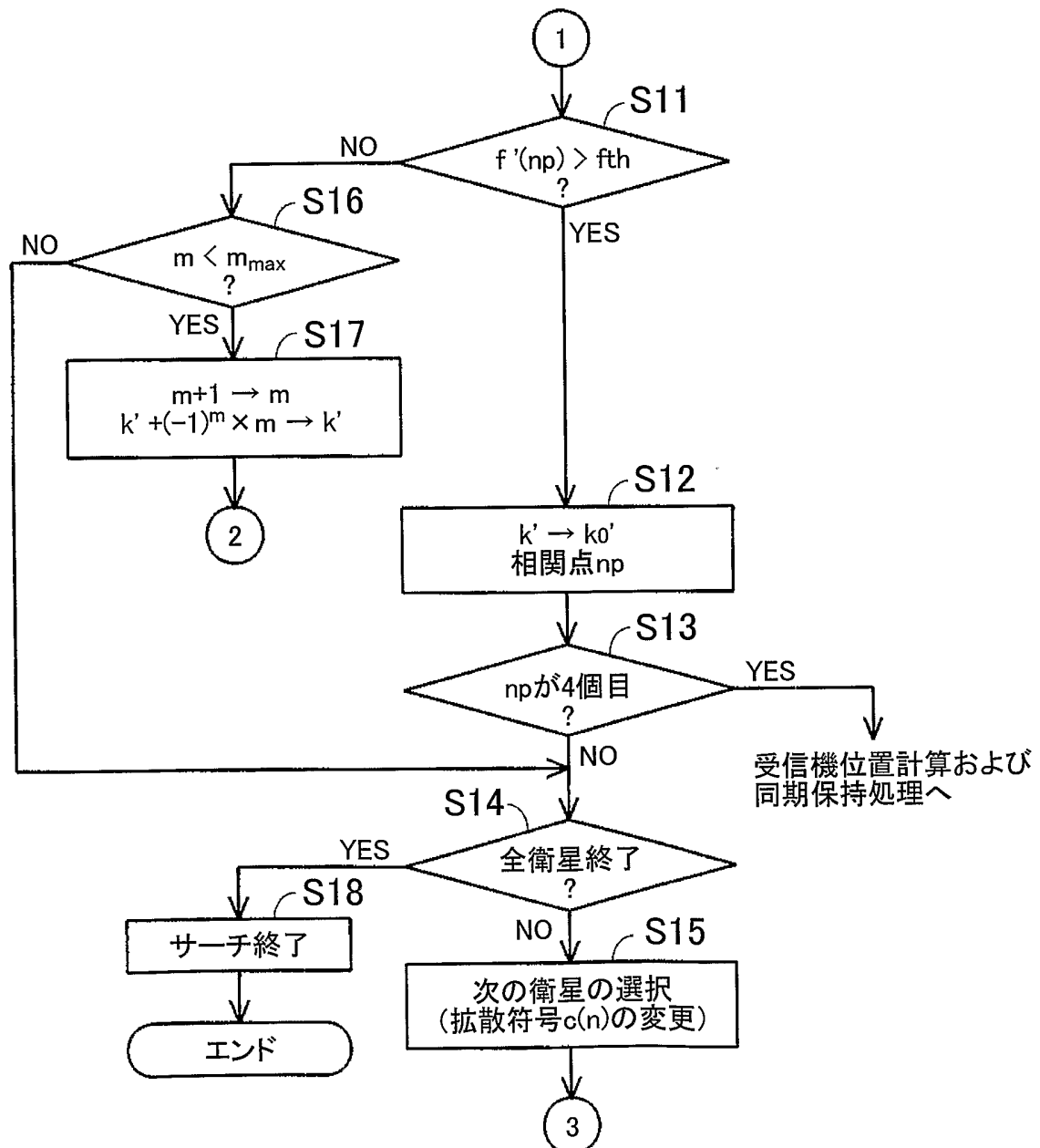


Fig.11

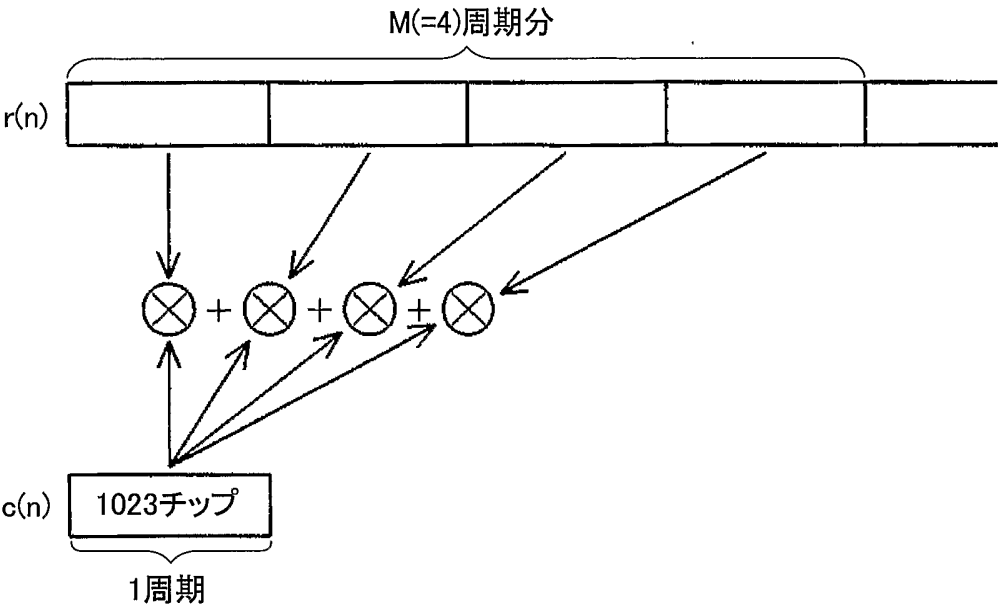


Fig.12

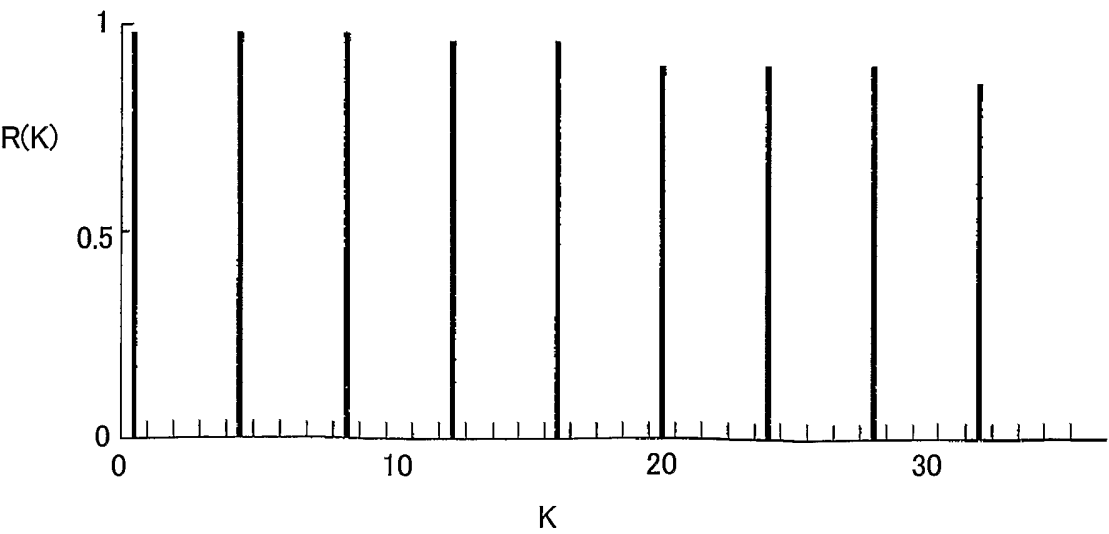
