

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2007年2月1日 (01.02.2007)

PCT

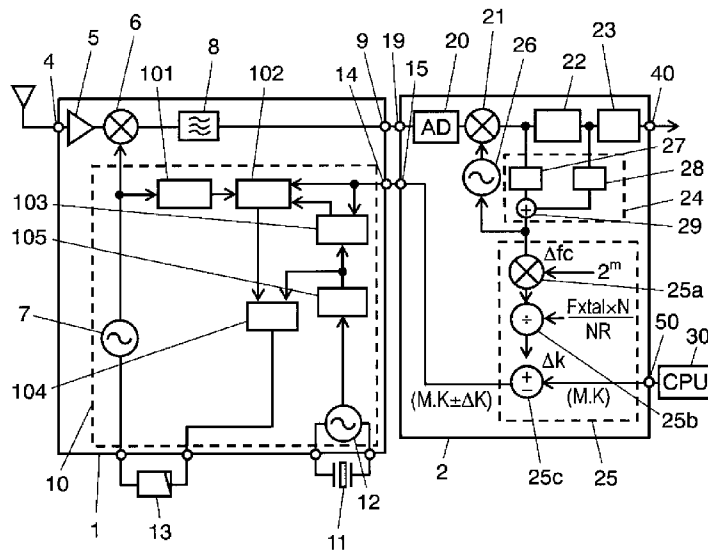
(10) 国際公開番号  
WO 2007/013226 A1

- (51) 国際特許分類:  
H04B 1/26 (2006.01) H03L 7/183 (2006.01)  
H03J 7/02 (2006.01) H04J 11/00 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2006/311505
- (22) 国際出願日: 2006年6月8日 (08.06.2006)
- (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2005-219960 2005年7月29日 (29.07.2005) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 松下電器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 Osaka (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 藤井 健史 (FUJII, Takeshi). 尾関 浩明 (OZEKI, Hiroaki).
- (74) 代理人: 岩橋 文雄, 外(IWAHASHI, Fumio et al.); 〒5718501 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内 Osaka (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD,

[続葉有]

(54) Title: RECEIVER APPARATUS AND ELECTRONIC DEVICE USING THE SAME

(54) 発明の名称: 受信装置およびそれを用いた電子機器



(57) Abstract: A receiver apparatus comprises a receiving part (1), which includes a PLL (10), a mixer (6) and a filter (8), and a demodulating part (2) which includes a frequency error detector (24) for detecting a frequency error of a signal from the filter (8). The PLL (10) includes a local oscillator (7) for supplying a local oscillation signal to the mixer (6); a variable frequency divider (102) for frequency dividing, based on a signal from the frequency error detector (24), the local oscillation signal; and a phase comparator (104) for comparing a signal from the variable frequency divider (102) with a signal from a crystal oscillator (12). The PLL (10) can lessen the frequency error of the local oscillation signal.

(57) 要約: 受信装置は、PLL (10) と、混合器 (6) と、フィルタ (8) とを有する受信部 (1) と、フィルタ (8) からの信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検

[続葉有]

WO 2007/013226 A1



SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

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。

---

出器(24)とを有する復調部(2)とを備える。PLL(10)は、局部発振信号を混合器(6)に供給する局部発振器(7)と、周波数誤差検出器(24)からの信号に基づいて局部発振信号を分周する可変分周器(102)と、可変分周器(102)からの信号と水晶発振器(12)からの信号とを比較する位相比較器(104)とを有し、局部発振信号の周波数誤差を小さくすることができる。

## 明 細 書

### 受信装置およびそれを用いた電子機器

#### 技術分野

[0001] 本発明は、信号を受信するための受信装置およびそれを用いた電子機器に関するものである。

#### 背景技術

[0002] 地上デジタル放送が開始され、その放送を受信するための受信装置の開発が盛んになされている。特開平11-112460号公報に、そのような放送を受信し、周波数同期の引き込み時間をより短縮することのできる直交周波数分割多重(以下、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex)と略記する)信号復調装置が開示されている。

[0003] 以下では、従来の受信装置について、図面を用いて説明する。図8は、従来の受信装置の回路ブロック図である。図8に示すように、受信装置は、入力端子1004と、入力端子1004に接続された受信部1001と、受信部1001の出力側に接続された復調部1002と、復調部1002の出力側に接続された出力端子1040とを備える。そして、受信部1001は、位相同期ループ(以下、「PLL」と略記する)1010と、PLL1010からの局部発振信号と入力端子1004からの信号とを混合する混合器1006と、混合器1006の出力側に接続されたフィルタ1008とを有する。PLL1010は、局部発振信号を混合器1006に供給する局部発振器1007と、局部発振器1007からの局部発振信号を分周する可変分周器1102と、水晶発振器1012と、局部発振器1007の入力側に接続され、可変分周器1102からの信号と水晶発振器1012からの信号とを比較する位相比較器1104とを有する。位相比較器1104の出力は、ループフィルタ1003を介して局部発振器1007の入力に接続されている。

[0004] このように構成された従来の受信装置では、温度が変化すると、水晶振動子1011の信号に周波数誤差が生じる。水晶振動子1011の信号の周波数誤差は、概略100ppm以下であり、水晶振動子1011の信号の基準周波数を例えば18MHzとすると、その周波数誤差の範囲は±1.8kHzと非常に小さい。しかし、誤差を有した水晶振

動子1011の信号に基づいて生成された局部発振器1007からの局部発振信号の出力周波数は、局部発振信号の出力周波数と水晶振動子1011の信号の基準周波数との比率をこの誤差に掛け合わせた周波数誤差を有する。そのために、局部発振信号の出力周波数に大きな周波数誤差が生じる。

- [0005] このような大きな周波数誤差を有した局部発振器1007からの局部発振信号が混合器1006に入力された場合では、混合器1006から出力される選局されたIF信号にも同様の周波数誤差が存在する。このため、混合器1006から出力されたIF信号から非希望信号を取り除くフィルタ1008は、希望信号を通過させる通過帯域幅を前述の周波数誤差に相当する帯域幅だけ過剰に有する必要があった。その結果、フィルタ1008の減衰特性が急峻でなくなり、希望信号の近傍周波数に存在する不要な非希望信号の減衰量が減少せざるを得なかった。

#### 発明の開示

- [0006] 受信装置は、入力端子と、入力端子に接続された受信部と、受信部の出力側に接続された復調部と、復調部の出力側に接続された出力端子とを備える。そして、受信部は、PLLと、PLLからの局部発振信号と入力端子からの信号とを混合する混合器と、混合器の出力側に接続されたフィルタとを有する。また、復調部は、フィルタからの信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出器を有する。さらに、PLLは、局部発振信号を混合器に供給する局部発振器と、周波数誤差検出器からの信号に基づいて定められた分周比で局部発振器からの局部発振信号を分周する可変分周器と、発振器と、局部発振器の入力側に接続され、可変分周器からの信号と発振器からの信号とを比較する位相比較器とを有する。
- [0007] このような構成により、受信装置は、周波数誤差検出器からの信号に基づいて可変分周器を動作させることにより、局部発振信号の周波数誤差を小さくすることができる。これにより、混合器から出力されるIF信号における周波数誤差が小さくなり、希望信号のみを通過させるためのフィルタの通過帯域幅を小さくすることができる。したがって、フィルタの減衰特性が急峻になり、希望信号の近傍周波数に存在する不要な非希望信号の減衰量を増加させることができる。
- [0008] さらに、電子機器は、入力端子と、入力端子に接続された受信部と、受信部の出力

側に接続された復調部と、復調部の出力側に接続された出力端子と、出力端子に接続された信号処理部と、信号処理部に接続された表示部とを備える。そして、受信部は、PLLと、PLLからの局部発振信号と入力端子からの信号とを混合する混合器と、混合器の出力側に接続されたフィルタとを有する。さらに、復調部は、フィルタからの信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出器を有する。また、PLLは、局部発振信号を混合器に供給する局部発振器と、周波数誤差検出器からの信号に基づいて定められた分周比で局部発振器からの局部発振信号を分周する可変分周器と、発振器と、局部発振器の入力側に接続され、可変分周器からの信号と発振器からの信号とを比較する位相比較器とを有する。

- [0009] このような構成により、電子機器は、周波数誤差検出器からの信号に基づいて可変分周器を動作させることにより、局部発振信号の周波数誤差を小さくすることができる。これにより、混合器から出力されるIF信号における周波数誤差が小さくなり、希望信号のみを通過させるためのフィルタの通過帯域幅を小さくすることができる。したがって、フィルタの減衰特性が急峻になり、希望信号の近傍周波数に存在する不要な非希望信号の減衰量を増加させることができる。

#### 図面の簡単な説明

- [0010] [図1]図1は本発明の実施の形態1における受信装置およびそれを用いた電子機器のブロック図である。
- [図2]図2は本発明の実施の形態1における受信装置の詳細なブロック図である。
- [図3]図3は本発明の実施の形態2における受信装置のブロック図である。
- [図4A]図4Aは本発明の実施の形態2における通過帯域幅が制御されるフィルタの特性図である。
- [図4B]図4Bは本発明の実施の形態2における通過帯域幅と減衰特性の傾きが制御されるフィルタの特性図である。
- [図5]図5は本発明の実施の形態3における受信装置のブロック図である。
- [図6]図6は本発明の実施の形態3における受信装置のブロック図である。
- [図7]図7は本発明の実施の形態4における受信装置のブロック図である。
- [図8]図8は従来例における受信装置のブロック図である。

## 符号の説明

- [0011]
- 1 受信部
  - 2 復調部
  - 3 アンテナ
  - 4 入力端子
  - 5 高周波増幅器
  - 6 混合器
  - 7 局部発振器
  - 8 帯域制限フィルタ
  - 10 位相同期ループ(PLL)
  - 11 水晶振動子
  - 12 水晶発振器
  - 13 ループフィルタ
  - 20 AD変換器
  - 21 乗算器
  - 22 フーリエ変換器
  - 23 復調器
  - 24 周波数誤差検出器
  - 25 周波数制御器
  - 26 数値制御発振器(NCO)
  - 30 CPU
  - 40 出力端子
  - 60 メモリー
  - 102 可変分周器
  - 104 位相比較器
  - 200 信号処理部
  - 201 表示部

