

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2017年11月30日(30.11.2017)



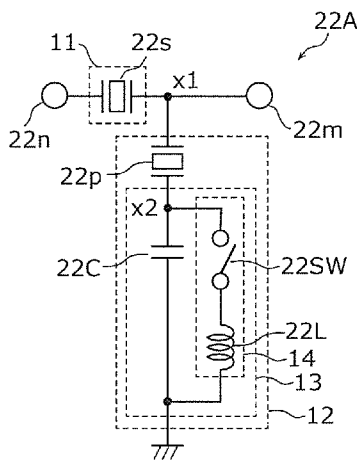
(10) 国際公開番号

WO 2017/204348 A1

- (51) 国際特許分類:
H03H 7/01 (2006.01) H03H 9/72 (2006.01)
H03H 7/46 (2006.01) H04B 1/00 (2006.01)
H03H 9/64 (2006.01) H04B 1/40 (2015.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2017/019792
- (22) 国際出願日: 2017年5月26日(26.05.2017)
- (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 2016-106802 2016年5月27日(27.05.2016) JP
- (71) 出願人: 株式会社村田製作所
(MURATA MANUFACTURING CO., LTD.) [JP/JP]; 〒6178555 京都府長岡京市東神足 1 丁目 10 番 1 号 Kyoto (JP).
- (72) 発明者: 野阪 浩司(NOSAKA, Koji); 〒6178555 京都府長岡京市東神足 1 丁目 10 番 1 号 株式会社村田製作所内 Kyoto (JP).
- (74) 代理人: 吉川 修一, 外(YOSHIKAWA, Shuichi et al.); 〒5320011 大阪府大阪市淀川区西中島 5 丁目 3 番 10 号タナカ・イトーピア新大阪ビル 6 階新居国際特許事務所内 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, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT,

(54) Title: HIGH-FREQUENCY FILTER CIRCUIT, HIGH-FREQUENCY FRONT END CIRCUIT AND COMMUNICATION DEVICE

(54) 発明の名称: 高周波フィルタ回路、高周波フロントエンド回路及び通信装置



(57) Abstract: A filter (22A) is provided with a series arm circuit (11) connected between an input/output terminal (22m) and an input/output terminal (22n), and a parallel arm circuit (12) connected between a node (x1), which is on a path connecting the input/output terminal (22m) and the input/output terminal (22n), and the ground. The parallel arm circuit (12) is provided with a parallel arm resonator (22p) and an impedance circuit (13) connected in series to the parallel arm resonator (22p). The impedance circuit (13) is provided with a first impedance element which is one of an inductor and a capacitor, a second impedance element which is the other of the inductor and the capacitor, and a switch (22SW) that is connected in series to the second impedance element. A first series circuit (14), which is constituted by the second impedance element and the switch (22SW), is connected in parallel to the first impedance element.

(57) 要約: フィルタ (22A) は、入出力端子 (22m) と入出力端子 (22n) との間に接続された直列腕回路 (11) と、入出力端子 (22m) と入出力端子 (22n) とを結ぶ経路上のノード (x1) とグランドとの間に接続された並列腕回路 (12) と、を備え、並列腕回路 (12) は、並列腕共振子 (22p) と、並列腕共振子 (22p) に直列接続されたインピーダンス回路 (13) とを備え、インピーダンス回路 (13) は、インダクタ及びキャパシタの一方である第1インピーダンス素子と、インダクタ及びキャパシタの他方である第2インピーダンス素子と、第2インピーダンス素子に直列接続されたスイッチ (22SW) と、を備え、第2インピーダンス素子及びスイッチ (22SW) によって構成される第1直列回路 (14) は、第1インピーダンス素子に並列接続されている。

HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KH, KN,
KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, 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.

- (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, ST, 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).

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：

高周波フィルタ回路、高周波フロントエンド回路及び通信装置

技術分野

[0001] 本発明は、共振子を有する高周波フィルタ回路、高周波フロントエンド回路及び通信装置に関する。

背景技術

[0002] 従来、移動体通信機のフロントエンド部に配置される帯域通過型フィルタなどに、弾性波を使用した弾性波フィルタが広く用いられている。また、マルチモード／マルチバンドなどの複合化に対応すべく、複数の弾性波フィルタを備えた高周波フロントエンド回路が実用化されている。

[0003] 例えば、マルチバンド化に対応する弾性波フィルタの構成としては、BAW (Bulk Acoustic Wave) 共振子を有する直列腕回路及び並列腕回路で構成されたラダー型のフィルタ構造を用いることができる（例えば、特許文献1参照）。具体的には、特許文献1に記載された弾性波フィルタは、直列腕共振子で構成される直列腕回路と、並列腕共振子に対して互いに並列に接続されたキャパシタ及びスイッチを直列接続した並列腕回路とで構成される。このような弾性波フィルタは、スイッチの導通（オン）及び非導通（オフ）の切り替えによって、通過帯域の周波数及び減衰極の周波数を切り替えることができるチューナブルフィルタ（すなわち、周波数を可変できる周波数可変フィルタ）である。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：米国特許出願公開第2009／0251235号明細書

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] 通常、並列腕回路と直列腕回路で構成される基本的なラダー型のフィルタ

構造において、並列腕回路の反共振周波数と直列腕回路の共振周波数によって通過帯域の周波数が規定され、並列腕回路の共振周波数によって通過帯域低域側の減衰極の周波数が規定され、さらに、直列腕回路の反共振周波数によって通過帯域高域側の減衰極の周波数が規定される。

[0006] そして、上記従来の構成では、スイッチが導通の場合の並列腕回路は、インピーダンス素子（上記従来の構成ではキャパシタ）が短絡されて並列腕共振子のみの回路となる。そして、並列腕共振子の共振周波数が上記並列腕回路の共振周波数となる。また、スイッチが非導通の場合の並列腕回路は、並列腕共振子とインピーダンス素子とキャパシタが直列に接続された回路になる。そのため、スイッチが非導通の場合の並列腕回路の共振周波数は、当該並列腕回路における並列腕共振子の共振周波数より高い共振周波数となる。したがって、スイッチの導通及び非導通の切り替えに応じて、通過帯域低域側の減衰極の周波数を切り替える（可変する）ことが可能である。

[0007] しかしながら、上記従来の構成では、スイッチが非導通の場合の並列腕回路の共振周波数は、当該並列腕回路における並列腕共振子の共振周波数より高い共振周波数となるため、通過帯域低域側の減衰極の周波数は、並列腕共振子の共振周波数より低周波数に切り替えることができない。そのため、並列腕共振子の共振周波数より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することが困難となる、という問題がある。

[0008] そこで、本発明は、上記課題を解決するためになされたものであって、並列腕共振子の共振周波数より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することが可能な高周波フィルタ回路、高周波フロントエンド回路及び通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

[0009] 上記目的を達成するために、本発明の一態様に係る高周波フィルタ回路は、第1入出力端子と第2入出力端子との間に接続された直列腕回路と、前記第1入出力端子と前記第2入出力端子とを結ぶ経路上のノードとグランドとに接続された並列腕回路と、を備え、前記並列腕回路は、並列腕共振子と、

前記並列腕共振子に直列接続されたインピーダンス回路とを備え、前記インピーダンス回路は、インダクタ及びキャパシタの一方である第1インピーダンス素子と、インダクタ及びキャパシタの他方である第2インピーダンス素子と、前記第2インピーダンス素子に直列接続されたスイッチ素子と、を備え、前記第2インピーダンス素子及び前記スイッチ素子によって構成される第1直列回路は、前記第1インピーダンス素子に並列接続されている。

[0010] これにより、スイッチ素子の導通及び非導通に応じて、インピーダンス回路において第2インピーダンス素子の接続及び非接続が切り替わるため、インピーダンス回路のインピーダンスが切り替わる。また、第1インピーダンス素子はインダクタ及びキャパシタの一方であり、第2インピーダンス素子はインダクタ及びキャパシタの他方であるため、スイッチ素子が導通の場合のインピーダンス回路は、インダクタとキャパシタの並列回路によってインピーダンスが極大の周波数を有する。そのため、スイッチ素子が導通の場合の並列腕回路は、並列腕共振子の共振周波数より低い共振周波数を含む2つの共振周波数を有する。

[0011] したがって、スイッチ素子が導通の場合の並列腕回路では、並列腕共振子の共振周波数より低周波数側に共振周波数を配置できるため、並列腕共振子の共振周波数より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

[0012] また、前記第1インピーダンス素子がキャパシタ、かつ、前記第2インピーダンス素子がインダクタであってもよい。

[0013] これにより、スイッチ素子が導通の場合のインピーダンス回路は、インダクタとキャパシタとが並列接続された回路となり、インピーダンスが極大となる周波数を有するインピーダンス特性となる。そのため、スイッチ素子が導通の場合の並列腕回路は、並列腕共振子の共振周波数より低周波数側の共振周波数を含む2つの共振周波数を有する。

[0014] 一方、スイッチ素子が非導通の場合のインピーダンス回路は、キャパシタのみの回路となるため、容量性のインピーダンスを有する。そのため、スイ

スイッチ素子が非導通の場合の並列腕回路は、並列腕共振子の共振周波数より高周波数側かつ並列腕共振子の反共振周波数より低周波数側に 1 つの共振周波数のみを有する。

[0015] したがって、スイッチ素子の導通及び非導通の切り替えに応じて、並列腕回路の共振周波数と共振周波数の数とを切り替えることができるため、減衰極の周波数及び減衰極の数を切り替えることができる。さらに、スイッチ素子が導通の場合において、並列腕共振子の共振周波数より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

[0016] また、前記スイッチ素子が導通である場合には、前記インピーダンス回路のインピーダンスが極大となる周波数が、前記並列腕共振子の共振周波数より高いことにしてもよい。

[0017] これにより、スイッチ素子が導通の場合のインピーダンス回路は、インピーダンスが極大の周波数が並列腕共振子の共振周波数より高周波数に位置するため、並列腕共振子の共振周波数においては誘導性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ素子が導通の場合の並列腕回路は、並列腕共振子の共振周波数より低周波数側の共振周波数と、並列腕共振子の共振周波数及び反共振周波数より高周波数側の共振周波数との、計 2 つの共振周波数を有する。

[0018] 一方、スイッチ素子が非導通の場合のインピーダンス回路は、キャパシタのみの回路となるため、容量性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ素子が非導通の場合の並列腕回路は、並列腕共振子の共振周波数より高周波数側かつ並列腕共振子の反共振周波数より低周波数側の 1 つの共振周波数のみを有する。

[0019] したがって、スイッチ素子の導通及び非導通の切り替えに応じて、通過帯域低域側における減衰極の周波数と、通過帯域高域側における減衰極の有無を切り替えることができる。さらに、スイッチ素子が導通の場合において、並列腕共振子の共振周波数より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

[0020] また、前記スイッチ素子が導通である場合には、前記インピーダンス回路のインピーダンスが極大となる周波数が、前記並列腕共振子の共振周波数より低いことにしてもよい。

[0021] これにより、スイッチ素子が導通の場合のインピーダンス回路は、インピーダンスが極大の周波数が並列腕共振子の共振周波数より低周波数に位置するため、並列腕共振子の共振周波数においては容量性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ素子が導通の場合の並列腕回路は、並列腕共振子の共振周波数より低周波数側の共振周波数と、並列腕共振子の共振周波数より高周波数側かつ並列腕共振子の反共振周波数より低周波数側の共振周波数との、計2つの共振周波数を有する。

[0022] 一方、スイッチ素子が非導通の場合のインピーダンス回路は、キャパシタのみの回路となるため、容量性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ素子が非導通の場合の並列腕回路は、並列腕共振子の共振周波数より高周波数側かつ並列腕共振子の反共振周波数より低周波数側に1つの共振周波数のみを有する。

[0023] したがって、スイッチ素子の導通及び非導通の切り替えに応じて、通過帯域低域側における減衰極の周波数及び減衰極の数を切り替えることができる。さらに、スイッチ素子が導通の場合において、並列腕共振子の共振周波数より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

[0024] また、前記第1インピーダンス素子がインダクタ、かつ、前記第2インピーダンス素子がキャパシタであってもよい。

[0025] これにより、スイッチ素子が導通の場合のインピーダンス回路は、インダクタとキャパシタとが並列接続された回路となり、インピーダンスが極大の周波数を有するインピーダンス特性となる。そのため、スイッチ素子が導通の場合の並列腕回路は、並列腕共振子の共振周波数より低周波数側の共振周波数を含む2つの共振周波数を有する。

[0026] 一方、スイッチ素子が非導通の場合のインピーダンス回路は、インダクタのみの回路となるため、誘導性のインピーダンスとなる。そのため、スイッ

チ素子が非導通の場合の並列腕回路は、並列腕共振子の共振周波数より低周波数側の共振周波数と、並列腕共振子の共振周波数より高周波数側の共振周波数との、計2つの共振周波数を有する。

[0027] したがって、スイッチ素子の導通及び非導通の切り替えに応じて、減衰極の周波数を切り替えることができる。さらに、スイッチ素子が導通の場合において、並列腕共振子の共振周波数より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

[0028] また、前記スイッチ素子が導通である場合には、前記インピーダンス回路のインピーダンスが極大となる周波数が、前記並列腕共振子の共振周波数より低いことにしてもよい。

[0029] これにより、スイッチ素子が導通の場合のインピーダンス回路は、インピーダンスが極大の周波数が並列腕共振子の共振周波数より低周波数に位置するため、並列腕共振子の共振周波数においては容量性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ素子が導通の場合の並列腕回路は、並列腕共振子の共振周波数より低周波数側に2つの共振周波数を有する。

[0030] 一方、スイッチ素子が非導通の場合のインピーダンス回路は、インダクタのみの回路となるため、誘導性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ素子が非導通の場合の並列腕回路は、並列腕共振子の共振周波数より低周波数側の共振周波数と、並列腕共振子の共振周波数より高周波数側の共振周波数との、計2つの共振周波数を有する。

[0031] したがって、スイッチ素子の導通及び非導通の切り替えに応じて、通過帯域低域側における減衰極の周波数及び減衰極の数と、通過帯域高域側の減衰極の有無を切り替えることができる。さらに、スイッチ素子が導通の場合において、並列腕共振子の共振周波数より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

[0032] また、前記スイッチ素子が導通である場合には、前記インピーダンス回路のインピーダンスが極大となる周波数が、前記並列腕共振子の共振周波数より高いことにしてもよい。

[0033] これにより、スイッチ素子が導通の場合のインピーダンス回路は、インピーダンスが極大の周波数が並列腕共振子の共振周波数より高周波数に位置するため、並列腕共振子の共振周波数においては誘導性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ素子が導通の場合の並列腕回路は、並列腕共振子の共振周波数より低周波数側の共振周波数と、並列腕共振子の共振周波数及び反共振周波数より高周波数側の共振周波数との、計2つの共振周波数を有する。

[0034] 一方、スイッチ素子が非導通の場合のインピーダンス回路は、インダクタのみの回路となるため、誘導性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ素子が非導通の場合の並列腕回路は、並列腕共振子の共振周波数より低周波数側の共振周波数と、並列腕共振子の共振周波数より高周波数側の共振周波数との、計2つの共振周波数を有する。

[0035] したがって、スイッチ素子の導通及び非導通の切り替えに応じて、通過帯域低域側における減衰極の周波数と、通過帯域高域側の減衰極の周波数を切り替えることができる。さらに、スイッチ素子が導通の場合において、並列腕共振子の共振周波数より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

[0036] また、さらに、インダクタ及びキャパシタの一方である第3インピーダンス素子と、前記第3インピーダンス素子に直列接続されたスイッチ素子と、を備え、前記第3インピーダンス素子及び当該スイッチ素子によって構成される第2直列回路は、前記第1インピーダンス素子に並列接続されてもよい。

[0037] これにより、第1直列回路及び第2直列回路のスイッチ素子の導通及び非導通が適宜切り替えられることにより、減衰極の周波数及び減衰極の数を細かく調整することが可能となる。

[0038] また、少なくとも2つの前記並列腕回路と、少なくとも1つの前記直列腕回路と、で構成されるラダー型のフィルタ構造を有することにしてもよい。

[0039] また、少なくとも2つの前記並列腕回路の各々において、前記第1インピ

ーダンス素子がキャパシタ、かつ、前記第2インピーダンス素子がインダクタであることにしてもよい。

[0040] また、少なくとも2つの前記並列腕回路の各々において、前記第1インピーダンス素子がインダクタ、かつ、前記第2インピーダンス素子がキャパシタであることにしてもよい。

[0041] また、少なくとも2つの前記並列腕回路のうち一部の並列腕回路において、前記第1インピーダンス素子がキャパシタ、かつ、前記第2インピーダンス素子がインダクタであり、他の並列腕回路において、前記第1インピーダンス素子がインダクタ、かつ、前記第2インピーダンス素子がキャパシタであることにしてもよい。

[0042] また、他の一態様に係る高周波フィルタ回路は、第1入出力端子と第2入出力端子との間に接続された直列腕共振子と、前記第1入出力端子と前記第2入出力端子とを結ぶ経路上のノードとグラウンドとの間に接続された並列腕共振子と、インダクタ及びキャパシタの一方であって、前記ノードと前記グラウンドとの間で前記並列腕共振子に直列接続された第1インピーダンス素子と、インダクタ及びキャパシタの他方である第2インピーダンス素子と、前記第2インピーダンス素子に直列接続されたスイッチ素子と、を備え、前記第2インピーダンス素子及び前記スイッチ素子によって構成される第1直列回路は、前記第1インピーダンス素子に並列接続されている。

[0043] また、本発明の一態様に係る高周波フロントエンド回路は、上述したいずれかの高周波フィルタ回路を含む複数の高周波フィルタ回路と、前記複数の高周波フィルタ回路の前段及び後段の少なくとも一方に設けられ、前記複数の高周波フィルタ回路と個別に接続された複数の選択端子、及び、前記複数の選択端子と選択的に接続される共通端子を有するスイッチ回路と、を備える。

[0044] これにより、マルチバンドに対応する高周波フロントエンド回路において、低周波数の減衰帯域における十分な減衰量を確保することができる。

[0045] また、本発明の他の一態様に係る高周波フロントエンド回路は、上述した

いずれかの高周波フィルタ回路と、前記スイッチ素子の導通及び非導通を制御する制御部と、を備える。

[0046] また、本発明の一態様に係る通信装置は、アンテナ素子で送受信される高周波信号を処理するRF信号処理回路と、前記アンテナ素子と前記RF信号処理回路との間で高周波信号を伝達する上述したいずれかの高周波フロントエンド回路と、を備える。

[0047] これにより、マルチバンドに対応する通信装置において、低周波数の減衰帯域における十分な減衰量を確保することができる。

発明の効果

[0048] 本発明に係る高周波フィルタ回路等によれば、並列腕共振子の共振周波数より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することが可能となる。

図面の簡単な説明

[0049] [図1]図1は、実施の形態1に係る通信装置の構成図である。

[図2]図2は、実施の形態1に係るフィルタの回路構成図である。

[図3]図3は、実施の形態1に係るフィルタの各共振子を模式的に表す平面図及び断面図の一例である。

[図4A]図4Aは、実施例1に係るフィルタに関するインピーダンス特性、及び、当該フィルタの通過特性を表すグラフである。

[図4B]図4Bは、実施例2に係るフィルタに関するインピーダンス特性、及び、当該フィルタの通過特性を表すグラフである。

[図5A]図5Aは、1つの共振子の等価回路モデル及びその共振特性を表す図である。

[図5B]図5Bは、共振子にキャパシタが直列接続された場合の等価回路モデル及びその共振特性を表す図である。

[図5C]図5Cは、共振子にキャパシタ及びインダクタからなるLC並列共振回路が直列接続された場合の等価回路モデル及びその共振特性を表す図である。

[図6]図6は、実施の形態1の変形例に係るフィルタの回路構成図である。

[図7A]図7Aは、実施例3に係るフィルタに関するインピーダンス特性、及び、当該フィルタの通過特性を表すグラフである。

[図7B]図7Bは、実施例4に係るフィルタに関するインピーダンス特性、及び、当該フィルタの通過特性を表すグラフである。

[図8]図8は、共振子にインダクタが直列接続された場合の等価回路モデル及びその共振特性を表す図である。

[図9]図9は、実施の形態2に係るフィルタの回路構成図である。

[図10]図10は、実施の形態2の変形例1に係るフィルタの回路構成図である。

[図11]図11は、実施の形態2の変形例2に係るフィルタの回路構成図である。

[図12]図12は、実施の形態2の変形例3に係るフィルタの回路構成図である。

[図13]図13は、実施の形態3に係るフィルタの回路構成図である。

[図14A]図14Aは、実施の形態3に係るフィルタを構成する共振子単体でのインピーダンス特性を表すグラフである。

[図14B]図14Bは、実施の形態3における一部の並列腕回路のインピーダンス特性を表すグラフである。

[図14C]図14Cは、実施の形態3における他部の並列腕回路のインピーダンス特性を表すグラフである。

[図14D]図14Dは、実施の形態3に係るフィルタの通過特性を表すグラフである。

[図15A]図15Aは、実施の形態3に係るフィルタの外観斜視図である。

[図15B]図15Bは、実施の形態3に係るフィルタの断面図である。

[図16]図16は、実施の形態4に係る高周波フロントエンド回路の構成図である。

[図17]図17は、実施の形態5に係るマルチプレクサの構成図である。

発明を実施するための形態

[0050] 以下、本発明の実施の形態について、実施例及び図面を用いて詳細に説明する。なお、以下で説明する実施の形態は、いずれも包括的または具体的な例を示すものである。以下の実施の形態で示される数値、形状、材料、構成要素、構成要素の配置及び接続形態などは、一例であり、本発明を限定する主旨ではない。以下の実施の形態における構成要素のうち、独立請求項に記載されていない構成要素については、任意の構成要素として説明される。また、図面に示される構成要素の大きさ、または大きさの比は、必ずしも厳密ではない。また、各図において、実質的に同一の構成に対しては同一の符号を付しており、重複する説明は省略または簡略化する場合がある。

[0051] また、以下において、「通過帯域低域端」は、「通過帯域内の最も低い周波数」を意味する。また、「通過帯域高域端」は、「通過帯域内の最も高い周波数」を意味する。また、「通過帯域低域側」は、「通過帯域外かつ通過帯域より低周波数側」を意味する。また、「通過帯域高域側」は、「通過帯域外かつ通過帯域より高周波数側」を意味する。また、以下では、「低周波数側」を「低域側」と称し、「高周波数側」を「高域側」と称する場合がある。

[0052] また、以下において、スイッチ素子は、導通（オン）の場合にはインピーダンスが無限大となり、非導通（オフ）の場合にはインピーダンスがゼロとなる理想素子として説明する。実際は、スイッチ素子には、オフの場合の容量成分、オンの場合のインダクタ成分、及び、抵抗成分などの寄生成分があるため、理想素子としてのスイッチ素子を用いた特性とは、若干異なる。

[0053] （実施の形態１）

[１． 通信装置の回路構成]

図１は、実施の形態１に係る通信装置４の構成図である。同図に示すように、通信装置４は、アンテナ素子１と、高周波フロントエンド回路２と、ＲＦ信号処理回路（ＲＦＩＣ：Radio Frequency Integrated Circuit）３と、を備える。通信装置４は、例えば、マ

ルチモード／マルチバンド対応の携帯電話である。アンテナ素子 1、高周波フロントエンド回路 2 及び R F I C 3 は、例えば、当該携帯電話のフロントエンド部に配置される。

[0054] アンテナ素子 1 は、高周波信号を送受信する、例えば 3 G P P (T h i r d Generation Partnership Project) 等の通信規格に準拠したマルチバンド対応のアンテナである。なお、アンテナ素子 1 は、例えば通信装置 4 の全バンドに対応しなくてもよく、低周波数帯域群または高周波数帯域群のバンドのみに対応していてもかまわない。また、アンテナ素子 1 は、通信装置 4 に内蔵されていなくてもかまわない。

[0055] 高周波フロントエンド回路 2 は、アンテナ素子 1 と R F I C 3 との間で高周波信号を伝達する回路である。具体的には、高周波フロントエンド回路 2 は、R F I C 3 から出力された高周波信号（ここでは高周波送信信号）を、送信端子 T x とアンテナ端子 A N T とを結ぶ送信側信号経路を介してアンテナ素子 1 に伝達する。また、高周波フロントエンド回路 2 は、アンテナ素子 1 で受信された高周波信号（ここでは高周波受信信号）を、アンテナ端子 A N T と受信端子 R x とを結ぶ受信側信号経路を介して R F I C 3 に伝達する。なお、高周波フロントエンド回路 2 の詳細な構成については、後述する。

[0056] R F I C 3 は、アンテナ素子 1 で送受信される高周波信号を処理する R F 信号処理回路である。具体的には、R F I C 3 は、アンテナ素子 1 から高周波フロントエンド回路 2 の受信側信号経路を介して入力された高周波信号（ここでは高周波受信信号）を、ダウンコンバートなどにより信号処理し、当該信号処理して生成された受信信号をベースバンド信号処理回路（図示せず）へ出力する。また、R F I C 3 は、ベースバンド信号処理回路から入力された送信信号をアップコンバートなどにより信号処理し、当該信号処理して生成された高周波信号（ここでは高周波送信信号）を高周波フロントエンド回路 2 の送信側信号経路に出力する。

[0057] また、本実施の形態では、R F I C 3 は、使用される周波数帯域（バンド）に基づいて、高周波フロントエンド回路 2 が有する各スイッチの導通（オ

ン) 及び非導通 (オフ) を制御する制御部としての機能も有する。具体的には、RFIC3は、制御信号 $\phi S22$ によって、各スイッチのオン及びオフの切り替えを制御する。

[0058] [2. 高周波フロントエンド回路の構成]

次に、高周波フロントエンド回路2の詳細な構成について説明する。

[0059] 図1に示すように、高周波フロントエンド回路2は、フィルタ22A及び22Bと、送信増幅回路24と、受信増幅回路26とを備える。

[0060] フィルタ22Aは、周波数可変機能を有する高周波フィルタ回路であるチューナブルフィルタである。具体的には、フィルタ22Aは、通過帯域が第1通過帯域または第2通過帯域に切り替えられる。つまり、フィルタ22Aは、通過帯域が互いに異なる第1通過特性及び第2通過特性を切り替えることができる。本実施の形態では、フィルタ22Aは、第1通過帯域がBand A1の送信帯域かつ第2通過帯域がBand A2の送信帯域の送信用フィルタであり、送信側信号経路に設けられている。なお、フィルタ22Aの詳細な構成については、後述する。また、第1通過帯域及び第2通過帯域はこれに限定されず、互いに異なる帯域であればよい。ここで、「互いに異なる帯域」とは、帯域が完全に離間している場合だけでなく、帯域の一部が重複する場合も含む。

[0061] フィルタ22Bは、周波数可変機能の無い高周波フィルタ回路であるフィックスドフィルタである。本実施の形態では、フィルタ22Bは、通過帯域がBand A1及びBand A2受信帯域の受信用フィルタであり、受信側信号経路に設けられている。なお、フィルタ22Bについても、フィルタ22Aと同様に、通過帯域が切り替えられるチューナブルフィルタであってもかまわない。

[0062] 送信増幅回路24は、RFIC3から出力された高周波送信信号を電力増幅するパワーアンプである。本実施の形態では、送信増幅回路24は、フィルタ22Aと送信端子Txとの間に設けられている。

[0063] 受信増幅回路26は、アンテナ素子1で受信された高周波受信信号を電力

増幅するローノイズアンプである。本実施の形態では、受信増幅回路 26 は、フィルタ 22B と受信端子 Rx との間に設けられている。

[0064] このように構成された高周波フロントエンド回路 2 は、制御部（本実施の形態では RFIC3）からの制御信号 $\phi S22$ にしたがって、フィルタ 22A の通過帯域を適宜切り替えて高周波信号を伝達する。

[0065] すなわち、フィルタ 22A は、制御部からの制御信号 $\phi S22$ にしたがって、当該フィルタ 22A 内の後述するスイッチ素子のオン及びオフが切り替えられることにより、通過帯域の周波数及び減衰極の周波数を切り替えることができる。

