

(43) 国際公開日
2014 年 4 月 3 日(03.04.2014)



(10) 国際公開番号

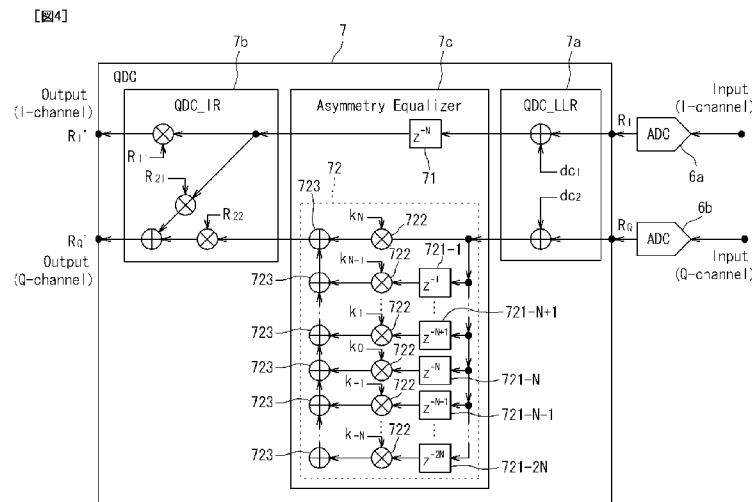
WO 2014/050382 A1

- | | |
|---|--|
| <p>(51) 国際特許分類:
 <i>H04L 27/38</i> (2006.01) <i>H04B 1/26</i> (2006.01)
 <i>H04B 1/10</i> (2006.01) <i>H04L 27/22</i> (2006.01)</p> | <p>TORNEYS); 〒6500023 兵庫県神戸市中央区栄町通四丁目1番11号 Hyogo (JP).</p> |
| <p>(21) 国際出願番号: PCT/JP2013/072434</p> | <p>(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, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.</p> |
| <p>(22) 国際出願日: 2013 年 8 月 22 日(22.08.2013)</p> | <p>(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, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).</p> |
| <p>(25) 国際出願の言語: 日本語</p> | |
| <p>(26) 国際公開の言語: 日本語</p> | |
| <p>(30) 優先権データ:
 特願 2012-210799 2012 年 9 月 25 日(25.09.2012) JP</p> | |
| <p>(71) 出願人: 住友電エネットワークス株式会社(SUMITOMO ELECTRIC NETWORKS, INC.) [JP/JP]; 〒1410022 東京都品川区東五反田三丁目20番14号 Tokyo (JP).</p> | |
| <p>(72) 発明者: 大西 政彦(ONISHI, Masahiko); 〒5540024 大阪府大阪市此花区島屋一丁目1番3号 住友電エネットワークス株式会社内 Osaka (JP).</p> | |
| <p>(74) 代理人: 特許業務法人サンクレスト国際特許事務所(SUNCREST PATENT AND TRADEMARK AT-</p> | |

[続葉有]

(54) Title: COMPENSATION DEVICE, AND WIRELESS COMMUNICATION DEVICE

(54) 発明の名称：補償装置及び無線通信装置



(57) Abstract: A compensation device for carrying out a compensation process for eliminating image components within a quadrature demodulation signal, the compensation device being provided with a quadrature demodulation compensation unit for compensating for the quadrature demodulation signal having an I signal and a Q signal, wherein the quadrature demodulation compensation unit carries out a compensation process for compensating for the characteristic difference between the frequency characteristic of a first filter carrying out a filter process on the I signal and the frequency characteristic of a second filter carrying out a filter process on the Q signal.

(57) 要約: 補償装置は、直交復調信号中のイメージ成分を除去する補償処理を行う補償装置であって、I信号及びQ信号を有する前記直交復調信号の補償を行う直交復調補償部を備え、前記直交復調補償部は、前記I信号に対するフィルタ処理を行う第1フィルタの周波数特性と、前記Q信号に対するフィルタ処理を行う第2フィルタの周波数特性と、の特性差を補償する補償処理を行うよう構成されている。

WO 2014/050382 A1

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

発明の名称：補償装置及び無線通信装置

技術分野

[0001] 本発明は、補償装置及び無線通信装置に関するものである。

背景技術

[0002] 直交変調信号を受信すると、その受信信号に対する直交復調が必要となる。このような直交復調は、特許文献１に記載されている。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献１：特開２０１０－１３０６３０号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] 直交復調を、特許文献１に示すようにアナログ信号処理で行う場合、受信信号が直交復調器によって歪を受けることがある。

歪の要因としては、直交復調器における直交度のずれ、及び、 I/Q ゲイン不平衡（アナログ直交復調器内の I/Q 不平衡）などがある。直交度のずれ及び I/Q ゲイン不平衡（ I/Q 不平衡）によって生じる歪は、イメージ成分とよばれる。

本発明者は、イメージ成分の除去をするための補償処理の研究を行う中で、単に、直交度のずれ及び I/Q ゲイン不平衡（ I/Q 不平衡）を補償しても、イメージ成分を十分に除去できない場合があることを新規に見出した。

[0005] つまり、直交復調器から出力された I 信号及び Q 信号それぞれに対して、ローパスフィルタ（LPF）などのフィルタによってフィルタリング処理が行われることがある。フィルタを構成する素子（インダクタ、キャパシタなど）の定数のばらつきや、回路製作時の実装のばらつきにより、 I 信号用のフィルタの周波数特性と Q 信号用のフィルタの周波数特性とには、特性差が生じることがある。

本発明者は、このフィルタの周波数特性差が、イメージ成分を十分に除去できない原因となっていることを発見した。

[0006] 本発明は、フィルタの周波数特性差が、イメージ成分を十分に除去できない原因となっているという新規な知見に基づくものであり、フィルタの周波数特性差を考慮することで、イメージ成分の除去をより効果的に行えるようにすることを目的とする。

課題を解決するための手段

[0007] ある観点からみた本発明は、直交復調信号中のイメージ成分を除去する補償処理を行う補償装置であって、I信号及びQ信号を有する前記直交復調信号の補償を行う直交復調補償部を備え、前記直交復調補償部は、前記I信号に対するフィルタ処理を行う第1フィルタの周波数特性と、前記Q信号に対するフィルタ処理を行う第2フィルタの周波数特性と、の特性差を補償する補償処理を行うよう構成されていることを特徴とする補償装置である。

[0008] なお、本発明は、このような特徴的な補償装置や当該補償装置を備える無線通信装置として実現することができるだけでなく、かかる補償装置や無線通信装置を含むシステムとして実現できる。また、かかる補償装置や無線通信装置で行われる特徴的な処理をステップとする方法として実現したり、かかるステップをコンピュータに実行させるためのプログラムとして実現したりすることができる。また、上記補償装置や無線通信装置の一部または全部を実現する半導体集積回路として実現できる。更に、上記プログラムは、CD-ROM等の記録媒体に記憶させることができる。

発明の効果

[0009] 本発明によると、イメージ成分を十分に除去できない原因を減少させて、イメージ成分の除去をより効果的に行うことができる。

図面の簡単な説明

[0010] [図1]無線通信装置（受信機）の構成図である。

[図2]直交復調補償部の構成図である。

[図3]図2の直交復調補償部によるイメージ抑圧性能評価グラフである。

[図4]実施形態に係る直交復調補償部の構成図である。

[図5]実施形態に係る直交復調補償部の変形例を示す構成図である。

[図6]図4の直交復調補償部によるイメージ抑圧性能評価グラフである。

[図7]図4の直交復調補償部によるシミュレーション結果を示す周波数スペクトラムである。

[図8]図4の直交復調補償部によるイメージ抑圧性能評価結果を示す表である。

[図9]信号発生器の回路図である。

[図10]外部信号発生器及びその周辺の回路図である。

[図11] (a) はVCOへの制御信号を示し、(b) はVCOの発振周波数を示す図である。

[図12] (a) はVCOへの制御信号を示し、(b) はVCOの発振周波数を示す図である。

[図13]制御部の構成図である。

[図14]QDC演算処理のフローチャートである。

[図15]基準信号を示す図である。

[図16]DCオフセットを有するI信号を示す図である。

[図17]DCオフセットを有するQ信号を示す図である。

[図18] (a) は直交復調信号を示す図であり、(b) は直交復調信号から生成した基準信号レプリカである。

[図19] (a) は直交復調信号を示す図であり、(b) はイメージ成分だけが存在する部分が抽出された信号を示す図であり、(c) 基準信号だけが存在する部分が抽出された信号を示す図であり、(d) は(b)と(c)のとの合成信号を示す図である。

[図20]RALC演算処理のフローチャートである。

[図21] (a) は図4の直交復調補償部7の行う補償処理を示す式2であり、(b) はイメージ成分を示す式3である。

発明を実施するための形態

[0011] [実施形態の要旨]

以下、実施形態の内容を下記（１）～（７）に列記して説明する。

（１）ある観点からみた本発明に係る実施形態は、直交復調信号中のイメージ成分を除去する補償処理を行う補償装置であって、Ｉ信号及びＱ信号を有する前記直交復調信号の補償を行う直交復調補償部を備え、前記直交復調補償部は、前記Ｉ信号に対するフィルタ処理を行う第１フィルタの周波数特性と、前記Ｑ信号に対するフィルタ処理を行う第２フィルタの周波数特性と、の特性差を補償する補償処理を行うよう構成されていることを特徴とする補償装置である。

ある観点からみた前記本発明によると、第１フィルタ及び第２フィルタの周波数特性差を補償することができるため、イメージ成分を十分に除去できない原因を減少させて、イメージ成分の除去をより効果的に行うことができる。

[0012] （２）前記直交復調補償部が行う前記補償処理は、前記直交復調信号を出力する直交復調器によって生じたイメージ成分を除去するとともに、前記特性差を補償する処理であるのが好ましい。この場合、直交復調器によって生じたイメージ成分を除去するとともに、第１フィルタ及び第２フィルタの周波数特性差を補償することができる。

[0013] （３）前記第１フィルタ及び前記第２フィルタは、それぞれ、アナログフィルタであり、前記直交復調補償部は、前記第１フィルタ及び前記第２フィルタから出力されたアナログの前記Ｉ信号及び前記Ｑ信号がデジタルに変換された信号を受け付けて、デジタル信号処理によって、前記補償処理を行うよう構成されているのが好ましい。この場合、アナログフィルタである第１フィルタ及び第２フィルタの周波数特性差をデジタル信号処理によって補償することができる。

[0014] （４）前記直交復調補償部は、前記Ｉ信号及びＱ信号の少なくともいずれかに対する遅延処理を行う遅延部を有し、前記遅延部は、前記第１フィルタによって生じる群遅延と、前記第２フィルタによって生じる群遅延と、の間の

群遅延差を抑制するのが好ましい。この場合、第1フィルタ及び第2フィルタの周波数特性差によって生じる群遅延差を抑制することで、周波数特性差を補償することができる。

[0015] (5) 前記遅延部は、前記I信号及びQ信号のうち的一方の信号に対して遅延処理を行う第1遅延処理部と、前記I信号及びQ信号のうち他方の信号に対して遅延処理を行う第2遅延処理部と、を備え、前記第1遅延処理部は、前記一方の信号に所定の遅延量の遅延を生じさせるよう構成され、前記第2遅延処理部は、前記第1遅延処理部による前記所定の遅延量よりも小さい遅延量の遅延を生じさせる第1処理と、前記第1遅延処理部による前記所定の遅延量よりも大きい遅延量の遅延を生じさせる第2処理と、を実行可能に構成されているのが好ましい。この場合、I信号及びQ信号のいずれが遅れているかわからない状態でも対応することができる。

[0016] (6) 前記第1フィルタ及び前記第2フィルタの次数をNとした場合に、前記第2遅延処理部の次数は、 $2N$ 以下に設定されているのが好ましい。この場合、第2遅延処理部によって第1フィルタ及び第2フィルタの周波数特性差を確実に補償することができる。

[0017] (7) 他の観点からみた本発明は、前記(1)～(6)のいずれか1項に記載の前記補償装置を備えた無線通信装置である。

[0018] [実施形態の詳細]

以下、本発明の好ましい実施形態について図面を参照しながら説明する。

[1. 通信装置の構成]

図1は、送受信機能を有する無線通信装置における受信機の構成を示している。なお、無線通信装置は、無線基地局装置又は無線端末装置として用いられる。また、図1の構成は、受信機に限らず、自身の無線通信装置の送信機から送信された送信信号を監視（送信アンプのDPD（歪補償）のための監視など）するために、自身が送信した送信信号を受信するモニタ装置としても使用できる。

[0019] 図1に示す受信機1は、受信信号を直交復調する機能を有している。また

、受信機 1 は、直交復調の際に生じる直交復調歪を補償する補償装置としての機能をも有している。

この受信機 1 は、図示しないアンテナで受信した受信信号を増幅する増幅器（ローノイズアンプ）2、受信信号の利得調整を行う可変アッテネータ 3、受信信号の直交復調を行う直交復調器 5 を備えている。

受信機 1 は、更に、直交復調器 5 から出力された直交復調信号（I/Q 信号）それぞれを増幅する増幅器 51a, 51b、I/Q 信号それぞれに対するフィルタリング処理を行うフィルタ（ローパスフィルタ）53a, 53b、アナログ I/Q 信号をデジタル信号に変換する ADC 6a, 6b を備えている。

[0020] 受信機 1 は、更に、直交復調信号（I/Q 信号）の補償を行う直交復調補償部 7、及び、直交復調信号（I/Q 信号）の利得を補償する利得補償部 8 を備えている。

直交復調補償部 7 及び利得補償部 8 は、デジタル信号処理によって補償処理を行うよう構成されている。直交復調補償部 7 は、ADC 6a, 6b によってデジタル信号に変換された I/Q 信号を受け付けて補償処理を行う。

[0021] 直交復調器 5 は、受信搬送周波数の信号（受信搬送周波数に一致する周波数の信号）を生成する発振器 5a、 $\pi/2$ 移相器 5b、乗算器 5c, 5d などのアナログ素子を備えており、アナログ信号処理によって直交復調処理を行うアナログ直交復調器（AQD; Analog Quadrature Demodulator）である。直交復調器 5 を構成するアナログ素子のばらつきにより、受信信号を直交復調した直交復調信号（I/Q 信号）は、歪を受ける。

[0022] 歪の要因としては、

- 1) 発振器 5a から注入される搬送周波数の漏れ（feed through）
- 2) $\pi/2$ 移相器 5b の製造ばらつきに起因する直交度のずれ
- 3) 直交復調器 5 から ADC 6a, 6b までの間の 2 つのパスで生じるゲ

イン不平衡

4) DCオフセット

などが挙げられる。

[0023] 直交復調補償部7は、直交復調器補正 (Quadrature Demodulator Correction) 機能を有し、直交復調器5などによって直交復調信号 (I/Q信号) に生じた歪の補償を行う。

図2は、ローカルリーク除去部7aと、イメージ成分除去部7bと、だけを有する直交復調補償部7を示している。

[0024] ローカルリーク除去部 (QDC_LL R; Quadrature Demodulator Correction_Local Leakage Rejection) 7aは、直交復調歪のうち、ローカルリークを除去する。ローカルリークは、搬送周波数の漏れ及び／又はDCオフセットを原因として発生する。

イメージ成分除去部 (QDC_IR; Quadrature Demodulator Correction_Image Rejection) 7bは、直交復調歪のうち、イメージ成分を除去する。イメージ成分は、直交度のずれ及び／又はゲイン不平衡を原因として発生する。

なお、ローカルリークは、信号の有無にかかわらず観測できる。イメージ成分は信号によって歪の生じ方が変化する。

[0025] ローカルリーク除去部7a及びイメージ成分除去部7bは、直交復調歪 (ローカルリーク又はイメージ成分) を補償するための補償パラメータ (補償係数) R_{11} , R_{21} , R_{22} , dc_1 , dc_2 を用いて、歪補償を行う。補償パラメータは、制御部9にて演算される。

[0026] 図2に示す直交復調補償部7の行う補償処理は、上記補償パラメータを用いて次の式1で表すことができる。

[数1]

$$\begin{pmatrix} R_I'(t) \\ R_Q'(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{11} & 0 \\ R_{21} & R_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_I(t) \\ R_Q(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} dc_1 \\ dc_2 \end{pmatrix} \quad (1)$$

[0027] d_{c1} , d_{c2} は、ローカルリークを除去するための第1補償パラメータである。 R_{11} , R_{21} , R_{22} は、イメージ成分を除去するための第2補償パラメータである。

補償パラメータ R_{11} , R_{21} , R_{22} , d_{c1} , d_{c2} は、制御部9によって算出される。

[0028] 本発明者は、図2に示す直交復調補償部7を用いても、イメージ成分の抑圧が十分にできないケースが生じることを見出した。そこで、本発明者は、イメージ成分の抑圧が十分にできない原因がLPF53a, 53bにあるという仮説を立て、その検証を行った。

[0029] ここで、アナログフィルタは、フィルタを構成する素子（インダクタ、キャパシタなど）の定数のばらつきや、回路製作時の実装のばらつきにより、フィルタの周波数特性にばらつきが生じる。フィルタの周波数特性のばらつきは、フィルタの群遅延のばらつきを生じさせる。

本発明者は、I信号に対してフィルタリング処理を行う第1LPF（第1フィルタ）53aの周波数特性と、Q信号に対してフィルタリング処理を行う第2LPF（第2フィルタ）53bの周波数特性と、の特性差が、イメージ成分の抑圧が十分にできない原因ではないかと考えた。

そこで、本発明者は、アナログフィルタ（LPF）53a, 53bの周波数特性の特性差が、イメージ成分の抑圧が十分にできない原因となるか、シミュレーションにて検証した。

[0030] 図3は、シミュレーション結果を示している。このシミュレーションでは、LPF53a, 53bの周波数特性の特性差によって、LPF53a, 53bの群遅延に差（群遅延差）があった場合における、直交復調補償部7によるイメージ成分抑圧性能の評価を実施した。

