

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2014-220587

(P2014-220587A)

(43) 公開日 平成26年11月20日(2014.11.20)

(51) Int. Cl. F I テーマコード (参考)  
**H04B 1/26 (2006.01)** H04B 1/26 J 5K020  
 H04B 1/26 H

審査請求 未請求 請求項の数 16 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2013-96885 (P2013-96885)  
 (22) 出願日 平成25年5月2日(2013.5.2)

(71) 出願人 308033711  
 ラピスセミコンダクタ株式会社  
 神奈川県横浜市港北区新横浜二丁目4番地  
 8  
 (74) 代理人 100079119  
 弁理士 藤村 元彦  
 (74) 代理人 100109036  
 弁理士 永岡 重幸  
 (74) 代理人 100147728  
 弁理士 高野 信司  
 (72) 発明者 太矢 隆士  
 神奈川県横浜市港北区新横浜二丁目4番地  
 8 ラピスセミコンダクタ株式会社内

最終頁に続く

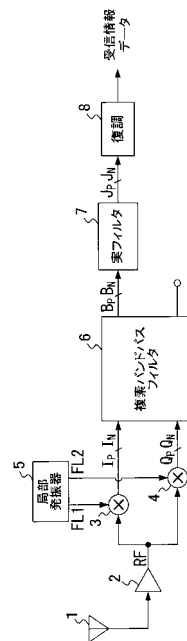
(54) 【発明の名称】 フィルタ回路及び受信装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】回路規模の増大を抑えて、減衰傾度を急峻にすることが可能なフィルタ回路、及びこのフィルタ回路を含む受信装置を提供する。

【解決手段】第1フィルタ6により、所望のチャンネルの周波数帯域を通過域に含むバンドパス特性にて周波数信号に対してフィルタリングを行って通過周波数信号を得て、第2のフィルタ7により、この通過周波数信号に対して所望のチャンネルに隣接するチャンネルの周波数帯域を減衰域に含むフィルタ特性にてフィルタリングを行う。

【選択図】 図1



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

夫々周波数帯域が異なる複数のチャンネル各々に対応した信号成分が含まれている周波数信号から、所望のチャンネルに対応した信号成分を抽出するフィルタ回路であって、

前記所望のチャンネルの周波数帯域を通過域に含むバンドパス特性にて前記周波数信号に対してフィルタリングを行って通過周波数信号を得る第 1 フィルタと、

前記所望のチャンネルに隣接するチャンネルの周波数帯域を減衰域に含むフィルタ特性にて前記通過周波数信号に対してフィルタリングを行って前記所望のチャンネルに対応した信号成分を出力する第 2 フィルタと、を有することを特徴とするフィルタ回路。

**【請求項 2】**

前記第 2 フィルタは、前記隣接するチャンネルの中心周波数で最大の減衰量となるフィルタ特性を有するノッチフィルタであることを特徴とする請求項 1 記載のフィルタ回路。

**【請求項 3】**

前記第 2 フィルタは、カットオフ周波数が前記第 1 フィルタの減衰域内にあるフィルタ特性を有するローパスフィルタ又はハイパスフィルタであることを特徴とする請求項 1 に記載のフィルタ回路。

**【請求項 4】**

前記第 2 フィルタは、前記第 1 フィルタの通過域の中心周波数とは異なる周波数を中心とした、前記第 1 フィルタの通過域と等しい帯域幅のバンドパス特性を有するバンドパスフィルタであることを特徴とする請求項 1 に記載のフィルタ回路。

**【請求項 5】**

前記第 1 及び第 2 フィルタは共に、抵抗、コンデンサ及びオペアンプからなる能動型フィルタであり、

前記第 2 フィルタに含まれる前記オペアンプのバイアス電流は、前記第 1 フィルタに含まれる前記オペアンプのバイアス電流よりも小であることを特徴とする請求項 1 ~ 4 のいずれか 1 に記載のフィルタ回路。

**【請求項 6】**

前記第 2 フィルタに含まれる前記抵抗及びコンデンサによる時定数は、前記第 1 フィルタに含まれる前記抵抗及びコンデンサによる時定数よりも小であることを特徴とする請求項 5 に記載のフィルタ回路。

**【請求項 7】**

前記第 1 フィルタは、ベッセル型のバンドパスフィルタであることを特徴とする請求項 1 ~ 6 のいずれか 1 に記載のフィルタ回路。

**【請求項 8】**

前記第 1 フィルタは、前記所望のチャンネルの周波数帯域よりも広い前記通過域を有し、前記所望のチャンネル及び前記隣接するチャンネルに対応した信号成分を抽出することを特徴とする請求項 1 ~ 7 のいずれか 1 に記載のフィルタ回路。

**【請求項 9】**

夫々周波数帯域が異なる複数のチャンネルを含む無線放送波を受信して得られた高周波信号に、互いに 90 度の位相差を有する第 1 及び第 2 の局部発振信号を夫々混合することにより第 1 及び第 2 の周波数信号を生成するミキサと、前記第 1 及び第 2 の周波数信号から所望のチャンネルに対応した中間周波信号を抽出するフィルタ回路と、を含む受信装置であって、

前記フィルタ回路は、前記所望のチャンネルの周波数帯域を含む通過域を有するバンドパス特性にて前記第 1 及び第 2 の周波数信号に対して複素フィルタリングを行って通過周波数信号を得る複素バンドパスフィルタと、

前記所望のチャンネルに隣接するチャンネルの周波数帯域を減衰域に含むフィルタ特性にて前記通過周波数信号に対してフィルタリングを行って前記中間周波信号を出力する実フィルタと、を有することを特徴とする受信装置。

**【請求項 10】**

10

20

30

40

50

前記実フィルタは、前記隣接するチャンネルの中心周波数で最大の減衰量となるフィルタ特性を有するノッチフィルタであることを特徴とする請求項 9 記載の受信装置。

【請求項 11】

前記実フィルタは、カットオフ周波数が前記複素バンドパスフィルタの減衰域内にあるフィルタ特性を有するローパスフィルタ又はハイパスフィルタであることを特徴とする請求項 9 に記載の受信装置。

【請求項 12】

前記実フィルタは、前記複素バンドパスフィルタの通過域の中心周波数とは異なる周波数を中心とした、前記複素バンドパスフィルタの通過域と等しい帯域幅のバンドパス特性を有するバンドパスフィルタであることを特徴とする請求項 9 に記載の受信装置。

10

【請求項 13】

前記複素バンドパスフィルタ及び前記実フィルタは共に、抵抗、コンデンサ及びオペアンプからなる能動型フィルタであり、

前記実フィルタに含まれる前記オペアンプのバイアス電流は、前記複素バンドパスフィルタに含まれる前記オペアンプのバイアス電流よりも小であることを特徴とする請求項 9 ~ 12 のいずれか 1 に記載の受信装置。

【請求項 14】

前記実フィルタに含まれる前記抵抗及びコンデンサによる時定数は、前記複素バンドパスフィルタに含まれる前記抵抗及びコンデンサによる時定数よりも小であることを特徴とする請求項 13 に記載の受信装置。

