

(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
2018年3月8日(08.03.2018)



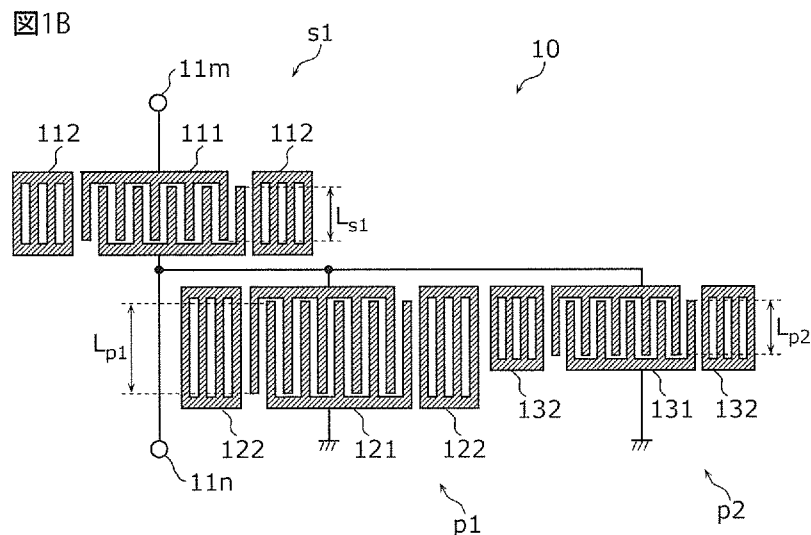
(10) 国際公開番号

WO 2018/043606 A1

- (51) 国際特許分類:
H03H 9/64 (2006.01) *H03H 9/145* (2006.01)
H03H 7/01 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2017/031266
- (22) 国際出願日: 2017年8月30日(30.08.2017)
- (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 2016-172193 2016年9月2日(02.09.2016) 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,
HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, 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,

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

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



(57) Abstract: A filter (10) has a serial arm resonator (s1) connected to a path connecting an input-output terminal (11m) and an input-output terminal (11n), and has a parallel arm resonator (p1) and a parallel arm resonator (p2) that are connected between the same node (x1) on said path and ground, wherein: the parallel arm resonator (p2) has a resonant frequency higher than that of the parallel arm resonator (p1); the parallel arm resonator (p2) has an anti-resonance frequency higher than that of the parallel arm resonator (p1); the parallel arm resonator (p1) and the parallel arm resonator (p2) each comprise an acoustic wave resonator having an IDT electrode; and the IDT electrode (131) in the parallel arm resonator (p2) has a smaller aspect ratio, which is the ratio of a crossing width of multiple electrode fingers with respect to a logarithm of the multiple electrode fingers, than that of the IDT electrode (121) in the parallel arm resonator (p1).

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:

一 国際調査報告 (条約第21条(3))

(57) 要約: フィルタ (10) は、入出力端子 (11m) と入出力端子 (11n) とを結ぶ経路上に接続された直列腕共振子 (s1) と、当該経路上の同一ノード (x1) とグラウンドとの間に接続された並列腕共振子 (p1) 及び並列腕共振子 (p2) と、を有し、並列腕共振子 (p2) における共振周波数は、並列腕共振子 (p1) における共振周波数よりも高く、並列腕共振子 (p2) における反共振周波数は、並列腕共振子 (p1) における反共振周波数よりも高く、並列腕共振子 (p1) 及び並列腕共振子 (p2) は、IDT電極を有する弾性波共振子からなり、並列腕共振子 (p2) におけるIDT電極 (131) は、並列腕共振子 (p1) におけるIDT電極 (121) よりも、複数の電極指の対数に対する複数の電極指の交叉幅の比である縦横比が小さい。

明 細 書

発明の名称：

弾性波フィルタ装置、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、共振子を有する弾性波フィルタ装置、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、ラダー型フィルタ等の弾性波フィルタ装置として、直列腕（直列腕共振回路）とグラウンドとを結ぶ1つの並列腕（並列腕共振回路）について、第1の並列腕共振子、及び、互いに直列接続された状態で当該第1の並列腕共振子に並列接続された複数の第2の並列腕共振子を設ける構成が知られている（例えば、特許文献1参照）。この弾性波フィルタ装置では、複数の第2の並列腕共振子の共振周波数が直列腕共振子の反共振周波数よりも高く、かつ、当該複数の第2の並列腕共振子のうち少なくとも1つの第2の並列腕共振子の反共振周波数が他の第2の並列腕共振子の反共振周波数と異なる。これにより、この弾性波フィルタ装置は、阻止域（減衰帯域）内の特定の周波数帯域において減衰量が大きい減衰域の幅を広げることができる。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特開2014-68123号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] ここで、近年のマルチバンド化等への対応に伴い、移動体通信機のフロントエンド部に配置されるフィルタには、低ロス化及び高選択度化（自帯域に隣接する他の帯域との相互干渉の抑制）が求められている。つまり、フィルタ特性について、通過帯域内のロスを抑制し、かつ、減衰スロープの急峻性（いわゆる「通過帯域端のキレ」）の向上が求められている。

[0005] しかしながら、上記従来の弾性波フィルタ装置では、フィルタ特性が共振子のQによって制約されるため、通過帯域内の低ロス化及び通過帯域高域側のキレの改善を図ることが難しかった。ここで、通過帯域高域側のキレの改善を図るとは、具体的には、通過帯域の両側において通過帯域から減衰帯域にかけて形成される2つの減衰スロープのうち高域側の減衰スロープの急峻性を向上させることをいう。

[0006] そこで、本発明は、通過帯域内の低ロス化及び通過帯域高域側のキレの改善を図ることができる弾性波フィルタ装置、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

[0007] 上記目的を達成するために、本発明の一態様に係る弾性波フィルタ装置は、第1入出力端子と第2入出力端子とを結ぶ経路上に接続された直列腕共振回路と、前記経路上の同一ノードとグランドとの間に接続された第1並列腕共振子及び第2並列腕共振子と、を有し、前記第2並列腕共振子における共振周波数は、前記第1並列腕共振子における共振周波数よりも高く、前記第2並列腕共振子における反共振周波数は、前記第1並列腕共振子における反共振周波数よりも高く、前記第1並列腕共振子及び前記第2並列腕共振子は、IDT電極を有する弾性波共振子からなり、前記第2並列腕共振子における前記IDT電極は、前記第1並列腕共振子における前記IDT電極よりも、複数の電極指の対数に対する複数の電極指の交叉幅の比である縦横比が小さい。

[0008] 本願発明者は鋭意検討の結果、次のことを見出した。すなわち、共振子単体のインピーダンス特性については、IDT電極の縦横比が小さいほど共振周波数のQが高くなり、逆に、IDT電極の縦横比が大きいほど反共振周波数のQが高くなる。また、フィルタ特性については、第2並列腕共振子の共振周波数のQが高く、第1並列腕共振子の反共振周波数のQが高いほど、通過帯域内の低ロス化及び通過帯域高域側のキレを改善することができる。したがって、第2並列腕共振子におけるIDT電極の縦横比を、第1並列腕共

振子における I D T 電極の縦横比より小さくすることにより、通過帯域内の低ロス化及び通過帯域高域側のキレの改善を図ることができる。

[0009] また、前記第 2 並列腕共振子における前記 I D T 電極は、前記第 1 並列腕共振子における前記 I D T 電極よりも、前記交叉幅が小さいことにより前記縦横比が小さいことにしてもよい。

[0010] 共振子では、交叉幅が小さいほど、電極指抵抗が小さくなる。つまり、交叉幅を小さくすることにより、共振子において共振周波数の Q を劣化させる要因である直列抵抗を小さくすることができる。したがって、第 2 並列腕共振子における I D T 電極の交叉幅を小さくすることにより、通過帯域内のさらなる低ロス化及び通過帯域高域側のキレのさらなる改善を図ることができる。

[0011] また、前記第 2 並列腕共振子における前記 I D T 電極は、前記第 1 並列腕共振子における前記 I D T 電極よりも、前記対数が多いことにより前記縦横比が小さいことにしてもよい。

[0012] 本願発明者は鋭意検討の結果、次のことを見出した。すなわち、共振子において、共振周波数より低域側の周波数帯域では、対数が小さくなるほど、グレーティングによる阻止域のサイドローブによるリップル（局所的な変動）が大きくなる。ここで、第 2 並列腕共振子の共振周波数より低域側の周波数帯域は、フィルタの通過帯域内に位置する。したがって、第 2 並列腕共振子における I D T 電極の対数を多くすることにより、通過帯域内のリップルを抑制しつつ、通過帯域内の低ロス化及び通過帯域高域側のキレの改善を図ることができる。

[0013] また、前記直列腕共振回路は、I D T 電極を有する弾性波共振子を有し、前記直列腕共振回路における前記 I D T 電極は、前記第 1 並列腕共振子における前記 I D T 電極よりも、前記縦横比が小さいことにしてもよい。

[0014] フィルタの通過帯域は、直列腕共振子の共振周波数と並列腕共振回路（本態様では第 1 並列腕共振子及び第 2 並列腕共振子の並列接続回路）の低域側の反共振周波数とで形成される。上述したように、共振子単体のインピーダ