[0031] 図3の縦軸は、イメージレベル[dBc]を示し、横軸は補償パラメータ R_{11} , R_{21} , R_{22} , d_{c1} , d_{c2} を算出するアルゴリズム(QDCアルゴリズム)の繰り返し実行回数を示している。

このシミュレーションでは、LPF53a, 53bの群遅延差として、一

1 [ns], -0.75 [ns], -0.5 [ns], -0.25 [ns], 0 [ns], 0.25 [ns], 0.5 [ns], 0.75 [ns], 1 [ns] の場合それぞれについて評価した。なお、群遅延差がマイナスの場合は I 信号が先行し、群遅延差がプラスの場合は Q 信号が先行することを意味する。0 [ns] は群遅延差なし、を意味する。

[0032] 図3に示すように、繰り返し実行することで、イメージレベルは低下する。ただし、群遅延差がない場合には、繰り返し実行するほどイメージレベルは低下していくのに対し、群遅延差がある場合には、繰り返し実行しても、イメージ抑圧レベルが底打ちになっていることがわかる。

[0033] なお、群遅延と I-Q 信号の位相差の関係は、 $\pm 10 \text{ kHz}$ 辺りにおいて、

群遅延差 = 0.00 [ns] : 位相差 = ± 0.0 [degree]

群遅延差 = 0.25 [ns] : 位相差 = ± 0.9 [degree]

群遅延差 = 0.50 [ns] : 位相差 = ± 1.8 [degree]

群遅延差 = 0.75 [ns] : 位相差 = ± 2.7 [degree]

群遅延差 = 1.00 [ns] : 位相差 = ± 3.6 [degree]

となっており、図3より、わずかな位相差があっても、イメージ抑圧を抑制する原因となっていることがわかる。

[0034] そこで、実施形態に係る直交復調補償部7では、図4に示すように、図2にも示すローカルリーク除去部7a及びイメージ成分除去部7bのほか、LPF53a, 53bの周波数特性差を除去するための非対称等化部 (Asymmetry Equalizer) 7cが設けられている。

非対称等化部7cは、LPF53a, 53bの周波数特性差を補償することで、イメージ成分除去部7bとともにイメージ成分を除去することができる。

図2に示す直交復調補償部7の構成では、直交復調器5、増幅器51a, 51b、ADC6a, 6bにて生じる理想特性からのずれを補償することはできても、LPF53a, 53bがイメージ成分の抑圧を阻害するのを抑制

できなかったが、図4に示す直交復調補償部7では、LPF53a, 53bがイメージ成分の抑圧を阻害するのを抑制できるため、図2に示す直交復調補償部7よりもさらに効果的にイメージ成分を除去することができる。

[0035] 図4に示す非対称等化部7cは、直交復調信号（I信号／Q信号）に対して遅延処理を行う遅延部（遅延補償用等化器）として構成されている。

遅延部7cは、第1LPF53aによって生じる群遅延と第2LPF53bによって生じる群遅延と、の間の群遅延差を抑制することで、両フィルタ53a, 53bによる周波数特性差を解消している。

[0036] 遅延部7cは、I信号に対して遅延処理を行う第1遅延処理部71と、Q信号に対して遅延処理を行う第2遅延処理部72と、を備えている。

第1遅延処理部71は、N遅延器（ Z^{-N} ）を有して構成されており、I信号に対してN遅延（単位遅延 Z^{-1} のN倍の遅延；所定の遅延量）を生じさせる遅延処理を行うよう構成されている。

第2遅延処理部72は、FIRフィルタとして構成されている。FIRフィルタとして構成された第2遅延処理部71によって、Q信号が処理されるQチャンネルにおける周波数特性を、I信号が処理されるIチャンネルと同一にすることができる。これにより、イメージ抑圧量の改善が図られる。

なお、第2遅延処理部72は、IIRフィルタとして構成されていてもよい。

[0037] FIRフィルタ型の第2遅延処理部72は、次数が $2N$ （タップ数が $2N+1$ ）であり、 $Z^{-1} \sim Z^{-2N}$ までの $2N$ 個の遅延器721-1～721- $2N$ と、 $2N+1$ 個の乗算器722と、 $2N+1$ 個の加算器723と、を備えている。

$2N+1$ 個の乗算器722において乗じられる $2N+1$ 個のパラメータ $k_N, k_{N-1}, \dots, k_1, k_0, k_{-1}, \dots, k_{-N}$ が、フィルタ53a, 53bの周波数特性差を除去するための補償パラメータ（第3補償パラメータ）である。これらの補償パラメータ $k_N, k_{N-1}, \dots, k_1, k_0, k_{-1}, \dots, k_{-N}$ は、制御部9によって算出される。

[0038] 図4に示す直交復調補償部7の行う補償処理は、第1～第3補償パラメータを用いて、図21(a)に示す式2で表すことができる。

なお、式2において、 $*$ ($n \cdot T$) は、サンプリング間隔 T (秒) としたときの時刻 $n \times T$ におけるアナログ信号を示す。

[0039] 第2遅延処理部72の次数を $2N$ としたのは、第1遅延処理部71の遅延量 N (所定の遅延量) を基準として、 Q 信号が先行する場合でも遅行する場合でも対応できるようにするためである。

第1遅延処理部71の遅延量 N を基準とすると、 Z^{-0} (図4において遅延器としては図示されていない) 及び $Z^{-1} \sim Z^{-N}$ の遅延器721-1～721-Nは、(遅延量 N の遅延、及び) 遅延量 N よりも小さい遅延量の遅延、を生じさせる第1処理を行うことができ、 Q 信号が I 信号に対して遅れている場合の群遅延差を抑制する。

また、第1遅延処理部71の遅延量 N を基準とすると、 $Z^{-N} \sim Z^{-2N}$ の遅延器721-N～721-2Nは、(遅延量 N の遅延、及び) 遅延量 N よりも大きい遅延量の遅延、を生じさせる第2処理を行うことができ、 I 信号が Q 信号に対して遅れている場合の群遅延差を抑制するためのものである。

[0040] 第2遅延処理部72の次数を $2N$ とすることで、 I 信号と Q 信号のどちらが遅れているかわからない状態でも対応することができる。

なお、第1遅延処理部71を Q -チャンネルに設け、第2遅延処理部72を I -チャンネルに設けてもよい。

また、 I 信号と Q 信号のどちらが遅れているかがわかっている場合には、第1遅延処理部を省略し、第2遅延処理部72の次数を N とするとともに、第2遅延処理部72を遅れている信号側のチャンネルに設けてもよい。

[0041] 図5は、図4に示す直交復調補償部7の変形例を示している。図5に示す直交復調補償部7では、イメージ成分除去部7bにおいて補償パラメータ R_2 を乗じる乗算器が省略されている。その代わり、図5に示す直交復調補償部7では、第2遅延処理部72における $2N+1$ 個の乗算器722それぞれにおいて、補償パラメータ R_{22} が、 $2N+1$ 個のパラメータ $k_N, k_{N-1}, \dots$

$\cdot, k_1, k_0, k_{-1}, \dots, k_{-N}$ とともに乗じられている。

図5の直交復調補償部7は、図4と同じ補償処理を行えるが、イメージ成分除去部7bの乗算器を一つ省略でき、回路の簡素化が図られている。

[0042] 図6は、LPF53a, 53b間の群遅延差として1 [ns] を想定した場合のイメージ抑制性能の評価（シミュレーション）結果を示している。

このシミュレーションでは、第2遅延処理部72の次数2Nが、0, 2, 4, 6, 8である場合それぞれについて評価した。

図6に示すように、第2遅延処理部72の次数が大きくなるほど、イメージ抑圧性能が向上していることがわかる。ただし、図6の結果では、群遅延差1 [ns] 程度であれば、次数を6程度にすることで、イメージ抑圧性能が飽和した。

[0043] 図7は、実際の受信信号を用いたシミュレーションを行った結果を示している。図7のシミュレーション結果は、直交復調補償部7による補償を行わない場合（図7中のNoQDC）、図2の直交復調補償部7による補償を行った場合（図7中のQDC）、図4の直交復調補償部7（第2遅延処理部72の次数2N=8）による補償を行った場合（図7中のQDCw2N-AE）の周波数スペクトラムを示している。なお、このシミュレーションでは、ローカルリーク除去は実施していない。

[0044] 図7に示すように、図2の直交復調補償部7による補償を行うと、補償を行わない場合のイメージ成分（イメージレベル=-39.673 [dBc]）よりはイメージ成分を抑圧でき、イメージレベルが-47.117 [dBc] となる。

そして、図4の直交復調補償部7による補償を行うと、さらにイメージ成分を抑圧でき、イメージレベルが-68.459 [dBc] となる。

このように、図4の直交復調補償部7による補償を行うと、イメージ抑圧性能が改善することがわかる。

[0045] 図8も、イメージレベルの抑圧性能を検証したシミュレーション結果を示している。

ここでは、図1に示す回路におけるLPF53a, 53bとして、複数の異なる条件のLPF (LPF-A, LPF-B, LPF-C) を用いた。また、同一条件のLPFについて、それぞれ4つの回路 (No. 1~No. 4) を製作した。つまり、ある条件のLPF-Aについて、4つの回路 (No. 1~No. 4) を製作し、別の条件のLPF-Bについて、4つの回路 (No. 1~No. 4) を製作し、さらに別の条件のLPF-Cについて、4つの回路 (No. 1~No. 4) を製作した。

図8において、「補償前」は、図4の直交復調補償部7による補償を行わない場合のイメージレベルを示している。LPFの条件が異なる場合はもちろん、同一条件のLPFであっても、LPFを構成する素子のばらつきにより回路の特性が微妙に変化してしまい、イメージレベルには差があることがわかる。

[0046] 図8では、各LPF (LPF-A, LPF-B, LPF-C) の回路No. 1~No. 4それぞれについて、第2遅延処理部72の次数2Nを、0, 2, 4, 6, 8とした場合それぞれのシミュレーション結果を示している。

図8から明らかなように、第2遅延処理部72の次数2Nを4以上になると、イメージ成分を-65 [dBc] に抑えることが出来る。

[0047] ここで、第2遅延処理部72の次数は、第1フィルタ53a及び第2フィルタ53bの次数をNとした場合に、2N以下であるのが好ましい。

第1フィルタ53a及び第2フィルタ53bの次数がNであれば、これらのフィルタ53a, 53bの周波数特性差を抑制するには、最大でも次数NのFIRフィルタとして構成された第2遅延処理部72があればよい。そして、本実施形態の第2遅延処理部72は、

I信号, Q信号のどちらが遅れているかわからない場合でも対応できるようにするため、周波数特性差抑制に必要な次数Nの2倍の次数を有するフィルタとして構成されている。

以上より、第2遅延処理部72の次数は、第1フィルタ53a及び第2フィルタ53bの次数をNとした場合に、2N以下であればよい。

[0048] さて、図1に戻り、制御部9は、補償パラメータ R_{11} , R_{21} , R_{22} , k_N , k_{N-1} , $\dots$, k_1 , k_0 , k_{-1} , $\dots$, k_{-N} , d_{c1} , d_{c2} を求める際には、アンテナによって受信した通常の受信信号ではなく、所定の帯域幅を持つ特別な信号（基準信号）を用いる。補償パラメータを求めるために用いる基準信号は、信号発生器10が発生する。

[0049] つまり、前記基準信号を発生させる信号発生器10と、前記基準信号を直交復調した直交復調信号に基づいてイメージ成分を除去するための補償パラメータ R_{11} , R_{21} , R_{22} , k_N , k_{N-1} , $\dots$, k_1 , k_0 , k_{-1} , $\dots$, k_{-N} を演算する制御部9と、補償パラメータ R_{11} , R_{21} , R_{22} , k_N , k_{N-1} , $\dots$, k_1 , k_0 , k_{-1} , $\dots$, k_{-N} を用いて直交復調歪のうちのイメージ成分を除去する直交復調補償部7とは、直交復調器5によって生じたイメージ成分を除去する補償処理を行う補償装置を構成している。

なお、図4に示すように、直交復調補償部7は、ローカルリーク除去部7aと、イメージ成分除去部7bと、非対称等化部（遅延部）7cと、を備えているが、前記補償装置が直交復調器5によって生じたイメージ成分を除去するためだけであれば、ローカルリーク除去部7aは省略できる。

[0050] [2. 信号発生器]

図9は、信号発生器10の回路構成を示している。信号発生器は、位相ロックループ（PLL; Phase Lock Loop）方式の発振回路に、外部信号発生器（外部信号発生部）21を付加したものである。

[0051] 図9に示すPLL方式の発振回路は、位相比較器22、チャージポンプ（Charge Pump）回路23、ローパスフィルタ（ループフィルタ）24、電圧制御発振器（VCO）25、分周器26, 27を備えている。

[0052] 位相比較器22は、基準周波数 f_{ref} に対してR分周を行う分周器27の出力信号と、電圧制御発振器25の出力信号（周波数 f_{out} ）に対してN分周を行う分周器26の出力信号と、を比較し、両者の位相差に応じた電圧を出力する。位相比較器22の出力電圧は、チャージポンプ回路23及びローパスフィルタ24を通過することで、電圧制御発振器25への制御信号（制御電

圧)となる。

電圧制御発振器 25 の出力信号は、分周器 26 を介して、位相比較器 22 にフィードバックされ、位相ロックループが形成される。一般的な位相ロックループ方式の発振回路では、位相ロックループによって、電圧制御発振器 25 から、一定の周波数の信号が出力される。

[0053] これに対し、図 9 に示す信号発生器 10 は、外部信号発生器 21 が設けられている。図 10 に示すように、外部信号発生器 21 は、正弦波のように時間変動する信号を生成する発振器（可変周波数発振器）29 を備えている。発振器 29 によって発生した信号（外部信号） V_{ext} は、電圧制御発振器 25 の制御信号に重畳される。

すなわち、位相比較器 22 の出力電圧が、チャージポンプ回路 23 及びローパスフィルタ 24 を通過することで生成された原制御信号（原制御電圧） V_{ctrl}' に、外部信号 V_{ext} が重畳された制御信号（制御電圧） V_{ctrl} が生成される。

[0054] 図 10 の信号発生器 10 では、発振器 29 の出力信号は、非反転増幅器 30、切替部（スイッチ）30b、コンデンサ 30c を介して、電圧制御発振器 25 の入力ライン 28 上に与えられる。

[0055] 非反転増幅器 30 は、発振器 29 によって発生した外部信号の振幅を調整する機能を有している。なお、外部信号 V_{ext} の振幅調整が必要ない場合には、非反転増幅器 30 を、ボルテージフォロア回路として構成してもよい。

[0056] 切替部 30b は、外部信号 V_{ext} の制御信号への重畳の ON/OFF を行う機能を有している。切替部 30b を ON にすることで、位相比較器 22 の出力電圧に外部信号 V_{ext} が重畳された制御電圧 V_{ext} が電圧制御発振器 25 に与えられる第 1 モードにすることができる。また、切替部 30b を OFF にすることで、位相比較器 22 の出力電圧に外部信号 V_{ext} が重畳されていない制御電圧 V_{ext}' が電圧制御発振器 25 に与えられる第 2 モードにすることができる。

切替部 30b における ON/OFF 切替は、制御部 9 からの制御信号（C

h i r p / C W 信号) によって行われる。

なお、コンデンサ 30 c は、A C カップリングの役割をし、原制御信号 V_{ctrl} をバイアス電圧として外部信号 V_{ext} をスイングさせる機能を有している。

[0057] 電圧制御発振器 (VCO) 25 の入出力特性は、制御信号 (制御電圧) V_{ctrl} に対して、出力周波数 (発振周波数) f_{out} が単調増加する。つまり、電圧制御発振器 (VCO) 25 からは、制御信号 V_{ctrl} の大きさに応じた出力周波数 (発振周波数) f_{out} の信号が出力される。

なお、VCO 25 の出力側には可変アッテネータ 40 が設けられており、受信機の利得を上げる際に、信号発生器 10 から入力される信号が飽和しないようにするため等の目的で VCO 25 の出力を調整することができる。可変アッテネータ 40 は、制御部 9 から調整できる。

[0058] 図 11 (a) に示すように、外部信号 V_{ext} が重畳されず、位相比較器 22 の出力電圧に応じた制御信号 (制御電圧) V_{ctrl} だけが電圧制御発振器 25 に与えられる場合には、信号発生器 10 は、通常の位相ロックループ回路として機能し、図 11 (b) に示すように、単一の周波数 f_0 の信号 (無変調連続波) が、電圧制御発振器 25 から出力される。

[0059] 一方、図 12 (a) に示すように、位相比較器 22 の出力電圧に応じた制御信号 (制御電圧) V_{ctrl} に、外部信号発生器 21 によって発生した外部信号 (正弦波) V_{ext} が重畳された制御信号 (制御電圧) V_{ctrl} が、電圧制御発振器 25 に与えられる場合には、図 12 (b) に示すように、電圧制御発振器 25 から出力される出力信号の周波数 f_{out} は、外部信号 V_{ext} の振幅値の時間的変化に応じて、周波数 f_0 を中心として時間的に変化する。

[0060] つまり、外部信号 V_{ext} の振幅値がゼロであれば、電圧制御発振器 25 の出力周波数は、制御信号 (制御電圧) V_{ctrl} によってロックされる周波数 f_0 となるが、外部信号 V_{ext} の時間変動によって、外部信号 V_{ext} の振幅値がゼロよりも大きくなると、電圧制御発振器 25 の出力周波数は、 f_0 よりも大きくなる。逆に、外部信号 V_{ext} の時間変動によって、外部信号 V_{ext} の振幅値