[0066] 例えば、制御部は、Band A1 が使用される環境下においてフィルタ 22A 内のスイッチ素子をオン及びオフのいずれか一方とし、Band A2 が使用される環境下において当該スイッチ素子をオン及びオフの他方とする。つまり、フィルタ 22A 内のスイッチ素子については、ある環境下ではオン及びオフのいずれかが選択され、当該環境下ではオン及びオフは固定（不変）されている。

[0067] [3. フィルタ（チューナブルフィルタ）の構成]

次に、フィルタ 22A の詳細な構成について、説明する。

[0068] 図 2 は、実施の形態 1 に係るフィルタ 22A の回路構成図である。同図に示されたフィルタ 22A は、直列腕共振子 22s と、並列腕共振子 22p と、スイッチ 22SW と、キャパシタ 22C と、インダクタ 22L と、を備える。

[0069] 直列腕共振子 22s は、入出力端子 22m（第 1 入出力端子）と入出力端子 22n（第 2 入出力端子）との間に接続されている。つまり、直列腕共振子 22s は、入出力端子 22m と入出力端子 22n とを結ぶ直列腕に設けられた共振子である。本実施の形態では、直列腕共振子 22s は、入出力端子 22m（第 1 入出力端子）と入出力端子 22n（第 2 入出力端子）との間に接続された直列腕回路 11 を構成する。

[0070] なお、直列腕回路 11 は、この構成に限らず、縦結合共振器等の複数の共

振子で構成された共振回路であってもかまわない。さらには、直列腕回路 11 は、共振回路に限らず、インダクタまたはキャパシタ等のインピーダンス素子であってもかまわない。

[0071] 並列腕共振子 22 p は、入出力端子 22 m と入出力端子 22 n とを結ぶ経路上のノード（図 2 ではノード x 1）とグラウンド（基準端子）との間に接続されている。つまり、並列腕共振子 22 p は、入出力端子 22 m と入出力端子 22 n とを結ぶ並列腕に設けられた共振子である。

[0072] キャパシタ 22 C は、並列腕共振子 22 p とグラウンドとの間で並列腕共振子 22 p に直列接続された第 1 インピーダンス素子である。つまり、キャパシタ 22 C は、一方の端子が並列腕共振子 22 p のグラウンド側の端子と接続され、他方の端子がグラウンドに接続されている。

[0073] スイッチ 22 SW は、一方の端子が並列腕共振子 22 p とキャパシタ 22 C（第 1 インピーダンス素子）との接続ノード（図 2 ではノード x 2）に接続され、他方の端子がインダクタ 22 L（第 2 インピーダンス素子）の一方の端子に接続された、例えば SPST（Single Pole Single Throw）型のスイッチ素子である。スイッチ 22 SW は、制御部（本実施の形態では RFIC 3）からの制御信号 $\phi S 22$ によってオン及びオフが切り替えられることにより、当該接続ノードとインダクタ 22 L とを接続または非接続とする。

[0074] 例えば、スイッチ 22 SW は、GaAs もしくは CMOS（Complementary Metal Oxide Semiconductor）からなる FET（Field Effect Transistor）スイッチ、または、ダイオードスイッチが挙げられる。このような半導体を用いたスイッチは小型であるため、フィルタ 22 A を小型化することができる。

[0075] インダクタ 22 L は、一方の端子がスイッチ 22 SW の他方の端子に接続され、他方の端子がグラウンドに接続された第 2 インピーダンス素子である。

[0076] つまり、これらスイッチ 22 SW とインダクタ 22 L とは、直列接続された状態で、キャパシタ 22 C と並列接続されていることになる。したがって

、並列腕共振子 22 p は、スイッチ 22 SW がオフの場合にキャパシタ 22 C と直列接続され、スイッチ 22 SW がオンの場合にキャパシタ 22 C 及びインダクタ 22 L によって構成される LC 並列共振回路と直列接続されることになる。

[0077] ここで、フィルタ 22 A の通過帯域と減衰極の周波数可変幅はキャパシタ 22 C 及びインダクタ 22 L の定数に依存し、例えば、キャパシタ 22 C の定数が小さいほど高域側への周波数可変幅が広くなり、インダクタ 22 L の定数が大きいほど低域側への周波数可変幅が広くなる。このため、キャパシタ 22 C 及びインダクタ 22 L の定数は、フィルタ 22 A に要求される周波数仕様に応じて、適宜決定され得る。

[0078] また、キャパシタ 22 C は、バリギャップ及び DTC (Digitally Tunable Capacitor) 等の可変キャパシタであってもかまわない。また、インダクタ 22 L は、MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) を用いた可変インダクタであってもかまわない。これにより、周波数可変幅を細かく調整することが可能となる。なお、キャパシタ 22 C 及びインダクタ 22 L は、一方のみが可変インピーダンス素子 (可変キャパシタまたは可変インダクタ) であってもかまわない。

[0079] これら並列腕共振子 22 p とキャパシタ 22 C とスイッチ 22 SW とインダクタ 22 L とは、入出力端子 22 m と入出力端子 22 n とを結ぶ経路上 (直列腕上) のノード x 1 とグラウンドとに接続された並列腕回路 12 を構成する。すなわち、並列腕回路 12 は、直列腕とグラウンドとを結ぶ 1 つの並列腕に設けられており、直列腕の任意の 1 つのノード x 1 に接続された並列腕共振子 22 p、ならびに、この並列腕共振子 22 を介して直列腕に接続されるインピーダンス素子及びスイッチ素子等によって構成される。

[0080] 言い換えると、並列腕回路 12 は、並列腕共振子 22 p と、並列腕共振子 22 p に直列接続されたインピーダンス回路 13 と、を備える。ここで、インピーダンス回路 13 は、インダクタ及びキャパシタの一方である第 1 イン

ピーダンス素子の一方であるキャパシタ 22C と、インダクタ及びキャパシタの他方である第2インピーダンス素子の一方であるインダクタ 22L と、インダクタ 22L に直列接続されたスイッチ 22SW と、を備える。また、インダクタ 22L 及びスイッチ 22SW によって構成される第1直列回路 14 は、キャパシタ 22C に並列接続されている。

[0081] このように構成されたフィルタ 22A は、1つの直列腕回路 11 と1つの並列腕回路 12 とで構成されたラダー型のフィルタ構造を有している。

[0082] この並列腕回路 12 の合成インピーダンスは、スイッチ 22SW のオン及びオフの切り替えに応じて、インピーダンスが極小となる周波数である共振周波数が低域側または高域側にシフトする。このことについては、フィルタ 22A の通過特性と併せて後述する。

[0083] なお、インピーダンス回路 13 と並列腕共振子 22p との接続順序に関し、本実施の形態では、インピーダンス回路 13 が並列腕共振子 22p とグラウンドとの間に接続されている。つまり、並列腕共振子 22p がノード x 1 側に接続され、インピーダンス回路 13 がグラウンド側に接続されている。しかし、この接続順序は特に限定されず、逆であってもかまわない。ただし、接続順序を逆にすると、フィルタ 22A の通過帯域内のロスが悪くなる。また、並列腕共振子 22p が他の弾性波共振子とともに共振子用のチップ（パッケージ）に形成されている場合に、当該チップの端子数の増加によってチップサイズの大型化を招く。このため、フィルタ特性及び小型化の観点からは、本実施の形態の接続順序で接続されていることが好ましい。

[0084] ここで、本実施の形態では、フィルタ 22A を構成する各共振子（直列腕共振子 22s、並列腕共振子 22p）は、弾性表面波を用いた共振子である。これにより、フィルタ 22A を、圧電基板上に形成された IDT（Inter Digital Transducer）電極により構成できるので、急峻度の高い通過特性を有する小型かつ低背のフィルタ回路を実現できる。ここで、弾性表面波共振子の構造を説明する。

[0085] 図3は、実施の形態1に係るフィルタ 22A の各共振子を模式的に表す平

面図及び断面図の一例である。同図には、フィルタ 22 A を構成する各共振子のうち、直列腕共振子 22 s の構造を表す平面模式図及び断面模式図が例示されている。なお、図 3 に示された直列腕共振子は、上記複数の共振子の典型的な構造を説明するためのものであって、電極を構成する電極指の本数や長さなどは、これに限定されない。

[0086] フィルタ 22 A の各共振子は、圧電基板 100 と、楕円形状を有する I D T 電極 11 a 及び 11 b とで構成されている。

[0087] 図 3 の平面図に示すように、圧電基板 100 の上には、互いに対向する一対の I D T 電極 11 a 及び 11 b が形成されている。I D T 電極 11 a は、互いに平行な複数の電極指 110 a と、複数の電極指 110 a を接続するバスバー電極 111 a とで構成されている。また、I D T 電極 11 b は、互いに平行な複数の電極指 110 b と、複数の電極指 110 b を接続するバスバー電極 111 b とで構成されている。複数の電極指 110 a 及び 110 b は、弾性表面波の伝搬方向と直交する方向に沿って形成され、当該伝搬方向に沿って周期的に形成されている。

[0088] このように構成された共振子では、I D T 電極 11 a 及び 11 b の設計パラメータ等によって、励振される弾性表面波の波長が規定される。以下、I D T 電極 11 a 及び 11 b の設計パラメータについて説明する。

[0089] 上記弾性表面波の波長は、複数の電極指 110 a 及び 110 b のうち 1 つのバスバー電極に接続された電極指 110 a 及び 110 b の繰り返し周期 λ で規定される。また、電極指ピッチ（複数の電極指 110 a 及び 110 b のピッチ、すなわち電極指周期） P とは、当該繰り返し周期 λ の $1/2$ であり、電極指 110 a 及び 110 b のライン幅を W とし、隣り合う電極指 110 a 及び 110 b の間のスペース幅を S とした場合、 $P = (W + S)$ で定義される。また、電極デューティ（デューティ比）とは、複数の電極指 110 a 及び 110 b のライン幅占有率であり、複数の電極指 110 a のライン幅とスペース幅との加算値に対する当該ライン幅の割合、つまり $W / (W + S)$ で定義される。すなわち、電極デューティは、電極指ピッチ（複数の電極指

110aのピッチ)に対する複数の電極指110aの幅の比、つまり W/P で定義される。また、対数とは、対をなす電極指110aの数であり、電極指110aの総数の概ね半数である。例えば、対数を N とし、電極指110aの総数を M とすると、 $M=2N+1$ を満たす。また、共振子の静電容量 C_0 は、以下の式1で示される。

[0090] [数1]

$$\text{静電容量 } C_0 = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \text{対数} \cdot \text{交叉幅}}{2 \cdot (1 - \text{電極デューティ})} \quad (\text{式1})$$

[0091] なお、 ε_0 は真空中の誘電率、 ε_r は圧電基板100の誘電率である。

[0092] また、複数の電極指110a及び110b、ならびに、バスバー電極111a及び111bで構成されるIDT電極11a及び11bは、図3の断面図に示すように、密着層101と主電極層102との積層構造となっている。

[0093] 密着層101は、圧電基板100と主電極層102との密着性を向上させるための層であり、材料として、例えば、Tiが用いられる。密着層101の膜厚は、例えば、12nmである。

[0094] 主電極層102は、材料として、例えば、Cuを1%含有したAlが用いられる。主電極層102の膜厚は、例えば162nmである。

[0095] 保護層103は、IDT電極11a及び11bを覆うように形成されている。保護層103は、主電極層102を外部環境から保護する、周波数温度特性を調整する、及び、耐湿性を高めるなどを目的とする層であり、例えば、二酸化ケイ素を主成分とする膜である。

[0096] なお、密着層101、主電極層102及び保護層103を構成する材料は、上述した材料に限定されない。さらに、IDT電極11a及び11bは、上記積層構造でなくてもよい。IDT電極11a及び11bは、例えば、Ti、Al、Cu、Pt、Au、Ag、Pdなどの金属または合金から構成されてもよく、また、上記の金属または合金から構成される複数の積層体から構成されてもよい。また、保護層103は、形成されていなくてもよい。

[0097] 圧電基板 100 は、例えば、 50° Y カット X 伝搬 LiTaO_3 圧電単結晶または圧電セラミックス（X 軸を中心軸として Y 軸から 50° 回転した軸を法線とする面で切断したタンタル酸リチウム単結晶、またはセラミックスであって、X 軸方向に弾性表面波が伝搬する単結晶またはセラミックス）からなる。なお、本実施の形態では、圧電基板 100 として 50° Y カット X 伝搬 LiTaO_3 単結晶を例示したが、圧電基板 100 を構成する単結晶材料は LiTaO_3 に限定されないし、単結晶材料のカット角もこれに限定されない。また、 LiTaO_3 圧電単結晶、 LiNbO_3 圧電単結晶、または圧電セラミックスからなる圧電基板、一部にこれらの圧電性を持つ基板であってもよい。

[0098] なお、フィルタ 22A が有する各共振子の構造は、図 3 に記載された構造に限定されない。例えば、IDT 電極 11a 及び 11b は、金属膜の積層構造でなく、金属膜の単層であってもよい。

[0099] また、フィルタ 22A の各共振子は、弾性表面波共振子でなくともよく、BAW を用いた共振子であってもよい。つまり、各共振子は、インピーダンスが極小となる特異点（理想的にはインピーダンスが 0 となる点）である「共振周波数」、及び、インピーダンスが極大となる特異点（理想的には無限大となる点）である「反共振周波数」を有していればよい。

[0100] [4. フィルタ（チューナブルフィルタ）の通過特性]

以上のように構成されたフィルタ 22A の通過特性は、制御信号 $\phi S22$ にしたがってスイッチ 22SW のオン及びオフが切り替えられることにより、第 1 通過特性と第 2 通過特性とが切り替えられる。そこで、以下、スイッチ 22SW の状態と併せてフィルタ 22A の通過特性について、フィルタ 22A の 2 つの実施例（実施例 1 及び実施例 2）を用いて説明する。

[0101] 具体的には、実施例 1 として、スイッチ 22SW がオンのときにインピーダンス回路 13 のインピーダンスが極大となる周波数 f_z が並列腕共振子 22p の共振周波数 f_{rp} より高い場合（ $f_z > f_{rp}$ ）について説明する。実施例 2 として、スイッチ 22SW がオンのときにインピーダンス回路 13

のインピーダンスが極大となる周波数 f_z が並列腕共振子 22p の共振周波数 f_{rp} より低い場合 ($f_z < f_{rp}$) について説明する。

[0102] ここで、LC 並列共振回路のインピーダンスが極大となる周波数 f_z は、キャパシタ 22C のキャパシタンスを C とし、インダクタ 22L のインダクタンスを L とすると、 $f_z = 1 / (2\pi\sqrt{LC})$ で表される。

[0103] 実施例 1 における各素子の回路定数と実施例 2 における各素子の回路定数とは、キャパシタ 22C 及びインダクタ 22L の素子値が異なる点を除いて同一であり、具体的には次の表 1 に示すとおりである。

[0104] [表1]

	直列腕共振子 22s	並列腕共振子 22p
共振周波数 f_r [MHz]	1500	1450
反共振周波数 f_a [MHz]	1545	1494
静電容量 C_o [pF]	3.0	3.0
	インダクタ 22L	
	実施例 1	実施例 2
インダクタンス [nH]	1.5	2.0
	キャパシタ 22C	
	実施例 1	実施例 2
容量 [pF]	3.0	7.0

[0105] 図 4 A は、実施例 1 に係るフィルタに関するインピーダンス特性 ($|Z|$ 特性)、及び、当該フィルタの通過特性 (すなわち周波数挿入損失特性) を表すグラフである。図 4 B は、実施例 2 に係るフィルタに関するインピーダンス特性、及び、当該フィルタの通過特性を表すグラフである。

[0106] いずれの図においても、上段には、次の 5 つのインピーダンス特性が示されている。

[0107] (I-i) スイッチ 2 2 SW がオンの場合の並列腕回路 1 2 のインピーダンス特性（図中の「並列腕回路 1 2（スイッチ 2 2 SW：O n）」）

(I-ii) スイッチ 2 2 SW がオフの場合の並列腕回路 1 2 のインピーダンス特性（図中の「並列腕回路 1 2（スイッチ 2 2 SW：O f f）」）

(I-iii) スイッチ 2 2 SW がオンの場合のインピーダンス回路 1 3 のインピーダンス特性（図中の「インピーダンス回路 1 3（スイッチ 2 2 SW：O n）」）

(I-iv) 直列腕共振子 2 2 s のインピーダンス特性、すなわち直列腕回路 1 1 のインピーダンス特性（図中の「直列腕共振子 2 2 s」）

(I-v) 並列腕共振子 2 2 p のインピーダンス特性（図中の「並列腕共振子 2 2 p」）

[0108] また、いずれの図においても、下段には、次の 2 つの通過特性が示されている。

[0109] (II-i) スイッチ 2 2 SW がオンの場合におけるフィルタ 2 2 A の通過特性（図中の「スイッチ 2 2 SW：O n」）

(II-ii) スイッチ 2 2 SW がオフの場合におけるフィルタ 2 2 A の通過特性（図中の「スイッチ 2 2 SW：O f f」）

[0110] まず、共振子単体でのインピーダンス特性について、説明する。なお、以下では、共振子単体でのインピーダンスに限らず、共振子と他の回路素子との合成インピーダンスについても、便宜上、インピーダンスが極小となる特異点（理想的にはインピーダンスが 0 となる点）の周波数を「共振周波数」と称する。また、インピーダンスが極大となる特異点（理想的にはインピーダンスが無限大となる点）の周波数を「反共振周波数」と称する。

[0111] 図 4 A 及び図 4 B に示すように、直列腕共振子 2 2 s 及び並列腕共振子 2 2 p は、次のようなインピーダンス特性を有する。具体的には、並列腕共振子 2 2 p は、共振周波数 f_{rp} 及び反共振周波数 f_{ap} を有する（このとき、 $f_{rp} < f_{ap}$ を満たす）。直列腕共振子 2 2 s は、共振周波数 f_{rs} 及び反共振周波数 f_{as} を有する（このとき、 $f_{rs} < f_{as}$ かつ $f_{rp} < f$

r_s を満たす)。

[0112] まず、スイッチ22 SWがオフの場合、インピーダンス回路13はキャパシタ22 Cのみの回路となるので、容量性のインピーダンスを有する。このとき、並列腕回路12は、並列腕共振子22 pとキャパシタ22 Cとの直列回路となり、図4 A及び図4 Bに示すように、1つの共振周波数 $f_{r p o f f}$ と1つの反共振周波数 $f_{a o f f}$ を有する。

[0113] 具体的には、このとき、図4 A及び図4 Bに示すように、並列腕回路12の共振周波数 $f_{r p o f f}$ は、並列腕共振子22 pの共振周波数 $f_{r p}$ よりも高くなる。これに関し、キャパシタ22 Cの容量値が小さいほど、共振周波数 $f_{r p o f f}$ は高くなる。また、このとき、並列腕回路12の反共振周波数 $f_{a o f f}$ は、並列腕共振子22 pの反共振周波数 $f_{a p}$ と略一致する。

[0114] なお、ここまで、スイッチ22 SWがオフの場合における並列腕回路12の2つの共振周波数 $f_{r p o f f}$ 及び反共振周波数 $f_{a o f f}$ について説明したが、この原理の詳細については、共振子の等価回路モデルを用いて後述する。

[0115] ラダー型のバンドパスフィルタを構成するにあたり、並列腕回路12の反共振周波数 $f_{a p o f f}$ と直列腕共振子22 sの共振周波数 $f_{r s}$ とを近接させる。これにより、スイッチ22 SWがオフの場合では、並列腕回路12のインピーダンスが0に近づく共振周波数 $f_{r p o f f}$ に減衰極が形成され、その減衰極の近傍の周波数は、低周波側阻止域となる。また、これより周波数が高くと、反共振周波数 $f_{a p o f f}$ 近傍で並列腕回路のインピーダンスが高くなり、かつ、共振周波数 $f_{r s}$ 近傍で直列腕共振子22 sのインピーダンスが0に近づく。これにより、反共振周波数 $f_{a p o f f}$ 及び共振周波数 $f_{r s}$ の近傍では、入出力端子22 mから入出力端子22 nへの信号経路(直列腕)における信号通過域となる。さらに、周波数が高くなり、直列腕共振子22 sのインピーダンスが極大になる反共振周波数 $f_{a s}$ に減衰極が形成され、その減衰極の近傍の周波数では、高周波側阻止域となる。

[0116] よって、スイッチ 22 SW がオフの場合、実施例 1 及び実施例 2 に係るフィルタは、並列腕回路 12 の反共振周波数 f_{apof} 及び直列腕共振子 22 s の共振周波数 f_{rs} によって通過帯域が規定され、並列腕回路 12 の共振周波数 f_{rpof} によって通過帯域低域側の極（減衰極）が規定され、並列腕回路 12 の反共振周波数 f_{as} によって通過帯域高域側の極（減衰極）が規定される、第 1 通過特性（図 4 A 下段及び図 4 B 下段の「スイッチ 22 SW : Off」）を有する。

[0117] ここで、実施例 1 及び実施例 2 では、並列腕回路 12 の共振周波数 f_{rpof} は並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} よりも高い。このため、第 1 通過特性は、直列腕共振子 22 s 及び並列腕共振子 22 p のみで構成される基本的なラダー型のフィルタ構造の通過特性に比べて、通過帯域低域側の極が高域側へシフトする。したがって、実施例 1 及び実施例 2 に係るフィルタは、スイッチ 22 SW がオフの場合には、基本的なラダー型のフィルタ構造に比べて、通過帯域の低域端を高域側にシフトさせて通過帯域幅を狭くすることができる。

[0118] 一方、スイッチ 22 SW がオンの場合、インピーダンス回路 13 は、キャパシタ 22 C とインダクタ 22 L との並列回路である LC 並列共振回路となる。よって、インピーダンス回路 13 は、インピーダンスが極大となる周波数 f_z を有し、周波数 f_z より低周波数側では誘導性のインピーダンスを有し、周波数 f_z より高周波数側では容量性のインピーダンスを有する。

[0119] つまり、インピーダンス回路 13 は、実施例 1 のように、周波数 f_z が並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より高い場合（ $f_z > f_{rp}$ ）には、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} において誘導性のインピーダンスを有する。これに対して、インピーダンス回路 13 は、実施例 2 のように、周波数 f_z が並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より低い場合（ $f_z < f_{rp}$ ）には、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} において容量性のインピーダンスを有する。

[0120] このとき、並列腕回路 12 は、並列腕共振子 22 p と LC 並列共振回路と

の直列回路となるため、図4 A及び図4 Bに示すように、2つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} と、2つの反共振周波数 f_{a1on} 及び f_{a2on} と、を有する。

[0121] これに関し、実施例1及び実施例2ともに、2つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} のうち、低周波数側の共振周波数 f_{rp1on} は並列腕共振子22pの共振周波数 f_{rp} より低く、高周波数側の共振周波数 f_{rp2on} は並列腕共振子22pの共振周波数 f_{rp} より高い。具体的には、図4 Aに示すように、実施例1では、低周波数側の共振周波数 f_{rp1on} が並列腕共振子22pの共振周波数 f_{rp} 近傍に位置する。一方、図4 Bに示すように、実施例2では、高周波数側の共振周波数 f_{rp2on} が並列腕共振子22pの共振周波数 f_{rp} 近傍に位置する。

[0122] また、このとき、図4 Aに示すように、実施例1では、並列腕回路12の低周波数側の反共振周波数 f_{ap1on} は、並列腕共振子22pの反共振周波数 f_{ap} と略一致する。一方、図4 Bに示すように、実施例2では、並列腕回路12の高周波数側の反共振周波数 f_{ap2on} は、並列腕共振子22pの反共振周波数 f_{ap} と略一致する。

[0123] なお、ここまで、スイッチ22SWがオンの場合における並列腕回路12の2つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} ならびに2つの反共振周波数 f_{ap1on} 及び f_{ap2on} について説明したが、この原理の詳細については、共振子の等価回路モデルを用いて後述する。

[0124] 以上のことから、スイッチ22SWがオンの場合、実施例1に係るフィルタは、並列腕回路12の低周波数側の反共振周波数 f_{ap1on} 及び直列腕共振子22sの共振周波数 f_{rs} によって通過帯域が規定され、並列腕回路12の低周波数側の共振周波数 f_{rp1on} によって通過帯域低域側の極（減衰極）が規定され、直列腕共振子22sの反共振周波数 f_{as} 及び並列腕回路12の高周波数側の共振周波数 f_{rp2on} によって通過帯域高域側のそれぞれ2つの極（減衰極）が規定される、第2通過特性（図4 A下段の「スイッチ22SW：On」）を有する。

[0125] ここで、実施例 1 では、並列腕回路 1 2 の低周波数側の共振周波数 f_{rp1on} は並列腕共振子 2 2 p の共振周波数 f_{rp} よりも低い。このため、第 2 通過特性は、直列腕共振子 2 2 s 及び並列腕共振子 2 2 p のみで構成される基本的なラダー型のフィルタ構造の通過特性に比べて、通過帯域低域側の極が低域側へシフトする。したがって、実施例 1 に係るフィルタは、スイッチ 2 2 SW がオンの場合には、基本的なラダー型のフィルタ構造に比べて、通過帯域の低域端を低域側にシフトさせて通過帯域幅を広くすることができる。また、この場合、並列腕共振子 2 2 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数側に共振周波数 f_{rp1on} を配置できるため、並列腕共振子 2 2 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

[0126] また、スイッチ 2 2 SW がオンの場合、実施例 2 に係るフィルタは、並列腕回路 1 2 の高周波数側の反共振周波数 f_{ap2on} 及び直列腕共振子 2 2 s の共振周波数 f_{rs} によって通過帯域が規定され、並列腕回路 1 2 の 2 つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} によって通過帯域低域側のそれぞれ 2 つの極（減衰極）が規定され、直列腕共振子 2 2 s の反共振周波数 f_{as} によって通過帯域高域側の極（減衰極）が規定される、第 2 通過特性（図 4 B 下段の「スイッチ 2 2 SW : On」）を有する。

[0127] ここで、実施例 2 では、並列腕回路 1 2 の高周波数側の共振周波数 f_{rp2on} は並列腕共振子 2 2 p の共振周波数 f_{rp} よりも高い。このため、第 2 通過特性は、直列腕共振子 2 2 s 及び並列腕共振子 2 2 p のみで構成される基本的なラダー型のフィルタ構造の通過特性に比べて、通過帯域の低域側が高域側へシフトする。したがって、実施例 2 に係るフィルタは、スイッチ 2 2 SW がオフの場合には、基本的なラダー型のフィルタ構造に比べて、通過帯域の低域端を高域側にシフトさせて通過帯域幅を狭くすることができる。また、この場合、並列腕共振子 2 2 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数側に共振周波数 f_{rp1on} を配置できるため、並列腕共振子 2 2 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することが

できる。

[0128] [5. 共振解析による原理説明 1]

ここで、上述のような並列腕回路 1 2 の共振周波数及び反共振周波数が得られる原理について、共振子の等価回路モデルを用いたインピーダンス特性（共振特性）の解析（共振解析）により説明しておく。なお、以下では、共振子の Q 値を等価する抵抗成分は省略し、理想的な共振子の等価回路を用いて原理を説明している。

[0129] [5. 1. 共振子単体]

まず、共振子単体の共振特性について説明する。

[0130] 図 5 A は、1 つの共振子の等価回路モデル及びその共振特性を表す図である。同図に示すように、共振子 *reso1* は、キャパシタ C_1 とインダクタ L_1 とを直列に接続した回路と、キャパシタ C_1 とインダクタ L_1 とを直列に接続した回路に対してキャパシタ C_0 が並列に接続した回路で表すことができる。ここで、キャパシタ C_0 は、共振子 *reso1* の静電容量である。なお、ID T 電極を有する弾性表面波共振子の場合、上述した式 1 で示される。

[0131] 上記等価回路において、共振子 *reso1* の共振周波数 f_r は、キャパシタ C_1 とインダクタ L_1 とを直列に接続した回路で規定され、上記等価回路のインピーダンスが 0 となる周波数であることから、式 2 を解くことにより、式 3 で示される。