20

【請求項 15】

前記複素バンドパスフィルタは、ベッセル型のバンドパスフィルタであることを特徴とする請求項 9 ~ 14 のいずれか 1 に記載の受信装置。

【請求項 16】

前記第 1 フィルタは、前記所望のチャンネルの周波数帯域よりも広い前記通過域を有し、前記所望のチャンネル及び前記隣接するチャンネルに対応した信号成分を抽出することを特徴とする請求項 9 ~ 15 のいずれか 1 に記載の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

30

本発明は、周波数信号から所望チャンネルに対応した信号成分を抽出するフィルタ回路及びこのフィルタ回路を含む受信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

受信した電波を一旦、中間周波数帯域の信号に変換するスーパーヘテロダイン方式の受信装置が知られている。また、スーパーヘテロダイン方式を採用した場合に問題となるイメージ信号を除去する為に、中間周波数のフィルタとして、複素バンドパスフィルタを用いた受信装置が知られている（例えば、特許文献 1 参照）。複素バンドパスフィルタは、互いに 90 度の位相差を持つ中間周波信号である Q 信号及び I 信号を入力とし、所望のバンドパス特性によって希望波を通過させ且つ妨害波を減衰させるものである。

40

【0003】

ところで、良好な受信性能を得るべく、複素バンドパスフィルタとしては、イメージ波又は隣接チャンネル等の不要な帯域の信号を減衰させる減衰傾度が急峻なものが望まれている。しかしながら、減衰傾度を急峻にするにはフィルタの次数を増やす必要があり、その分だけ回路規模が大となる。特に、複素バンドパスフィルタは、Q 信号及び I 信号各々に対応した 2 系統分のフィルタから構成（例えば、特許文献 2 参照）されるので、次数の増加に伴う回路規模の増加量が大となる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

50

【特許文献 1】特開 2004 - 515104 号公報

【特許文献 2】特開 2008 - 205962 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

本発明は、回路規模の増大を抑えて、減衰傾度を急峻にすることが可能なフィルタ回路、及びこのフィルタ回路を含む受信装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明に係るフィルタ回路は、夫々周波数帯域が異なる複数のチャンネル各々に対応した信号成分が含まれている周波数信号から、所望のチャンネルに対応した信号成分を抽出するフィルタ回路であって、前記所望のチャンネルの周波数帯域を通過域に含むバンドパス特性にて前記周波数信号に対してフィルタリングを行って通過周波数信号を得る第 1 フィルタと、前記所望のチャンネルに隣接するチャンネルの周波数帯域を減衰域に含むフィルタ特性にて前記通過周波数信号に対してフィルタリングを行って前記所望のチャンネルに対応した信号成分を出力する第 2 フィルタと、を有する。

【0007】

また、本発明に係る受信装置は、夫々周波数帯域が異なる複数のチャンネルを含む無線放送波を受信して得られた高周波信号に、互いに 90 度の位相差を有する第 1 及び第 2 の局部発振信号を夫々混合することにより第 1 及び第 2 の周波数信号を生成するミキサと、前記第 1 及び第 2 の周波数信号から所望のチャンネルに対応した中間周波信号を抽出するフィルタ回路と、を含む受信装置であって、前記フィルタ回路は、前記所望のチャンネルの周波数帯域を含む通過域を有するバンドパス特性にて前記第 1 及び第 2 の周波数信号に対して複素フィルタリングを行って通過周波数信号を得る複素バンドパスフィルタと、前記所望のチャンネルに隣接するチャンネルの周波数帯域を減衰域に含むフィルタ特性にて前記通過周波数信号に対してフィルタリングを行って前記中間周波信号を出力する実フィルタと、を有する。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図 1】本発明に係るフィルタ回路が含まれる受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 2】複素 BPF 6 の内部構成の一例を示す回路図である。

【図 3】複素 BPF 6 及び実フィルタ 7 (ノッチフィルタ) のフィルタ特性、並びに中間周波フィルタとしてのフィルタ特性の一例を示す図である。

【図 4】ノッチフィルタとしての実フィルタ 7 の構成の一例を示す回路図である。

【図 5】ローパスフィルタとしての実フィルタ 7 の構成の一例を示す回路図である。

【図 6】複素 BPF 6 及び実フィルタ 7 (ローパスフィルタ) のフィルタ特性、並びに中間周波フィルタとしてのフィルタ特性の一例を示す図である。

【図 7】バンドパスフィルタとしての実フィルタ 7 の構成の一例を示す回路図である。

【図 8】複素 BPF 6 及び実フィルタ 7 (バンドパスフィルタ) のフィルタ特性、並びに中間周波フィルタとしてのフィルタ特性の一例を示す図である。

【図 9】複素 BPF 6 及び実フィルタ 7 (ノッチフィルタ) のフィルタ特性、並びに中間周波フィルタとしてのフィルタ特性の他の一例を示す図である。

【図 10】複素 BPF 6 及び実フィルタ 7 (ハイパスフィルタ) のフィルタ特性、並びに中間周波フィルタとしてのフィルタ特性の他の一例を示す図である。

【図 11】複素 BPF 6 及び実フィルタ 7 (バンドパスフィルタ) のフィルタ特性、並びに中間周波フィルタとしてのフィルタ特性の他の一例を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0009】

図 1 は、本発明に係るフィルタ回路が含まれる受信装置の構成を示すブロック図である。図 1 に示すように、かかる受信装置は、アンテナ 1、低雑音アンプ 2、ミキサ 3 及び 4

10

20

30

40

50

、局部発振器 5、複素バンドパスフィルタ 6（以下、複素 BPF 6 と称する）、実フィルタ 7 及び復調回路 8 を含む。

【0010】

図 1 において、アンテナ 1 は、送信装置（図示せぬ）から送信されてきた、夫々周波数帯域が異なる複数のチャンネル各々に対応した信号成分が含まれている無線放送波を受信する。そして、アンテナ 1 は、かかる無線放送波を受信して得られた高周波信号を低雑音アンプ 2 に供給する。低雑音アンプ 2 は、かかる高周波信号を増幅して得られた増幅受信信号 RF をミキサ 3 及び 4 に供給する。局部発振器 5 は、受信を希望する所望チャンネルに対応した周波数よりも中間周波数  $f_c$  分だけ低い周波数を有し、且つ互いに 90 度の位相差を有する局部発振信号 FL1 及び FL2 を生成する。局部発振器 5 は、この局部発振信号 FL1 をミキサ 3 に供給すると共に、局部発振信号 FL2 をミキサ 4 に供給する。

10

【0011】

ミキサ 3 は、増幅受信信号 RF に局部発振信号 FL1 を混合することにより、上記した高周波信号よりも周波数が低く且つ互いに極性が異なる中間周波信号  $I_p$  及び  $I_N$  を生成し、これらを複素 BPF 6 に供給する。ミキサ 4 は、増幅受信信号 RF に局部発振信号 FL2 を混合することにより、上記した中間周波信号  $I_p$  の位相を 90 度だけずらした中間周波信号  $Q_p$  と、中間周波信号  $I_N$  の位相を 90 度だけずらした中間周波信号  $Q_N$  とを生成し、これらを複素 BPF 6 に供給する。すなわち、ミキサ 3 及び 4 は、互いに 90 度の位相差を有する中間周波信号 ( $I_p$ ,  $I_N$ ) 及び ( $Q_p$ ,  $Q_N$ ) を複素 BPF 6 に供給する。