発明を実施するための最良の形態

[0012] 以下、本発明の実施の形態について、図面を用いて説明する。

[0013] (実施の形態1)

以下、本発明の実施の形態1における受信装置について図1および図2を用いて説明する。図1は本実施の形態における受信装置およびそれを用いた電子機器のブロック図であり、図2はその受信装置の詳細なブロック図である。なお、本実施の形態では、受信装置が地上デジタル放送信号を受信した場合の一例を説明している。

[0014] 図1に示すように、受信装置は、入力端子4と、入力端子4に接続された受信部1と、受信部1の出力側に接続された復調部2と、復調部2の出力側に接続された出力端子40とを備える。また、それらを制御するためのCPU30のデータを入力する入力端子が設けられている。なお、受信装置を備えた電子機器は、出力端子40に接続された信号処理部200と、信号処理部に接続された表示部201とを備える。

[0015] そして、受信部1は、入力フィルタ(図示せず)と、高周波増幅器5と、PLL10と、PLL10からの局部発振信号と入力端子4からの信号とを混合する混合器6と、混合器6の出力側に周波数帯域を制限するために接続されたフィルタとしての帯域制限フィルタ8とを有する。

[0016] 入力フィルタは、広帯域な受信電波からテレビ放送信号以外の不要な大括りの周波数帯を抑圧し、テレビ用の受信信号を選択する。

[0017] 高周波増幅器5は、入力フィルタからの信号を増幅させた後、混合器6の一方の入力に供給する。

[0018] 混合器6は、PLL10からの局部発振信号に基づいて、入力端子4から入力フィルタと高周波増幅器とを介して入力された信号の周波数を変換し、IF信号として帯域制限フィルタ8に出力する。

[0019] 帯域制限フィルタ8は、IF信号を受け、IF信号の近傍周波数に存在する不要な妨害信号を抑圧する。さらに、帯域制限フィルタ8の出力信号は、図示しない低周波増幅器で希望信号を一定の出力レベルに利得制御される。

[0020] 図2に示すように、PLL10は、水晶振動子11が接続された水晶発振器12と、混合器6に局部発振信号を供給する局部発振器7とを有する。また、PLL10は、局部発振器7からの局部発振信号を分周するプリスケアラ101と、帯域制限フィルタ8からの

信号の周波数誤差を検出する復調部2の周波数誤差検出器24に接続された周波数制御器25からの信号に基づいて、プリスケラ101からの信号を分周する可変分周器102とを有する。さらに、PLL10は、発振器としての水晶発振器12からの信号を分周するリファレンス分周器105と、リファレンス分周器105からの信号と可変分周器102からの信号とを比較する位相比較器104とを有する。位相比較器104の出力は、ループフィルタ13を介して局部発振器7の入力に接続されている。なお、PLL10は、リファレンス分周器105からの信号と周波数制御器25からの信号とを受けると共に可変分周器102にオーバーフロー信号(以下、「OVF信号」と略記する)を出力する累積可算器103を有する。

[0021] 次に、図2に示す復調部2を構成する各ブロックについて説明する。

[0022] 復調部2は、帯域制限フィルタ8の出力側に接続されたAD変換器(図面中には、「AD」と表記している)20と、AD変換器20の出力側に接続されたデジタルフィルタ(図示せず)と、デジタルフィルタの出力側に接続された乗算器21と、乗算器21と出力端子40との間に接続されたフーリエ変換器22と復調器23とを有する。出力端子40はデジタル復調された映像や音声といったデータを出力する。また、復調部2は、フーリエ変換器22によってフーリエ変換される前の乗算器21からの信号と、フーリエ変換器22によってフーリエ変換された後の信号とによって周波数誤差を検出する周波数誤差検出器24を有する。さらに、周波数誤差検出器24の出力に接続された周波数制御器25と、数値制御発振器(Numerically Controlled Oscillator 以下、「NCO」と略記する)26とが設けられている。

[0023] AD変換器20は、入力されたアナログ信号をデジタル信号に変換する。

[0024] デジタルフィルタは、妨害信号を除去する。

[0025] 乗算器21は、入力された希望信号を直交復調した複素形式の信号とするとともに、搬送波成分を除去したベースバンドOFDM信号へ周波数変換して出力する。

[0026] フーリエ変換器22は、入力されたベースバンドOFDM信号の時間領域のデータ列を周波数領域のデータ列へ変換する。

[0027] 復調器23は、その周波数領域のデータ列、すなわち、OFDM信号の各キャリアを変調して伝送されているデジタル信号データを復調する。復調されたデータは誤り訂

正処理が施された後、音声や映像といった情報として、出力端子40を介して出力される。

[0028] 次に、キャリア周波数オフセットの補正について説明する。キャリア周波数オフセットの補正は、周波数誤差検出器24、NCO26、および乗算器21の回路により実現される。

[0029] 図2に示すように、周波数誤差検出器24は、狭帯域周波数誤差検出器27と広帯域周波数誤差検出器28と加算器29とを有する。狭帯域周波数誤差検出器27は、乗算器からの信号を受けて、OFDM信号が有するキャリア間隔以内の細かい周波数誤差を検出する。すなわち、OFDM信号中のガード期間信号は有効シンボル期間信号の後部をコピーしたものであることから、それらの信号の相関を利用してキャリア間隔内の周波数誤差は算出される。

[0030] 一方、広帯域周波数誤差検出器28は、フーリエ変換器22からの信号を受けて、キャリア間隔単位での周波数誤差を検出する。キャリア間隔単位の周波数誤差は、送信側において所定の周期で挿入された周波数同期用の基準シンボルを用いて算出される。

[0031] 加算器29は、狭帯域周波数誤差検出器27の検出誤差と広帯域周波数誤差検出器28の検出誤差とを加算し、加算された周波数誤差データを周波数制御器25と図示していないNCO制御器とへ出力する。NCO制御器は、周波数誤差検出器24で検出した周波数誤差量に基づき、周波数誤差がある場合には誤差がなくなるよう周波数オフセットに相当する周波数誤差データを供給して、NCO26の出力周波数を制御する。NCO26の出力信号は、乗算器21の他方の入力へ供給される。

[0032] このようにして、周波数誤差検出器24は、狭帯域周波数誤差検出器27にてOFDM変調信号で特徴付けられたガードインターバル期間の信号を用いて周波数誤差を検出し、さらに広帯域周波数誤差検出器28にてパイロット信号と呼ばれる基準シンボルを用いて周波数誤差を検出する。

[0033] 以上で述べた復調部2の周波数誤差検出器24、NCO26、および乗算器21によるキャリア周波数オフセットの補正は、OFDM変調された希望信号の復調において特に重要である。OFDM信号のように直交関係にある各キャリアを周波数多重化した

信号は、周波数オフセットの存在する状況下で復調されると、キャリア間の直交性が崩れ、復調結果に多大な誤りを生じる。このため、キャリア周波数オフセットの補正により、復調出力に多大な誤りが生じないようにしている。

[0034] 周波数制御器25は、周波数誤差検出器24からの周波数誤差データの他にCPU 30から予めプリセットされたPLL選局用のデータを受ける。そして、周波数制御器25は、周波数誤差データとPLL選局用のデータとを用いて数値演算した結果を、PLL選局用の新規データとして、PLL10の可変分周器102に供給する。

[0035] 次に、受信装置内における信号処理について説明する。

[0036] 初期状態として、PLL10の可変分周器102には、可変分周器102に予めプリセットされた分周比を表す選局用データ「M、K」が入力されている。ここで、「M、K」はCPU30から入力された選局データである整数分周比と分数分周比である。そして、局部発振器7から出力される局部発振信号の局部周波数であるFvcoがプリスケアラ101によってN分周され、Fvco/Nの周波数を有する信号が可変分周器102に入力される。

[0037] 水晶振動子11および水晶発振器12によって励起された基準周波数信号であるFxtalは、分周比をNRに設定されたリファレンス分周器105により分周される。その分周されたFxtal/NRの周波数を有する信号を入力して、累積加算器103は、1周期の時間であるNR/Fxtalを算出する。そして、1周期ごとにCPU30より設定される分数分周比Kを累積加算し続ける。累積加算結果が予め定められた加算上限値 $2^m$ 以上（mは累積加算器103のビット数）となると、累積加算器103は、OVF信号を可変分周器102へ出力するとともに、演算結果である累積加算値から $2^m$ を差し引いて、再び同様の累積加算を継続する。

[0038] 次に、可変分周器102と累積加算器103の一連の動作について詳細に説明する。累積加算器103は、便宜上定めた任意の所定期間(NR/Fxtal) ×  $\alpha$ において、OVF信号を(数1)回出力する。

[0039] [数1]

$$\frac{\left(\frac{NR}{Fxtal}\right) \times K}{2^m}$$

[0040] なお、このとき可変分周器102の分周比はM+1と設定される。また、累積加算器103がOVF信号を出力しない残りの期間(数2)において、可変分周器102の分周比はMと設定される。

[0041] [数2]

$$\left(\frac{NR}{Fxtal}\right) \times \alpha - \frac{\left(\frac{NR}{Fxtal}\right) \times K}{2^m}$$

[0042] この結果、所定期間(NR/Fxtal) × α 中の平均分周比は、簡単化のため(NR/Fxtal) = n、α = 1とおくと、(数3)となる。

[0043] [数3]

$$\frac{(M+1)\left(\frac{n \times K}{2^m}\right) + M\left(n \times \alpha - \frac{n \times K}{2^m}\right)}{n \times \alpha} = M + \left(\frac{K}{2^m}\right) \left(\frac{1}{\alpha}\right) = M + \left(\frac{K}{2^m}\right)$$