[0132] [数2]

$$Z_r = 0 = j\omega_r L_1 + \frac{1}{j\omega_r C_1} \quad (\text{式 2})$$

[0133] [数3]

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (\text{式 3})$$

[0134] また、共振子 *reso1* の反共振周波数 f_a は、上記等価回路のアドミッタンス Y_a が 0 となる周波数であることから、式 4 を解くことにより、式 5 で示される。

[0135] [数4]

$$Y_a = \frac{1}{Z_a} = 0 = \frac{1}{\frac{1}{j\omega_a C_0}} + \frac{1}{j\omega_a L_1 + \frac{1}{j\omega_a C_1}} \quad (\text{式 4})$$

[0136] [数5]

$$f_a = \frac{\sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}}}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = f_r \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}} \quad (\text{式 5})$$

[0137] 上記式 3 及び式 5 より、図 5 A の右側グラフに示すように、反共振周波数 f_a は、共振周波数 f_r よりも高周波数側に出現する。

[0138] つまり、共振子 $reso1$ は、1 つの共振周波数と、当該共振周波数よりも高周波数側に位置する 1 つの反共振周波数と、を持つ。

[0139] [5 . 2 . 共振子にキャパシタを直列接続]

次に、共振子 $reso1$ にキャパシタが直列接続された場合の共振特性について、等価回路モデルを用いて説明しておく。

[0140] 図 5 B は、共振子 $reso1$ にキャパシタ C_t が直列接続された場合の等価回路モデル及びその共振特性を表す図である。同図に示すように、この場合の等価回路モデルは、キャパシタ C_1 とインダクタ L_1 とを直列に接続した回路に対してキャパシタ C_0 を並列に接続した回路で表される共振子 $reso1$ に対して、キャパシタ C_t が直列に接続された構成となる。

[0141] この等価回路の共振周波数 f_{rm} は、上記等価回路のインピーダンス Z_{rm} が 0 となる周波数であることから、式 6 を解くことにより、式 7 で示される。

[0142] [数6]

$$Z_{rm} = 0 = \frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{j\omega_{rm} C_0}} + \frac{1}{j\omega_{rm} L_1 + \frac{1}{j\omega_{rm} C_1}}} + \frac{1}{j\omega_{rm} C_t} \quad (\text{式 6})$$

[0143] [数7]

$$f_{rm} = \frac{\sqrt{\frac{C_0 + C_1 + C_t}{L_1 C_1 C_t + L_1 C_0 C_t}}}{2\pi} \quad (\text{式 7})$$

[0144] 一方、この等価回路の反共振周波数 f_{am} は、上記等価回路のアドミッタンス Y_{am} が 0 となる周波数であることから、式 8 を解くことにより、式 9 で表される。

[0145] [数8]

$$Y_{am} = \frac{I}{Z_{am}} = 0 = \frac{I}{\frac{I}{j\omega_{am}C_0}} + \frac{I}{j\omega_{am}L_1 + \frac{I}{j\omega_{am}C_1}} \quad (\text{式 8})$$

[0146] [数9]

$$f_{am} = \frac{\sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}}}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} = f_a = f_r \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}} \quad (\text{式 9})$$

[0147] 式 7 及び式 9 より、図 5 B の右側グラフに示すように、共振子 $reso1$ にキャパシタ C_t を直列接続した回路では、反共振周波数 f_{am} が式 4 で表される共振子 $reso1$ 単体の反共振周波数 f_a と等しくなり、共振周波数 f_{rm} が共振子 $reso1$ 単体の共振周波数 f_r よりも高周波数側へシフトすることが解る。

[0148] [5. 3. 共振子に LC 並列共振回路を直列接続]

次に、共振子 $reso1$ に LC 並列共振回路が直列接続された場合の共振特性について、等価回路モデルを用いて説明しておく。

[0149] 図 5 C は、共振子 $reso1$ にキャパシタ C_t 及びインダクタ L_t からなる LC 並列共振回路が直列接続された場合の等価回路モデル及びその共振特性を表す図である。同図に示すように、キャパシタ C_1 とインダクタ L_1 とを直列に接続した回路に対してキャパシタ C_0 を並列に接続した回路で表される共振子 $reso1$ に対して、キャパシタ C_t 及びインダクタ L_t からなる LC 並列共振回路が直列に接続されている。

[0150] この等価回路の共振周波数 f_{rm} は、上記等価回路のインピーダンス Z_{rm} が 0 となる周波数であることから、式 10 を解くことにより、式 11 で示される。

[0151]

[数10]

$$Z_{rm} = 0 = \frac{I}{\frac{I}{j\omega_{rm}C_0} + \frac{I}{j\omega_{rm}L_l + \frac{I}{j\omega_{rm}C_l}}} + \frac{I}{\frac{I}{j\omega_{rm}L_l} + \frac{I}{j\omega_{rm}C_l}} \quad (\text{式 10})$$

[0152] [数11]

$$f_{rmL} = \frac{\sqrt{\frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}}}{2\pi}$$

$$f_{rmH} = \frac{\sqrt{\frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}}}{2\pi}$$

$$a = L_l L_t C_0 C_l + L_l L_t C_l C_t \quad (\text{式 11})$$

$$b = -L_l C_l - L_t C_0 - L_t C_l - L_l C_t$$

$$c = I$$

[0153] 一方、この等価回路の反共振周波数 f_{am} は、上記等価回路のアドミッタンス Y_{am} が 0 となる周波数であることから、次のように表される。具体的には、共振器 $reso1$ の共振周波数 f_r が LC 並列共振回路のインピーダンスが極大となる周波数 $1 / (2\pi\sqrt{L_t C_t})$ より低い場合、低周波数側の反共振周波数 f_{amL} は、式 12 を解くことにより、式 13 で表される。また、この場合、高周波数側の反共振周波数 f_{amH} は、式 14 を解くことにより、式 15 で表される。

[0154] [数12]

$$Y_{amL} = \frac{I}{Z_{amL}} = 0 = \frac{I}{\frac{I}{j\omega_{amL}C_0} + \frac{I}{j\omega_{amL}L_l + \frac{I}{j\omega_{amL}C_l}}} \quad (\text{式 12})$$

2

[0155] [数13]

$$f_{amL} = \frac{\sqrt{1 + \frac{C_l}{C_0}}}{2\pi\sqrt{L_l C_l}} = f_{a_reso1} = f_{r_reso1} \sqrt{1 + \frac{C_l}{C_0}} \quad (\text{式 13})$$

[0156] [数14]

$$Y_{amH} = \frac{I}{Z_{amH}} = 0 = \frac{I}{j\omega_{amH} L_t} + j\omega_{amH} C_t \quad (\text{式 1 4})$$

[0157] [数15]

$$f_{amH} = \frac{I}{2\pi\sqrt{L_t C_t}} \quad (\text{式 1 5})$$

[0158] 式 1 1、式 1 3 及び式 1 5 より、図 5 C の右側グラフに示すように、この場合、低周波数側の反共振周波数 f_{a_mL} が共振子 $r_e_s_o_1$ 単体の反共振周波数 f_{a_reso1} と等しくなり、低周波数側の共振周波数 f_{r_mL} が共振子 $r_e_s_o_1$ 単体の共振周波数 f_{r_reso1} よりも低周波数側へシフトすることが解る。

[0159] これに対して、共振子 $r_e_s_o_1$ の共振周波数 f_r が LC 並列共振回路のインピーダンスが極大となる周波数 $1 / (2\pi\sqrt{L_t C_t})$ より高い場合、低周波数側の反共振周波数 f_{a_mL} は、式 1 6 を解くことにより、式 1 7 で表される。また、この場合、高周波数側の反共振周波数 f_{a_mH} は、式 1 8 を解くことにより、式 1 9 で表される。

[0160] [数16]

$$Y_{amL} = \frac{I}{Z_{amL}} = 0 = \frac{I}{j\omega_{amL} L_t} + j\omega_{amL} C_t \quad (\text{式 1 6})$$

[0161] [数17]

$$f_{amL} = \frac{I}{2\pi\sqrt{L_t C_t}} \quad (\text{式 1 7})$$

[0162] [数18]

$$Y_{amH} = \frac{I}{Z_{amH}} = 0 = \frac{I}{j\omega_{amH} L_t} + j\omega_{amH} C_t \quad (\text{式 1 8})$$

[0163] [数19]

$$f_{amH} = \frac{\sqrt{1 + \frac{C_t}{C_0}}}{2\pi\sqrt{L_t C_t}} = f_{a_reso1} = f_{r_reso1} \sqrt{1 + \frac{C_t}{C_0}} \quad (\text{式 1 9})$$

[0164] 式 1 1、式 1 7 及び式 1 9 より、この場合、図 8 の右側グラフに示すよう

に、高周波数側の反共振周波数 f_{amH} が共振子 $reso1$ 単体の反共振周波数 f_{a_reso1} と等しくなり、高周波数側の共振周波数 f_{rmH} が共振子 $reso1$ 単体の共振周波数 f_r よりも高周波数側へシフトすることが解る。

[0165] [5. 4. 共振解析に基づく特性説明（実施例1及び実施例2）]

このような共振解析に基づき、上述した実施例1及び実施例2において、スイッチ22SWのオン及びオフの切り替えに応じて並列腕回路12の共振周波数あるいは反共振周波数が切り替わることが説明される。

[0166] つまり、スイッチ22SWがオフの場合、並列腕共振子22pにキャパシタ22Cが直列接続された構成となる。よって、この場合、並列腕回路12の共振周波数及び反共振周波数は、共振子 $reso1$ にキャパシタ C_t が直列接続された場合の等価回路モデルによって説明される（図5B参照）。一方、スイッチ22SWがオンの場合、並列腕共振子22pにキャパシタ22C及びインダクタ22LからなるLC並列共振回路が直列接続された構成となる。よって、並列腕回路12の共振周波数及び反共振周波数は、共振子 $reso1$ にキャパシタ C_t 及びインダクタ L_t からなるLC並列共振回路が直列接続された場合の等価回路モデルによって説明される（図5C参照）。この場合、インピーダンス回路13のインピーダンスが極大となる周波数 f_z は、当該等価回路モデルにおいてLC並列共振回路のインピーダンスが極大となる周波数 $1 / (2\pi\sqrt{L_t C_t})$ に相当する。

[0167] すなわち、例えば、実施例1において、スイッチ22SWがオフの場合、並列腕回路12の共振周波数 f_{rpoff} は上記の式7によって説明され、並列腕回路12の反共振周波数 f_{aoff} は上記の式9によって説明される。

[0168] 一方、実施例1において、スイッチ22SWがオンの場合、並列腕回路12の2つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} のうち、低周波数側の共振周波数 f_{rp1on} は上記の式11の f_{rmL} によって説明され、高周波数側の共振周波数 f_{rp2on} は上記の式11の f_{rmH} によって説明される。また、この場合、並列腕回路12の2つの反共振周波数 f_{ap1on} 及び f_a

$p2on$ のうち、低周波数側の反共振周波数 $fap1on$ は上記の式 13 によって説明され、高周波数側の反共振周波数 $fap2on$ は上記の式 15 によって説明される。

[0169] また、例えば、実施例 2 において、スイッチ 22 SW がオフの場合、並列腕回路 12 の共振周波数 $fropf$ 及び反共振周波数 $fapof$ は、実施例 1 と同様に説明される。

[0170] 一方、実施例 2 において、スイッチ 22 SW がオンの場合、並列腕回路 12 の 2 つの共振周波数 $f rp1on$ 及び $f rp2on$ は、実施例 1 と同様に説明される。また、この場合、並列腕回路 12 の 2 つの反共振周波数 $fap1on$ 及び $fap2on$ のうち、低周波数側の反共振周波数 $fap1on$ は上記の式 17 によって説明され、高周波数側の反共振周波数 $fap2on$ は上記の式 19 によって説明される。

[0171] [6. フィルタ（チューナブルフィルタ）の変形例]

ここまで、周波数可変機能を有する高周波フィルタ回路として、第 1 インピーダンス素子としてキャパシタを用いて、第 2 インピーダンス素子としてインダクタを用いた構成を例に説明した。しかし、これらの関係は逆であってもかまわない。そこで、本実施の形態に係る周波数可変機能を有する高周波フィルタ回路の変形例として、このような構成について説明する。

[0172] 図 6 は、実施の形態 1 の変形例に係るフィルタ 22 D の回路構成図である。同図に示すフィルタ 22 D は、図 2 に示したフィルタ 22 A に比べて、キャパシタとインダクタとが入れ替わっている点異なる。

[0173] 以下、実施の形態 1 に係るフィルタ 22 A と同じ点は説明を省略し、異なる点を中心に説明する。

[0174] インダクタ 22 L は、本変形例では、並列腕共振子 22 p とグラウンドとの間で並列腕共振子 22 p に直列接続された第 1 インピーダンス素子である。つまり、インダクタ 22 L は、一方の端子が並列腕共振子 22 p のグラウンド側の端子と接続され、他方の端子がグラウンドに接続されている。

[0175] キャパシタ 22 C は、本変形例では、一方の端子がスイッチ 22 SW の他

方の端子に接続され、他方の端子がグラウンドに接続された第2インピーダンス素子である。

[0176] 言い換えると、本変形例において、並列腕回路12Dは、並列腕共振子22pと、並列腕共振子22pに直列接続されたインピーダンス回路13Dとを備える。ここで、インピーダンス回路13Dは、インダクタ及びキャパシタの一方である第1インピーダンス素子の一例であるインダクタ22Lと、インダクタ及びキャパシタの他方である第2インピーダンス素子の一例であるキャパシタ22Cと、キャパシタ22Cに直列接続されたスイッチ22SWと、を備える。また、キャパシタ22C及びスイッチ22SWによって構成される第1直列回路14Dは、インダクタ22Lに並列接続されている。

[0177] つまり、本変形例では、これらスイッチ22SWとキャパシタ22Cとは、直列接続された状態で、インダクタ22Lと並列接続されていることになる。したがって、並列腕共振子22pは、スイッチ22SWがオフの場合にインダクタ22Lと直列接続され、スイッチ22SWがオンの場合に、実施の形態1と同様に、インダクタ22L及びキャパシタ22Cによって構成されるLC並列共振回路と直列接続されることになる。

[0178] 以上のように構成されたフィルタ22Dの通過特性は、制御信号にしたがってスイッチ22SWのオン及びオフが切り替えられることにより、第1通過特性と第2通過特性とが切り替えられる。そこで、以下、スイッチ22SWの状態と併せてフィルタ22Dの通過特性について、フィルタ22Dの2つの実施例（実施例3及び実施例4）を用いて説明する。

[0179] 具体的には、実施例3として、スイッチ22SWがオンのときにインピーダンス回路13Dのインピーダンスが極大となる周波数 f_z が並列腕共振子22pの共振周波数 f_{rp} より低い場合（ $f_z < f_{rp}$ ）について説明する。実施例4として、スイッチ22SWがオンのときにインピーダンス回路13のインピーダンスが極大となる周波数 f_z が並列腕共振子22pの共振周波数 f_{rp} より高い場合（ $f_z > f_{rp}$ ）について説明する。

[0180] 実施例3における回路定数と実施例4における回路定数とは、キャパシタ

22C及びインダクタ22Cの素子値が異なる点を除いて同一であり、具体的には次の表2に示すとおりである。なお、直列腕共振子22s及び並列腕共振子22pのパラメータについては、実施例1及び実施例2と同一であるため説明を省略する。

[0181] [表2]

	インダクタ 22L	
	実施例3	実施例4
インダクタンス [nH]	2.5	2.5
	キャパシタ 22C	
	実施例3	実施例4
容量 [pF]	7.7	1.5

[0182] 図7Aは、実施例3に係るフィルタに関するインピーダンス特性、及び、当該フィルタの通過特性を表すグラフである。図7Bは、実施例4に係るフィルタに関するインピーダンス特性、及び、当該フィルタの通過特性を表すグラフである。

[0183] いずれの図においても、上段には、次の5つのインピーダンス特性が示されている。

[0184] (I-i) スイッチ22SWがオンの場合の並列腕回路12Dのインピーダンス特性（図中の「並列腕回路12D（スイッチ22SW：On）」）

(I-ii) スイッチ22SWがオフの場合の並列腕回路12Dのインピーダンス特性（図中の「並列腕回路12D（スイッチ22SW：Off）」）

(I-iii) スイッチ22SWがオンの場合のインピーダンス回路13Dのインピーダンス特性（図中の「インピーダンス回路13D（スイッチ22SW：On）」）

(I-iv) 直列腕共振子22sのインピーダンス特性、すなわち直列腕回路11のインピーダンス特性（図中の「直列腕共振子22s」）

(I-v) 並列腕共振子 2 2 p のインピーダンス特性 (図中の「並列腕共振子 2 2 p」)

[0185] また、いずれの図においても、下段には次の 2 つの通過特性が示されている。

[0186] (II-i) スイッチ 2 2 SW がオンの場合におけるフィルタ 2 2 D の通過特性 (図中の「スイッチ 2 2 SW : O n」)

(II-ii) スイッチ 2 2 SW がオフの場合におけるフィルタ 2 2 D の通過特性 (図中の「スイッチ 2 2 SW : O f f」)

[0187] ここで、共振子単体でのインピーダンス特性は、フィルタ 2 2 A で説明した特性と同様のため、以下ではその説明を省略する。

[0188] 実施例 3 及び実施例 4 のいずれについても、スイッチ 2 2 SW がオフの場合、インピーダンス回路 1 3 D はインダクタ 2 2 L のみの回路となるので、誘導性のインピーダンスを有する。このとき、並列腕回路 1 2 D は、並列腕共振子 2 2 p とインダクタ 2 2 L との直列回路となり、図 7 A 及び図 7 B に示すように、2 つの共振周波数 f_{rp1off} 及び f_{rp2off} と 1 つの反共振周波数 f_{aoff} を有する。

[0189] 具体的には、2 つの共振周波数 f_{rp1off} 及び f_{rp2off} のうち、低周波数側の共振周波数 f_{rp1off} は並列腕共振子 2 2 p の共振周波数 f_{rp} より低く、高周波数側の共振周波数 f_{rp2off} は並列腕共振子 2 2 p の共振周波数 f_{rp} より高い。これに関し、インダクタ 2 2 L のインダクタンス値が大きいほど、2 つの共振周波数 f_{rp1off} 及び f_{rp2off} はいずれも低くなる。

[0190] また、このとき、図 7 A に示すように、実施例 3 では、並列腕回路 1 2 D の高周波数側の反共振周波数 f_{a2off} は、並列腕共振子 2 2 p の反共振周波数 f_{ap} と略一致する。一方、図 7 B に示すように、実施例 4 では、並列腕回路 1 2 の低周波数側の反共振周波数 f_{ap1on} は、並列腕共振子 2 2 p の反共振周波数 f_{ap} と略一致する。

[0191] ここまで、スイッチ 2 2 SW がオフの場合における並列腕回路 1 2 D の 2

つの共振周波数 f_{rp1off} 及び f_{rp2off} と 1 つの反共振周波数 f_{aoff} について説明したが、この原理の詳細については、共振子の等価回路モデルを用いて後述する。

[0192] つまり、スイッチ 22 SW がオフの場合、実施例 3 及び実施例 4 に係るフィルタは、並列腕回路 12 D の高周波数側の反共振周波数 f_{ap2off} 及び直列腕共振子 22 s の共振周波数 f_{rs} によって通過帯域が規定され、並列腕回路 12 D の低周波数側の共振周波数 f_{rp1off} によって通過帯域低域側の極（減衰極）が規定され、直列腕共振子 22 s の反共振周波数 f_{ass} 及び並列腕回路 12 D の共振周波数 f_{rp2off} によって通過帯域高域側の極（減衰極）が規定される、第 1 通過特性（図 7 A 及び図 7 B の下段の「スイッチ 22 SW : Off」）を有する。

[0193] ここで、実施例 3 及び実施例 4 では、並列腕回路 12 D の低周波数側の共振周波数 f_{rp1off} は並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} よりも低い。このため、第 1 通過特性は、直列腕共振子 22 s 及び並列腕共振子 22 p のみで構成される基本的なラダー型のフィルタ構造の通過特性に比べて、通過帯域低域側の極が低域側へシフトする。したがって、実施例 3 及び実施例 4 に係るフィルタは、スイッチ 22 SW がオフの場合には、基本的なラダー型のフィルタ構造に比べて、通過帯域の低域端を低域側にシフトさせて通過帯域幅を広くすることができる。また、この場合、並列腕回路 12 D の低周波数側の共振周波数 f_{rp1on} が並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} よりも低いため、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

[0194] 一方、スイッチ 22 SW がオンの場合、インピーダンス回路 13 D は、キャパシタ 22 C とインダクタ 22 L との並列回路である LC 並列共振回路となる。よって、上記実施例 1 及び実施例 2 と同様の原理により、並列腕回路 12 D は、図 7 A 及び図 7 B に示すように、2 つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} と、2 つの反共振周波数 f_{a1on} 及び f_{a2on} と、を有する。

[0195] これに関し、2つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} のうち、低周波数側の共振周波数 f_{rp1on} は並列腕共振子 22p の共振周波数 f_{rp} より低く、高周波数側の共振周波数 f_{rp2on} は並列腕共振子 22p の共振周波数 f_{rp} より高い。具体的には、図 7A に示すように、実施例 3 では、高周波数側の共振周波数 f_{rp2on} が並列腕共振子 22p の共振周波数 f_{rp} 近傍に位置する。一方、図 7B に示すように、実施例 4 では、低周波数側の共振周波数 f_{rp1on} が並列腕共振子 22p の共振周波数 f_{rp} 近傍に位置する。

[0196] また、このとき、図 7A に示すように、実施例 3 では、並列腕回路 12D の高周波数側の反共振周波数 f_{ap2on} は、並列腕共振子 22p の反共振周波数 f_{ap} と略一致する。一方、図 7B に示すように、実施例 4 では、並列腕回路 12D の低周波数側の反共振周波数 f_{ap1on} は、並列腕共振子 22p の反共振周波数 f_{ap} と略一致する。

[0197] ここまで、スイッチ 22SW がオンの場合における並列腕回路 12D の 2 つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} ならびに 2 つの反共振周波数 f_{ap1on} 及び f_{ap2on} について説明したが、この原理の詳細については、共振子の等価回路モデルを用いて後述する。

[0198] 以上のことから、スイッチ 22SW がオンの場合、実施例 3 に係るフィルタは、並列腕回路 12D の高周波数側の反共振周波数 f_{ap2on} 及び直列腕共振子 22s の共振周波数 f_{rs} によって通過帯域が規定され、並列腕回路 12D の 2 つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} によって通過帯域低域側の 2 つの極（減衰極）が規定され、直列腕共振子 22s の反共振周波数 f_{as} によって通過帯域高域側の極（減衰極）が規定される、第 2 通過特性（図 7A 下段の「スイッチ 22SW : On」）を有する。

[0199] ここで、実施例 3 では、並列腕回路 12D の高周波数側の共振周波数 f_{rp2on} は並列腕共振子 22p の共振周波数 f_{rp} よりも高い。このため、第 2 通過特性は、直列腕共振子 22s 及び並列腕共振子 22p のみで構成される基本的なラダー型のフィルタ構造の通過特性に比べて、通過帯域の低域

側が高域側へシフトする。したがって、実施例3に係るフィルタは、スイッチ22SWがオフの場合には、基本的なラダー型のフィルタ構造に比べて、通過帯域の低域端を高域側にシフトさせて通過帯域幅を狭くすることができる。また、スイッチSWがオンの場合、並列腕回路12Dの低周波数側の共振周波数 f_{rp1on} は並列腕共振子22pの共振周波数 f_{rp} よりも低い。このため、並列腕共振子22pの共振周波数 f_{rp} より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

[0200] また、スイッチ22SWがオンの場合、実施例4に係るフィルタは、並列腕回路12Dの低周波数側の反共振周波数 f_{ap1on} 及び直列腕共振子22sの共振周波数 f_{rs} によって通過帯域が規定され、並列腕回路12Dの低周波数側の共振周波数 f_{rp1on} によって通過帯域低域側の極（減衰極）が規定され、直列腕共振子22sの反共振周波数 f_{as} 及び並列腕回路12Dの高周波数側の共振周波数 f_{rp2on} によって通過帯域高域側の極（減衰極）が規定される、第2通過特性（図7B下段の「スイッチ22SW：On」）を有する。

[0201] ここで、実施例4では、並列腕回路12Dの低周波数側の共振周波数 f_{rp1on} は並列腕共振子22pの共振周波数 f_{rp} よりも低い。このため、第2通過特性は、直列腕共振子22s及び並列腕共振子22pのみで構成される基本的なラダー型のフィルタ構造の通過特性に比べて、通過帯域低域側の極が低域側へシフトする。したがって、実施例4に係るフィルタは、スイッチ22SWがオンの場合には、基本的なラダー型のフィルタ構造に比べて、通過帯域の低域端を低域側にシフトさせて通過帯域幅を広くすることができる。また、スイッチSWがオン及びオフの場合のいずれにおいても、並列腕回路12Dの低周波数側の共振周波数（スイッチSWがオンの場合には f_{rp1on} 、スイッチSWがオフの場合には f_{rp1off} ）は並列腕共振子22pの共振周波数 f_{rp} よりも低い。このため、並列腕共振子22pの共振周波数 f_{rp} より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

[0202] [7. 共振解析による原理説明 2]

ここで、上述のような並列腕回路 1 2 D の共振周波数及び反共振周波数が得られる原理について、共振子の等価回路モデルを用いたインピーダンス特性（共振特性）の解析（共振解析）により説明しておく。

[0203] [7. 1. 共振子にインダクタを直列接続]

まず、共振子 $reso1$ にインダクタが直列接続された場合の共振特性について、等価回路モデルを用いて説明しておく。

[0204] 図 8 は、共振子 $reso1$ にインダクタ L_t が直列接続された場合の等価回路モデル及びその共振特性を表す図である。同図に示すように、この場合の等価回路モデルは、キャパシタ C_1 とインダクタ L_1 とを直列に接続した回路に対してキャパシタ C_0 を並列に接続した回路で表される共振子 $reso1$ に対して、インダクタ L_t が直列に接続された構成となる。

[0205] この等価回路の共振周波数は、上記等価回路のインピーダンス Z_{rm} が 0 となる周波数であることから、式 20 を解くことにより、式 21 及び式 22 で表される。具体的には、低周波数側の共振周波数 f_{rmL} は式 21 で表され、高周波数側の共振周波数 f_{rmH} は式 22 で表される。

[0206] [数20]

$$Z_{rm} = 0 = \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{rm}C_0} + \frac{1}{j\omega_{rm}L_1 + \frac{1}{j\omega_{rm}C_1}}} + j\omega_{rm}L_t \quad (\text{式 20})$$

[0207] [数21]

$$f_{rmL} = \frac{\sqrt{\frac{-(-L_1C_1 - L_1C_0 - L_1C_1) - \sqrt{(-L_1C_1 - L_1C_0 - L_1C_1)^2 - 4(L_1L_1C_0C_1)}}{2(L_1L_1C_0C_1)}}}{2\pi} \quad (\text{式 21})$$

[0208] [数22]

$$f_{rmH} = \frac{\sqrt{\frac{-(-L_1C_1 - L_1C_0 - L_1C_1) + \sqrt{(-L_1C_1 - L_1C_0 - L_1C_1)^2 - 4(L_1L_1C_0C_1)}}{2(L_1L_1C_0C_1)}}}{2\pi} \quad (\text{式 22})$$

[0209] 一方、この等価回路の反共振周波数 f_{am} は、上記等価回路のアドミッタンス Y_{am} が 0 となる周波数であることから、式 23 を解くことにより、式 24 で表される。

[0210] [数23]

$$Y_{am} = \frac{1}{Z_{am}} = 0 = \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{am}C_0} + \frac{1}{j\omega_{am}L_t + \frac{1}{j\omega_{am}C_l}}} \quad (\text{式 23})$$

[0211] [数24]

$$f_{am} = \frac{\sqrt{1 + \frac{C_l}{C_0}}}{2\pi\sqrt{L_t C_l}} = f_a = f_r \sqrt{1 + \frac{C_l}{C_0}} \quad (\text{式 24})$$

