

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4120237号
(P4120237)

(45) 発行日 平成20年7月16日(2008.7.16)

(24) 登録日 平成20年5月9日(2008.5.9)

(51) Int.Cl.

H04B 1/26 (2006.01)
G01S 5/14 (2006.01)

F 1

H04B 1/26
G01S 5/14

R

請求項の数 25 (全 40 頁)

(21) 出願番号 特願2002-53898 (P2002-53898)
 (22) 出願日 平成14年2月28日 (2002.2.28)
 (65) 公開番号 特開2003-258669 (P2003-258669A)
 (43) 公開日 平成15年9月12日 (2003.9.12)
 審査請求日 平成16年9月3日 (2004.9.3)

前置審査

(73) 特許権者 000002185
 ソニー株式会社
 東京都港区港南1丁目7番1号
 (74) 代理人 100095957
 弁理士 亀谷 美明
 (72) 発明者 田中 勝之
 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソ
 ニー株式会社内
 (72) 発明者 澤田 昌幸
 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソ
 ニー株式会社内
 (72) 発明者 高橋 英樹
 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソ
 ニー株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】復調装置及び受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

所定の高周波信号を復調する復調装置であって、
 上記高周波信号の周波数を所定の中間周波数に変換する周波数変換手段と、
 上記周波数変換手段によって得られた上記中間周波数を有する中間周波数信号に対する上記所定の高周波信号の復調のための所定の信号処理を施す信号処理手段と、
 上記周波数変換手段及び上記信号処理手段に対する設定を行う設定手段とを備え、
 上記周波数変換手段は、所定の源発振器によって生成される所定の源発振信号に基づいて、上記高周波信号の周波数を所定の中間周波数に変換するために局部発振周波数にて局部発振信号を生成する局部発振信号生成手段を有し、
 上記信号処理手段は、上記局部発振信号生成手段と上記源発振器を共用し、上記源発振器によって生成される上記源発振信号によって生成される発振信号に基づいて、上記中間周波数信号に対して上記所定の信号処理を施すための所定の周波数を有する信号を生成する信号生成手段と、

キャリアの同期を確立するキャリア同期手段と、
 を有し、

上記局部発振信号生成手段は、上記源発振器によって生成される上記源発振信号の任意の源発振周波数に応じて上記設定手段が設定可能な複数のパラメータに基づいて、分周比が可変的に設定されることによって上記局部発振信号の局部発振周波数を可変とし、

上記キャリア同期手段に信号を供給する上記信号生成手段は、上記源発振器によって生成

される上記源発振信号の任意の源発振周波数及び上記中間周波数に応じて、上記設定手段を介して分周比が可変的に設定されることによって上記信号の周波数を可変とすることを特徴とする復調装置。

【請求項 2】

上記信号生成手段は、上記設定手段によって設定される複数のパラメータであって、上記源発振器によって生成される上記源発振信号の任意の源発振周波数に対応した複数のパラメータに基づいて分周比が可変的に設定されることを特徴とする請求項 1 記載の復調装置。

【請求項 3】

上記信号処理手段は、複数の上記信号生成手段を備えることを特徴とする請求項 1 記載の復調装置。 10

【請求項 4】

上記信号生成手段は、受信信号に対応する周波数の信号を生成することを特徴とする、請求項 3 記載の復調装置。

【請求項 5】

上記設定手段は、局部発振信号生成手段及び上記信号生成手段における上記分周比をそれぞれ設定するための設定値を設定することを特徴とする請求項 1 記載の復調装置。

【請求項 6】

上記高周波信号は、スペクトラム拡散信号であり、
上記信号処理手段は、

20

再生符号と入力された上記スペクトラム拡散信号に含まれる拡散符号との同期を確立するループ回路を有することを特徴とする請求項 1 記載の復調装置。

【請求項 7】

上記ループ回路に信号を供給する上記信号生成手段は、上記ループ回路にて上記再生符号を発生させる際に必要となる信号を生成するものであり、可変周波数範囲が、拡散符号の速度に、上記源発振器の上記源発振周波数の誤差と、送信側と受信側との相対速度の変化によって生じるドップラシフト量とを加えた範囲をカバーするように、上記源発振信号の任意の源発振周波数に応じて、上記設定手段を介して分周比が可変的に設定されることを特徴とする請求項 6 記載の復調装置。

【請求項 8】

30

上記キャリア同期手段に信号を供給する上記信号生成手段は、上記キャリア同期手段にて上記再生キャリアを生成するものであり、可変周波数範囲が、上記中間周波数に、上記源発振器の上記源発振周波数の誤差と、送信側と受信側との相対速度の変化によって生じるドップラシフト量とを加えた範囲をカバーするように、上記源発振信号の任意の源発振周波数に応じて、上記設定手段を介して分周比が可変的に設定されることを特徴とする請求項 6 記載の復調装置。

【請求項 9】

上記信号処理手段は、上記源発振器によって生成される上記源発振信号に基づく所定のサンプリング周波数で上記中間周波数信号をサンプリングするサンプリング手段を有し、上記サンプリング手段は、上記源発振信号の任意の源発振周波数に応じて、上記設定手段を介して分周比が可変的に設定されることによって上記サンプリング周波数を可変とすることを特徴とする請求項 1 記載の復調装置。 40

【請求項 10】

上記高周波信号は、スペクトラム拡散信号であり、
上記サンプリング手段は、拡散符号の 1 周期あたりのサンプリング数が一定の整数値となるように、上記源発振信号の任意の源発振周波数に応じて、上記設定手段を介して分周比が可変的に設定されることを特徴とする請求項 9 記載の復調装置。

【請求項 11】

上記サンプリング手段は、上記源発振信号に基づいて、上記拡散符号の 1 周期にほぼ一致する周期的なタイミングリセット信号を生成し、上記タイミングリセット信号に基づい

50

て、サンプリングするタイミングを初期化することを特徴とする請求項 1 0 記載の復調装置。

【請求項 1 2】

上記高周波信号の周期に応じて、上記源発振器の上記源発振周波数の最小桁が決定されることを特徴とする請求項 1 1 記載の復調装置。

【請求項 1 3】

上記高周波信号の拡散符号の 1 周期は、1 ミリ秒であり、
上記源発振周波数の最小桁は、1 kHz の整数分の 1 であり、
上記サンプリング手段は、上記拡散符号の 1 周期ではなく、上記拡散符号の 1 周期の整数倍あたりのサンプリング数が一定の整数値となるように、上記源発振信号の任意の源発振周波数に応じて、上記設定手段を介して分周比が可変的に設定されることを特徴とする請求項 1 2 記載の復調装置。
10

【請求項 1 4】

上記サンプリング手段は、上記拡散符号の 1 周期あたりのサンプリング数が 2 のべき乗個となるように設定されることを特徴とする請求項 1 0 記載の復調装置。

【請求項 1 5】

上記スペクトラム拡散信号は、符号長が 2 のべき乗 - 1 であり、
上記サンプリング手段は、上記拡散符号の 1 周期あたりのサンプリング数が (2 のべき乗 - 1) 個となるように設定され、上記拡散符号の 1 周期の中でダミーのビットを等間隔で挿入し、上記拡散符号の 1 周期内のデータ数を 2 のべき乗個とすることを特徴とする請求項 1 0 記載の復調装置。
20

【請求項 1 6】

上記信号処理手段は、上記サンプリング手段によってサンプリングされたデータを、上記拡散符号の 1 周期あたりのサンプリング数が 2 のべき乗個となるように間引きし、間引きしたデータに対して信号処理を施すことを特徴とする請求項 1 0 記載の復調装置。

【請求項 1 7】

上記周波数変換手段によって得られた上記中間周波数信号における拡散符号の位相を検出する同期捕捉と上記中間周波数信号におけるキャリア周波数の検出とを行う同期捕捉手段を備え、

上記同期捕捉手段は、上記サンプリング手段を有することを特徴とする請求項 1 0 記載の復調装置。
30

【請求項 1 8】

上記周波数変換手段及び上記信号処理手段は、それぞれ、入力された信号のうち所定の周波数帯域成分を通過させるフィルタ手段を有し、

上記フィルタ手段は、上記源発振信号の任意の源発振周波数に応じて、上記設定手段を介して通過周波数帯域を含む特性が可変的に設定されることを特徴とする請求項 1 記載の復調装置。

【請求項 1 9】

上記高周波信号は、自己の位置を算出するために衛星から受信したスペクトラム拡散信号であり、
40

上記周波数変換手段によって得られた上記中間周波数信号における拡散符号の位相を検出する同期捕捉と上記中間周波数信号におけるキャリア周波数の検出とを行う同期捕捉手段を備え、

上記同期捕捉手段は、上記源発振信号の任意の源発振周波数に応じて、位置算出のための情報となる拡散符号の同期タイミングを計測するにあたっての計測の時間分解能が上記設定手段を介して設定されることを特徴とする請求項 1 記載の復調装置。

【請求項 2 0】

上記源発振信号を動作クロックとして、外部との通信を行う入出力インターフェース手段と、

上記源発振信号を動作クロックとして動作する内部時計手段と、
50

上記源発振信号を動作クロックとして動作する所定のペリフェラルとを備え、上記入出力インターフェースの通信速度、上記内部時計手段、及び／又は上記ペリフェラルは、それぞれ、上記源発振信号の任意の源発振周波数に応じて、上記設定手段を介して可変的に設定されることを特徴とする請求項1記載の復調装置。

【請求項21】

上記源発振器は、所定の機能を実現する他のユニットの動作クロックを生成するために設けられるものであり、

少なくとも上記局部発振信号生成手段及び上記信号生成手段は、上記源発振器を共用することを特徴とする請求項1記載の復調装置。

【請求項22】

上記源発振信号を動作クロックとして、外部との通信を行う入出力インターフェース手段を備え、

上記設定手段は、外部から上記源発振器の上記源発振周波数のみを入力し、上記源発振周波数に基づいて、少なくとも上記局部発振信号生成手段及び上記信号生成手段における上記分周比並びに上記入出力インターフェース手段の通信速度をそれぞれ設定するための設定値を算出して設定することを特徴とする請求項1記載の復調装置。

【請求項23】

上記設定手段は、上記源発振器とは異なる他の既知周波数の発振器によって生成される発振信号をゲート信号として、上記源発振器によって生成される上記源発振信号をカウントし、このカウント値に基づいて、上記源発振器の上記源発振周波数を判別することを特徴とする請求項1記載の復調装置。

【請求項24】

上記源発振信号を動作クロックとして、外部との通信を行う入出力インターフェース手段を備え、

上記設定手段は、電源がオン状態となると同時に上記源発振器によって生成される上記源発振信号をカウントして上記源発振器の上記源発振周波数を判別し、判別した上記源発振周波数に基づいて、少なくとも上記局部発振信号生成手段及び上記信号生成手段における上記分周比並びに上記入出力インターフェース手段の通信速度をそれぞれ設定することを特徴とする請求項20記載の復調装置。

【請求項25】

衛星からの信号を受信して自己の位置及び速度を算出する測位ユニットが組み込まれた受信装置であって、

上記衛星からの信号を受信する受信手段と、

上記受信手段によって受信した所定の高周波信号の周波数を所定の中間周波数に変換する周波数変換手段と、

上記周波数変換手段によって得られた上記中間周波数を有する中間周波数信号に対する上記所定の高周波信号の復調のための所定の信号処理を施す信号処理手段と、

上記周波数変換手段及び上記信号処理手段に対する設定を行う設定手段と、

上記測位ユニットとは異なる所定の機能を実現する他のユニットの動作クロックを生成するために設けられ、所定の源発振信号を有する源発振信号を生成する源発振器とを備え、上記周波数変換手段は、上記源発振器によって生成される上記源発振信号に基づいて、上記高周波信号の周波数を上記中間周波数に変換するために局部発振周波数にて局部発振信号を生成する局部発振信号生成手段を有し、

上記信号処理手段は、上記局部発振信号生成手段と上記源発振器を共用し、上記源発振器によって生成される上記源発振信号によって生成される発振信号に基づいて、上記中間周波数信号に対して上記所定の信号処理を施すための所定の周波数を有する信号を生成する信号生成手段と、

キャリアの同期を確立するキャリア同期手段と、
を有し、

上記局部発振信号生成手段は、上記源発振器によって生成される上記源発振信号の任意の

10

20

30

40

50

源発振周波数に応じて上記設定手段が設定可能な複数のパラメータに基づいて、分周比が可変的に設定されることによって上記局部発振信号の局部発振周波数を可変とし、
上記キャリア同期手段に信号を供給する上記信号生成手段は、上記源発振器によって生成される上記源発振信号の任意の源発振周波数及び上記中間周波数に応じて、上記設定手段を介して分周比が可変的に設定されることによって上記信号の周波数を可変とすることを特徴とする受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、所定の高周波信号を復調する復調装置、及びこの復調装置を適用した受信装置であっていわゆる G N S S (Global Navigation Satellites System) における衛星からの信号を受信して自己の位置及び速度を算出する受信装置に関する。 10

【0002】

【従来の技術】

近年、人工衛星を利用して地上における移動体の位置を測定する G N S S システムが普及しつつある。この G N S S システムとしては、例えば全地球測位システム (Global Positioning System; 以下、 G P S という。) がある。この G P S システムにおいて、 G P S 衛星からの信号を受信する G P S 受信機は、少なくとも 4 個以上の G P S 衛星からの信号を受信して、その受信信号に基づいて当該 G P S 受信機の位置を算出し、ユーザに報知することが基本機能である。 20

【0003】

すなわち、 G P S 受信機は、各 G P S 衛星からの信号を復調して各 G P S 衛星の軌道情報を取得し、各 G P S 衛星の軌道及び時間情報と受信信号の遅延時間とに基づいて、当該 G P S 受信機の 3 次元位置を連立方程式によって導出するものである。なお、 G P S システムにおいて、受信信号を得る G P S 衛星が少なくとも 4 個必要となるのは、 G P S 受信機が備える時計による内部時間と G P S 衛星が備える原子時計による時間との間に誤差があり、その誤差の影響を除去した 3 次元位置と正確な時刻との 4 つの未知パラメータを算出するためには、少なくとも 4 個の G P S 衛星からの擬似距離が必要となることによる。

【0004】

G P S システムにおいては、民生用の G P S 受信機を用いる場合には、 G P S 衛星 (Navstar) からの L 1 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。 30

【0005】

この L 1 帯、 C / A コードと呼ばれる送信信号は、送信信号速度、すなわち、チップレートが 1.023 MHz であり、例えばいわゆる Gold 符号等の符号長が 1023 の擬似ランダムノイズ (Pseudo-random Noise; P N) 系列の拡散符号で、 50 b p s のデータを直接拡散した信号により、周波数が 1575.42 MHz の搬送波 (以下、キャリアという。) に対して 2 相位相変調方式 (Binary Phase Shift Keying; 以下、 B P S K 変調方式という。) に基づく変調を施した信号である。この場合、符号長が 1023 であることから、 C / A コードは、図 14 中 1 段目に示すように、拡散符号が 1023 チップを 1 周期として、すなわち、 1 周期 = 1 ミリ秒 (msec) として、繰り返すものとなる。 40

【0006】

この C / A コードの拡散符号は、 G P S 衛星毎に異なっているが、どの G P S 衛星が、どの拡散符号を用いるかは、予め G P S 受信機によって検知できるようになされている。また、 G P S 受信機は、後述する航法メッセージにより、どの G P S 衛星からの信号をその地点及びその時点で受信することができるかが把握できるようになされている。そのため、 G P S 受信機は、例えば 3 次元測位であれば、その地点及びその時点で取得することができる少なくとも 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を施し、測位演算を行うことにより、自己の位置を算出する。

【0007】

10

20

30

40

50

また、G P S衛星からの信号データの1ビットは、同図中2段目に示すように、拡散符号の20周期分、すなわち、20ミリ秒単位として伝送される。すなわち、データの伝送速度は、上述したように、50 b p sである。さらに、拡散符号の1周期分の1023チップは、ビットが"1"であるときと"0"であるときとでは、反転したものとなる。

【0008】

さらに、G P S衛星からの信号は、同図中3段目に示すように、30ビット、すなわち、600ミリ秒で1ワードを形成する。さらにまた、G P S衛星からの信号は、同図中4段目に示すように、10ワード、すなわち、6秒で1サブフレームを形成する。そして、G P S衛星からの信号には、同図中5段目に示すように、1サブフレームの先頭のワードに、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、このプリアンブルに後続してデータが伝送されてくる。

【0009】

さらにまた、G P S衛星からの信号は、5サブフレーム、すなわち、30秒で1フレームを形成する。そして、G P S衛星からの信号においては、上述した航法メッセージが、この1フレームのデータ単位で伝送されてくる。

【0010】

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(Ephemeris)情報と呼ばれるG P S衛星固有の情報である。このエフェメリス情報には、G P S衛星の軌道を求めるためのパラメータと、G P S衛星からの信号の送出時刻とが含まれる。

【0011】

全てのG P S衛星は、原子時計を備えることによって共通の時刻情報を用いており、エフェメリス情報に含まれるG P S衛星からの信号の送出時刻は、原子時計の1秒単位とされている。また、G P S衛星の拡散符号は、原子時計に同期したものとして生成される。

【0012】

エフェメリス情報に含まれる軌道情報は、数時間毎に更新されるが、その更新が行われるまでは同一の情報となる。そのため、G P S受信機は、エフェメリス情報に含まれる軌道情報をメモリに保持しておくことにより、数時間は同じ軌道情報を精度よく使用することができる。なお、G P S衛星からの信号の送出時刻は、T O W(Time Of Week)情報として6秒毎に更新される。