20

【0012】

複素 BPF 6 は、例えば図 2 に示す如き回路構成を有するベッセル型のバンドパスフィルタである。

【0013】

図 2 に示す如く、複素 BPF 6 は、抵抗 601 ~ 608、単位フィルタモジュール 61 及び 62 からなる複素型フィルタ F1 と、抵抗 609 ~ 616、単位フィルタモジュール 63 及び 64 からなる複素型フィルタ F2 と、抵抗 617 ~ 624、単位フィルタモジュール 65 及び 66 からなる複素型フィルタ F3 と、を縦列接続した 3 次のフィルタである。

【0014】

単位フィルタモジュール 61 ~ 66 の各々は同一の内部構成を有し、夫々オペアンプ AP、抵抗 R1 及び R2、コンデンサ C1 及び C2 を含む能動型のフィルタモジュールである。すなわち、単位フィルタモジュール 61 ~ 66 の各々における差動入力差動出力型のオペアンプ AP の反転入力端子には抵抗 R1 及びコンデンサ C1 各々の一端が接続されており、オペアンプ AP の非反転出力端子には、これら抵抗 R1 及びコンデンサ C1 各々の他端が接続されている。また、オペアンプ AP の非反転入力端子には抵抗 R2 及びコンデンサ C2 各々の一端が接続されており、オペアンプ AP の反転出力端子には、これら抵抗 R2 及びコンデンサ C2 各々の他端が接続されている。

30

【0015】

ここで、ミキサ 3 から供給された中間周波信号  $I_p$  及び  $I_N$  の内の  $I_p$  は、抵抗 601 を介して、単位フィルタモジュール 61 のオペアンプ AP の反転入力端子に供給され、中間周波信号  $I_N$  は、抵抗 602 を介して、単位フィルタモジュール 61 のオペアンプ AP の非反転入力端子に供給される。また、ミキサ 3 から供給された中間周波信号  $Q_p$  及び  $Q_N$  の内の  $Q_p$  は、抵抗 603 を介して、単位フィルタモジュール 62 のオペアンプ AP の反転入力端子に供給され、中間周波信号  $Q_N$  は、抵抗 604 を介して、単位フィルタモジュール 62 のオペアンプ AP の非反転入力端子に供給される。単位フィルタモジュール 61 のオペアンプ AP の非反転入力端子と、単位フィルタモジュール 62 のオペアンプ AP の非反転出力端子とが、抵抗 605 を介して接続されている。単位フィルタモジュール 61 のオペアンプ AP の反転入力端子と、単位フィルタモジュール 62 のオペアンプ AP の反転出力端子とが、抵抗 606 を介して接続されている。単位フィルタモジュール 62 のオペアンプ AP の反転入力端子と、単位フィルタモジュール 61 のオペアンプ AP の非反転出

40

50

力端子とが、抵抗 607 を介して接続されている。単位フィルタモジュール 62 のオペアンプ AP の非反転入力端子と、単位フィルタモジュール 61 のオペアンプ AP の反転出力端子とが、抵抗 608 を介して接続されている。

【0016】

また、単位フィルタモジュール 61 のオペアンプ AP の非反転出力端子は、抵抗 609 を介して、単位フィルタモジュール 63 のオペアンプ AP の反転入力端子に接続されている。単位フィルタモジュール 61 のオペアンプ AP の反転出力端子は、抵抗 610 を介して、単位フィルタモジュール 63 のオペアンプ AP の非反転入力端子に接続されている。単位フィルタモジュール 62 のオペアンプ AP の非反転出力端子は、抵抗 611 を介して、単位フィルタモジュール 64 のオペアンプ AP の反転入力端子に接続されている。単位フィルタモジュール 62 のオペアンプ AP の反転出力端子は、抵抗 612 を介して、単位フィルタモジュール 64 のオペアンプ AP の非反転入力端子に接続されている。

10

【0017】

また、単位フィルタモジュール 63 のオペアンプ AP の非反転入力端子と、単位フィルタモジュール 64 のオペアンプ AP の非反転出力端子とが、抵抗 613 を介して接続されている。単位フィルタモジュール 63 のオペアンプ AP の反転入力端子と、単位フィルタモジュール 64 のオペアンプ AP の反転出力端子とが、抵抗 614 を介して接続されている。単位フィルタモジュール 64 のオペアンプ AP の反転入力端子と、単位フィルタモジュール 63 のオペアンプ AP の非反転出力端子とが、抵抗 615 を介して接続されている。単位フィルタモジュール 64 のオペアンプ AP の非反転入力端子と、単位フィルタモジュール 63 のオペアンプ AP の反転出力端子とが、抵抗 616 を介して接続されている。

20

【0018】

また、単位フィルタモジュール 63 のオペアンプ AP の非反転出力端子は、抵抗 617 を介して、単位フィルタモジュール 65 のオペアンプ AP の非反転入力端子に接続されている。単位フィルタモジュール 63 のオペアンプ AP の反転出力端子は、抵抗 618 を介して、単位フィルタモジュール 65 のオペアンプ AP の非反転入力端子に接続されている。単位フィルタモジュール 64 のオペアンプ AP の非反転出力端子は、抵抗 619 を介して、単位フィルタモジュール 66 のオペアンプ AP の非反転入力端子に接続されている。単位フィルタモジュール 64 のオペアンプ AP の反転出力端子は、抵抗 620 を介して、単位フィルタモジュール 66 のオペアンプ AP の非反転入力端子に接続されている。また、単位フィルタモジュール 65 のオペアンプ AP の非反転入力端子と、単位フィルタモジュール 66 のオペアンプ AP の非反転出力端子とが、抵抗 621 を介して接続されている。単位フィルタモジュール 65 のオペアンプ AP の反転入力端子と、単位フィルタモジュール 66 のオペアンプ AP の反転出力端子とが、抵抗 622 を介して接続されている。単位フィルタモジュール 66 のオペアンプ AP の反転入力端子と、単位フィルタモジュール 65 のオペアンプ AP の非反転出力端子とが、抵抗 623 を介して接続されている。単位フィルタモジュール 66 のオペアンプ AP の非反転入力端子と、単位フィルタモジュール 65 のオペアンプ AP の反転出力端子とが、抵抗 624 を介して接続されている。

30

【0019】

上記した構成により、複素 BPF 6 は、中間周波信号 ( $I_P, I_N, Q_P, Q_N$ ) 中に重畳している不要なチャネルの信号成分及びイメージ信号を除去しつつ、この中間周波信号 ( $I_P, I_N, Q_P, Q_N$ ) 中から受信希望する所望のチャネルに対応した帯域の信号を抽出する。この際、複素 BPF 6 は、この抽出した受信希望チャネルに対応した帯域の信号を中間周波信号  $B_P$  として、単位フィルタモジュール 65 のオペアンプ AP の非反転出力端子から送出する。更に、複素 BPF 6 は、かかる中間周波信号  $B_P$  の極性を反転させた中間周波信号  $B_N$  を、単位フィルタモジュール 65 のオペアンプ AP の反転出力端子から送出する。

40

【0020】

例えば、図 3 に示すように中間周波信号 ( $I_P, I_N, Q_P, Q_N$ ) 中には、受信を希望するチャネル CH1 に対応した信号成分の他に、このチャネル CH1 に隣接するチャネル CH