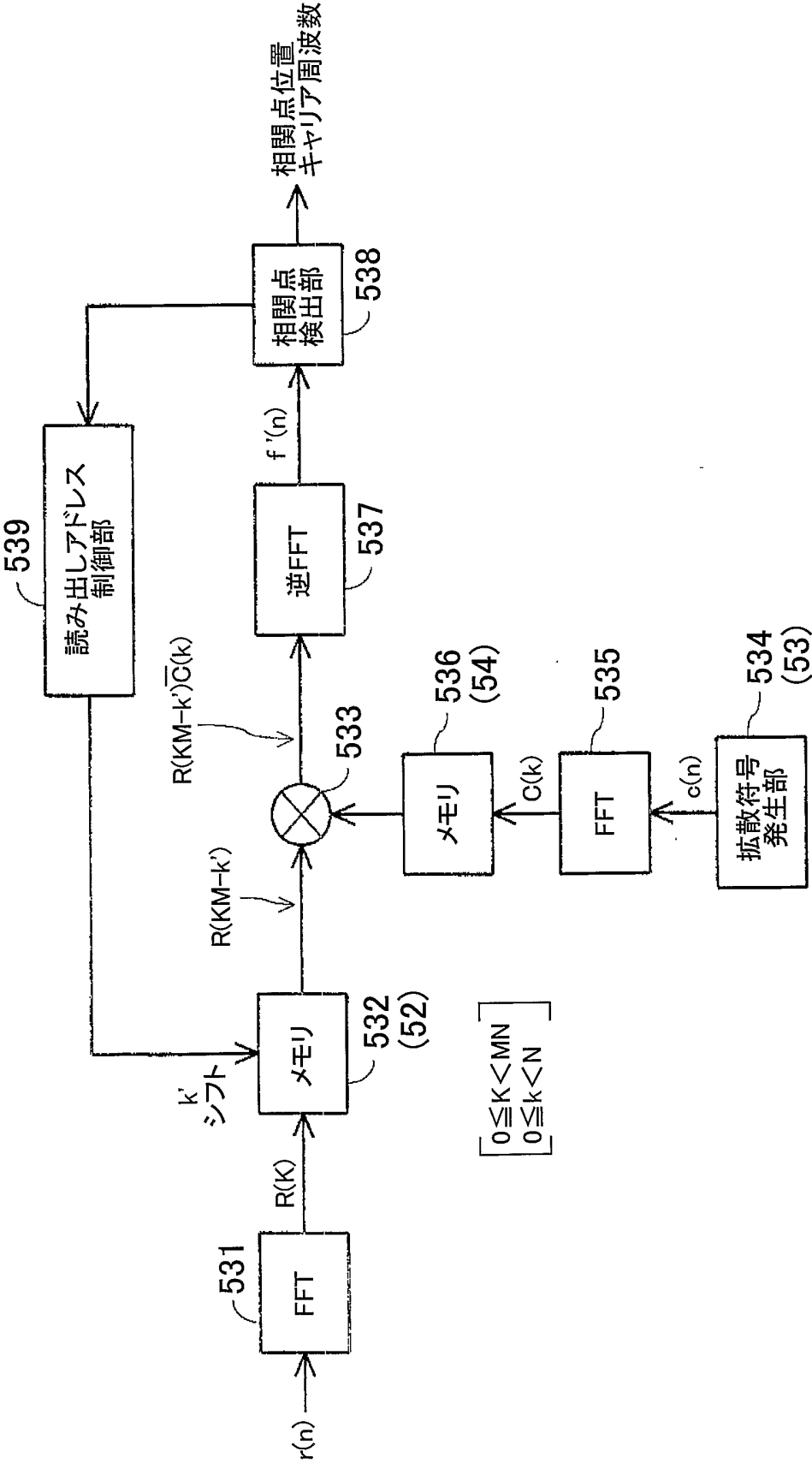


Fig.13



10/22

Fig.14

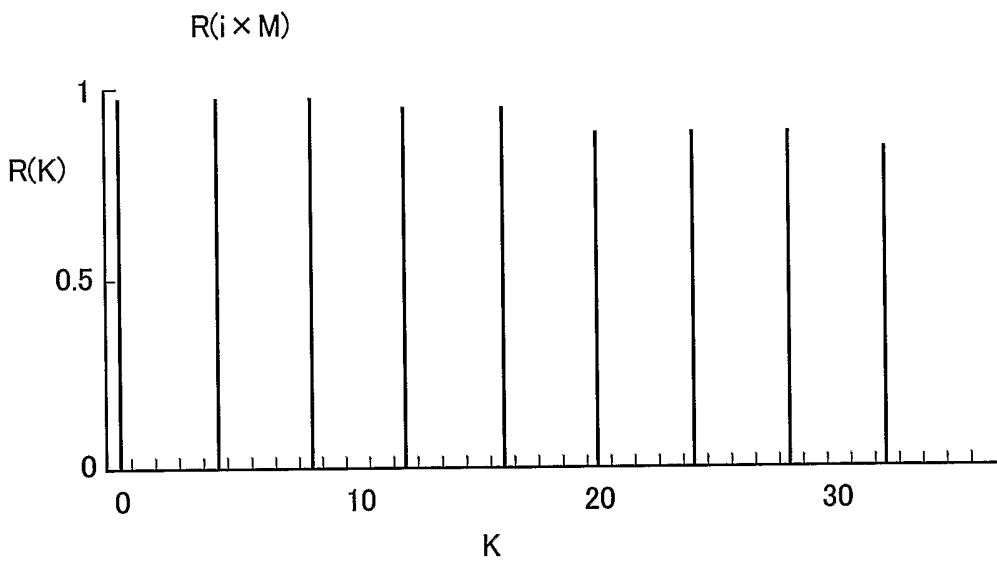
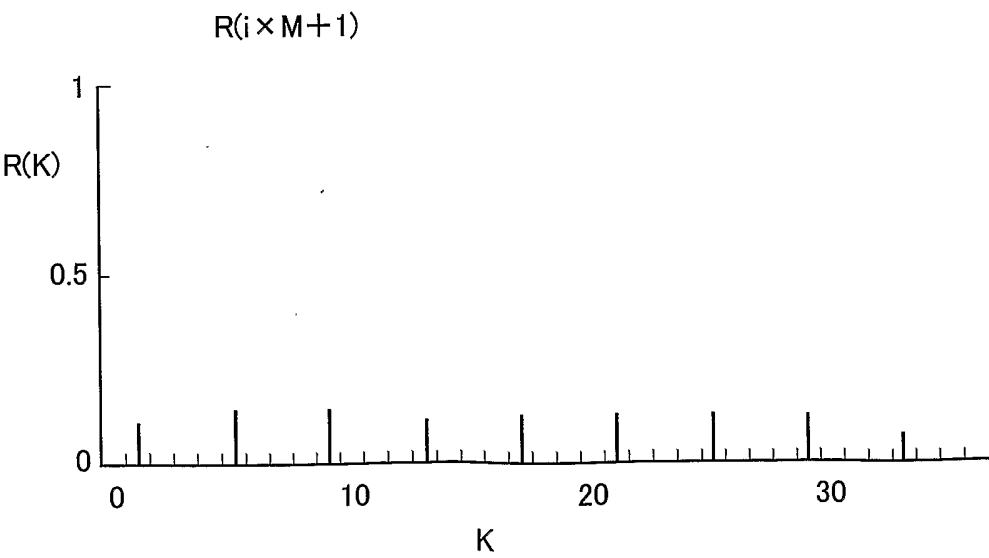