【0013】

一方、1フレームのデータのうちの残りの2個のサブフレームの航法メッセージは、アルマナック(Almanac)情報と呼ばれる全てのG P S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あり、各G P S衛星のおおよその位置情報や、どのG P S衛星が使用可能であるのかを示す情報等から構成される。このアルマナック情報は、数日毎に更新されるが、その更新が行われるまでは同一の情報となる。そのため、G P S受信機は、アルマナック情報をメモリに保持しておくことにより、数日は同じ情報を精度よく使用することができる。しかし、G P S受信機は、精度は多少落ちるもの、数か月の間、同じアルマナック情報を使用することもできる。

【0014】

G P S受信機は、G P S衛星からの信号を受信して上述したデータを得るために、まず、キャリアを除去した後、受信しようとするG P S衛星で用いられているC / Aコードと同じ拡散符号を用いて、そのG P S衛星からの信号について、C / Aコードの位相同期をとることによってG P S衛星からの信号を捕捉し、スペクトラム逆拡散を行う。G P S受信機は、C / Aコードとの位相同期をとってスペクトラム逆拡散を行うと、ビットが検出され、G P S衛星からの信号に基づいて時刻情報等を含む航法メッセージを取得することができる。

【0015】

G P S受信機は、G P S衛星からの信号の捕捉をC / Aコードの位相同期探索によって行うが、この位相同期探索として、自己が発生する拡散符号とG P S衛星からの受信信号の

10

20

30

40

50

拡散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られた値よりも大きい場合に、両者が同期しているものと判定する。そして、G P S受信機は、同期がとれていないものと判定した場合には、何らかの同期手法を用いて、自己が発生する拡散符号の位相を制御し、受信信号の拡散符号と同期させるようにしている。

【 0 0 1 6 】

ところで、G P S衛星からの信号は、上述したように、データを拡散符号で拡散した信号によってキャリアをB P S K変調方式に基づいて変調した信号である。したがって、G P S受信機は、G P S衛星からの信号を受信するには、拡散符号のみならず、キャリア及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を独立に行うことはできない。

10

【 0 0 1 7 】

また、G P S受信機は、通常、受信信号のキャリア周波数を数M H z以内の中間周波数(Intermediate Frequency; 以下、I Fという。)に変換することによって受信信号をI F信号に変換し、このI F信号で上述した同期検出処理を行う。このI F信号におけるキャリア(以下、I Fキャリアという。)には、主に、G P S衛星の移動速度に応じたドップラシフトによる周波数誤差分と、受信信号をI F信号に変換する際にG P S受信機の内部で生成する局部発振器の周波数誤差分とが含まれる。

【 0 0 1 8 】

したがって、G P S受信機においては、これらの周波数誤差要因によってI Fキャリア周波数が未知であることから、その周波数のサーチが必要となる。また、拡散符号の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ことに起因して未知であることから、G P S受信機においては、上述したように、何らかの同期手法が必要となる。

20

【 0 0 1 9 】

従来のG P S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による同期捕捉、D L L(Delay Locked Loop)及びコスタスループによる同期保持とを組み合わせた同期手法を用いている。以下、この同期手法について説明する。

【 0 0 2 0 】

G P S受信機の拡散符号の発生器を駆動するクロックは、当該G P S受信機に用意されている基準周波数発振器を分周したものが一般に用いられる。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、G P S受信機は、この基準周波数発振器の出力に基づいて、G P S衛星からの受信信号をI F信号に変換するために用いる局部発振信号を生成する。

30

【 0 0 2 1 】

ここで、周波数サーチについての処理内容を図15に示す。G P S受信機は、拡散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 であるときの拡散符号についての位相同期探索を行う。すなわち、G P S受信機は、拡散符号の位相を1チップずつ順次ずらしていくことによって各チップ位相のときのG P S衛星からの受信信号と拡散符号との相関を検出し、相関のピークを検出することにより、同期がとれる位相を検出する。また、G P S受信機は、クロック信号の周波数が f_1 であるときにおいて、1023チップ分の位相探索の全てで同期する位相が存在しない場合には、例えば基準周波数発振器に対する分周比を変化させ、クロック信号の周波数を他の周波数 f_2 に変更し、同様に1023チップ分の位相探索を行う。G P S受信機は、このような動作を、クロック信号の周波数をステップ的に変化させて繰り返すことによって周波数サーチを実現する。

40

【 0 0 2 2 】

そして、G P S受信機は、このような周波数サーチを行うことによって同期可能とされるクロック信号の周波数を検出すると、そのクロック信号の周波数で最終的な拡散符号の位相同期を行う。これにより、G P S受信機は、水晶発振器の発振周波数にずれがある場合であっても、G P S衛星からの信号を捕捉することが可能となる。

【 0 0 2 3 】

50

しかしながら、このような従来の同期手法は、原理的には高速同期には不向きである。G P S受信機においては、拡散符号及びI F キャリアの同期に時間要すると反応が遅くなり、使用上において不便を生じる。そのため、実際のG P S受信機においては、この欠点を補うため、多チャンネル化して並列処理によって同期捕捉までの時間を短縮している。

【0024】

一方、上述したスライディング相関を用いた手法に代わってスペクトラム拡散信号の同期捕捉を高速に行う手法としては、マッチドフィルタの利用がある。マッチドフィルタは、いわゆるトランスバーサルフィルタによってデジタル的に実現可能である。また、マッチドフィルタとしては、近年のD S P (Digital Signal Processor)に代表されるハードウェアの能力の向上により、高速フーリエ変換 (Fast Fourier Transform; 以下、F F T 10という。)を利用したデジタルマッチドフィルタによって拡散符号の同期を高速に行う手法が実現されている。後者は、古くから知られる相関計算の高速化手法に基づくものである。

【0025】

G P S受信機は、これらのマッチドフィルタを用いることにより、相関がある場合には、例えば図16に出力波形の1周期分を示すように、相関のピークを検出する。このピークの位置は、拡散符号の先頭を示すものである。G P S受信機は、このピークを検出することにより、同期を捕捉、すなわち、受信信号における拡散符号の位相を検出することができる。また、G P S受信機は、例えば上述したF F Tを利用したデジタルマッチドフィルタを用い、F F Tの周波数領域での操作を行うことにより、拡散符号の位相とともにI F キャリア周波数を検出することができる。そして、G P S受信機は、拡散符号の位相を擬似距離に換算し、少なくとも4個のG P S衛星が検出された場合には当該G P S受信機の位置を算出することができ、また、I F キャリア周波数に基づいて当該G P S受信機の速度を算出することができる。

【0026】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、上述したC / Aコードを利用したG P S受信機においては、上述した発振器によって生成する発振信号の周波数である源発振周波数として、C / Aコードのチップレートである1.023MHzの倍数が用いられることが多い。例えば、G P S受信機においては、チップレートの16倍である16.368MHzを源発振周波数とした場合には、ベースバンド信号を処理するデジタル信号処理部の動作クロックを源発振器と同じ周波数である16.368MHzとし、G P S衛星からの受信信号をI F信号に変換するため用いる局部発振信号の周波数を16.368MHz × 96 = 1571.328MHzとし、I F信号の周波数を4.092MHzとするのが典型的である。この場合、G P S受信機においては、源発振周波数を変更すると、I F信号の周波数が大きく変化することになる。

【0027】

例えば、G P S受信機においては、源発振周波数を単純に16.368MHzから16MHzに変更した場合には、I F信号の周波数は39.42MHzへと大幅に変更され、ベースバンド処理では対応しがたいものとなる。また、G P S受信機においては、他の例として、源発振周波数を16.4MHzに変更した場合には、I F信号の周波数は1.02MHzとなり、ベースバンド処理で十分対応できるものとなるが、ダウンコンバートするための帯域通過フィルタ (Band Pass Filter; 以下、B P Fという。) が4.092MHzを中心とする帯域固定である場合には、I F信号を大幅に減衰させてしまうことになる。

【0028】

また、G P S受信機においては、スペクトル拡散信号を復調するための上述したD L L及びコスタスループ、並びにI F信号を蓄積して所定のサンプリング周波数でサンプリングするためのサンプリングクロックに用いる源発振周波数に基づくN C O (Numeric Controlled Oscillator)の周波数範囲も変化することになる。

10

20

30

40

50

【0029】

このように、G P S受信機においては、源発振周波数を変更すると、ベースバンド処理に適応した対応ができなかった。

【0030】

ここで、G P S受信機の利用例としては、携帯電話機等の携帯端末をはじめとする所定の機能を有する電子機器に当該G P S受信機の機能を組み込むものがあげられる。この場合、電子機器には、クロック用にそれぞれ異なる独自の周波数を有する信号を生成する発振器が搭載されることから、G P S受信機の機能を実現するための構成部分であるG P Sユニット用に新たに発振器を搭載することは、コストアップ及び電子機器の大型化につながる他、E M C (Electro Magnetic Compatibility) の観点からは新たな不要輻射源にもなる。

10

【0031】

したがって、電子機器においては、G P Sユニット用のクロックも当該電子機器に搭載されている発振器から得られるようにするのが好ましい。しかしながら、発振器の周波数は、電子機器によって異なることから、G P Sユニットにおいては、どの発振周波数でも対応できるように、受信信号をI F信号にダウンコンバートする周波数変換部及びその他のディジタル信号処理部が設計されている必要がある。

【0032】

これらの問題は、G P S受信機の機能に限ったものではなく、G P S受信機の機能以外の所定の機能を実現する各種ユニットを所定の電子機器に組み込む場合に共通のものである。

20

【0033】

本発明は、このような実情に鑑みてなされたものであり、様々な発振周波数に対応することができ、また、所定の機能を有する電子機器に既に搭載されている発振器からの発振周波数を源発振周波数として利用することによってコストダウン及び小型化を図ることができる復調装置を提供することを目的とする。また、本発明は、この復調装置を適用し、本来の所定の機能とは異なる他の機能が組み込まれた受信装置を提供することを目的とする。

【0034】

【課題を解決するための手段】

30

上述した目的を達成する本発明にかかる復調装置は、所定の高周波信号を復調する復調装置であって、高周波信号の周波数を所定の中間周波数に変換する周波数変換手段と、この周波数変換手段によって得られた中間周波数を有する中間周波数信号に対する所定の信号処理を施す信号処理手段と、周波数変換手段及び信号処理手段に対する設定を行う設定手段とを備え、周波数変換手段は、所定の源発振器によって生成される所定の源発振信号に基づいて、高周波信号の周波数を所定の中間周波数に変換するための局部発振周波数を有する局部発振信号を生成する局部発振信号生成手段を有し、信号処理手段は、局部発振信号生成手段と源発振器を共用し、源発振器によって生成される源発振信号に基づいて、所定の周波数を有する信号を生成する信号生成手段を有し、局部発振信号生成手段は、源発振信号の源発振周波数に拘泥せずに中間周波数が所定の範囲内の値となるように、源発振器によって生成される源発振信号の任意の源発振周波数に応じて、設定手段を介して分周比が可変的に設定されることによって局部発振信号の局部発振周波数を可変とし、信号生成手段は、源発振器によって生成される源発振信号の任意の源発振周波数に応じて、設定手段を介して分周比が可変的に設定されることによって信号の周波数を可変とすることを特徴としている。

40

【0035】

このような本発明にかかる復調装置は、少なくとも局部発振信号生成手段と信号生成手段との源発振器を共用し、源発振信号の源発振周波数に拘泥せずに中間周波数が所定の範囲内の値となるように、任意の源発振周波数に応じて、少なくとも局部発振信号生成手段と信号生成手段との分周比が設定手段を介して可変的に設定される。

50

【0036】

また、上述した目的を達成する本発明にかかる受信装置は、衛星からの信号を受信して自己の位置及び速度を算出する測位ユニットが組み込まれた受信装置であって、衛星からの信号を受信する受信手段と、この受信手段によって受信した所定の高周波信号の周波数を所定の中間周波数に変換する周波数変換手段と、この周波数変換手段によって得られた中間周波数を有する中間周波数信号に対する所定の信号処理を施す信号処理手段と、周波数変換手段及び信号処理手段に対する設定を行う設定手段と、測位ユニットとは異なる所定の機能を実現する他のユニットの動作クロックを生成するために設けられ、所定の源発振信号を有する源発振信号を生成する源発振器とを備え、周波数変換手段は、源発振器によって生成される源発振信号に基づいて、高周波信号の周波数を中間周波数に変換するための局部発振周波数を有する局部発振信号を生成する局部発振信号生成手段を有し、信号処理手段は、局部発振信号生成手段と源発振器を共用し、源発振器によって生成される源発振信号に基づいて、所定の周波数を有する信号を生成する信号生成手段を有し、局部発振信号生成手段は、源発振信号の源発振周波数に拘泥せずに中間周波数が所定の範囲内の値となるように、源発振器によって生成される源発振信号の任意の源発振周波数に応じて、設定手段を介して分周比が可変的に設定されることによって局部発振信号の局部発振周波数を可変とし、信号生成手段は、源発振器によって生成される源発振信号の任意の源発振周波数に応じて、設定手段を介して分周比が可変的に設定されることによって信号の周波数を可変とすることを特徴としている。

【0037】

このような本発明にかかる受信装置は、測位ユニットにおける少なくとも局部発振信号生成手段と信号生成手段との源発振器を共用するとともに、この源発振器として、測位ユニットとは異なる所定の機能を実現する他のユニットの動作クロックを生成するために設けられた源発振器を共用し、源発振信号の源発振周波数に拘泥せずに中間周波数が所定の範囲内の値となるように、任意の源発振周波数に応じて、少なくとも局部発振信号生成手段と信号生成手段との分周比が設定手段を介して可変的に設定される。

【0038】

【発明の実施の形態】

以下、本発明を適用した具体的な実施の形態について図面を参照しながら詳細に説明する。

【0039】

この実施の形態は、人工衛星を利用して地上における移動体の位置を測定するいわゆるGNS (Global Navigation Satellites System) システムの一種である全地球測位システム (Global Positioning System; 以下、GPSという。) を適用したものであり、少なくとも4個以上のGPS衛星からの信号を受信して、その受信信号に基づいて自己の位置を算出するGPS受信機の機能が組み込まれた携帯電話機である。この携帯電話機は、GPS受信機の機能を実現するための構成部分であるGPSユニットによって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信号として受信するものであって、GPSユニット用のクロックを生成するための発振器を通常の電話機能に必要となるクロックを生成するための発振器と共に、この発振器の任意の発振周波数に応じて、GPSユニットにおける各部の設定を可変とすることにより、様々な発振周波数に対応することを可能とするとともに、コストダウン及び小型化を図ることができるものである。

【0040】

なお、この携帯電話機におけるGPSユニットは、図1に示すように、受信した受信信号を復調する際に、自己が発生する擬似ランダムノイズ (Pseudo-random Noise; PN) 系列の拡散符号と受信信号における拡散符号との同期を捕捉する機能と、拡散符号と搬送波 (以下、キャリアという。) との同期を保持する機能とを分離することにより、小さい回路規模のもとに、同期捕捉を高速化することができるものである。

【0041】

10

20

30

40

50

携帯電話機 10 は、同図に示すように、通常の電話機能を実現するユニットである電話ユニット 11 と、所定の発振周波数を有する発振信号 D1 を生成する水晶発振器 (X'tal Oscillator ; 以下、XO という。) 12 と、この XO 12 とは異なる所定の発振周波数 F_{osc} を有する発振信号 D2 を生成する温度補償型水晶発振器 (Temperature Compensated X'tal Oscillator ; 以下、TCXO という。) 13 と、この TCXO 13 から供給される発振信号 D2 を遙倍 (multiply) 及び / 又は分周 (divide) する遙倍 / 分周器 14 とを備える。

【 0 0 4 2 】

電話ユニット 11 は、例えば、受信した信号に対するベースバンド処理や音声変換処理といった通常の電話機能を実現する各部を総称したユニットである。この電話ユニット 11 は、TCXO 13 から供給される発振信号 D2 の発振周波数 F_{osc} に基づくクロックを動作クロックとして用いて動作する。 10

【 0 0 4 3 】

XO 12 は、例えば 32.768 kHz 程度の所定の発振周波数を有する発振信号 D1 を生成する。 XO 12 は、生成した発振信号 D1 を後述する RTC (Real Time Clock) 28 に供給する。

【 0 0 4 4 】

TCXO 13 は、本来、電話ユニット 11 の動作クロックに用いるために設けられるものであって、 XO 12 とは異なる例えば 16.384 MHz 程度の所定の発振周波数 F_{osc} を有する発振信号 D2 を生成する。 TCXO 13 は、生成した発振信号 D2 を電話ユニット 11 、遙倍 / 分周器 14 、及び後述する周波数シンセサイザ 19 等に供給する。 20

【 0 0 4 5 】

遙倍 / 分周器 14 は、後述する CPU (Central Processing Unit) 27 から供給される制御信号 D3 に基づいて、 TCXO 13 から供給される発振信号 D2 を、所定の遙倍率で遙倍し、及び / 又は所定の分周比で分周する。遙倍 / 分周器 14 は、遙倍及び / 又は分周した発振信号 D4 を後述する同期捕捉部 25 、後述する同期保持部 26 、 CPU 27 、後述するタイマ 29 、及び後述するメモリ 30 に供給する。