ンス特性については、ＩＤＴ電極の縦横比が小さいほど共振周波数のＱが高くなり、逆に、ＩＤＴ電極の縦横比が大きいほど反共振周波数のＱが高くなる。このため、直列腕共振子におけるＩＤＴ電極の縦横比を小さくすることにより、通過帯域内のさらなる低ロス化を図ることができる。

[0015] また、前記直列腕共振回路における前記少なくとも１以上のＩＤＴ電極は、前記第２並列腕共振子における前記ＩＤＴ電極よりも、前記縦横比が大きいことにしてもよい。

[0016] ＩＤＴ電極で構成される共振子（弾性表面波共振子）では、交叉幅を小さくし過ぎると、弾性表面波の回折による損失（回折損）の影響が大きくなる。直列腕共振子は、共振周波数が通過帯域を形成し、反共振周波数が通過帯域高域側の減衰極を形成する。このため、フィルタ特性の観点から、直列腕共振子の交叉幅を小さくすることには限界がある。一方、第２並列腕共振子は、共振周波数が通過帯域高域側の減衰極を形成するものの、反共振周波数はフィルタ特性の形成にはあまり寄与しない。また、回折損は、共振周波数より高域側で発生するため、共振特性には大きな影響を及ぼしにくい。このため、フィルタ特性の観点から、第２並列腕共振子の交叉幅を小さくすることには特に問題がない。

[0017] したがって、直列腕共振子におけるＩＤＴ電極の縦横比を、第２並列腕共振子におけるＩＤＴ電極の縦横比よりも大きくすることにより、直列腕共振子の交叉幅を小さくし過ぎることによる回折損の影響を抑制できる。このため、回折損によるフィルタ特性の劣化を抑制しつつ、通過帯域内の低ロス化及び通過帯域高域側のキレの改善を図ることができる。

[0018] また、さらに、一对のインピーダンス素子及びスイッチ素子が並列接続されたインピーダンス回路を有し、前記第１並列腕共振子及び前記第２並列腕共振子のうち少なくとも一方は、前記インピーダンス回路と直列接続されていることにしてもよい。

[0019] これにより、スイッチ素子の導通及び非導通に応じて第１特性と第２特性とを切り替えるチューナブルフィルタを提供できる。

- [0020] また、前記第2並列腕共振子は、前記インピーダンス回路と直列接続され、前記第1並列腕共振子は、前記第2並列腕共振子と前記インピーダンス回路とが直列接続された回路に対して並列接続されていることにしてもよい。
- [0021] これにより、スイッチ素子の導通及び非導通の切り替えに応じて、通過帯域高域側の減衰極の周波数を切り替えつつ、通過帯域高域端における挿入損失の増大を抑制しながら第1特性と第2特性を切り替えるチューナブルフィルタを提供できる。
- [0022] また、前記第1並列腕共振子は、前記インピーダンス回路と直列接続され、前記第2並列腕共振子は、前記第1並列腕共振子と前記インピーダンス回路とが直列接続された回路に対して並列接続されていることにしてもよい。
- [0023] これにより、スイッチ素子の導通及び非導通の切り替えに応じて、通過帯域低域側の減衰極の周波数を切り替えつつ、通過帯域低域端における挿入損失の増大を抑制しながら第1特性と第2特性を切り替えるチューナブルフィルタを提供できる。
- [0024] また、前記第1並列腕共振子と前記第2並列腕共振子とは並列接続されており、前記インピーダンス回路は、前記第1並列腕共振子と前記第2並列腕共振子とが並列接続された回路に対し直列接続されていることにしてもよい。
- [0025] これにより、スイッチ素子の導通及び非導通の切り替えに応じて、通過帯域両側の極（減衰極）の周波数を共に切り替えることができるチューナブルフィルタを提供できる。
- [0026] また、さらに、一对のインピーダンス素子及びスイッチ素子が並列されたインピーダンス回路を2つ有し、前記第1並列腕共振子は、2つの前記インピーダンス回路のうち一方のインピーダンス回路と直列接続され、前記第2並列腕共振子は、2つの前記インピーダンス回路のうち他方のインピーダンス回路と直列接続され、前記第1並列腕共振子と前記一方のインピーダンス回路とが直列接続された回路と、前記第2並列腕共振子と前記他方のインピーダンス回路とが直列接続された回路とは、並列接続されていることにして

もよい。

[0027] これにより、スイッチ素子の導通及び非導通の切り替えに応じて、通過帯域高域側及び通過帯域低域側の減衰極の周波数を切り替えることができるとともに、通過帯域高域端及び通過帯域低域端の挿入損失の増大を抑制できるチューナブルフィルタを提供できる。このため、このようなチューナブルフィルタは、例えば、帯域幅を維持しつつ、中心周波数を切り替えることができる。

[0028] また、さらに、前記第1並列腕共振子及び前記第2並列腕共振子の一方の並列腕共振子に並列接続されたスイッチ素子を有し、前記第1並列腕共振子及び前記第2並列腕共振子の他方の並列腕共振子は、前記一方の並列腕共振子と前記スイッチ素子とが並列接続された回路に対して直列接続されていることにしてもよい。

[0029] これにより、スイッチ素子の導通及び非導通の切り替えに応じて、通過帯域低域側の減衰極の周波数を切り替えることができるとともに、通過帯域高域側の減衰極の数を切り替えることができるチューナブルフィルタを提供できる。

[0030] また、前記第2並列腕共振子におけるIDT電極は、前記第1並列腕共振子におけるIDT電極よりも、複数の電極指のピッチに対する複数の電極指の幅の比であるデューティ比が大きいことにしてもよい。

[0031] 本願発明者は鋭意検討の結果、次のことを見出した。すなわち、共振子単体のインピーダンス特性については、IDT電極のデューティ比が大きいほど共振周波数のQが高くなり、逆に、IDT電極のデューティ比が小さいほど反共振周波数のQが高くなる。また、フィルタ特性については、第2並列腕共振子の共振周波数のQが高く、第1並列腕共振子の反共振周波数のQが高いほど、通過帯域内の低ロス化及び通過帯域高域側のキレを改善することができる。したがって、第2並列腕共振子におけるIDT電極のデューティ比を、第1並列腕共振子におけるIDT電極のデューティ比より大きくすることにより、通過帯域内のさらなる低ロス化及び通過帯域高域側のキレの改

善を図ることができる。

[0032] また、前記直列腕共振回路は、１つの弾性波共振子からなる直列腕共振子であり、前記第１並列腕共振子及び前記第２並列腕共振子と共にラダー型のフィルタ構造を構成することにしてもよい。

[0033] これにより、ラダー型のバンドパスフィルタを構成でき、急峻性の高い通過特性を実現できる。

[0034] また、前記直列腕共振回路は、複数の弾性波共振子からなる縦結合共振子であることにしてもよい。

[0035] これにより、減衰強化等を要求されるフィルタ特性に適応することが可能となる。

[0036] 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、上記いずれかの弾性波フィルタ装置と、前記弾性波フィルタ装置に接続された増幅回路と、を備える。

[0037] これにより、低ロス化と高選択度化（自帯域に隣接する他の帯域との相互干渉の抑制）との両立を図ることができる。

[0038] 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前記高周波信号を伝達する上記の高周波フロントエンド回路と、を備える。

発明の効果

[0039] 本発明に係る弾性波フィルタ装置、高周波フロントエンド回路及び通信装置によれば、通過帯域内の低ロス化及び通過帯域高域側のキレの改善を図ることができる。

図面の簡単な説明

[0040] [図1A]図１Ａは、実施の形態１に係るフィルタの回路構成図である。

[図1B]図１Ｂは、実施の形態１に係るフィルタの電極構造を模式的に表す平面図である。

[図2]図２は、実施の形態１における共振子の構造を模式的に表す図の一例で

ある。

[図3]図3は、実施の形態1に係るフィルタの特性を表すグラフである。

[図4]図4は、典型例1の共振子において、縦横比を振った場合のインピーダンス特性を表すグラフである。

[図5]図5は、典型例1の共振子において、縦横比に対する共振周波数及び反共振周波数のインピーダンス値を表すグラフである。

[図6]図6は、典型例2の共振子において、対数を振った場合の特性を示すグラフである。

[図7]図7は、実施例及び比較例のフィルタのフィルタ特性を表すグラフである。

[図8A]図8A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8B]図8Bは、実施の形態1の変形例に係るフィルタの電極構造を模式的に表す平面図である。