がゼロよりも小さくなると、電圧制御発振器 25 の出力周波数は、 f_0 よりも小さくなる。

[0061] 外部信号 V_{ext} の時間変動に応じた、電圧制御発振器 25 の出力周波数（発振周波数）の変動は、 f_0 を中心として、 $f_0 - (f_w / 2)$ から $f_0 + (f_w / 2)$ の間で生じる。つまり、電圧制御発振器 25 の出力周波数が時間的に変化する周波数範囲は f_w である。

[0062] 信号発生器 10 は、外部信号発生器 21 を有していることで、チャープ信号（*chirp signal*）のように、所定の周波数範囲 f_w 内で周波数が時間的に変化する信号を生成することができる。

チャープ信号のように、所定の周波数範囲 f_w 内で周波数が時間的に変化する信号は、時間を無視すれば、周波数帯域幅が f_w である信号とみなすことができる。したがって、信号発生器 10 は、所定の帯域幅 f_w の信号（基準信号）を発生する装置であるとみなすことができる。

[0063] 従来、チャープ信号を生成するには、デジタルで生成した信号をアナログ変換し、さらに変調する必要がある、装置のコスト高及び大型化を招くおそれがあった。

しかし、図 9 に示す信号発生器 10 では、一般的な PLL 回路に外部信号発生器 21 を追加するだけで、容易にチャープ信号を生成することができる。

[0064] 信号発生器 10 によって発生する信号の帯域（周波数範囲） f_w の値は、主に、外部信号 V_{ext} の振幅によって決定される。外部信号 V_{ext} の振幅を調整することで帯域（周波数範囲） f_w の値を調整する第 1 調整部として、非反転増幅器 30 を利用できる。非反転増幅器の可変抵抗 30a の値を調整することで、非反転増幅器 30 の増幅率を変更でき、その結果、外部信号 V_{ext} の振幅を調整することができる。なお、非反転増幅器 30 の増幅率を変更する信号 $Ctrl_A$ は、制御部 9 から与えられる。

[0065] 信号発生器 10 によって発生する信号の帯域（周波数範囲） f_w の値は、外部信号 V_{ext} の振幅以外の他の要因によっても影響を受ける。他の要因として

は、例えば、位相比較器 22 における位相比較周波数 f_{ref} と、外部信号 V_{ext} の周波数との比が挙げられる。位相比較器 22 における位相比較周波数 f_{ref} が高ければ、位相比較器 22 における位相比較が頻繁に行われ、外部信号 V_{ext} によって変動した周波数が f_0 に戻ろうとする度合いが高くなる。したがって、位相比較器における位相比較周波数 f_{ref} が高くなるほど、信号発生器 10 によって発生する信号の帯域（周波数範囲） f_w を小さくできる。

[0066] 位相比較器 22 における位相比較周波数 f_{ref} と、外部信号 V_{ext} の周波数との比を調整する第 2 調整部として、可変周波数発振器 29 を利用できる。外部信号 V_{ext} の周波数を調整することで、位相比較周波数 f_{ref} と外部信号 V_{ext} の周波数との比が調整され、その結果、外部信号 V_{ext} の振幅を調整することができる。なお、可変周波数発振器 29 の発振周波数を変更する信号 $Ctrl_B$ は、制御部 9 から与えられる。

[0067] ここで、図 9 の回路が、位相ロックループとして機能するには、外部信号 V_{ext} の周波数が小さいほうがよい。外部信号 V_{ext} の周波数が大きすぎると、外部信号 V_{ext} によって変動する周波数を適切に制御できなくなるからである。かかる観点からは、外部信号 V_{ext} の周波数は、例えば、位相比較器 22 における位相比較周波数 f_{ref} よりも小さいのが好ましく、位相比較器 22 における位相比較周波数 f_{ref} の $1/10$ 以下であるのが更に好ましい。

[0068] 信号発生器 10 によって発生する信号の帯域（周波数範囲） f_w の値に影響を与える他の要因としては、チャージポンプ回路 23 のチャージポンプ電流が挙げられる。チャージポンプ電流が大きくなると、位相比較器 22 の出力電圧の変化に対する制御電圧 V_{ctrl} の応答性が高くなる。このため、外部信号 V_{ext} によって変動した周波数が f_0 に戻ろうとする反応速度が速くなる。したがって、チャージポンプ電流を大きくするほど、信号発生器 10 によって発生する信号の帯域（周波数範囲） f_w を小さくできる。

[0069] チャージポンプ電流を調整するには、チャージポンプ回路 23 においてチャージポンプ電流の大きさを左右する抵抗を可変抵抗しておけばよい。この可変抵抗が、チャージポンプ電流を調整する第 3 の調整部となる。なお、チ

ャージポンプ電流を変更する信号 C_{trl_c} は、制御部 9 から与えられる。

[0070] 信号発生器 10 によって発生する信号の帯域（周波数範囲） f_w の値に影響を与える他の要因としては、LPF 24 の時定数が挙げられる。チャージポンプ電流が一定であっても、LPF 24 自体の応答性が高くなれば、LPF 24 の出力電圧（制御電圧 $V_{ctrl'}$ ）の応答性が高くなる。このため、外部信号 V_{ext} によって変動した周波数が f_0 に戻ろうとする反応速度が速くなる。したがって、LPF 24 の応答性が高くなるように時定数を小さくするほど、信号発生器 10 によって発生する信号の帯域（周波数範囲） f_w を小さくできる。

[0071] LPF 24 の時定数を調整するには、LPF 24 において時定数を左右する素子を可変素子としておけばよい。この可変素子が、LPF 24 の時定数を調整する第 4 の調整部となる。

[0072] 上記のように構成された信号発生器 10 から発生した信号は、スイッチ部 11 を介して、増幅器 2 に与えられ、直交復調器 5 によって直交復調される。スイッチ部 11 は、増幅器 2（直交復調器 5）に与えられる信号を、図示しないアンテナにて受信した受信信号とするか、信号発生器 10 にて発生した信号とするか、を切り替えることができる。スイッチ部 11 への切替制御信号は、制御部 9 から与えられる。

[0073] [3. 制御部の処理]

図 13 に示すように、制御部 9 は、直交復調補償に用いる補償パラメータを演算する QDC 演算部（直交復調補償演算部）31 と、可変アッテネータ 3 及び／又は利得補償部 8 が利得補償を行う際に参照する補償値を演算する RALC 演算部（利得補償演算部）34 を備えている。

[3. 1 直交復調補償]

QDC 演算部 31 は、直交復調器 5 から出力された直交復調信号（I/Q 信号）を、（利得補償部 8 の出力側から）取得する。QDC 演算部 31 は、取得した直交復調信号に基づいて、直交復調歪を補償するための補償パラメータを演算する。演算により求めた補償パラメータは、直交復調補償部 7 に

適用される。直交復調補償部 7 は、補償パラメータを用いて、前記直交復調信号（I/Q 信号）の直交復調歪を除去する。

[0074] QDC 演算部 31 は、QDC__LLR 演算部（ローカルリーク演算部）32 と、QDC__IR 演算部（イメージ成分演算部）33 と、を備えている。

QDC__LLR 演算部（ローカルリーク演算部）32 は、ローカルリークを除去するための第 1 補償パラメータ d_{c1} , d_{c2} を演算する演算部である。

QDC__IR 演算部（イメージ成分演算部）33 は、イメージ成分を除去するための第 2 補償パラメータ R_{11} , R_{21} , R_{22} 及びフィルタ 53a, 53b の周波数特性差を補償する第 3 補償パラメータ k_N , k_{N-1} , $\dots$, k_1 , k_0 , k_{-1} , $\dots$, k_{-N} を演算する演算部である。

[0075] QDC__LLR 演算部 32 で求めた第 1 補償パラメータ d_{c1} , d_{c2} は、ローカルリーク除去部 7a に適用される。QDC__IR 演算部 33 で求めた第 2 補償パラメータ R_{11} , R_{21} , R_{22} は、イメージ成分除去部 7b に適用される。また、QDC__IR 演算部 33 で求めた第 3 補償パラメータ k_N , k_{N-1} , $\dots$, k_1 , k_0 , k_{-1} , $\dots$, k_{-N} は、非対称等化器（遅延部）7c に適用される。

なお、図 5 の直交復調補償部 7 の場合、QDC__IR 演算部 33 で求めた第 2 補償パラメータ R_{22} は、非対称等化器（遅延部）7c に適用される。

[0076] なお、制御部 9 は、少なくとも、イメージ成分を除去するための第 2 補償パラメータ R_{11} , R_{21} , R_{22} 及び第 3 補償パラメータ k_N , k_{N-1} , $\dots$, k_1 , k_0 , k_{-1} , $\dots$, k_{-N} を演算する QDC__IR 演算部 33 を備えていれば、直交復調器 5 によって生じたイメージ成分を除去する補償処理を行う補償装置の演算部としての機能を実現することができる。

[0077] 図 14 は、補償パラメータを演算（更新）するための処理フローチャートを示している。まず、制御部 9 は、信号発生器 10 が発生したチャープ信号を、直交復調器 5 の入力側に与える（ステップ S1）。

なお、受信機 1 に受信信号の処理を行う系（図 1 の回路）が複数設けられている場合には、補償パラメータを演算する対象となる系の選択が、ステッ

プ S 1 に先立って行われる。

[0078] ステップ S 1 では、制御部 9 は、信号発生器 10 にて発生した信号が増幅器 2（直交復調器 5）側に与えられるようにスイッチ部 11 を切り替える切替制御信号を、スイッチ部 11 に対して出力する。また、制御部 9 は、信号発生器 10 が単一周波数の信号（CW ; C o n s t a n W a v e）ではなく、所定の帯域 f_w を有するチャープ（C h i r p）信号を出力する第 1 モードとなるように、モード切替制御信号（C h i r p / C W 信号）を信号発生器 10 の外部信号発生器 21 に対して出力する。

[0079] 信号発生器 10 にチャープ信号を発生させるためのモード切替制御信号（C h i r p / C W 信号）が、外部信号発生器 21 の切替部 30 b に与えられると、外部信号 V_{ext} が重畳された制御電圧 V_{ctrl} が、電圧制御発振器 25 に与えられる。すると、電圧制御発振器 25 は、図 15 に示すように、所定の帯域幅を持つ信号（基準信号）を出力する。

なお、チャープ信号の帯域は、運用の際のシステム帯域に応じて、適宜、決定できる。例えば、システム帯域に合わせて数パターンの外部信号 V_{ext} 振幅を予め設定しておき、選択されたシステム帯域に応じて、どの外部信号 V_{ext} の振幅にするかを選択すればよい。また、外部信号 V_{ext} の振幅によって定まるチャープ信号帯域を、位相比較周波数 f_{ref} と外部信号 V_{ext} の周波数との比の調整、チャージポンプ電流の調整、LPF 24 の時定数の調整によって微調整することができる（前記各調整の内、少なくとも 1 つを調整することによって調整することができる）。

[0080] 基準信号は、受信帯域（ $f_{r-min} - f_{r-max}$ ）内において、所定の帯域（ $f_0 - (f_w / 2) - (f_0 + (f_w / 2))$ ）を持つ信号として生成される。

基準信号は、受信帯域の中心周波数である受信搬送周波数 f_c に対して、高周波数側に偏った帯域を有している。図 15 では、基準信号の帯域は、搬送周波数 f_c に対して、高周波数側だけに存在しており、搬送周波数 f_c よりも低周波数側には存在しない。また、基準信号の帯域は、搬送周波数 f_c

に対して離れて位置している。

なお、搬送周波数 f_c （受信信号の中心周波数）は、変更される場合があるが、搬送周波数 f_c が変更されても、図 15 のような関係を維持できるように、チャープ信号の中心周波数 f_0 及び／又は帯域 f_w を調整してもよい。

[0081] 図 15 に示す基準信号は、直交復調器 5 を通過することで、直交復調歪が付加される。直交復調歪を有する直交復調信号（I/Q 信号）は、QDC 演算部 31 にてサンプリングされる（ステップ S2）。

[0082] QDC_LL R 演算部 32 は、サンプリングした直交復調信号に基づいてローカルリーク量を計算する（ステップ S3）。基準信号は、図示しない ACC カップリングによって直流成分を有しないものとなっているため、ローカルリークがなければ、IQ コンスタレーションの中心は、IQ 平面の原点になるはずである。しかし、I/Q 信号それぞれにローカルリークによる影響が含まれていると、直交復調信号のコンスタレーションのゼロ点は、IQ 平面の原点からずれる。

[0083] つまり、図 16 及び図 17 に示すように、ローカルリークによって、I/Q 信号それぞれに DC 成分 I_{DC} 、 Q_{DC} が含まれている場合、I/Q 信号それぞれの時間平均をとると、ローカルリークに対応した DC 成分 I_{DC} 、 Q_{DC} が得られる。得られた DC 成分 I_{DC} 、 Q_{DC} は、ローカルリークを打ち消すための第 1 補償パラメータ $dc1$ 、 $dc2$ の更新（ステップ S5）に用いられる。

[0084] QDC_IR 演算部 33 は、サンプリングした直交復調信号に基づいてイメージ成分を計算する（ステップ S4）。

ここで、

直交復調器 5 によるイメージ成分が生じていない I 信号を $RefSig_re[n]$ とし、直交復調器 5 によるイメージ成分が生じていない Q 信号を $RefSig_Im[n]$ とし、 $RefSig_re[n]$ に対して直交復調器 5 によるイメージ成分が重畳された I 信号を $RxSig_re[n]$ とし、

$R_{e f s i g_I m}[n]$ に対して直交復調器 5 によるイメージ成分が重畳された Q 信号を $R_{x s i g_I m}[n]$ とすると、
直交復調器によって生じるイメージ成分は、図 21 (b) に示す式 3 のように表すことができる。

[0085] 式 3 において、 $R_{t m p 11}$, $R_{t m p 21}$, $R_{t m p 22}$, $k t m p_N$, $k t m p_{N-1}$, $\dots$, $k t m p_1$, $k t m p_0$, $k t m p_{-1}$, $\dots$, $k t m p_{-N}$ が、イメージ成分に対応する。

なお、式 3 において、 $*[n]$ は、サンプリング間隔 T (秒) としたときに、時刻 $n \times T$ にサンプリングしたデジタル複素ベースバンド I/Q 表現の信号である。

[0086] QDC__IR 演算部 33 は、イメージ成分として、上記の $R_{t m p 11}$, $R_{t m p 21}$, $R_{t m p 22}$, $k t m p_N$, $k t m p_{N-1}$, $\dots$, $k t m p_1$, $k t m p_0$, $k t m p_{-1}$, $\dots$, $k t m p_{-N}$ を算出する。

QDC__IR 演算部 33 は、上記式中の $R_{t m p 11}$, $R_{t m p 21}$, $R_{t m p 22}$, $k t m p_N$, $k t m p_{N-1}$, $\dots$, $k t m p_1$, $k t m p_0$, $k t m p_{-1}$, $\dots$, $k t m p_{-N}$ を、最小 2 乗法など任意の数値計算手法を用いて推定する。

[0087] ここで、デジタルで処理を行う QDC__IR 演算部 33 が、上記式を用いて、イメージ成分を算出するには、直交復調器 5 の出力信号 $R_{x s i g_r e}[n]$, $R_{x s i g_I m}[n]$ のほか、直交復調器 5 によるイメージ成分が生じていないデジタル I/Q 信号 $R_{e f s i g_r e}[n]$, $R_{e f s i g_I m}[n]$ が必要である。

[0088] 図 1 の回路構成から明らかなように、デジタルで処理を行う QDC__IR 演算部 33 にとって、直交復調器 5 の出力信号 $R_{x s i g_r e}[n]$, $R_{x s i g_I m}[n]$ の取得は容易である。一方、直交復調器 5 によるイメージ成分が生じていないデジタル I/Q 信号 $R_{e f s i g_r e}[n]$, $R_{e f s i g_I m}[n]$ の取得は容易ではない。

しかし、本実施形態に係る受信機 1 では、直交復調器 5 の出力信号 $R_{x s i g_r e}[n]$, $R_{x s i g_I m}[n]$ から、 $R_{e f s i g_r e}[n]$, $R_{e f s i g_I m}[n]$ のレプリカを生成できるため、イメージ成分

の算出が容易となっている。

[0089] なお、ここでは、直交復調器 5 の出力として、直交復調補償部 7（及び利得補償部 8）の出力を考える。つまり、以下の通りである。

$$R_{I'}' : Rx\ sig_re[n]$$

$$R_{Q'}' : Rx\ sig_lm[n]$$

[0090] さて、本実施形態に係る受信機 1 では、補償パラメータを演算する際には、信号発生器 10 から出力された基準信号（図 15）が直交復調器 5 へ入力される。

[0091] この基準信号が、直交復調器 5 を通過することで得られる直交復調信号 $Rx\ sig[n]$ ($= Rx\ sig_re[n] + i \times Rx\ sig_lm[n]$) は、図 18 (a) に示すように、元々の基準信号の部分と、イメージ成分の部分とが、異なる部分に現れる。これは、基準信号の帯域が、搬送周波数 f_c を基準として片側（高周波数側）だけに存在しており、イメージ成分は、搬送周波数 f_c を基準として対称的に現れるからである。つまり、イメージ成分は、搬送周波数 f_c を基準としたときに、基準信号の帯域に対して周波数方向に対称な帯域に現れる。

なお、図 18 では、デジタルで処理を行う直交復調補償部 7 において扱う信号を表しているため、搬送周波数 f_c に相当する周波数が 0 となっている。

[0092] 基準信号の帯域が、搬送周波数 f_c を基準として片側（高周波数側）だけに存在しているため、QDC__IR 演算部 33 としては、搬送周波数 f_c を基準とした他方側（低周波数側）に存在する成分は、基準信号ではなく、イメージ成分であるとみなすことができる。