【 0 0 4 6 】

また、携帯電話機 10 は、GPS衛星から送信されてきた RF (Radio Frequency) 信号を受信するアンテナ 15 と、このアンテナ 15 によって受信された受信 RF 信号 D5 を増幅するローノイズ・アンプ (Low Noise Amplifier ; 以下、LNA という。) 16 と、この LNA 16 によって増幅された増幅 RF 信号 D6 のうち所定の周波数帯域成分を通過させる帯域通過フィルタ (Band Pass Filter ; 以下、BPF という。) 17 と、この BPF 17 によって通過された増幅 RF 信号 D7 をさらに増幅する増幅器 18 と、 TCXO 13 から供給される発振信号 D2 に基づいて所定の周波数 F_{LO} を有する局部発振信号 D10 を生成する周波数シンセサイザ 19 と、増幅器 18 によって増幅された所定の周波数 F_R を有する増幅 RF 信号 D8 に対して周波数シンセサイザ 19 から供給された局部発振信号 D10 を乗算するミキサ 20 と、このミキサ 20 によって乗算されることによってダウンコンバートされた所定の周波数 F_{IF} を有する中間周波数 (Intermediate Frequency ; 以下、IF という。) 信号 D11 を増幅する増幅器 21 と、この増幅器 21 によって増幅された増幅 IF 信号 D12 のうち所定の周波数帯域成分を通過させる低域通過フィルタ (Low Pass Filter ; 以下、LPF という。) 22 と、この LPF 22 によって通過されたアナログ形式の増幅 IF 信号 D13 をデジタル形式の増幅 IF 信号 D14 に変換するアナログ / デジタル変換器 (Analog/Digital Converter ; 以下、A/D という。) 23 とを備える。 30

【 0 0 4 7 】

アンテナ 15 は、GPS衛星から送信されてきた周波数が 1575.42 MHz のキャリアが拡散された RF 信号を受信する。このアンテナ 15 によって受信された受信 RF 信号 D5 は、LNA 16 に供給される。

【 0 0 4 8 】

10

20

30

40

50

LNA16は、アンテナ15によって受信された受信RF信号D5を増幅する。LNA16は、増幅した増幅RF信号D6をBPF17に供給する。

【0049】

BPF17は、いわゆるSAW(Surface Acoustic Wave)フィルタからなり、LNA16によって増幅された増幅RF信号D6のうち所定の周波数帯域成分を通過させる。このBPF17によって通過された増幅RF信号D7は、増幅器18に供給される。

【0050】

増幅器18は、BPF17によって通過された増幅RF信号D7をさらに増幅する。増幅器18は、増幅した所定の周波数 F_{RF} 、すなわち、1575.42MHzの増幅RF信号D8をミキサ20に供給する。

10

【0051】

周波数シンセサイザ19は、CPU27から供給される制御信号D9による制御のもとに、TCXO13から供給される発振信号D2に基づいて所定の周波数 F_L を有する局部発振信号D10を生成する。このとき、周波数シンセサイザ19は、詳細は後述するが、TCXO13によって生成される発振信号D2の発振周波数 F_{osc} に応じて設定を可変とする。周波数シンセサイザ19は、生成した局部発振信号D10をミキサ20に供給する。

【0052】

ミキサ20は、増幅器18によって増幅された所定の周波数 F_{RF} を有する増幅RF信号D8に対して周波数シンセサイザ19から供給された局部発振信号D10を乗算することによって増幅RF信号D8をダウンコンバートし、例えば1.023MHz程度の所定の周波数 F_{IF} を有するIF信号D11を生成する。このミキサ20によって生成されたIF信号D11は、増幅器21に供給される。

20

【0053】

増幅器21は、ミキサ20によってダウンコンバートされたIF信号D11を増幅する。増幅器21は、増幅した増幅IF信号D12をLPF22に供給する。

【0054】

LPF22は、増幅器21によって増幅された増幅IF信号D12のうち所定の周波数よりも低域成分を通過させる。なお、LPF22は、詳細は後述するが、必要に応じて、TCXO13によって生成される発振信号D2の発振周波数 F_{osc} に応じて通過周波数帯域等の特性を可変とする。このLPF22によって通過された増幅IF信号D13は、A/D23に供給される。

30

【0055】

A/D23は、LPF22によって通過されたアナログ形式の増幅IF信号D13をデジタル形式の増幅IF信号D14に変換する。このA/D23によって変換された増幅IF信号D14は、同期捕捉部25及び同期保持部26に供給される。

【0056】

なお、携帯電話機10においては、これらの各部のうち、LNA16、BPF17、増幅器18、21、周波数シンセサイザ19、ミキサ20、LPF22、及びA/D23は、アンテナ15によって受信された1575.42MHzの高い周波数を有する受信RF信号D5を、デジタル信号処理が施しやすいように、例えば1.023MHz程度の低い周波数 F_{IF} を有する増幅IF信号D14にダウンコンバートする周波数変換部24として構成される。

40

【0057】

さらに、携帯電話機10は、自己が発生する拡散符号とA/D23から供給される増幅IF信号D14における拡散符号との同期捕捉及び増幅IF信号D14におけるキャリア周波数の検出を行う同期捕捉部25と、A/D23から供給される増幅IF信号D14における拡散符号とキャリアとの同期保持及びメッセージの復調を行う同期保持部26と、各部を統括的に制御して各種演算処理を行うCPU27と、XO12から供給される発振信号D1に基づいて時間を計測するRTC28と、CPU27の内部時計としてのタイマ2

50

9と、RAM (Random Access Memory) やROM (Read Only Memory) 等からなるメモリ30とを備える。

【0058】

同期捕捉部25は、CPU27の制御のもとに、遅倍/分周器14から供給される遅倍及び/又は分周された発振信号D4に基づいて、A/D23から供給される増幅IF信号D14における拡散符号の同期捕捉を粗い精度で行うとともに、増幅IF信号D14におけるキャリア周波数の検出を行う。このとき、同期捕捉部25は、詳細は後述するが、TCXO13によって生成される発振信号D2の発振周波数 F_{osc} に応じて設定を可変とする。同期捕捉部25は、検出したGPS衛星を識別するための衛星番号、拡散符号の位相、及びキャリア周波数を同期保持部26及びCPU27に供給する。

10

【0059】

同期保持部26は、CPU27の制御のもとに、遅倍/分周器14から供給される遅倍及び/又は分周された発振信号D4に基づいて、A/D23から供給される増幅IF信号D14における拡散符号とキャリアとの同期保持を行うとともに、増幅IF信号D14に含まれる航法メッセージの復調を行う。このとき、同期保持部26は、詳細は後述するが、TCXO13によって生成される発振信号D2の発振周波数 F_{osc} に応じて設定を可変とする。また、同期保持部26は、同期捕捉部25から供給される衛星番号、拡散符号の位相、及びキャリア周波数を初期値として動作を開始する。同期保持部26は、複数のGPS衛星からの増幅IF信号D14についての同期保持を並列的に行い、検出した拡散符号の位相、キャリア周波数、及び航法メッセージをCPU27に供給する。

20

【0060】

CPU27は、同期保持部26から供給される拡散符号の位相、キャリア周波数、及び航法メッセージを取得し、これらの各種情報に基づいて、当該携帯電話機10の位置及び速度を算出するとともに、航法メッセージから得られるGPS衛星の正確な時間情報に基づいて、当該携帯電話機10の時間情報を補正するといったGPSに関する各種演算処理を行う。また、CPU27は、当該携帯電話機10の各部及び各種ペリフェラル、並びに外部との入出力(Input/Output)に関する制御を統括的に行う。

【0061】

RTC28は、XO12から供給される発振信号D1に基づいて、時間を計測する。このRTC28によって計測される時間情報は、GPS衛星の正確な時間情報が得られるまでの間に代用されるものであって、GPS衛星の正確な時間情報を得たCPU27がXO12を制御することによって適宜補正される。

30

【0062】

タイマ29は、CPU27の内部時計として機能するものであり、各部の動作に必要となる各種タイミング信号の生成及び時間参照に用いられる。例えば、携帯電話機10においては、同期捕捉部25が同期捕捉した拡散符号の位相に合わせて同期保持部26が後述する拡散符号発生器の動作を開始させるタイミングを、このタイマ29によって参照する。

【0063】

メモリ30は、RAMやROM等からなる。メモリ30においては、CPU27等による各種処理を行う際のワークエリアとしてRAMが用いられるとともに、入力した各種データをバッファリングする際や、演算過程で生成される中間データ及び演算結果データを保持する際にもRAMが用いられる。また、メモリ30においては、各種プログラムや固定データ等を記憶する手段としてROMが用いられる。

40

【0064】

なお、携帯電話機10においては、これらの同期捕捉部25、同期保持部26、CPU27、RTC28、タイマ29、メモリ30は、ベースバンド処理部として構成される。

【0065】

このような各部を備える携帯電話機10においては、少なくとも、XO12、TCXO13、アンテナ15、LNA16、及びBPF17を除く各部を、集積回路化した1チップからなる復調回路31として構成することができる。

50

【0066】

携帯電話機10は、通常の電話機能を実現するのは勿論のこと、GPSユニットを用いたGPS受信機として機能する場合には、少なくとも4個以上のGPS衛星からのRF信号を受信して、このRF信号を周波数変換部24によってIF信号に変換した後、同期捕捉部25によって拡散符号の同期捕捉及びキャリア周波数の検出を行い、同期保持部26によって拡散符号とキャリアとの同期保持及び航法メッセージの復調を行う。そして、携帯電話機10は、拡散符号の位相、キャリア周波数、及び航法メッセージに基づいて、CPU27によって当該携帯電話機10の位置及び速度を算出する。

【0067】

つぎに、携帯電話機10における同期捕捉部25及び同期保持部26について説明する。
なお、携帯電話機10は、上述したように、同期捕捉の機能と同期保持の機能とを、同期捕捉部25及び同期保持部26に分離したものである。ここでは、このように機能を分離した理由についても併せて説明する。

【0068】

同期捕捉部25は、上述したように、IF信号における拡散符号の同期捕捉及びキャリア周波数の検出を高速に行う。同期捕捉部25は、拡散符号の同期捕捉を高速に行うためにマッチドフィルタを利用する。具体的には、同期捕捉部25は、マッチドフィルタとして、例えば図2に示すように、高速フーリエ変換(Fast Fourier Transform；以下、FFTという。)を利用してデジタルマッチドフィルタ50を用いることができる。

【0069】

具体的には、デジタルマッチドフィルタ50は、同図に示すように、上述したアンテナ15及び周波数変換部24によって得られる增幅IF信号D14に対応するIF信号を、TCXO13によって生成される発振信号D2に基づく所定のサンプリング周波数で入力信号をサンプリングするサンプラ51によってサンプリングした上で入力する。デジタルマッチドフィルタ50は、サンプラ51によってサンプリングされたIF信号をバッファリングするメモリ52と、このメモリ52によってバッファリングされたIF信号を読み出してFFT処理を施すFFT処理部53と、このFFT処理部53によってFFT処理が施されて得られた周波数領域信号をバッファリングするメモリ54と、GPS衛星からのRF信号における拡散符号と同じ拡散符号を発生する拡散符号発生器55と、この拡散符号発生器55によって発生された拡散符号に対してFFT処理を施すFFT処理部56と、このFFT処理部56によってFFT処理が施されて得られた周波数領域信号をバッファリングするメモリ57と、メモリ54にバッファリングされている周波数領域信号とメモリ57にバッファリングされている周波数領域信号とのうちいずれか一方の複素共役と他方とを乗算する乗算器58と、この乗算器58によって乗算された周波数領域信号に対して逆FFT(Inversed Fast Fourier Transform；以下、IFFTという。)処理を施すIFFT処理部59と、このIFFT処理部59によってIFFT処理が施されて得られた相関関数に基づいてGPS衛星からのRF信号における拡散符号と拡散符号発生器55によって発生された拡散符号との相関のピークを検出するピーク検出器60とを有する。

【0070】

このようなデジタルマッチドフィルタ50は、実際には、FFT処理部53, 56、拡散符号発生器55、乗算器58、IFFT処理部59、及びピーク検出器60の各部をDSP(Digital Signal Processor)によって実行されるソフトウェアとして実装される。すなわち、デジタルマッチドフィルタ50を適用した同期捕捉部25は、例えば図3に示すように、上述したサンプラ51に相当するサンプラ71と、上述したメモリ52に相当するRAM72と、上述したメモリ54, 57とDSPのプログラムエリア及びワークエリアとを含むRAM/ROM73と、上述したFFT処理部53, 56、拡散符号発生器55、乗算器58、IFFT処理部59、及びピーク検出器60の処理を実行するDSP74とから構成される。

【0071】

10

20

30

40

50

同期捕捉部 25 は、例えば、1.023MHz の I F 信号をサンプラ 71 によって 4.096MHz でサンプリングし、DSP 74 によってデジタルマッチドフィルタ 50 と等価な演算を行うことにより、拡散符号の同期捕捉、すなわち、I F 信号における拡散符号の位相検出を 1/4 チップの精度で行うことができる。また、この同期捕捉部 25 は、RAM 72 の容量が 16 ミリ秒分であるものとすると、DSP 74 によって FFT の周波数領域での操作を行うことにより、1/16 kHz (±1/32 kHz) の精度で、I F 信号におけるキャリア (以下、I F キャリアという。) 周波数を検出することができる。同期捕捉部 25 は、RAM 72 に記憶した I F 信号には複数の GPS 衛星からの信号が含まれていることから、各 GPS 衛星の拡散符号との相関を算出することにより、複数の GPS 衛星を検出することができる。

10

【0072】

携帯電話機 10 は、この同期捕捉部 25 によって検出した少なくとも 4 個以上の GPS 衛星に対する拡散符号の位相とキャリア周波数とに基づいて、当該携帯電話機 10 の位置と速度とを算出することができる。

【0073】

ただし、携帯電話機 10 においては、拡散符号の位相検出精度としての上述した 1/4 チップ、及びキャリア周波数の検出精度としての 1/16 kHz のもとに得られる当該携帯電話機 10 の位置及び速度の算出結果は十分な精度とは言い難いものである。携帯電話機 10 においては、精度を向上させるためには、サンプラ 71 によるサンプリング周波数を高くする、I F 信号を記憶する時間長を長くする、といった処理が必要となるが、これにともない、RAM 72 等のメモリの容量が増大し、且つ、拡散符号の位相及びキャリア周波数を検出するまでの処理時間が長くなる事態が想定される。また、携帯電話機 10 においては、同期捕捉部 25 が外部から航法メッセージを受け取らないものとすると、少なくとも 4 個以上の GPS 衛星からの航法メッセージを 20 ミリ秒毎に復調する必要があることから、DSP 74 は、常に、同期の検出と航法メッセージの復調とを極めて高速に行う必要がある。これらの問題は、ハードウェアのサイズの膨大化によるコストアップと消費電力の増大化を招来する。

20

【0074】

そこで、携帯電話機 10 においては、粗い精度での同期捕捉を同期捕捉部 25 によって行い、複数の GPS 衛星の同期保持及び航法メッセージの復調を同期保持部 26 によって行う。

30

【0075】

同期捕捉部 25 は、検出した GPS 衛星の衛星番号、その拡散符号の位相、及びキャリア周波数を同期保持部 26 に供給する。一方、同期保持部 26 は、同期捕捉部 25 から供給されるこれらの各種情報を初期値として動作を開始する。同期保持部 26 は、拡散符号の位相に基づいて、後述する DLL (Delay Locked Loop) の回路で生成する拡散符号の開始タイミングを合わせる。なお、携帯電話機 10 は、生成する拡散符号として、検出した GPS 衛星の衛星番号に対応するものを設定する。このとき、携帯電話機 10 においては、ドップラシフト、及び TCO 13 等の発振器によって生成される発振信号の発振周波数の誤差の影響を受けるが、基本的に拡散符号は 1 ミリ秒の周期で繰り返されるものであることから、DLL の回路で生成する拡散符号の開始タイミングは、1 ミリ秒の整数倍ずらしても構わない。

40

【0076】

なお、I F キャリア周波数は、I F 信号を上述した RAM 72 等のメモリに取り込むためのサンプリングクロックを生成している TCO 13 の誤差を含むことから、上述した分解能の問題を除去したとしても、正確な値、すなわち、キャリア周波数とドップラシフト量との和ではない。しかしながら、携帯電話機 10 においては、同期捕捉部 25 と同期保持部 26 とが同じ発振器、すなわち、TCO 13 を発振源とするクロックで動作している場合には、両者で全く同じ周波数誤差を有することから、同期保持部 26 が同期捕捉部 25 によって検出された I F キャリア周波数を初期値として動作を開始することには何ら

50

の問題がない。

【0077】

同期保持部26は、複数のGPS衛星の同期保持を並列的に行うことから、例えば図4に示すように、複数個の独立したチャンネル回路81₁, 81₂, …, 81_Nを有する。チャンネル回路81₁, 81₂, …, 81_Nは、それぞれ、コントロール・レジスタ82の設定によって同期捕捉部25による個々の検出結果に対して割り当てられる。

【0078】

チャンネル回路81₁, 81₂, …, 81_Nは、それぞれ、図5に示すように、従来のGPS受信機における同期捕捉及び同期保持の双方を実現するIFキャリア同期用のコスタスループ101と拡散符号同期用のDLL102とを組み合わせた回路と基本的には同様に構成される。

10

【0079】

すなわち、チャンネル回路81₁, 81₂, …, 81_Nにおいては、それぞれ、同図に示すように、コスタスループ101には、上述したアンテナ15及び周波数変換部24によって得られる増幅IF信号D14に対応するIF信号に対して、後述する拡散符号発生器(PN Generator; 以下、PNGという。)128によって発生された位相がP(Prompt)とされる拡散符号が乗算器103によって乗算された信号が入力される。一方、チャンネル回路81₁, 81₂, …, 81_Nにおいては、それぞれ、DLL102には、上述したアンテナ15及び周波数変換部24によって得られる増幅IF信号D14に対応するIF信号が入力される。