[0212] 式 21、式 22 及び式 24 より、図 8 の右側グラフに示すように、共振子 $reso1$ にインダクタ L_t を直列接続した回路では、反共振周波数 f_{am} が共振子 $reso1$ 単体の反共振周波数 f_a と等しくなり、低周波数側の共振周波数 f_{rml} が共振子 $reso1$ 単体の共振周波数 f_r よりも低周波数となり、高周波数側の共振周波数 f_{rmh} が共振子 $reso1$ 単体の共振周波数 f_r よりも高周波数となることが解る。つまり、この回路では、反共振周波数が 2 つになることが解る。

[0213] [7. 2. 共振解析に基づく特性説明（実施例 3 及び実施例 4）]

このような共振解析に基づき、上述した実施例 3 及び実施例 4 において、スイッチ 22 SW のオン及びオフの切り替えに応じて並列腕回路 12 の共振周波数あるいは反共振周波数、及び、これらの数が切り替わることが説明される。

[0214] つまり、スイッチ 22 SW がオフの場合、並列腕共振子 22 p にインダクタ 22 L が直列接続された構成となる。よって、この場合、並列腕回路 12 D の共振周波数及び反共振周波数は、共振子 $reso1$ にインダクタ L_t が直列接続された場合の等価回路モデルによって説明される（図 8 参照）。一方、スイッチ 22 SW がオンの場合、並列腕共振子 22 p にインダクタ 22 L 及びキャパシタ 22 C からなる LC 並列共振回路が直列接続された構成とな

る。よって、並列腕回路 1 2 の共振周波数及び反共振周波数は、共振子 $res\ 01$ にキャパシタ C_t 及びインダクタ L_t からなる LC 並列共振回路が直列接続された場合の等価回路モデルによって説明される（図 5 C 参照）。この場合、インピーダンス回路 1 3 D のインピーダンスが極大となる周波数 f_z は、当該等価回路モデルにおいて LC 並列共振回路のインピーダンスが極大となる周波数 $1 / (2\pi\sqrt{L_t C_t})$ に相当する。

[0215] すなわち、例えば、実施例 3 において、スイッチ 2 2 SW がオフの場合、並列腕回路 1 2 D の 2 つの共振周波数 f_{rp1off} 及び f_{rp2off} のうち、低周波数側の共振周波数 f_{rp1off} は上記の式 2 1 によって説明され、高周波数側の共振周波数 f_{rp2off} は上記の式 2 2 によって説明され。また、並列腕回路 1 2 D の反共振周波数 f_{aoff} は上記の式 2 4 によって説明される。

[0216] 一方、実施例 3 において、スイッチ 2 2 SW がオンの場合、並列腕回路 1 2 D の 2 つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} のうち、低周波数側の共振周波数 f_{rp1on} は上記の式 1 1 の f_{rmL} によって説明され、高周波数側の共振周波数 f_{rp2on} は上記の式 1 1 の f_{rmH} によって説明される。また、この場合、並列腕回路 1 2 D の 2 つの反共振周波数 f_{ap1on} 及び f_{ap2on} のうち、低周波数側の反共振周波数 f_{ap1on} は上記の式 1 3 によって説明され、高周波数側の反共振周波数 f_{ap2on} は上記の式 1 5 によって説明される。

[0217] また、例えば、実施例 4 において、スイッチ 2 2 SW がオフの場合、並列腕回路 1 2 D の共振周波数 f_{rpo} 及び反共振周波数 f_{aoff} は、実施例 3 と同様に説明される。

[0218] 一方、実施例 4 において、スイッチ 2 2 SW がオンの場合、並列腕回路 1 2 D の 2 つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} は、実施例 3 と同様に説明される。また、この場合、並列腕回路 1 2 D の 2 つの反共振周波数 f_{ap1on} 及び f_{ap2on} のうち、低周波数側の反共振周波数 f_{ap1on} は上記の式 1 7 によって説明され、高周波数側の反共振周波数 f_{ap2on}

n は上記の式 19 によって説明される。

[0219] [8. 効果等]

以上、実施の形態 1 及びその変形例に係るフィルタ 22A 及び 22D（高周波フィルタ回路）について、説明した。以下では、このようなフィルタ 22A 及び 22D によって奏される効果について、説明する。

[0220] 本実施の形態及びその変形例に係るフィルタ 22A 及び 22D（高周波フィルタ回路）によれば、並列腕共振子 22p に直列接続されたインピーダンス回路（実施の形態ではインピーダンス回路 13、変形例ではインピーダンス回路 13D）を備える。インピーダンス回路では、直列接続されたスイッチ 22SW 及び第 2 インピーダンス素子（実施の形態ではインダクタ 22L、変形例ではキャパシタ 22C）によって構成される第 1 直列回路が、第 1 インピーダンス素子に並列接続されている。

[0221] これにより、スイッチ 22SW のオン及びオフに応じて、インピーダンス回路において第 2 インピーダンス素子の接続及び非接続が切り替わるため、インピーダンス回路のインピーダンスが切り替わる。また、第 1 インピーダンス素子はインダクタ及びキャパシタの一方であり、第 2 インピーダンス素子はインダクタ及びキャパシタの他方であるため、スイッチ 22SW がオンの場合のインピーダンス回路は、インダクタとキャパシタの並列回路によってインピーダンスが極大の周波数 f_z を有する。また、スイッチ 22SW がオンの場合の並列腕回路は、2 つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} を有する。そして該 2 つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} は、並列腕共振子 22p の共振周波数 f_{rp} より低い共振周波数 f_{rp1on} を含む。一方、スイッチ 22SW がオフの場合の並列腕回路は、1 つの共振周波数を有する。

[0222] したがって、スイッチ 22SW がオンの場合の並列腕回路では、並列腕共振子 22p の共振周波数 f_{rp} より低周波数側に共振周波数 f_{rp1on} を配置できるため、並列腕共振子 22p の共振周波数 f_{rp} より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

[0223] 別の観点では、特許文献 1 に開示された構成では、通過帯域の周波数可変幅（周波数のシフト量）が、スイッチのオン及びオフに応じて並列腕共振子と接続または非接続されるインピーダンス素子（上記の特許文献 1 ではキャパシタ）の素子値によって制約される。よって、周波数可変幅を広げるためには、複数のインピーダンス素子を設け、当該複数のインピーダンス素子と並列腕共振子とを選択的に接続するスイッチを設ける構成が考えられる。しかしながら、このような構成では、スイッチの個数の増加によって、高周波フィルタ回路の小型化が妨げられる。

[0224] これに対して、本実施の形態及びその変形例に係るフィルタ 2 2 A 及び 2 2 D によれば、入出力端子 2 2 m（第 1 入出力端子）と入出力端子 2 2 n（第 2 入出力端子）との間に接続された直列腕共振子 2 2 s と、入出力端子 2 2 m と入出力端子 2 2 n とを結ぶ経路上のノード x 1 とグラウンドとの間に接続された並列腕共振子 2 2 p と、インダクタ及びキャパシタの一方であって、ノード x 1 とグラウンドとの間で並列腕共振子 2 2 p に直列接続された第 1 インピーダンス素子と、インダクタ及びキャパシタの他方である第 2 インピーダンス素子と、第 2 インピーダンス素子に直列接続されたスイッチ 2 2 SW と、を備える。また、第 2 インピーダンス素子及びスイッチ 2 2 SW によって構成される第 1 直列回路は、第 1 インピーダンス素子に並列接続されている。

[0225] これにより、スイッチ 2 2 SW のオン及びオフに応じて、第 2 インピーダンス素子が並列腕共振子 2 2 p に接続または非接続とされるため、並列腕共振子 2 2 p に付加されるインピーダンスが可変する。よって、入出力端子 2 2 m（第 1 入出力端子）と入出力端子 2 2 n（第 2 入出力端子）とを結ぶ経路上のノードとグラウンドとの間の並列腕のインピーダンスが極小となる周波数（上記説明では並列腕回路の共振周波数）が可変する。このため、並列腕のインピーダンスが極小となる周波数によって規定される通過帯域低域側の極（減衰極）がスイッチ 2 2 SW のオン及びオフに応じて可変することになり、通過帯域の低域端の周波数を可変することができる。

[0226] ここで、第1インピーダンス素子はインダクタ及びキャパシタの一方であり、第2インピーダンス素子はその他方であるため、1つのスイッチ22SWのオン及びオフを切り替えるだけで、次の2つの状態を実現することが可能となる。具体的には、通過帯域低域側の減衰極を規定する周波数である並列腕回路のインピーダンスが極小となる周波数について、並列腕共振子22pの共振周波数 f_{rp} よりも低域側に位置させる第1状態と、高域側に位置させる第2状態とを実現することが可能となる。よって、スイッチ22SWのオン及びオフに応じて、通過帯域の低域端の周波数可変幅を広げることが可能となる。つまり、本実施の形態及びその変形例に係るフィルタ22A及び22Dによれば、通過帯域と通過帯域低域側の減衰極の周波数可変幅を広げることが可能となる。

[0227] また、本実施の形態に係るフィルタ22Aによれば、第1インピーダンス素子がキャパシタ22C、かつ、第2インピーダンス素子がインダクタ22Lである。

[0228] これにより、スイッチ22SWがオンの場合のインピーダンス回路は、インダクタとキャパシタとが並列接続された回路となり、インピーダンスが極大となる周波数を有するインピーダンス特性となる。そのため、スイッチ22SWがオンの場合の並列腕回路は、並列腕共振子22pの共振周波数 f_{rp} より低周波数側の共振周波数 f_{rp1on} を含む2つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} を有する。

[0229] 一方、スイッチ22SWがオフの場合のインピーダンス回路は、キャパシタのみの回路となるため、容量性のインピーダンスを有する。そのため、スイッチ22SWがオフの場合の並列腕回路は、並列腕共振子22pの共振周波数 f_{rp} より高周波数側かつ並列腕共振子22pの反共振周波数 f_{ap} より低周波数側に1つの共振周波数 f_{rpo} を有する。

[0230] したがって、スイッチ22SWのオン及びオフの切り替えに応じて、並列腕回路の共振周波数と共振周波数の数とを切り替えることができるため、減衰極の周波数及び減衰極の数を切り替えることができる。さらに、スイッチ

22 SWがオンの場合において、並列腕共振子22 pの共振周波数 f_{rp} より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

[0231] 別の観点では、スイッチ22 SWをオンにすることで通過帯域の低域端と通過帯域低域側の減衰極を低域側にシフトさせ、スイッチ22 SWをオフにすることで通過帯域の低域端と通過帯域低域側の減衰極を高域側にシフトさせることができる。また、一般的に、キャパシタはインダクタよりもQ値が高い。このため、第1インピーダンス素子がキャパシタ22 Cであることにより、スイッチ22 SWがオンの場合の並列腕のQ値を高めることができる。これにより、スイッチ22 SWがオフの場合の通過帯域低域側の減衰スロープの急峻度を高めることができる。

[0232] また、本実施の形態によれば、実施例1のように、スイッチ22 SWがオンである場合には、インピーダンス回路のインピーダンスが極大となる周波数が、並列腕共振子22 pの共振周波数 f_{rp} より高くてもかまわない。

[0233] これにより、スイッチ22 SWがオンの場合のインピーダンス回路は、インピーダンスが極大の周波数が並列腕共振子22 pの共振周波数 f_{rp} より高周波数に位置するため、並列腕共振子22 pの共振周波数 f_{rp} においては誘導性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ22 SWがオンの場合の並列腕回路は、並列腕共振子22 pの共振周波数 f_{rp} より低周波数側の共振周波数 f_{rp1on} と、並列腕共振子22 pの共振周波数 f_{rp} 及び反共振周波数 f_{ap} より高周波数側の共振周波数 f_{rp2on} との、計2つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} を有する。

[0234] 一方、スイッチ22 SWがオフの場合のインピーダンス回路は、キャパシタのみの回路となるため、容量性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ22 SWがオフの場合の並列腕回路は、並列腕共振子22 pの共振周波数 f_{rp} より高周波数側かつ並列腕共振子22 pの反共振周波数 f_{ap} より低周波数側の1つの共振周波数 f_{rpo} のみを有する。

[0235] したがって、スイッチ22 SWのオン及びオフの切り替えに応じて、通過帯域低域側における減衰極の周波数と、通過帯域高域側における減衰極の有

無を切り替えることができる。さらに、スイッチ 22 SW がオンの場合において、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

[0236] 別の観点では、実施例 1 では、スイッチ 22 SW がオンの場合には、並列腕共振子 22 p とインダクタ L_{22} 及びキャパシタ C_{22} との合成インピーダンスが極小となる高周波数側の周波数である共振周波数 f_{rp2on} が、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} よりも低域に位置する。一方、スイッチ 22 SW がオフの場合には、並列腕共振子 22 p とキャパシタ C_{22} との合成インピーダンスが極小となる周波数である並列腕回路の共振周波数 f_{rpo} が、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} よりも高域に位置する。

[0237] これにより、スイッチ 22 SW のオン及びオフに応じて切り替わる第 1 通過帯域と第 2 通過帯域とで、通過帯域の低域端と通過帯域低域側の減衰極の周波数可変幅を広げることができる。

[0238] また、本実施の形態によれば、実施例 2 のように、スイッチ 22 SW がオンである場合には、インピーダンス回路のインピーダンスが極大となる周波数 f_z が、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より低くてもかまわない。

[0239] これにより、スイッチ 22 SW がオンの場合のインピーダンス回路は、インピーダンスが極大の周波数が並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数に位置するため、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} においては容量性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ 22 SW がオンの場合の並列腕回路は、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数側の共振周波数 f_{rp1on} と、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より高周波数側かつ並列腕共振子 22 p の反共振周波数 f_{ap} より低周波数側の共振周波数 f_{rp2on} との、計 2 つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} を有する。

[0240] 一方、スイッチ 22 SW がオフの場合のインピーダンス回路は、キャパシ

タのみの回路となるため、容量性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ 22 SW がオフの場合の並列腕回路は、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より高周波数側かつ並列腕共振子 22 p の反共振周波数 f_{ap} より低周波数側に 1 つの共振周波数 f_{rpo} のみを有する。

[0241] したがって、スイッチ 22 SW のオン及びオフの切り替えに応じて、通過帯域低域側における減衰極の周波数及び減衰極の数を切り替えることができる。さらに、スイッチ 22 SW がオンの場合において、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

[0242] また、本実施の形態の変形例に係るフィルタ 22 D によれば、第 1 インピーダンス素子がインダクタ 22 L、かつ、第 2 インピーダンス素子がキャパシタ 22 C である。

[0243] これにより、スイッチ 22 SW がオンの場合のインピーダンス回路は、インダクタとキャパシタとが並列接続された回路となり、インピーダンスが極大の周波数を有するインピーダンス特性となる。そのため、スイッチ 22 SW がオンの場合の並列腕回路は、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数側の共振周波数 f_{rp1on} を含む 2 つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} を有する。

[0244] 一方、スイッチ 22 SW がオフの場合のインピーダンス回路は、インダクタのみの回路となるため、誘導性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ 22 SW がオフの場合の並列腕回路は、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数側の共振周波数 f_{rp1off} と、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より高周波数側の共振周波数 f_{rp2off} との、計 2 つの共振周波数 f_{rp1off} 及び f_{rp2off} を有する。

[0245] したがって、スイッチ 22 SW のオン及びオフの切り替えに応じて、減衰極の周波数を切り替えることができる。さらに、スイッチ 22 SW がオンの場合において、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

- [0246] 別の観点では、スイッチ 22 SW をオンにすることで通過帯域の低域端と通過帯域低域側の減衰極を高域側にシフトさせ、スイッチ 22 SW をオフにすることで通過帯域の低域端と通過帯域低域側の減衰極を低域側にシフトさせることができる。また、第 1 インピーダンス素子がキャパシタ、かつ、第 2 インピーダンス素子がインダクタの場合に比べて、スイッチ 22 SW がオフの場合の通過帯域のロスを低減することができる。
- [0247] また、本実施の形態の変形例によれば、実施例 3 のように、スイッチ 22 SW がオンである場合には、インピーダンス回路のインピーダンスが極大となる周波数が、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より低くてもかまわない。
- [0248] これにより、スイッチ 22 SW がオンの場合のインピーダンス回路は、インピーダンスが極大の周波数が並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数に位置するため、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} においては容量性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ 22 SW がオンの場合の並列腕回路は、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数側に 2 つの共振周波数 f_{rp1on} 及び f_{rp2on} を有する。
- [0249] 一方、スイッチ 22 SW がオフの場合のインピーダンス回路は、インダクタのみの回路となるため、誘導性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ 22 SW がオフの場合の並列腕回路は、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数側の共振周波数 f_{rp1off} と、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より高周波数側の共振周波数 f_{rp2off} との、計 2 つの共振周波数 f_{rp1off} 及び f_{rp2off} を有する。
- [0250] したがって、スイッチ 22 SW のオン及びオフの切り替えに応じて、通過帯域低域側における減衰極の周波数及び減衰極の数と、通過帯域高域側の減衰極の有無を切り替えることができる。さらに、スイッチ 22 SW がオンの場合において、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。
- [0251] 別の観点では、実施例 3 では、スイッチ 22 SW がオンの場合には、並列

腕共振子 $22p$ とインダクタ L_{22} 及びキャパシタ C_{22} との合成インピーダンスが極小となる周波数である並列腕回路の高周波数側の共振周波数 f_{rp2on} が、並列腕共振子 $22p$ の共振周波数 f_{rp} よりも高域に位置する。一方、スイッチ $22SW$ がオフの場合には、並列腕共振子 $22p$ とインダクタ L_{22} との合成インピーダンスが極小となる並列腕回路の低周波数側の共振周波数 f_{rp1off} が、並列腕共振子 $22p$ の共振周波数 f_{rp} よりも低域に位置する。

[0252] これにより、スイッチ $22SW$ のオン及びオフに応じて切り替わる第1通過帯域と第2通過帯域とで、通過帯域の低域端と通過帯域低域側の減衰極の周波数可変幅を広げることができる。

[0253] また、本実施の形態の変形例によれば、実施例4のように、スイッチ $22SW$ がオンである場合には、インピーダンス回路のインピーダンスが極大となる周波数が、並列腕共振子 $22p$ の共振周波数 f_{rp} より高くてもかまわない。

[0254] これにより、スイッチ $22SW$ がオンの場合のインピーダンス回路は、インピーダンスが極大の周波数が並列腕共振子 $22p$ の共振周波数 f_{rp} より高周波数に位置するため、並列腕共振子 $22p$ の共振周波数 f_{rp} においては誘導性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ $22SW$ がオンの場合の並列腕回路は、並列腕共振子 $22p$ の共振周波数 f_{rp} より低周波数側の共振周波数と、並列腕共振子 $22p$ の共振周波数 f_{rp} 及び反共振周波数 f_{ap} より高周波数側の共振周波数との、計2つの共振周波数を有する。

[0255] 一方、スイッチ $22SW$ がオフの場合のインピーダンス回路は、インダクタのみの回路となるため、誘導性のインピーダンスとなる。そのため、スイッチ $22SW$ がオフの場合の並列腕回路は、並列腕共振子 $22p$ の共振周波数 f_{rp} より低周波数側の共振周波数と、並列腕共振子 $22p$ の共振周波数 f_{rp} より高周波数側の共振周波数との、計2つの共振周波数を有する。

[0256] したがって、スイッチ $22SW$ のオン及びオフの切り替えに応じて、通過帯域低域側における減衰極の周波数と、通過帯域高域側の減衰極の周波数を

切り替えることができる。さらに、スイッチ 22 SW がオンの場合において、並列腕共振子 22 p の共振周波数 f_{rp} より低周波数の減衰帯域において十分な減衰量を確保することができる。

[0257] また、本実施の形態及びその変形例に係るフィルタ 22 A 及び 22 D によれば、並列腕共振子 22 p は、弾性表面波共振子、または、バルク弾性波共振子であることが好ましい。これにより、並列腕共振子 22 p を小型化できるので、フィルタ 22 A 及び 22 D の小型化及び低コスト化が可能となる。また、弾性表面波共振子及びバルク弾性波共振子を用いた弾性波共振子は、一般的に高 Q の特性を示すため、通過帯域内のロスを低減できるとともに、高選択度化が可能となる。

[0258] また、本実施の形態及びその変形例に係るフィルタ 22 A 及び 22 D によれば、スイッチ 22 SW（スイッチ素子）は GaAs もしくは CMOS からなる FET スイッチ、または、ダイオードスイッチであることが好ましい。このような半導体を用いたスイッチは小型であるため、フィルタ 22 A 及び 22 D を小型化することができる。

[0259] （実施の形態 2）

上記実施の形態 1 及びその変形例では、スイッチ素子と第 2 インピーダンス素子とで構成される第 1 直列回路 14 及び 14 D を 1 つ備えるフィルタについて説明した。これに対して、実施の形態 2 では、当該第 1 直列回路を複数備えるフィルタについて説明する。

[0260] 図 9 は、実施の形態 2 に係るフィルタ 22 E の回路構成図である。

[0261] 同図に示すフィルタ 22 E は、実施の形態 1 に係るフィルタ 22 A に比べて、スイッチ素子と第 2 インピーダンス素子（ここではインダクタ）とで構成される第 1 直列回路を複数備える。

[0262] 具体的には、フィルタ 22 E は、フィルタ 22 A と同様に、直列腕共振子 22 s と並列腕共振子 22 p と、キャパシタ 22 C（第 1 インピーダンス素子）とを備える。また、フィルタ 22 E は、複数のスイッチ 22 SW a ~ 22 SW k と、複数のインダクタ 22 L a ~ 22 L k（第 2 インピーダンス素

子)と、を備える。ここで、複数のスイッチ $22SWa \sim 22SWk$ と、複数のインダクタ $22La \sim 22Lk$ とは、個別に対応(1対1に対応)して互いに直列接続されている。

[0263] 複数のスイッチ $22SWa \sim 22SWk$ は、それぞれ、一方の端子が並列腕共振子 $22p$ とキャパシタ $22C$ との接続ノード $\times 2$ に接続されている。

[0264] 複数のインダクタ $22La \sim 22Lk$ は、それぞれ、一方の端子がスイッチ $22SWa \sim 22SWk$ のうち所定のスイッチの他方の端子に接続され、他方の端子がグランドに接続されている。各インダクタは、対応するスイッチと共に、第1直列回路を構成する。

[0265] つまり、本実施の形態に係るフィルタ $22E$ は、一方の端子が並列腕共振子 $22p$ と第1インピーダンス素子(ここではキャパシタ $22C$)との接続ノード(図9ではノード $\times 2$)に接続されたスイッチ素子(ここではスイッチ $22SWa \sim 22SWk$)と、当該スイッチ素子と第2インピーダンス素子(ここではインダクタ $22La \sim 22Lk$)と、で構成される第1直列回路を複数備える。

[0266] 以上のように構成されたフィルタ $22E$ (高周波フィルタ回路)によれば、実施の形態1に係るフィルタ $22A$ と同様の構成を有するため、実施の形態1と同様の効果が奏される。

[0267] また、本実施の形態に係るフィルタ $22E$ によれば、スイッチ素子と第2インピーダンス素子とで構成される第1直列回路を複数備える。これにより、複数の第1直列回路のスイッチ素子のオン及びオフが適宜切り替えられることにより、減衰極の周波数及び減衰極の数を細かく調整することが可能となる。

[0268] (実施の形態2の変形例1)

上記実施の形態2では、第1インピーダンス素子としてキャパシタを用い、第2インピーダンス素子としてインダクタを用いたフィルタを例に説明した。しかし、これらの関係は逆であってもかまわない。つまり、第1インピーダンス素子としてインダクタを用い、第2インピーダンス素子としてキャ

パシタを用いてもかまわない。そこで、実施の形態 2 の変形例 1 では、このようなフィルタについて説明する。

[0269] 図 10 は、実施の形態 2 の変形例 1 に係るフィルタ 22F の回路構成図である。

[0270] 同図に示すフィルタ 22F は、実施の形態 1 の変形例 1 に係るフィルタ 22D に比べて、スイッチ素子と第 2 インピーダンス素子（ここではキャパシタ）とで構成される第 1 直列回路を複数備える。ここで、第 1 直列回路は、実施の形態 2 における第 1 直列回路において、インダクタをキャパシタに置き換えた回路であるため、詳細な説明を省略する。

[0271] このように構成されたフィルタ 22F（高周波フィルタ回路）であっても、実施の形態 2 に係るフィルタ E と同様の効果が奏される。

[0272] （実施の形態 2 の変形例 2）

上記実施の形態 2 及びその変形例 1 では、スイッチ素子と第 2 インピーダンス素子とで構成される第 1 直列回路を複数備えるフィルタについて説明した。これに対して、実施の形態 2 の変形例 2 では、さらに、スイッチ素子と第 3 インピーダンス素子とで構成される第 2 直列回路を備えるフィルタについて説明する。

[0273] 図 11 は、実施の形態 2 の変形例 2 に係るフィルタ 22G の回路構成図である。

[0274] 同図に示すフィルタ 22G は、実施の形態 2 に係るフィルタ 22E に比べて、スイッチ素子と第 2 インピーダンス素子（ここではインダクタ）とで構成される第 1 直列回路と並列に、スイッチ素子と第 3 インピーダンス素子（ここではキャパシタ）とで構成される第 2 直列回路を備える。

[0275] 具体的には、フィルタ 22G は、フィルタ 22E と同様に、直列腕共振子 22s と並列腕共振子 22p と、キャパシタ 22C（第 1 インピーダンス素子）とを備える。また、フィルタ 22G は、複数のスイッチ 22SWa～22SWk と、インダクタ 22La～22Lb を含む複数のインダクタ（第 2 インピーダンス素子）と、キャパシタ 22C（k-1）～22Ck を含む複

数のキャパシタ（第3インピーダンス素子）と、を備える。ここで、複数のスイッチ $22SW_a \sim SW_k$ と、複数のインダクタ及び複数のキャパシタとは、個別に対応（1対1に対応）して互いに直列接続されている。

[0276] 複数のキャパシタ（第3インピーダンス素子）は、それぞれ、一方の端子がスイッチ $22SW_a \sim SW_k$ のうち複数のインダクタと異なるスイッチの他方の端子に接続され、他方の端子がグラウンドに接続されている。各キャパシタは、対応するスイッチと共に、第2直列回路を構成する。

[0277] つまり、本変形例に係るフィルタ $22G$ は、一方の端子が並列腕共振子 $22p$ と第1インピーダンス素子（ここではキャパシタ $22C$ ）との接続ノード（図11ではノード $\times 2$ ）に接続されたスイッチ素子（ここではスイッチ $22SW(k-1)$ 及び $22SW_k$ 等）と、一方の端子がスイッチ素子の他方の端子に接続され、他方の端子がグラウンドに接続された第3インピーダンス素子（ここではキャパシタ $22C(k-1)$ 及び $22C_k$ 等）と、で構成される第2直列回路を複数備える。

[0278] なお、フィルタ $22G$ が備える第2直列回路の個数は複数に限らず、1つであってもかまわない。

[0279] 以上のように構成されたフィルタ $22G$ （高周波フィルタ回路）によれば、実施の形態2に係るフィルタ $22E$ と同様の構成を有するため、実施の形態2と同様の効果が奏される。

[0280] また、本変形例に係るフィルタ $22G$ によれば、スイッチ素子と第3インピーダンス素子とで構成される第2直列回路を備える。これにより、第1直列回路及び第2直列回路のスイッチ素子のオン及びオフが適宜切り替えられることにより、減衰極の周波数及び減衰極の数を細かく調整することが可能となる。

[0281] ここで、本変形例に係るフィルタ $22G$ によれば、複数の第2直列回路を備える。このため、第1直列回路及び複数の第2直列回路のスイッチ素子のオン及びオフが適宜切り替えられることにより、減衰極の周波数及び減衰極の数をさらに細かく調整することが可能となる。

[0282] (実施の形態 2 の変形例 3)