[0044] 位相比較器104は、可変分周器102から出力される信号の周波数である(数4)と、基準信号発振器の出力周波数であるFxtalをリファレンス分周器105で分周(分周比=NR)した信号の周波数である(数5)とを比較する。

[0045] [数4]

$$\frac{Fvco}{N \times \left(M + \frac{K}{2^m}\right)}$$

[0046] [数5]

$$\frac{Fxtal}{NR}$$

[0047] そして、位相比較器104は、これらの入力された信号の位相差に従った信号をループフィルタ13を介して電圧値として局部発振器7に供給する。

[0048] このようにして、前述した両者の位相差がなくなり、Fvcoは(数4) = (数5)を満たす。したがって、Fvcoは(数6)で表される。すなわち、局部発振器7は、CPU30より設定された選局データ(M、K)に従った局部発振信号の周波数であるFvcoを出力す

ることになる。

[0049] [数6]

$$F_{vco} = \left( M + \frac{K}{2^m} \right) \times N \times \frac{F_{xtal}}{NR}$$

[0050] ここで、仮にPLL10を構成する各回路の条件、およびCPU30から設定される設定値の組み合わせを「 $F_{xtal}=18\text{MHz}$ 、 $NR=3$ 分周、 $N=2$ 分周、 $m=20$ 、 $M=63$ 、 $K=929987$ 」と定めた場合には、(数7)に示すように、 $F_{vco}$ は766.643MHzとなる。

[0051] [数7]

$$F_{vco} = \left( M + \frac{K}{2^m} \right) \times N \times \frac{F_{xtal}}{NR} = 766.643\text{MHz}$$

[0052] しかしながら、実際の受信装置では、局部発振器7からの局部周波数を前述の(数6)とすることは困難である。すなわち、基準周波数 $F_{xtal}$ を生成する水晶振動子11および水晶発振器12により励起された信号は周波数誤差を有する。周波数誤差は、一般的な水晶振動子を用いた場合には、概略100ppm以下である。したがって、基準周波数 $F_{xtal}$ を18MHzとした場合の周波数誤差の範囲は $\pm 1.8\text{kHz}$ と非常に小さい。ここで、誤差を有する基準周波数を $F_{xtal}^*$ とすると、この誤差を有した基準周波数 $F_{xtal}^*$  ( $=18\text{MHz} \pm 1.8\text{kHz}$ )を用いた局部発振器7は局部周波数に誤差を有する。その局部周波数を $F_{vco}^*$ とすると、 $F_{vco}^*$ は前述の(数7)と同じ条件では766.643MHzに対して76.664kHzという大きな周波数誤差を有することになる(数8)。

[0053] [数8]

$$F_{vco}^* = \left( M + \frac{K}{2^m} \right) \times N \times \frac{F_{xtal}^*}{NR} = 766.643\text{MHz} \pm 76.664\text{kHz}$$

[0054] 本実施の形態における周波数制御器25は、誤差を補正するように動作する。以下では、周波数制御器25の動作について図2を用いて説明する。

[0055] 周波数制御器25は、乗算器25a、除算器25bおよび加減算器25cで構成される。

そして、周波数制御器25は、周波数誤差検出器24からのIF信号における周波数誤差である $\Delta fc$ に基づいて、PLL10の選局データを補正するための演算を行う。前述の(数7)および、(数8)でも示したように、IF周波数の周波数誤差 $\Delta fc$  ( $\Delta fc = Fvco^* - Fvco$ )は、水晶振動子11が有する周波数誤差である $\Delta Fxtal$  ( $\Delta Fxtal = Fxtal^* - Fxtal$ )に起因して、受信部1で発生する。周波数制御器25は、IF信号の周波数誤差 $\Delta fc$ を取り除くため、周波数誤差を有した基準周波数 $Fxtal^*$ で正しい局部発振器7の局部周波数 $Fvco$ を出力するPLL10の新たな分数分周比である $K^*$ を演算により、導出する。このようにして、正しいIF信号周波数が得られる。

[0056] まず、周波数誤差検出器24から出力された周波数誤差 $\Delta fc$ は、乗算器25aに入力される。乗算器25aは、PLL10の累積加算器103の加算上限値「 $2^m$ 」(mは累積加算器103のビット数)と周波数誤差量「 $\Delta fc$ 」とを乗じて、 $2^m \times \Delta fc$ を出力する。

[0057] 次に、除算器25bは、PLL10の基準周波数信号の周波数「 $Fxtal$ 」、リファレンス分周器105の分周比「 $NR$ 」、およびプリスケラ101の分周比「 $N$ 」を用いた「 $(Fxtal / NR) \times N$ 」を $2^m \times \Delta fc$ から除算する。そして、その結果をPLL10の分数分周比 $K$ の補正值 $\Delta K$ として出力する。したがって、補正值 $\Delta K$ は(数9)のように表される。

[0058] [数9]

$$\Delta K = \frac{2^m \times \Delta fc}{\left( \frac{Fxtal}{NR} \right) \times N}$$

[0059] なお、ここまでの演算に用いた「 $m$ 」、「 $Fxtal$ 」、「 $NR$ 」、「 $N$ 」は、前述したように、全てPLL10の回路構成で決定される数値である。周波数制御器25が上記(数9)の演算を簡単に行うために、これらの数値は、復調部2に予めプリセットされていてもよいし、もしくはCPU30から復調部2の記憶部に事前書き込まれていてもよい。

[0060] 次に、除算器25bの出力信号 $\Delta K$ は、加減算器25cの一方に入力される。また、加減算器の他方の入力には、CPU30から出力されるPLL選局用のプリセットデータが入力される。プリセットデータは、PLL10の整数分周比「 $M$ 」と分数分周比「 $K$ 」である。

[0061] 加減算器25cは、これらの入力信号のうち、整数分周比「 $M$ 」には演算を行わず入

力信号をそのまま出力し、分数分周比「 $K$ 」には補正值「 $\Delta K$ 」を加減算した「 $K^*$ 」( $K^* = K \pm \Delta K$ )を出力する。

[0062] ここで、加算もしくは減算のどちらを行うかは、混合器6で周波数混合する高周波信号と局部発振信号との周波数関係によって決定される。周波数関係が、高周波信号周波数より局部周波数が高く設計されているいわゆる「アッパーローカル(Upper Local)」の場合は、IF周波数＝局部周波数－高周波信号周波数となる。また、IF周波数と局部周波数 $F_{vco}$ の周波数のずれ方向は同一となる。この場合には、加減算器25cは、IF周波数の差を示す補正值「 $\Delta K$ 」を減算した「 $K^*$ 」( $K^* = K - \Delta K$ )を出力する。

[0063] 一方、周波数関係が、高周波信号周波数より局部周波数が低く設計されているいわゆる「ローアーローカル(Lower Local)」の場合は、IF周波数＝高周波信号周波数－局部周波数となる。また、IF周波数と局部周波数 $F_{vco}$ の周波数のずれ方向は逆方向となる。例えば、IF周波数が550kHzであり期待値500kHzに対して50kHz高くずれている場合では、局部周波数 $F_{vco}^*$ は期待値 $F_{vco}$ よりも50kHz低い方向にずれていることになる。この場合では、加減算器25cは、IF周波数の差を示す補正值「 $\Delta K$ 」を加算した「 $K^*$ 」( $K^* = K + \Delta K$ )を出力する。

[0064] このように、周波数制御器25は、周波数誤差検出器24から入力された周波数誤差 $\Delta f_c$ からPLL選局用データの補正值「 $\Delta K$ 」を導出し、CPU30から入力されたPLL選局用プリセットデータ( $M, K$ )を( $M, K \pm \Delta K$ )として受信部1のPLL10に供給する。

[0065] 次に、本実施の形態における受信装置の具体的な受信状況を想定した周波数制御の一例を説明する。

[0066] 受信部1の入力端子4に入力された地上デジタル放送の受信信号は、IF信号周波数として出力端子9から出力される。例えば、入力端子4には、デジタル放送信号のチャンネル周波数である $f_{RF}$ (767.143MHz)が入力される。そして、出力端子9からIF周波数である $f_{IF}$ (500kHz)を出力するために、局部発振器7は局部周波数 $F_{vco}$ の期待値として、766.643MHz( $F_{vco} = f_{RF} - f_{IF}$ )を出力する。ここで、局部発振器7から出力される局部周波数 $F_{vco}$ は、PLL10で選局制御された周波数である。

PLL10を構成する各回路の条件、およびCPU30により予めプリセットされた設定値の組み合わせが「Fxtal=18MHz(期待値)、NR=3分周、N=2分周、m=20、M=63、K=929987」とすれば、(数7)に示したように、局部発振器7は期待値Fvco=766.643MHzを出力する。

[0067] しかしながら、PLL10の基準信号Fxtalの信号源である水晶振動子11は、出力周波数Fxtal=18MHz(期待値)に対して+100ppmの周波数精度で誤差を生じることがある。したがって、実際には、 $F_{xtal}^* = 18\text{MHz} + 1.8\text{kHz}$ なる周波数を出力する。この $F_{xtal}^*$ に基づいて、局部発振器7は期待値からの周波数誤差76.664kHzを有する $F_{vco}^*$ を出力する(数10)。

[0068] [数10]

$$F_{vco}^* = \left( M + \frac{K}{2^m} \right) \times N \times \frac{F_{xtal}^*}{NR} = 766.643\text{MHz} + 76.664\text{kHz}$$

[0069] (数10)で示す周波数誤差を有した局部周波数 $F_{vco}^*$ が混合器6に入力されると、混合器6は入力された高周波周波数fRFと局部周波数 $F_{vco}^*$ より周波数誤差を有したIF周波数である $f_{IF}^*$ を出力する。このとき、IF周波数 $f_{IF}^*$ は423.336kHz( $f_{IF}^* = f_{RF} - F_{vco}^*$ )となる。このようにして、周波数変換されたIF信号は、帯域制限フィルタ8等を介して出力端子9から出力され、復調部2の入力端子19へ入力される。