20

【0080】

コスタスループ101においては、入力された信号に対して、NCO(Numeric Controlled Oscillator)104によって生成された再生キャリアのうちのサイン成分(同相成分)が乗算器105によって乗算される一方、NCO104によって生成された再生キャリアのうちのコサイン成分(直交成分)が乗算器106によって乗算される。コスタスループ101においては、乗算器105によって得られた同相成分の信号のうち所定の周波数帯域成分がLPF107によって通過され、この信号が位相検出器110、2値化回路111及び2乗和算出回路112に供給される。一方、コスタスループ101においては、乗算器106によって得られた直交成分の信号のうち所定の周波数帯域成分がLPF108によって通過され、この信号が位相検出器110及び2乗和算出回路112に供給される。コスタスループ101においては、LPF107, 108のそれぞれから出力された信号に基づいて位相検出器110によって検出された位相情報がループフィルタ109を介してNCO104に供給される。また、コスタスループ101においては、LPF107, 108のそれぞれから出力された信号が2乗和算出回路112に供給され、この2乗和算出回路112によって算出された2乗和($I^2 + Q^2$)が、位相がPとされる拡散符号についての相関値(P)として出力される。さらに、コスタスループ101においては、LPF107から出力された信号が2値化回路111に供給され、2値化されて得られた情報が航法メッセージとして出力される。

30

【0081】

一方、DLL102においては、入力されたIF信号に対して、PNG128によって発生された位相がPよりも進んだE(Early)とされる拡散符号が乗算器113によって乗算されるとともに、PNG128によって発生された位相がPよりも遅れたL(Late)とされる拡散符号が乗算器114によって乗算される。DLL102においては、乗算器113によって得られた信号に対して、コスタスループ101におけるNCO104によって生成された再生キャリアのうちのサイン成分が乗算器115によって乗算されるとともに、NCO104によって生成された再生キャリアのうちのコサイン成分が乗算器116によって乗算される。そして、DLL102においては、乗算器115によって得られた同相成分の信号のうち所定の周波数帯域成分がLPF117によって通過され、この信号が2乗和算出回路119に供給される。一方、DLL102においては、乗算器116によって得られた直交成分の信号のうち所定の周波数帯域成分がLPF118によって通過

40

50

され、この信号が2乗和算出回路119に供給される。また、DLL102においては、乗算器114によって得られた信号に対して、コスタスループ101におけるNCO104によって生成された再生キャリアのうちのサイン成分が乗算器120によって乗算されるとともに、NCO104によって生成された再生キャリアのうちのコサイン成分が乗算器121によって乗算される。そして、DLL102においては、乗算器120によって得られた同相成分の信号のうち所定の周波数帯域成分がLPF122によって通過され、この信号が2乗和算出回路124に供給される。一方、DLL102においては、乗算器121によって得られた直交成分の信号のうち所定の周波数帯域成分がLPF123によって通過され、この信号が2乗和算出回路124に供給される。

【0082】

10

DLL102においては、2乗和算出回路119, 124のそれぞれから出力された信号が位相検出器125に供給され、これらの信号に基づいて位相検出器125によって検出された位相情報がループフィルタ126を介してNCO127に供給され、さらに、NCO127によって生成された所定の周波数を有する信号に基づいて、PNG128によって各位相E, P, Lの拡散符号が発生される。さらに、DLL102においては、2乗和算出回路119によって算出された2乗和($I^2 + Q^2$)が、位相がEとされる拡散符号についての相関値(E)として出力される一方、2乗和算出回路124によって算出された2乗和($I^2 + Q^2$)が、位相がLとされる拡散符号についての相関値(L)として出力される。

【0083】

20

このように、IFキャリア同期用のコスタスループ101と拡散符号同期用のDLL102とを組み合わせた回路と同様に構成されるチャンネル回路 $81_1, 81_2, \dots, 81_N$ を有する同期保持部26においては、動作開始前に、GPS衛星の衛星番号、拡散符号の位相、及びキャリア周波数が初期値として設定される。この初期値の設定は、同期捕捉部25との間で直接的に通信を行うか、又は、同期捕捉部25及び当該同期保持部26を制御するCPU27を介して行うことによってなされる。

【0084】

このような同期保持部26は、以下のようにして拡散符号と同期を合わせる。すなわち、図6に示すように、同期捕捉部25がIF信号をRAM72等のメモリに取り込むタイミングでタイマを開始させ、同期捕捉部25がメモリに記憶しているIF信号に対して拡散符号の位相hを検出すると、同期保持部26は、この位相hの値を受け取った後、同じタイミングによって1ミリ秒の整数倍からhだけずらした時点においてDLL102によって発生する拡散符号を開始させることにより、受信信号の拡散符号に位相を合わせる。なお、同図における"PN"は、PN系列の符号、すなわち、拡散符号を示している。

30

【0085】

ここで、従来のコスタスループとDLLとを組み合わせた回路においては、受信信号における拡散符号の位相が未知であることから、DLLによって発生するIFキャリア周波数と拡散符号の周期とを少しずらし、IF信号の拡散符号に対して位相をスライドしていく過程で、有意な強度の相関がある位相を検出していった。そのため、従来の回路においては、位相を検出するのに、最悪の場合、数kHzの範囲のキャリア周波数と符号長が1023の拡散符号における全ての位相とに対して検出を行うことから、同期を確立するまでにかなりの時間を要していた。

40

【0086】

これに対して、携帯電話機10においては、同期保持部26が従来の回路と基本的には同様の構成でありながら、同期保持部26が受け取った拡散符号の位相とIFキャリア周波数との初期値は真値から僅かにしかずれていないことから、有意な強度の相関がある位相は、誤差を含めても初期値の近辺に必ず存在する。したがって、同期保持部26は、従来の回路と同様に、まずコスタスループ101及びDLL102におけるループフィルタ109, 126の制御を止めた状態にして、NCO104, 127のそれぞれによって生成する信号を初期値の近辺で変化させながら有意な強度の相関を探索し、相関を検出した後

50

には、ループフィルタ109, 126のそれぞれからの制御に切り替える。これにより、同期保持部26は、DLL102による拡散符号の位相の同期確立、及びコスタスループ101によるキャリアの位相の同期確立を極めて短時間に行うことができ、以降、同期を保持し続けることができる。同期保持部26においては、IFキャリア周波数に対して、NCO104によって生成する再生キャリアの周波数を数十Hzの誤差範囲で初期値を設定できることから、LPF107, 108, 117, 118, 122, 123、及びループフィルタ109, 126の帯域幅を当初から狭くすることができ、S/N (Signal to Noise ratio) が高い状態で同期を確立することができる。

【0087】

携帯電話機10においては、同期保持部26を例えば $1.023\text{MHz} \times 16 = 16.368\text{MHz}$ のクロックで動作させ、DLL102において拡散符号の位相を $1/16.368\text{MHz}$ の時間分解能で検出すれば、1/16チップの精度で拡散符号の位相からGPS衛星までの擬似距離を算出することができ、また、コスタスループ101におけるNCO104を1Hz単位で制御できる構成にすれば、IFキャリア周波数の分解能は1Hzとなり、DLL102とコスタスループ101とによってこれらの精度で同期を保持することができる。

【0088】

以上のように、携帯電話機10においては、同期保持部26によって同期保持が行われると、DLL102によって発生する拡散符号の位相に基づいて、当該携帯電話機10の位置を連続的に算出して出力することができるとともに、コスタスループ101によって得られるIFキャリア周波数に基づいて、当該携帯電話機10の速度を連続的に算出して出力することができる。

【0089】

同期保持部26は、上述したように、同期捕捉部25から受け渡された拡散符号の位相及びIFキャリア周波数を初期値とすることにより、これらの初期値の近辺で有意な強度の相関が得られる位相を探索する。これは、携帯電話機10に搭載されているクロック源の発振器、すなわち、TCXO13が公称周波数に対して誤差を有することが1つの理由である。携帯電話機10においては、先に図2に示したFFTを利用して同期捕捉部25を構成した場合には、IF信号をメモリに記憶した後、DSPの処理時間分遅れて同期保持部26に検出結果が供給されることから、発振器の公称周波数 F_{osc} との誤差を F_{osc} とし、DSPの処理時間をT秒とすると、同期保持部26に検出結果が供給される時点では、 $T \times F_{osc} / F_{osc}$ の誤差が生じる。例えば、携帯電話機10においては、 $T = 3\text{秒}$ とし、 F_{osc} / F_{osc} が $\pm 3\text{ppm}$ の範囲内とすると、 $\pm 9\text{マイクロ秒} = \text{約} \pm 9\text{チップ}$ 以内の誤差が生じる。このように、携帯電話機10においては、DSPの処理時間が長くなると、その分誤差が大きくなる。

【0090】

また、携帯電話機10においては、GPS衛星と当該携帯電話機10との移動によって生じるキャリア周波数のドップラシフトも誤差を生じる要因となる。携帯電話機10においては、キャリアの周波数、すなわち、 1575.42MHz を F_{RF} とし、受信信号のドップラシフトを F_D とすると、ドップラシフトによって拡散符号の周期、すなわち、1ミリ秒は、ほぼ $(1 - F_D / F_{RF})$ 倍となり、例えば、 $+5 \sim -5\text{kHz}$ の範囲のドップラシフトが生じている場合には、3秒間で $\text{約} -9.5 \sim 9.5\text{マイクロ秒} = \text{約} -9.5 \sim 9.5\text{チップ}$ の誤差が生じる。

【0091】

これらの2つの例は、比較的現実に近い値であり、携帯電話機10においては、発振器の誤差とドップラシフトとの両者の要因を併せると、 $\pm 20\text{チップ}$ 程度の範囲内で誤差が生じることから、この範囲だけを探索して相関を検出すればよい。例えば、同期保持部26は、同期捕捉部25から供給される拡散符号の位相よりも20チップ分だけ早くDLL102によって発生する拡散符号を開始させ、そのときの拡散符号の周期として、NCO1

10

20

30

40

50

04, 127の周波数設定を(1+5/1575.420)ミリ秒よりも長めに設定しておけば、IF信号に含まれるGPS衛星からの信号の拡散符号に対するスライドが+20チップだけずれた時点から開始され、適当な時間の間、拡散符号同士の位相がスライドしている状態で相関の有無を探索することができる。

【0092】

このように、従来においては、 DLLとコスタスループとを用いて1023チップの範囲で、且つ、IFキャリア周波数についても発振器の誤差とドップラシフト量との範囲で変化させながら、相関検出を行っていたのに比較して、携帯電話機10においては、初期値のキャリア周波数が僅かな誤差しか有さず、相関を検出する範囲も数十分の1程度で済むことから、同期保持部26による同期確立に要する時間を極めて短時間とすることができる。

10

【0093】

以上のように、携帯電話機10は、同期捕捉の機能と同期保持の機能とを分離して構成することにより、同期捕捉部25によってIF信号に含まれるGPS衛星からの信号の拡散符号の位相及びIFキャリア周波数を高速に検出することができ、この検出結果に基づいて同期保持部26が速やかに同期保持動作に移行することができる。しかしながら、携帯電話機10においては、IF信号に含まれる微弱なGPS衛星の信号を検出するために処理シーケンスが増える場合、また、電力消費を抑制するために同期捕捉部25を低速のクロックで動作させている場合等には、同期捕捉部25での処理時間が長くなり、これにともない、同期保持部26による同期確立までに探索する範囲が広くなり、好ましくない。

20

【0094】

一般に、GPS受信機においては、周波数変換部における局部発振器とベースバンド処理部における信号処理のクロックを生成する源発振器として、共通の水晶発振器を用いるが、携帯電話機10においては、これと同様に、先に図1に示したように、周波数変換部24における局部発振器の源発振器と同期捕捉部25及び同期保持部26の動作クロックの源発振器とを、TCXO13に共通化する。そして、同期保持部26は、同期捕捉部25によって検出したIFキャリア周波数とTCXO13の公称値に基づく例えれば1.023MHzの中間周波数 F_{IF} との差分を F_{IF} とし、1575.42MHzであるGPS衛星からの信号のキャリア周波数を F_{RF} とし、同期捕捉部25がIF信号をメモリに取り込んでから同期捕捉処理に要した時間をT秒とし、拡散符号の位相を h とすると、図7に示すように、拡散符号の位相 h を $h + h$ ($h = -T \times F_{IF} / F_{RF}$)のように補正する。例えば、 $F_{IF} = +3\text{kHz}$ 、 $T = 10\text{秒}$ の場合には、 $h = -19\text{マイクロ秒} = \text{約}-19\text{チップ}$ となる。同期保持部26は、このような補正を行うことにより、TCXO13の発振周波数 F_{osc} の誤差とドップラシフトとによって生じる拡散符号の位相のずれを極めて正確に補正することができ、同期捕捉部25による同期捕捉処理に時間を数十秒要した場合であっても、ほぼ1チップ程度の範囲での探索で同期を確立することができる。

30

【0095】

このような補正が可能な理由は、以下のとおりである。

【0096】

40

携帯電話機10においては、周波数変換部24によってGPS衛星からの信号の既知であるキャリア周波数 F_{RF} を既知である中間周波数 F_{IF} に変換するために、公称発振周波数 F_{osc} のTCXO13に基づいて周波数シンセサイザ19によって局部発振周波数 $F_{LO} = N \times F_{osc}$ (N は定数数、 $N > > 1$)を生成し、 $F_{IF} = F_{RF} - F_{LO}$ となるようにする。ここで、実際に受信するGPS衛星からの信号には、中間周波数 F_{IF} に対してTCXO13の発振周波数 F_{osc} の誤差とドップラシフトとによって生じる誤差 F_{IF} が加わったものである。すなわち、携帯電話機10においては、ドップラシフト量を F_D とし、TCXO13による公称発振周波数との誤差を F_{osc} とすると、 $F_{IF} + F_{IF} = F_{RF} + F_D - F_{LO} = F_{RF} + F_D - N \times (F_{osc} + F_{osc})$

50

となる。したがって、携帯電話機 10においては、同期捕捉部 25が検出する IF キャリア周波数は、

$$F_{IF} + F_{IF} = F_D - N \times F_{osc}$$

となる。ここで重要なことは、同期捕捉部 25が検出することができるものは F_{IF} のみであり、 F_D 、 F_{osc} は最初の同期捕捉の段階では未知であるということである。

【0097】

ここで、TCXO13によって拡散符号の1周期長である1ミリ秒を公称発振周波数でタイムがカウントした場合には、誤差 F_{osc} があるために、実際には、 $1\text{ミリ秒} \times F_{osc} / (F_{osc} + F_{osc}) \times (1 - F_{osc} / F_{osc})$ ミリ秒となる。一方、受信信号における拡散符号の1周期長さは、ドップラシフト量 F_D により、 $1\text{ミリ秒} \times F_{RF} / (F_{RF} + F_D) \times (1 - F_D / F_{RF})$ ミリ秒となる。したがって、受信信号における拡散符号の1周期長とTCXO13による公称発振周波数でカウントした1ミリ秒との比は、

$$(1 - F_D / F_{RF}) / (1 - F_{osc} / F_{osc}) = 1 - F_D / F_{RF} + F_{osc} / F_{osc}$$

となる。さらに、この式における右辺は、変形すると、

$$1 - F_{IF} / F_{RF} + (F_{osc} / F_{osc}) \times (F_{IF} / (N \times F_{osc})) = 1 - F_{IF} / F_{RF}$$

となる。このように、携帯電話機 10においては、同期捕捉部 25にとって未知のパラメータである F_D 、 F_{osc} を含まない形でかなり良好な近似をすることができる。

【0098】

この結果により、携帯電話機 10においては、同期捕捉部 25が IF 信号をメモリに取り込んだ時点から同期捕捉処理を行い、検出した拡散符号の位相 h が同期保持部 26に供給されるまでの時間に T 秒要した場合には、この T 秒の間に同期捕捉部 25が検出した拡散符号の位相から $-T \times F_{IF} / F_{RF}$ だけずれることになる。したがって、同期保持部 26は、図 7 に示したように、同期捕捉部 25から供給された拡散符号の位相 h に補正值 $h = -T \times F_{IF} / F_{RF}$ を加えた $h + h$ によって DLL102によって発生する拡散符号の開始タイミングを合わせることにより、同期捕捉処理時間に生じた拡散符号の位相のずれを補正することができ、これによってほぼ 1 チップ程度の範囲内において相関を検出することができ、極めて短時間に同期を確立することができる。携帯電話機 10においては、補正值を例えば C P U 27によって算出し、その算出結果を同期保持部 26に供給し、同期保持部 26によって位相を補正した後に、同期捕捉部 25による同期捕捉処理を開始すればよい。

【0099】

このような拡散符号の位相を補正する手法において必要となる情報は、同期捕捉部 25が検出した IF キャリア周波数のみであり、携帯電話機 10においては、TCXO13の発振周波数 F_{osc} の誤差もドップラシフト量も、情報として不要である。また、携帯電話機 10においては、IF キャリア周波数に依存せず、 $F_{IF} = F_{RO} - F_{LO}$ となるように局部発振周波数 F_{LO} を設定する場合であっても、 F_{IF} の符号を変更するのみで済む。