上記実施の形態 2 の変形例 2 では、第 1 インピーダンス素子及び第 3 インピーダンス素子としてキャパシタを用い、第 2 インピーダンス素子としてインダクタを用いたフィルタを例に説明した。しかし、これらの関係は逆であってもかまわない。つまり、第 1 インピーダンス素子及び第 3 インピーダンス素子としてインダクタを用い、第 2 インピーダンス素子としてキャパシタを用いてもかまわない。そこで、実施の形態 2 の変形例 3 では、このようなフィルタについて説明する。

[0283] 図 12 は、実施の形態 2 の変形例 3 に係るフィルタ 22H の回路構成図である。

[0284] 同図に示すフィルタ 22H は、実施の形態 2 の変形例 2 に係るフィルタ 22G に比べて、次のように構成されている。すなわち、第 1 インピーダンス素子として、キャパシタ 22C に代わりインダクタ 22L を有する。また、複数の第 2 インピーダンス素子として、インダクタ 22La 及び 22Lb に代わり、キャパシタ 22C(k-1) 及び 22Ck を有する。また、複数の第 3 インピーダンス素子として、キャパシタ 22C(k-1) 及び 22Ck に代わり、インダクタ 22La 及び 22Lb を有する。

[0285] つまり、フィルタ 22H では、キャパシタ 22C(k-1) 及び 22Ck の各々と、これに直列接続されたスイッチ 22SW(k-1) 及び 22SWk の各々とで、第 1 直列回路が構成されている。また、インダクタ 22La 及び 22Lb の各々と、これに直列接続されたスイッチ 22SWa 及び 22SWb の各々とで、第 2 直列回路が構成されている。

[0286] このように、フィルタ 22H は、スイッチ素子と第 2 インピーダンス素子（ここではキャパシタ）とで構成される直列回路（第 1 直列回路）と並列に、スイッチ素子と第 3 インピーダンス素子（ここではインダクタ）とで構成される直列回路（第 2 直列回路）を備える。

[0287] ここで、第 1 及び第 2 直列回路は、実施の形態 2 の変形例 2 における第 1 及び第 2 直列回路において、インダクタをキャパシタに置き換え、キャパシ

タをインダクタに置き換えた回路であるため、詳細な説明を省略する。

[0288] このように構成されたフィルタ 22H（高周波フィルタ回路）であっても、実施の形態 2 の変形例 2 に係るフィルタ G と同様の効果が奏される。

[0289] （実施の形態 3）

上記実施の形態 1 及び 2 ならびにその変形例では、1 つの直列腕回路と 1 つの並列腕回路とで構成されるラダー型のフィルタ構造を有するフィルタを例に説明した。しかし、フィルタは、少なくとも 2 つの当該並列腕回路と、少なくとも 1 つの当該直列腕回路と、で構成されるラダー型のフィルタ構造を有してもかまわない。そこで、実施の形態 3 では、このようなフィルタについて、4 つの直列腕回路と 4 つの並列腕回路とで構成された、Band 11、Band 21 及び Band 32 それぞれの受信帯域に対応するダイバーシティ用チューナブルフィルタを例に説明する。

[0290] まず、各バンドに割り当てられた周波数帯域について説明する。

[0291] Band 11 は、受信帯域が 1475.9 - 1495.9 [MHz]、送信帯域が 1427.9 - 1447.9 [MHz] である。Band 21 は、受信帯域が 1495.9 - 1510.9 [MHz]、送信帯域が 1447.9 - 1462.9 [MHz] である。Band 32 は、受信専用のバンドであり、受信帯域が 1452.0 - 1496.0 [MHz] である。以下、各バンドの受信帯域 (Rx) 及び送信帯域 (Tx) を、例えば Band 11 の受信帯域 (Rx) については「Band 11 Rx 帯」のように、バンド名とその末尾に付加された受信帯域または送信帯域を示す文言とで簡略化して記載する場合がある。

[0292] これらのバンドは、例えば、排他的に使用される。このため、本実施の形態に係るフィルタは、通過帯域を、Band 11 Rx 帯、Band 21 Rx 帯及び Band 32 Rx 帯のいずれかに切り替えることができるチューナブルフィルタとして構成されている。

[0293] 図 13 は、実施の形態 3 に係るフィルタ 22I の回路構成図である。

[0294] 同図に示すように、フィルタ 22I は、直列腕共振子 221s ~ 223s

と、並列腕共振子 $221p \sim 224p$ と、を備えたラダー型のフィルタ回路である。フィルタ 221 は、さらに、並列腕共振子 $221p \sim 224p$ にそれぞれ個別に直列接続されたインダクタ $221L \sim 224L$ （第1インピーダンス素子）を備える。インダクタ $221L \sim 224L$ のそれぞれは、 $1 \sim 8$ [nH] のインダクタンスを有する。また、フィルタ 221 は、通過帯域を可変させるためのスイッチ $221SWa \sim 224SWa$ 及び $221SWb \sim 224SWb$ （スイッチ素子）と、キャパシタ $222Ca$ 、 $222Cb$ 、 $223Cb$ 及び $224Cb$ （第2インピーダンス素子）と、を備える。

[0295] ここで、直列腕共振子 $221s \sim 223s$ の各々は、直列腕回路を構成する。また、並列腕共振子 $221p \sim 224p$ の各々と、これと同一の並列腕に設けられたキャパシタ、インダクタまたはスイッチ等の回路素子とは、並列腕回路を構成する。したがって、フィルタ 221 は、3つの直列腕回路と4つの並列腕回路とで構成されたラダー型のフィルタ構造を有する。

[0296] スイッチ $221SWa$ 及び $221SWb$ は、一方の端子が、並列腕共振子 $221p$ とインダクタ $221L$ との接続ノードに接続されている。これと同様に、スイッチ $222SWa$ 及び $222SWb$ 、スイッチ $223SWa$ 及び $223SWb$ 、ならびに、スイッチ $224SWa$ 及び $224SWb$ についても、一方の端子が、並列腕共振子 $222p$ とインダクタ $222L$ との接続ノード、並列腕共振子 $223p$ とインダクタ $223L$ との接続ノード、ならびに、並列腕共振子 $224p$ とインダクタ $224L$ との接続ノードに接続されている。

[0297] キャパシタ $222Ca$ は、一方の端子がスイッチ $222SWa$ の他方の端子に接続され、他方の端子がグラウンドに接続されている。これと同様に、キャパシタ $222Cb$ 、 $223Cb$ 及び $224Cb$ についても、一方の端子がスイッチ $222SWb$ 、 $223SWb$ 及び $224SWb$ の他方の端子に接続され、他方の端子がグラウンドに接続されている。

[0298] スイッチ $221SWa \sim 224SWa$ 及び $221SWb \sim 224SWb$ のうち、他方の端子がキャパシタ $222Ca$ 、 $222Cb$ 、 $223Cb$ 及び

224Cbと接続されないスイッチは、当該他方の端子がグラウンドに接続されている。

[0299] ここで、スイッチ222SWaとキャパシタ222Caとの直列回路、スイッチ222SWbとキャパシタ222Cbとの直列回路、スイッチ223SWbとキャパシタ223Cbとの直列回路、及び、スイッチ224SWbとキャパシタ224Cbとの直列回路は、それぞれ、上述した第1直列回路に相当する。

[0300] 以上のように構成されたフィルタ221は、制御信号にしたがってスイッチ221SWa～224SWaのオン及びオフならびにスイッチ221SWb～224SWbのオン及びオフが切り替わることにより、通過帯域をBand11Rx帯、Band21Rx帯及びBand32Rx帯のいずれかに切り替える。そこで、以下、フィルタ221の通過特性について、図14A～図14Dを用いて説明する。なお、以下では、A以上B以下を示す数値範囲をA～Bのように簡略化して記載する。

[0301] 図14Aは、実施の形態3に係るフィルタ221を構成する共振子単体のインピーダンス特性を表すグラフである。図14Bは、並列腕共振子221pが設けられた並列腕回路のインピーダンス特性（221p経路並列腕合成特性）、及び、並列腕共振子222pが設けられた並列腕回路のインピーダンス特性（222p経路並列腕合成特性）を表すグラフである。図14Cは、並列腕共振子223pが設けられた並列腕回路のインピーダンス特性（223p経路並列腕合成特性）、及び、並列腕共振子224pが設けられた並列腕回路のインピーダンス特性（224p経路並列腕合成特性）を表すグラフである。図14Dは、フィルタ221の通過特性を表すグラフである。

[0302] まず、共振子単体のインピーダンス特性について、図14Aを用いて説明する。

[0303] 直列腕共振子221s～223sのそれぞれは、図14Aの中段に示すように、1480～1500 [MHz] の共振周波数 $f_{r1s} \sim f_{r3s}$ を有する。並列腕共振子221p～224pのそれぞれは、図14Aの下段に示

すように、 $1430 \sim 1460$ [MHz] の共振周波数 $f_{r1p} \sim f_{r4p}$ を有する。

[0304] 次いで、並列腕共振子 $221p$ が設けられた並列腕回路のインピーダンス特性について、図14Bの中段を用いて図14Aを参照しながら説明する。なお、スイッチ $222SWa$ がオフかつスイッチ $222SWb$ がオンの場合における当該特性と、スイッチ $221SWa$ 及び $221SWb$ 双方がオンの場合における当該特性とは、一致する。このため、図14Bの中段において、これら2つの特性を示すグラフは一致している。

[0305] スイッチ $221SWa$ 及び $221SWb$ 双方がオンの場合には、当該並列腕回路は、スイッチ $221SWa$ 及び $221SWb$ によってインダクタ $221L$ が短絡されるため、並列腕共振子 $221p$ に対してインダクタ $221L$ が付加されていない回路となる。このため、当該並列腕回路のインピーダンス特性は、並列腕共振子 $221p$ のインピーダンス特性と略一致する。よって、当該並列腕回路の共振周波数は、並列腕共振子 $221p$ の共振周波数 f_{r1p} と略一致する。なお、スイッチ $221SWa$ 及び $221SWb$ のいずれか一方のみがオンの場合の場合も、同様のインピーダンス特性となる。

[0306] これに対し、スイッチ $221SWa$ 及び $221SWb$ 双方がオフの場合には、当該並列腕回路は、並列腕共振子 $221p$ に対してインダクタ $221L$ が直列に付加された回路となる。このため、当該並列腕回路のインピーダンス特性は、並列腕共振子 $221p$ とインダクタ $221L$ との合成インピーダンス特性となる。よって、当該並列腕回路の共振周波数 f_{p1} は、並列腕共振子 $221p$ の共振周波数 f_{r1p} より低域側となる。

[0307] また、スイッチ $221SWa$ 及び $221SWb$ のオン及びオフに依らず、当該並列腕回路の反共振周波数は、並列腕共振子 $221p$ の反共振周波数 f_{a1p} と略一致する。

[0308] 次いで、並列腕共振子 $222p$ が設けられた並列腕回路のインピーダンス特性について、図14Bの下段を用いて図14Aを参照しながら説明する。

[0309] スイッチ $222SWa$ がオフかつスイッチ $222SWb$ がオンの場合には

、当該並列腕回路は、並列腕共振子 2 2 2 p に対してインダクタ 2 2 2 L とキャパシタ 2 2 2 C b とで構成される LC 並列共振回路が直列に付加された回路となる。本実施の形態では、当該 LC 並列共振回路のインピーダンスが極大となる周波数 f_z は、並列腕共振子 2 2 2 p の共振周波数 f_{r2p} より低くなるように調整されている（例えば約 1 3 0 0 [MHz]）。よって、このときの並列腕回路の高周波数側の共振周波数 f_{p2} は、並列腕共振子 2 2 2 p の共振周波数 f_{r2p} より高域側となっている。また、このときの並列腕回路の低周波数側の共振周波数は、約 1 1 2 0 [MHz] である。ここで、当該 LC 並列共振回路のインピーダンスが極大となる周波数 f_z は、インダクタ 2 2 2 L のインダクタンスを L_1 とし、キャパシタ 2 2 2 C b のキャパシタンスを C_2 とすると、 $f_z = 1 / (2 \pi \sqrt{L_1 \cdot C_2})$ で表される。

[0310] これに対し、スイッチ 2 2 2 SW a 及び 2 2 2 SW b 双方がオンの場合には、当該並列腕回路は、並列腕共振子 2 2 2 p に対してインダクタ 2 2 2 L とキャパシタ 2 2 2 C a 及び 2 2 2 C b とで構成される LC 並列共振回路が直列に付加された回路となる。本実施の形態では、当該 LC 並列共振回路のインピーダンスが極大となる周波数 f_z は、上記 f_{r2p} より低く、さらには上記 f_{r1} より低くなるように調整されている（例えば約 1 2 5 0 [MHz]）。よって、このときの並列腕回路の高周波数側の共振周波数 f_{p3} は、並列腕共振子 2 2 2 p の共振周波数 f_{r2p} より高域側となる。また、このときの並列腕回路の低周波数側の共振周波数は、約 1 0 8 0 [MHz] である。また、このとき、スイッチ 2 2 2 SW a がオフかつスイッチ 2 2 2 SW b がオンの場合に比べて、並列腕共振子 2 2 2 p に対して付加される容量値が大きくなるため、上記 f_{p3} は、上述した f_{p2} より低域側となっている。ここで、当該 LC 並列共振回路のインピーダンスが極大となる周波数 f_z は、インダクタ 2 2 2 L のインダクタンスを L_1 とし、キャパシタ 2 2 2 C a 及び 2 2 2 C b のキャパシタンスをそれぞれ C_1 及び C_2 とすると、 $f_z = 1 / (2 \pi \sqrt{L_1 (C_1 + C_2)})$ で表される。

- [0311] これらに対し、スイッチ222SWa及び222SWb双方がオフの場合には、当該並列腕回路は、並列腕共振子222pに対してインダクタ222Lが直列に付加された回路となる。よって、このときの並列腕回路の共振周波数 f_{p4} は、並列腕共振子222pの共振周波数 f_{r2p} より低域側となっている。
- [0312] また、当該並列腕回路の反共振周波数は、スイッチ222SWa及び222SWbのオン及びオフに依らず、並列腕共振子222pの反共振周波数 f_{a2p} と略一致する。
- [0313] 次いで、並列腕共振子223pが設けられた並列腕回路のインピーダンス特性について、図14Cの中段を用いて図14Aを参照しながら説明する。
- [0314] スイッチ223SWaがオフかつスイッチ223SWbがオンの場合には、当該並列腕回路は、並列腕共振子223pに対してインダクタ223Lとキャパシタ223Cbとで構成されるLC並列共振回路が直列に付加された回路となる。本実施の形態では、当該LC並列共振回路のインピーダンスが極大となる周波数 f_z は、並列腕共振子223pの共振周波数 f_{r3p} より低くなるように調整されている（例えば約800[MHz]）。よって、このときの並列腕回路の高周波数側の共振周波数 f_{p5} は、並列腕共振子223pの共振周波数 f_{r3p} より高域側となっている。ここで、当該LC並列共振回路のインピーダンスが極大となる周波数 f_z は、インダクタ223Lのインダクタンスを L_3 とし、キャパシタ223Cbのキャパシタンスを C_3 とすると、 $f_z = 1 / (2\pi\sqrt{L_3 \cdot C_3})$ で表される。
- [0315] これに対し、スイッチ223SWa及び223SWb双方がオンの場合には、スイッチ223SWaによってインダクタ223Lが短絡されるため、並列腕共振子223pに対してインダクタ223Lが付加されていないに等しい回路となる。このため、当該並列腕回路のインピーダンス特性は、並列腕共振子223pのインピーダンス特性と略一致する。よって、このときの並列腕回路の共振周波数 f_{p6} は、並列腕共振子223pの共振周波数 f_{r3p} と略一致する。

[0316] これらに対し、スイッチ 2 2 3 SW a 及び 2 2 3 SW b 双方がオフの場合には、当該並列腕回路は、並列腕共振子 2 2 3 p に対してインダクタ 2 2 3 L が直列に付加された回路となる。よって、このときの並列腕回路の共振周波数 f_{p7} は、並列腕共振子 2 2 3 p の共振周波数 f_{r3p} より低域側となっている。

[0317] また、当該並列腕回路の反共振周波数は、スイッチ 2 2 3 SW a 及び 2 2 3 SW b のオン及びオフに依らず、並列腕共振子 2 2 3 p の反共振周波数 f_{a3p} と略一致する。

[0318] 次に、並列腕共振子 2 2 4 p が設けられた並列腕回路のインピーダンス特性について、図 1 4 C の下段を用いて図 1 4 A を参照しながら説明する。ここで、並列腕共振子 2 2 4 p が設けられた並列腕回路は、上述した並列腕共振子 2 2 3 p が設けられた並列腕回路と同様の構成を有するため、以下では簡略化して説明する。

[0319] スイッチ 2 2 4 SW a がオフかつスイッチ 2 2 4 SW b がオンの場合には、当該並列腕回路は、並列腕共振子 2 2 4 p に対してインダクタ 2 2 4 L とキャパシタ 2 2 4 C b とで構成される LC 並列共振回路が直列に付加された回路となる。本実施の形態では、当該 LC 並列共振回路のインピーダンスが極大となる周波数 f_z は、並列腕共振子 2 2 4 p の共振周波数 f_{r4p} より低くなるように調整されている（例えば約 880 [MHz]）。よって、このときの並列腕回路の高周波数側の共振周波数 f_{p8} は、並列腕共振子 2 2 4 p の共振周波数 f_{r4p} より高域側となっている。

[0320] これに対し、スイッチ 2 2 4 SW a 及び 2 2 4 SW b 双方がオンの場合には、当該並列腕回路のインピーダンス特性は、並列腕共振子 2 2 4 p のインピーダンス特性と略一致する。よって、このときの並列腕回路の共振周波数 f_{p9} は、並列腕共振子 2 2 4 p の共振周波数 f_{r4p} と略一致する。

[0321] これらに対し、スイッチ 2 2 4 SW a 及び 2 2 4 SW b 双方がオフの場合には、当該並列腕回路の共振周波数 f_{p10} は、並列腕共振子 2 2 4 p の共振周波数 f_{r4p} より低域側となっている。

[0322] ここまで、直列腕共振子 $221s \sim 223s$ のインピーダンス特性、及び、並列腕共振子 $221p \sim 224p$ それぞれの並列腕回路のスイッチのオン及びオフの切り替えによって可変するインピーダンス特性について、説明した。以下では、これらのインピーダンス特性によって規定されるフィルタ 221 の通過特性について、図 $14D$ を用いて説明する。ここで、以下では、スイッチ $221SWa \sim 224SWa$ は、制御信号（例えば、図 $14D$ の制御信号 $\phi S22a$ ）にしたがって、オン及びオフが共に切り替えられ、スイッチ $221SWb \sim 224SWb$ は、制御信号（例えば、図 $14D$ の制御信号 $\phi S22b$ ）にしたがって、オン及びオフが共に切り替えられる。なお、これらのスイッチ $221SWa \sim 224SWa$ 及び $221SWb \sim 224SWb$ は、個別にオン及びオフが切り替えられてもかまわない。

[0323] まず、スイッチ $221SWa \sim 224SWa$ がオフしており、スイッチ $221SWb \sim 224SWb$ がオンしている場合、フィルタ 221 の通過特性は次のようになる。具体的には、通過帯域が、直列腕共振子 $221s \sim 223s$ の共振周波数 $f_{r1s} \sim f_{r3s}$ 、及び、上述した並列腕回路の高周波数側の反共振周波数（すなわち、並列腕共振子 $221p \sim 224p$ の反共振周波数 $f_{a1p} \sim f_{a4p}$ ）によって規定される。また、通過帯域低域側近傍の減衰帯域（阻止域）が、上述した並列腕回路の高周波数側の共振周波数 f_{r1p} 、 f_{p2} 、 f_{p5} 及び f_{p8} によって規定される。また、通過帯域高域側の減衰帯域（阻止域）が、直列腕共振子 $221s \sim 223s$ の反共振周波数 $f_{a1s} \sim f_{a3s}$ によって規定される。さらに、並列腕共振子 $222p$ が設けられた並列腕回路の低周波数側の共振周波数（約 1080MHz ）においても、通過帯域低域側の減衰帯域（阻止域）が規定される。

[0324] これにより、この場合の通過特性は、図 $14D$ 下段の一点鎖線で示されるグラフとなる。つまり、この場合のフィルタ 221 は、 $Band21Rx$ を通過帯域とし、 $Band21Tx$ を減衰帯域とするフィルタとなる。

[0325] 次いで、スイッチ $221SWa \sim 224SWa$ がオンしており、スイッチ $221SWb \sim 224SWb$ もオンしている場合、フィルタ 221 の通過特

性は次のようになる。具体的には、通過帯域が、直列腕共振子 $221s \sim 223s$ の共振周波数 $f_{r1s} \sim f_{r3s}$ 、及び、上述した並列腕回路の高周波数側の反共振周波数（すなわち、並列腕共振子 $221p \sim 224p$ の反共振周波数 $f_{a1p} \sim f_{a4p}$ ）によって規定される。また、通過帯域低域側近傍の減衰帯域（阻止域）が、上述した並列腕回路の高周波数側の共振周波数 f_{r1p} 、 f_{p3} 、 f_{p6} 及び f_{p9} によって規定される。また、通過帯域高域側の減衰帯域（阻止域）が、直列腕共振子 $221s \sim 223s$ の反共振周波数 $f_{a1s} \sim f_{a3s}$ によって規定される。さらに、並列腕共振子 $222p$ が設けられた並列腕回路の低周波数側の共振周波数（約 1120MHz ）においても、通過帯域低域側の減衰帯域（阻止域）が規定される。

[0326] これにより、この場合の通過特性は、図14D下段の破線で示されるグラフとなる。つまり、この場合のフィルタ221は、Band11Rxを通過帯域とし、Band11Txを減衰帯域とするフィルタとなる。

[0327] 次いで、スイッチ $221SWa \sim 224SWa$ がオフしており、スイッチ $221SWb \sim 224SWb$ もオフしている場合、フィルタ221の通過特性は次のようになる。具体的には、通過帯域が、直列腕共振子 $221s \sim 223s$ の共振周波数 $f_{r1s} \sim f_{r3s}$ 、及び、上述した並列腕回路の反共振周波数（すなわち、並列腕共振子 $221p \sim 224p$ の反共振周波数 $f_{a1p} \sim f_{a4p}$ ）によって規定される。また、通過帯域低域側の減衰帯域（阻止域）が、上述した並列腕回路の共振周波数 f_{p1} 、 f_{p4} 、 f_{p7} 及び f_{p10} によって規定される。また、通過帯域高域側の減衰帯域（阻止域）が、直列腕共振子 $221s \sim 223s$ の反共振周波数 $f_{a1s} \sim f_{a3s}$ によって規定される。

[0328] これにより、この場合の通過特性は、図14D下段の実線で示されるグラフとなる。つまり、この場合のフィルタ221は、Band32Rxを通過帯域とするフィルタとなる。

[0329] このように、本実施の形態に係るフィルタ221は、制御信号にしたがって、スイッチ $221SWa \sim 224SWa$ 及び $221SWb \sim 224SWb$

のオン及びオフが切り替えられることにより、通過帯域を、Band 1 1 R x 帯、Band 2 1 R x 帯及びBand 3 2 R x 帯のいずれかに切り替えることができる。

[0330] また、本実施の形態において、並列腕共振子 2 2 2 p ~ 2 2 4 p が設けられた 3 つの並列腕回路は、上記実施の形態 1 及び 2 ならびにその変形例のいずれかにおける並列腕回路の構成を有する。このため、本実施の形態によれば、上記実施の形態 1 及び 2 ならびにその変形例と同様の効果が奏される。すなわち、並列腕共振子 2 2 2 p ~ 2 2 4 p の共振周波数 $f_{r1p} \sim f_{r4p}$ より低周波数の減衰帯域における十分な減衰量を確保することができる。

[0331] 具体的には、本実施の形態では、並列腕共振子 2 2 2 p ~ 2 2 4 p が設けられた 3 つの並列腕回路の各々において、スイッチに直列接続される第 2 インピーダンス素子がキャパシタであり、スイッチ及び第 2 インピーダンス素子によって構成される第 1 直列回路に並列接続される第 1 インピーダンス素子がインダクタである。

[0332] なお、フィルタは、上記構成に限らず、上記実施の形態 1 及び 2 ならびにその変形例のいずれかにおける少なくとも 2 つ並列腕回路と、上記実施の形態 1 及び 2 ならびにその変形例のいずれかにおける少なくとも 1 つの直列腕回路と、で構成されるラダー型のフィルタ構造を有していればよい。このため、並列腕回路及び直列腕回路の個数及び構成はこれに限らない。また、このようなフィルタでは、少なくとも 2 つの並列腕回路の各々において、第 1 インピーダンス素子がキャパシタ、かつ、第 2 インピーダンス素子がインダクタであってもかまわない。また、このようなフィルタでは、少なくとも 2 つの並列腕回路のうち一部の並列腕回路において、第 1 インピーダンス素子がキャパシタ、かつ、第 2 インピーダンス素子がインダクタであり、他の並列腕回路において、第 1 インピーダンス素子がインダクタ、かつ、第 2 インピーダンス素子がキャパシタであってもかまわない。

[0333] このようなフィルタ 2 2 1 は、例えば、次のような構造を有する。

[0334] 図 1 5 A は、実施の形態 3 に係るフィルタ 2 2 1 の外観斜視図である。図

15Bは、実施の形態3に係るフィルタ221の断面図であり、具体的には、図15AのXVB-XVB線における断面図である。なお、図15Aでは、封止部材35を透過して、封止部材35によって封止された部品を図示している。

[0335] これらの図に示されるように、フィルタ221は、モジュール基板31、弾性波共振子用パッケージ32、スイッチIC(Integrated Circuit)33A及び33B、チップ部品34A及び34B、ならびに、封止部材35を備える。フィルタ221は、本実施の形態では、弾性波共振子用パッケージ32、スイッチIC33A及び33B、ならびに、チップ部品34A及び34Bが、モジュール基板31上に配置されたスタック構造を有する。

[0336] モジュール基板31は、インダクタ及びキャパシタ（第1インピーダンス素子及び第2インピーダンス素子）のうち比較的定数が小さい素子、及び、フィルタ221を構成する配線を内蔵する、例えばLTCC(Low Temperature Co-fired Ceramics)基板である。

[0337] 弾性波共振子用パッケージ32は、共振子を内蔵し、例えば、圧電基板及びIDT電極等で構成されている。

[0338] スイッチIC33A及び33Bは、それぞれ、スイッチ221SWa~224SWa及び221SWb~2224SWbを内蔵するチップ部品であり、例えば、制御端子（図示せず）に入力される制御信号にしたがってオン及びオフが切り替えられる4つのSPST型のスイッチを内蔵する。

[0339] チップ部品34A及び34Bは、インダクタ及びキャパシタ（第1インピーダンス素子及び第2インピーダンス素子）のうち比較的定数が大きい素子である。

[0340] 封止部材35は、モジュール基板31上に配置された部品を封止する、例えば樹脂である。さらには、樹脂表面にシールド用の電極が設けられていても良い。

[0341] このように本実施の形態に係るフィルタ221は、スタック構造を有する

ため、実装面積の省スペース化を図ることができる。なお、フィルタ 221 はスタック構造に限らず、例えば、一部の部品がモジュール基板 31 とは異なる基板に実装されていてもかまわない。

[0342] (実施の形態 4)

実施の形態 3 で説明したフィルタ 221 は、実施の形態 1 に係る高周波フロントエンド回路 2 よりも、さらに使用バンド数が多いシステムに対応する高周波フロントエンド回路に適用することもできる。そこで、本実施の形態では、このような高周波フロントエンド回路について説明する。

[0343] 図 16 は、実施の形態 4 に係る高周波フロントエンド回路 2L の構成図である。

[0344] 同図に示すように、高周波フロントエンド回路 2L は、アンテナ素子 1 に接続されるアンテナ端子 ANT と受信端子 Rx1 ~ Rx3 を備え、アンテナ端子 ANT 側から順に、ダイプレクサ 10 と、各々が複数のスイッチにより構成されるスイッチ群 210a 及び 210b と、複数のフィルタにより構成されるフィルタ群 220 と、受信側スイッチ 251 及び 253 と、受信増幅回路 261 ~ 263 と、を備える。