Fig.15



11/22

Fig.16

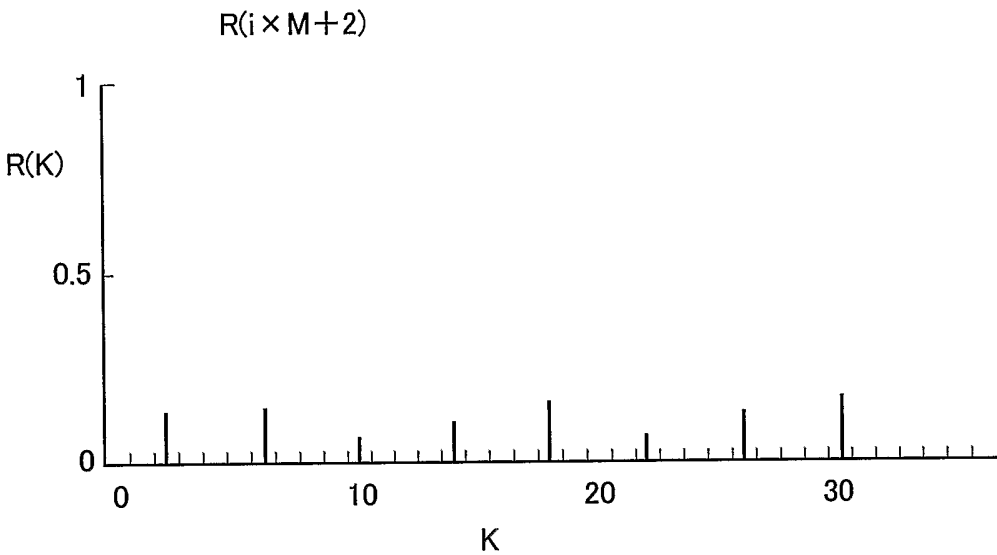
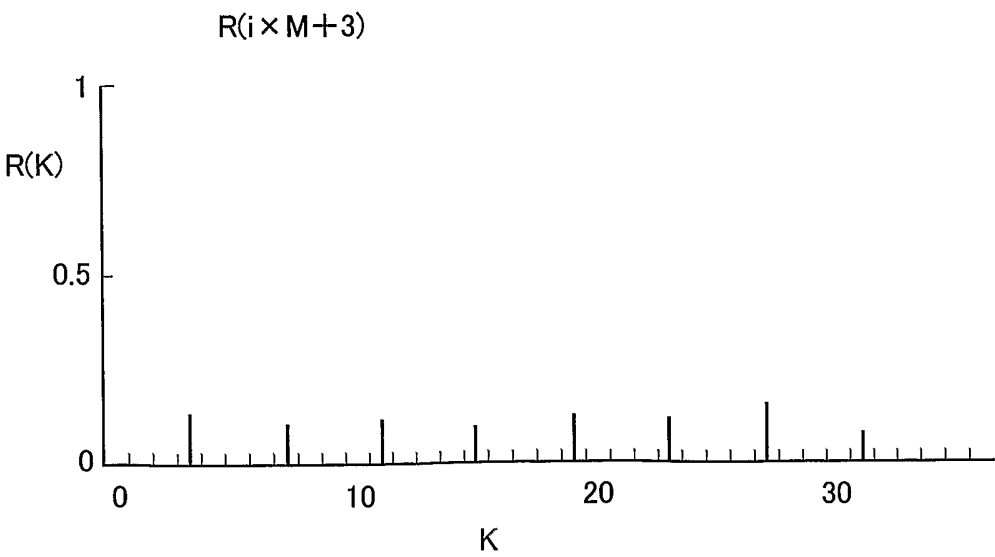