50

2及びCH3各々に対応した信号成分が重畳している。この際、複素BPF6は、図3に示す如き、受信希望チャンネルCH1の中心周波数 $f_{c1}$ を中心とする帯域WTの信号成分を通過させるべきフィルタ特性G1を有する。この際、受信希望チャンネルCH1における群遅延偏差を小さくすべく、複素BPF6のフィルタ特性G1における通過域の帯域WTとしては、受信希望チャンネルCH1の周波数帯域よりも広い帯域幅を設定しても良い。尚、受信希望チャンネルCH1の幅よりも広い帯域WTを設定した場合、本来はノイズとなる為、除去すべき隣接するチャンネルCH2の信号を通過させることになる。

【0021】

複素BPF6は、かかるフィルタ特性G1にて、中間周波信号( $I_p, I_N, Q_p, Q_N$ )中の信号成分を通過させた通過周波数信号を、中間周波信号 $B_p$ 及び $B_N$ として次段の実フィルタ7に供給する。

10

【0022】

実フィルタ7は、例えば図4に示す如き回路構成を有するノッチフィルタである。

【0023】

図4に示す如く、ノッチフィルタとしての実フィルタ7は、単位フィルタモジュール71~73、抵抗701~710からなる。尚、単位フィルタモジュール71は、上記した単位フィルタモジュール61~66と同一の内部回路構成、つまり、オペアンプAP、抵抗R1及びR2、コンデンサC1及びC2からなる能動型のフィルタモジュールである。また、単位フィルタモジュール72は、オペアンプAP1と、このAP1の反転入力端子及び非反転出力端子に接続されているコンデンサC3と、AP1の非反転入力端子及び反転出力端子に接続されているコンデンサC4と、からなる。また、単位フィルタモジュール73は、オペアンプAP2と、このAP2の反転入力端子及び非反転出力端子に接続されている抵抗R3と、AP2の非反転入力端子及び反転出力端子に接続されている抵抗R4と、からなる。尚、実フィルタ7を形成する単位フィルタモジュール71~73各々に含まれるオペアンプAP、AP1及びAP2としては、複素BPF6を形成する単位フィルタモジュール61~66各々に含まれるオペアンプAPよりもバイアス電流の高い高速なものが用いられる。すなわち、複素BPF6に含まれるオペアンプAPは、実フィルタ7に含まれるオペアンプAP、AP1及びAP2に比して小さなバイアス電流で動作する低速なものが用いられる。また、実フィルタ7に含まれるオペアンプは複素BPF6に含まれるオペアンプよりも高速な信号を扱う。よって、実フィルタ7に含まれる抵抗及びコンデンサによる時定数は、複素BPF6に含まれる抵抗及びコンデンサによる時定数よりも小である。すなわち、実フィルタ7では、複素BPF6に比べて小さな時定数を担う、比較的小さな形成面積を有する抵抗及びコンデンサが用いられている。

20

30

【0024】

ここで、複素BPF6から供給された中間周波信号 $B_p$ 及び $B_N$ の内の $B_p$ は、抵抗701を介して単位フィルタモジュール71のオペアンプAPの反転入力端子に供給されると共に、抵抗707を介して単位フィルタモジュール73のオペアンプAP2の反転入力端子に供給される。また、中間周波信号 $B_N$ は、抵抗702を介して単位フィルタモジュール71のオペアンプAPの非反転入力端子に供給されると共に、抵抗708を介して単位フィルタモジュール73のオペアンプAP2の非反転入力端子に供給される。単位フィルタモジュール71のオペアンプAPの非反転出力端子は、抵抗703を介して単位フィルタモジュール72のオペアンプAP1の反転入力端子に接続されていると共に、抵抗710を介して単位フィルタモジュール73のオペアンプAP2の反転入力端子に接続されている。単位フィルタモジュール71のオペアンプAPの反転出力端子は、抵抗704を介して単位フィルタモジュール72のオペアンプAP1の非反転入力端子に接続されていると共に、抵抗709を介して単位フィルタモジュール73のオペアンプAP2の非反転入力端子に接続されている。単位フィルタモジュール72のオペアンプAP1の反転出力端子と、単位フィルタモジュール71のオペアンプAPの反転入力端子とが、抵抗705を介して接続されている。また、単位フィルタモジュール72のオペアンプAP1の非反転出力端子と、単位フィルタモジュール71のオペアンプAPの非反転入力端子とが、抵抗

40

50

706を介して接続されている。

【0025】

上記した構成により、実フィルタ7は、図3に示すように、受信希望チャンネルCH1に隣接（高域側）するチャンネルCH2の中心周波数 $f_{c2}$ で減衰量が最大、例えば10dB落ちとなるフィルタ特性G2にて、前段の複素BPF6から供給された中間周波信号（ $B_p, B_N$ ）に対してフィルタリングを行う。尚、実フィルタ7は、かかるチャンネルCH2よりも更に高域側に隣接するチャンネルCH3の中心周波数 $f_{c3}$ で減衰量が最大となるフィルタ特性で、中間周波信号（ $B_p, B_N$ ）に対してフィルタリングを行うようにしても良い。そして、実フィルタ7は、かかるフィルタリングによって得られた中間周波信号 $J_p$ を、単位フィルタモジュール73のオペアンプAP2の非反転出力端子から送出する。更に、実フィルタ7は、この中間周波信号 $J_p$ の極性を反転させた中間周波信号 $J_N$ を、単位フィルタモジュール73のオペアンプAP2の反転出力端子から送出する。

10

【0026】

従って、複素BPF6及び実フィルタ7を直列に接続してなる中間周波フィルタは、複素BPF6のフィルタ特性G1と実フィルタ7のフィルタ特性G2とを合成させた、図3に示す如きフィルタ特性G3にて、ミキサ（3,4）から供給された中間周波信号（ $I_p, I_N, Q_p, Q_N$ ）に対してフィルタリングを行うことになる。この際、図3に示すように、フィルタ特性G3における低域側減衰域CA1及び通過域CA2での特性は、複素BPF6によるフィルタ特性G1の低域側減衰域CA1及び通過域CA2での特性と等しい。しかしながら、実フィルタ7を設けたことにより、フィルタ特性G3の高域側減衰域CA3では、図3に示す如くフィルタ特性G1の高域側減衰域CA3よりも急峻な減衰傾度となる。これにより、受信希望チャンネルCH1の高域側に隣接するチャンネルCH2からの妨害を確実に除去することが可能となる。

20

【0027】

複素BPF6及び実フィルタ7からなる中間周波フィルタは、上記したフィルタリングによって得られた中間周波信号 $J_p$ 及び $J_N$ を復調回路8に供給する。

【0028】

復調回路8は、中間周波信号 $J_p$ 及び $J_N$ に対して復調を施すことにより、無線送信された情報データを復元する。

【0029】

このように、図1に示す受信装置では、無線送信されてきた高周波信号をこの高周波信号よりも低い周波数の中間周波信号に変換して復調処理を行うにあたり、2入力2出力の複素BPF6及び1入力1出力の実フィルタ7を縦列に接続してなる中間周波フィルタによって、受信希望チャンネルの信号成分のみを抽出するようにしている。