[0070] 次に、復調部2では、AD変換器20は入力されたIF信号をアナログ信号からデジタル信号に変換する。そして、乗算器21は入力されたデジタル信号を複素形式の信号にするとともにベースバンド周波数の信号に変換する。また、フーリエ変換器22は入力された時間領域のデータ列を周波数領域のデータ列に変換する。乗算器21の出力、およびフーリエ変換器22の出力はともに周波数誤差検出器24へ入力され、周波数誤差検出器24で検出されたIF信号の周波数誤差 $\Delta f_c$ が-76.664kHzとして得られ、周波数制御器25に周波数誤差データとして出力される。

[0071] 周波数制御器25は、入力された周波数誤差 $\Delta f_c$ (-76.664kHz)に相当する周波数誤差データと、予めプリセットされた設定値の組み合わせである「Fxtal=18MHz、NR=3分周、N=2分周、m=20」とを用いて、(数9)の演算を行い、可変分周器102の分数分周比の補正值である $\Delta K = -6699$ の結果を得る。さらに、 $\Delta K$ (-

6699)と、CPU30から入力されるPLL選局用のプリセットデータである(M、K) = (63、929987)のKである929987との、加減算が行われる。ここでは、混合器6で周波数混合する高周波信号と局部発振器7からの局部周波数との周波数関係がローアローカルの場合であることから、加減算器25cの演算は加算である。したがって、周波数制御器25は、補正值 $\Delta K$ をKに加算してPLL用に新規の選局データ(M、K<sup>\*</sup>) = (63、923288)を出力する。新規の選局データ(M、K<sup>\*</sup>)は、データ出力端子15および、受信部1のデータ入力端子14を介して、可変分周器102および累積加算器103に供給される。

[0072] 次に、受信部1のPLL10はPLLの選局データを更新する。更新前の選局データはCPU30に予めプリセットされた(M、K) = (63、929987)であったが、更新後の選局データは、周波数制御器25で算出した新規の選局データ(M、K<sup>\*</sup>) = (63、923288)である。PLL10は、新規の選局データ(M、K<sup>\*</sup>)と、+100pmmの周波数精度で誤差を生じた基準信号 $F_{xtal}^* = 18\text{MHz} + 1.8\text{kHz}$ を用いて、(数11)で示す局部周波数の周波数誤差を取り除いた局部周波数である $F_{vco}^{**}$ を局部発振器7から出力させることが可能となる。

[0073] [数11]

$$F_{vco}^{**} = \left( M + \frac{K^*}{2^n} \right) \times N \times \frac{F_{xtal}^*}{NR} = 766.643\text{MHz} \doteq F_{vco}$$

[0074] このようにして、本実施の形態における受信装置は、局部発振信号の周波数誤差を小さくすることができる。これにより、混合器6から出力されるIF信号における周波数誤差が小さくなる。したがって、フィルタ8における希望信号を通過させる通過帯域幅は、従来に比べて、より小さい帯域幅を有するように設計することができる。その結果、フィルタ8の減衰特性が急峻になり、希望信号の近傍周波数に存在する不要な非希望信号の減衰量を増加させることができるという効果が得られる。

[0075] また、混合器6から出力されるIF信号における周波数誤差が小さくなることから、フィルタ次数を小さくすることもでき、回路が小型になり、能動素子で構成したアクティブフィルタでは消費電流が低減される。また、前述したように、受信部1における基準周波数信号には大きな周波数誤差を許容できることから、基準周波数の信号源は、

温度補償型水晶発振器(Temperature Compensated Crystal Oscillator)と  
いった高価な発振器でなく、安価かつ小型な水晶振動子11で構成できるという効果  
が得られる。

[0076] なお、受信部1、復調部2およびCPU30を各々個別の半導体部品で構成した場合  
には、周波数誤差の補正を目的としたPLL10の選局データの更新には専用端子を  
設ける必要はない。受信部1のデータ入力端子14や復調部2のデータ出力端子15  
およびCPU接続端子50は、各々の半導体部品間でデータのやりとりを行うが、これ  
らの端子は半導体部品間で一般的に制御される汎用端子としても問題はない。した  
がって、半導体部品のチップサイズを大きくする原因である専用の端子を用いること  
なく周波数誤差の補正が達成される。

[0077] また、本実施の形態においては、PLL10を一般的に知られる分数分周方式とした  
が、整数分周方式であってもよい。ただし、分数分周方式とした場合には、局部発振  
器7の局部周波数を微小な間隔で選局制御できるため、より高い精度で周波数誤差  
を補正することができる。

[0078] さらにまた、本実施の形態においては、受信信号は地上デジタル放送で採用され  
るOFDM変調方式である。そして、周波数誤差検出器24は、狭帯域周波数誤差検  
出器27にてOFDM変調信号で特徴付けられたガードインターバル期間の信号を用  
いて周波数誤差を検出し、さらに広帯域周波数誤差検出器28にてパイロット信号と  
呼ばれる基準シンボルを用いて周波数誤差を検出する構成としたが、広帯域周波数  
誤差検出器28だけを用いて周波数誤差を補正してもよい。すなわち、周波数誤差検  
出器24は、フーリエ変換器22からの信号の周波数誤差を検出するようにしてもよい。  
このようにしても、地上デジタル放送では、キャリア間隔単位は約1kHz程度であり、  
局部発振器7で発生する出力周波数の誤差に対しては十分に小さいので、誤差の  
補正に利用しても問題は生じない。

[0079] また、本実施の形態においては、受信信号が地上デジタル放送で採用されるOFD  
M変調方式としたが、他の放送方式や通信方式であっても、周波数誤差を検出でき  
る復調部2を用いて本実施の形態に示すIF周波数の周波数誤差の補正を実施する  
ことができる。

- [0080] また、本実施の形態において、受信部1と復調部2とが同一の半導体部品に集積化された構成としてもよい。このようにしても、本実施の形態で述べたIF周波数の周波数誤差の補正は同様に、実施することができる。
- [0081] (実施の形態2)
- 以下、本発明の実施の形態2について図3、図4Aおよび図4Bを用いて説明する。なお、特に説明しない限りは実施の形態1と同様である。
- [0082] 実施の形態2は、実施の形態1における帯域制限フィルタ8を通過帯域の範囲が可変制御可能な可変帯域制限フィルタ208としたことを特徴とする。
- [0083] 図3は本発明の実施の形態2における受信装置のブロック図である。本実施の形態における受信装置の受信部1は、図3に示すように、入力端子4側から復調部2側に向かって、高周波増幅器5と、混合器6と、IF信号が通過する可変帯域制限フィルタ208とがこの順に接続されている。また、可変帯域制限フィルタ208には通過帯域の範囲を制御するための制御信号はデータ入力端子14より入力される。また、データ入力端子14は、データ出力端子15および周波数制御器25を介してCPU30に接続されている。また、実施の形態1で説明したように、周波数制御器25は周波数検出器24からの周波数誤差データを受ける。このような構成により、周波数帯域を制限するために接続されたフィルタとしての通過帯域の範囲を可変制御可能な可変帯域制限フィルタ208は、周波数検出器24からの信号に基づいて、混合器6からの信号の通過帯域範囲を変更可能である。
- [0084] ここで、可変帯域制限フィルタ208は、混合器6で選局されたIF信号のうち、希望信号を通過させて、希望信号の近傍周波数に存在する不要な非希望信号を抑圧させるため、より急峻な減衰特性を有することが好ましい。
- [0085] このため、本実施の形態における受信装置は、IF信号の周波数誤差が補正される前の受信動作状態には、可変帯域制限フィルタ208の通過帯域幅を広くし、希望信号の帯域幅に周波数誤差に相当する帯域幅を加えた範囲のIF信号を通過させるようにCPU30から制御を行う。一方、受信装置は、IF信号の周波数誤差が補正され、誤差が取り除かれた後の受信動作状態には、可変帯域制限フィルタ208の通過帯域幅を狭くし、希望信号の帯域幅だけの範囲のIF信号を通過させるようにCPU30か

ら制御を行う。

- [0086] 次に、図4Aと図4Bを用いて、可変帯域制限フィルタ208のフィルタ特性例について説明する。図4Aは本発明の実施の形態2における通過帯域幅が制御されるフィルタの特性図であり、図4Bは本発明の実施の形態2における通過帯域幅と減衰特性の傾きが制御されるフィルタの特性図である。
- [0087] なお、本実施の形態において、可変帯域制限フィルタ208は、通過帯域をIF信号周波数=500kHz、希望信号帯域幅=430kHzとし、フィルタ形式はバンドパスフィルタとしている。また、IF信号の周波数誤差は最大で±80kHzであるものとし、妨害信号(抑圧すべき非希望信号)が1.5MHzに存在すると想定している。
- [0088] 図4Aと図4Bに示すように、破線は、IF信号の周波数誤差が補正される前の動作状態における希望信号とフィルタ特性とを示し、実線は、IF信号の周波数誤差が補正された後の動作状態における希望信号とフィルタ特性を示している。
- [0089] 図4Aで示す可変帯域制限フィルタ208のフィルタ特性例はその通過帯域幅のみが制御され、IF信号の周波数誤差が補正される前と補正された後で、減衰特性の傾きが変化しないように制御される例を示している。この場合では、IF信号の周波数誤差が補正された後は、通過帯域幅を狭くするとともに妨害信号の抑圧量を大きくすることが可能である。したがって、特に、大きな妨害信号を含む受信環境でも受信特性が良好になるという効果を得られる。また、受信部1の出力と復調部2のAD変換器21の間にアンチエイリアスフィルタを受動部品で構成する場合には、アンチエイリアスフィルタがより低次数な小規模の回路により実現できるという効果を得られる。
- [0090] 図4Bで示す可変帯域制限フィルタ208のフィルタ特性例は、IF信号の周波数誤差が補正される前と補正された後で、通過帯域幅と減衰特性の傾きが制御される例を示している。この場合では、IF信号の周波数誤差が制御された後は、通過帯域幅を狭く制御される。すなわち、カットオフ周波数はIF周波数へ近づき、妨害信号が存在する1.5MHzは減衰量を変化しないように制御されるため、減衰特性の傾きは緩くなる。したがって、特に能動素子を用いたフィルタではフィルタ次数を下げることにより消費電流が低減されるという効果を得られる。
- [0091] なお、本実施の形態2においては、フィルタ形式をバンドパスフィルタとしたが、低