Fig.17



12/22

Fig.18

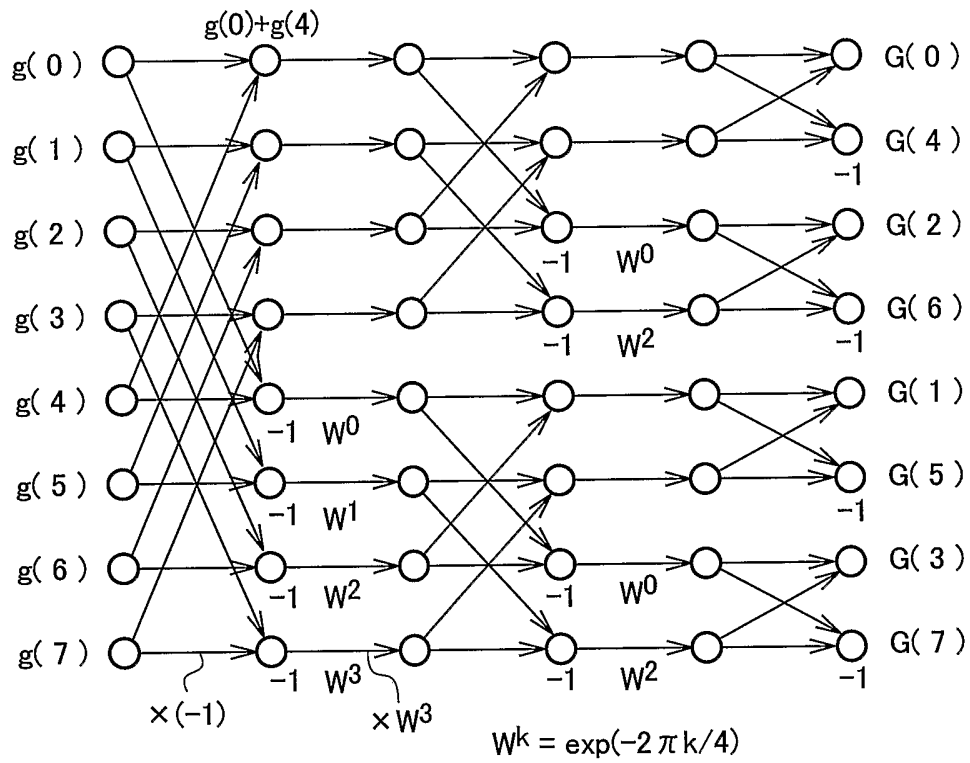
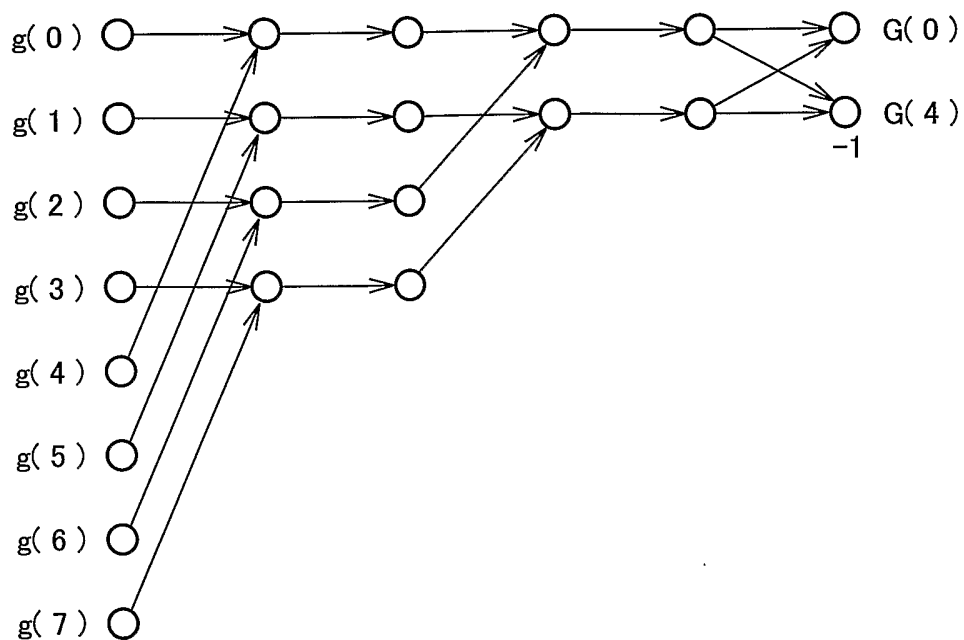
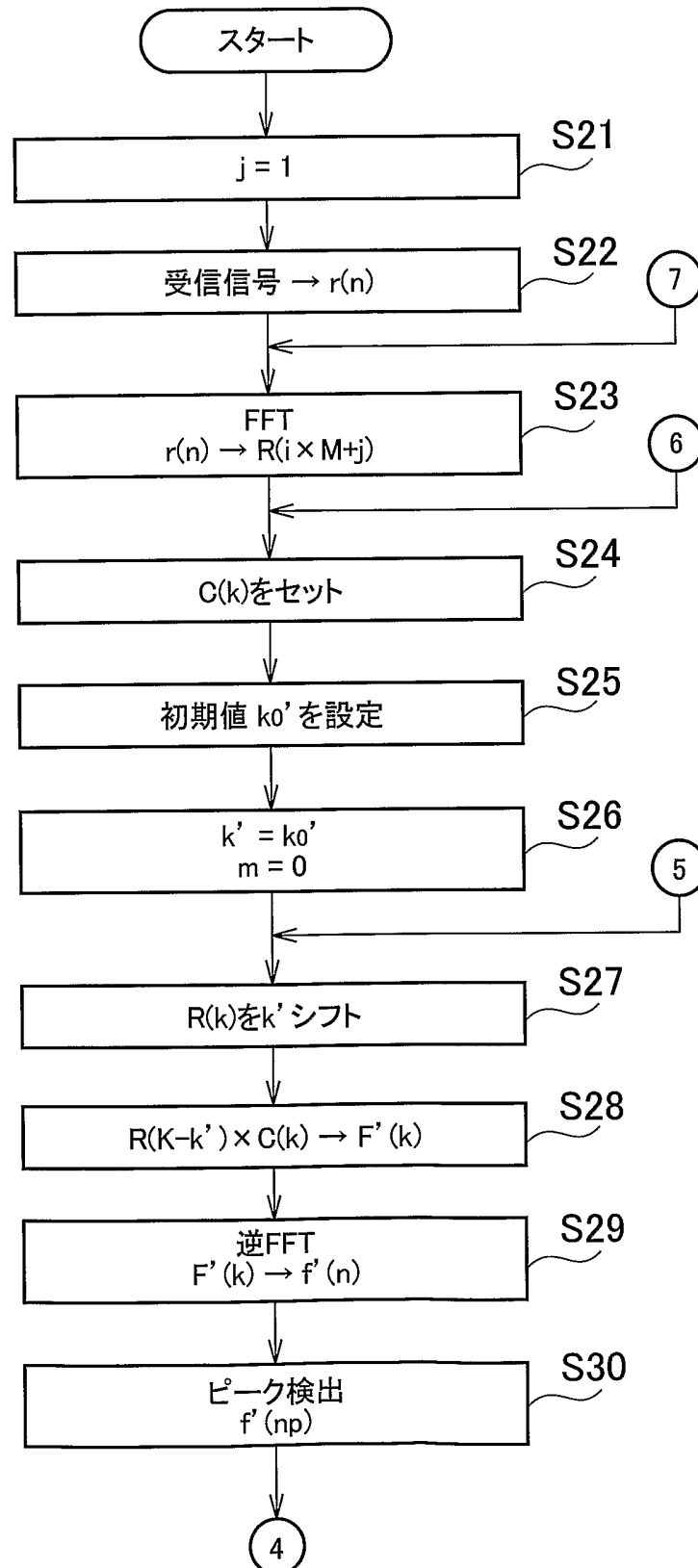