[図9]図9は、実施の形態1の変形例に係るフィルタの特性を表すグラフである。

[図10A]図10Aは、実施の形態2の適用例1におけるフィルタの回路構成図である。

[図10B]図10Bは、実施の形態2の適用例1におけるフィルタの特性を表すグラフである。

[図11A]図11Aは、実施の形態2の適用例2におけるフィルタの回路構成図である。

[図11B]図11Bは、実施の形態2の適用例2におけるフィルタの特性を表すグラフである。

[図12A]図12Aは、実施の形態2の適用例3におけるフィルタの回路構成図である。

[図12B]図12Bは、実施の形態2の適用例3におけるフィルタの特性を表すグラフである。

[図13A]図 1 3 A は、実施の形態 2 の適用例 4 におけるフィルタの回路構成図である。

[図13B]図 1 3 B は、実施の形態 2 の適用例 4 におけるフィルタの特性を表すグラフである。

[図14A]図 1 4 A は、実施の形態 2 の適用例 5 におけるフィルタの回路構成図である。

[図14B]図 1 4 B は、実施の形態 2 の適用例 5 におけるフィルタの特性を表すグラフである。

[図15]図 1 5 は、実施の形態 3 に係る高周波フロントエンド回路及びその周辺回路の構成図である。

[図16]図 1 6 は、実施の形態 3 の変形例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 1 7 は、その他の実施の形態に係るフィルタの電極構造を模式的に表す平面図である。

発明を実施するための形態

[0041] 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。

[0042] 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、以下において、「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。

[0043] (実施の形態1)

[1. フィルタの回路構成]

図1Aは、実施の形態1に係るフィルタ10の回路構成図である。

[0044] フィルタ10は、例えば、マルチモード／マルチバンド対応の携帯電話のフロントエンド部に配置される、高周波フィルタ回路である。フィルタ10は、例えばLTE (Long Term Evolution) 等の通信規格に準拠したマルチバンド対応の携帯電話に内蔵され、所定の帯域 (Band) の高周波信号をフィルタリングするバンドパスフィルタである。このフィルタ10は、弾性波共振子を用いて高周波信号をフィルタリングする弾性波フィルタ装置である。

[0045] 同図に示すように、フィルタ10は、直列腕共振子s1と、並列腕共振子p1及びp2と、を備える。

[0046] 直列腕共振子s1は、入出力端子11m (第1入出力端子) と入出力端子11n (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s1は、入出力端子11mと入出力端子11nとを結ぶ経路上に設けられた直列腕共振回路である。なお、当該経路には、直列腕共振子s1に限らず、1以上の弾性波共振子からなる直列腕共振回路が設けられていればよい。本実施の形態では、当該直列腕共振回路は、1つの弾性波共振子によって構成されているが、複数の弾性波共振子によって構成されていてもかまわない。複数の弾性波共振子によって構成される直列腕共振回路には、例えば、複数の弾性波共振子からなる縦結合共振子、あるいは、1つの弾性波共振子が直列分割または並列分割された複数の分割共振子が含まれる。例えば、直列腕共振回路として縦結合共振子を用いることにより、減衰強化等の要求されるフィルタ特性に適応することが可能となる。

[0047] 並列腕共振子p1は、入出力端子11mと入出力端子11nとを結ぶ経路上のノード (図1Aではノードx1) とグランド (基準端子) とに接続されている第1並列腕共振子である。つまり、並列腕共振子p1は、上記経路上

のノード $x1$ とグラウンドとを結ぶ並列腕共振回路に設けられた共振子である。

[0048] 並列腕共振子 $p2$ は、入出力端子 $11m$ と入出力端子 $11n$ とを結ぶ経路上のノード（図1Aではノード $x1$ ）とグラウンド（基準端子）とに接続されている第2並列腕共振子である。つまり、並列腕共振子 $p2$ は、上記経路上のノード $x1$ とグラウンドとを結ぶ並列腕共振回路に設けられた共振子である。

[0049] これら並列腕共振子 $p1$ 及び $p2$ は、上記直列腕上の同一ノード $x1$ とグラウンドとの間に接続されている。本実施の形態では、並列腕共振子 $p1$ 及び $p2$ は並列接続されて、ノード $x1$ とグラウンドとの間に接続されている。ここで、「同一ノード」とは、伝送線路上の1点だけでなく、共振子またはインピーダンス素子を介さずに位置する伝送線路上の異なる2点も含まれる。なお、本実施の形態では、ノード $x1$ は、直列腕共振子 $s1$ の入出力端子 $11n$ 側であるが、直列腕共振子 $s1$ の入出力端子 $11m$ 側であってもかまわない。

[0050] また、これら並列腕共振子 $p1$ 及び $p2$ は、入出力端子 $11m$ と入出力端子 $11n$ とを結ぶ経路上のノード $x1$ とグラウンドとの間に接続された並列腕共振回路を構成する。すなわち、当該並列腕共振回路は、上記経路とグラウンドとを結ぶ1つの経路に設けられている。よって、直列腕共振回路（本実施の形態では直列腕共振子 $s1$ ）は、並列腕共振回路（本実施の形態では並列腕共振子 $p1$ 及び $p2$ ）と共にラダー型のフィルタ構造（本実施の形態では1段のラダー型のフィルタ構造）を構成する。

[0051] つまり、並列腕共振子 $p1$ 及び $p2$ によって構成される並列腕共振回路は、直列腕共振子 $s1$ とともにフィルタ10の通過帯域を形成する。

[0052] [2. 構造]

[2-1. 電極構造]

次に、フィルタ10の構造について、説明する。

[0053] 図1Bは、実施の形態1に係るフィルタ10の電極構造を模式的に表す平

面図である。

- [0054] 同図に示すように、フィルタ 10 を構成する各共振子（直列腕共振子 s 1、並列腕共振子 p 1 及び p 2）は、弾性波を用いた弾性波共振子である。これにより、フィルタ 10 を、圧電性を有する基板上に形成された I D T（I n t e r D i g i t a l T r a n s d u c e r）電極により構成できるので、急峻性の向上された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。なお、圧電性を有する基板は、少なくとも表面に圧電性を有する基板である。当該基板は、例えば、表面に圧電薄膜を備え、当該圧電薄膜と音速の異なる膜、及び、支持基板などの積層体で構成されていてもよい。また、当該基板は、例えば、高音速支持基板と、高音速支持基板上に形成された圧電薄膜とを含む積層体、高音速支持基板と、高音速支持基板上に形成された低音速膜と、低音速膜上に形成された圧電薄膜とを含む積層体、または、支持基板と、支持基板上に形成された高音速膜と、高音速膜上に形成された低音速膜と、低音速膜上に形成された圧電薄膜とを含む積層体であってもよい。なお、当該基板は、基板全体に圧電性を有していてもよい。
- [0055] 各共振子は、弾性波を励振する I D T 電極と、当該 I D T 電極を弾性波伝搬方向の両側から挟み込むように配置された 1 対の反射器と、を有する。
- [0056] 具体的には、直列腕共振子 s 1 は、I D T 電極 1 1 1 及び 1 対の反射器 1 1 2 によって構成されている。並列腕共振子 p 1 は、I D T 電極 1 2 1 及び 1 対の反射器 1 2 2 によって構成されている。並列腕共振子 p 2 は、I D T 電極 1 3 1 及び 1 対の反射器 1 3 2 によって構成されている。
- [0057] ここで、並列腕共振子 p 2（第 2 並列腕共振子）における共振周波数（後述する共振点の周波数）は、並列腕共振子 p 1（第 1 並列腕共振子）における共振周波数よりも高い。また、並列腕共振子 p 2 における反共振周波数（後述する反共振点の周波数）は、並列腕共振子 p 1 における反共振周波数よりも高い。
- [0058] また、並列腕共振子 p 2 における I D T 電極 1 3 1 は、並列腕共振子 p 1 における I D T 電極 1 2 1 よりも、複数の電極指の対数 N に対する複数の電

極指の交叉幅 L の比である縦横比 L/N が小さい。さらに、本実施の形態では、直列腕共振子 $s1$ （直列腕共振回路）における IDT 電極 111 は、並列腕共振子 $p1$ における IDT 電極 121 よりも縦横比 L/N が小さく、かつ、並列腕共振子 $p2$ における IDT 電極 131 よりも縦横比 L/N が大きい。

[0059] つまり、 IDT 電極 111 、 121 、 131 について、交叉幅 L をこの順に L_{s1} 、 L_{p1} 、 L_{p2} とし、対数 N をこの順に N_{s1} 、 N_{p1} 、 N_{p2} とすると、本実施の形態では、縦横比 L/N は $L_{p1}/N_{p1} > L_{s1}/N_{s1} > L_{p2}/N_{p2}$ を満たす。

[0060] なお、図1Bでは、各共振子の IDT 電極（ IDT 電極 111 、 IDT 電極 121 及び IDT 電極 131 ）の対数が等しく示されているが、実際の設計ではこれらの対数が等しくなることは稀である。つまり、各共振子の IDT 電極の対数及び交差幅等の設計パラメータは、各共振子に要求される仕様に応じて適宜決定され得る。

[0061] [2-2. 共振子構造]

以下、フィルタ10を構成する各共振子の構造について、任意の共振子に着目してより詳細に説明する。なお、他の共振子については、当該任意の共振子と概ね同じ構造を有するため、詳細な説明を省略する。

[0062] 図2は、本実施の形態における共振子の構造を模式的に表す図の一例であり、(a)は平面図、(b)は(a)の断面図である。なお、図2に示された共振子は、フィルタ10を構成する各共振子の典型的な構造を説明するためのものである。このため、フィルタ10の各共振子の IDT 電極を構成する電極指の本数や長さなどは、同図に示す IDT 電極の電極指の本数や長さ限定されない。なお、同図では、共振子を構成する反射器については図示を省略している。