[0345] ダイプレクサ 10 は、ローバンド側の高周波信号とハイバンド側の高周波信号とを分波する分波器である。

[0346] スwitch群 210a 及び 210b の各々は、制御部（図示せず）からの制御信号にしたがって、アンテナ端子 ANT と所定のバンドに対応する信号経路とを接続し、例えば、複数の SPST 型のスイッチによって構成される。なお、アンテナ端子 ANT と接続される信号経路は 1 つに限らず、複数であってもかまわない。つまり、高周波フロントエンド回路 2L は、キャリアアグリゲーションに対応してもかまわない。また、スイッチ群 210a 及び 210b の各々は、SPnT 型のスイッチによって構成されていてもかまわない。

[0347] フィルタ群 220 は、例えば次の帯域を通過帯域に有する複数のフィルタによって構成される。具体的には、当該帯域は、(i) Band 28 の受信帯

域、(ii) Band 20の受信帯域、(iii) Band 26の受信帯域、(iv) Band 8の受信帯域、(v) Band 11 (またはBand 21またはBand 32)の受信帯域、(vi) Band 3の受信帯域、(vii) Band 2の受信帯域、(viii) Band 4の受信帯域、(ix) Band 1の受信帯域、(x) Band 30の受信帯域、ならびに、(xi) Band 7の受信帯域、である。

[0348] 受信側スイッチ251は、ローバンド側の複数の受信側信号経路に接続された複数の選択端子と受信増幅回路261に接続された共通端子とを有するスイッチ回路である。受信側スイッチ253は、ハイバンド側の複数の受信側信号経路に接続された複数の選択端子と受信増幅回路263に接続された共通端子とを有するスイッチ回路である。これら受信側スイッチ251及び253は、フィルタ群220の後段（ここでは受信側信号経路における後段）に設けられ、制御部（図示せず）からの制御信号にしたがって接続状態が切り替えられる。これにより、アンテナ端子ANTに入力された高周波信号（ここでは高周波受信信号）は、フィルタ群220の所定のフィルタを介して、受信増幅回路261～263で増幅されて、受信端子Rx1～Rx3からRFIC3（図1参照）に出力される。なお、ローバンドに対応するRFICとハイバンドに対応するRFICとが個別に設けられていてもかまわない。

[0349] 受信増幅回路261は、ローバンドの高周波受信信号を電力増幅するローノイズアンプであり、受信増幅回路262は、Band 11 (またはBand 21またはBand 32)の高周波受信信号を電力増幅するローノイズアンプであり、受信増幅回路263は、ハイバンドの高周波受信信号を電力増幅するローノイズアンプである。

[0350] このように構成された高周波フロントエンド回路2Lは、(v) Band 11 (またはBand 21またはBand 32)の受信帯域を通過帯域に有するフィルタとして、実施の形態3に係るフィルタ221を備える。つまり、当該フィルタは、制御信号にしたがって、通過帯域を、Band 11 Rx帯

、Band 2 1 R x 帯及びBand 3 2 R x 帯のいずれかに切り替える。

[0351] 以上のように構成された高周波フロントエンド回路 2 L によれば、上記実施の形態 3 に係るフィルタ 2 2 1（高周波フィルタ回路）を備えることにより、バンドごとにフィルタを設ける場合に比べてフィルタの個数を削減できるため、小型化することができる。

[0352] なお、高周波フロントエンド回路 2 L は、フィルタ 2 2 1 に限らず、上記実施の形態 1 及び 2 あるいはその変形例に係るフィルタを備えてもかまわない。

[0353] また、本実施の形態に係る高周波フロントエンド回路 2 L によれば、フィルタ群 2 2 0（複数の高周波フィルタ回路）の前段または後段に設けられた受信側スイッチ 2 5 1 及び 2 5 3（スイッチ回路）を備える。これにより、高周波信号が伝達される信号経路の一部を共通化することができる。よって、例えば、複数の高周波フィルタ回路に対応する受信増幅回路 2 6 1 及び 2 6 2（増幅回路）を共通化することができる。したがって、高周波フロントエンド回路 2 L の小型化及び低コスト化が可能となる。

[0354] なお、受信側スイッチ 2 5 1 及び 2 5 3 は、少なくとも 1 つが設けられていればよい。また、受信側スイッチ 2 5 1 及び 2 5 3 の選択端子等の個数は、本実施の形態に限らず、2 以上であればよい。

[0355] （実施の形態 5）

また、上記説明した周波数可変機能を有するフィルタは、当該フィルタを含む複数のフィルタを備えるマルチプレクサに適用することができる。そこで、本実施の形態では、このようなマルチプレクサについて、Band 1 1、Band 2 1 及びBand 3 2 の受信帯域に対応するフィルタと、Band 1 の受信帯域に対応するフィルタと、を備える構成を例に説明する。

[0356] 図 1 7 は、実施の形態 5 に係るマルチプレクサ MP X の構成図である。

[0357] 同図に示すマルチプレクサ MP X は、受信用のダイプレクサであり、周波数可変機能を有するフィルタ 2 3 A と、周波数可変機能を有さないフィルタ 2 3 B と、を備える。本実施の形態では、マルチプレクサ MP X は、さらに

、接続回路30を備える。

[0358] フィルタ23Aは、Band11、Band21及びBand32の受信帯域用の周波数可変機能を有する受信フィルタであり、一方の入出力端子が接続回路30を介してマルチプレクサMPXの共通端子110cに接続され、他方の入出力端子がマルチプレクサMPXの入出力端子120に接続されている。

[0359] このフィルタ23Aは、実施の形態1～4及びその変形例のいずれかで説明した周波数可変機能を有するフィルタの構成を含む。

[0360] フィルタ23Bは、Band1の受信帯域用の周波数可変機能を有さない受信フィルタであり、一方の入出力端子が接続回路30を介してマルチプレクサMPXの共通端子110cに接続され、他方の入出力端子がマルチプレクサMPXの入出力端子130に接続されている。

[0361] 接続回路30は、マルチプレクサMPXの共通端子110cと、フィルタ23A及び23B各々の一方の入出力端子とを接続する。例えば、接続回路30は、移相器、フィルタ23A及びフィルタ23Bの少なくとも一方を選択するスイッチ、または、サーキュレータ等である。

[0362] このようなマルチプレクサMPXによれば、フィルタ23Aが実施の形態1～4及びその変形例のいずれかで説明した周波数可変機能を有するフィルタの構成を含むことにより、マルチバンドに対応するシステムに適用されるマルチプレクサとして、小型化が図られる。

[0363] なお、マルチプレクサMPXは、接続回路30を備えていなくてもかまわない。つまり、フィルタ23A及び23B各々は、接続回路30を介して間接的に共通端子110cに接続される構成に限らず、回路素子を介さずに直接的に共通端子110cに接続されてもかまわない。

[0364] また、マルチプレクサMPXは、受信用に限らず送信用であってもかまわないし、受信用のフィルタと送信用のフィルタとを備えるデュプレクサ等であってもかまわない。また、マルチプレクサMPXが備えるフィルタの個数は3以上であってもかまわない。

[0365] (その他の実施の形態)

以上、本発明の実施の形態に係る高周波フィルタ回路及び高周波フロントエンド回路について、実施の形態1～5及び変形例を挙げて説明したが、本発明は、上記実施の形態及び変形例に限定されるものではない。上記実施の形態及び変形例における任意の構成要素を組み合わせ実現される別の実施の形態や、上記実施の形態に対して本発明の主旨を逸脱しない範囲で当業者が思いつく各種変形を施して得られる変形例や、本発明に係る高周波フィルタ回路及び高周波フロントエンド回路を内蔵した各種機器も本発明に含まれる。

[0366] 例えば、上述した高周波フロントエンド回路2とRFIC3(RF信号処理回路)とを備える通信装置も本発明に含まれる。このような通信装置4によれば、マルチバンドに対応する通信装置4において、低周波数の減衰帯域における十分な減衰量を確保することができる。

[0367] また、例えば、並列腕回路は、直列腕共振子22sの入出力端子22m側のノードと接続されていなくてもよく、直列腕共振子22sの入出力端子22n側のノードと接続されていてもかまわない。

[0368] また、上記説明では、並列腕共振子22p及び第1インピーダンス素子は、並列腕共振子22pがノードx1に接続されるとした。しかし、第1インピーダンス素子は、ノードx1とグラウンドとの間で並列腕共振子22pに直列接続されていればよく、例えば、第1インピーダンス素子がノードx1に接続されてもかまわない。

[0369] また、例えば、第1直列回路において、第2インピーダンス素子とスイッチ素子との接続順序は限定されない。つまり、上記説明した第1直列回路では、第2インピーダンス素子及びスイッチ素子のうち、第2インピーダンス素子がグラウンド側に接続されていたが、スイッチ素子がグラウンド側に接続されていてもかまわない。

[0370] 同様に、例えば、第2直列回路において、第3インピーダンス素子とスイッチ素子との接続順序は限定されない。つまり、上記説明した第2直列回路

では、第3インピーダンス素子及びスイッチ素子のうち、第3インピーダンス素子がグランド側に接続されていたが、スイッチ素子がグランド側に接続されていてもかまわない。

[0371] また、例えば、制御部は、RFIC3（RF信号処理回路）の外部に設けられていてもよく、例えば、高周波フロントエンド回路に設けられていてもかまわない。つまり、高周波フロントエンド回路は、上記説明した構成に限らず、インピーダンス回路を有する高周波フィルタ回路（すなわち周波数可変機能を有するフィルタ）と、当該インピーダンス回路のスイッチ素子のオン及びオフを制御する制御部と、を備えてもかまわない。このように構成された高周波フロントエンド回路によれば、マルチバンドに対応する高周波フロントエンド回路において、低周波数の減衰帯域における十分な減衰量を確保することができる。

[0372] また、インピーダンス回路を有する高周波フィルタは、送信用のフィルタに限らず、受信用のフィルタであってもかまわない。

[0373] また、例えば、高周波フロントエンド回路または通信装置において、各構成要素の間に、インダクタやキャパシタが接続されていてもかまわない。なお、インダクタには、各構成要素間を繋ぐ配線による配線インダクタが含まれてもよい。

産業上の利用可能性

[0374] 本発明は、マルチバンドシステムに適用できる小型のフィルタ、フロントエンド回路及び通信装置として、携帯電話などの通信機器に広く利用できる。

符号の説明

- [0375]
- 1 アンテナ素子
 - 2、2L 高周波フロントエンド回路
 - 3 RFIC（RF信号処理回路）
 - 4 通信装置
 - 10 ダイプレクサ

- 1 1 直列腕回路
- 1 2、1 2 D 並列腕回路
- 1 3、1 3 D インピーダンス回路
- 1 4、1 4 D 第 1 直列回路
- 2 2 A、2 2 B、2 2 D ~ 2 2 I、2 3 A、2 3 B フィルタ（高周波
フィルタ回路）
- 2 2 C、2 2 C a、2 2 C (k - 1)、2 2 C k、2 2 2 C a、2 2 2 C
b、2 2 3 C b、2 2 4 C b キャパシタ
- 2 2 L、2 2 L a、2 2 L b、2 2 L k、2 2 1 L ~ 2 2 4 L インダ
クタ
- 2 2 m 入出力端子（第 1 入出力端子）
- 2 2 n 入出力端子（第 2 入出力端子）
- 2 2 SW、2 2 SW a、2 2 SW b、2 2 SW (k - 1)、2 2 SW k、
2 2 1 SW a ~ 2 2 4 SW a、2 2 1 SW b ~ 2 2 4 SW b スイッチ（
スイッチ素子）
- 2 2 p、2 2 1 p ~ 2 2 4 p 並列腕共振子
- 2 2 s、2 2 1 s ~ 2 2 3 s 直列腕共振子
- 2 4 送信増幅回路
- 2 6、2 6 1 ~ 2 6 3 受信増幅回路
- 3 0 接続回路
- 3 1 モジュール基板
- 3 2 弾性波共振子用パッケージ
- 3 3 A、3 3 B スイッチ IC
- 3 4 A、3 4 B チップ部品
- 3 5 封止部材
- 1 0 0 圧電基板
- 1 0 1 密着層
- 1 0 2 主電極層

1 0 3 保護層

1 1 0 a、1 1 0 b 電極指

1 1 0 c 共通端子

1 1 1 a、1 1 1 b バスバー電極

1 2 0、1 3 0 入出力端子

1 2 0 A、1 2 0 D～1 2 0 F、1 2 0 Z、1 2 1 G～1 2 3 G 並列

腕回路

2 1 0 a、2 1 0 b スイッチ群

2 2 0 フィルタ群

2 5 1、2 5 3 受信側スイッチ（スイッチ回路）

A N T アンテナ端子

M P X マルチプレクサ

T x、T x 1、T x 2 送信端子

R x、R x 1、R x 2 受信端子

請求の範囲

- [請求項1] 第1入出力端子と第2入出力端子との間に接続された直列腕回路と、
- 前記第1入出力端子と前記第2入出力端子とを結ぶ経路上のノードとグラウンドとに接続された並列腕回路と、を備え、
- 前記並列腕回路は、
- 並列腕共振子と、前記並列腕共振子に直列接続されたインピーダンス回路とを備え、
- 前記インピーダンス回路は、
- インダクタ及びキャパシタの一方である第1インピーダンス素子と、
- インダクタ及びキャパシタの他方である第2インピーダンス素子と、
- 前記第2インピーダンス素子に直列接続されたスイッチ素子と、を備え、
- 前記第2インピーダンス素子及び前記スイッチ素子によって構成される第1直列回路は、前記第1インピーダンス素子に並列接続されている、
- 高周波フィルタ回路。
- [請求項2] 前記第1インピーダンス素子がキャパシタ、かつ、前記第2インピーダンス素子がインダクタである、
- 請求項1に記載の高周波フィルタ回路。
- [請求項3] 前記スイッチ素子が導通である場合には、前記インピーダンス回路のインピーダンスが極大となる周波数が、前記並列腕共振子の共振周波数より高い、
- 請求項2に記載の高周波フィルタ回路。
- [請求項4] 前記スイッチ素子が導通である場合には、前記インピーダンス回路のインピーダンスが極大となる周波数が、前記並列腕共振子の共振周

波数より低い、

請求項 2 に記載の高周波フィルタ回路。

[請求項5] 前記第 1 インピーダンス素子がインダクタ、かつ、前記第 2 インピーダンス素子がキャパシタである、

請求項 1 に記載の高周波フィルタ回路。

[請求項6] 前記スイッチ素子が導通である場合には、前記インピーダンス回路のインピーダンスが極大となる周波数が、前記並列腕共振子の共振周波数より低い、

請求項 5 に記載の高周波フィルタ回路。

[請求項7] 前記スイッチ素子が導通である場合には、前記インピーダンス回路のインピーダンスが極大となる周波数が、前記並列腕共振子の共振周波数より高い、

請求項 5 に記載の高周波フィルタ回路。

[請求項8] さらに、
インダクタ及びキャパシタの一方である第 3 インピーダンス素子と、

前記第 3 インピーダンス素子に直列接続されたスイッチ素子と、を
備え、

前記第 3 インピーダンス素子及び当該スイッチ素子によって構成される第 2 直列回路は、前記第 1 インピーダンス素子に並列接続されている、

請求項 1 ～ 7 のいずれか 1 項に記載の高周波フィルタ回路。

[請求項9] 少なくとも 2 つの前記並列腕回路と、

少なくとも 1 つの前記直列腕回路と、

で構成されるラダー型のフィルタ構造を有する、

請求項 1 ～ 8 のいずれか 1 項に記載の高周波フィルタ回路。

[請求項10] 少なくとも 2 つの前記並列腕回路の各々において、前記第 1 インピーダンス素子がキャパシタ、かつ、前記第 2 インピーダンス素子がイ

ンダクタである、

請求項 9 に記載の高周波フィルタ回路。

[請求項11] 少なくとも 2 つの前記並列腕回路の各々において、前記第 1 インピーダンス素子がインダクタ、かつ、前記第 2 インピーダンス素子がキャパシタである、

請求項 9 に記載の高周波フィルタ回路。

[請求項12] 少なくとも 2 つの前記並列腕回路のうち一部の並列腕回路において、前記第 1 インピーダンス素子がキャパシタ、かつ、前記第 2 インピーダンス素子がインダクタであり、

他の並列腕回路において、前記第 1 インピーダンス素子がインダクタ、かつ、前記第 2 インピーダンス素子がキャパシタである、

請求項 9 に記載の高周波フィルタ回路。

[請求項13] 第 1 入出力端子と第 2 入出力端子との間に接続された直列腕共振子と、

前記第 1 入出力端子と前記第 2 入出力端子とを結ぶ経路上のノードとグラウンドとの間に接続された並列腕共振子と、

インダクタ及びキャパシタの一方であって、前記ノードと前記グラウンドとの間で前記並列腕共振子に直列接続された第 1 インピーダンス素子と、

インダクタ及びキャパシタの他方である第 2 インピーダンス素子と、

前記第 2 インピーダンス素子に直列接続されたスイッチ素子と、を備え、

前記第 2 インピーダンス素子及び前記スイッチ素子によって構成される第 1 直列回路は、前記第 1 インピーダンス素子に並列接続されている、

高周波フィルタ回路。

[請求項14] 請求項 1 ～ 13 のいずれか 1 項に記載の高周波フィルタ回路を含む

複数の高周波フィルタ回路と、

前記複数の高周波フィルタ回路の前段及び後段の少なくとも一方に設けられ、前記複数の高周波フィルタ回路と個別に接続された複数の選択端子、及び、前記複数の選択端子と選択的に接続される共通端子を有するスイッチ回路と、を備える、

高周波フロントエンド回路。

[請求項15]

請求項1～13のいずれか1項に記載の高周波フィルタ回路と、

前記スイッチ素子の導通及び非導通を制御する制御部と、を備える

、

高周波フロントエンド回路。

[請求項16]

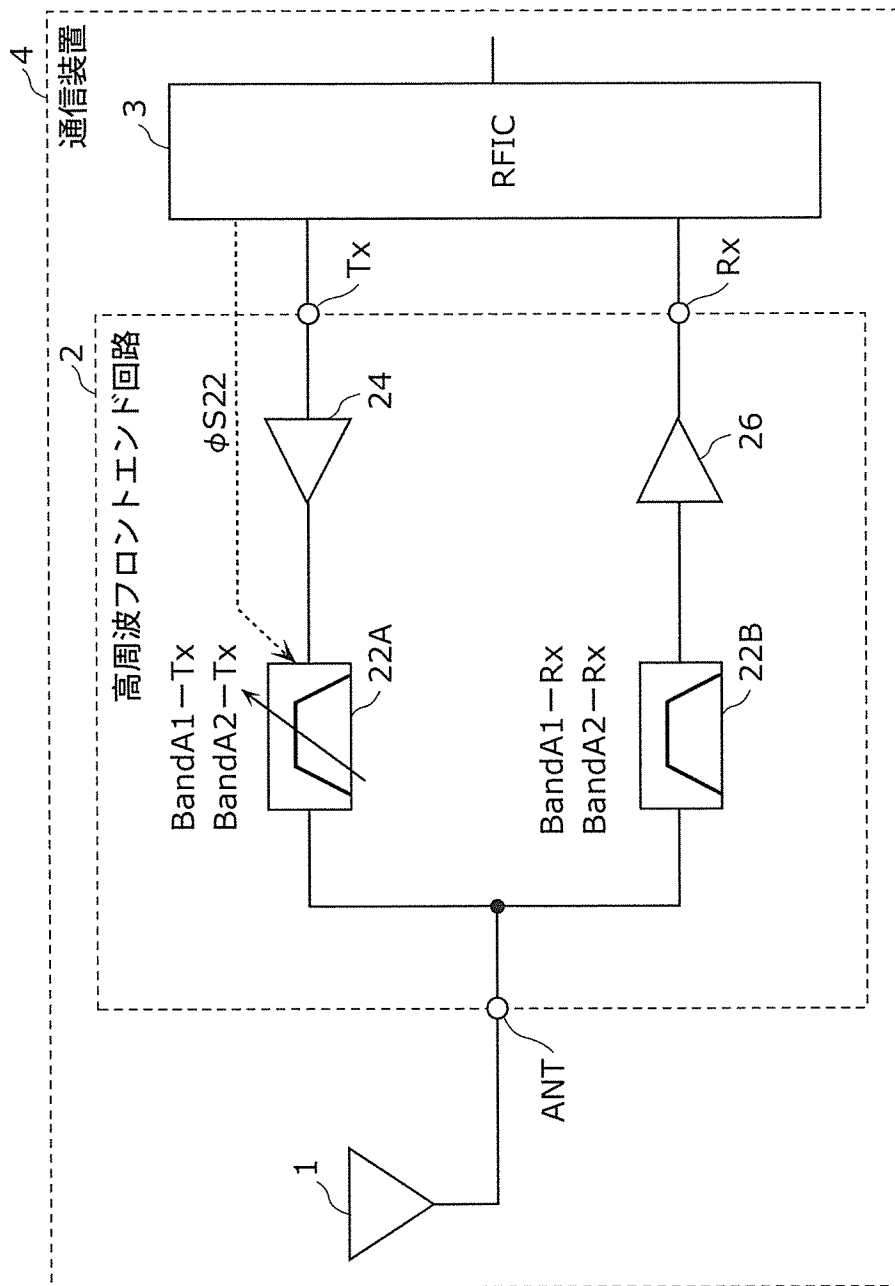
アンテナ素子で送受信される高周波信号を処理するRF信号処理回路と、

前記アンテナ素子と前記RF信号処理回路との間で前記高周波信号を伝達する請求項14または15に記載の高周波フロントエンド回路と、を備える、

通信装置。

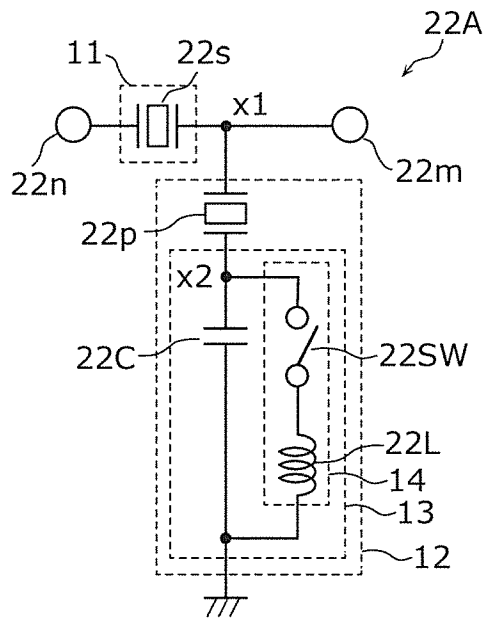
[図1]

図1



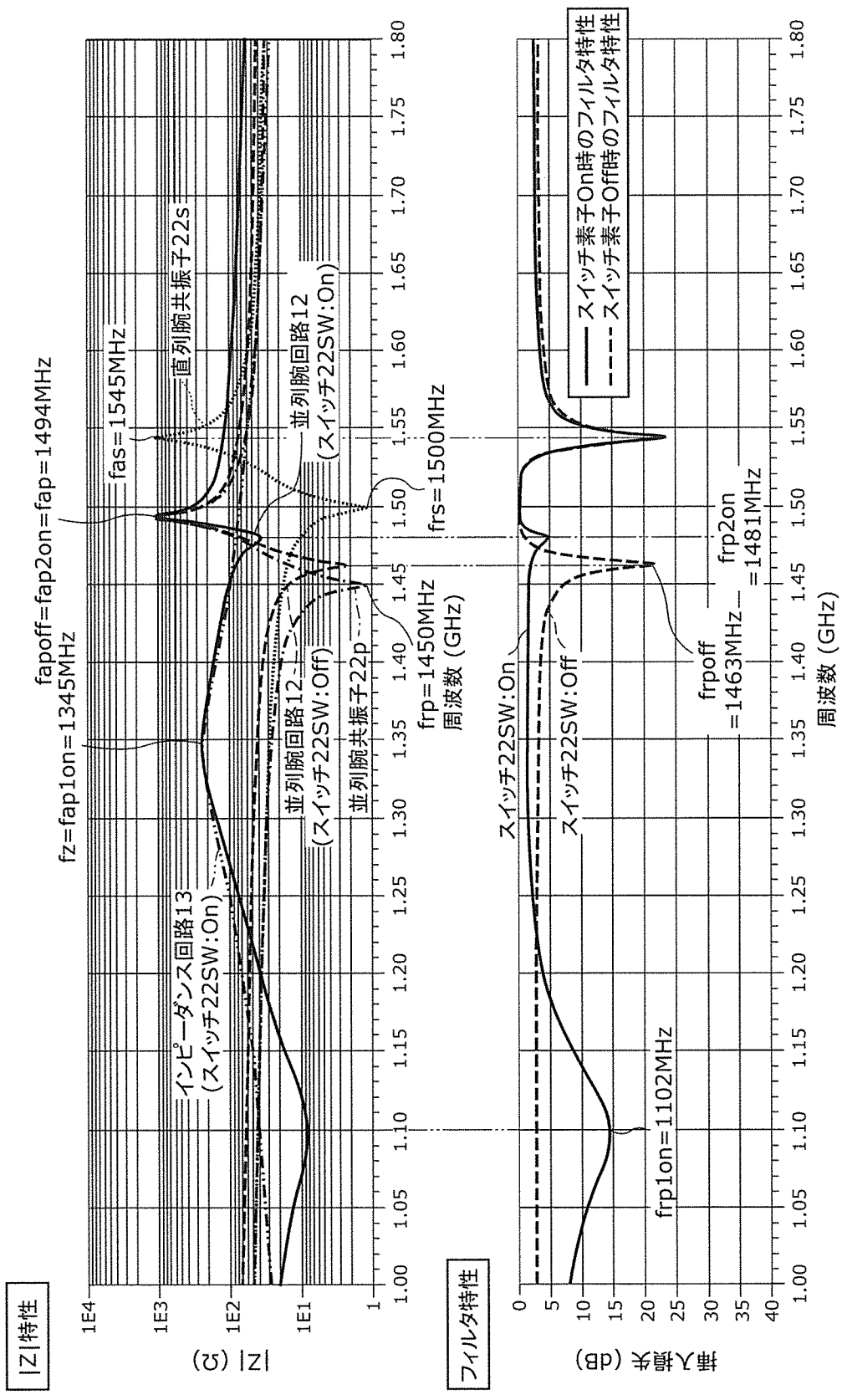
[図2]

図2



[図4B]

図4B



[図5A]