【0100】

さて、このような携帯電話機 10は、上述したように、本来であれば電話ユニット 11の動作クロックを生成するために設けられた TCXO13 を GPS ユニットが共用するものである。この TCXO13 は、携帯電話機 10 の機種等によって発振周波数 F_{osc} が多岐にわたるものである。そこで、携帯電話機 10 は、様々な発振周波数 F_{osc} に対応するために、周波数変換部 24 及びベースバンド処理部における各部の設定を可変とする。

【0101】

具体的には、携帯電話機 10 は、周波数変換部 24 によって生成される增幅 IF 信号 D14 の周波数、すなわち、中間周波数 F_{IF} が、TCXO13によって生成する発振信号 D

10

20

30

40

50

2 の発振周波数 F_{osc} に拘泥せずに所定の範囲内の値となるように、少なくとも、周波数変換部 23 における周波数シンセサイザ 19 によって生成される局部発振信号 D10 の周波数である局部発振周波数 F_{Lo} を可変とする。また、携帯電話機 10 は、ベースバンド処理部における同期保持部 26 として設けられるスペクトル拡散信号を復調するための上述したコスタスループ 101 及び DLL 102 の NCO 104, 127 の周波数設定を可変とする。

【0102】

さらに、携帯電話機 10 においては、必要に応じて、周波数変換部 24 における LPF 22 の通過周波数帯域等の特性を可変とする。さらにまた、携帯電話機 10 は、同期捕捉部 25 における増幅 IF 信号 D14 を所定のサンプリング周波数でサンプリングするための上述したサンプラ 71 のサンプリングクロックに用いる後述する NCO の周波数範囲や、同期捕捉部 25 及び同期保持部 26 におけるコスタスループ 101 及び DLL 102 の上述した LPF 107, 108, 117, 118, 122, 123 の通過周波数帯域等の特性、及び / 又は上述したループフィルタ 109, 126 の特性も可変とする。以下では、これらの各部について詳述する。

【0103】

まず、周波数変換部 24 における設定を可変とする基本的な手法について説明する。

【0104】

携帯電話機 10 においては、周波数 F_{RF} を有する増幅 RF 信号 D8 をダウンコンバートして周波数 F_{IF} を有する IF 信号 D11 を生成するために、周波数シンセサイザ 19 における分周器の分周比を可変とすることにより、局部発振信号 D10 の周波数である局部発振周波数 F_{Lo} を可変とする。

【0105】

具体的には、周波数シンセサイザ 19 は、例えば図 8 に示すように、CPU 27 によって可変的に設定される 4 つの設定値 K_1, K_2, K_3, K_4 によって分周比が可変とされる PLL (Phase Locked Loop) シンセサイザとして構成される。すなわち、この周波数シンセサイザ 19 は、TCXO 13 から供給される発振信号 D2 を所定の分周比で分周する分周器 131 と、この分周器 131 から供給される分周された発振信号と後述するダウンカウンタ 136 から供給される信号との位相を比較する位相比較器 132 と、この位相比較器 132 による比較結果信号のうち所定の周波数帯域成分を通過させる LPF 133 と、この LPF 133 によって通過された比較結果信号に基づいて所定の周波数を有する発振信号を生成する発振器である電圧制御発振器 (Voltage Controlled Oscillator; 以下、VCO という。) 134 と、この VCO 134 から供給される発振信号を外部からの制御によって "1" だけ異なる所定の 2 つの分周比で分周するパルススワロカウンタ 135 と、このパルススワロカウンタ 135 から供給される分周された信号に基づいて信号をダウンカウントするダウンカウンタ 136 と、後述する AND ゲート 140 から供給される信号に基づいて信号をダウンカウントするダウンカウンタ 137 と、CPU 27 によって設定された設定値 K_1, K_2, K_3, K_4 を保持するレジスタやメモリ等の記憶素子 138 とを有する。この周波数シンセサイザ 19 の構成は、一般的によく用いられるものである。

【0106】

分周器 131 は、TCXO 13 から供給される発振信号 D2 を、CPU 27 によって記憶素子 138 に設定された設定値 K_1 を用いて表される分周比 $1/K_1$ で分周する。分周器 131 は、分周した発振信号を位相比較器 132 に供給する。この分周した発振信号は、PLL のリファレンスクロック周波数となる。

【0107】

位相比較器 132 は、分周器 131 から供給される分周された発振信号とダウンカウンタ 136 から供給される信号との位相を比較する。位相比較器 132 は、比較結果を示す比較結果信号を LPF 133 に供給する。

【0108】

10

20

30

40

50

L P F 1 3 3 は、 P L L のループフィルタとして動作するものであり、位相比較器 1 3 2 から供給された比較結果信号のうち所定の周波数よりも低域成分を通過させる。この L P F 1 3 3 によって通過された比較結果信号は、 V C O 1 3 4 に供給される。

【 0 1 0 9 】

V C O 1 3 4 は、 L P F 1 3 3 から供給された比較結果信号に基づいて所定の周波数を有する発振信号を生成する。このとき、 V C O 1 3 4 の発振周波数は、 比較結果信号の電圧に基づいて変化する。 V C O 1 3 4 は、 生成した発振信号をパルススワロカウンタ 1 3 5 に供給するとともに、 上述した局部発振周波数 F_{L_o} を有する局部発振信号 D 1 0 として出力する。

【 0 1 1 0 】

パルススワロカウンタ 1 3 5 は、 ダウンカウンタ 1 3 7 から供給される 2 値信号に応じて、 V C O 1 3 4 から供給される発振信号を、 C P U 2 7 によって記憶素子 1 3 8 に設定された設定値 K_2 を用いて表される分周比 $1 / K_2$ 又は分周比 $1 / (K_2 + 1)$ で分周する。 パルススワロカウンタ 1 3 5 の分周比は、 ダウンカウンタ 1 3 7 から供給される 2 値信号が" 1 "であるときには $1 / K_2$ とし、 2 値信号が" 0 "であるときには $1 / (K_2 + 1)$ とする。 パルススワロカウンタ 1 3 5 は、 分周した信号をダウンカウンタ 1 3 6 に供給する。 また、 パルススワロカウンタ 1 3 5 は、 分周した信号を A N D ゲート 1 4 0 を介してダウンカウンタ 1 3 7 に供給する。

10

【 0 1 1 1 】

ダウンカウンタ 1 3 6 , 1 3 7 は、 それぞれ、 内部にカウンタを有する。 ダウンカウンタ 1 3 6 , 1 3 7 は、 それぞれ、 カウンタによるカウント値を 1 つずつ減らし、 カウント値が" 0 "のときには出力が" 1 "となり、 それ以外のカウント値のときには出力が" 0 "となるものとし、 プリセットイネーブル入力が" 1 "のとき、 カウント値を C P U 2 7 によって記憶素子 1 3 8 に設定された設定値 K_3 , K_4 に設定するものとする。 ダウンカウンタ 1 3 6 からの出力とされる 2 値信号は、 位相比較器 1 3 2 に供給されるとともに、 自身及びダウンカウンタ 1 3 7 のプリセットイネーブル入力として用いられる。 一方、 ダウンカウンタ 1 3 7 からの出力とされる 2 値信号は、 パルススワロカウンタ 1 3 5 に供給されるとともに、 インバータ 1 3 9 によって反転され、 さらに、 A N D ゲート 1 4 0 によってこの反転信号とパルススワロカウンタ 1 3 5 から出力される信号との論理積がとられて得られた演算結果が自身に供給される。

20

【 0 1 1 2 】

ダウンカウンタ 1 3 6 は、 内部のカウンタを K_3 , $K_3 - 1$, . . . , 0 とダウンカウントし、 カウント値が" 0 "となったときに、 当該ダウンカウンタ 1 3 6 及びダウンカウンタ 1 3 7 のプリセットイネーブル入力に" 1 "を供給し、 当該ダウンカウンタ 1 3 6 及びダウンカウンタ 1 3 7 のカウント値を、 それぞれ、 K_3 , K_4 に戻す。 一方、 ダウンカウンタ 1 3 7 は、 内部のカウンタを K_4 , $K_4 - 1$, . . . , 0 とダウンカウントし、 カウント値が" 0 "となる前までは" 0 "を出力し続ける。 ダウンカウンタ 1 3 7 においては、 カウント値が" 0 "となったときに、 A N D ゲート 1 4 0 の出力が" 0 "となり、 次にダウンカウンタ 1 3 6 のカウント値が" 0 "となる。 したがって、 ダウンカウンタ 1 3 7 は、 カウント値が K_4 に戻されるまで、 カウント値を" 0 "、 出力を" 1 "として停止する。 ダウンカウンタ 1 3 7 からの出力とされる 2 値信号は、 パルススワロカウンタ 1 3 5 の分周比を $1 / K_2$ 又は $1 / (K_2 + 1)$ に切り替える役割を果たす。 この一連のダウンカウンタ 1 3 6 , 1 3 7 及びパルススワロカウンタ 1 3 5 の動作により、 ダウンカウンタ 1 3 6 からの出力は、 V C O 1 3 4 からの出力を $1 / (K_2 \times K_3 + K_4)$ に分周したものとなる。

30

【 0 1 1 3 】

記憶素子 1 3 8 は、 C P U 2 7 によって設定された少なくとも 4 つの設定値 K_1 , K_2 , K_3 , K_4 を保持する。 この記憶素子 1 3 8 に保持された設定値 K_1 は、 上述したように、 分周器 1 3 1 における分周比を決定するのに用いられ、 設定値 K_2 は、 パルススワロカウンタ 1 3 5 における分周比を決定するのに用いられ、 設定値 K_3 は、 ダウンカウンタ 1 3 6 における分周比を決定するのに用いられ、 設定値 K_4 は、 ダウンカウンタ 1 3 7 にお

40

50

ける分周比を決定するのに用いられる。

【0114】

このような周波数シンセサイザ19は、4つの設定値 K_1, K_2, K_3, K_4 を固定値とするのではなく、CPU27によって可変的に設定されるものとする。この周波数シンセサイザ19においては、局部発振信号D10の局部発振周波数 F_{LO} 、すなわち、VCO134によって生成される発振信号の周波数は、リファレンスクロック周波数の($K_2 \times K_3 + K_4$)倍となる。

【0115】

これにより、周波数シンセサイザ19は、上述した増幅RF信号D8が有する特定の周波数 F_{RF} 、すなわち、1575.42MHzに対する中間周波数 F_{IF} として、例えば、4.069MHz ± 500kHz又は1.023MHz ± 500kHzといった周波数が可変とされた局部発振信号D10を生成することができる。なお、周波数シンセサイザ19は、増幅RF信号D8に対してダウンコンバートせずに直接ベースバンド処理を施す場合には、0MHz + 500kHzといった中間周波数 F_{IF} を有する局部発振信号D10を生成することもできる。また、携帯電話機10は、中間周波数 F_{IF} にダウンコンバートする周波数 F_{RF} をVCO134の可変範囲において可変とすることにより、複数の無線に対応することも可能となる。

10

【0116】

なお、周波数シンセサイザ19は、設定値 K_1, K_2, K_3, K_4 をCPU27によって記憶素子138に設定するのではなく、集積回路端子の設定や外部インターフェースを通じて設定可能とする構成でもよい。

20

【0117】

ところで、携帯電話機10においては、このような周波数シンセサイザ19の設定に応じて生成された局部発振信号D10に基づいて、中間周波数 F_{IF} が決定される。したがって、携帯電話機10においては、上述した周波数変換部24におけるLPF22の特性を中間周波数 F_{IF} に応じたものとするように、必要に応じて、CPU27の制御のもとに、通過周波数帯域等の特性を可変とする。

【0118】

LPF22は、アナログフィルタ又はデジタルフィルタのいずれであってもよい。携帯電話機10においては、LPF22としてデジタルフィルタを用いた場合には、例えばA/D及びDSPによって構成することにより、周波数帯域等の特性をプログラマブルにすることが容易となる。また、携帯電話機10においては、LPF22としてアナログフィルタを用いた場合であっても、複数種類のコンデンサ及び抵抗をアナログスイッチによって選択的に切り替える構成とすることにより、容易に特性を可変とすることができます。なお、携帯電話機10においては、LPF22の代わりにBPFを設けてもよく、この場合であっても同様に可変とすることができます。

30

【0119】

つぎに、ベースバンド処理部における設定を可変とする基本的な手法について説明する。

【0120】

携帯電話機10においては、TCXO13によって発振する発振周波数 F_{osc} として特定の値を指定せず、例えば10~20MHz程度のある周波数範囲内を許容し、周波数変換部24の動作クロックとベースバンド処理部におけるコスタスループ101及びDLL102に設けられるNCO104, 127及び同期捕捉部25におけるサンプラ71のサンプリングクロックに用いる後述するNCOの動作クロックとを、TCXO13を共用することによって共通化する。

40

【0121】

ここで、携帯電話機10においては、ベースバンド処理部における同期保持部26として、コスタスループ101及びDLL102にNCO104, 127が設けられたものを用いている。したがって、コスタスループ101は、NCO104の動作クロックを中間周波数 F_{IF} 付近に合わせ込む必要があり、DLL102は、NCO127の動作クロック

50

をほぼ C / A コードのチップレートである 1 . 0 2 3 M H z 付近に合わせ込む必要がある。

【 0 1 2 2 】

そこで、携帯電話機 10 においては、N C O 1 0 4 , 1 2 7 の分周比を可変とする。このとき、携帯電話機 10 においては、T C X O 1 3 の発振周波数 F_{osc} と必要な周波数帯域とを考慮して、集積回路端子、C P U 2 7 又は外部インターフェースを通じてN C O 1 0 4 , 1 2 7 の分周比を設定可能とする。

【 0 1 2 3 】

また、携帯電話機 10 においては、必要に応じて、コスタスループ 1 0 1 におけるL P F 1 0 7 , 1 0 8 の通過周波数帯域等の特性も可変とする。

10

【 0 1 2 4 】

携帯電話機 10 においては、これらのL P F 1 0 7 , 1 0 8 の帯域幅を可変とするために、例えば図 9 に示すようにL P F を構成する。なお、同図においては、入力信号を 1 ビットであるものとしている。携帯電話機 10 においては、G P S 衛星からの受信信号は熱雑音よりもかなり低いレベルであることから、アナログ / ディジタル変換を 2 値化で行ったとしても、S / N の劣化は僅かである。

【 0 1 2 5 】

同図 (A) に示すL P F は、同図 (B) に示すR C フィルタの伝達関数を差分近似した無限インパルス応答 (Infinite Impulse Response ; I I R) フィルタである。このL P F は、入力信号 $X [n]$ に対して 2 のべき乗 k を乗算する乗算器 1 4 1 と、後述するレジスタ 1 4 5 から供給される信号 $Y [n - 1]$ と 2 のべき乗 k とを乗算する乗算器 1 4 2 と、レジスタ 1 4 5 から供給される信号 $Y [n - 1]$ と乗算器 1 4 2 によって得られた信号 $k Y [n - 1]$ との差分をとる差分器 1 4 3 と、乗算器 1 4 1 によって得られた信号 $k X [n]$ と差分器 1 4 3 によって得られた信号 $(1 - k) Y [n - 1]$ とを加算する加算器 1 4 4 と、この加算器 1 4 4 によって得られたR C フィルタの差分近似式で表される信号を所定ビット長だけ保持するレジスタ 1 4 5 とからなる。なお、入力信号 $X [n]$ 及び出力信号 $Y [n]$ における " n " は、離散的な時間を表すものである。

20

【 0 1 2 6 】

このようなL P F において、入力信号 $X [n]$ と出力信号 $Y [n]$ との関係は、

$$Y [n] = (1 - k) Y [n - 1] + k X [n]$$

30

となり、加算器 1 4 4 から出力される信号がこの関係を満たすものとなる。このL P F においては、サンプリング周波数を f_s とすると、時定数 t_c 、カットオフ周波数 f_c は、それぞれ、

$$t_c = R C = 1 / (k f_s),$$

$$f_c = 1 / (2 \pi R C) = k f_s / (2 \pi),$$

$$k = 1 / (R C f_s)$$

となる。したがって、L P F においては、 $k = 2^{-16}$ とし、サンプリング周波数を $f_s = 18.414 M H z$ とすると、時定数 t_c は 3.56 ミリ秒、カットオフ周波数 f_c は 44.7 H z となる。

【 0 1 2 7 】

40

このようなL P F においては、入力信号 $X [n]$ は 1 ビットであり、値が " 1 " 又は " - 1 " とされるが、入力信号 $X [n]$ 及び出力信号 $Y [n]$ において、レジスタ 1 4 5 を M ビット長とし、" 1 " を " 1 0 0 . . . 0 " 、" - 1 " を " 0 0 0 . . . 0 " とみなし、 k を 2^{-L} (L は整数) とすれば、 $k X [n]$ の演算を行う乗算器 1 4 1 は、($M - L$) ビットの左シフトを行うバーレルシフタによって実現することができ、 $k Y [n]$ の演算を行う乗算器 1 4 2 は、 L ビットの右シフトを行うバーレルシフタによって実現することができる。例えば、レジスタ 1 4 5 を 22 ビット長とし、 $k = 2^{-16}$ とすると、乗算器 1 4 1 は、6 ビットの左シフトを行うバーレルシフタによって実現することができ、乗算器 1 4 2 は、16 ビットの右シフトを行うバーレルシフタによって実現することができる。したがって、L P F においては、 L を外部から設定可能とした場合には、カットオフ周波数 f_c をオクターブ

50

単位で可変とすることができます。また、L P Fにおいては、"0"を"0 1 0 · · · 0"とみなし、この値との大小比較によって出力信号Y[n]の符号判定を行うことができる。さらに、L P Fにおいては、レジスタ145に保持されたビット列の最上位ビットを除いた残りのビット列の最上位ビットを反転して出力することにより、出力信号Y[n]の値は、2の補数となる。