Fig.19



13/22

Fig.20



14/22

Fig.21

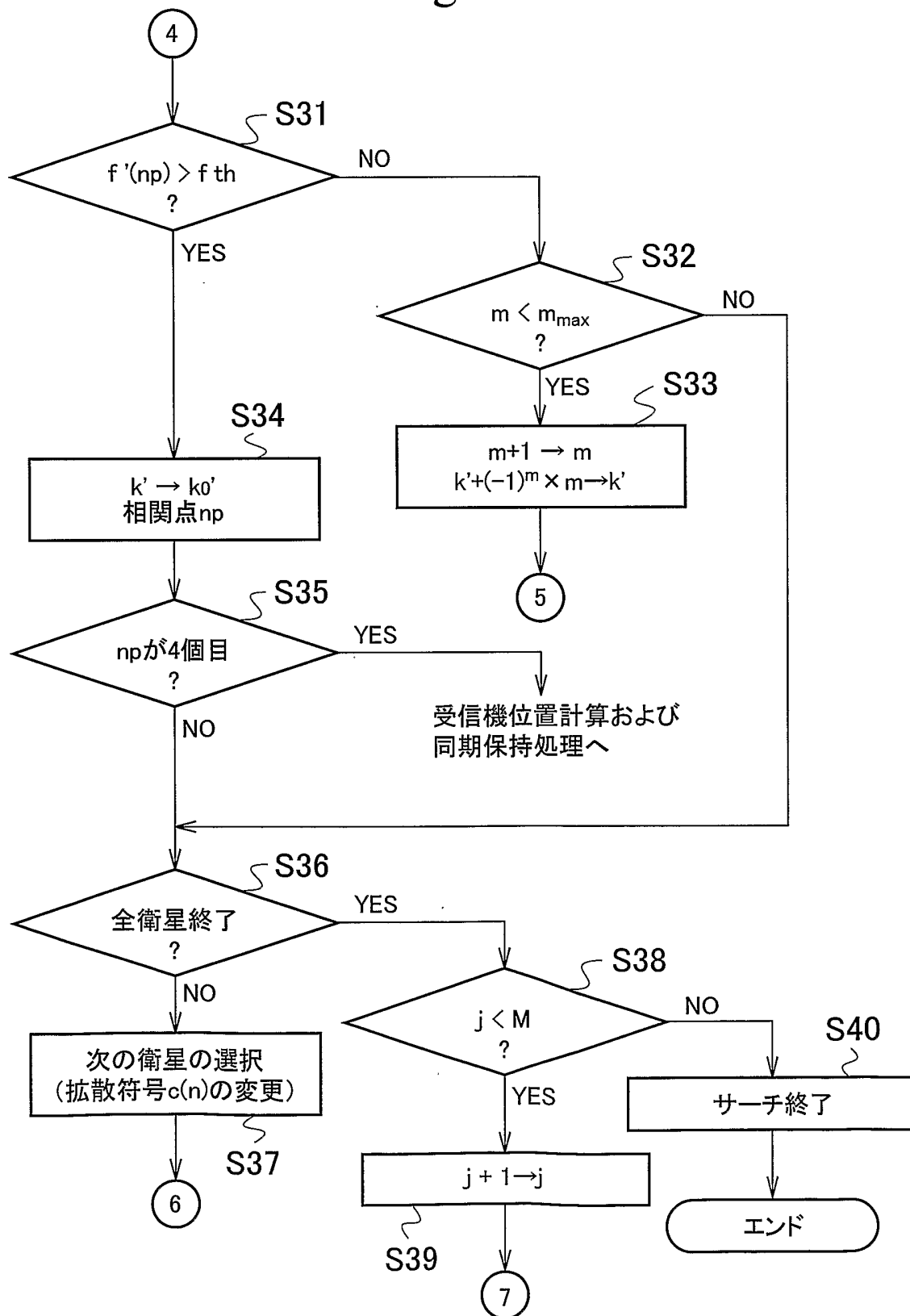


Fig.22

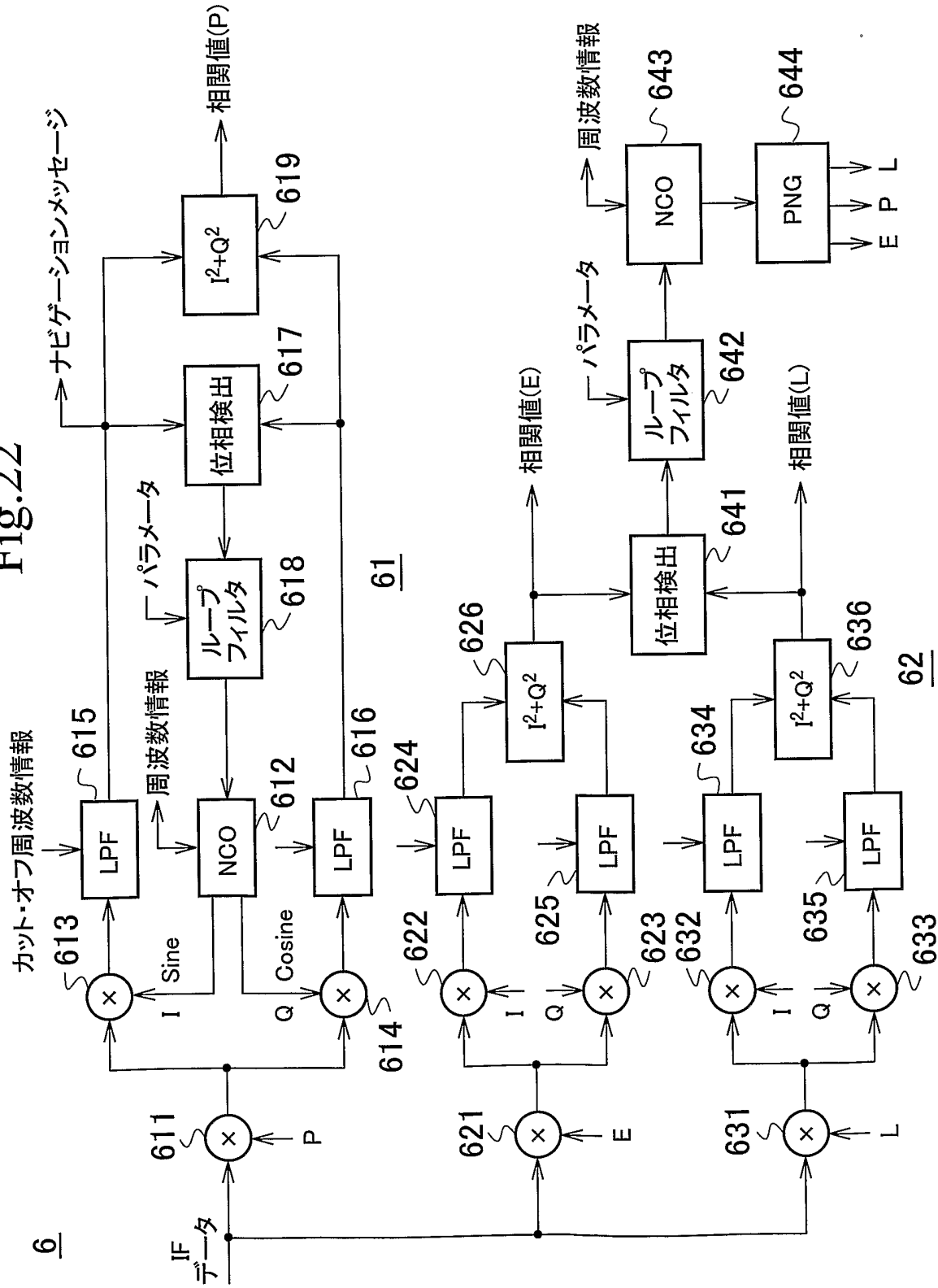


Fig.23

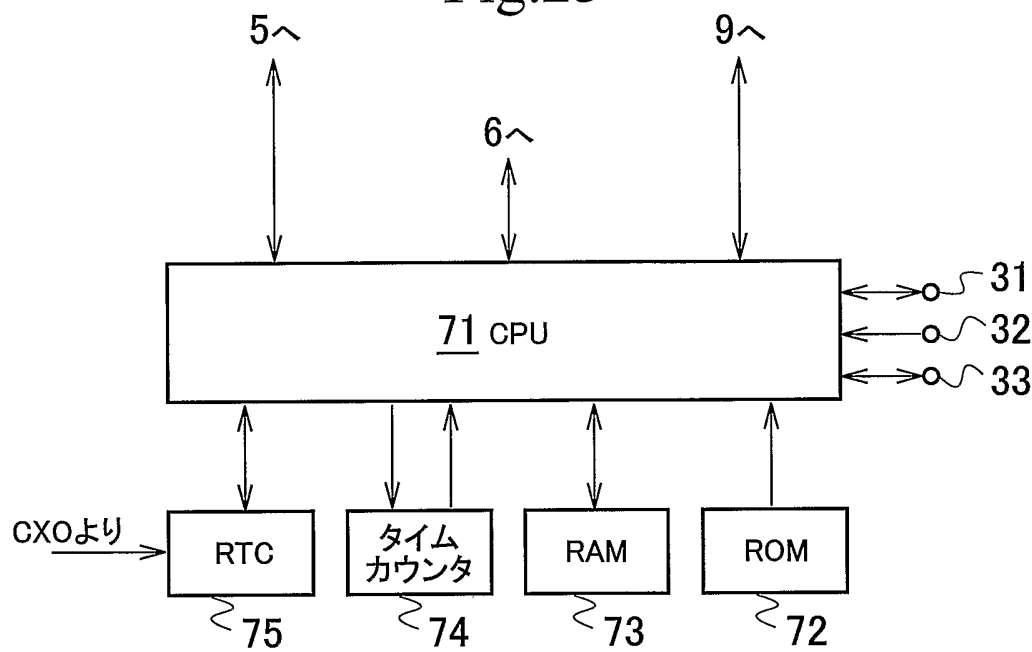


Fig.24

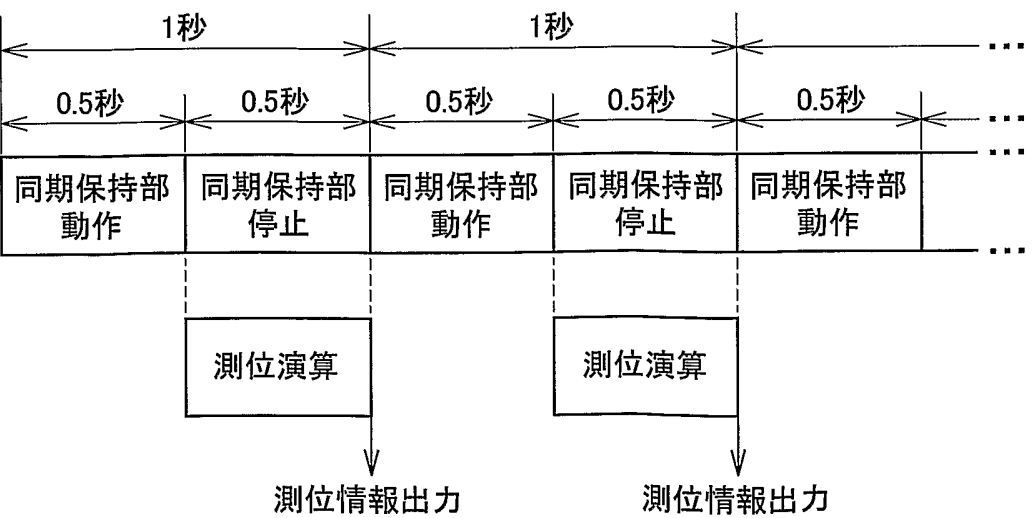


Fig.25

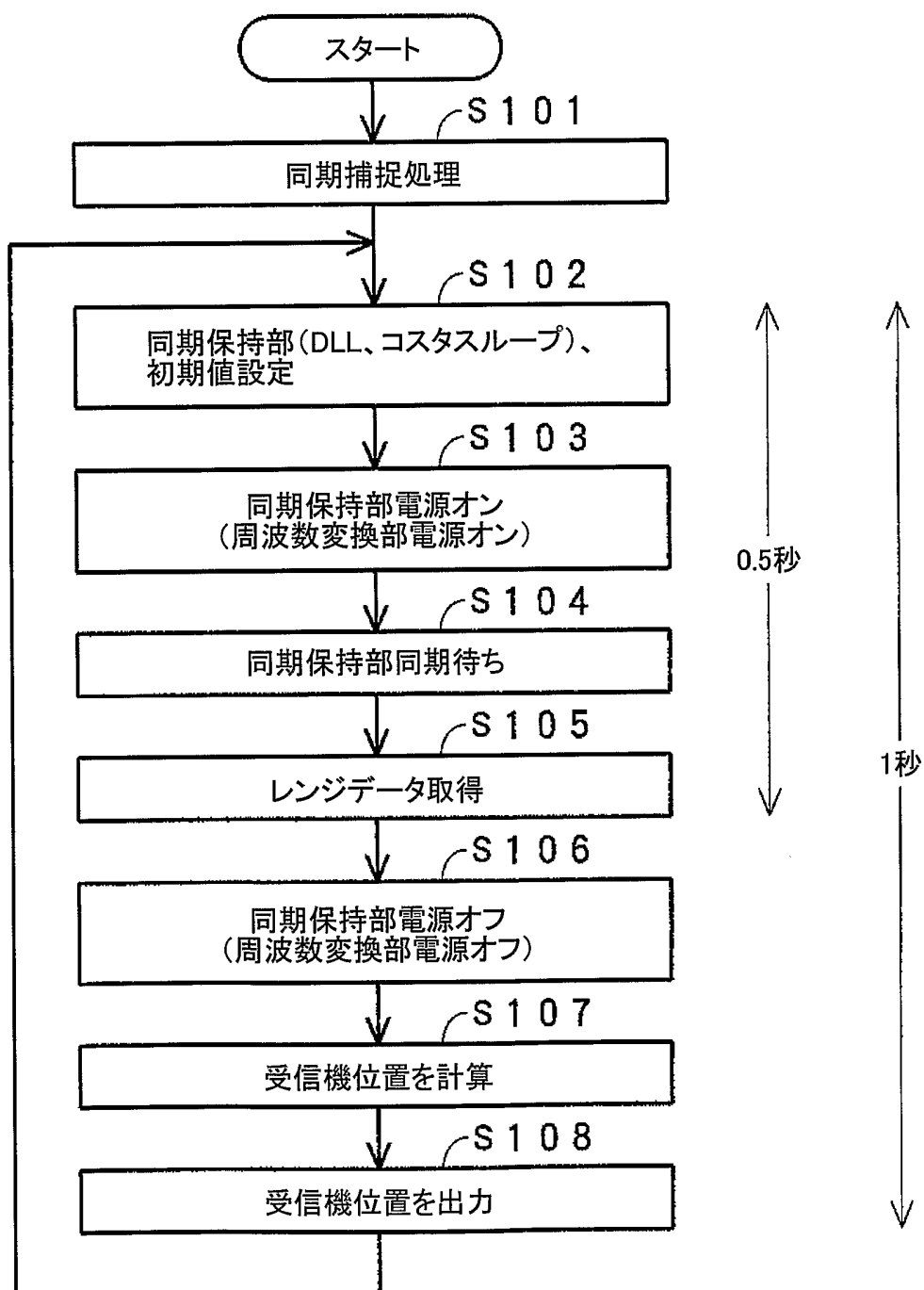


Fig.26A