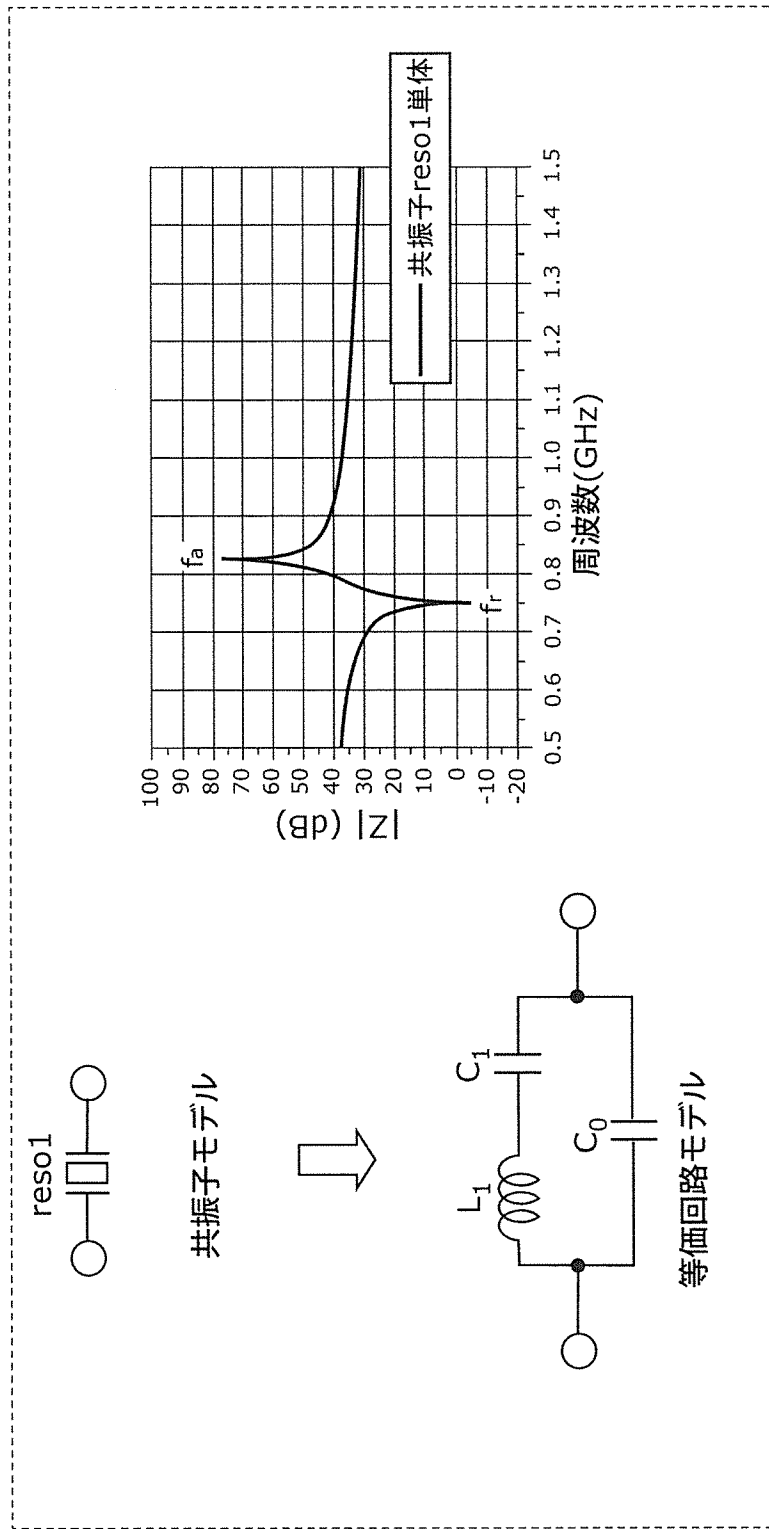
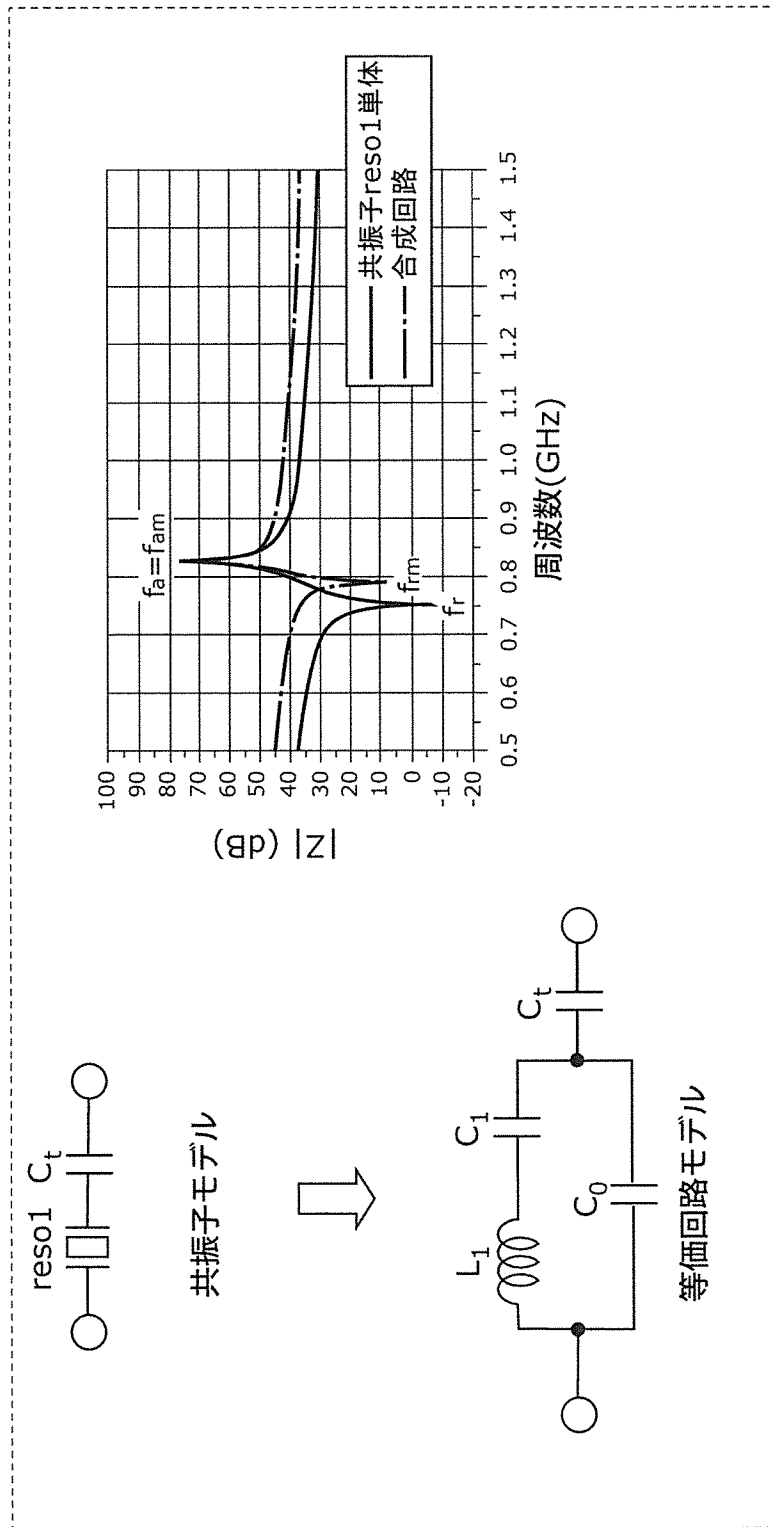


図5A

図5B

[図5B]



[図5C]

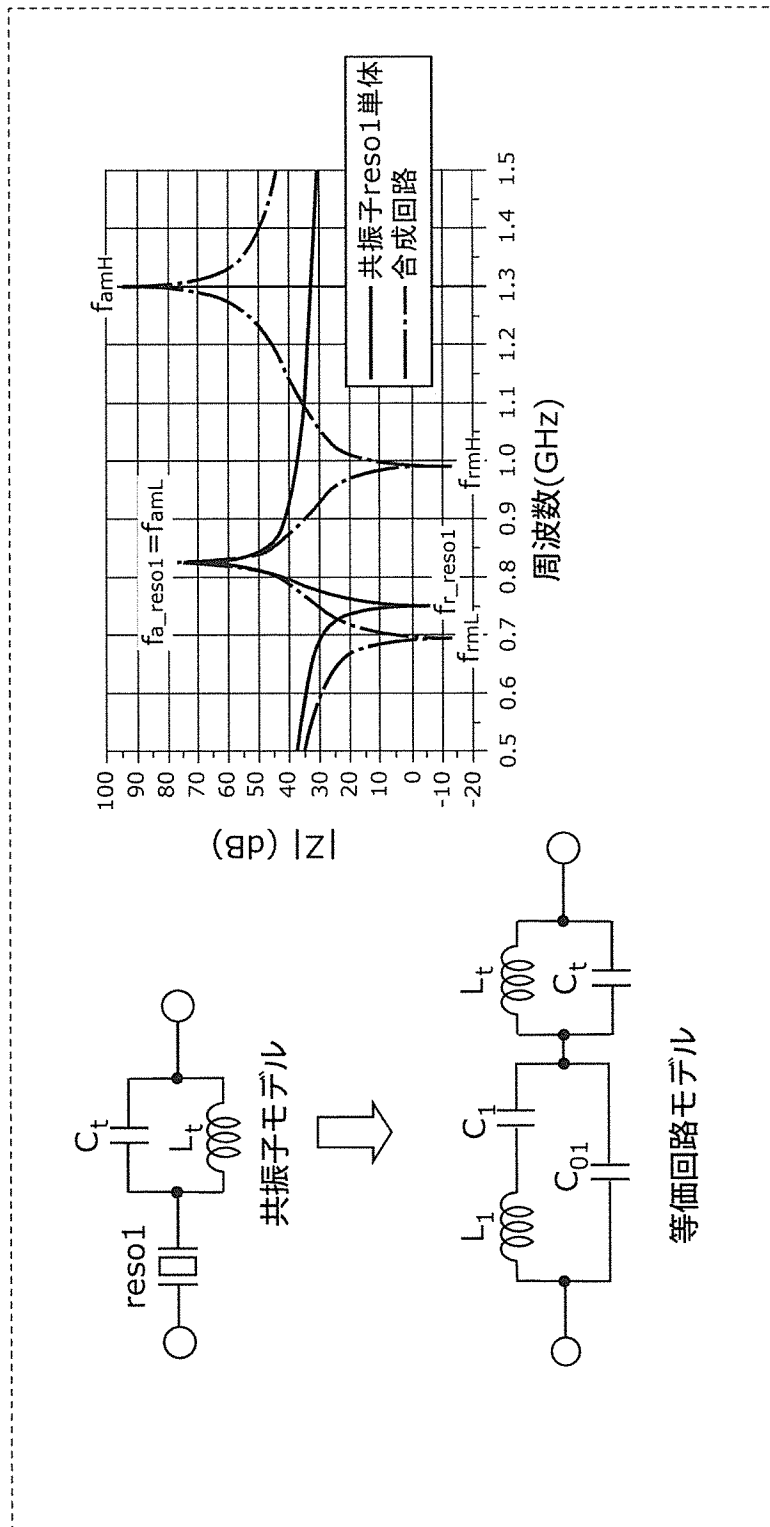
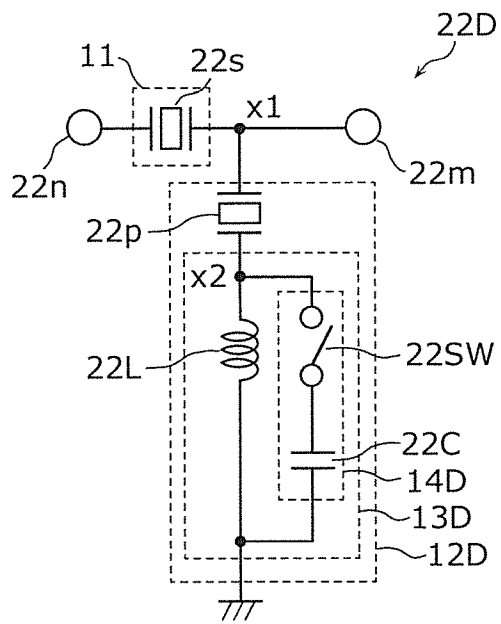


図5C

[図6]

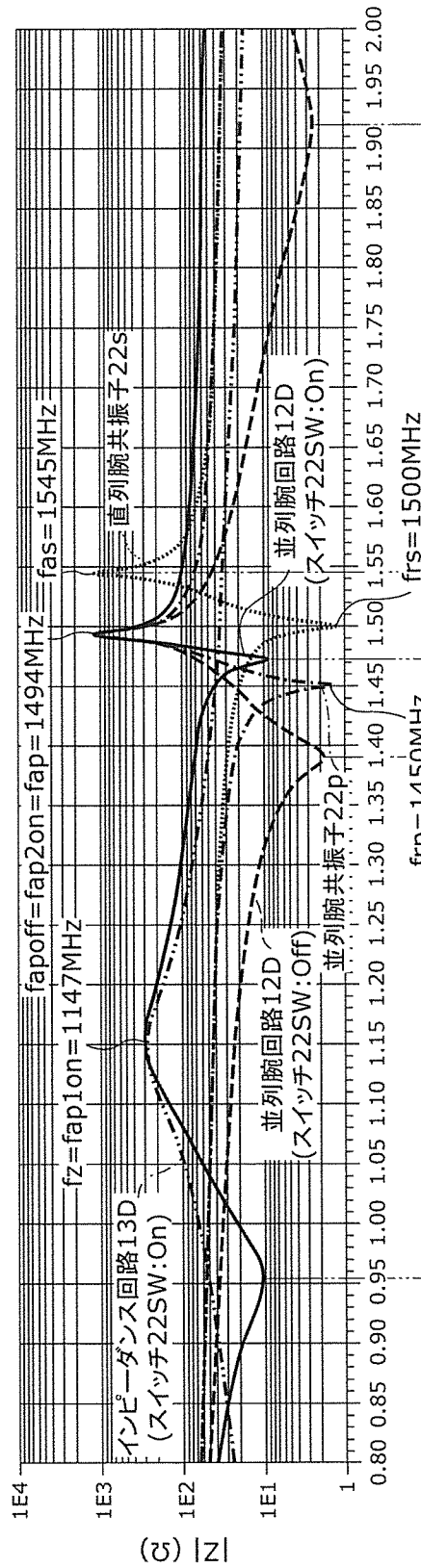
図6



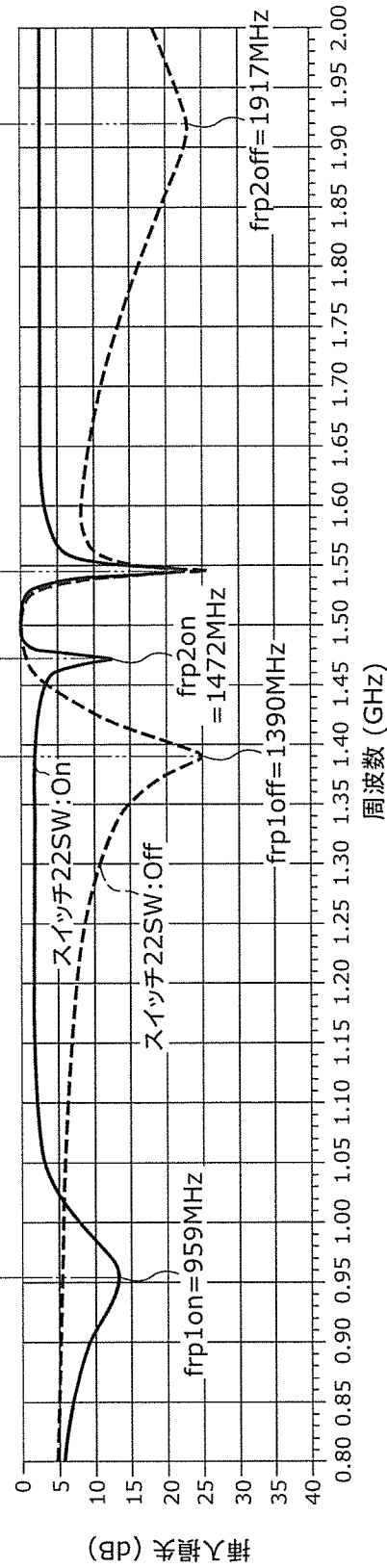
[図7A]

図7A

|Z|特性



フィルタ特性



[図7B]

図7B

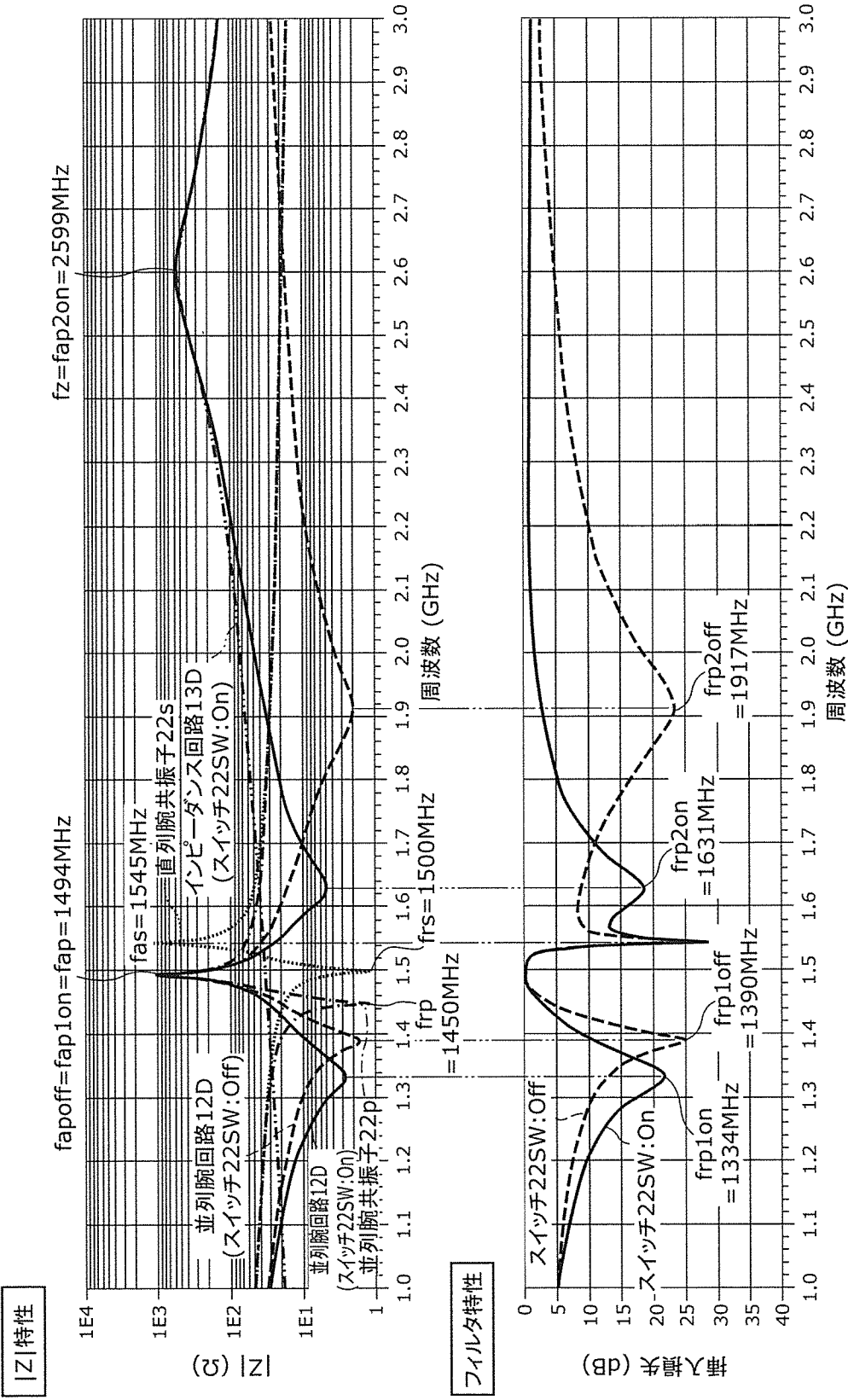
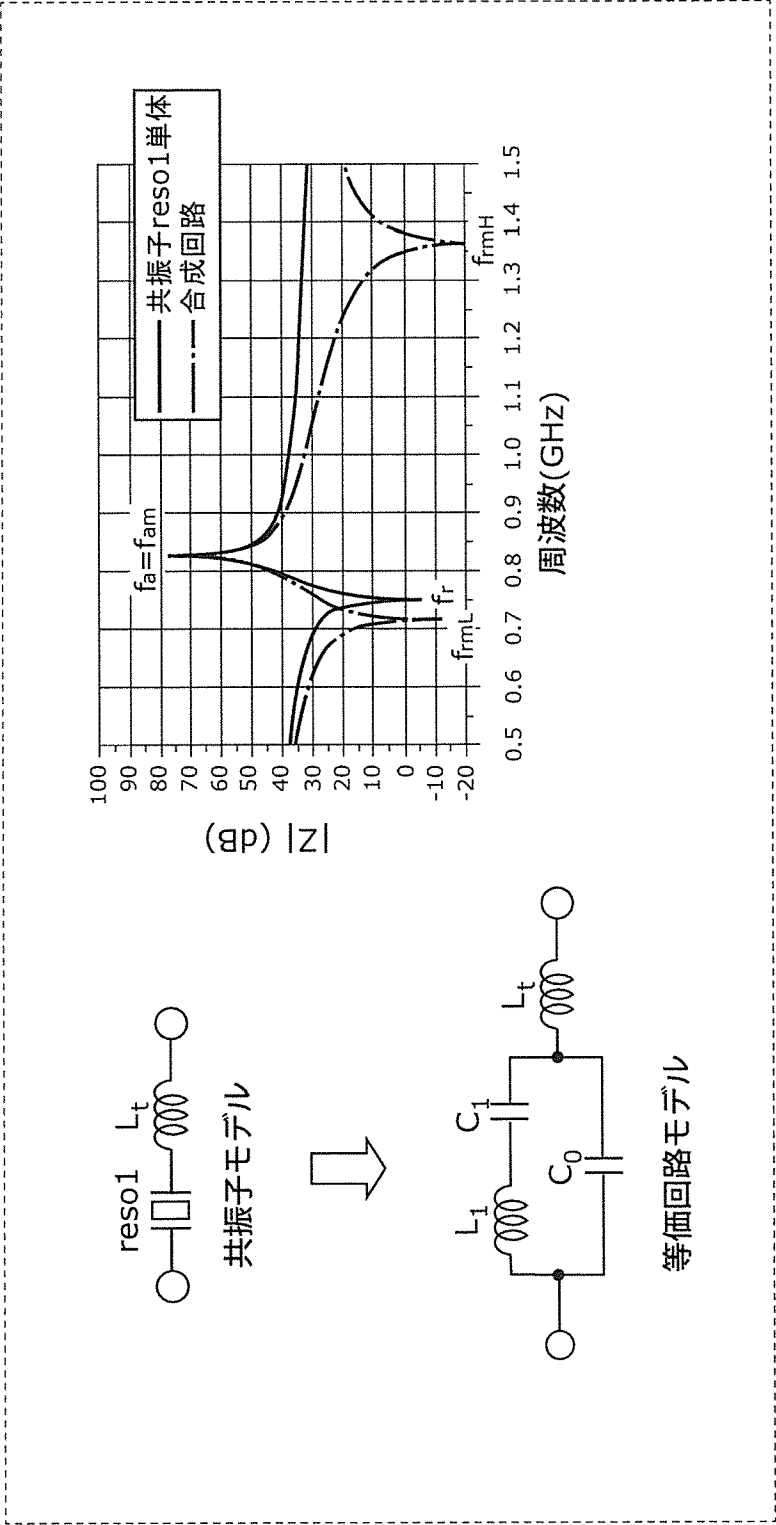
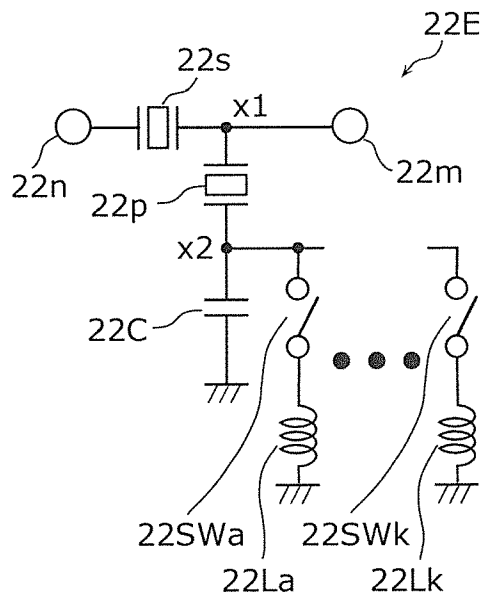


図8



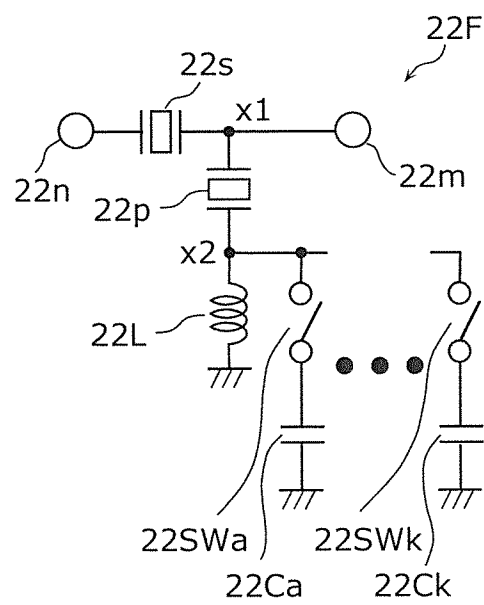
[図9]

図9



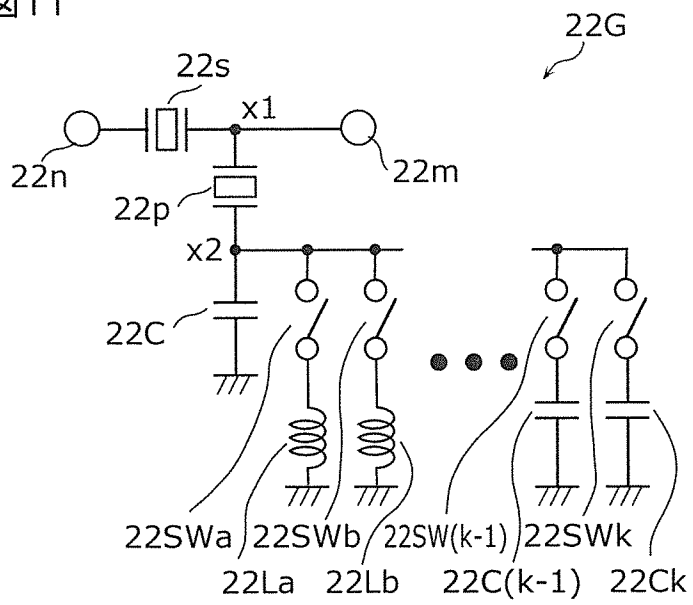
[図10]

図10



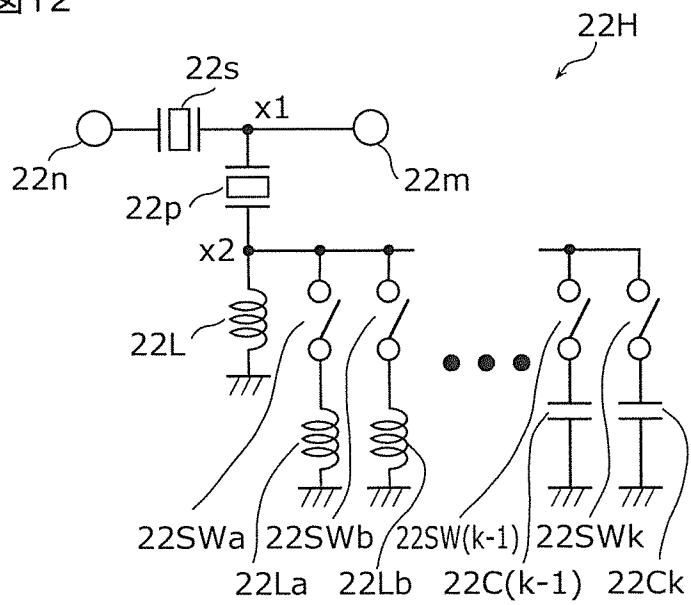
[図11]