[0063] 同図の(a)及び(b)に示すように、共振子は、 IDT 電極 101 と、当該 IDT 電極 101 が形成された圧電基板 102 と、当該 IDT 電極 101 を覆う保護層 103 と、を備える。以下、これらの構成要素について、詳

細に説明する。

[0064] 図2の(a)に示すように、圧電基板102の上には、IDT電極101を構成する互いに対向する一対の櫛歯電極101a及び101bが形成されている。櫛歯電極101aは、互いに平行な複数の電極指110aと、複数の電極指110aを接続するバスバー電極111aとで構成されている。また、櫛歯電極101bは、互いに平行な複数の電極指110bと、複数の電極指110bを接続するバスバー電極111bとで構成されている。複数の電極指110a及び110bは、伝搬方向と直交する方向に沿って形成されている。

[0065] なお、櫛歯電極101a及び101bは、それぞれが単体でIDT電極と称される場合もある。ただし、以下では、便宜上、一対の櫛歯電極101a及び101bによって1つのIDT電極101が構成されているものとして説明する。

[0066] 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101は、図2の(b)に示すように、密着層101gと主電極層101hとの積層構造となっている。

[0067] 密着層101gは、圧電基板102と主電極層101h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101gの膜厚は、例えば、12nmである。

[0068] 主電極層101h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101hの膜厚は、例えば162nmである。

[0069] 圧電基板102は、IDT電極101が形成された基板であり、例えば、 LiTaO_3 圧電単結晶、 LiNbO_3 圧電単結晶、 KNbO_3 圧電単結晶、水晶、または圧電セラミックスからなる。

[0070] 保護層103は、櫛歯電極101a及び101bを覆うように形成されている。保護層103は、主電極層101h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。

[0071] このように構成された共振子は、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「共振点」、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「反共振点」を有する。

[0072] なお、フィルタ10が有する各共振子の構造は、図2に記載された構造に限定されない。例えば、IDT電極101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。また、密着層101g、主電極層101h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。また、IDT電極101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、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。

[0073] 以上のように構成された共振子（弾性波共振子）では、IDT電極101の設計パラメータ等によって、励振される弾性波の波長が規定される。以下、IDT電極101の設計パラメータ、すなわち櫛歯電極101a及び櫛歯電極101bの設計パラメータについて説明する。

[0074] 上記弾性波の波長は、図2に示す櫛歯電極101a及び101bを構成する複数の電極指110aまたは110bの繰り返し周期 λ で規定される。また、電極ピッチ（電極周期）とは、当該繰り返し周期 λ の $1/2$ であり、櫛歯電極101a及び101bを構成する電極指110a及び110bのライン幅をWとし、隣り合う電極指110aと電極指110bとの間のスペース幅をSとした場合、 $(W+S)$ で定義される。また、IDT電極101の交叉幅Lとは、図2の(a)に示すように、櫛歯電極101aの電極指110aと櫛歯電極101bの電極指110bとを弾性波の伝搬方向から見た場合の重複する電極指長さである。また、電極デューティ（以下、デューティ比）は、複数の電極指110a及び110bのライン幅占有率であり、複数の電極指110a及び110b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であり、 $W/(W+S)$ で定義される。また、対数とは、

櫛歯電極 101a 及び 101b のうち、対をなす電極指 110a 及び電極指 110b の数であり、電極指 110a 及び電極指 110b の総数の概ね半数である。例えば、対数を N とし、電極指 110a 及び電極指 110b の総数を M とすると、 $M = 2N + 1$ を満たす。すなわち、櫛歯電極 101a 及び 101b の一方の 1 つの電極指の先端部分と当該先端部分に対向する他方のバスター電極とで挟まれる領域の数が 0.5 対に相当する。また、IDT 電極 101 の膜厚とは、複数の電極指 110a 及び 110b の厚み h である。

[0075] [3. フィルタ特性]

次に、本実施の形態に係るフィルタ 10 のフィルタ特性について、説明する。

[0076] なお、以下では、共振子単体に限らず複数の共振子で構成される回路についても、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）を「共振点」と称し、その周波数を「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）を「反共振点」と称し、その周波数を「反共振周波数」と称する。

[0077] 図 3 は、実施の形態 1 に係るフィルタ 10 の特性を表すグラフである。具体的には、同図の (a) は、並列腕共振子 p_1 及び p_2 ならびに直列腕共振子 s_1 それぞれのインピーダンス特性を表すグラフである。同図の (b) は、並列腕共振子 p_1 及び p_2 の合成インピーダンス特性（合成特性）ならびに直列腕共振子 s_1 のインピーダンス特性を表すグラフである。同図の (c) は、フィルタ 10 のフィルタ特性を表すグラフである。

[0078] まず、同図の (a) を用いて、共振子単体でのインピーダンス特性について、説明する。

[0079] 同図に示すように、並列腕共振子 p_1 及び並列腕共振子 p_2 ならびに直列腕共振子 s_1 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 p_1 及び並列腕共振子 p_2 ならびに直列腕共振子 s_1 についてこの順に、共振周波数を f_{rp1} 、 f_{rp2} 、 f_{rs1} とし、反共振周波数を

f_{ap1} 、 f_{ap2} 、 f_{as1} とすると、本実施の形態では $f_{rp1} < f_{rs1} < f_{rp2}$ かつ $f_{ap1} < f_{as1} < f_{ap2}$ を満たす。

[0080] 次に、並列腕共振子 $p1$ 及び並列腕共振子 $p2$ の合成特性（すなわち、並列腕共振回路のインピーダンス特性）について、説明する。

[0081] 同図の（b）に示すように、2つの並列腕共振子（並列腕共振子 $p1$ 及び $p2$ ）の合成特性（図中の「並列腕（ $p1 + p2$ ）の合成特性」）は、並列腕共振子 $p2$ の共振周波数 f_{rp2} 、及び、並列腕共振子 $p1$ の共振周波数 f_{rp1} において、極小となる。また、当該合成特性は、2つの共振周波数 f_{rp2} 及び f_{rp1} の間の周波数、及び、2つの反共振周波数 f_{ap2} 及び f_{ap1} の間の周波数において、極大となる。

[0082] ラダー型の共振子によりバンドパスフィルタを構成するにあたり、並列腕共振回路の2つの反共振周波数のうち低域側の反共振周波数と直列腕共振子 $s1$ の共振周波数 f_{rs1} とを近接させて、通過帯域を構成する。

[0083] これにより、同図の（c）に示すように、通過帯域低域側には、並列腕共振子 $p1$ の共振周波数 f_{rp1} を減衰極とする減衰帯域が形成される。また、通過帯域高域側には並列腕共振子 $p2$ の共振周波数 f_{rp2} 及び直列腕共振子 $s1$ の反共振周波数 f_{as1} を減衰極とする減衰帯域が形成される。

[0084] ここで、並列腕共振子 $p1$ 及び並列腕共振子 $p2$ の合成インピーダンス特性の低域側の反共振周波数（図3中の F_{a1} ）と高域側の共振周波数（図3中の F_{r2} ）とは、フィルタ10の通過帯域高域側の減衰スロープを規定する。つまり、通過帯域高域側の減衰スロープのキレは、上記の合成インピーダンス特性における低域側の反共振周波数（図3中の F_{a1} ）と高域側の共振周波数（図3中の F_{r2} ）との間のスロープのキレに影響される。このため、並列腕共振子 $p1$ の反共振周波数（図3中の F_{ap1} ）の Q 、及び、並列腕共振子 $p2$ の共振周波数（図3中の F_{rp2} ）の Q が、通過帯域高域側のキレに影響を及ぼす。具体的には、並列腕共振子 $p1$ の反共振周波数の Q が高いほど、並列腕共振回路（本実施の形態では並列腕共振子 $p1$ 及び $p2$ の並列接続回路）の合成インピーダンス特性において、低域側の反共振周波

数（図3中の F_{a1} ）の Q が高くなる。一方、並列腕共振子 $p2$ の共振周波数の Q が高いほど、並列腕の回路の合成インピーダンス特性において、高域側の共振周波数（図3中の F_{r2} ）の Q が高くなる。このため、当該合成インピーダンス特性において、低域側の反共振周波数と高域側の共振周波数との間（図3中の F_{a1} と F_{r2} との間）のスロープのキレが改善されることにより、上記フィルタ特性について、通過帯域高域側のキレを改善することができる。言い換えると、並列腕共振子 $p2$ の共振周波数の Q が高いほど通過帯域高域側の減衰極（図3中の P_{oleH} ）の Q が高くなり（すなわち減衰極が深くなり）、並列腕共振子 $p1$ の反共振周波数の Q が高いほど通過帯域内（図3中の P_B ）のロスが抑制される。このため、通過帯域高域側のキレを改善することができる。

[0085] また、並列腕共振回路の合成インピーダンス特性は、低域側の反共振周波数近傍では、並列腕共振子 $p1$ の特性に並列腕共振子 $p2$ の容量成分が合成された特性となる。このため、並列腕共振子 $p1$ の反共振周波数の Q を高くすることに加え、並列腕共振子 $p2$ の容量成分の Q を高くする、つまり並列腕共振子 $p2$ の直列抵抗を小さくすることにより、フィルタ10の通過帯域内のロスを抑制することができる。