30

【0030】

ここで、かかる中間周波フィルタでは、複素BPF6としてベッセル型のフィルタを採用しているので、イメージ信号の除去が為されると共に、通過帯域での群遅延偏差を小さくすることが出来る。ところで、複素BPF6によって、図3に示す如き受信希望チャンネルCH1に隣接するチャンネルCH2からの妨害を確実に抑える為には、フィルタの通過阻止領域での減衰量を大きくする、つまり減衰傾度を急峻にする必要がある。この際、減衰傾度を急峻にする為にはフィルタの次数を増やせば良いが、複素BPF6では、図2に示すようにフィルタ1段あたり、2つの単位フィルタモジュール（例えば61及び62）が必要となるので、フィルタ次数の増加に伴う回路規模の増大分が大となる。例えば、図3に示すフィルタ特性G3を複素BPF6だけで実現するには、図2に示す如き3段分の複素型フィルタF1~F3の後段に、更に2段分の複素型フィルタを追加する必要がある。よって、追加した2段分の複素型フィルタを構成する、少なくとも4つの単位フィルタモジュール（4つのオペアンプAPと、各オペアンプAPに接続される抵抗及びコンデンサを含む）の分、回路規模が増大することになる。

40

【0031】

そこで、このような回路規模の増大分を抑制させるべく、本発明においては、複素BPF

50



F 6 の後段に、図 3 に示す如く受信希望チャンネル C H 1 に隣接するチャンネル C H 2 (又は C H 3) の中心周波数  $f_{c2}$  (又は  $f_{c3}$ ) で減衰量が最大となるフィルタ特性 G 2 を有する実フィルタ 7 を接続するようにしている。これにより、複素 B P F 6 の次数を増すことなく、所望のフィルタ特性、つまり、複素 B P F 6 におけるフィルタ特性 G 1 の高域側減衰域 C A 3 での減衰傾度を急峻化したフィルタ特性 G 3 を得ることが可能となる。この際、ノッチフィルタとしての実フィルタ 7 は、図 4 に示すように、3 つのオペアンプ (A P、A P 1、A P 2)、及びこれらオペアンプの各々に接続される素子 (抵抗、コンデンサ) から構成されている。よって、複素 B P F 6 のフィルタ次数を増やした場合よりも、複素 B P F 6 の後段に実フィルタ 7 を接続した構成の方が、回路規模の増大分が少なくなる。

10

## 【 0 0 3 2 】

また、中間周波フィルタを複素 B P F 6 及び実フィルタ 7 で構成したので、通過帯域 C A 2 ではベッセル型の複素 B P F 6 によって群遅延偏差を小さくすることが可能となり、高域側減衰域 C A 3 では実フィルタ 7 によって減衰傾度の急峻化が図られるようになる。このような中間周波フィルタ (6、7) によれば、通過帯域での周波数特性と、減衰域での減衰傾度とを別個に設定することができる為、通過帯域を広く且つ群遅延偏差を小さくすると共に、減衰域での減衰量を大きくすることが容易となる。

## 【 0 0 3 3 】

従って、本発明によれば、小規模な回路構成によって、群遅延偏差が小さく且つ急峻な減衰傾度を有する中間周波フィルタを実現することが可能となる。

20

## 【 0 0 3 4 】

尚、上記実施例では、実フィルタ 7 としてノッチフィルタを用いているが、このノッチフィルタに代えてローパスフィルタを採用しても良い。

## 【 0 0 3 5 】

図 5 は、実フィルタ 7 をローパスフィルタで構成した場合における実フィルタ 7 の内部構成の一例を示す回路図である。

## 【 0 0 3 6 】

尚、図 5 に示す構成は、図 4 に示されるノッチフィルタから、抵抗 7 0 7 ~ 7 1 0 及び単位フィルタモジュール 7 3 を省いたものであり、他の回路構成は図 4 に示されるものと同一である。ただし、図 5 に示す構成では、単位フィルタモジュール 7 2 のオペアンプ A P 1 の非反転出力端子から中間周波信号  $J_p$  を送出すると共に、このオペアンプ A P 1 の反転出力端子から中間周波信号及び  $J_N$  を送出する。

30

## 【 0 0 3 7 】

ローパスフィルタとしての実フィルタ 7 は、図 6 に示すように、受信希望チャンネル C H 1 に隣接するチャンネル C H 2 の中心周波数  $f_{c2}$  で所定の減衰量 V (例えば、10 dB) となるフィルタ特性 G 2 1 を有する。すなわち、ローパスフィルタとしての実フィルタ 7 は、カットオフ周波数が複素 B P F 6 の減衰域内にあるフィルタ特性 G 2 1 を有する。尚、実フィルタ 7 は、受信希望チャンネル C H 1 に隣接するチャンネル C H 2 の高域側に隣接するチャンネル C H 3 の中心周波数  $f_{c3}$  で所定の減衰量 V となるフィルタ特性を有するものであっても良い。従って、複素 B P F 6 及び実フィルタ 7 からなる中間周波フィルタは、複素 B P F 6 のフィルタ特性 G 1 と実フィルタ 7 のフィルタ特性 G 2 1 とを合成させた、図 6 に示す如きフィルタ特性 G 3 にて、ミキサ (3, 4) から供給された中間周波信号 ( $I_p, I_N, Q_p, Q_N$ ) に対してフィルタリングを行うことになる。この際、図 6 に示すように、フィルタ特性 G 3 における低域側減衰域 C A 1 及び通過域 C A 2 での特性は、複素 B P F 6 によるフィルタ特性 G 1 の低域側減衰域 C A 1 及び通過域 C A 2 での特性と等しい。しかしながら、実フィルタ 7 を設けたことにより、フィルタ特性 G 3 の高域側減衰域 C A 3 では、図 6 に示す如くフィルタ特性 G 1 の高域側減衰域 C A 3 よりも急峻な減衰傾度となる。これにより、受信希望チャンネル C H 1 の高域側に隣接するチャンネル C H 2 からの妨害を確実に除去することが可能となる。この際、ローパスフィルタとしての実フィルタ 7 は、図 5 に示すように、2 つのオペアンプ (A P、A P 1)、及びこれらオペアンプの

40

50

各々に接続される素子（抵抗、コンデンサ）から構成されている。

【0038】

よって、実フィルタ7として図5に示す如きローパスフィルタを採用した場合には、図4に示す如きノッチフィルタを採用した場合に比して回路規模を縮小化することが可能となる。

【0039】

また、実フィルタ7としては、ノッチフィルタ又はローパスフィルタに代えてバンドパスフィルタを採用しても良い。

【0040】

図7は、実フィルタ7をバンドパスフィルタで構成した場合における実フィルタ7の内部構成の他の一例を示す回路図である。

【0041】

尚、図7に示す構成は、図5に示されるローパスフィルタの回路を流用したものである。ただし、実フィルタ7をバンドパスフィルタとする場合には、図7に示すように、単位フィルタモジュール71のオペアンプAPの非反転出力端子から中間周波信号 $J_p$ を送出すると共に、このオペアンプAPの反転出力端子から中間周波信号及び $J_N$ を送出する。