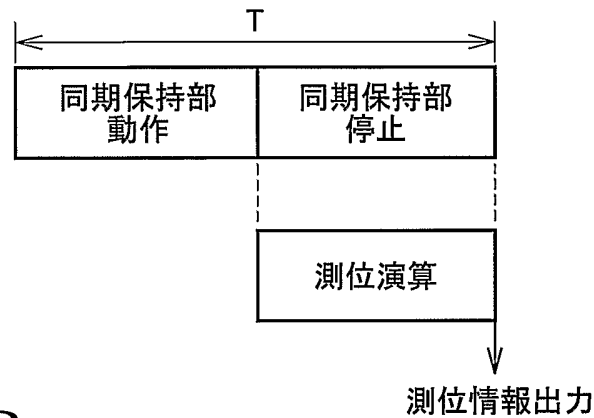


Fig.26B

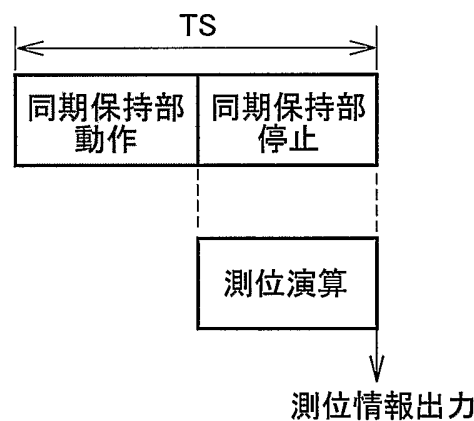
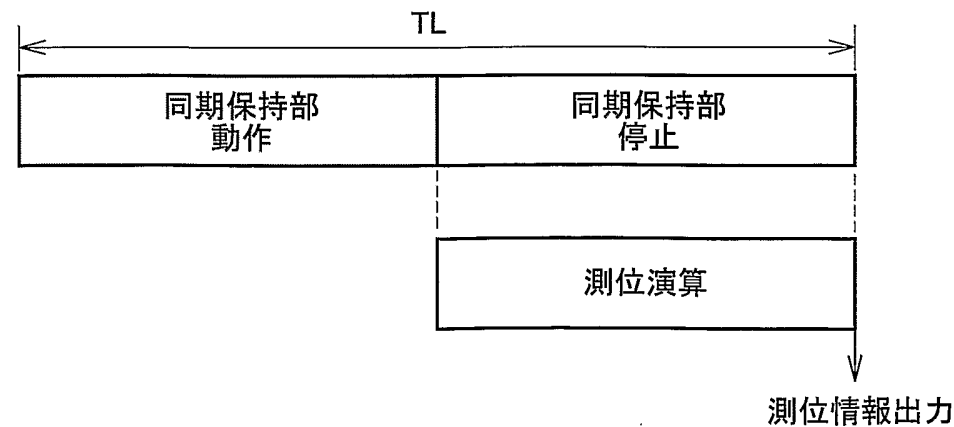


Fig.26C



19/22

Fig.27

[式(1)]

$$F[r(n)*c(n)] \longleftrightarrow F(k) = R(k)C(k)$$

[式(2)]

$$F(k) = R(k)\overline{C(k)} \quad (\text{ただし、}\overline{} \text{は複素共役を表す})$$

[式(3)]

$$r(n) = A \cdot d(n) \cdot c(n) \cdot \cos 2\pi n \cdot f_0 + n(n)$$

[式(4)]

$$F[r(n) \cdot \exp(j2\pi n f_0 + \phi_0)] = \exp(j\phi_0) R(k - k_0)$$

[式(5)]

$$F'(k) = R(k - k_0) \overline{C(k)}$$

[式(6)]

$$|f'(n)| = \sqrt{f_R'(n)^2 + f_I'(n)^2}$$

[式(7)]

$$\phi = \tan^{-1}(f_I'(n)/f_R'(n))$$

[式(8)]