図 11



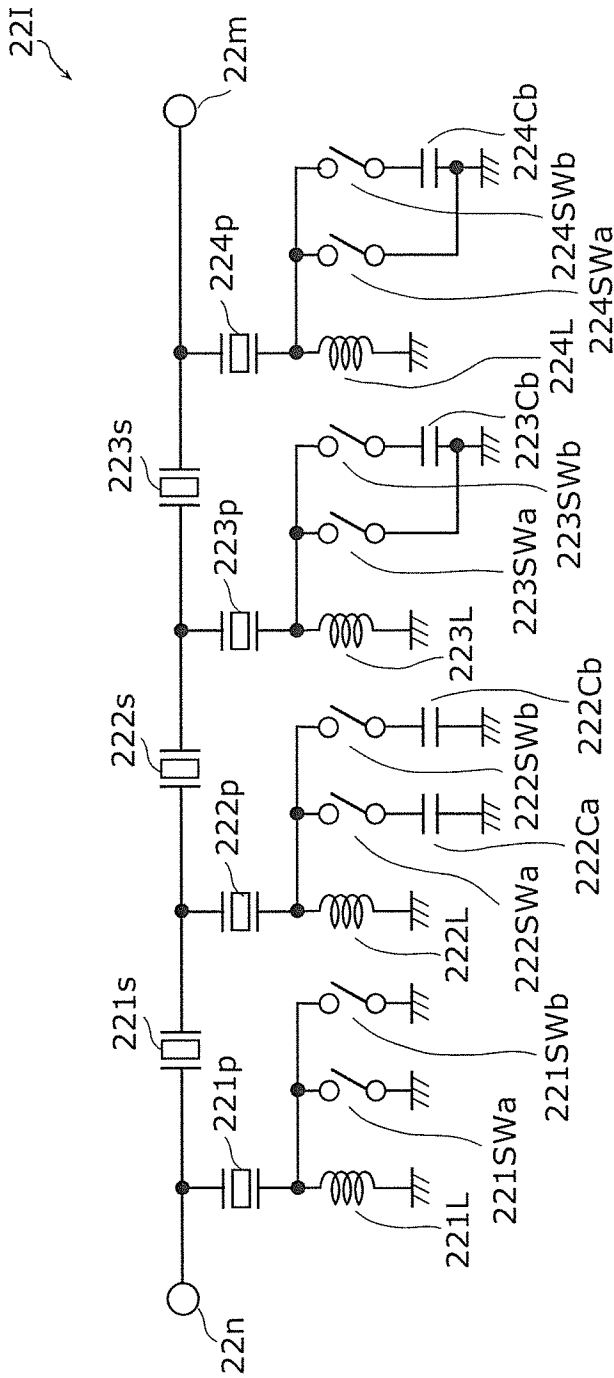
[図12]

図 12



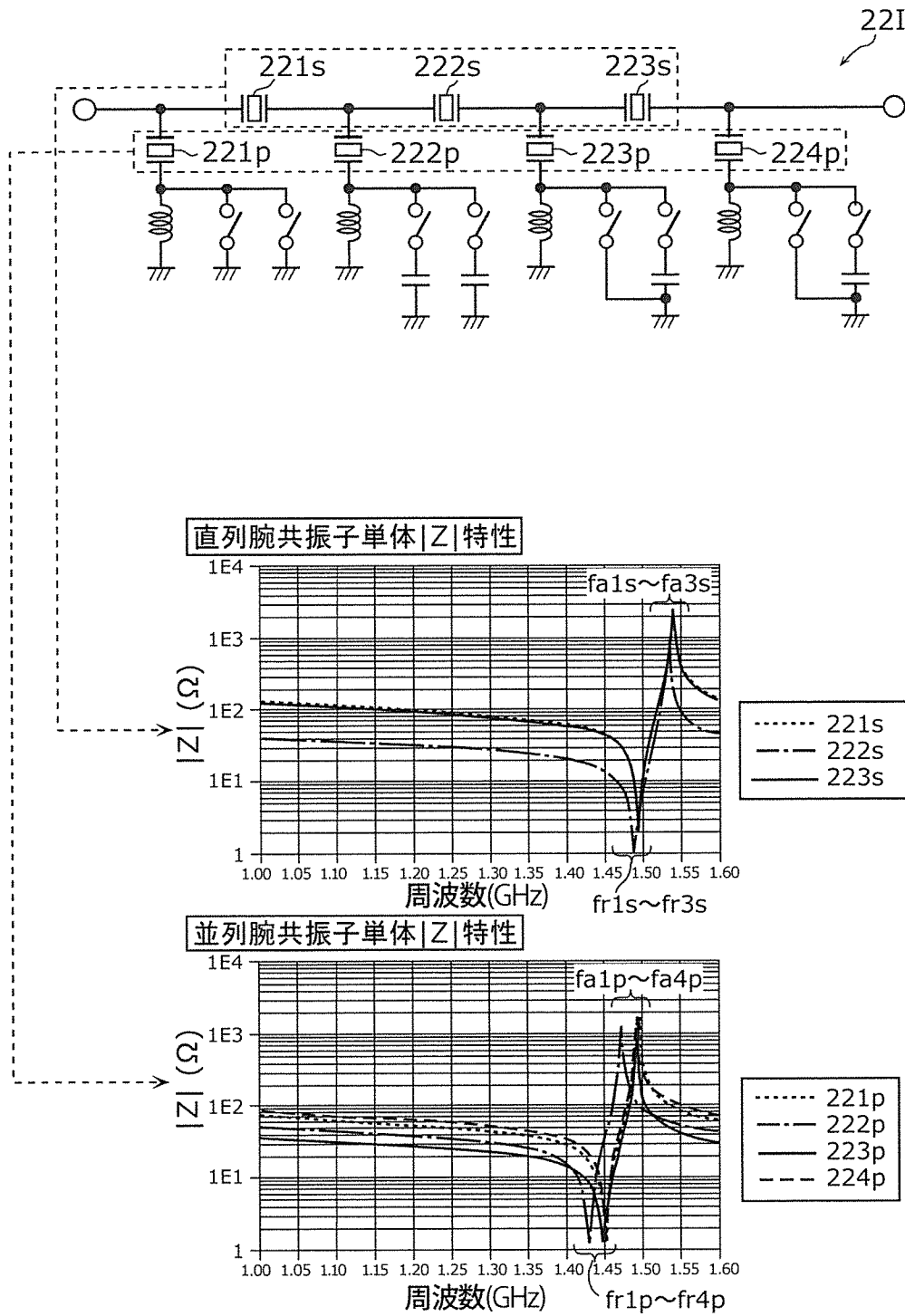
[図13]

図13



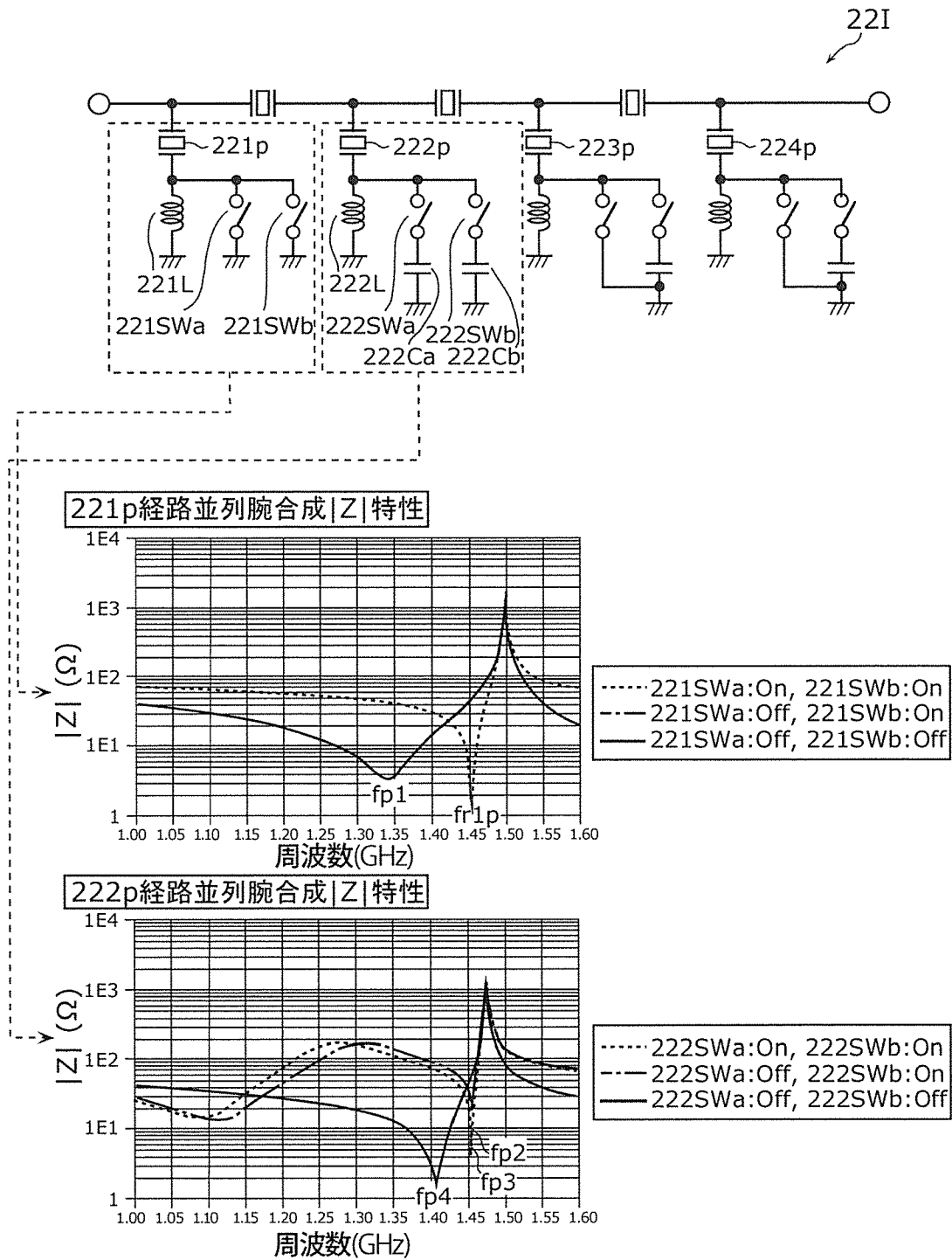
[図14A]

図14A



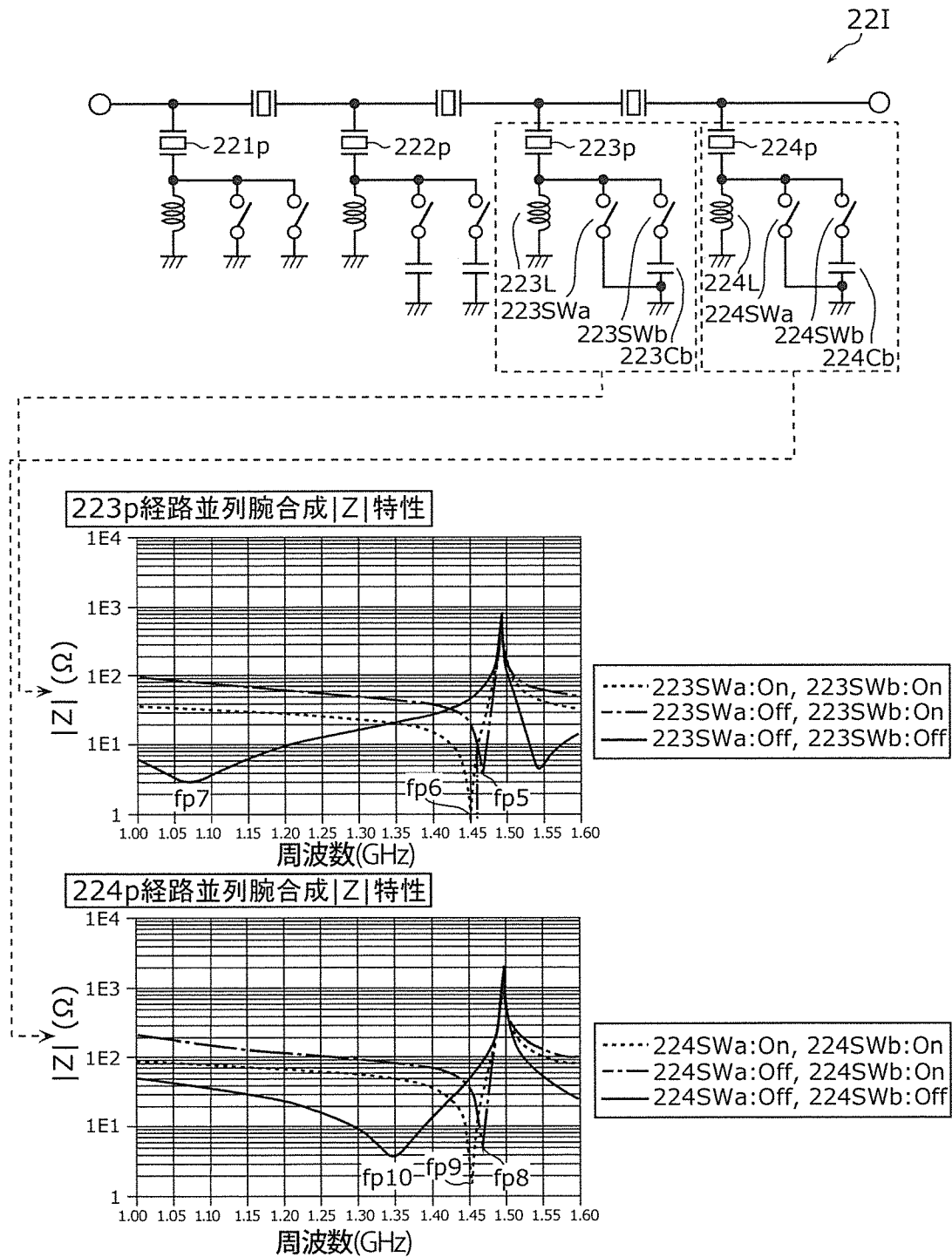
[図14B]

図14B



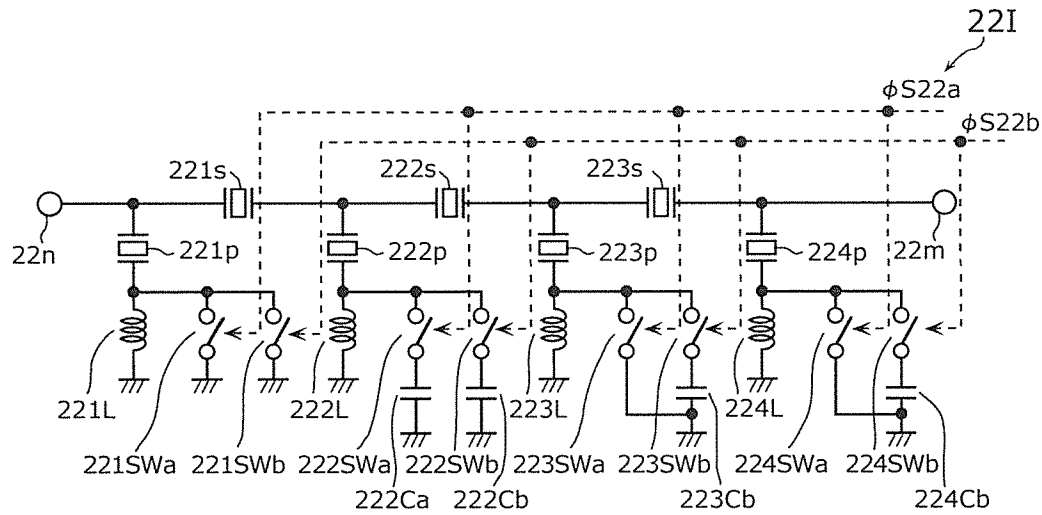
[図14C]

図14C

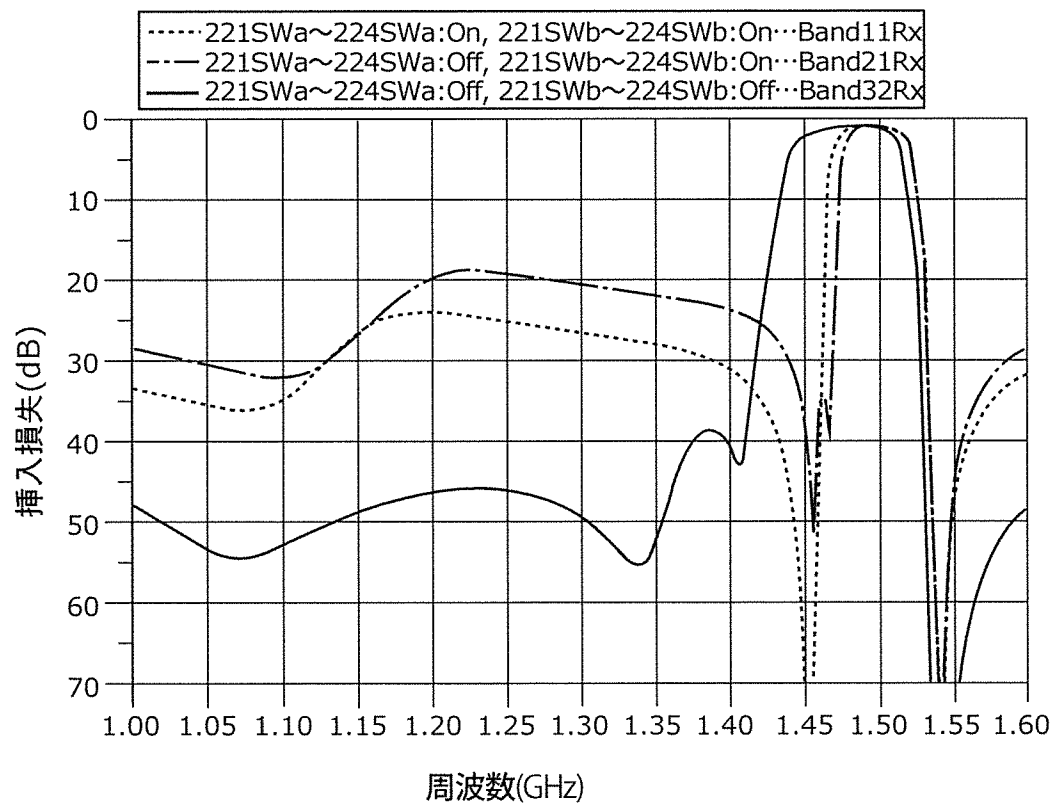


[図14D]

図14D

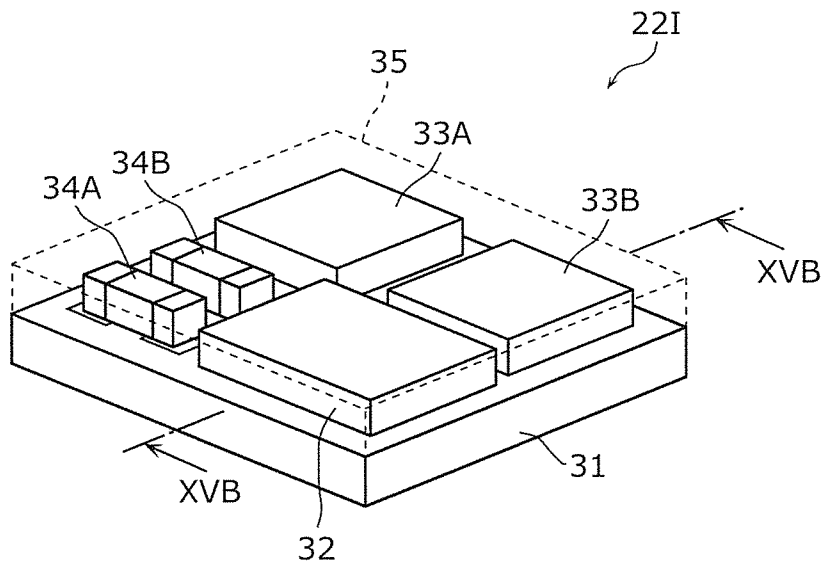


フィルタ特性



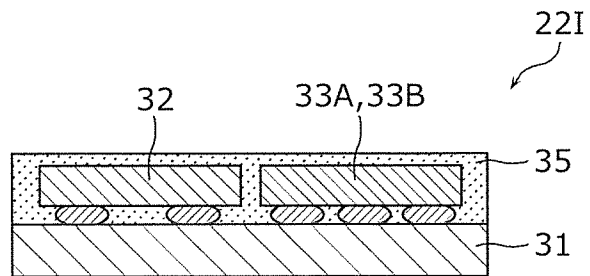
[図15A]

図15A



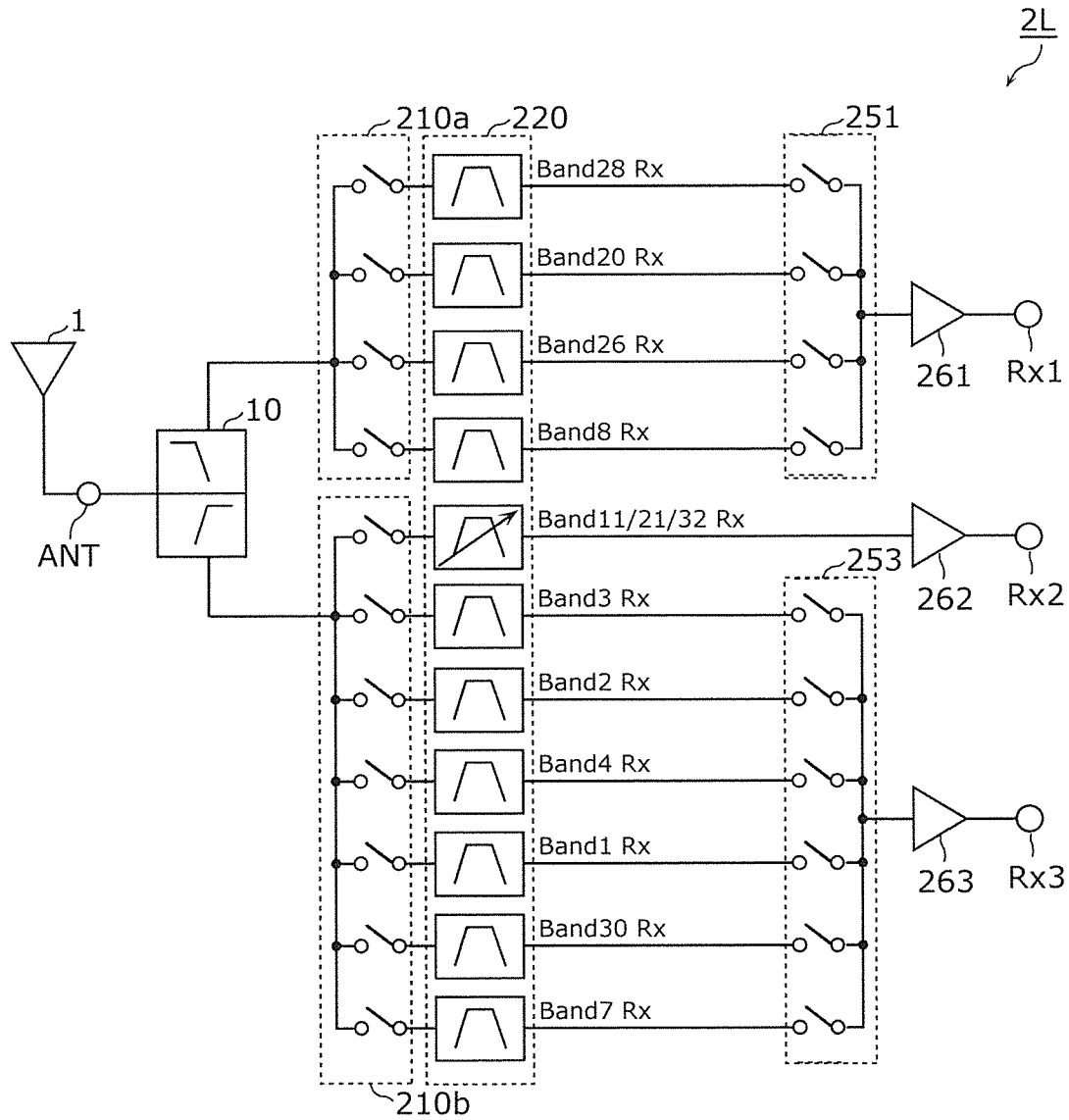
[図15B]

図15B



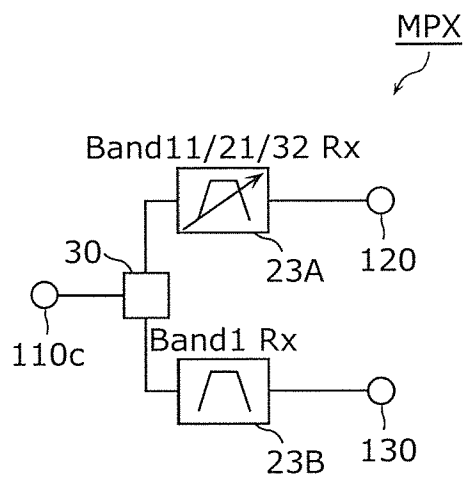
[図16]

図16



[図17]

図17



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2017/019792

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H03H7/01(2006.01)i, H03H7/46(2006.01)i, H03H9/64(2006.01)i, H03H9/72(2006.01)i, H04B1/00(2006.01)i, H04B1/40(2015.01)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)

H03H7/01, H03H7/46, H03H9/64, H03H9/72, H04B1/00, H04B1/40

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	1996-2017
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2017	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2017

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 9-321573 A (Toshiba Corp.), 12 December 1997 (12.12.1997), paragraphs [0003] to [0010], [0018] to [0023]; fig. 11 to 13 (Family: none)	1-3, 5-6, 8-16 4, 7
Y	JP 2008-306359 A (Mitsubishi Electric Corp.), 18 December 2008 (18.12.2008), paragraphs [0036] to [0044]; fig. 8 to 10 (Family: none)	1-3, 5-6, 8-16

☒ 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
02 August 2017 (02.08.17)

Date of mailing of the international search report
15 August 2017 (15.08.17)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2017/019792

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 2009-207116 A (Fujitsu Ltd.), 10 September 2009 (10.09.2009), paragraphs [0053] to [0056], [0066] to [0074]; fig. 9 to 10, 12A to C & US 2009/0201104 A1 paragraphs [0091] to [0094], [0104] to [0113]; fig. 9 to 10, 12A to C & CN 101540590 A	12, 14-16
Y	US 2009/0251235 A1 (STMICROELECTRONICS S.A.), 08 October 2009 (08.10.2009), fig. 7 & EP 2091148 A1 & FR 2927742 A & CN 101572532 A	12, 14-16
Y	JP 2008-205947 A (NGK Insulators, Ltd.), 04 September 2008 (04.09.2008), fig. 6 & US 2008/0197941 A1 fig. 6	12, 14-16
A	JP 10-163808 A (Oki Electric Industry Co., Ltd.), 19 June 1998 (19.06.1998), paragraphs [0020], [0037]; fig. 3, 13 (Family: none)	1-16
A	JP 2000-323961 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 24 November 2000 (24.11.2000), paragraphs [0022] to [0024]; fig. 8 to 10 & US 6472953 B1 column 5, lines 1 to 32; fig. 8 to 10 & EP 1035648 A2	1-16

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H03H7/01(2006.01)i, H03H7/46(2006.01)i, H03H9/64(2006.01)i, H03H9/72(2006.01)i, H04B1/00(2006.01)i, H04B1/40(2015.01)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. H03H7/01, H03H7/46, H03H9/64, H03H9/72, H04B1/00, H04B1/40

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	1971-2017年
日本国実用新案登録公報	1996-2017年
日本国登録実用新案公報	1994-2017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 請求項の番号
Y A	JP 9-321573 A (株式会社東芝) 1997.12.12, [0003]-[0010]、[0018]-[0023]、図11-13 (ファミリーなし)	1-3, 5-6, 8-16 4, 7
Y	JP 2008-306359 A (三菱電機株式会社) 2008.12.18, [0036]-[0044]、図8-10 (ファミリーなし)	1-3, 5-6, 8-16

☑ 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

02.08.2017

国際調査報告の発送日

15.08.2017

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)

麻川 倫広

5W

4448

電話番号 03-3581-1101 内線 3576

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
Y	JP 2009-207116 A (富士通株式会社) 2009.09.10, [0053]-[0056]、[0066]-[0074]、図 9-10、12 A-C & US 2009/0201104 A1, [0091]-[0094]、[0104]-[0113]、図 9-10、12 A-C & CN 101540590 A	12, 14-16
Y	US 2009/0251235 A1 (STMICROELECTRONICS S.A) 2009.10.08, 図 7 & EP 2091148 A1 & FR 2927742 A & CN 101572532 A	12, 14-16
Y	JP 2008-205947 A (日本碍子株式会社) 2008.09.04, 図 6 & US 2008/0197941 A1, 図 6	12, 14-16
A	JP 10-163808 A (沖電気工業株式会社) 1998.06.19, [0020]、[0037]、図 3、13 (ファミリーなし)	1-16
A	JP 2000-323961 A (松下電器株式会社) 2000.11.24, [0022]-[0024]、図 8-10 & US 6472953 B1, 第 5 欄第 1 行-第 32 行、図 8-10 & EP 1035648 A2	1-16