[0093] そこで、QDC__IR 演算部 33 は、図 18 (a) に示すような直交復調信号 $Rx\ sig[n]$ ($= Rx\ sig_re[n] + i \times Rx\ sig_lm[n]$) を取得すると、その直交復調信号から、搬送周波数 f_c よりも低周波数側（ここでは、周波数 = 0 よりも低周波数側）の信号を除去する。図 18 (b) に示すように、除去後の直交復調信号は、イメージ成分がなく、基

準信号だけが残っている。

本実施形態では、元々の基準信号の部分と、イメージ成分との部分とが、異なる周波数に現れるため、両者を容易に分離可能である。

[0094] ここで、理想的なデジタル基準信号 $\text{Ref sig}[n] = \text{Ref sig_re}[n] + i \times \text{Ref sig_lm}[n]$ としては、信号発生器 10 が出力されたアナログの基準信号を、直交復調歪のない直交復調器 5 によって直交復調し、さらに ADC 6a, 6b にてデジタル信号に変換したものとなる。そして、図 18 (b) の信号には、イメージ成分がない。

したがって、図 18 (b) の信号は、理想的なデジタル基準信号 $\text{Ref sig}[n]$ のレプリカ（基準信号レプリカ）となっている。

[0095] QDC__IR 演算部 33 は、図 18 (a) に示す信号（演算用信号）と、図 18 (b) に示す基準信号レプリカと、を用いて、イメージ成分 R_{tmp11} , R_{tmp21} , R_{tmp22} , $ktmp_N$, $ktmp_{N-1}$, $\dots$, $ktmp_1$, $ktmp_0$, $ktmp_{-1}$, $\dots$, $ktmp_{-N}$ を示すパラメータを算出する。

すなわち、QDC__IR 演算部 33 は、取得した直交復調信号 R_i' , R_q' を、そのまま、イメージ成分の演算用信号 $Rxsig_re[n]$, $Rxsig_lm[n]$ として用いるとともに、基準信号 $\text{Ref sig}[n]$ のレプリカ ($\text{Replica_Ref sig}[n]$) を、基準信号 $\text{Ref sig}[n] (= \text{Ref sig_re}[n] + i \times \text{Ref sig_lm}[n])$ として用いて、 R_{tmp11} , R_{tmp21} , R_{tmp22} , $ktmp_N$, $ktmp_{N-1}$, $\dots$, $ktmp_1$, $ktmp_0$, $ktmp_{-1}$, $\dots$, $ktmp_{-N}$ を算出する。

なお、基準信号 $\text{Ref sig}[n]$ のレプリカ $\text{Replica_Ref sig}[n] = \text{Replica_Ref sig_re}[n] + i \times \text{Replica_Ref sig_lm}[n]$ である。

また、 $\text{Ref sig}[n] = \alpha \times \text{Replica_Ref sig}[n]$ である (α は、0 でない正の実数値である)。

[0096] 続いて、QDC 演算部 31 は、ステップ S3 で演算された DC 成分 I_{DC} , Q_{DC} を打ち消すための第 1 補償パラメータ $dc1$, $dc2$ を演算（更新する

(ステップS5)。

また、QDC演算部31は、ステップS4で推定されたイメージ成分 R_{tmp11} , R_{tmp21} , R_{tmp22} , k_{tmpN} , k_{tmpN-1} , $\dots$, k_{tmp1} , k_{tmp0} , k_{tmp-1} , $\dots$, k_{tmp-N} を打ち消すための第2補償パラメータ R_{11} , R_{21} , R_{22} 及び第3補償パラメータ k_N , k_{N-1} , $\dots$, k_1 , k_0 , k_{-1} , $\dots$, k_{-N} を演算(更新)する(ステップS5)。QDC演算部31は、求めた第1、第2及び第3補償パラメータを、直交復調補償部7に与える。

[0097] 本実施形態では、図17に示すように、基準信号は、搬送周波数 f_c を基準として高周波数側の帯域だけに存在していた。しかし、基準信号は、搬送周波数 f_c を基準として低周波数側の帯域だけに存在していてもよい。

また、基準信号は、搬送周波数 f_c に対して、高周波数側又は低周波数側のいずれか一方に偏った帯域を有するものであればよい。つまり、基準信号は、搬送周波数 f_c を跨った状態で、搬送周波数 f_c の高周波数側又は低周波数側のいずれか一方に偏っていてもよい。

[0098] 基準信号が、高周波数側又は低周波数側のいずれか一方に偏っていれば、図19(a)に示すように、元々の基準信号の部分のうちの少なくとも一部に、イメージ成分が重畳されていない部分が確保される。イメージ成分が重畳されていない部分を基準信号レプリカとして用いることで、イメージ成分の推定が可能である。

[0099] 例えば、図19(a)に示すように基準信号の帯域が、 $-f_1$ から f_2 であるものとする($f_1 < f_2$)。この場合、イメージ成分は、 $-f_2$ から f_1 の範囲に現れ、基準信号と重なっている。

ここで、基準信号とイメージ成分とは大きさレベル差があるため、QDC—I R演算部33は、基準信号に対して、閾値(例えば、20dB)以上のレベル差を有する部分を、イメージ成分だけが存在する部分であるとして検出することができる。これにより、図19(b)に示すように、 $-f_2$ から f_1 の範囲にあるイメージ成分だけが抽出できる。

[0100] そして、 $-f_2$ から f_1 の範囲にあるイメージ成分は、搬送周波数 f_c (図

19では、周波数=0)を中心として対称的な位置である f_1 から f_2 の基準信号によって生じたものである。そして、 f_1 から f_2 の範囲では、基準信号に対するイメージ成分の重なりも無い。

[0101] そこで、QDC__IR演算部33は、図19(a)の信号から、 f_1 から f_2 の範囲の信号を抽出することで、図19(c)に示すように、イメージ成分が重畳されていない基準信号(の一部)が得られる。図19(c)に示す信号(基準信号の一部に相当)を、基準信号レプリカ $Replica_Ref\ sig[n]$ として用いても良い。

[0102] また、イメージ成分の演算用信号 $Rxsig_re[n]$ 、 $Rxsig_Im[n]$ としては、図19(c)の基準信号レプリカと、図19(b)の信号(図19(c)の基準信号レプリカによって生じたイメージ成分)と、を合成した図19(d)の信号を用いればよい。

[0103] このように、イメージ成分の演算に用いる基準信号レプリカとしては、基準信号全体に対応する部分であってもよいし、基準信号にイメージ成分が重畳されている場合には、イメージ成分が重畳されている部分を除去したものであってもよい。

また、演算用信号としても、直交復調信号をそのまま使用してもよいし、直交復調信号中に基準信号とイメージ成分との重畳部分がある場合には、当該重畳部分を除去したものであってもよい。

[0104] [3.2 利得補償]

制御部9は、信号発生器10から出力された信号(CW)を用いて、利得補償のための演算を行うこともできる。

図13に示すように、利得補償のため補償値を演算する $R \times ALC$ 演算部34は、電力計算部35、検波器出力校正部36、ゲイン計算部37と、を備えている。

[0105] $R \times ALC$ 演算部(測定部;利得補償演算部)34は、信号発生器10から出力された信号(CW)の電力と、直交復調された受信信号 $R_{i'}$ 、 R_o の電力と、の比を測定及び監視することで、可変アッテネータ3及び／

又は利得補償部 8 での利得補償のため補償値を演算する。

[0106] 図 1 にも示すように、 $R \times ALC$ 演算部 34 には、信号発生器 10 から出力された信号 (SW) を検波する検波器 12 の出力が、ADC 12a を介して、与えられる。また、 $R \times ALC$ 演算部 34 には、直交復調された信号 R_I' 、 R_Q' が与えられる。

さらに、 $R \times ALC$ 演算部 34 には、温度センサ 13 の出力が、ADC 14 を介して、与えられる。

[0107] $R \times ALC$ 演算部 34 の電力計算部 35 は、直交復調された信号 R_I' 、 R_Q' の受信電力を計算する。

検波器出力校正部 36 は、検波器 12 の出力 (信号 (CW) の電力) を、温度 (温度センサ 13 の出力) で校正し、校正された受信電力を演算する。検波器出力校正部 36 は、温度校正用テーブルを有しており、当該テーブルを参照することにより、校正された受信電力を演算する。

[0108] ゲイン計算部 37 は、検波器出力に基づく受信電力と、直交復調された信号 R_I' 、 R_Q' の受信電力と、の比を求める。ゲイン計算部 37 の出力は、演算器 38 に与えられる。演算器 38 は、ゲイン計算部 37 の出力と、ゲイン基準値と、の偏差 $\Delta Gain$ を求める。

[0109] 図 20 は、可変アッテネータ 3 及び／又は利得補償部 8 での利得補償のため補償値となるゲイン $\Delta Gain_1$ 、 $\Delta Gain_2$ を演算するための処理フローチャートを示している。まず、制御部 9 は、信号発生器 10 から発生した信号 (CW; 無変調連続波) を、通常の実信信号の代わりに、受信機 1 の入力に与える (ステップ S11)。

なお、受信機 1 に受信信号の処理を行う系 (図 1 の回路) が複数設けられている場合には、利得補償のための演算の対象となる系の選択が、ステップ S11 に先立って行われる。

[0110] ステップ S11 では、制御部 9 は、信号発生器 10 にて発生した信号が増幅器 2 (直交復調器 5) 側に与えられるようにスイッチ部 11 を切り替える切替制御信号を、スイッチ部 11 に対して出力する。また、制御部 9 は、信

号発生器10が単一周波数の信号(CW; Constant Wave)を出力する第2モードとなるように、モード切替制御信号(Chirp/CW信号)を信号発生器10の外部信号発生器21に対して出力する。

[0111] CW信号を発生させる切替制御信号(Chirp/CW信号)が、外部信号発生器21の切替部30bに与えられると、外部信号 V_{ext} が重畳されていない制御電圧 V_{ctrl}' が、電圧制御発振器25に与えられる。すると、電圧制御発振器25は、単一周波数の信号(CW)を出力する。

[0112] R×ALC演算部34は、信号発生器10が発生した単一周波数の信号(CW)が、直交復調され、デジタル信号に変換されたデジタル直交復調信号 R_I'' 、 R_Q'' のサンプリングを行う(ステップS12)。また、R×ALC演算部34は、信号発生器10が発生した単一周波数の信号(CW)を検波器12にて検波した電力値(検波器出力)を、ADC14にてデジタル信号に変換したものを、取得する(ステップS12)。

[0113] ステップS12の信号の取得が終了すると、制御部9は、信号発生器10からの信号(CW)の発生を停止させる(ステップS13)。信号発生器10からの信号(CW)の発生を停止させるには、VCO25の出力側に設けられたスイッチ28aを終端28b側に切り替えればよい。

[0114] 検波器出力校正部36は、温度校正用テーブルを参照して、検波器出力(電力)の校正を行う(ステップS14)。

[0115] 電力計算部35は、サンプリングして得たデジタル直交復調信号 R_I'' 、 R_Q'' から、単一周波数の信号(CW)の電力の時間平均値を演算し、その演算結果をゲイン計算部37に与える。

ゲイン計算部37では、電力計算部35から出力された電力と、検波器出力校正部36から出力された電力との比を計算して出力する(ステップS15)。

演算器38では、ゲイン計算部37から出力された電力比と、ゲイン基準値と、を用いて演算する。演算器38では、ゲイン基準値に対する、ゲイン計算部37から出力された電力比の偏差 $\Delta Gain$ を求める。ゲイン基準値

は、ゲイン計算部 37 から出力された電力比を調整する上でのターゲットとなる値であり、検波器出力とデジタル直交復調信号の電力との、理論的な電力比である。

[0116] ゲイン計算部 37 から出力された電力比が、ゲイン基準値を超えている場合、制御部 9 は、前記偏差 $\Delta G a i n$ が無くなるように、可変アッテネータ 3 及び／又は利得補償部 8 の利得を調整する信号を、可変アッテネータ 3 及び／又は利得補償部 8 に与える。

可変アッテネータ 3 及び／又は利得補償部 8 は、制御部 9 からの信号に基づいて、利得を調整し、前記偏差 $\Delta G a i n$ が無くなるように動作する。

なお、ゲイン基準値は、例えば、事前に定めておいてもよいし、入力インターフェースを介して外部から入力してもよい。

[0117] [4. 付記 1]

なお、今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は、上記した意味ではなく、特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味、及び範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

また、今回開示された実施の形態の内、ある実施形態として開示された構成要素の少なくとも 1 部を、他の実施形態として開示された構成要素の少なくとも 1 部と組み合わせてもよい。

[0118] [5. 付記 2]

直交復調信号によって発生したイメージ成分の除去を容易に行えるようにするための技術的手段は、以下の通りである。

(5-1) 搬送周波数の信号を用いて直交復調を行う直交復調器から出力された直交復調信号に対して、前記直交復調器によって生じたイメージ成分を除去する補償処理を行う補償装置であって、受信帯域内において所定の帯域幅を持つ基準信号を発生させて、当該基準信号を前記直交復調器の入力側に与える信号発生器と、前記直交復調器によって前記基準信号を直交復調した信号に基づいて、前記イメージ成分を除去するための補償パラメータを演算

する演算部と、前記補償パラメータを用いて、前記直交復調信号から前記イメージ成分を除去するイメージ成分除去部と、を備え、前記基準信号は、前記搬送周波数に対して、高周波数側又は低周波数側のいずれか一方に偏った帯域を有する信号であり前記演算部は、前記直交復調器から出力された、前記基準信号を直交復調した信号のうち、前記イメージ成分が重畳されていない帯域の信号を、基準信号レプリカとして生成するとともに、前記基準信号レプリカ及び前記基準信号レプリカによって生じたイメージ成分を有する演算用信号と、前記基準信号レプリカと、に基づいて、前記補償パラメータを演算することを特徴とする補償装置である。

上記構成の補償装置によれば、演算部は、基準信号を直交復調した信号のうち、基準信号の帯域が搬送周波数に対して偏っていることによってイメージ成分が重畳されていない帯域の信号を、基準信号レプリカとして生成するとともに、基準信号レプリカ及び基準信号レプリカによって生じたイメージ成分を有する演算用信号と、基準信号レプリカと、に基づいて、補償パラメータを演算する。

つまり、基準信号が、搬送周波数に対して偏っていることで、元々の基準信号の部分のうちの少なくとも一部に、イメージ成分が重畳されていない部分が確保される。イメージ成分が重畳されていない部分を基準信号レプリカとして用いることで、イメージ成分の推定が可能であり、ひいてはイメージ成分を除去するための補償パラメータを演算することが可能となる。

[0119] (5-2) 前記基準信号は、前記搬送周波数の高周波数側又は低周波数側のいずれか一方の帯域だけに存在しており、前記演算部は、前記直交復調器から出力された、前記基準信号を直交復調した信号のうち、前記基準信号全体に対応する帯域の信号を基準信号レプリカとして生成し、前記演算用信号は、前記基準信号を直交復調した信号であるのが好ましい。

イメージ成分は、搬送周波数を基準として対称的に現れるため、基準信号は、搬送周波数の高周波数側又は低周波数側のいずれか一方の帯域だけに存在していると、イメージ成分は、基準信号とは異なる部分に現れる。したが

って、イメージ成分と基準信号との分離が容易となる。

[0120] (5-3) 前記演算部は、前記搬送周波数に対応する周波数を基準として、前記基準信号が存在しない側の帯域の信号を、前記基準信号を直交復調した信号から除去することで、前記基準信号レプリカを生成するのが好ましい。搬送周波数に対応する周波数を基準として、基準信号が存在しない側の帯域には、イメージ成分が存在するため、その帯域の信号を除去することで、イメージ成分のない基準信号レプリカを容易に生成することができる。

[0121] (5-4) 前記基準信号は、前記搬送周波数を跨った状態で、前記搬送周波数の高周波数側又は低周波数側のいずれか一方に偏っており、前記演算部は、前記直交復調器から出力された、前記基準信号を直交復調した信号において前記基準信号に対応する帯域の信号から、前記イメージ成分が重畳されている部分を除去した信号を基準信号レプリカとして生成し、前記演算用信号は、前記基準信号を直交復調した信号から、前記イメージ成分の重畳部分が除去された信号であるのが好ましい。基準信号が搬送周波数を跨っている場合であっても、搬送周波数の高周波数側又は低周波数側のいずれか一方に偏っていれば、元々の基準信号の部分のうちの少なくとも一部に、イメージ成分が重畳されていない部分が確保される。イメージ成分が重畳されていない部分を基準信号レプリカとして用いることで、イメージ成分の推定が可能である。

[0122] (5-5) 前記信号発生器は、位相比較器の出力信号に基づく制御電圧によって電圧制御発振器の発振周波数が決定される位相ロックループ方式の信号発生器であるとともに、時間変動する外部信号を発生する外部信号発生部を備え、前記制御電圧は、前記位相比較器の出力信号に前記外部信号が重畳されたものであるのが好ましい。位相比較器の出力信号に、時間変動する外部信号を重畳させることで、周波数が時間的に変化する信号を生成することができる。そして、周波数が時間的に変化する信号は、時間を無視すれば、周波数帯域幅を有する信号であるとみなすことができる。つまり、上記の信号発生器によれば、帯域幅を有する信号を容易に生成できる。

[0123] (5-6) 前記位相比較器の出力信号に前記外部信号が重畳された制御電圧が前記電圧制御発振器に与えられる第1モードと、前記位相比較器の出力信号に前記外部信号が重畳されていない制御電圧が前記電圧制御発振器に与えられる第2モードと、を切り替える切替部を更に備えているのが好ましい。この場合、第1モードでは、周波数の時間変動によって帯域幅を有する信号を生成でき、第2モードでは、一定の周波数の信号を生成できる。