域通過型フィルタを用いても同様の効果を得ることは可能であり、通過帯域を可変に制御すれば、受信特性の良化および消費電流の低減の効果が得られる。

[0092] また、本実施の形態では特定をしていないが、周波数帯域を制限するためのフィルタをSAWフィルタで構成した場合でも同様の効果を得ることは可能である。特に、高い周波数となる第1の中間周波数を有した構成の受信装置では、中間周波帯において周波数帯域を制限するためのフィルタに減衰特性の急峻なSAWフィルタを用いることにより、受信特性が良好になるという効果を得られる。

[0093] (実施の形態3)

以下、本発明の実施の形態3について図5、図6を用いて説明する。なお、特に説明しない限りは実施の形態1と同様である。

[0094] 実施の形態3は、復調部2で構成する周波数誤差検出器24および周波数制御器25の構成が実施の形態1と異なっている。そして、IF信号の周波数誤差 $\Delta f_c$ の検出や、周波数誤差から導出する周波数補正值 $\Delta K$ の演算処理が常時行われなようにしたことを特徴とする。

[0095] 図5は本発明の実施の形態3における受信装置のブロック図である。図5に示すように、受信装置の復調部2は、データを一次記憶するメモリー60を除算器25bと加減算器25cとの間に備え、周波数制御器25がIF信号の周波数誤差からPLL10の補正值 $\Delta K$ を導出し、その補正值 $\Delta K$ をメモリー60が一次記憶する。

[0096] 次に、本実施の形態における受信装置の詳細な動作について説明する。

[0097] 本実施の形態における受信装置は、地上デジタル放送を受信するためにあるチャンネルを選局すると、復調部2の周波数誤差検出器24でIF信号の周波数誤差 $\Delta f_c$ を検出する。そして、周波数制御器25の乗算器25aおよび、除算器25bは、演算処理したPLL10の補正值 $\Delta K$ をメモリー60に出力し、メモリー60は補正值 $\Delta K$ を一次記憶する。また、加減算器25cは、メモリー60から補正值 $\Delta K$ を読み出すことで、CPU30から出力されるPLL10選局用のプリセットデータと補正值 $\Delta K$ を用いて加減算処理を行い、その演算結果をPLL10へ出力する。

[0098] このため、本実施の形態における受信装置は、補正值 $\Delta K$ を一度導出した後、乗算器25aおよび除算器25bをオフして、それらの動作を停止することが可能である。

そして、CPU30の制御により乗算器25aおよび除算器25bをオフした後でも、加減算器25cは、メモリー60から一次記憶された補正值 $\Delta K$ を読み出すことにより、CPU30から出力されるPLL10選局用のプリセットデータと補正值 $\Delta K$ を用いた加減算処理を行い、演算結果をPLL10へ出力することができる。

[0099] なお、図6に示すように、本実施の形態における受信装置の復調部2は、乗算器21の入力側であって周波数誤差検出器24の出力側にスイッチ39を有するようによい。このような構成により、スイッチ39がオン時には、乗算器21と周波数誤差検出器24とはループ接続される。また、スイッチ39がオフ時には、乗算器21により周波数誤差を取り除く動作が行われなため、周波数誤差検出器24は水晶振動子11に起因する周波数誤差をそのまま検出する。

[0100] すなわち、メモリー60に一次記憶される補正值 $\Delta K$ は、スイッチ39がオフされた状態で導出されるため、周波数誤差が乗算器21により取り除かれなまま、メモリー60に一次記憶される。補正值 $\Delta K$ がメモリー60に一次記憶されると、乗算器25aおよび除算器25bはオフされる。そして、加減算器25cは、CPU30から出力されるPLL10選局用のプリセットデータと、メモリー60から読み出す補正值 $\Delta K$ を用いて加減算処理を行い、演算結果がPLL10へ出力される。

[0101] ここで、PLL10は分数分周方式であり、局部発振器7の出力周波数を微小な間隔で選局制御する。そのため、局部発振信号、およびIF信号の周波数誤差が高い精度で補正される。したがって、乗算器21における周波数誤差の補正はあまり必要でなくなり、周波数誤差検出器24、乗算器25aおよび除算器25bは、オフしてもよい。

[0102] このようにして、本実施の形態の受信装置は、IF信号の周波数誤差の検出、周波数誤差から導出する周波数補正值 $\Delta K$ の演算処理、および復調部2における周波数補正を常時行わず、これに該当する回路をオフすることで消費電流を低減する効果を得ることができる。

[0103] なお、本実施の形態の受信装置は、周波数補正值 $\Delta K$ をメモリー60に一次記憶させるタイミングを一度導出した後と限定して述べたが、メモリー60に一次記憶される回数やタイミングを変更しても、同様の効果を得ることができる。例えば、補正值 $\Delta K$ をメモリー60に一次記憶する指示をCPU30が行い、CPU30は一次記憶の指示を

タイマーで管理しながら定期的実施するようにしてもよい。また、急な温度変動といった動作環境の変化で、PLL10の基準信号周波数に周波数シフトが発生した場合には、メモリー60に一次記憶した補正值 $\Delta K$ が瞬間的に適正值でなくなる。そのために、受信特性の悪化する状況が想定される。このような状況では、復調後の受信特性を示すビット誤り率(以下、BER(Bit Error Rate)と略記する)を監視し、BERの悪化に応じて、メモリー60に記憶する補正值 $\Delta K$ が更新されるようにしてもよい。

[0104] (実施の形態4)

以下、本発明の実施の形態4について図7を用いて説明する。なお、特に説明しない限りは実施の形態1と同様である。

[0105] 本実施の形態は、実施の形態1における復調部2の周波数制御器25(図2)で実施する演算処理(前述の(数9))をCPU30上のソフトウェア等で行うことが特徴である。

[0106] 図7は本発明の実施の形態4における受信装置のブロック図である。図7に示すように受信装置の復調部2は、周波数誤差検出器24で検出したIF信号の周波数誤差 $\Delta f_c$ は、CPU接続端子50を介してCPU30に読み込まれる。CPU30は、読み出した周波数誤差 $\Delta f_c$ と、PLL10の回路構成で決定され、CPU30により予めプリセットされた基準信号周波数「Fxtal」、リファレンス分周器105の分周比「NR」、およびプリスケアラ101の分周比「N」、累積加算器103のビット数「m」を用いて、補正值 $\Delta K$ (前述の(数9))を算出する。そして、CPU30は、PLL10の選局プリセットデータである(M、K)と、補正值 $\Delta K$ から新規の選局データである(M、 $K \pm \Delta K$ )を算出し、新規の選局データを受信部1のデータ入力端子14を介して、PLL10へ出力する。

[0107] PLL10は、新規の選局データを用いることにより、局部発振器7から出力する局部発振信号から周波数誤差を取り除き、IF信号周波数からも周波数誤差を取り除くことができる。

[0108] このようにして、本実施の形態における受信装置は、周波数制御器25で行う前述の(数9)に示す演算をCPU30のソフトウェアで行うものであるが、CPU30で演算する補正值 $\Delta K$ は、瞬時の変動が起こりにくい基準信号周波数の精度により決定されるため、CPU30のソフトウェアでも対応可能な低い計算速度で実現することが容易である。また、CPU30で演算する(数9)は、復調部2で算出する $\Delta f_c$ を除き、PLL10

を構成する各回路の条件、およびCPUから設定される設定値を用いる。このため、演算をソフトウェアで実現することにより、例えば、受信部1のPLL10の回路変更が容易になるという効果が得られる。

#### 産業上の利用可能性

- [0109] 本発明の受信装置は、上記構成により局部発振信号の周波数誤差を小さくすることができる。これにより、フィルタの減衰特性が急峻になり、希望信号の近傍周波数に存在する不要な非希望信号の減衰量を増加させることができ、自動車に搭載されるテレビや携帯端末などに利用できる。

## 請求の範囲

- [1] 入力端子と、  
前記入力端子に接続された受信部と、  
前記受信部の出力側に接続された復調部と、  
前記復調部の出力側に接続された出力端子とを備え、  
前記受信部は、PLLと、  
前記PLLからの局部発振信号と前記入力端子からの信号とを混合する混合器と、  
前記混合器の出力側に接続されたフィルタとを有し、  
前記復調部は、前記フィルタからの信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出器を  
有し、  
前記PLLは、前記局部発振信号を前記混合器に供給する局部発振器と、  
前記周波数誤差検出器からの信号に基づいて定められた分周比で前記局部発振器から  
の前記局部発振信号を分周する可変分周器と、  
発振器と、  
前記局部発振器の入力側に接続され、前記可変分周器からの信号と前記発振器からの  
信号とを比較する位相比較器とを有する受信装置。
- [2] 前記復調部は、前記フィルタの出力側に接続されたAD変換器と、  
前記AD変換器の出力側に接続された乗算器と、  
前記乗算器と前記出力端子との間に接続されたフーリエ変換器とを有し、  
前記周波数誤差検出器は、  
前記フーリエ変換器からの信号の周波数誤差を検出する請求項1に記載の受信装置。
- [3] 前記復調部は、前記フィルタの出力側に接続されたAD変換器と、  
前記AD変換器の出力側に接続された乗算器と、  
前記乗算器と前記出力端子との間に接続されたフーリエ変換器とを有し、

前記周波数誤差検出器は、

前記フーリエ変換器によってフーリエ変換される前の前記乗算器からの信号と前記フーリエ変換器によってフーリエ変換された後の信号とによって周波数誤差を検出する請求項1に記載の受信装置。