[0086] 本実施の形態に係るフィルタ10では、上述したように、並列腕共振子 $p2$ は、並列腕共振子 $p1$ のIDT電極121に比べ、縦横比が小さいIDT電極131によって構成されている。これにより、フィルタ10は、通過帯域内の低ロス化及び通過帯域高域側のキレの改善を図ることができる。以下、このような効果が奏される理由について、本発明に至った経緯も含めて説明する。

[0087] [4. フィルタ特性の改善メカニズム]

一般的に、弾性波フィルタ装置では、当該弾性波フィルタ装置を構成する共振子の Q によってフィルタ特性が制約されてしまうため、フィルタ特性の改善を図ることが難しい。これに対し、本願発明者は、共振子におけるIDT電極（すなわち共振子を構成するIDT電極）の縦横比に依存して当該共

振子の共振周波数及び反共振周波数の Q が変わることを利用して、フィルタ特性を改善できることを見出した。このことに関し、以下、具体的な典型例に基づき説明する。

[0088] なお、以下の典型例1は、本実施の形態と周波数帯域が異なるものの、 $1D$ 電極の縦横比に依存して共振周波数及び反共振周波数の Q が変化する傾向については、本実施の形態の周波数帯域でも同様である。また、以下の典型例1では、共振子のインピーダンスを一定（つまり静電容量を一定）にした状態で対数を振っているため、対数に依存して交叉幅も調整されている。

[0089] 図4は、典型例1の共振子において、縦横比を振った場合のインピーダンス特性を表すグラフである。同図において、(a)は全体的なインピーダンス特性を表し、(b)は(a)の共振周波数付近のインピーダンス特性を拡大して表すグラフであり、(c)は(a)の反共振周波数付近のインピーダンス特性を拡大して表すグラフである。具体的には、同図には、凡例に示したように、縦横比（交叉幅／対数）を0.096、0.112、0.162、0.252、0.449（単位は全て $[\mu m / \text{対}]$ ）とした場合のインピーダンス特性が示されている。

[0090] 表1に、このときの共振子の設計パラメータの詳細を示す。なお、表中の Z_{min} は共振周波数のインピーダンス値、すなわちインピーダンスの極小値である。また、表中の Z_{max} は反共振周波数のインピーダンス値、すなわちインピーダンスの極大値である。また、表中への記載は省略しているが、全ての典型例について膜厚 h は同じである。

[0091]

[表1]

縦横比 [μm /対]	I D T 波長 λ [μm]	交叉幅 L [μm]	交叉幅 L [波長比]	対数 N [対]	Z m i n. [Ω]	Z m a x. [Ω]
0.096 (典型例 1-1)	1.6589	24.86	15.0	260	4.99	1717.6
0.112 (典型例 1-2)	同上	26.93	16.2	240	5.15	1822.7
0.162 (典型例 1-3)	同上	32.31	19.5	200	5.26	1865.5
0.252 (典型例 1-4)	同上	40.39	24.3	160	5.54	1890.8
0.449 (典型例 1-5)	同上	53.85	32.5	120	5.64	1921.0

[0092] 図 5 は、典型例 1 の共振子において、縦横比に対する、共振周波数のインピーダンス値 Z m i n. 及び反共振周波数のインピーダンス値 Z m a x. を表すグラフである。

[0093] 同図に示すように、縦横比が大きくなるほど Z m i n. 及び Z m a x. がいずれも大きくなることがわかる。つまり、共振周波数については、縦横比が小さくなるほど Q が高くなり、一方、反共振周波数については、縦横比が大きくなるほど Q が高くなることがわかる。

[0094] したがって、フィルタ 10 について、並列腕共振子 p 2 における I D T 電極 1 3 1 の縦横比を小さくし、並列腕共振子 p 1 における I D T 電極 1 2 1 の縦横比を大きくすることにより、通過帯域内の低ロス化及び通過帯域高域側のキレの改善を図ることができる。

[0095] また、本願発明者は、並列腕共振子 p 2 における I D T 電極 1 3 1 について、対数を多くすることによって、通過帯域内のリップルを抑制できることを見出した。つまり、縦横比は交叉幅と対数との 2 つの因子によって決定されるが、本願発明者は、並列腕共振子 p 2 については、当該 2 つの因子のうち対数をより多くすることで縦横比をより小さくすることが好ましいことに気付いた。このことに関し、以下、具体的な典型例に基づき説明する。なお、以下の典型例 2 は、本実施の形態と周波数帯域が異なるものの、対数に依存してリップルが変化する傾向については、本実施の形態の周波数帯域でも同様である。また、以下の典型例 2 では、上記の典型例 1 と同様に、共振子

のインピーダンスを一定（つまり静電容量を一定）にした状態で対数を振っているため、対数に依存して交叉幅も調整されている。

[0096] 図6は、典型例2の共振子において、対数を振った場合の特性を表すグラフである。同図において、（a）はインピーダンス特性を表すグラフであり、（b）は位相特性を表すグラフであり、（c-1）は反射特性を示すインピーダンススミスチャートであり、（c-2）は反射特性（リターンロス：反射損失）を表すグラフである。具体的には、同図には、凡例に示したように、縦横比（交叉幅／対数）を0.65、0.32、0.19、0.13、0.08、0.05（単位は全て $[\mu\text{m}/\text{対}]$ ）とした場合のインピーダンス特性が示されている。

[0097] 表2に、このときの共振子の設計パラメータの詳細を示す。なお、表中への記載は省略しているが、全ての典型例についてIDT波長 λ 及び膜厚 h は同じである。

[0098] [表2]

縦横比 [$\mu\text{m}/\text{対}$]	交叉幅L [μm]	交叉幅L [波長比]	対数N [対]
0.65 (典型例2-1)	45.71	28.6	70
0.32 (典型例2-2)	32.00	20.0	100
0.19 (典型例2-3)	24.62	15.4	130
0.13 (典型例2-4)	20.00	12.5	160
0.08 (典型例2-5)	16.00	10.0	200
0.05 (典型例2-6)	12.80	8.0	250

[0099] 図6の（a）及び（b）に示すように、共振周波数より低域側の周波数帯域では、対数が小さくなるほど、グレーティングによる阻止域のサイドローブによるリップル（局所的な変動）が大きくなる。このことは、図6の（c）及び（d）に示すように、当該周波数帯域において、対数が小さくなるほど反射係数のリップルが大きくなることによる。

[0100] 並列腕共振子 p 2 の共振周波数より低域側の周波数帯域は、図 2 に示すように、フィルタ 10 の通過帯域内に位置する。したがって、フィルタ 10 の通過帯域内のリップルを抑制する観点からは、並列腕共振子 p 2 における I D T 電極 1 3 1 の対数を多くすることにより縦横比を小さくすることが好ましい。

[0101] このように、本願発明者は、鋭意検討の結果、対数を多くすることにより当該リップルを抑制できることを見出した。

[0102] つまり、通過帯域内のリップルを抑制するためには、I D T 電極 1 3 1 の対数は I D T 電極 1 2 1 の対数より多いことが好ましい。言い換えると、並列腕共振子 p 2 は、並列腕共振子 p 1 に比べ、対数が多いことにより縦横比が小さい I D T 電極 1 3 1 によって構成されていることが好ましい。このような構成によれば、通過帯域内のリップルを抑制しつつ、通過帯域内の低ロス化及び通過帯域高域側のキレの改善を図ることができる。

[0103] 上記リップルは、特に、I D T 電極に対して弾性波の伝搬方向に反射器が設けられている場合に顕著である。つまり、当該反射器を有する共振子を並列腕共振子 p 2 として用いた場合、弾性波を反射させて閉じ込めることにより弾性波の漏れを抑制して高 Q 化を図ることができるものの、グレーティングによる阻止域のサイドローブによるリップルを発生させる要因となり得る。ここで、「グレーティング」とは、反射器を構成する複数の電極指による周期的な繰り返し構造を言う。そこで、反射器を有する並列腕共振子 p 2 について I D T 電極の対数を多くすることにより、通過帯域内のリップルを抑制しつつ、さらなる低ロス化を図ることができる。

[0104] [5. 効果等]

次に、本実施の形態に係るフィルタ 10 によって奏される効果について、実施例を用いて比較例と対比しながら説明する。

[0105] 実施例のフィルタは、上述した実施の形態に係るフィルタ 10 の構成を有する。一方、比較例のフィルタは、実施例のフィルタとほぼ同様の構成を有するものの、並列腕共振子 p 1 と並列腕共振子 p 2 とが同一の縦横比（交叉

幅／対数）のＩＤＴ電極によって構成されている点異なる。

[0106] 表３に、実施例及び比較例のフィルタの設計パラメータ（縦横比）を示す。

[0107] [表3]

	縦横比 [μm ／対]		
	直列腕共振子 s1	並列腕共振子 p1	並列腕共振子 p2
実施例	0.237	0.473	0.200
比較例	0.237	0.313	0.313