[0124] (5-7) 無線通信装置は、前記(5-1)記載の前記補償装置を備えた無線通信装置である。

[0125] (5-8) さらに他の観点からみた無線通信装置は、前記(5-5)記載の前記補償装置を備えた無線通信装置であって、前記位相比較器の出力信号に前記外部信号が重畳された制御電圧が前記電圧制御発振器に与えられる第1モードと、前記位相比較器の出力信号に前記外部信号が重畳されていない制御電圧が前記電圧制御発振器に与えられる第2モードと、を切り替える切替部と、前記第2モードの前記信号発生器から出力された単一周波数の信号を、前記受信機に与えて前記受信機の利得を測定する測定部と、を更に備えている無線通信装置である。

符号の説明

[0126] 1：通信装置（受信機）、2：増幅器、3：可変アッテネータ、4：周波数変換器、5：直交復調器、5a：発振器、5b：移相器、5c、5d：乗算器、6a、6b：ADC、7：直交復調補償部、7a：ローカルリーク除去部、7b：イメージ成分除去部、7c：非対称等化器（遅延部）、8：利得補償部、9：制御部、10：信号発生器、11：スイッチ部、12：検波器、13：温度センサ、21：外部信号発生器、22：位相比較器、23：チャージポンプ回路、24：ローパスフィルタ、25：電圧制御発振器、26：分周器、28：入力ライン、30：非反転増幅器、30a：可変抵抗、30b：スイッチ、30c：コンデンサ、31：直交復調補償演算部、32：ローカルリーク演算部、33：イメージ成分演算部、34：利得補償演算部（測定部）、35：電力計算部、35：受信電力計算部、36：検波器出

力校正部、 37 : ゲイン計算部、 38 : 演算器、 51 a, 51 b : 増幅器、
53 a : 第 1 L P F (第 1 フィルタ)、 53 b : 第 2 L P F (第 2 フィルタ
)、 71 : 第 1 遅延処理部、 72 : 第 2 遅延処理部

請求の範囲

- [請求項1] 直交復調信号中のイメージ成分を除去する補償処理を行う補償装置であって、
- Ⅰ信号及びQ信号を有する前記直交復調信号の補償を行う直交復調補償部を備え、
- 前記直交復調補償部は、前記Ⅰ信号に対するフィルタ処理を行う第1フィルタの周波数特性と、前記Q信号に対するフィルタ処理を行う第2フィルタの周波数特性と、の特性差を補償する補償処理を行うよう構成されている
- 補償装置。
- [請求項2] 前記直交復調補償部が行う前記補償処理は、前記直交復調信号を出力する直交復調器によって生じたイメージ成分を除去するとともに、前記特性差を補償する処理である
- 請求項1記載の補償装置。
- [請求項3] 前記第1フィルタ及び前記第2フィルタは、それぞれ、アナログフィルタであり、
- 前記直交復調補償部は、前記第1フィルタ及び前記第2フィルタから出力されたアナログの前記Ⅰ信号及び前記Q信号がデジタルに変換された信号を受け付けて、デジタル信号処理によって、前記補償処理を行うよう構成されている
- 請求項1又は2記載の補償装置
- [請求項4] 前記直交復調補償部は、前記Ⅰ信号及びQ信号の少なくともいずれかに対する遅延処理を行う遅延部を有し、
- 前記遅延部は、前記第1フィルタによって生じる群遅延と、前記第2フィルタによって生じる群遅延と、の間の群遅延差を抑制する
- 請求項1～3のいずれか1項に記載の補償装置。
- [請求項5] 前記遅延部は、
- 前記Ⅰ信号及びQ信号のうちの一方の信号に対して遅延処理を行

う第1遅延処理部と、前記I信号及びQ信号のうちの他方の信号に対して遅延処理を行う第2遅延処理部と、を備え、

前記第1遅延処理部は、前記一方の信号に所定の遅延量の遅延を生じさせるよう構成され、

前記第2遅延処理部は、前記第1遅延処理部による前記所定の遅延量よりも小さい遅延量の遅延を生じさせる第1処理と、前記第1遅延処理部による前記所定の遅延量よりも大きい遅延量の遅延を生じさせる第2処理と、を実行可能に構成されている

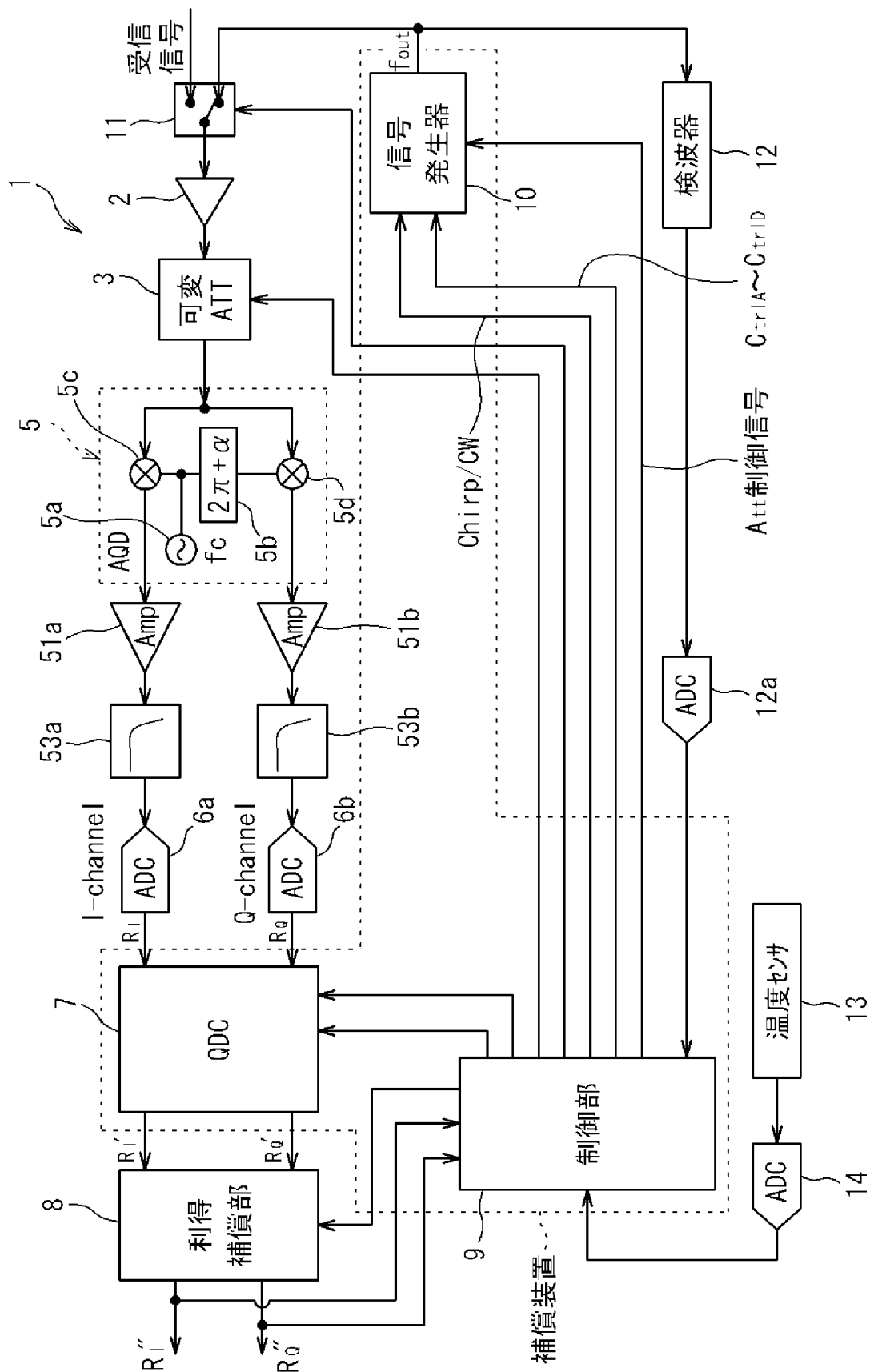
請求項4記載の補償装置。

[請求項6] 前記第1フィルタ及び前記第2フィルタの次数を N とした場合に、前記第2遅延処理部の次数は、 $2N$ 以下に設定されている

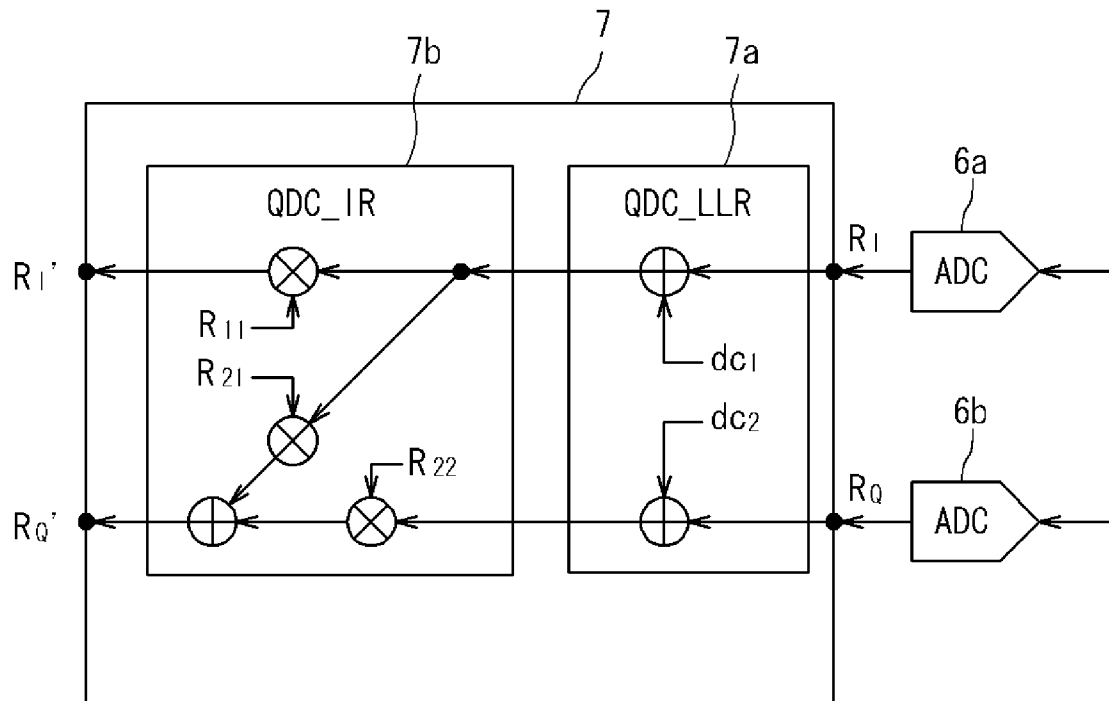
請求項5記載の補償装置。

[請求項7] 請求項1記載の前記補償装置を備えた無線通信装置。

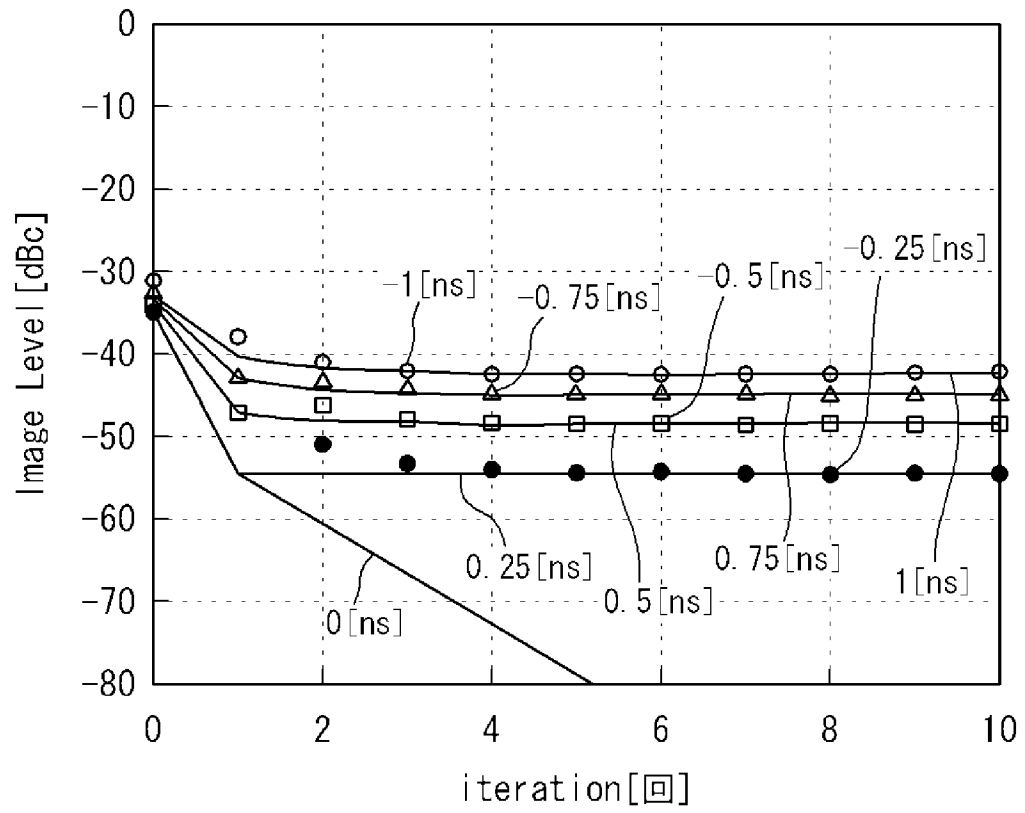
[図1]



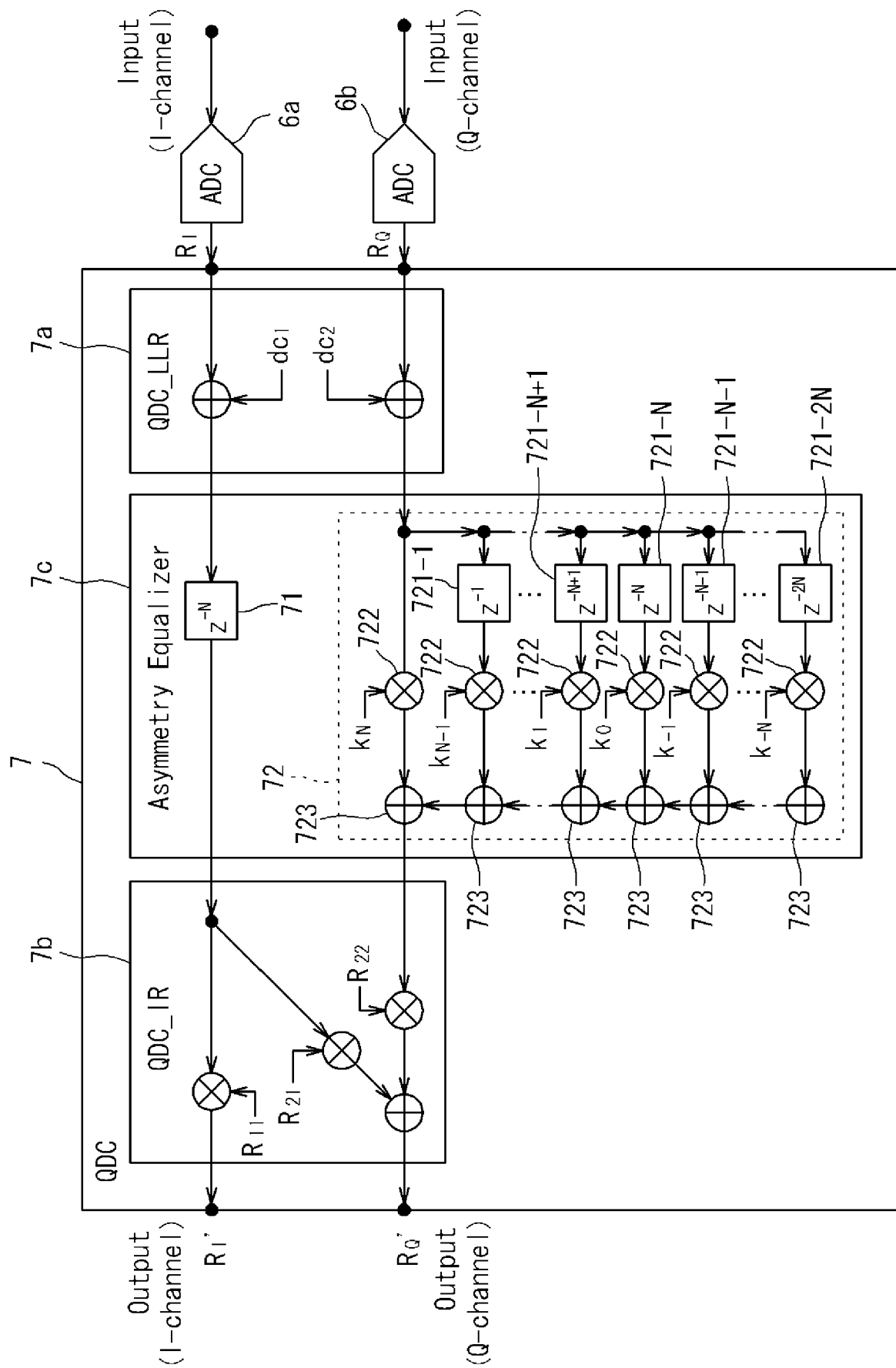
[図2]