[4] 前記フィルタは、

前記周波数誤差検出器からの信号に基づいて、前記混合器からの信号の通過帯域範囲を変更可能である請求項1に記載の受信装置。

[5] 前記周波数誤差検出器と前記可変分周器との間に配置され、前記周波数誤差を記憶するメモリーを備えた請求項1に記載の受信装置。

[6] 前記復調部は、前記フィルタの出力側に接続された乗算器と、前記フィルタからの信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出器を有し、前記乗算器と前記周波数誤差検出器とはループ接続され、前記乗算器の入力側であって前記周波数誤差検出器の出力側にスイッチが配置された請求項1に記載の受信装置。

[7] 入力端子と、

前記入力端子に接続された受信部と、

前記受信部の出力側に接続された復調部と、

前記復調部の出力側に接続された出力端子と、

前記出力端子に接続された信号処理部と、

前記信号処理部に接続された表示部とを備え、

前記受信部は、PLLと、

前記PLLからの局部発振信号と前記入力端子からの信号とを混合する混合器と、

前記混合器の出力側に接続されたフィルタとを有し、

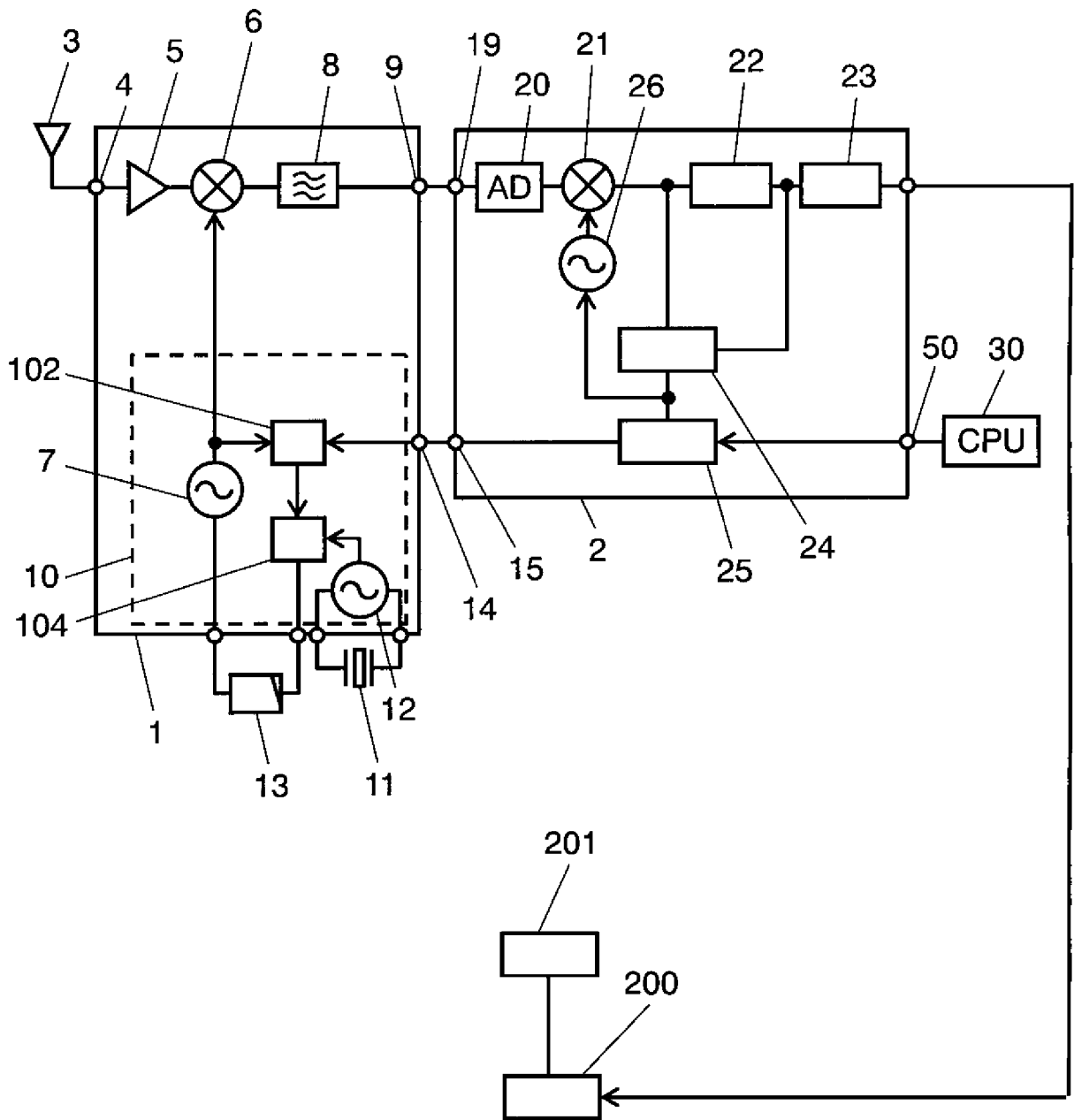
前記復調部は、前記フィルタからの信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出器を有し、

前記PLLは、前記局部発振信号を前記混合器に供給する局部発振器と、

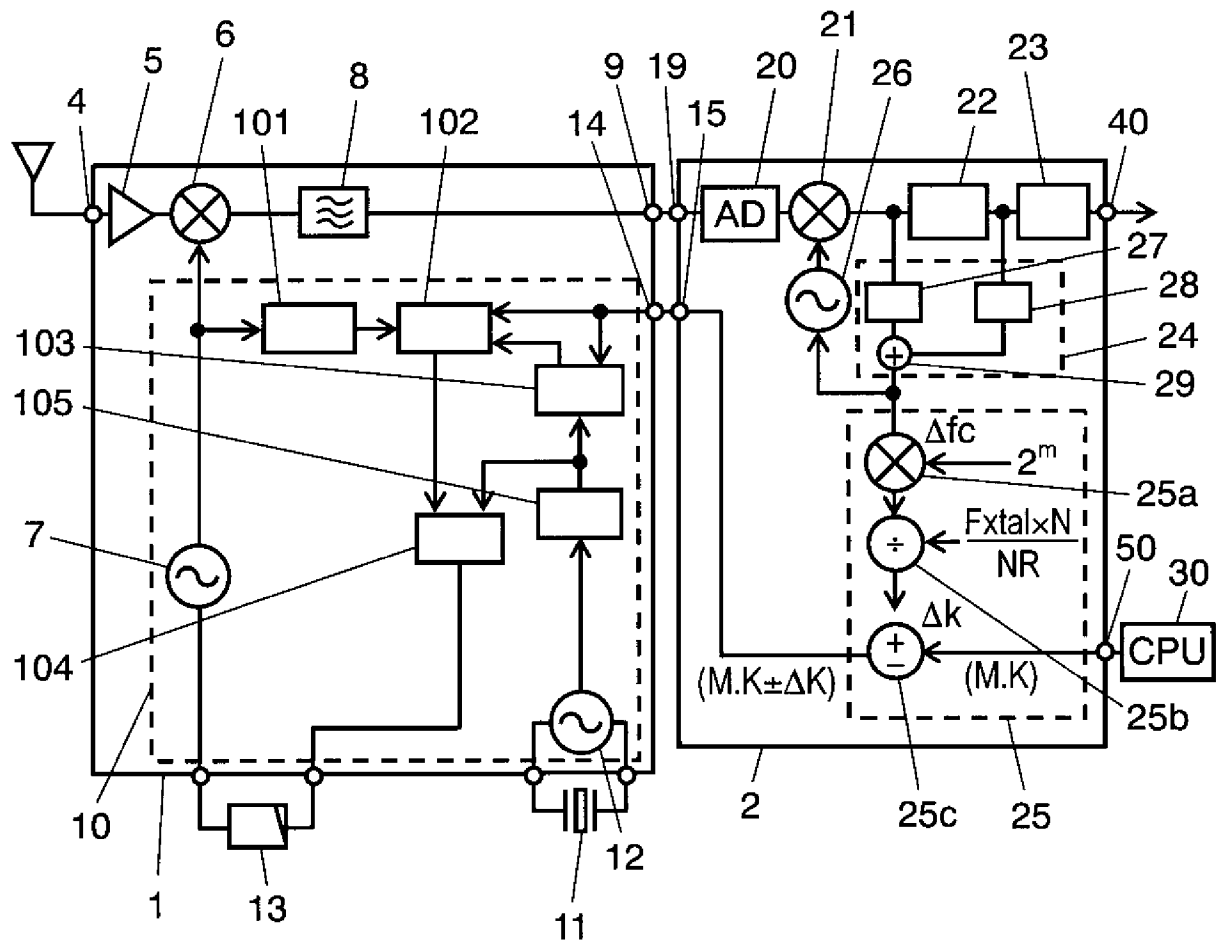
前記周波数誤差検出器からの信号に基づいて定められた分周比で前記局部発振器からの前記局部発振信号を分周する可変分周器と、