[0108] この表に示すように、実施例の直列腕共振子 s 1 は、比較例の直列腕共振子 s 1 に比べて、縦横比が同一のＩＤＴ電極によって構成されている。

[0109] 実施例の並列腕共振子 p 1 は、比較例の並列腕共振子 p 1 に比べて、縦横比が大きいＩＤＴ電極によって構成されている。つまり、実施例において、並列腕共振子 p 1 は、並列腕共振子 p 2 よりも縦横比が大きいＩＤＴ電極によって構成されている。また、実施例において、並列腕共振子 p 1 は、直列腕共振子 s 1 よりも縦横比が大きいＩＤＴ電極によって構成されている。

[0110] 実施例の並列腕共振子 p 2 は、比較例の並列腕共振子 p 2 に比べて、縦横比が小さいＩＤＴ電極によって構成されている。つまり、実施例において、並列腕共振子 p 2 は、並列腕共振子 p 1 よりも縦横比が小さいＩＤＴ電極によって構成されている。また、実施例において、並列腕共振子 p 2 は、直列腕共振子 s 1 よりも縦横比が小さいＩＤＴ電極によって構成されている。

[0111] 図７は、実施例及び比較例のフィルタのフィルタ特性を示すグラフである。

[0112] 同図に示すフィルタ特性について、通過帯域（図中のＰＢ部分）に着目すると、実施例では、比較例に比べて通過帯域内のロスが抑制されていることが分かる。つまり、実施例では、比較例に比べて通過帯域内の低ロス化が図られている。

[0113] また、同図に示すフィルタ特性について、通過帯域高域側の減衰スロープ

に着目すると、実施例では、比較例に比べて、当該減衰スロープの急峻性が向上されていることが分かる。つまり、実施例では、比較例に比べて通過帯域高域側のキレが改善されている。

[0114] 以上説明したように、本実施の形態に係るフィルタ 10（弾性波フィルタ装置）によれば、並列腕共振子 p2（第2並列腕共振子）は、並列腕共振子 p1（第1並列腕共振子）に比べ、弾性波を励振する周波数が高く、かつ、縦横比が小さい IDT 電極 131 によって構成されている。ここで、本願発明者は鋭意検討の結果、次のことを見出した。すなわち、共振子単体のインピーダンス特性については、IDT 電極の縦横比が小さいほど共振周波数の Q が高くなり、逆に、IDT 電極の縦横比が大きいほど反共振周波数の Q が高くなる。また、フィルタ特性については、並列腕共振子 p2 の共振周波数の Q が高く、並列腕共振子 p1 の反共振周波数の Q が高いほど、通過帯域内の低ロス化及び通過帯域高域側のキレを改善することができる。したがって、並列腕共振子 p2 における IDT 電極 131 の縦横比を、並列腕共振子 p1 における IDT 電極 121 の縦横比より小さくすることにより、通過帯域内の低ロス化及び通過帯域高域側のキレの改善を図ることができる。

[0115] また、本実施の形態に係るフィルタ 10 によれば、並列腕共振子 p2 は、並列腕共振子 p1 に比べ、縦横比が小さい IDT 電極 131 によって構成されている。

[0116] ここで、共振子では、交叉幅 L（図 2 参照）が小さいほど、電極指抵抗が小さくなる。つまり、交叉幅を小さくすることにより、共振子において共振周波数の Q を劣化させる要因である直列抵抗を小さくすることができる。したがって、並列腕共振子 p2 における IDT 電極 131 の交叉幅 L_{p2} を小さく、すなわち縦横比を小さくすることにより、通過帯域内のさらなる低ロス化及び通過帯域高域側のキレのさらなる改善を図ることができる。

[0117] また、本実施の形態に係るフィルタ 10 によれば、直列腕共振子 s1 は、並列腕共振子 p1 に比べ、縦横比が小さい IDT 電極 111 によって構成されている。

[0118] ここで、フィルタ 10 の通過帯域は、直列腕共振子 s 1 の共振周波数と並列腕共振回路（本実施の形態では並列腕共振子 p 1 及び p 2 の並列接続回路）の低域側の反共振周波数とで形成される。上述したように、共振子単体のインピーダンス特性については、I D T 電極の縦横比が小さいほど共振周波数の Q が高くなり、逆に、I D T 電極の縦横比が大きいほど反共振周波数の Q が高くなる。このため、直列腕共振子 s 1 における I D T 電極 1 1 1 の縦横比を小さくすることにより、通過帯域内のさらなる低ロス化を図ることができる。

[0119] また、本実施の形態に係るフィルタ 10 によれば、直列腕共振子 s 1 は、並列腕共振子 p 2 に比べ、縦横比が大きい I D T 電極 1 1 1 によって構成されている。

[0120] I D T 電極で構成される共振子（弾性表面波共振子）では、交叉幅 L を小さくし過ぎると、弾性表面波の回折による損失（回折損）の影響が大きくなる。直列腕共振子 s 1 は、共振周波数が通過帯域を形成し、反共振周波数が通過帯域高域側の減衰極を形成する。このため、フィルタ特性の観点から、直列腕共振子 s 1 の交叉幅 L_{s1} を小さくすることには限界がある。一方、並列腕共振子 p 2 は、共振周波数が通過帯域高域側の減衰極を形成するものの、反共振周波数はフィルタ特性の形成にはあまり寄与しない。また、回折損は、共振周波数より高域側で発生するため、共振特性には大きな影響を及ぼしにくい。このため、フィルタ特性の観点から、並列腕共振子 p 2 の交差幅 L_{p2} を小さくすることには特に問題がない。

[0121] したがって、直列腕共振子 s 1 における I D T 電極 1 1 1 の縦横比を、並列腕共振子 p 2 における I D T 電極 1 3 1 の縦横比よりも大きくすることにより、直列腕共振子 s 1 の交差幅 L_{s1} が小さくなり過ぎることによる回折損の影響を抑制できる。このため、回折損によるフィルタ特性の劣化を抑制しつつ、通過帯域内の低ロス化及び通過帯域高域側のキレの改善を図ることができる。

[0122] （実施の形態 1 の変形例）

上記実施の形態では、並列腕共振子 p_1 及び p_2 は、互いに並列接続されて直列腕の同一ノード x_1 （ノード）に接続されているとした。しかし、並列腕共振子 p_1 及び p_2 は、互いに直列接続されて直列腕の同一ノード x_1 （ノード）に接続されていてもかまわない。そこで、実施の形態 1 の変形例に係るフィルタとして、このようなフィルタについて説明する。

[0123] 図 8 A は、実施の形態 1 の変形例に係るフィルタ 10 A の回路構成図である。図 8 B は、実施の形態 1 の変形例に係るフィルタ 10 A の電極構造を模式的に表す平面図である。

[0124] これらの図に示すフィルタ 10 A は、図 1 A 及び図 1 B に示したフィルタ 10 に比べて、並列腕共振子 p_1 及び p_2 が直列接続された状態で、入出力端子 11 m（第 1 入出力端子）と入出力端子 11 n（第 2 入出力端子）とを結ぶ経路の同一ノード x_1 とグランドとの間に接続されている点異なる。本変形例では、並列腕共振子 p_1 は、一方の端子がノード x_1 に接続され、他方の端子が並列腕共振子 p_2 の一方の端子に接続されている。並列腕共振子 p_2 は、一方の端子が並列腕共振子 p_1 の上記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。なお、並列腕共振子 p_1 及び p_2 の接続順序はこれに限らず、上記接続順序と逆であってもかまわない。

[0125] 図 9 は、実施の形態 1 の変形例に係るフィルタ 10 A の特性を表すグラフである。

[0126] 本変形例に係るフィルタ 10 A の特性についても、上記実施の形態 1 に係るフィルタ 10 の特性と同様に、並列腕共振子 p_1 の反共振周波数（図 9 中の F_{ap1} ）の Q 、及び、並列腕共振子 p_2 の共振周波数（図 9 中の F_{rp2} 部分）の Q が、通過帯域高域側のキレに影響を及ぼす。なお、このことに関する具体的なメカニズムについては、上記実施の形態 1 と同様であるため、詳細な説明を省略する。

[0127] また、本変形例に係るフィルタ 10 A についても、並列腕の回路の合成インピーダンス特性は、低域側の反共振周波数近傍において、並列腕共振子 p_1 の特性に並列腕共振子 p_2 の容量成分が合成された特性となる。このため

、並列腕共振子 p 1 の反共振周波数の Q を高くすることに加え、並列腕共振子 p 2 の容量成分の Q を高くする、つまり並列腕共振子 p 2 の直列抵抗を小さくすることにより、フィルタ 10 A の通過帯域内のロスを抑制することができる。

[0128] したがって、本変形例に係るフィルタ 10 A であっても、並列腕共振子 p 2 が並列腕共振子 p 1 に比べて縦横比が小さい I D T 電極によって構成されていることにより、実施の形態 1 と同様に、通過帯域高域側の低ロス化及びキレの改善を図ることができる。

[0129] (実施の形態 2)