【0128】

携帯電話機10においては、L P F 107, 108をこのように構成することにより、上述したkの値をC P U 27による設定又は外部インターフェースを通じた設定を可能とした場合には、T C X O 13の発振周波数F_{osc}を考慮した帯域幅の設定を容易に行うことができる。なお、携帯電話機10においては、D L L 102におけるL P F 117, 118, 122, 123の帯域幅も可変とするのが好ましく、これらのL P F 117, 118, 122, 123も同図に示すように構成することができる。

10

【0129】

さらに、携帯電話機10においては、必要に応じて、コスタスループ101及びD L L 102におけるN C O 104, 127の位相を制御するループフィルタ109, 126の特性も可変とする。

【0130】

携帯電話機10においては、これらのループフィルタ109, 126として、図9に示したL P Fと同様に構成することもできるが、周波数オフセット、ランダム位相オフセットがある場合に最適フィルタとなる完全積分型のループフィルタとして構成することもできる。

20

【0131】

図10(A)に示す完全積分型のループフィルタの等価回路を同図(B)に示す。このループフィルタにおける伝達関数F(s)は、

$$F(s) = (1 - s^2) / (s^1), \quad s_1 = R_1 C, \quad s_2 = R_2 C$$

である。これを差分近似すると、入力信号X[n]と出力信号Y[n]との関係は、

$$Y[n] = Y[n - 1] + a(X[n] - X[n - 1]) + bX[n],$$

$$a = s_2 / s_1, \quad b = T / s_1$$

となる。ここで、Tはサンプリング周期であり、サンプリング周波数は、L P Fのカットオフ周波数よりも十分高くする。上式より、ループフィルタで設定するパラメータは、a, bの2個となる。これらのパラメータa, bを、それぞれ、 $a = 2^A$ 、 $b = 2^B$ (A, Bは整数)とすると、上式における $aX[n]$ 、 $aX[n - 1]$ 、 $bX[n]$ は、それぞれ、Aビット又はBビットだけ左シフトすることによって演算することができ、上式に示す演算は、図11に示すループフィルタによって実現することができる。

30

【0132】

したがって、ループフィルタにおいては、A, Bの値に対してC P U 27による設定又は外部インターフェースを通じた設定を可能とした場合には、受信状況に応じて、当該ループフィルタの帯域幅及び応答速度を可変とすることができます。

【0133】

さらにまた、携帯電話機10においては、必要に応じて、同期捕捉部25におけるサンプラー71のサンプリングクロックを生成する手段としてN C Oを用い、このN C Oの周波数範囲も可変とする。

40

【0134】

すなわち、同期捕捉部25は、I F信号をサンプラー71によってC/Aコードの1周期である1ミリ秒の間に2046点以上の整数でサンプリングする必要がある。そのため、同期捕捉部25は、本件出願人が先に出願している特願2001-190658号及び特願2001-203193号に記載したように、2のべき乗個のサンプリング数でもってF F T処理を行うのが都合がよい。そこで、同期捕捉部25は、I F信号をサンプリングするためのサンプラー71をT C X O 13から供給される発振信号D2に基づいて動作するN C Oを用いて構成し、コスタスループ101及びD L L 102と同様に、N C Oに与えら

50

れる分周比を、集積回路端子の設定、CPU27による設定又は外部インターフェースを通じた設定を可変的に行うことによって任意のサンプリングクロックを実現することができる。

【0135】

以上のように、携帯電話機10においては、少なくとも周波数変換部24における周波数シンセサイザ19並びにコスタスループ101及びDLL102におけるNCO104, 127の動作クロックを共用し、これらの周波数シンセサイザ19及びNCO104, 127を、集積回路端子、CPU27又は外部インターフェースを通じて可変的に設定を行うことができるよう構成するとともに、必要に応じて、周波数変換部24におけるLPF22、コスタスループ101及びDLL102におけるLPF107, 108, 117, 118, 122, 123、及びコスタスループ101及びDLL102におけるループフィルタ109, 126といった各種デジタルフィルタ又はアナログフィルタや、同期捕捉部25におけるサンプラ71に設けられるNCOを、集積回路端子、CPU27又は外部インターフェースを通じて可変的に設定を行うことができるように構成することにより、TCXO13の発振周波数 F_{osc} に左右されないGPS受信機の機能を組み込むことが可能となる。また、携帯電話機10においては、電話ユニット11とTCXO13を共用することにより、必要な発振器の個数を削減することができる。

【0136】

以下では、設定を可変とする上述した各部及びこれら以外の各部における具体的説明を行う。

20

【0137】

まず、周波数変換部24について説明する。

【0138】

周波数変換部24におけるLPF22(BPFでも可)は、アナログ的な構成をとることが殆どであることから、その特性は固定である場合が多い。携帯電話機10においては、中間周波数 F_{IF} に合わせてLPF22の通過周波数帯域等の特性を決定することから、復調回路31、すなわち、GPSユニットを先に図1に示した構成とし、TCXO13の発振周波数 F_{osc} によらず中間周波数 F_{IF} がほぼ同じ周波数となるように、周波数変換部24における周波数シンセサイザ19の分周比を設定すれば問題はない。なお、携帯電話機10においては、特性が固定である場合のLPF22の観点からすると、中間周波数 F_{IF} の範囲は帯域外とならない程度に幅があってもよい。携帯電話機10においては、中間周波数 F_{IF} の範囲がTCXO13の発振周波数 F_{osc} によらず目的の周波数に近い値に設定できるようにするには、上述した設定値 K_1 の値を大きくし、位相比較器132による位相比較を行うリファレンスロックの周波数を下げればよい。

30

【0139】

先に図8に示した周波数シンセサイザ19においては、リファレンスロックをTCXO13の出力とし、TCXO13の発振周波数 F_{osc} が18.414MHzである場合であって、例えば、上述した設定値 K_1, K_2, K_3, K_4 の値が、それぞれ、 $K_1 = 18, K_2 = 100, K_3 = 15, K_4 = 39$ の場合には、中間周波数 F_{IF} は1.023MHzとなり、設定値 K_1, K_2, K_3, K_4 の値が、それぞれ、 $K_1 = 20, K_2 = 100, K_3 = 31, K_4 = 49$ の場合には、中間周波数 F_{IF} は0.92MHzとなる。この例では、両者の間で中間周波数 F_{IF} の差が100kHz程度であることから、携帯電話機10においては、LPF22として通常のLPFを用いれば、両者の間で特性に差が生じることは特にならない。

40

【0140】

また、周波数シンセサイザ19は、ベースバンド処理部やCPU等を含むデジタル信号処理を行う部分ではなく、アナログ信号処理を行うものとして設けられるのが通常であるが、分周器自体はデジタル信号処理を行うものである。そのため、携帯電話機10は、周波数シンセサイザ19における各分周器を上述したレジスタ138に設定された設定値に応じて分周するものとすることにより、集積回路端子、CPU27又は外部インターフ

50

エースを通じて分周比を可変的に設定することが可能となる。

【0141】

なお、携帯電話機10においては、上述したように、レジスタ138に対する設定値の設定を、集積回路端子、CPU27又は外部インターフェースを通じて行うが、レジスタ138に対する設定値の設定用のビット数が多い場合には、周波数シンセサイザ19を含む周波数変換部24とCPU27を含むベースバンド処理部とを接続するために必要なピン数が増加し、集積回路化する際には好ましくない。そこで、携帯電話機10においては、CPU27によってレジスタ138に対する設定値の読み出し及び書き込みを行う際に、所定の通信プロトコルに基づいたシリアル伝送を行うことにより、周波数シンセサイザ19を含む周波数変換部24とCPU27を含むベースバンド処理部とを接続するために必要なピン数を削減することができる。10

【0142】

つぎに、ベースバンド処理部におけるDLL102に設けられるNCO127について説明する。

【0143】

携帯電話機10においては、RF信号がスペクトラム拡散信号であるため、拡散符号の同期を行うためのDLL102は、NCO127が拡散符号であるC/Aコードのチップレートである1.023MHz付近をカバーするように、TCXO13の発振周波数 F_{osc} に応じて分周比を設定する。ここで、NCO127は、例えば図12に示すように構成することができる。20

【0144】

すなわち、NCO127は、同図に示すように、TCXO13から供給される発振信号D2を所定の分周比で分周する分周器151, 152と、後述するレジスタ155に保持される値の分解能を表すKビットのレジスタ値が設定されるレジスタ値設定部153と、このレジスタ値設定部153に設定されたレジスタ値とレジスタ155から読み出された値とを累積加算する加算器154と、この加算器154から供給される累積加算値を保持する有限長のレジスタ155と、分周器152から供給される分周された発振信号を所定の分周比で分周する分周器156と、CPU27によって設定された設定値N, M₁, M₂, M₃を保持するレジスタやメモリ等の記憶素子157とを有する。

【0145】

分周器151は、TCXO13から供給される発振信号D2を、CPU27によって記憶素子157に設定された設定値M₁を用いて表される分周比1/M₁で分周する。分周器151は、分周した信号をレジスタ155に供給する。30

【0146】

分周器152は、レジスタ155から読み出された値に応じて、TCXO13から供給される発振信号D2を、CPU27によって記憶素子157に設定された設定値M₂を用いて表される分周比1/(M₂-1)又は分周比1/M₂又は分周比1/(M₂+1)で分周する。分周器152は、分周した信号を分周器156に供給する。

【0147】

レジスタ値設定部153には、CPU27によって記憶素子157に設定された設定値Nが、レジスタ155に保持される値の分解能を表すKビットのレジスタ値として設定される。このレジスタ値Nは、2の補数で表され、正負の値をとるものである。レジスタ値設定部153に設定されたレジスタ値Nは、加算器154に供給される。40

【0148】

加算器154は、レジスタ値設定部153に設定されたレジスタ値Nとレジスタ155から読み出された値とを加算する。加算器154は、加算して得られた累積加算値をレジスタ155に供給する。その結果、レジスタ155に保持される値は、レジスタ値Nの累積加算値となる。

【0149】

レジスタ155は、Kビットの有限長からなり、分周器151から供給される分周された50

発振信号をゲート信号としたタイミングに基づいて、加算器 154 から供給された累積加算値を保持する。このレジスタ 155 に保持された累積加算値は、分周器 152 における分周比を決定するのに用いられる。

【0150】

分周器 156 は、分周器 152 から供給される発振信号を、CPU27 によって記憶素子 157 に設定された設定値 M_3 を用いて表される分周比 $1/M_3$ で分周する。分周器 156 は、分周した信号を再生キャリアとして出力する。

【0151】

記憶素子 157 は、CPU27 によって設定された少なくとも 4 つの設定値 N, M_1, M_2, M_3 を保持する。この記憶素子 157 に保持された設定値 N は、上述したように、レジスタ値設定部 153 に設定されるレジスタ値として用いられ、設定値 M_1 は、分周器 151 における分周比を決定するのに用いられ、設定値 M_2 は、分周器 152 における分周比を決定するのに用いられ、設定値 M_3 は、分周器 153 における分周比を決定するのに用いられる。

【0152】

このような NCO127 は、4 つの設定値 N, M_1, M_2, M_3 を固定値とするのではなく、CPU27 によって可変的に設定されるものとする。これにより、NCO127 においては、周波数及び可変幅を設定することができる。ここで、NCO127 においては、レジスタ 155 が有限長であることから、桁あふれが生じる場合がある。そこで、NCO127 においては、レジスタ値設定部 153 に設定されたレジスタ値 N を加算器 154 によって累積加算していく際に、レジスタ 155 に保持される値の桁あふれがない場合には、分周器 152 によって分周比 $1/M_2$ で分周するが、正の桁あふれが生じた場合には、分周器 152 の図示しないカウンタを "1" だけ多くカウントアップすることによって分周比 $1/(M_2 + 1)$ で分周し、負の桁あふれが生じた場合には、分周器 152 のカウントアップを "1" だけ少なくすることによって分周比 $1/(M_2 - 1)$ で分周する。したがって、NCO127 は、レジスタ値設定部 153 に設定されるレジスタ値が $N = 0$ とされた場合には、TCXO13 から供給される発振信号 D2 の発振周波数 F_{osc} を $1/(M_2 \times M_3)$ 倍した周波数を有する再生キャリアを出力し、レジスタ値が $N > 0$ とされた場合には、レジスタ値が $N = 0$ とされた場合よりも高い周波数を有する再生キャリアを出力し、レジスタ値が $N < 0$ とされた場合には、レジスタ値が $N = 0$ とされた場合よりも低い周波数を有する再生キャリアを出力する。

【0153】

また、NCO127 の周波数範囲は、拡散符号のチップレートに TCXO13 の発振周波数 F_{osc} の誤差と、送信側である GPS 衛星と受信側との相対速度の変化によって生じるドップラシフト量とを加えた範囲をカバーするように設定する。例えば、携帯電話機 10 においては、TCXO13 を用いるものとすると、その発振周波数誤差が \pm 約 3 ppm 以内であれば、ドップラシフト量が \pm 約 3 ppm 以内であることから、全体として NCO127 の可変範囲が少なくとも 1.023 MHz \pm 6 ppm 程度を含むものであればよい。

【0154】

つぎに、ベースバンド処理部におけるコスタスループ 101 に設けられる NCO104 について説明する。

【0155】

RF 信号は、例えば 2 相位相変調方式 (Binary Phase Shift Keying ; 以下、BPSK 変調方式という。) といった PSK 変調方式に基づいて変調した信号又は PSK 変調方式に基づいて変調した信号をスペクトラム拡散した信号であるが、IF 信号における PSK 信号のキャリアの同期を行うためのコスタスループ 101 は、NCO104 が例えば周波数変換部 24 の設定によって 1.023 MHz とされる中間周波数 F_{IF} 付近をカバーするように、TCXO13 の発振周波数 F_{osc} に応じて分周比を設定する。ここで、NCO104 は、先に図 12 に示した NCO127 と同様に構成することができる。

10

20

30

40

50

【0156】

NCO104の周波数範囲は、NCO127と同様に、中間周波数 F_{IF} にTCXO13の発振周波数 F_{osc} の誤差と、送信側であるGPS衛星と受信側との相対速度の変化によって生じるドップラシフト量とを加えた範囲をカバーするように設定する。例えば、携帯電話機10においては、TCXO13を用いるものとすると、上述したように、その発振周波数誤差が±約3 ppm以内であれば、ドップラシフト量が±約3 ppm以内である。そのため、携帯電話機10においては、周波数変換部24によって1回でRF信号のキャリア周波数 F_{RF} を中間周波数 F_{IF} に変換する場合には、局部発振周波数 F_L が周波数シンセサイザ19のリファレンスクロック周波数のL倍（Lは整数）とすれば、TCXO13の発振周波数 F_{osc} の誤差による中間周波数 F_{IF} の誤差がL倍となることから、NCO104の可変範囲が少なくとも $1.023\text{MHz} \pm 3L\text{ppm} \pm 3\text{ppm}$ 程度を含むものであればよい。10

【0157】

つぎに、ベースバンド処理部における同期捕捉部25に設けられるサンプラ71について説明する。

【0158】

携帯電話機10においては、同期捕捉部25を先に図3に示したように構成し、この同期捕捉部25によってスペクトラム拡散信号の拡散符号と同期をとるためのデジタルマッチドフィルタ処理を行う場合には、上述したように、IF信号をサンプラ71によってC/Aコードの1周期である1ミリ秒の間に2046点以上の整数でサンプリングする必要がある。ここで、携帯電話機10においては、IF信号をサンプリングするためのサンプリングクロックをTCXO13の発振周波数 F_{osc} に基づいて生成するが、発振周波数 F_{osc} によってサンプリング数が異なると、デジタルマッチドフィルタ処理を行いにくくなる。20

【0159】

しかしながら、携帯電話機10においては、先に図12に示したNCO127と同様の構成からなるNCOを用いてサンプラ71を構成してサンプリングクロックを生成させ、TCXO13の発振周波数 F_{osc} に応じて、1ミリ秒あたりのサンプリング数が一定の整数値となるように、すなわち、一定のサンプリングレートとなるようにNCOを設定する。これにより、携帯電話機10においては、TCXO13の発振周波数 F_{osc} に拘泥せずに、例えばソフトウェアで処理する場合にはデジタルマッチドフィルタ処理を同じ手順で行うことができる。30

【0160】

ところで、単純にサンプリングクロックをNCOによってのみ生成した場合には、TCXO13の発振周波数 F_{osc} とNCOの周波数分解能との関係により、例えば図13中2段目に示すように、サンプリングする時間長によっては拡散符号の1周期あたりのサンプリング数に端数を生じ、タイミングが時間の経過とともにずれていく事態を生じ得る。この現象は、拡散符号の多周期にわたって信号処理を行う場合には好ましくないものである。この現象を回避するためには、NCOの周波数分解能を極めて高いものとする必要がある。40

【0161】

そこで、携帯電話機10においては、例えば、同図中1段目に示すように、所定のタイミング信号生成手段によって拡散符号の1周期にほぼ一致するパルス状の周期的なタイミングリセット信号を生成し、同図中3段目に示すように、サンプリングクロックを生成させるサンプラ71におけるNCOを構成する先に図12に示した各分周器151, 152, 156とレジスタ155とをタイミングリセット信号に応じて1周期毎にリセットするといった動作を行うことにより、サンプリングするタイミングを初期化する。これにより、携帯電話機10においては、拡散符号の1周期におけるサンプリング数を常に同じものとし、且つ、サンプリングが行われるタイミングを各周期毎にほぼ同じものとすることができる。この場合、携帯電話機10においては、拡散符号の1周期内で生じた端数に起因し50