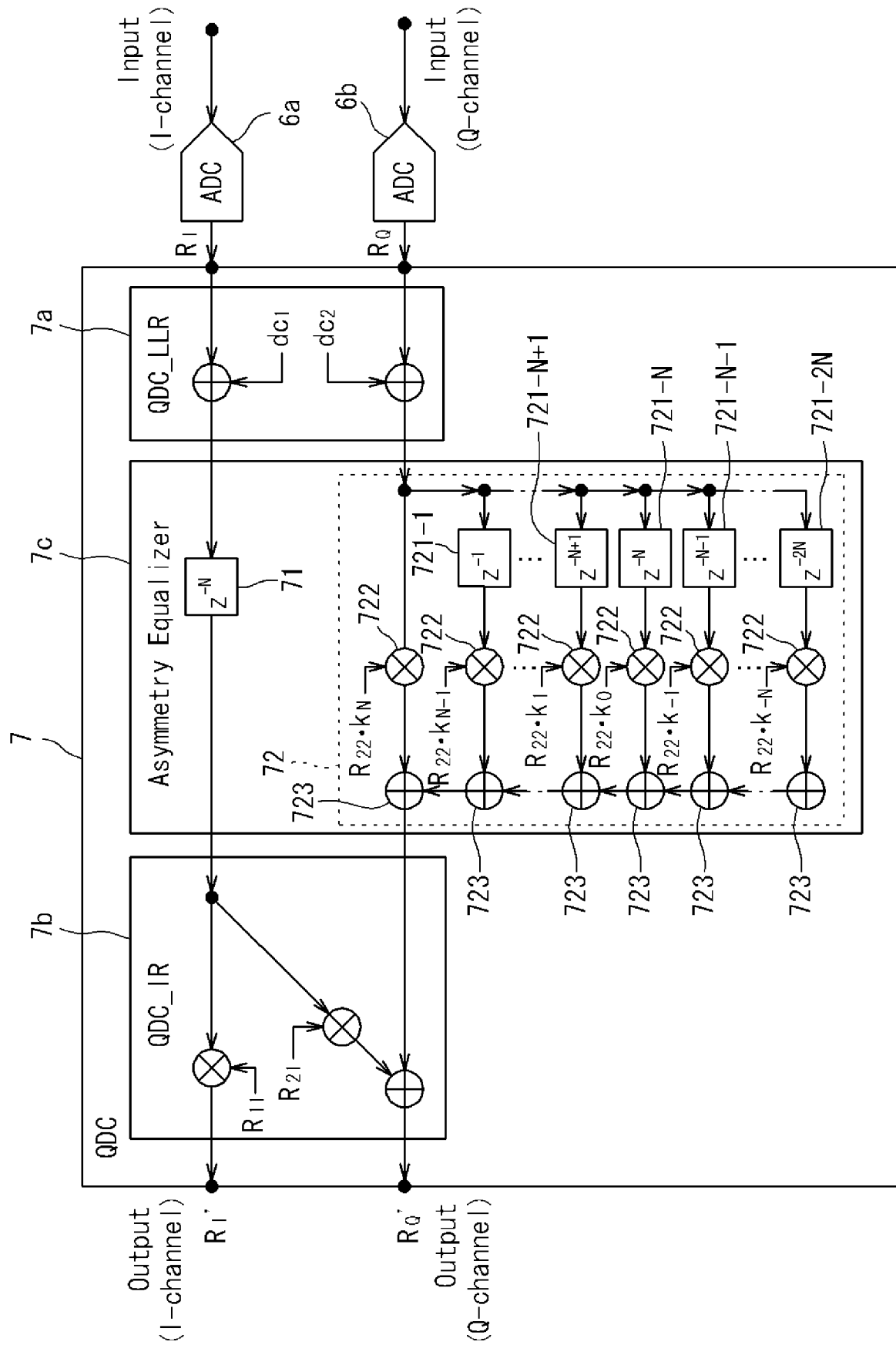
[図3]



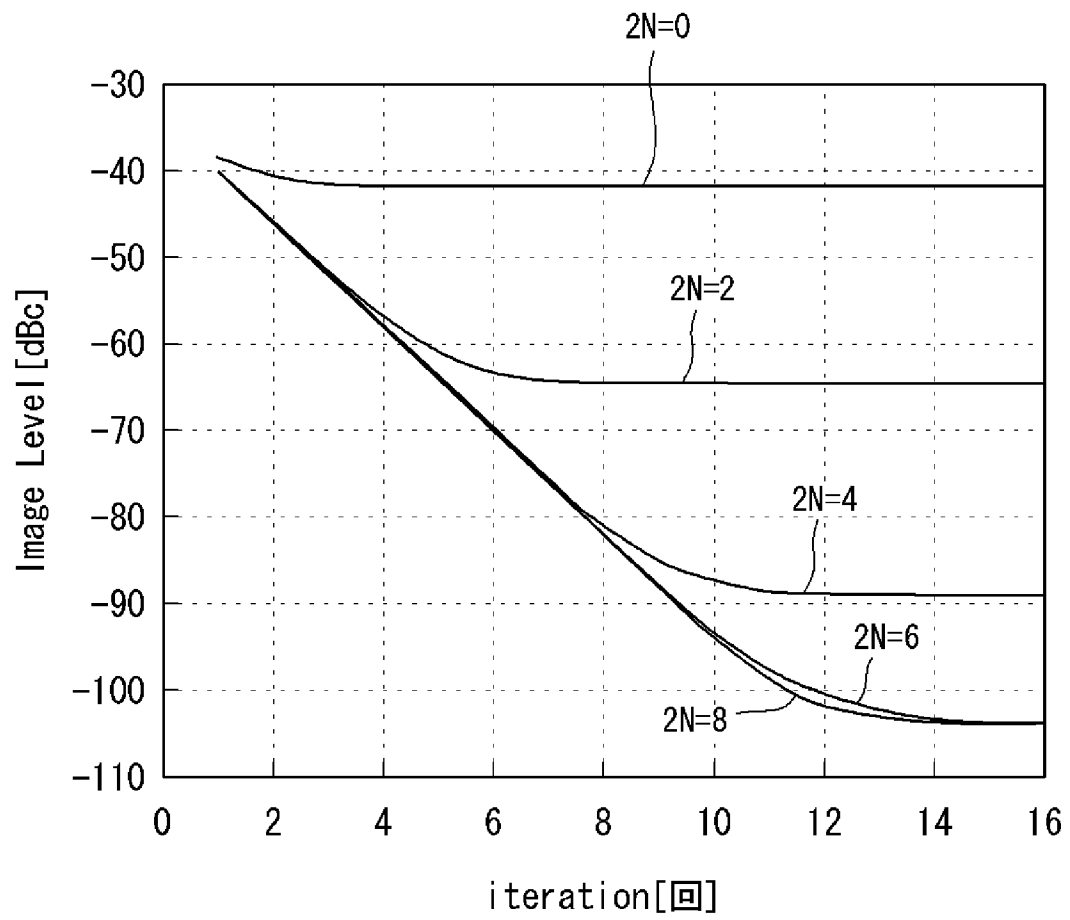
[図4]



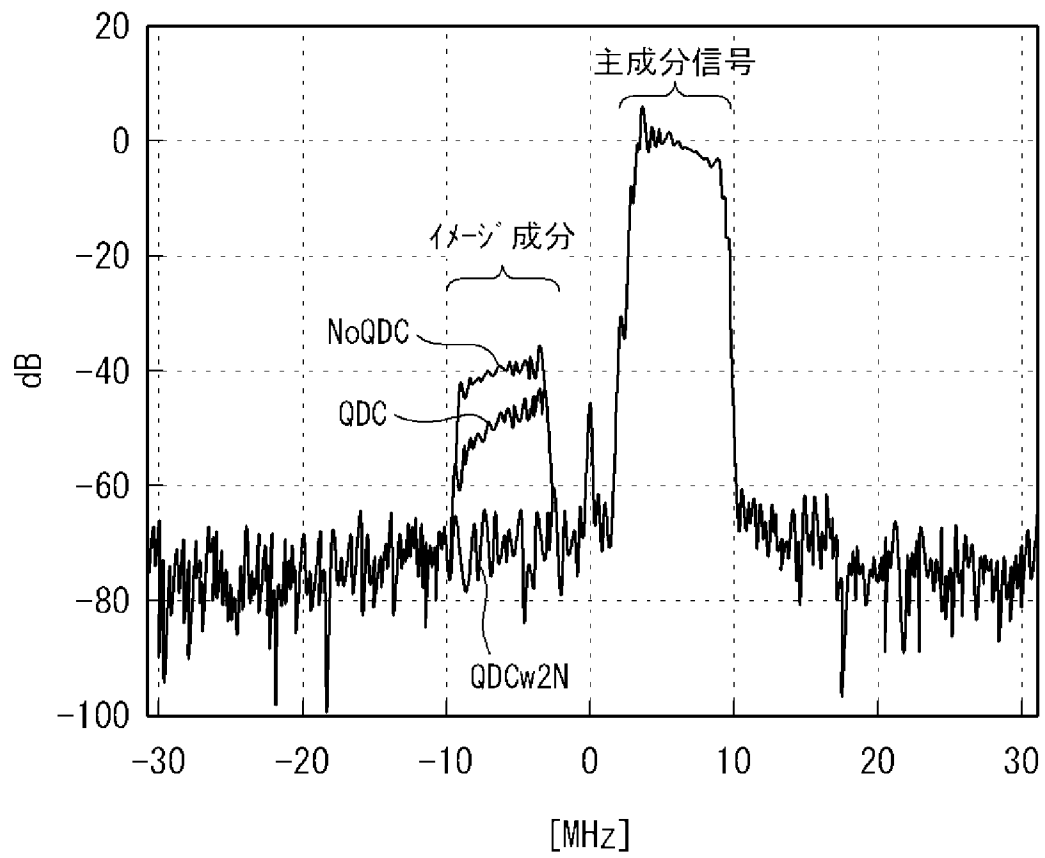
[図5]



[図6]



[図7]

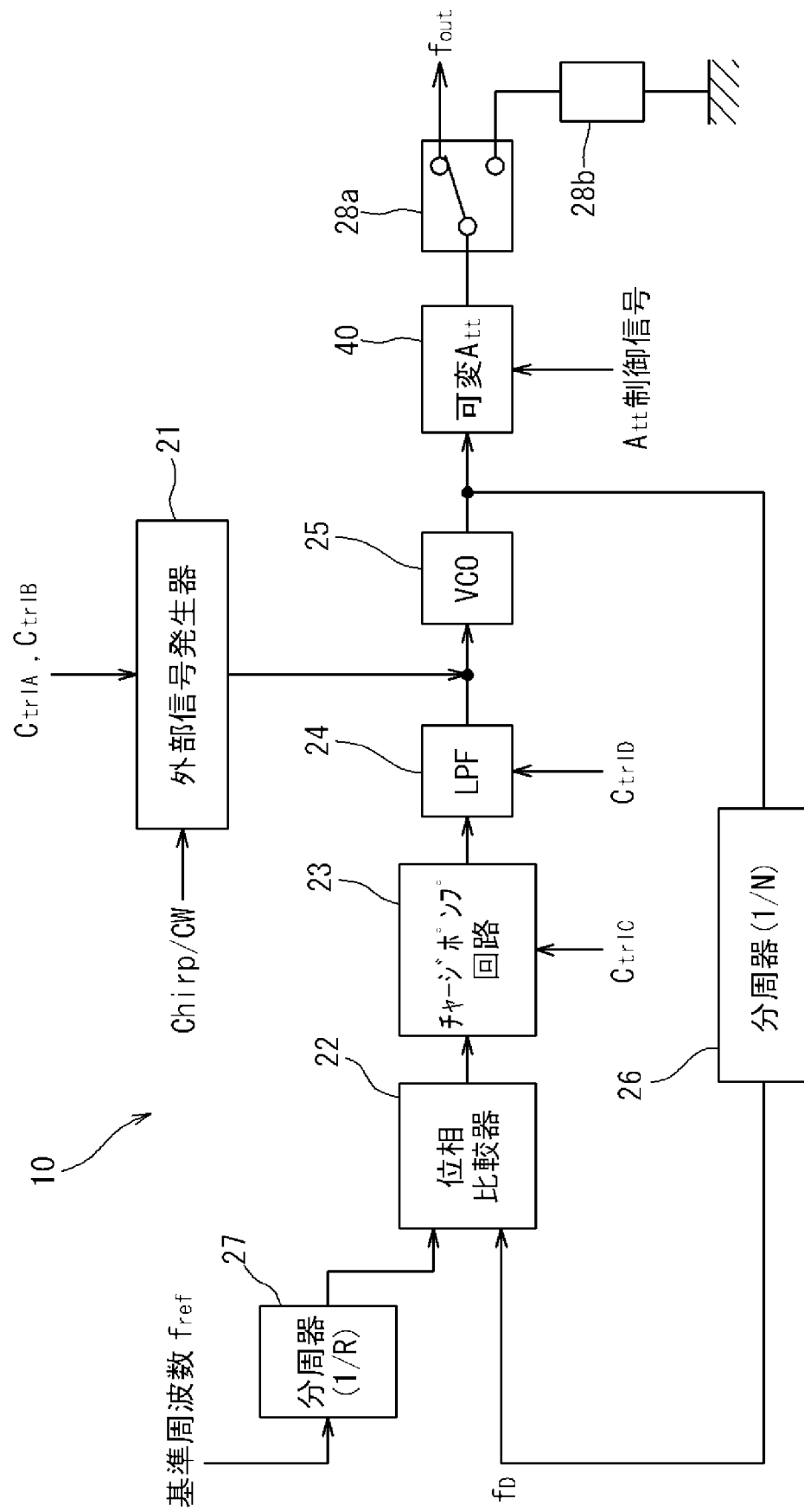


[図8]

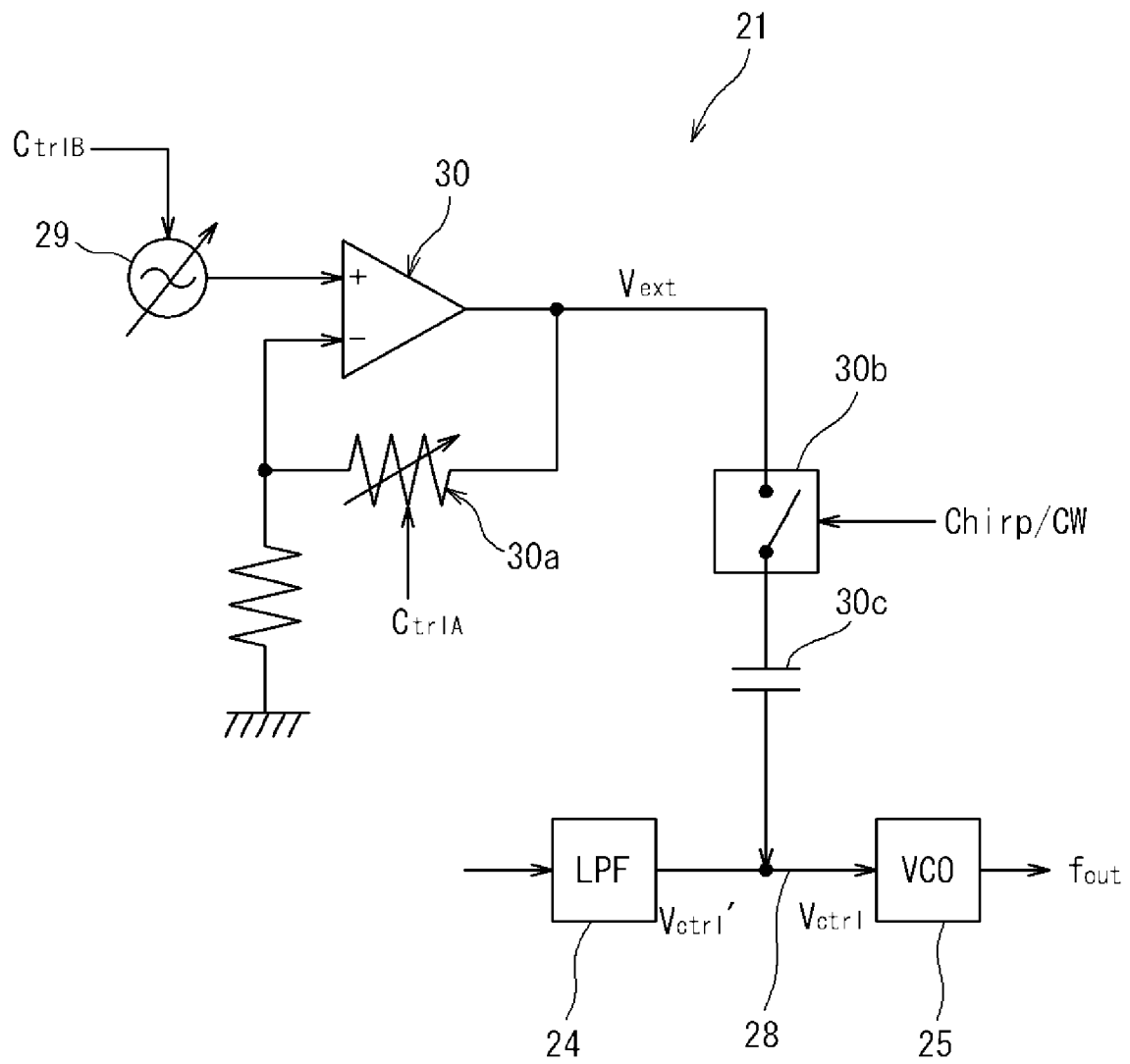
LPF	回路	補償前	2N=0	2N=2	2N=4	2N=6	2N=8
LPF-A	No1	-39.7	-51.9	-60.2	-68.2	-68.5	-68.5
	No2	-46.1	-51.8	-62.3	-65.6	-65.7	-65.7
	No3	-56.6	-60.8	-64.5	-68.6	-68.7	-68.8
	No4	-52.0	-58.7	-62.6	-65.5	-65.7	-65.6
LPF-B	No1	-35.3	-47.5	-65.8	-68.0	-68.0	-67.9
	No2	-38.2	-51.0	-61.1	-68.6	-68.5	-68.4
	No3	-44.5	-57.4	-59.7	-66.5	-66.2	-66.8
	No4	-41.1	-56.1	-66.9	-68.0	-67.1	-67.4
LPF-C	No1	-44.4	-54.6	-62.4	-67.5	-67.2	-67.6
	No2	-33.2	-37.4	-48.4	-67.8	-67.2	-67.8
	No3	-33.1	-47.4	-60.7	-67.6	-67.8	-67.8
	No4	-33.7	-45.8	-61.5	-67.4	-67.0	-67.2