発振器と、  
前記局部発振器の入力側に接続され、前記可変分周器からの信号と前記発振器からの信号とを比較する位相比較器とを有する電子機器。

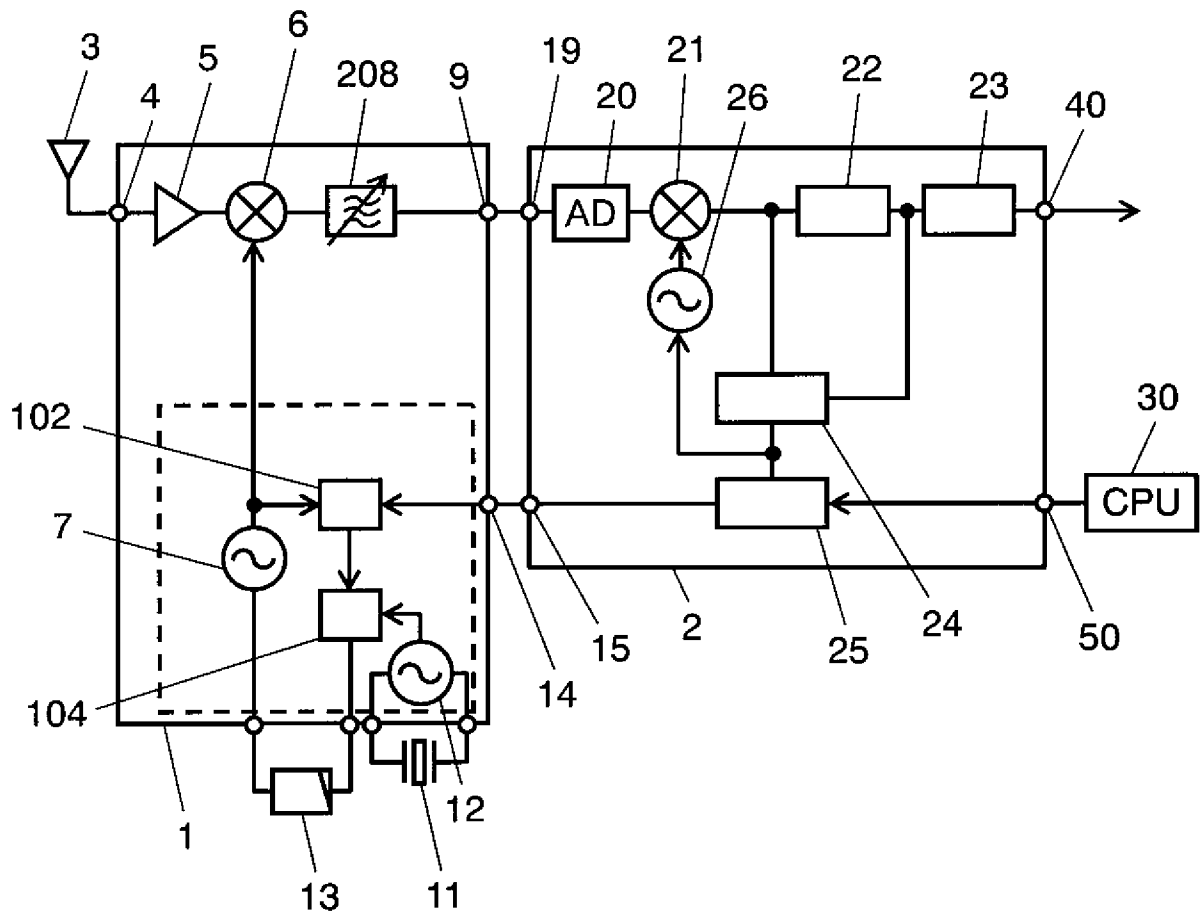
[図1]



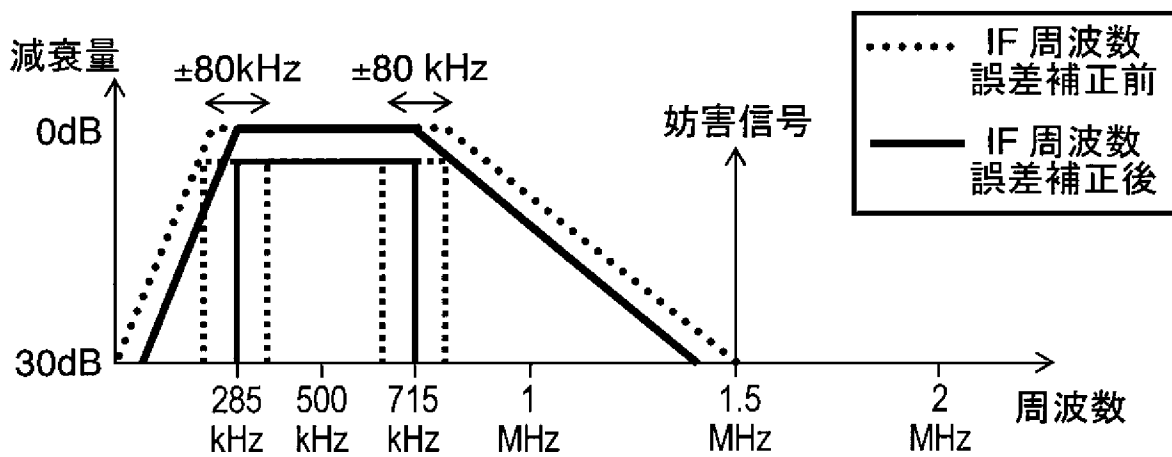
[図2]



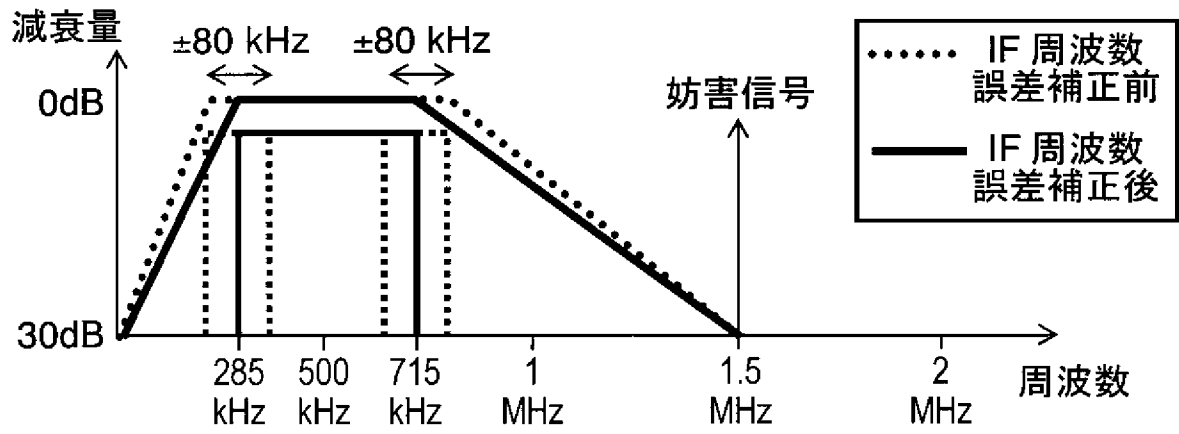
[図3]



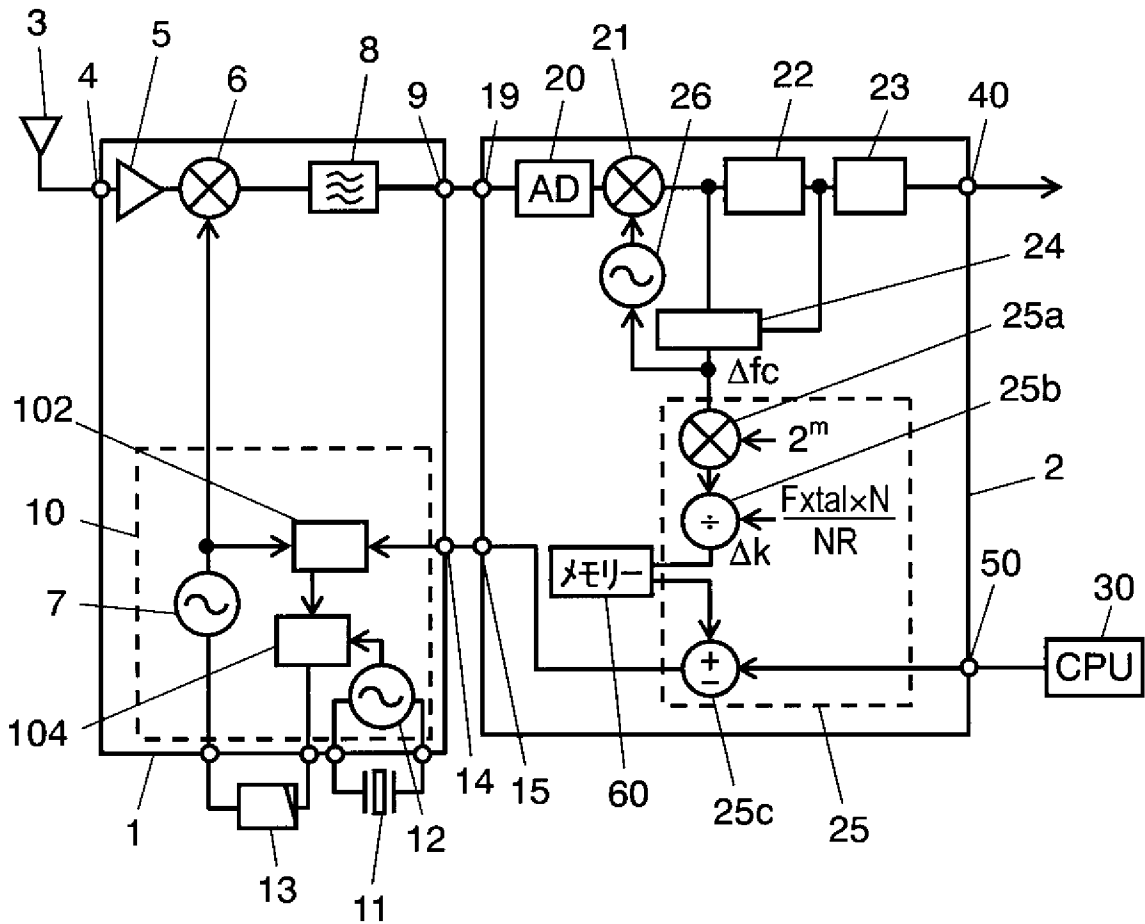
[図4A]



[図4B]