て当該 1 周期の最後の部分でサンプリング間隔がずれるが、1 周期毎にサンプリングのタイミングが補正されることから、NCO の周波数分解能を極めて高いものとする必要がない。

【 0 1 6 2 】

ここで、携帯電話機 10 においては、拡散符号である C/A コードの周期に応じて、TCXO 13 の発振周波数 F_{osc} の最小桁が決定される。すなわち、携帯電話機 10 においては、拡散符号である C/A コードの周期が 1 ミリ秒であることから、TCXO 13 の発振周波数 F_{osc} の最小桁が 1 kHz であれば、NCO によって 1 周期にほぼ一致する周期的なタイミングリセット信号を容易に生成することができる。また、携帯電話機 10 においては、拡散符号の 1 周期である 1 ミリ秒間隔で、すなわち、1 kHz のタイミングリセット信号を生成することにより、これらの処理を容易に行うことができる。したがって、携帯電話機 10 においては、TCXO 13 の発振周波数 F_{osc} をある範囲内で自由度を持たせながらも最小桁を 1 kHz と指定することにより、例えば TCXO 13 の発振周波数 F_{osc} が 18.4144 MHz である場合には分周比を 1/18414 とする分周器を有する NCO によって容易に 1 ミリ秒間隔のタイミングリセット信号を生成することができる。

【 0 1 6 3 】

なお、ここでは、発振周波数 F_{osc} の最小桁を 1 kHz とするものとして説明したが、携帯電話機 10 においては、発振周波数 F_{osc} の最小桁を 1 kHz の整数分の 1 としてもよい。この場合、携帯電話機 10 においては、1 ミリ秒の整数倍間隔のタイミングリセット信号を生成することができ、例えば TCXO 13 の発振周波数 F_{osc} が 18.4145 MHz である場合には分周比を 1/336829 とした分周器を有する NCO によって 2 ミリ秒間隔で、すなわち、C/A コードの 2 周期長のタイミングリセット信号を生成することができる。このとき、携帯電話機 10 においては、拡散符号の 1 周期あたりのサンプリング数を一定の整数値とする上述した処理を、1 周期長から 2 周期長に置き換え、FFT 等の処理を 2 周期長のデータ単位で行うか、或いはデータを半分長ずつに分けて 1 周期長での処理を行うといったようにする。これにより、携帯電話機 10 においては、処理内容が若干増加するものの、C/A コードの周期を単位として処理がしやすくなる。

【 0 1 6 4 】

また、携帯電話機 10 においては、デジタルマッチドフィルタ処理が先に図 2 に示した FFT を利用したものである場合には、サンプリング数が 2 のべき乗個であることが FFT 処理には都合がよいことから、TCXO 13 の発振周波数 F_{osc} によって拡散符号の 1 周期あたりのサンプリング数が 2 のべき乗個となるようにサンプラ 71 を設定することにより、処理が極めて容易となる。

【 0 1 6 5 】

さらに、携帯電話機 10 においては、拡散符号がいわゆる M 系列又は M 系列から生成されるいわゆる Gold 符号である場合には、符号長が 2 のべき乗 - 1 であることから、TCXO 13 の発振周波数 F_{osc} によってはサンプリング数を拡散符号の 1 周期あたり (2 のべき乗 - 1) 個とする方が容易な場合がある。ここで、デジタルマッチドフィルタ処理が先に図 2 に示した FFT を利用したものである場合には、上述したように、サンプリング数が 2 のべき乗個であることが好ましいことから、携帯電話機 10 においては、符号長が 2 のべき乗 - 1 である拡散符号を処理する場合には、拡散符号の 1 周期の中でダミーのビットを等間隔で挿入し、FFT 処理を行うデータ数を 2 のべき乗個に合わせ込むようにしてよい。

【 0 1 6 6 】

例えば、携帯電話機 10 においては、C/A コードの 1 周期である 1 ミリ秒で 4092 個のサンプリングを行った場合には、1/4 周期、すなわち、1023 個のサンプリングを行う毎に、1 個のダミーデータを挿入すればよい。このとき、挿入するダミーデータは、当該ダミーデータの直前のビットと同じ値とするのが自然であるが、固定値としてもよい

10

20

30

40

50

。

【0167】

なお、携帯電話機10においては、ディジタルマッチドフィルタ処理をソフトウェアとして実装する場合であって処理能力に余裕がある場合には、FFT処理を行う場合であっても、拡散符号の1周期あたりのサンプリング数を必ずしも2のべき乗個にする必要はなく、サンプリング数がある程度多めになるようにサンプラ71におけるNCOを設定し、ソフトウェアで処理する際に2のべき乗個となるように間引きしてから、間引きしたデータに対してFFT処理を行うようにしてもよい。

【0168】

つぎに、ベースバンド処理部又は周波数変換部24におけるLPFを含む各フィルタについて説明する。 10

【0169】

LPFを例えば先に図9(A)に示したようなディジタルフィルタとして構成した場合には、当該LPFの帯域は、多段階に設定することができる。同図に示すLPFにおいては、上述したように、サンプリング周波数を f_s とすると、時定数 t_c 、カットオフ周波数 f_c は、それぞれ、

$$t_c = R C = 1 / (k f_s),$$

$$f_c = 1 / (2 R C) = k f_s / (2),$$

$$k = 1 / (R C f_s)$$

となる。ここで、サンプリング周波数 f_s とTCXO13の発振周波数 F_{osc} とが等しいものとすると、カットオフ周波数 f_c は、TCXO13の発振周波数 F_{osc} に比例して変化するものとなる。 20

【0170】

したがって、このようなLPFを先に図5に示したコスタスループ101に適用した場合には、サンプリング周波数を $f_s = 20\text{MHz}$ とすると、カットオフ周波数 f_c は、48.6Hzとなり、サンプリング周波数を $f_s = 10\text{MHz}$ とすると、カットオフ周波数 f_c は、24.3Hzとなる。ここで、データの伝送速度が50bpsであり、且つ、NRZ(Non Return to Zero)信号であるGPS衛星からの信号に含まれるメッセージの主帯域幅が25Hzであるものとし、これを考慮すると、サンプリング周波数を $f_s = 10\text{MHz}$ とした場合のカットオフ周波数 f_c である24.3Hzは、若干狭い。そこで、携帯電話機10においては、サンプリング周波数を $f_s = 10\text{MHz}$ とした場合には、カットオフ周波数 f_c を1つ上げるようにする。 30

【0171】

また、携帯電話機10においては、LPFとして、先に図9(A)に示したもの以外にも、有限インパルス応答(Finite Impulse Response; FIR)フィルタや、他の構成のIIRフィルタを用いることも可能である。また、携帯電話機10においては、コスタスループ101以外の各部であっても、先に図1に示した周波数変換部24におけるA/D23の後段にLPFを配置することによって当該LPFをディジタルフィルタとして構成することもできる。さらに、携帯電話機10においては、LPFの代わりに中間周波数 F_{IF} 付近を帯域の中心としたBPFを適用することもできる。携帯電話機10においては、LPF又はBPFを適用した場合であっても、中間周波数 F_{IF} がほぼ一定範囲に収まるように周波数シンセサイザ19を構成すると、TCXO13の発振周波数 F_{osc} によってフィルタの帯域が変化することから、フィルタの帯域を可変としておくことはこのような場合にも有効である。 40

【0172】

このように、携帯電話機10においては、フィルタの帯域を可変可能とし、TCXO13の発振周波数 F_{osc} に応じて、フィルタの設定を変化させることにより、フィルタの帯域を最適とした動作を行うことができる。

【0173】

ところで、携帯電話機10は、上述したように、GPS衛星からのスペクトラム拡散信号 50

における拡散符号である 1 ミリ秒周期の C / A コードの同期タイミングを計測することによって測位演算を行い、自己の位置を取得するものである。ここで、拡散符号の同期タイミングを計測するにあたっての計測の時間分解能は、上述した同期捕捉部 25 といった同期回路の動作クロック周波数に依存する。したがって、携帯電話機 10 においては、同期回路の動作クロックを T C X O 13 によって生成する場合には、計測の時間分解能は T C X O 13 の発振周波数 F_{osc} に依存することになる。

【 0174 】

通常、G P S 受信機においては、内部に設けられる時計に同期した基準タイミングを起点として、そこから C / A コードの先頭がどれだけ遅延した位置に現れるかをカウンタによって計測し、当該 G P S 受信機の時計を基準にした G P S 衛星から当該 G P S 受信機までの電波の到達距離である擬似距離を算出する。ここで、G P S 受信機においては、電波の到達時間が同一であっても、T C X O 等の源発振器の発振周波数が異なればカウント値も異なることになる。

10

【 0175 】

そこで、携帯電話機 10 は、例えば先に図 1 に示した C P U 27 によって T C X O 13 の発振周波数 F_{osc} に応じてカウント値を時間に換算する。これにより、携帯電話機 10 は、T C X O 13 の発振周波数 F_{osc} が変化した場合であっても、正確な擬似距離の算出に容易に対応することができる。

【 0176 】

さて、これまででは、G P S 衛星からの信号を含むスペクトラム拡散信号の復調回路及び G P S 受信機の復調に関する部分についての対応について説明してきたが、携帯電話機 10 は、これら以外の各部についても、T C X O 13 の発振周波数 F_{osc} に対する対応を施す。

20

【 0177 】

G P S 受信機は、一般に、外部との通信等を行うために、例えば、所定のシリアルポートや U S B (Universal Serial Bus) ポート等の各種入出力インターフェース、上述したタイマ 29 のような制御用のタイマ、A / D、及びディジタル / アナログ変換器 (Digital / Analog Converter ; 以下、D / A という。) 等の各種ペリフェラルを内蔵する。G P S 受信機においては、これら各部の動作クロックも、周波数変換や同期を行う各部と同じ源発振器から生成するのが通常である。

30

【 0178 】

そこで、携帯電話機 10 においては、T C X O 13 の発振周波数 F_{osc} により、通信速度、時間及びサンプリング周波数等に影響が及ぶことから、発振周波数 F_{osc} に応じて、各種入出力インターフェースの通信速度、タイマ 29、並びに A / D 及び / 又は D / A のサンプリング周波数の設定を変えるようにする。これにより、携帯電話機 10 は、各種ペリフェラルについても、T C X O 13 の発振周波数 F_{osc} に拘泥せずに動作させることができる。

【 0179 】

以上のように、携帯電話機 10 は、G P S ユニットに必要となる発振器を、本来であれば電話ユニット 11 のために設けられた T C X O 13 と共に、T C X O 13 の発振周波数 F_{osc} に応じて各部の設定を変更することにより、発振周波数 F_{osc} の変化に依存しない動作を行うことができ、G P S ユニットのための専用の発振器を設ける必要がないことから、発振器の個数を削減することができる。すなわち、携帯電話機 10 は、特定の周波数を発振しない源発振器を用いた場合であっても、源発振器の発振周波数に応じて各部の設定を可変とすることにより、発振周波数の変化に依存しない動作を行うことができ、発振器の個数を削減することができる。

40

【 0180 】

なお、携帯電話機 11 においては、電話ユニット 11 の他、例えばいわゆるブルートゥース (Bluetooth (登録商標)) や無線 L A N (Local Area Network) 等の所定の無線システムに対応する無線ユニットが同じモジュール又は機器に搭載されている場合には、無線

50

ユニット用又は信号処理用に当該無線ユニットが対応する無線の種別に応じた周波数を発振する発振器が存在することになる。この場合、携帯電話機10においては、無線ユニット用又は信号処理用に設けられる発振器をGPSユニットの源発振器とするようにしてもよい。勿論、携帯電話機10は、無線ユニット以外の他の機能を実現するユニットが搭載されている場合には、このユニット用に設けられる発振器をGPSユニットの源発振器とするようにしてもよい。

【0181】

ところで、携帯電話機10においては、TCXO13の発振周波数 F_{osc} に応じた設定変更の対象として、上述したように、少なくとも周波数変換部24における周波数シンセサイザ19の分周比並びにコスタスループ101及びDLL102におけるNCO104, 127の周波数範囲の他、必要に応じて、LPF等の各フィルタの特性、同期捕捉部25におけるサンプラ71のサンプリングクロック、及びその他の各種ペリフェラルがある。このように、携帯電話機10においては、TCXO13の発振周波数 F_{osc} に応じて設定を可変とすべき箇所が多い。そのため、携帯電話機10においては、各部の最適な設定値を算出し、得られた各設定値を所定の外部インターフェース等を介して設定するは煩雑である。

【0182】

そこで、携帯電話機10においては、TCXO13の発振周波数 F_{osc} に応じた各設定値を算出するルーチンをCPU27が実行可能なプログラムとして内蔵しておき、外部インターフェースからはTCXO13の発振周波数 F_{osc} のみを入力するとともに、入力した発振周波数 F_{osc} に基づいてCPU27によって各設定値を算出し、CPU27によって各設定値を各部に対して自動的に設定することにより、設定の煩雑さを解消することができる。

【0183】

また、携帯電話機10においては、例えば上述したRTC28に対する動作クロックを供給するための32.768kHz程度の所定の発振周波数を有する発振信号を生成する上述したXO12といった他の既知周波数の発振器を備えている場合には、この発振器によって生成される発振信号をゲート信号として、ある一定期間で源発振器たるTCXO13からの出力パルスを簡易的にカウントする機能を持たせることにより、このカウント値に基づいて、おおよその発振周波数 F_{osc} を当該携帯電話機10が把握することが可能となる。具体的には、携帯電話機10においては、XO12の精度を仮に±100ppmとすると、例えば10~20MHz程度の周波数範囲を許容するTCXO13に対しては約±100ppmの精度、すなわち、約±1~2kHzの誤差範囲で、TCXO13の発振周波数 F_{osc} を推定することができる。また、携帯電話機10においては、XO12の精度がさらにより良い場合には、1kHz単位でのTCXO13の発振周波数 F_{osc} の特定を行うことも十分可能となる。

【0184】

一般に利用される源発振器の発振周波数は、実際にはそれほど種類が多くはないことから、精度は高くなくともおおよその値を把握することができるならば、例えば、利用可能なTCXO13の発振周波数 F_{osc} のテーブルを予めメモリ30に記憶させておくことにより、どの発振周波数の発振器かを確実に判別することができる。したがって、携帯電話機10においては、このような機能を当該携帯電話機10の電源がオン状態となると同時に作動するようにCPU27の初期ルーチンとして内蔵しておき、CPU27によってTCXO13の発振周波数 F_{osc} を特定できるならば、CPU27による上述した各部に対する各設定値の設定動作と組み合わせることにより、完全に自動的に周波数変換部24における周波数シンセサイザ19、コスタスループ101及びDLL102におけるNCO104, 127、LPF等の各フィルタ、同期捕捉部25におけるサンプラ71、及びその他の各種ペリフェラルに対する設定を行うことが可能となる。なお、携帯電話機10においては、ペリフェラルに関しては、通信速度が設定されない状態では外部からの制御が困難であることから、外部との入出力インターフェースの通信速度を自動設定すること

10

20

30

40

50

により、外部との通信が可能となることは重要である。

【0185】

以上説明したように、携帯電話機10に組み込まれるGPSユニットにおいては、必要となるクロックの発振周波数が特定の周波数である必要がなくなることから、TCXO13等の大量に市販されている標準的な発振器を利用することができる。

【0186】

また、GPSユニットにおいては、必要な源発振器として、携帯電話機10等の電子機器に組み込む際に、本来であれば電話ユニット11といった他の機能を実現するユニットのために設けられたTCXO13等の発振器と共に用することができ、当該GPSユニットのための専用の発振器を設ける必要がないことから、電子機器に搭載される発振器の個数を削減してコストダウン及び小型化を図ることができる。10

【0187】

さらに、GPSユニットは、モジュール化又は上述した復調回路31のように集積回路化して構成する場合には、様々な源発振器が設けられた場合、すなわち、TCXO13の発振周波数 F_{osc} が多様であっても、1種類のモジュール又は集積回路で対応することができる。したがって、GPSユニットは、様々な発振周波数の電子機器に搭載することができる汎用品として流通させることができる。

【0188】

さらにまた、GPSユニットは、RF信号の周波数 F_{RF} 及びIF信号の周波数 F_{IF} を可変とすることによって、複数の無線周波数に対応することができる。20

【0189】

なお、本発明は、上述した実施の形態に限定されるものではない。例えば、上述した実施の形態では、GPS受信機の機能を実現するGPSユニットが組み込まれた携帯電話機10を用いて説明したが、本発明は、携帯電話機以外の電子機器にも容易に適用することができ、また、GPSユニット以外の他の機能を実現するユニットが組み込まれた電子機器であっても容易に適用することができる。

【0190】

また、上述した実施の形態では、スペクトラム拡散信号を復調するものとして説明したが、本発明は、スペクトラム拡散信号以外であっても、所定の高周波の信号を復調するものであれば、いかなるものでも適用することができる。30

【0191】

さらに、上述した実施の形態では、GPS受信機の機能を実現するGPSユニットが組み込まれた携帯電話機10を用いて説明したが、本発明は、衛星を利用した測位システム、すなわち、GNSSシステムを適用した受信機の機能が組み込まれた電子機器であれば、いかなるものであっても適用することができる。GNSSシステムとしては、米国における上述したGPSシステムの他、旧ソ連邦におけるGLONASS(Global Navigation Satellites System)や、欧州を中心として開発が進められているGALILEO等があるが、本発明は、これら全てのGNSSシステムを適用することができるものである。