[単位はdBc]

[図9]

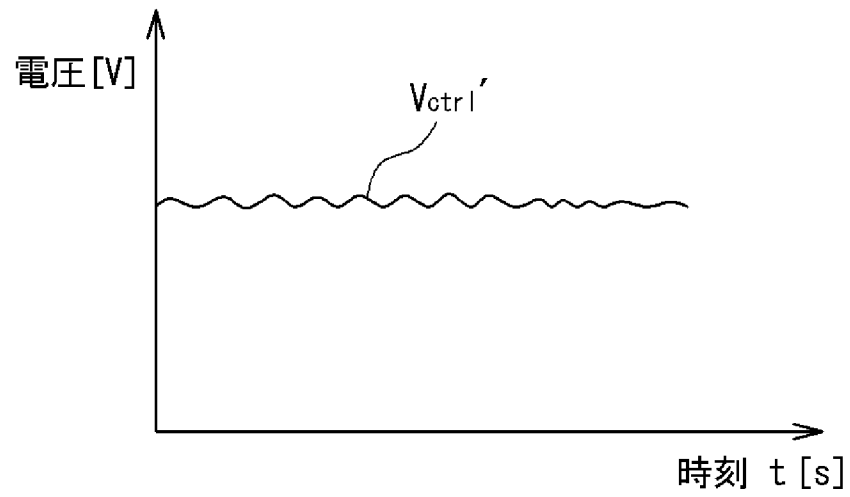


[図10]

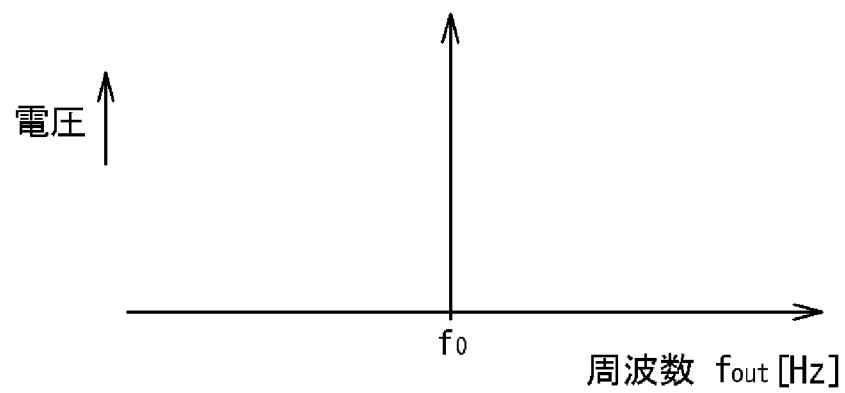


[図11]

(a)

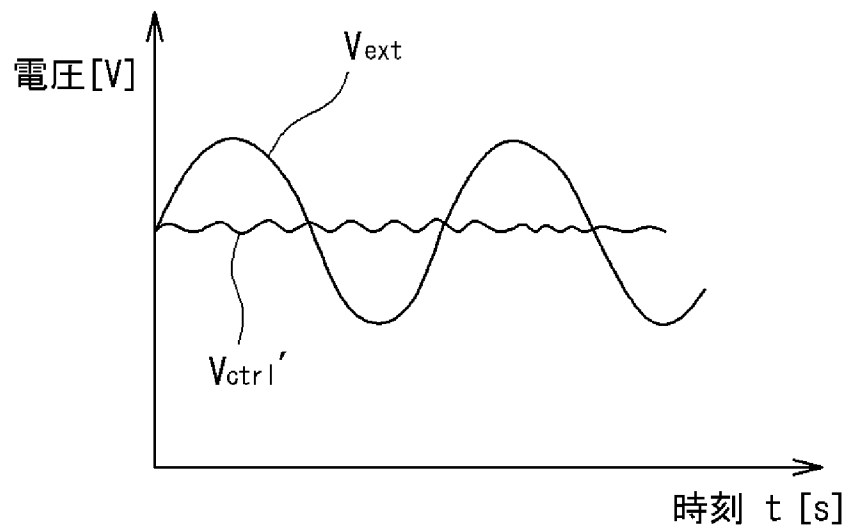


(b)

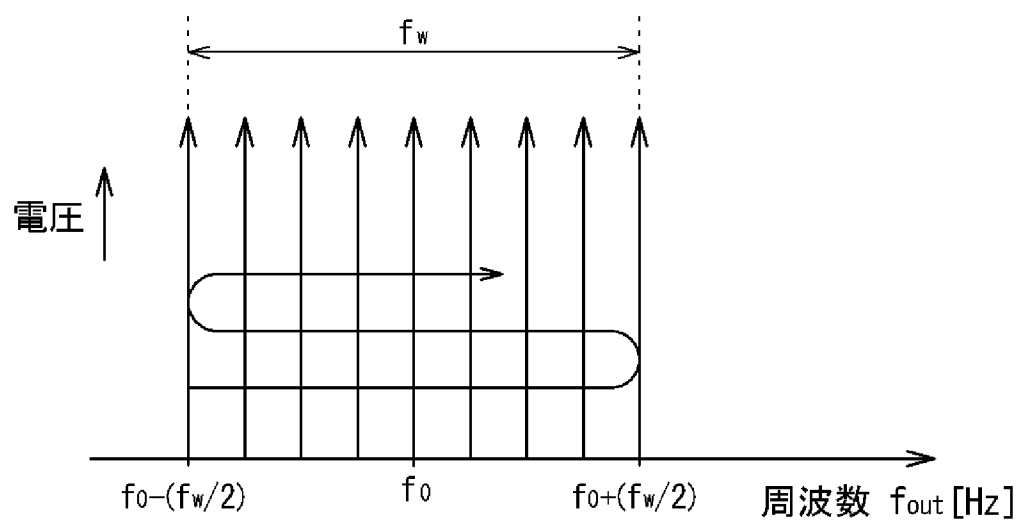


[図12]

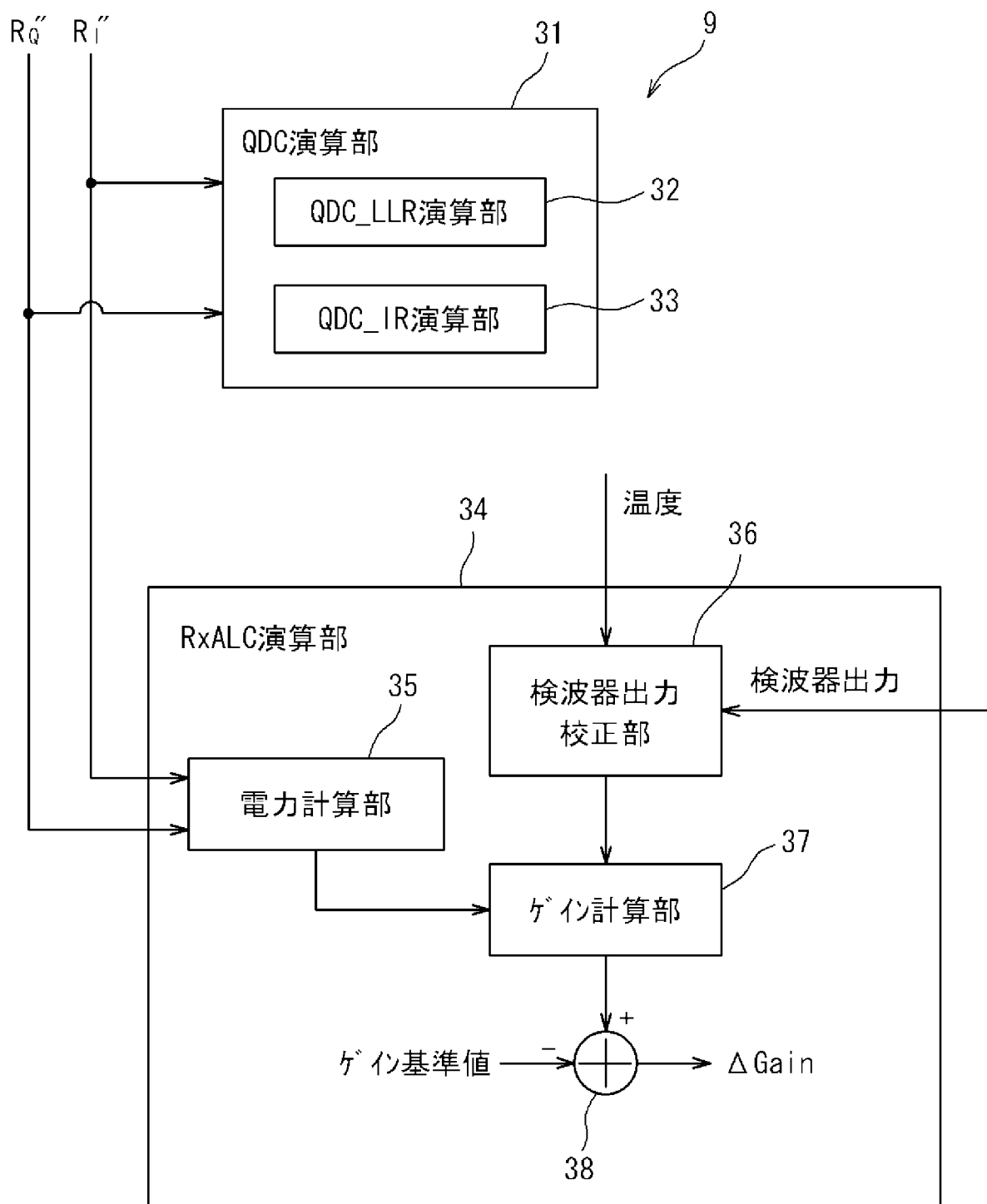
(a)



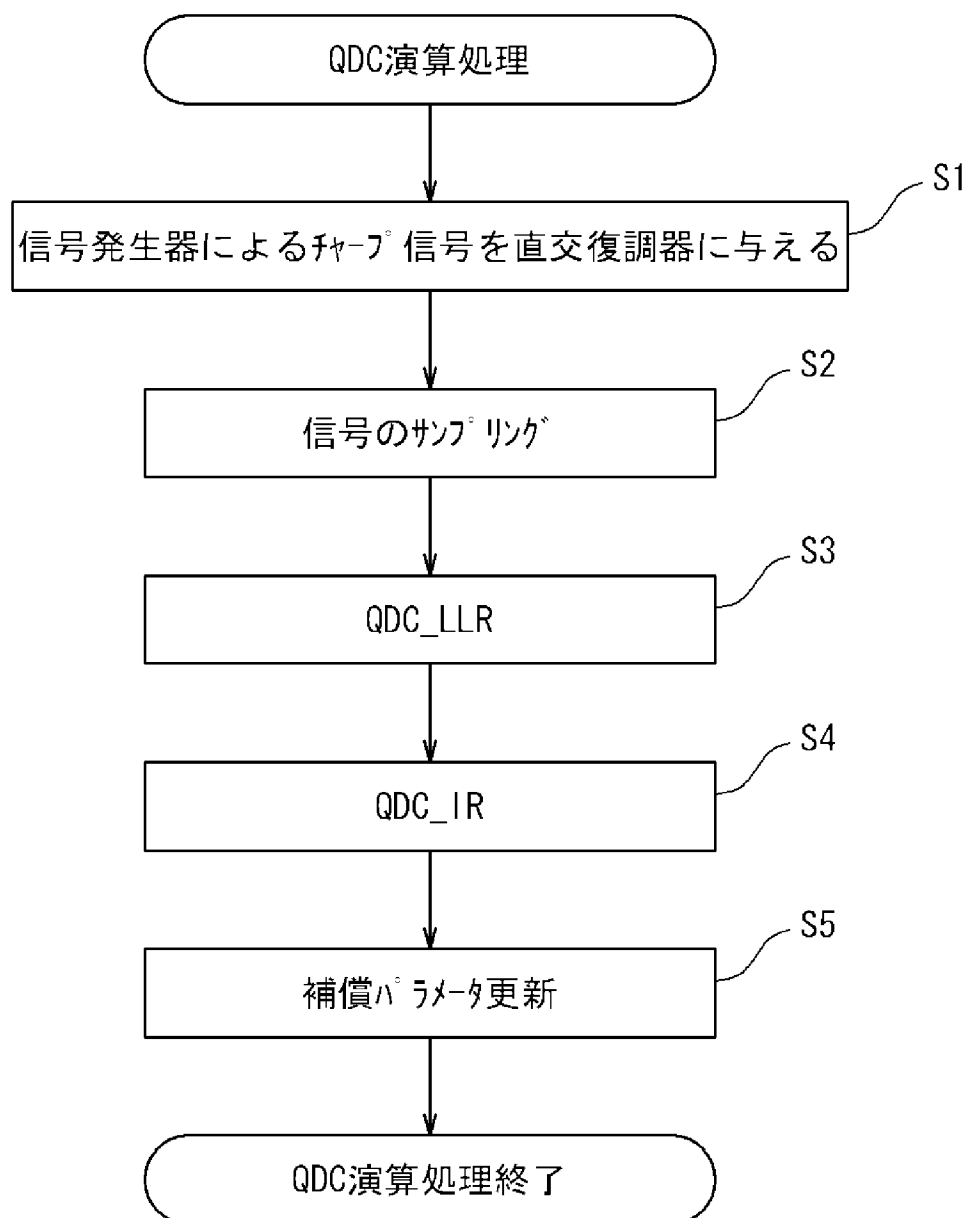
(b)



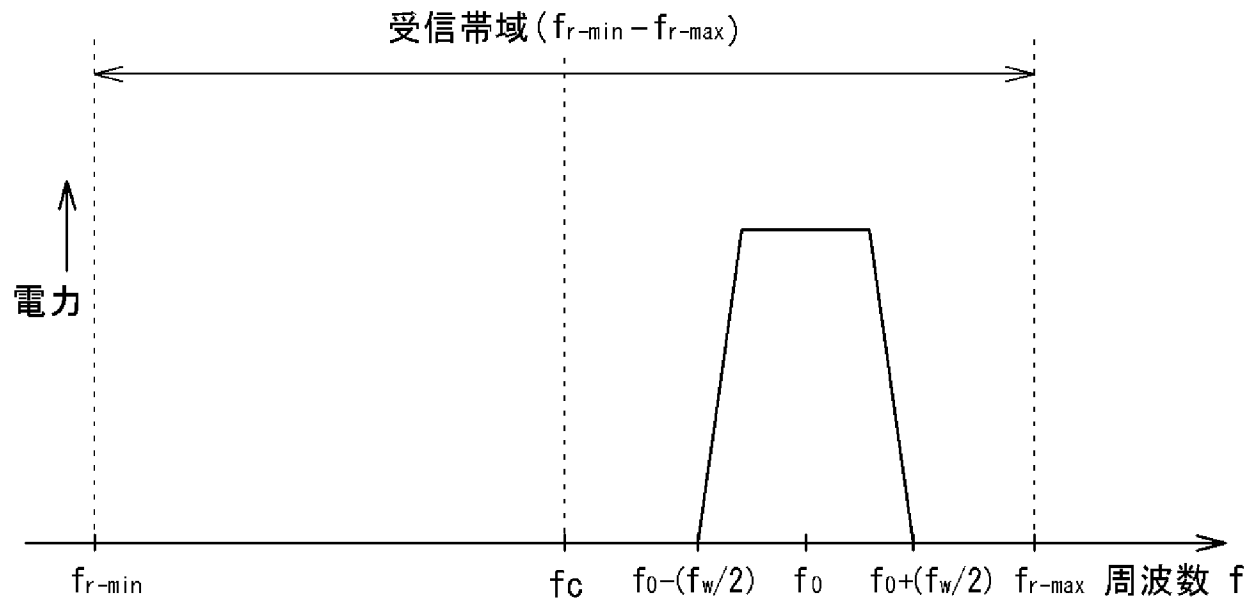
[図13]



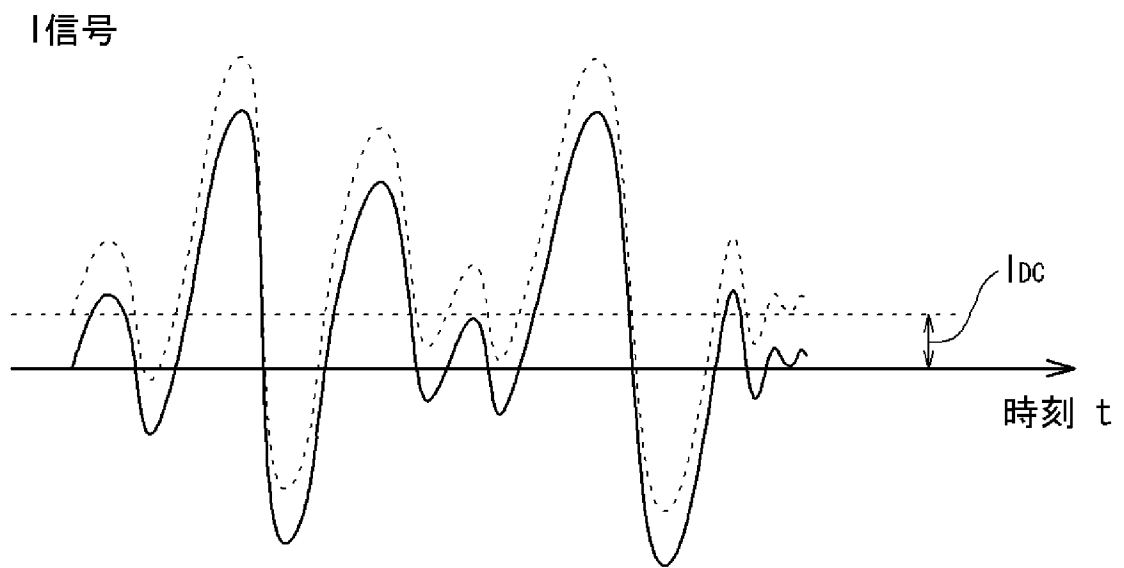
[図14]