$$F'(k) = R(k_M - k') \overline{C(k)} = R(k_M - k_0) \overline{C(k)}$$

Fig.28

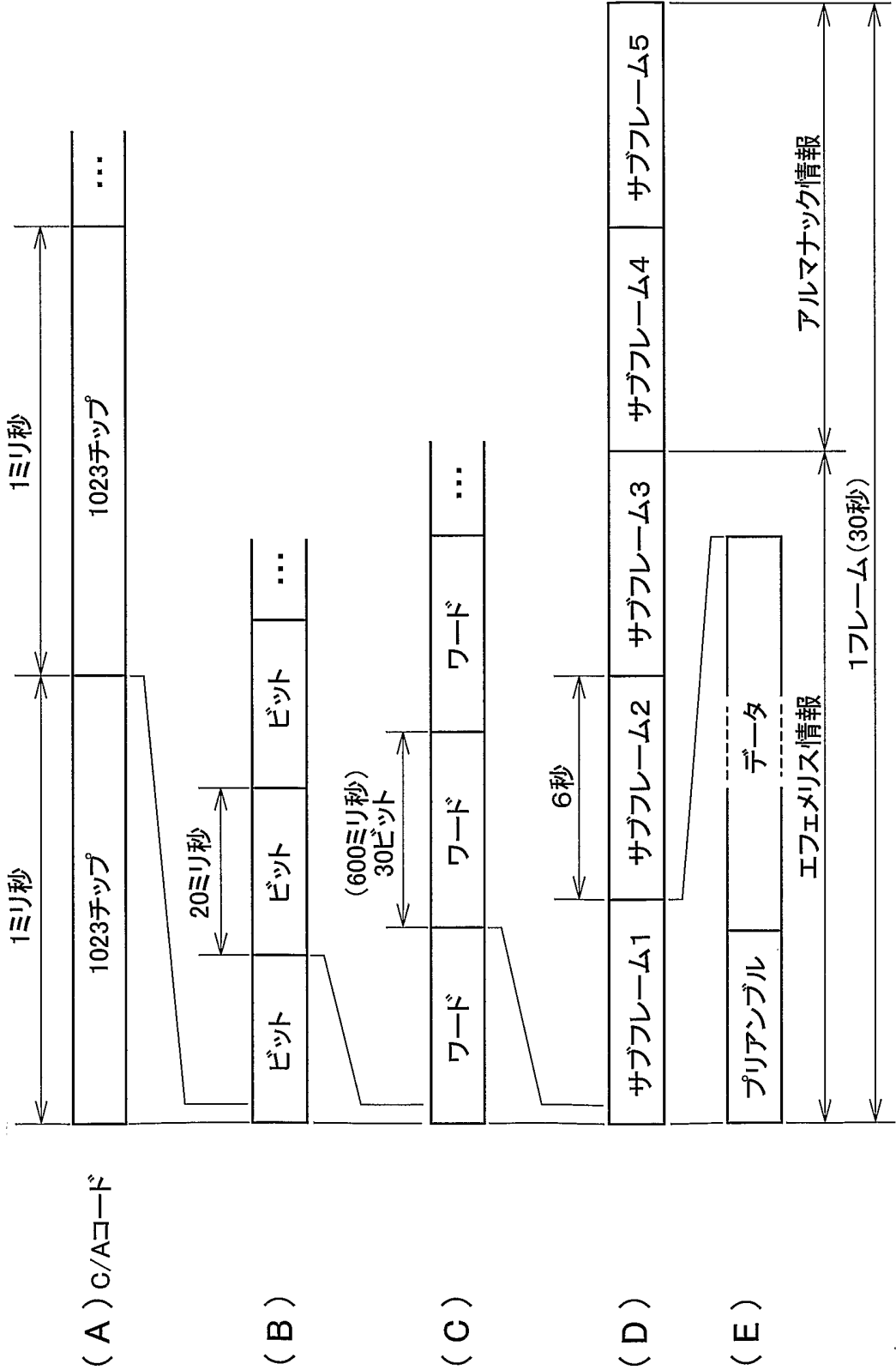


Fig.29

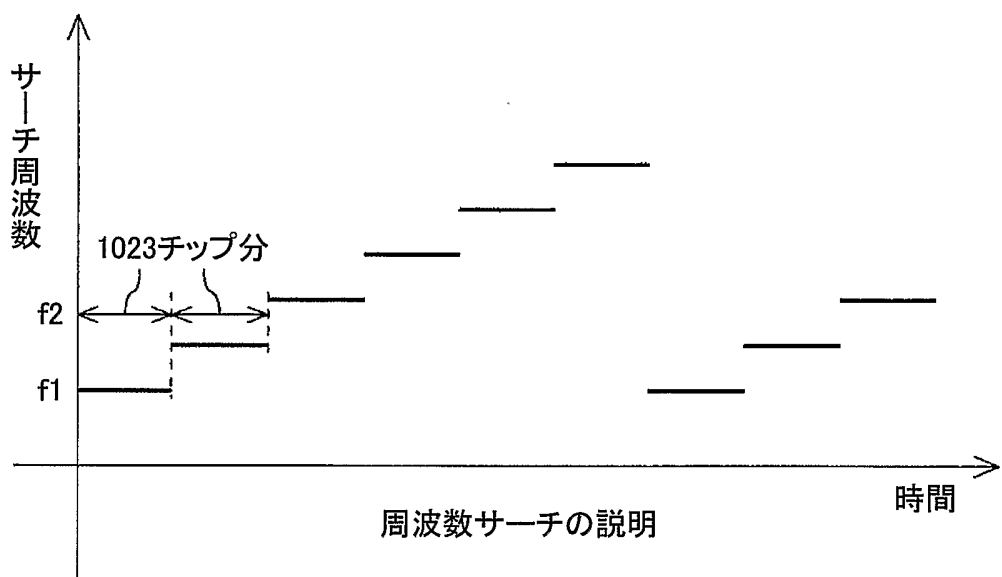


Fig.30

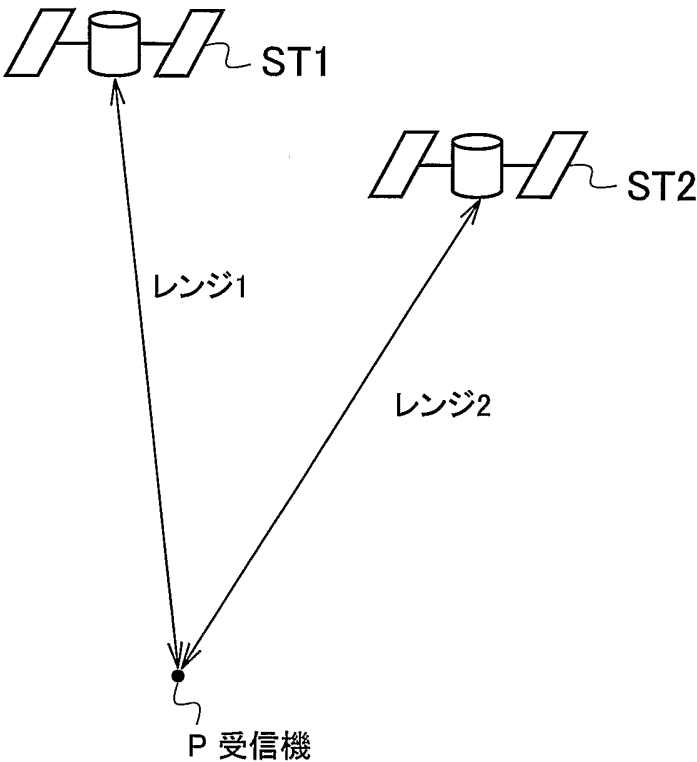
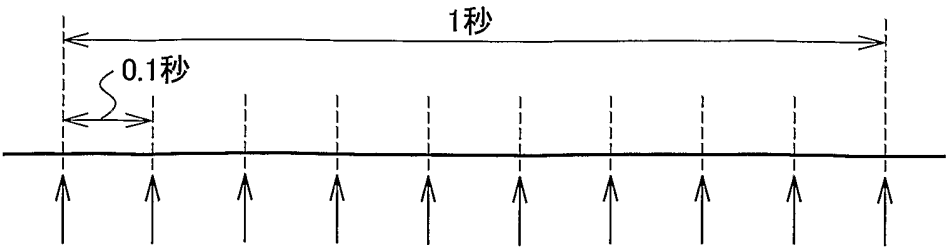


Fig.31



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/01924

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ G01S5/14, H04B1/707

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ G01S5/00-14, H04B1/707

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2003
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2003	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2003

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

WPI (DIALOG)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y	JP 2001-42023 A (Japan Radio Co., Ltd.), 16 February, 2001 (16.02.01), Full text; all drawings (Family: none)	1-5, 7-12, 14 6, 13
Y	JP 10-73649 A (Agence Spatiale Europeenne), 17 March, 1998 (17.03.98), Full text; all drawings & EP 806679 A1 & FR 2748571 A & CA 2204585 A1	6, 13
A	US 5999561 A (Sanconix, Inc.), 07 December, 1999 (07.12.99), Full text; all drawings & WO 98/53556 A & EP 986860 A & AU 744940 B	1-14

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search
18 March, 2003 (18.03.03)

Date of mailing of the international search report
01 April, 2003 (01.04.03)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl⁷ G01S5/14, H04B1/707

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl⁷ G01S5/00-14, H04B1/707

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年
 日本国公開実用新案公報 1971-2003年
 日本国登録実用新案公報 1994-2003年
 日本国実用新案登録公報 1996-2003年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)
 WPI (DIALOG)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X Y	JP 2001-42023 A (日本無線株式会社) 2001. 2. 16 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-5, 7-12, 14 6, 13
Y	JP 10-73649 A (アジヤンス スペシャル ユーロペ エンヌ) 1998. 3. 17 全文, 全図 & EP 806679 A1 & FR 2748571 A & CA 2204585 A1	6, 13
A	US 5999561 A (Sanconix, Inc.) 1999. 12. 7 全文, 全図 & WO 98/53556 A & EP 986860 A & AU 744940 B	1-14

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
 「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
 「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

18. 03. 03

国際調査報告の発送日

01.04.03

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)
 郵便番号100-8915
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

神谷 健一



2S

9705

電話番号 03-3581-1101 内線 3257