上記実施の形態 1 及びその変形例に係るフィルタ (弾性波フィルタ装置) の構成は、通過帯域を可変できるチューナブルフィルタに適用することができる。そこで、実施の形態 2 に係るフィルタとして、このようなチューナブルフィルタについて適用例 1 ～ 5 を用いて説明する。具体的には、適用例 1 ～ 4 は、上記実施の形態 1 に係るフィルタ 10 のチューナブルフィルタへの適用例であり、適用例 5 は、上記実施の形態 1 の変形例に係るフィルタ 10 A のチューナブルフィルタへの適用例である。

[0130] 以下で説明する適用例 1 ～ 5 のチューナブルフィルタはいずれも、並列腕共振子 p 1 または並列腕共振子 p 2 に直列接続あるいは並列接続されたスイッチ素子を有し、当該スイッチ素子の導通 (オン) 及び非導通 (オフ) に応じて通過帯域が切り替えられる。ここで、スイッチ素子は、RF 信号処理回路 (RFIC: Radio Frequency Integrated Circuit) 等の制御部からの制御信号にしたがってオン及びオフする。

[0131] [適用例 1]

図 10 A は、実施の形態 2 の適用例 1 におけるフィルタ 20 A の回路構成図である。

[0132] 同図に示すフィルタ 20 A は、図 1 A に示したフィルタ 10 に比べて、さらに、並列腕共振子 p 1 及び p 2 (第 1 並列腕共振子及び第 2 並列腕共振子

）の少なくとも一方（本適用例では並列腕共振子 p 2）に直列接続され、かつ、互いに並列接続された一对のキャパシタ C 及びスイッチ SW を有する。これにより、フィルタ 20A は、スイッチ SW の導通及び非導通に応じて第 1 通過帯域と第 2 通過帯域とを切り替えることができる。具体的には、本適用例では、当該互いに並列接続された一对のキャパシタ C 及びスイッチ SW は、並列腕共振子 p 1 及び p 2 のうち並列腕共振子 p 2 のみに直列接続されている。

[0133] 言い換えると、フィルタ 20A は、フィルタ 10 に比べて、さらに、一对のキャパシタ C 及びスイッチ SW が並列接続された回路であるインピーダンス回路を有する。また、並列腕共振子 p 1 及び p 2 の少なくとも一方は、当該インピーダンス回路と直列接続されている。具体的には、本適用例では、並列腕共振子 p 2（第 2 並列腕共振子）が当該インピーダンス回路と直列接続されており、並列腕共振子 p 1（第 1 並列腕共振子）は、並列腕共振子 p 2 と当該インピーダンス回路とが直列接続された回路に対して並列接続されている。

[0134] つまり、本適用例では、キャパシタ C 及びスイッチ SW が並列接続された回路が、ノード x 1 とグラウンドとの間で並列腕共振子 p 2 に直列接続され、具体的には、グラウンドと並列腕共振子 p 2 との間で直列接続されている。なお、キャパシタ C 及びスイッチ SW は、ノード x 1 と並列腕共振子 p 2 との間に接続されていてもよい。

[0135] キャパシタ C は、本実施の形態では、並列腕共振子 p 2 に直列接続されたインピーダンス素子である。フィルタ 20A の通過帯域の周波数可変幅はキャパシタ C の定数に依存し、例えばキャパシタ C の定数が小さいほど周波数可変幅が広がる。このため、キャパシタ C の定数は、フィルタ 20A に要求される周波数仕様に応じて、適宜決定され得る。また、キャパシタ C は、バリギャップ及び DTC（Digital Tunable Capacitor）等の可変キャパシ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。

- [0136] スイッチSWは、一方の端子が並列腕共振子p2とキャパシタCとの接続ノードに接続され、他方の端子がグラウンドに接続された、例えばSPST (Single Pole Single Throw) 型のスイッチ素子である。スイッチSWは、制御部（図示せず）からの制御信号によって導通（オン）及び非導通（オフ）が切り替えられることにより、当該接続ノードとグラウンドとを導通または非導通とする。
- [0137] 例えば、スイッチSWは、GaAsもしくはCMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) となる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。これにより、スイッチSWを、1つのFETスイッチまたはダイオードスイッチにより構成できるので、フィルタ20Aを小型化することができる。
- [0138] これら並列腕共振子p1及びp2とキャパシタCとスイッチSWとは、入出力端子11mと入出力端子11nとを結ぶ経路上のノードx1とグラウンドとの間に接続された並列腕共振回路を構成する。すなわち、当該並列腕共振回路は、上記経路とグラウンドとを結ぶ1つの経路に設けられている。よって、フィルタ20Aは、直列腕共振子s1と当該並列腕共振回路とで構成された1段のラダー型のフィルタ構造を有している。
- [0139] この並列腕共振回路は、スイッチSWのオン（導通）及びオフ（非導通）の切り替えに応じて、共振周波数及び反共振周波数が、共に低域側または共に高域側に切り替えられる。このことについては、フィルタ20Aの特性と併せて後述する。
- [0140] 図10Bは、実施の形態2の適用例1におけるフィルタ20Aの特性を表すグラフである。具体的には、同図の(a)は、共振子単体（並列腕共振子p1及びp2ならびに直列腕共振子s1それぞれ）のインピーダンス特性を表すグラフである。同図の(b)は、スイッチSWがオンの場合及びオフの場合における並列腕共振回路（本適用例では並列腕共振子p1及びp2ならびにキャパシタC及びスイッチSWで構成される回路）の合成インピーダン

ス特性（合成特性）を比較して表すグラフである。なお、同図には直列腕共振子 s_1 のインピーダンス特性も併せて図示されている。同図の（c）は、スイッチ SW がオンの場合及びオフの場合におけるフィルタ特性を比較して表すグラフである。

[0141] なお、各共振子（並列腕共振子 p_1 及び並列腕共振子 p_2 ならびに直列腕共振子 s_1 ）の単体のインピーダンス特性ならびにスイッチ SW がオンの場合の特性については、上記実施の形態 1 の特性と同様である。このため、以下では、これらの事項について適宜簡略化して説明する。

[0142] つまり、スイッチ SW がオンの場合には、フィルタ 20A は、並列腕共振回路の 2 つの反共振周波数のうち低域側の反共振周波数と直列腕共振子 s_1 の共振周波数 f_{rs1} によって通過帯域が規定され、並列腕共振子 p_1 の共振周波数 f_{rp1} によって通過帯域低域側の極（減衰極）が規定され、並列腕共振子 p_2 の共振周波数 f_{rp2} 及び直列腕共振子 s_1 の反共振周波数 f_{as1} によって通過帯域高域側の極（減衰極）が規定される、第 1 通過特性を有する。

[0143] 一方、スイッチ SW がオフの場合には、並列腕共振回路のインピーダンス特性は、キャパシタ C の影響を受ける特性となる。つまり、この場合には、2 つの並列腕共振子（並列腕共振子 p_1 及び p_2 ）とキャパシタ C との合成特性が並列腕共振回路のインピーダンス特性となる。

[0144] 本適用例では、スイッチ SW がオフの場合には並列腕共振子 p_2 のみにキャパシタ C が付加される。このため、同図の（b）の黒い矢印で示すように、スイッチ SW がオンからオフに切り替わると、並列腕共振回路のインピーダンス特性（図中の並列腕の合成特性）において、2 つの共振周波数のうち高域側の共振周波数、及び、2 つの反共振周波数のうち低域側の反共振周波数が、共に高域側に切り替わる。

[0145] ここで、並列腕共振回路の低域側の反共振周波数と高域側の共振周波数とは、フィルタ 20A の通過帯域高域側の減衰スロープを規定する。したがって、同図の（c）に示すように、スイッチ SW がオンからオフに切り替わる

ことにより、フィルタ 20A の通過特性は、第 1 特性から通過帯域高域側の減衰スロープの急峻性を維持しつつ高域側にシフトした第 2 特性へと切り替わる。言い換えると、フィルタ 20A は、スイッチ SW の導通及び非導通の切り替えに応じて、通過帯域高域側の減衰極の周波数を切り替えつつ、通過帯域高域端における挿入損失の増大を抑制しながら第 1 特性と第 2 特性を切り替えることができる。

[0146] このようなフィルタ 20A であっても、並列腕共振子 p2 が並列腕共振子 p1 に比べて縦横比が小さい IDT 電極によって構成されていることにより、第 1 通過特性及び第 2 通過特性のそれぞれについて、実施の形態 1 と同様に、通過帯域高域側の低ロス化及びキレの改善を図ることができる。つまり、フィルタ 20A は、通過帯域高域側の低ロス化及びキレの改善を図ることができるチューナブルフィルタを構成する。

[0147] なお、インピーダンス素子はキャパシタに限らず、例えばインダクタであってもかまわない。インピーダンス素子としてインダクタを用いた場合、上記の構成に比べて、スイッチ SW のオン及びオフが切り替えられた場合の減衰スロープのシフト方向が異なる。具体的には、スイッチ SW がオフの場合の第 2 通過特性は、スイッチ SW がオンの場合の第 1 通過特性に比べて、減衰スロープが低域側にシフトすることになる。また、このとき、フィルタ 20A の通過帯域の周波数可変幅はインダクタの定数に依存し、例えばインダクタの定数が大きいほど周波数可変幅が広くなる。このため、インダクタの定数は、フィルタ 20A に要求される周波数仕様に応じて、適宜決定され得る。また、このとき、インダクタは、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。