【0042】

上記したバンドパスフィルタとしての実フィルタ7は、図8に示すように、受信希望チャンネルCH1の中心周波数 $f_{c1}$ よりも低域側に周波数 $df$ 分だけずれた周波数を中心とした帯域 $WT$ の信号成分を通過させるべきフィルタ特性 $G_{22}$ を有する。従って、複素BPF6及び実フィルタ7からなる中間周波フィルタは、複素BPF6のフィルタ特性 $G_1$ と実フィルタ7のフィルタ特性 $G_{22}$ とを合成させた、図8に示す如きフィルタ特性 $G_3$ にて、ミキサ(3,4)から供給された中間周波信号( $I_p, I_N, Q_p, Q_N$ )に対してフィルタリングを行うことになる。この際、図8に示すように、フィルタ特性 $G_3$ における低域側減衰域 $CA_1$ 及び通過域 $CA_2$ での特性は、複素BPF6によるフィルタ特性 $G_1$ の低域側減衰域 $CA_1$ 及び通過域 $CA_2$ での特性と等しい。しかしながら、実フィルタ7を設けたことにより、フィルタ特性 $G_3$ の高域側減衰域 $CA_3$ では、図8に示す如くフィルタ特性 $G_1$ の高域側減衰域 $CA_3$ よりも急峻な減衰傾度となる。これにより、受信希望チャンネルCH1の高域側に隣接するチャンネルCH2からの妨害を確実に除去することが可能となる。この際、バンドパスフィルタとしての実フィルタ7は、図7に示すように、2つのオペアンプ(Ap、Ap1)、及びこれらオペアンプの各々に接続される素子（抵抗、コンデンサ）から構成されている。

【0043】

よって、実フィルタ7として図7に示す如きバンドパスフィルタを採用した場合にも、図4に示す如きノッチフィルタを採用した場合に比して回路を小規模化することが可能となる。また、実フィルタ7としてバンドパスフィルタを採用した場合には、中間周波フィルタとしての低域側減衰域 $CA_1$ の減衰傾度は複素BPF6によって設定され、高域側減衰域 $CA_3$ の減衰傾度は実フィルタ7によって設定される。よって、高域側と低域側の減衰傾度を個別に設定することができるので、容易に、各種の変調方式や通信速度に対応した通過帯域及び減衰傾度を有する中間周波フィルタを得ることが可能となる。

【0044】

尚、上記実施例の中間周波フィルタでは、受信希望チャンネルCH1よりも高域側に隣接するチャンネルからの妨害波を重点的に除去すべく、実フィルタ7を用いて、高域側減衰域 $CA_3$ の減衰傾度を急峻化するようにしている。しかしながら、受信希望チャンネルCH1よりも低域側にチャンネルが存在する場合には、このチャンネルからの妨害波を重点的に除去すべく、実フィルタ7を用いて低域側減衰域 $CA_1$ の減衰傾度を急峻化させることも可能である。

【0045】

例えば、実フィルタ7を、図9に示す如く受信希望チャンネルCH1の低域側に隣接するチャンネルCH0の中心周波数 $f_{c0}$ で減衰量が最大となるフィルタ特性 $G_{23}$ にて、前段

の複素 B P F 6 から供給された中間周波信号 ( $B_P, B_N$ ) に対してフィルタリングを行うノッチフィルタとする。これにより、従って、複素 B P F 6 及び実フィルタ 7 からなる中間周波フィルタは、複素 B P F 6 のフィルタ特性  $G_1$  と実フィルタ 7 のフィルタ特性  $G_2$  とを合成させた、図 9 に示す如きフィルタ特性  $G_3$  1 にて、ミキサ (3, 4) から供給された中間周波信号 ( $I_P, I_N, Q_P, Q_N$ ) に対してフィルタリングを行うことになる。この際、図 9 に示すように、フィルタ特性  $G_3$  1 における通過域  $CA_2$  及び高域側減衰域  $CA_3$  での特性は、複素 B P F 6 によるフィルタ特性  $G_1$  の通過域  $CA_2$  及び高域側減衰域  $CA_3$  での特性と等しい。しかしながら、実フィルタ 7 を設けたことにより、フィルタ特性  $G_3$  1 の低域側減衰域  $CA_1$  では、図 9 に示す如くフィルタ特性  $G_1$  の低域側減衰域  $CA_1$  での減衰傾度よりも急峻な減衰傾度となる。これにより、受信希望チャンネル  $CH_1$  の低域側に隣接するチャンネル  $CH_0$  からの妨害を確実に除去することが可能となる。

10

## 【0046】

また、例えば実フィルタ 7 を、図 10 に示す如き、受信希望チャンネル  $CH_1$  の低域側に隣接するチャンネル  $CH_0$  の中心周波数  $f_{c0}$  で所定の減衰量となるフィルタ特性  $G_2$  4 を有するハイパスフィルタとする。すなわち、ハイパスフィルタとしての実フィルタ 7 は、そのカットオフ周波数が複素 B P F 6 の減衰域内にあるフィルタ特性  $G_2$  4 を有する。これにより、複素 B P F 6 及び実フィルタ 7 からなる中間周波フィルタは、複素 B P F 6 のフィルタ特性  $G_1$  と実フィルタ 7 のフィルタ特性  $G_2$  4 とを合成させた、図 10 に示す如きフィルタ特性  $G_3$  1 にて、ミキサ (3, 4) から供給された中間周波信号 ( $I_P, I_N, Q_P, Q_N$ ) に対してフィルタリングを行うことになる。この際、図 10 に示すように、フィルタ特性  $G_3$  1 における通過域  $CA_2$  及び高域側減衰域  $CA_3$  での特性は、複素 B P F 6 によるフィルタ特性  $G_1$  の通過域  $CA_2$  及び高域側減衰域  $CA_3$  での特性と等しい。しかしながら、実フィルタ 7 を設けたことにより、フィルタ特性  $G_3$  1 の低域側減衰域  $CA_1$  では、図 10 に示す如くフィルタ特性  $G_1$  の低域側減衰域  $CA_1$  での減衰傾度よりも急峻な減衰傾度となる。これにより、受信希望チャンネル  $CH_1$  の低域側に隣接するチャンネル  $CH_0$  からの妨害を確実に除去することが可能となる。

20

## 【0047】

また、例えば実フィルタ 7 を、図 11 に示す如き、受信希望チャンネル  $CH_1$  の中心周波数  $f_{c1}$  よりも高域側に周波数  $df$  分だけずれた周波数を中心とした帯域  $WT$  の信号成分を通過させるべきフィルタ特性  $G_2$  5 を有するバンドパスフィルタとする。これにより、複素 B P F 6 及び実フィルタ 7 からなる中間周波フィルタは、複素 B P F 6 のフィルタ特性  $G_1$  と実フィルタ 7 のフィルタ特性  $G_2$  5 とを合成させた、図 11 に示す如きフィルタ特性  $G_3$  1 にて、ミキサ (3, 4) から供給された中間周波信号 ( $I_P, I_N, Q_P, Q_N$ ) に対してフィルタリングを行うことになる。この際、図 11 に示すように、フィルタ特性  $G_3$  1 の通過域  $CA_2$  及び高域側減衰域  $CA_3$  での特性は、複素 B P F 6 による通過域  $CA_2$  及び高域側減衰域  $CA_3$  での特性と等しい。しかしながら、実フィルタ 7 を設けたことにより、フィルタ特性  $G_3$  1 の低域側減衰域  $CA_1$  では、図 11 に示す如くフィルタ特性  $G_1$  の低域側減衰域  $CA_1$  よりも急峻な減衰傾度となる。これにより、受信希望チャンネル  $CH_1$  の低域側に隣接するチャンネル  $CH_0$  からの妨害を確実に除去することが可能となる。