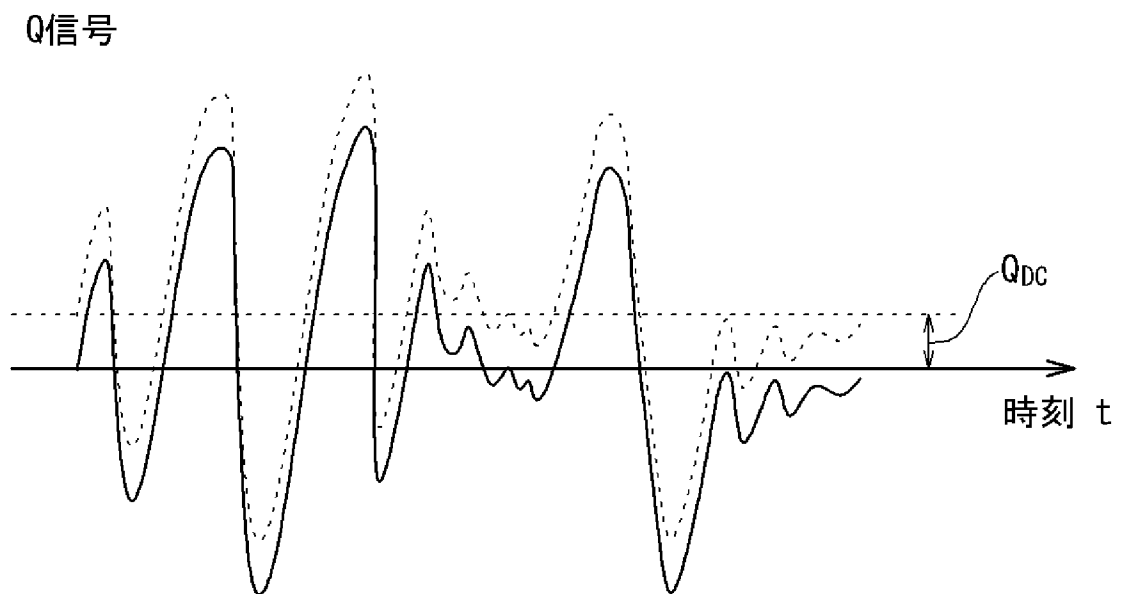
[図15]



[図16]

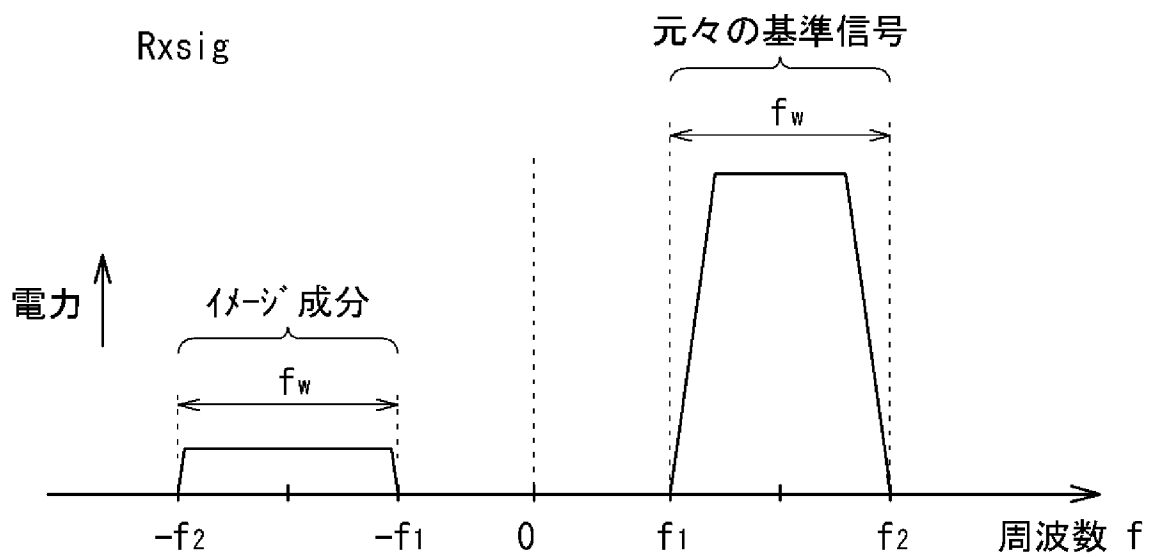


[図17]

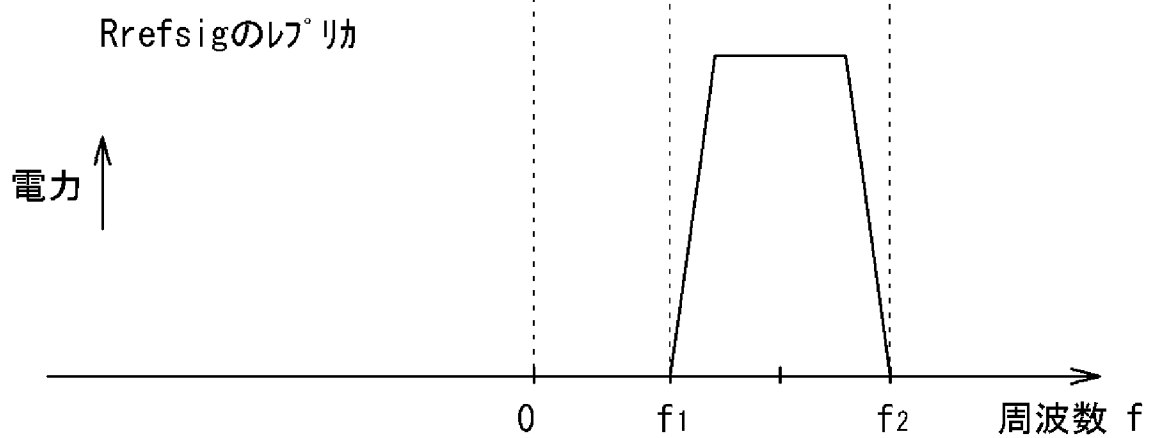


[図18]

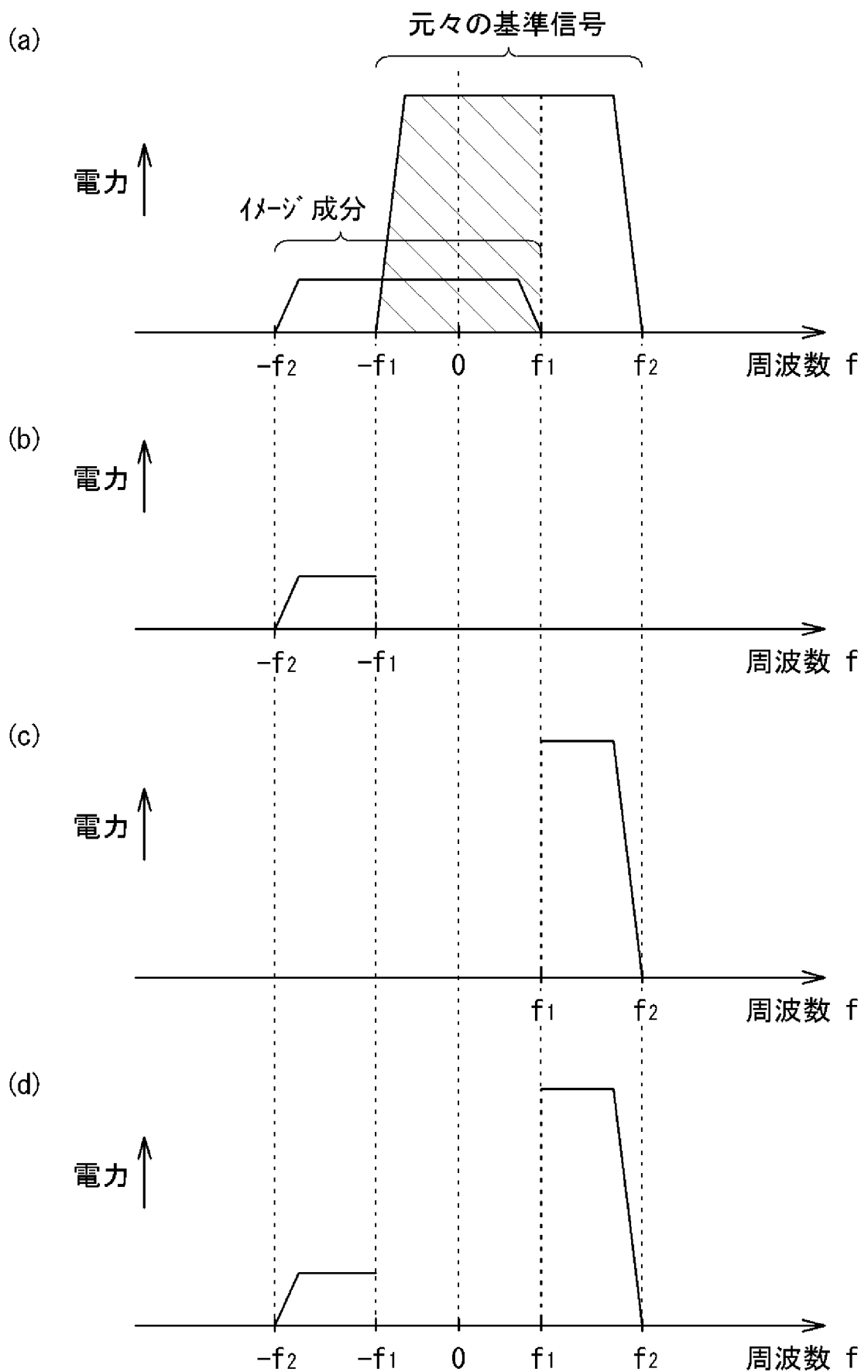
(a)



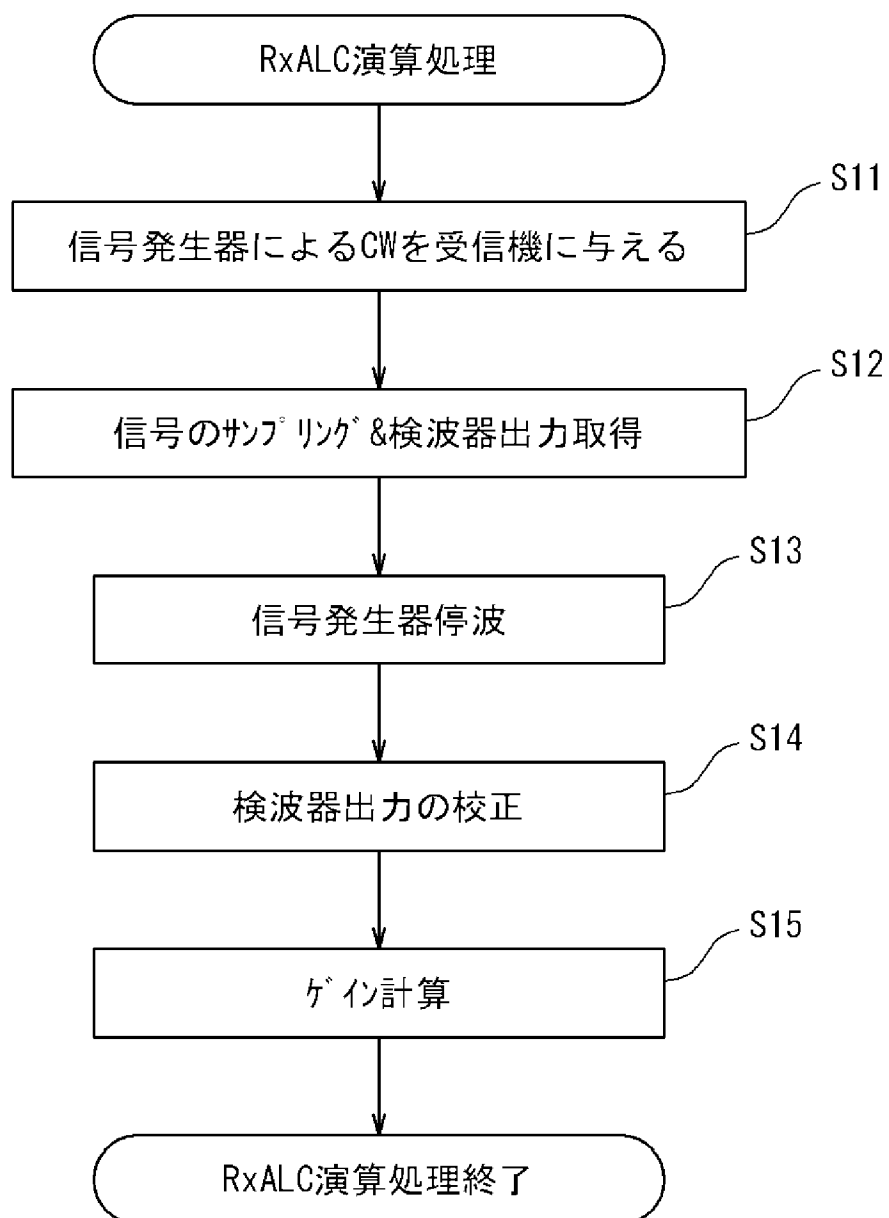
(b)



[図19]



[図20]



[図21]

(a)

$$\begin{pmatrix} R'_I(n \cdot T) \\ R'_Q(n \cdot T) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{11} & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ R_{21} & R_{22} \cdot k_N & \cdots & R_{22} \cdot k_{-1} & R_{22} \cdot k_0 & R_{22} \cdot k_1 & \cdots & R_{22} \cdot k_N \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} dc_1 \\ dc_2 \end{pmatrix} \quad \text{..... (2)}$$

(b)

$$\begin{pmatrix} R_{\text{xsig_ref}[n]} \\ R_{\text{xsig_im}[n]} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{\text{tmp}_{11}} & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ R_{\text{tmp}_{21}} & R_{\text{tmp}_{22}} \cdot k_{\text{tmp}_N} & \cdots & R_{\text{tmp}_{22}} \cdot k_{\text{tmp}_{-1}} & R_{\text{tmp}_{22}} \cdot k_{\text{tmp}_0} & R_{\text{tmp}_{22}} \cdot k_{\text{tmp}_1} & \cdots & R_{\text{tmp}_{22}} \cdot k_{\text{tmp}_N} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_{\text{fsig_ref}[n]} \\ R_{\text{fsig_im}[n-N]} \\ \vdots \\ R_{\text{fsig_im}[n-1]} \\ R_{\text{fsig_im}[n]} \\ R_{\text{fsig_im}[n+1]} \\ \vdots \\ R_{\text{fsig_im}[n+N]} \end{pmatrix} \quad \text{..... (3)}$$

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2013/072434

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04L27/38(2006.01)i, H04B1/10(2006.01)i, H04B1/26(2006.01)i, H04L27/22(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)

H04L27/38, H04B1/10, H04B1/26, H04L27/22

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 1996-2013
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2013 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2013

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

IEEE Xplore, CiNii

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2010-541486 A (MaxLinear Inc.), 24 December 2010 (24.12.2010), fig. 2; paragraphs [0020] to [0021] & US 2009/0088120 A1 & EP 2195931 A & WO 2009/045966 A1 & KR 10-2010-0081996 A & CN 101939922 A	1-7
Y	JP 2005-197968 A (Fujitsu Ltd.), 21 July 2005 (21.07.2005), fig. 1; paragraphs [0036] to [0037] & US 2005/0147190 A1	1-7
A	WO 2004/082232 A1 (KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N.V.), 23 September 2004 (23.09.2004), fig. 1; page 5, lines 13 to 23 & JP 2006-523057 A & KR 10-2005-0116138 A	1-7



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date
"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)
"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

"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
"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
"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
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
05 September, 2013 (05.09.13)

Date of mailing of the international search report
17 September, 2013 (17.09.13)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2013/072434

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2002-199039 A (NTT Docomo Inc.), 12 July 2002 (12.07.2002), fig. 2; paragraph [0046] & US 2002/0057752 A1 & EP 1168597 A1	1-7
A	JP 2007-184784 A (Hitachi Kokusai Electric Inc.), 19 July 2007 (19.07.2007), fig. 5; paragraphs [0056] to [0059] (Family: none)	1-7

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H04L27/38(2006.01)i, H04B1/10(2006.01)i, H04B1/26(2006.01)i, H04L27/22(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（I P C））

Int.Cl. H04L27/38, H04B1/10, H04B1/26, H04L27/22

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	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 3 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 3 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 3 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）

IEEE Xplore, CiNii

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 請求項の番号
Y	JP 2010-541486 A（マックス リニアー、インコーポレイテッド）2010.12.24, 図2、段落【0020】－【0021】 & US 2009/0088120 A1 & EP 2195931 A & WO 2009/045966 A1 & KR 10-2010-0081996 A & CN 101939922 A	1-7
Y	JP 2005-197968 A（富士通株式会社）2005.07.21, 図1、段落【0036】－【0037】 & US 2005/0147190 A1	1-7

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

* 引用文献のカテゴリー

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

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

国際調査を完了した日

0 5 . 0 9 . 2 0 1 3

国際調査報告の発送日

1 7 . 0 9 . 2 0 1 3

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）

郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5

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）

彦田 克文

5 K

9 1 8 2

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 5 5 6

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 請求項の番号
A	WO 2004/082232 A1 (KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N.V.) 2004.09.23, 図1、第5頁13行－23行 & JP 2006-523057 A & KR 10-2005-0116138 A	1-7
A	JP 2002-199039 A (株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ) 2002.07.12, 図2、段落【0046】 & US 2002/0057752 A1 & EP 1168597 A1	1-7
A	JP 2007-184784 A (株式会社日立国際電気) 2007.07.19, 図5、段落【0056】－【0059】 (ファミリーなし)	1-7