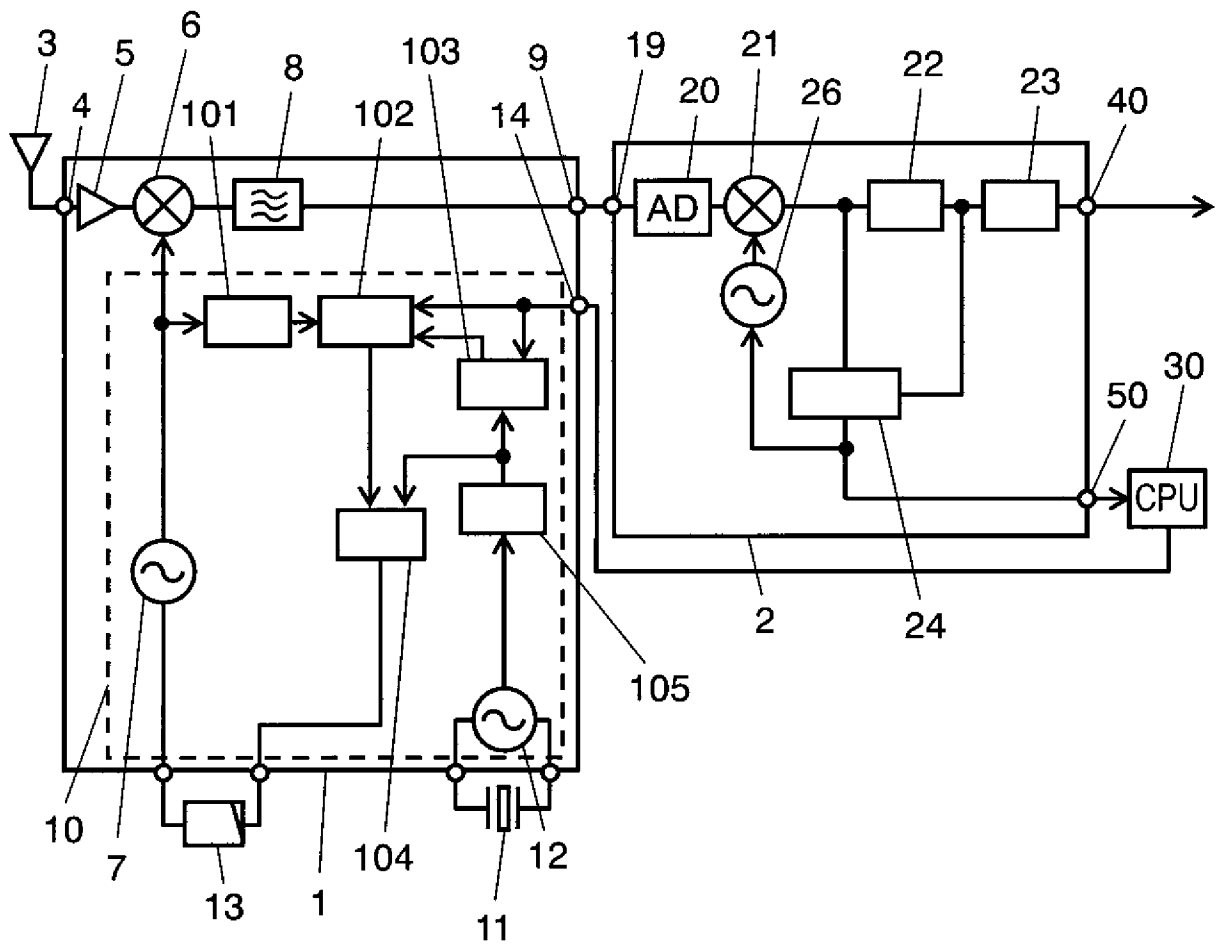


[図5]

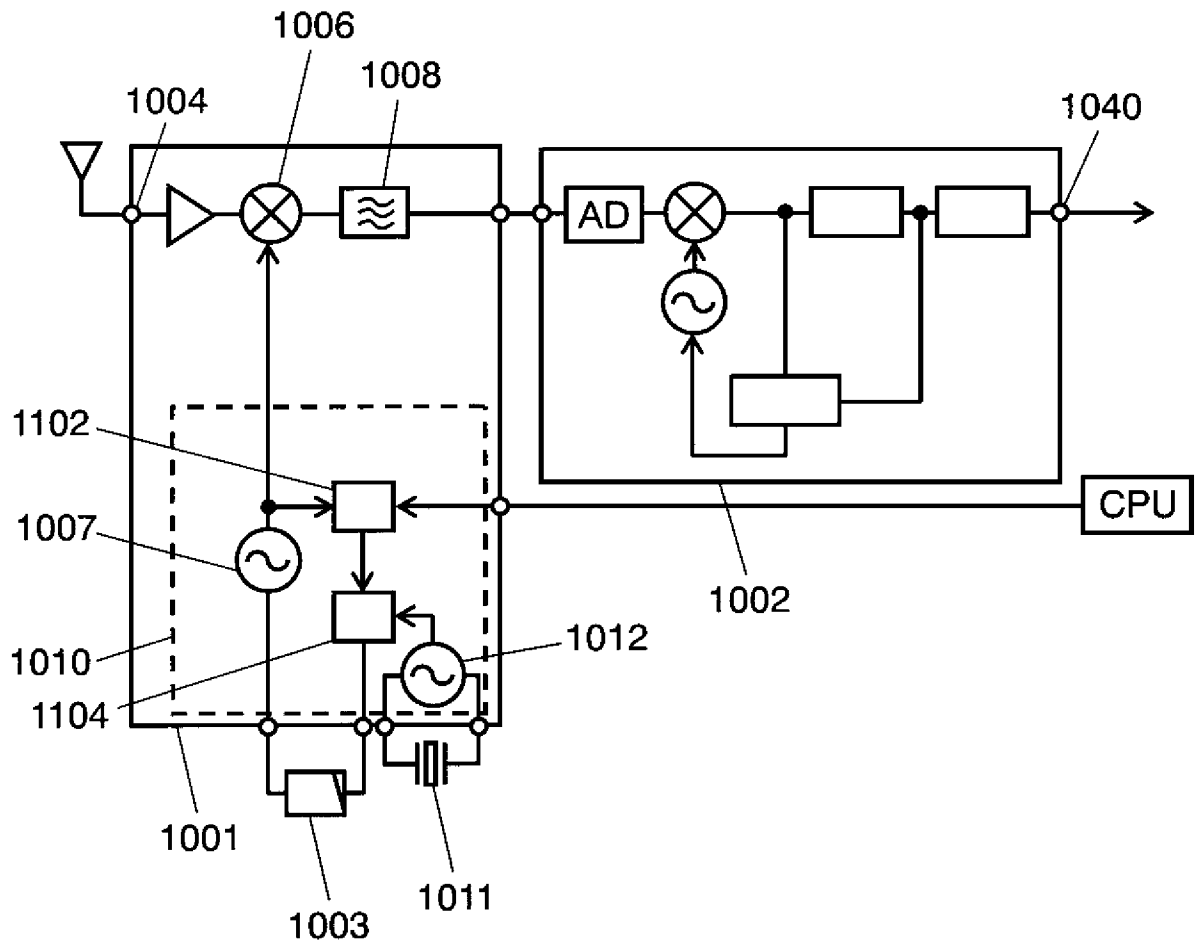




[図7]



[図8]



**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.  
PCT/JP2006/311505

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**  
H04B1/26(2006.01) i, H03J7/02(2006.01) i, H03L7/183(2006.01) i, H04J11/00(2006.01) i

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)  
H04B1/26, H03J7/02, H03L7/183, H04J11/00

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

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2006
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2006	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2006

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

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 2001-36386 A (Kenwood Corp.), 09 February, 2001 (09.02.01), Par. Nos. [0020] to [0036]; Fig. 1 (Family: none)	1-5, 7 6
Y A	JP 02-49223 U (Aiwa Co., Ltd.), 05 April, 1990 (05.04.90), Pages 3 to 6; Fig. 3 (Family: none)	1-5, 7 6
Y A	JP 10-284997 A (NEC Corp.), 23 October, 1998 (23.10.98), Full text; Fig. 1 (Family: none)	1-5, 7 6

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 application or patent 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 22 August, 2006 (22.08.06)	Date of mailing of the international search report 29 August, 2006 (29.08.06)
-----------------------------------------------------------------------------------------	----------------------------------------------------------------------------------

Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office	Authorized officer
Facsimile No.	Telephone No.

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.

PCT/JP2006/311505

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2002-064457 A (Kabushiki Kaisha Advanced Digital Television Broadcasting Laboratory), 28 February, 2002 (28.02.02), Full text; all drawings & WO 1999/007095 A1	3
Y	JP 2004-222192 A (Sanyo Electric Co., Ltd.), 05 August, 2004 (05.08.04), Full text; all drawings (Family: none)	4

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC)) Int.Cl. H04B1/26(2006.01)i, H03J7/02(2006.01)i, H03L7/183(2006.01)i, H04J11/00(2006.01)i			
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.Cl. H04B1/26, H03J7/02, H03L7/183, H04J11/00			
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 1971-2006年 日本国実用新案登録公報 1996-2006年 日本国登録実用新案公報 1994-2006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)			
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	
Y A	J P 2 0 0 1 - 3 6 3 8 6 A (株式会社ケンウッド) 2 0 0 1 . 0 2 . 0 9 , 段落【0020】-【0036】, 第1図 (ファミリーなし)	1-5, 7 6	
Y A	J P 0 2 - 4 9 2 2 3 U (アイワ株式会社) 1 9 9 0 . 0 4 . 0 5 , 第3-6頁, 第3図 (ファミリーなし)	1-5, 7 6	
<input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> 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 2 2 . 0 8 . 2 0 0 6		国際調査報告の発送日 2 9 . 0 8 . 2 0 0 6	
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/J P) 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) 高橋 宣博	5W 3360 電話番号 03-3581-1101 内線 3574

C (続き) . 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
Y	JP 10-284997 A (日本電気株式会社) 1998. 10. 23, 全文, 第1図	1-5, 7
A	(ファミリーなし)	6
Y	JP 2002-064457 A (株式会社次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所) 2002. 02. 28, 全文, 全図 & WO 1999/007095 A1	3
Y	JP 2004-222192 A (三洋電機株式会社) 2004. 08. 05, 全文, 全図 (ファミリーなし)	4