30

40

## 【0048】

尚、上記実施例では、オペアンプ ( $AP, AP_1, AP_2$ ) として差動出力型を採用しているが、複素 B P F 6 及び実フィルタ 7 の内の一方、或いは双方で用いられるオペアンプをシングルエンド型に変更しても良い。また、複素 B P F 6 及び実フィルタ 7 としては、 $G_m$ -C フィルタ又は O T A - C フィルタ、或いは抵抗、コンデンサ及びインダクタによるパッシブフィルタ、又はポリフェーズフィルタを採用しても良い。

## 【0049】

又、複素 B P F 6 としては、ベッセル型以外の例えばバターワース特性、チェビシェフ特性、連立チェビシェフ特性、或いはエリピティック (楕円) 特性を有するものであっても良い。

50

## 【0050】

又、実フィルタ7としては、パワース特性、チェビシェフ特性、連立チェビシェフ特性、エリプティック（楕円）特性を有するものであっても良い。

## 【0051】

又、各オペアンプ（ $A_P, A_{P1}, A_{P2}$ ）には、必要に応じて、共通モードフィードバック回路、バイアス回路、フィルタ周波数調整に必要なトリミング回路、或いはチューニング回路を追加で接続するようにしても良い。

## 【0052】

要するに、本発明に係るフィルタ回路は、以下の如き第1フィルタ（6）及び第2フィルタ（7）により、夫々周波数帯域が異なる複数のチャンネル各々に対応した信号成分が含まれている周波数信号（ $I_P, I_N, Q_P, Q_N$ ）から、所望のチャンネルに対応した信号成分を抽出するものである。つまり、第1フィルタ（6）は、所望のチャンネル（ $CH1$ ）の周波数帯域を通過域に含むバンドパス特性にて周波数信号（ $I_P, I_N, Q_P, Q_N$ ）に対してフィルタリングを行って通過周波数信号（ $B_P, B_N$ ）を得る。そして、第2フィルタ（7）が、かかる通過周波数信号（ $B_P, B_N$ ）に対して、所望のチャンネルに隣接するチャンネルの周波数帯域を減衰域（ $CA1, CA2$ ）に含むフィルタ特性にてフィルタリングを行って所望のチャンネルに対応した信号成分を出力（ $J_P, J_N$ ）するのである。すなわち、本発明においては、第1フィルタ（6）の後段に上記した第2フィルタ（7）を設けることにより、回路規模の増大分を抑えて、第1フィルタ（6）におけるバンドパス特性の減衰域（ $CA1, CA3$ ）での減衰傾度の急峻化を図るのである。

10

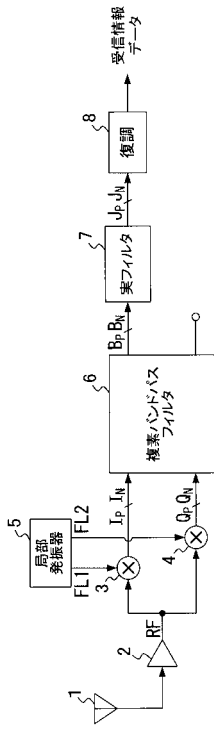
20

## 【符号の説明】

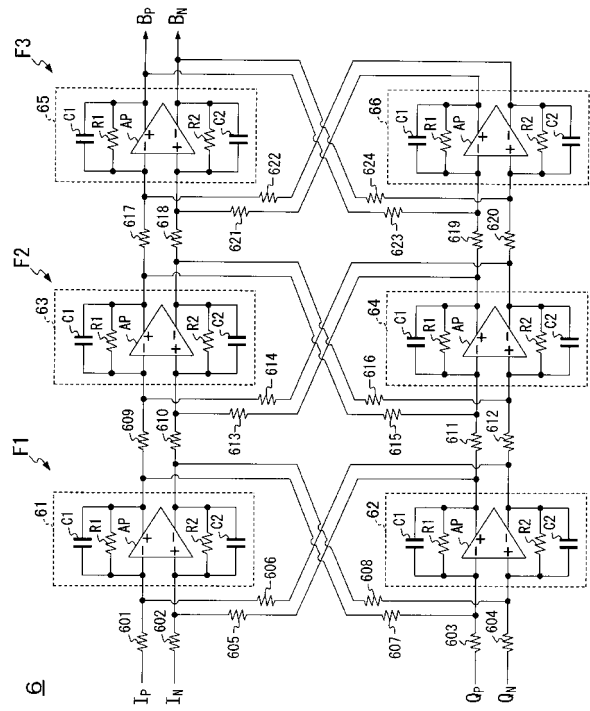
## 【0053】

|     |       |
|-----|-------|
| 3、4 | ミキサ   |
| 5   | 局部発振器 |
| 6   | 複素BPF |
| 7   | 実フィルタ |