【0192】

このように、本発明は、その趣旨を逸脱しない範囲で適宜変更が可能であることはいうまでもない。40

【0193】

【発明の効果】

以上詳細に説明したように、本発明にかかる復調装置は、所定の高周波信号を復調する復調装置であって、高周波信号の周波数を所定の中間周波数に変換する周波数変換手段と、この周波数変換手段によって得られた中間周波数を有する中間周波数信号に対する所定の信号処理を施す信号処理手段と、周波数変換手段及び信号処理手段に対する設定を行う設定手段とを備え、周波数変換手段は、所定の源発振器によって生成される所定の源発振信号に基づいて、高周波信号の周波数を所定の中間周波数に変換するための局部発振周波数を有する局部発振信号を生成する局部発振信号生成手段を有し、信号処理手段は、局部発50

振信号生成手段と源発振器を共用し、源発振器によって生成される源発振信号に基づいて、所定の周波数を有する信号を生成する信号生成手段を有し、局部発振信号生成手段は、源発振信号の源発振周波数に拘泥せずに中間周波数が所定の範囲内の値となるように、源発振器によって生成される源発振信号の任意の源発振周波数に応じて、設定手段を介して分周比が可変的に設定されることによって局部発振信号の局部発振周波数を可変とし、信号生成手段は、源発振器によって生成される源発振信号の任意の源発振周波数に応じて、設定手段を介して分周比が可変的に設定されることによって信号の周波数を可変とする。

【0194】

したがって、本発明にかかる復調装置は、少なくとも局部発振信号生成手段と信号生成手段との源発振器を共用し、源発振信号の源発振周波数に拘泥せずに中間周波数が所定の範囲内の値となるように、任意の源発振周波数に応じて、少なくとも局部発振信号生成手段と信号生成手段との分周比が設定手段を介して可変的に設定されることにより、様々な発振周波数に対応することができ、必要となる源発振周波数が特定の周波数である必要がなくなることから、源発振器として標準的な発振器を利用することができる。

10

【0195】

また、本発明にかかる受信装置は、衛星からの信号を受信して自己の位置及び速度を算出する測位ユニットが組み込まれた受信装置であって、衛星からの信号を受信する受信手段と、この受信手段によって受信した所定の高周波信号の周波数を所定の中間周波数に変換する周波数変換手段と、この周波数変換手段によって得られた中間周波数を有する中間周波数信号に対する所定の信号処理を施す信号処理手段と、周波数変換手段及び信号処理手段に対する設定を行う設定手段と、測位ユニットとは異なる所定の機能を実現する他のユニットの動作クロックを生成するために設けられ、所定の源発振信号を有する源発振信号を生成する源発振器とを備え、周波数変換手段は、源発振器によって生成される源発振信号に基づいて、高周波信号の周波数を中間周波数に変換するための局部発振周波数を有する局部発振信号を生成する局部発振信号生成手段を有し、信号処理手段は、局部発振信号生成手段と源発振器を共用し、源発振器によって生成される源発振信号に基づいて、所定の周波数を有する信号を生成する信号生成手段を有し、局部発振信号生成手段は、源発振信号の源発振周波数に拘泥せずに中間周波数が所定の範囲内の値となるように、源発振器によって生成される源発振信号の任意の源発振周波数に応じて、設定手段を介して分周比が可変的に設定されることによって局部発振信号の局部発振周波数を可変とし、信号生成手段は、源発振器によって生成される源発振信号の任意の源発振周波数に応じて、設定手段を介して分周比が可変的に設定されることによって信号の周波数を可変とする。

20

【0196】

したがって、本発明にかかる受信装置は、測位ユニットにおける少なくとも局部発振信号生成手段と信号生成手段との源発振器を共用するとともに、この源発振器として、測位ユニットとは異なる所定の機能を実現する他のユニットの動作クロックを生成するために設けられた源発振器を共用し、源発振信号の源発振周波数に拘泥せずに中間周波数が所定の範囲内の値となるように、任意の源発振周波数に応じて、少なくとも局部発振信号生成手段と信号生成手段との分周比が設定手段を介して可変的に設定されることにより、様々な発振周波数に対応することができ、必要となる源発振周波数が特定の周波数である必要がなくなることから、源発振器として標準的な発振器を利用することができる、また、所定の機能を有する電子機器に既に搭載されている発振器からの発振周波数を源発振周波数として利用することによってコストダウン及び小型化を図ることができる。

30

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態として示す携帯電話機の構成を説明するブロック図である。

40

【図2】同携帯電話機が備える同期捕捉部として適用することができるFFTを利用したディジタルマッチドフィルタの構成を説明するブロック図である。

【図3】同携帯電話機が備える同期捕捉部として図2に示すディジタルマッチドフィルタを適用した場合における実際の実装例を説明するブロック図である。

【図4】同携帯電話機が備える同期保持部の構成を説明するブロック図である。

50

【図5】同携帯電話機が備える同期保持部が有するチャンネル回路の構成を説明するブロック図である。

【図6】同携帯電話機が備える同期保持部における拡散符号の位相合わせについて説明するための図である。

【図7】同携帯電話機が備える同期保持部における拡散符号の位相補正について説明するための図である。

【図8】同携帯電話機が備える周波数変換部が有する周波数シンセサイザの構成を説明するブロック図である。

【図9】L P Fの構成を説明する図であって、(A)は、I I R フィルタの構成を示し、(B)は、R C フィルタの構成を示す図である。

【図10】完全積分型のループフィルタの等価回路の構成を説明する図であって、(A)は、ループフィルタの構成を示し、(B)は、(A)に示すループフィルタの等価回路の構成を示す図である。

【図11】完全積分型のループフィルタの構成を説明する図である。

【図12】同携帯電話機が備える同期保持部が有するN C Oの構成を説明するブロック図である。

【図13】同携帯電話機が備える同期捕捉部が有するサンプラにおけるサンプリングタイミングの補正について説明するための図である。

【図14】G P S衛星からの信号の構成を説明する図である。

【図15】従来の拡散符号及びキャリアの同期処理を説明するための図であって、周波数サーチを説明するための図である。

【図16】ディジタルマッチドフィルタを用いて検出した相関値の時間変化を示す出力波形の例を説明する図である。

【符号の説明】

10 携帯電話機、 11 電話ユニット、 12 X O、 13 T C X O、 14 遅倍 / 分周器、 15 アンテナ、 16 L N A、 17 B P F、 18, 21 増幅器、 19 周波数シンセサイザ、 20 ミキサ、 22, 107, 108, 117, 118, 122, 123, 133 L P F、 23 A / D、 24 周波数変換部、 25 同期捕捉部、 26 同期保持部、 27 C P U、 28 R T C、 29 タイマ、 30, 52, 54, 57 メモリ、 31 復調回路、 50 ディジタルマッチドフィルタ、 51, 71 サンプラ、 53, 56 F F T処理部、 55, 128 拡散符号発生器、 58, 103, 105, 106, 113, 114, 115, 116, 120, 121, 141, 142 乗算器、 59 I F F T処理部、 60 ピーク検出器、 72 R A M、 73 R A M / R O M、 74 D S P、 81, 81₁, 81₂, . . . , 81_N チャンネル回路、 82 コントロール・レジスタ、 101 コスタスループ、 102 D L L、 104, 127 N C O、 109, 126 ループフィルタ、 110, 125 位相検出器、 111 2値化回路、 112, 119, 124 2乗和算出回路、 131, 151, 152, 156 分周器、 132 位相比較器、 134 V C O、 135 パルススワロカウンタ、 136, 137 ダウンカウンタ、 138, 157 記憶素子、 143 差分器、 144, 154 加算器、 145, 155 レジスタ、 153 レジスタ値設定部

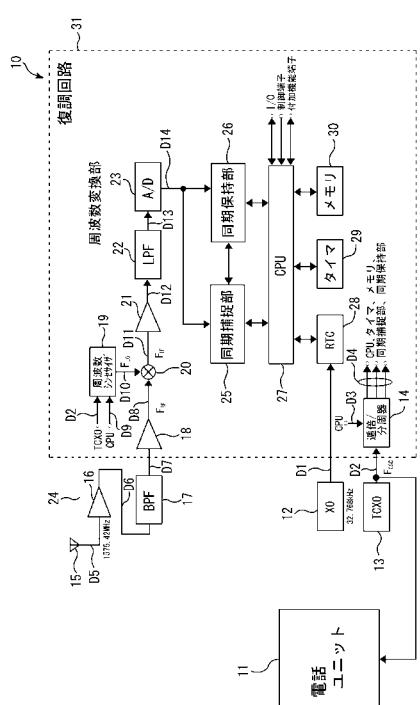
10

20

30

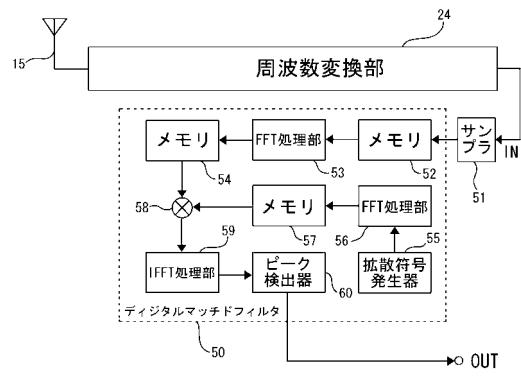
40

【図1】



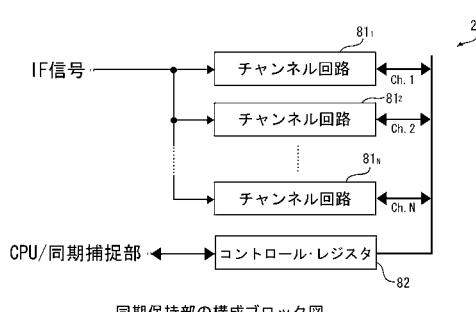
携帯電話機の構成ブロック図

【圖 2】



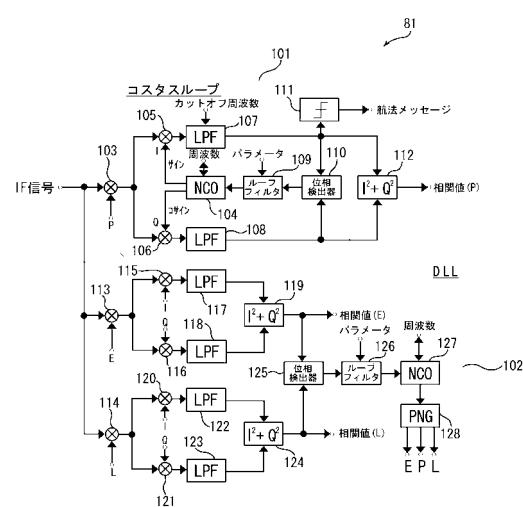
【圖 3】

〔 4 〕

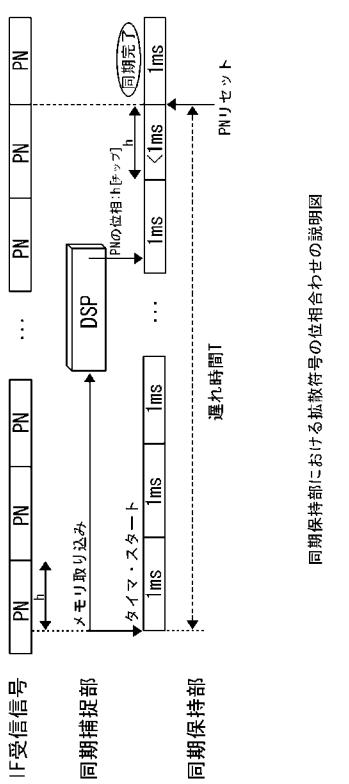


同期保持部の構成ブロック図

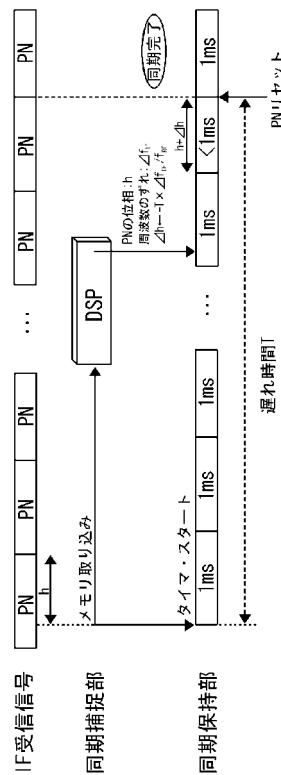
(5)



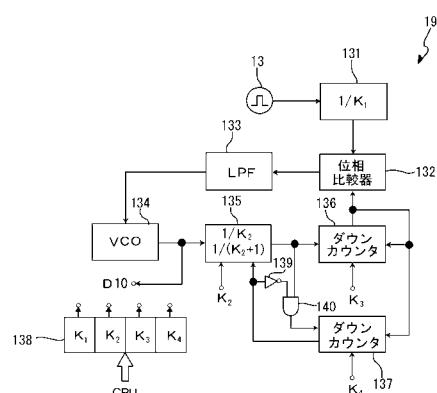
【図6】



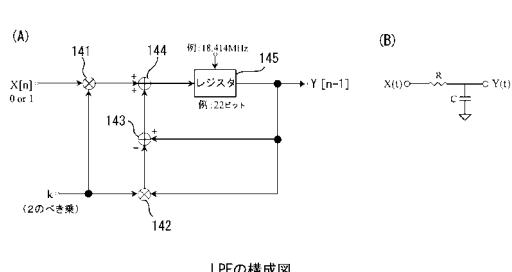
【図7】



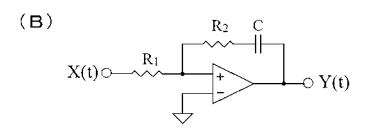
【図8】



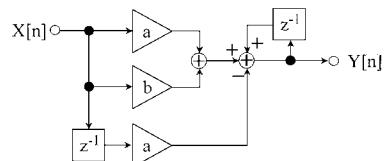
【図9】



【図10】

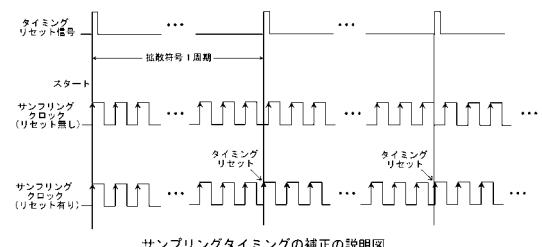


【図 1 1】



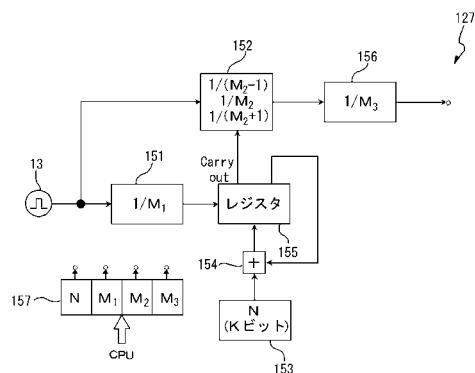
完全積分型ループフィルタの構成図

【図 1 3】



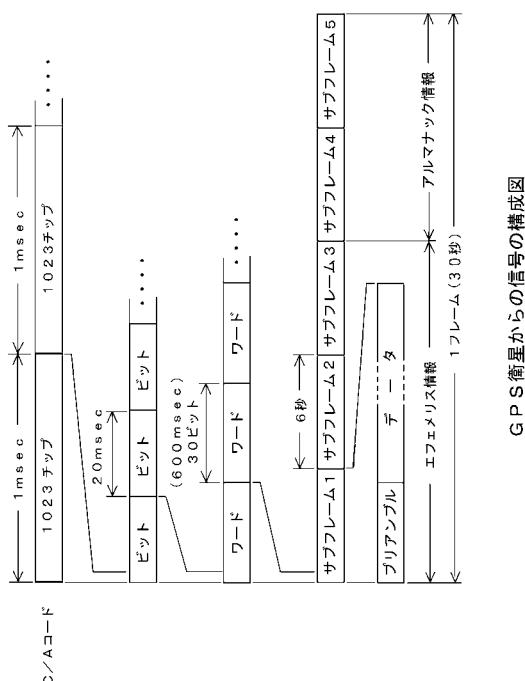
サンプリングタイミングの補正の説明図

【図 1 2】



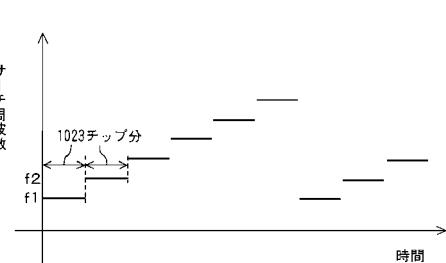
NCOの構成ブロック図

【図 1 4】



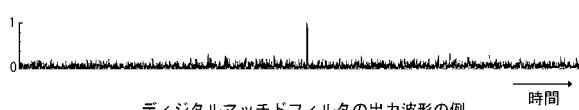
GPS衛星からの信号の構成図

【図 1 5】



周波数サーチの説明図

【図 1 6】



デジタルマッチドフィルタの出力波形の例

フロントページの続き

(72)発明者 寺西 孝一郎
東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

審査官 原田 聖子

(56)参考文献 特開平10-068768 (JP, A)
特開平05-072316 (JP, A)
特開平04-061529 (JP, A)
特表2001-516985 (JP, A)
特開平07-221667 (JP, A)
特開平09-36772 (JP, A)
特開2000-183777 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 1/26

G01S 5/14