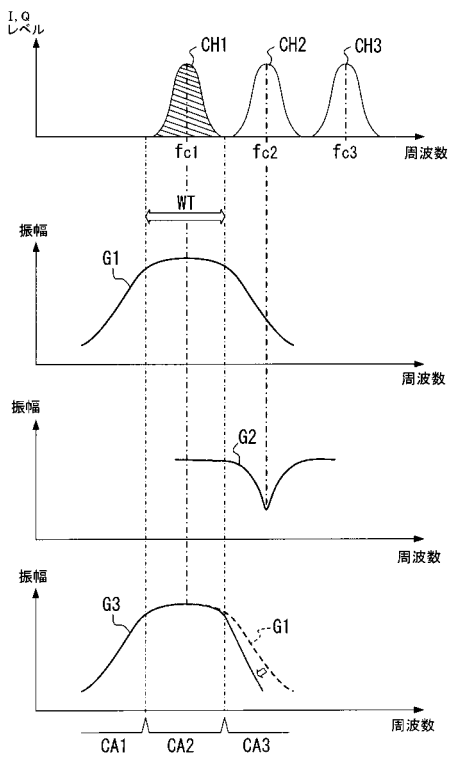
【 図 1 】



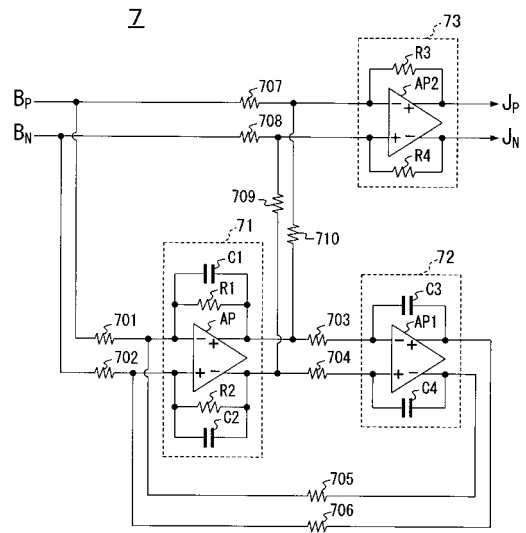
【 図 2 】



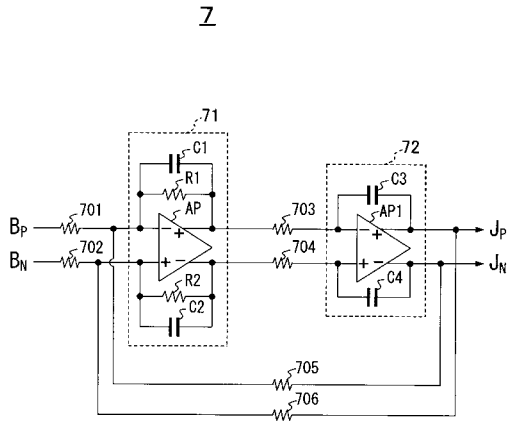
【 図 3 】



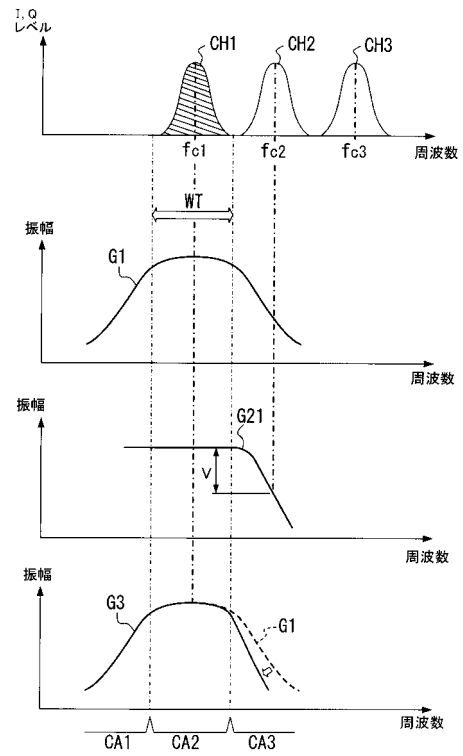
【 図 4 】



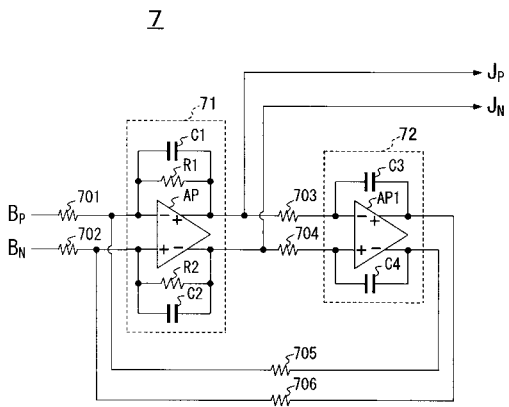
【 図 5 】



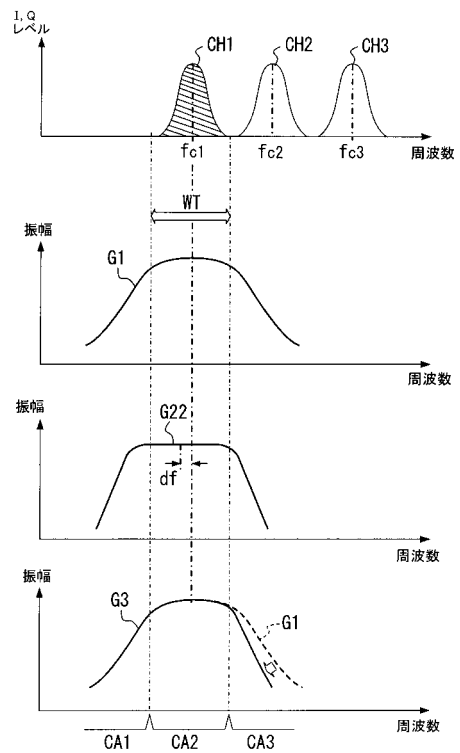
【 図 6 】



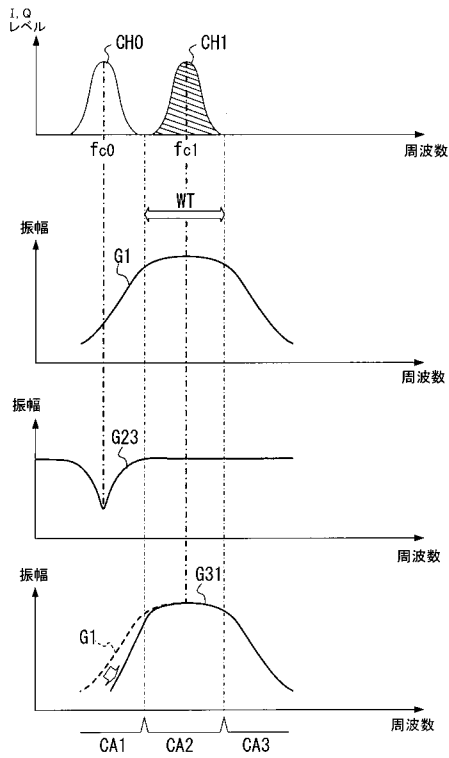
【 図 7 】



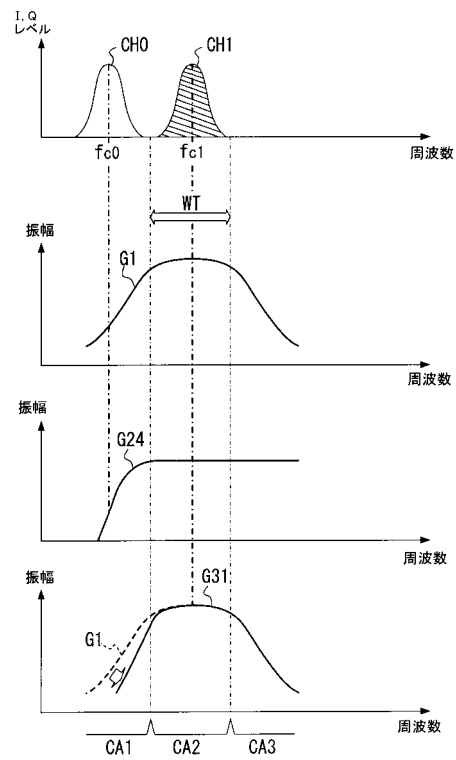
【 図 8 】



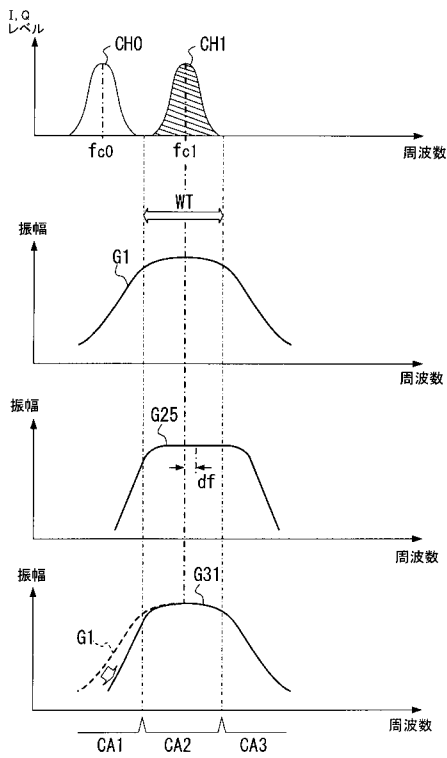
【 図 9 】



【 図 1 0 】



【 図 1 1 】



フロントページの続き

(72)発明者 舘 聡史

神奈川県横浜市港北区新横浜二丁目4番地8 ラピスセミコンダクタ株式会社内

Fターム(参考) 5K020 DD02 EE01 EE04 EE05 FF00 GG00 HH13 MM11 MM12