[0148] [適用例 2]

図 11A は、実施の形態 2 の適用例 2 におけるフィルタ 20B の回路構成図である。

- [0149] 同図に示すフィルタ20Bは、図10Aに示したフィルタ20Aに比べて、互いに並列接続された一对のキャパシタC及びスイッチSWが、並列腕共振子p1及びp2のうち並列腕共振子p1のみに直列接続されている点異なる。
- [0150] 言い換えると、フィルタ20Aでは、一对のキャパシタC及びスイッチSWが並列接続された回路であるインピーダンス回路に対して並列腕共振子p2が直列接続されていた。これに対し、フィルタ20Bでは、並列腕共振子p1（第1並列腕共振子）が当該インピーダンス回路と直列接続されており、並列腕共振子p2（第2並列腕共振子）は、並列腕共振子p1と当該インピーダンス回路とが直列接続された回路に対して並列接続されている。
- [0151] 図11Bは、実施の形態2の適用例2におけるフィルタ20Bの特性を表すグラフである。具体的には、同図の（a）及び（b）は、図10Bの（a）及び（b）と同様に、共振子単体のインピーダンス特性及び並列腕共振回路の合成インピーダンス特性を表すグラフである。同図の（c）は、スイッチSWがオンの場合及びオフの場合におけるフィルタ特性を比較して表すグラフである。
- [0152] 本適用例では、スイッチSWがオフの場合には並列腕共振子p1のみにキャパシタCが付加される。このため、同図の（b）の黒い矢印で示すように、スイッチSWがオンからオフに切り替わると、並列腕共振回路のインピーダンス特性（図中の並列腕の合成特性）において、2つの共振周波数のうち低域側の共振周波数、及び、2つの反共振周波数のうち低域側の反共振周波数が、共に高域側にシフトする。
- [0153] ここで、並列腕共振回路の低域側の反共振周波数と低域側の共振周波数とは、フィルタ20Bの通過帯域低域側の減衰スロープを規定する。したがって、同図の（c）に示すように、スイッチSWがオンからオフに切り替わることにより、フィルタ20Bの通過特性は、第1通過特性から通過帯域低域側の減衰スロープの急峻性を維持しつつ高域側にシフトした第2通過特性へと切り替わる。言い換えると、フィルタ20Bは、スイッチSW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を切り替えることができるとともに、通過帯域低域端の挿入損失の増大を抑制できる。

[0154] このようなフィルタ 20B であっても、並列腕共振子 p_2 が並列腕共振子 p_1 に比べて縦横比が小さい I D T 電極によって構成されていることにより、第 1 通過特性及び第 2 通過特性のそれぞれについて、実施の形態 1 と同様に、通過帯域高域側の低ロス化及びキレの改善を図ることができる。つまり、フィルタ 20B は、通過帯域高域側の低ロス化及びキレの改善を図ることができるチューナブルフィルタを構成する。

[0155] [適用例 3]

図 12A は、実施の形態 2 の適用例 3 におけるフィルタ 20C の回路構成図である。

[0156] 同図に示すフィルタ 20C は、通過帯域高域側及び通過帯域低域側の減衰スロープを共にシフトさせる。具体的には、フィルタ 20C は、図 11A に示したフィルタ 20B が有する一対のキャパシタ C（インピーダンス素子）及びスイッチ SW に相当するキャパシタ C1 及びスイッチ SW1 を備える。また、さらに、フィルタ 20C は、図 10A に示したフィルタ 20A が有する一対のキャパシタ C（インピーダンス素子）及びスイッチ SW に相当するキャパシタ C2 及びスイッチ SW2 を備える。

[0157] 言い換えると、フィルタ 20A 及び 20B では、一対のキャパシタ C 及びスイッチ SW が並列接続された回路であるインピーダンス回路を 1 つ有した。これに対し、フィルタ 20C では、当該インピーダンス回路を 2 つ有する。また、並列腕共振子 p_1 （第 1 並列腕共振子）は、2 つのインピーダンス回路のうち一方のインピーダンス回路と直列接続されている。一方、並列腕共振子 p_2 （第 2 並列腕共振子）は、2 つのインピーダンス回路のうち他方のインピーダンス回路と直列接続されている。また、並列腕共振子 p_1 と一方のインピーダンス回路とが直列接続された回路と、並列腕共振子 p_2 と他方のインピーダンス回路とが直列接続された回路とは、並列接続されている。

[0158] 図12Bは、実施の形態2の適用例3におけるフィルタ20Cの特性を表すグラフである。具体的には、同図の(a)及び(b)は、図10Bの(a)及び(b)と同様に、共振子単体のインピーダンス特性及び並列腕共振回路（本適用例では並列腕共振子p1、p2、キャパシタC1、C2及びスイッチSW1、SW2で構成される回路）の合成インピーダンス特性を表すグラフである。同図の(c)は、スイッチSW1及びSW2が共にオンの場合またはオフの場合におけるフィルタ特性を比較して表すグラフである。

[0159] 本適用例では、スイッチSW1及びSW2共にオフ時には、並列腕共振子p1にはキャパシタC1が付加され、並列腕共振子p2にはキャパシタC2が付加される。このため、同図の(b)の黒い矢印で示すように、スイッチSW1及びSW2がオンからオフに共に切り替わると、並列腕共振回路のインピーダンス特性（図中の並列腕の合成特性）において、2つの共振周波数の双方、及び、2つの反共振周波数のうち低域側の反共振周波数が、共に高域側にシフトする。

[0160] したがって、同図の(c)に示すように、スイッチSW1及びSW2が共にオンからオフに切り替わることにより、フィルタ20Cの通過特性は、第1通過特性から通過帯域高域側及び通過帯域低域側の減衰スロープが急峻性を維持しつつ高域側にシフトした第2通過特性へと切り替わる。言い換えると、フィルタ20Cは、スイッチSW1及びWS2の導通及び非導通の切り替えに応じて、通過帯域高域側及び通過帯域低域側の減衰極の周波数を切り替えることができるとともに、通過帯域高域端及び通過帯域低域端の挿入損失の増大を抑制できる。このため、例えば、フィルタ20Cは、帯域幅を維持しつつ、中心周波数を切り替えることができる。

[0161] このようなフィルタ20Cであっても、並列腕共振子p2が並列腕共振子p1に比べて縦横比が小さいIDT電極によって構成されていることにより、第1通過特性及び第2通過特性のそれぞれについて、実施の形態1と同様に、通過帯域高域側の低ロス化及びキレの改善を図ることができる。つまり、フィルタ20Cは、通過帯域高域側の低ロス化及びキレの改善を図ること

ができるチューナブルフィルタを構成する。

[0162] なお、フィルタ20Cにおいて、スイッチSW1及びSW2のオン及びオフは、共に切り替えられなくてもよく、個別に切り替えられてもかまわない。ただし、スイッチSW1及びSW2のオン及びオフが共に切り替えられる場合、スイッチSW1及びSW2を制御する制御線の本数を削減できるため、フィルタ20Cの構成の簡素化が図られる。

[0163] 一方、スイッチSW1及びSW2のオン及びオフが個別に切り替えられる場合、フィルタ20Cによって切り替え可能な通過帯域のバリエーションを増やすことができる。

[0164] 具体的には、フィルタ20Aについて説明したように、並列腕共振子p2に直列接続されたスイッチSW2のオン及びオフに応じて、通過帯域の高域端を可変することができる。また、フィルタ20Bについて説明したように、並列腕共振子p1に直列接続されたスイッチSW1のオン及びオフに応じて、通過帯域の低域端を可変することができる。

[0165] したがって、スイッチSW1及びSW2を共にオンまたは共にオフすることにより、通過帯域の低域端及び高域端を共に低域側または高域側にシフトすることができる。すなわち、通過帯域の中心周波数を低域側または高域側にシフトすることができる。また、スイッチSW1及びSW2の一方をオンからオフにするとともに他方をオフからオンにすることにより、通過帯域の低域端及び高域端の双方をこれらの周波数差が広がるまたは狭まるようにシフトすることができる。すなわち、通過帯域の中心周波数を略一定にしつつ、通過帯域幅を可変することができる。また、スイッチSW1及びSW2の一方をオンまたはオフとした場合に他方をオン及びオフすることにより、通過帯域の低域端及び高域端の一方を固定した状態で他方を低域側または高域側にシフトすることができる。すなわち、通過帯域の低域端または高域端を可変することができる。

[0166] このように、キャパシタC1及びC2及びスイッチSW1及びSW2を有することにより、通過帯域を可変する自由度を高めることができる。

[0167] [適用例 4]

図 1 3 A は、実施の形態 2 の適用例 4 におけるフィルタ 2 0 D の回路構成図である。

[0168] 同図に示すフィルタ 2 0 D は、図 1 0 A に示したフィルタ 2 0 A に比べて、互いに並列接続された一対のキャパシタ C 及びスイッチ SW が、並列腕共振子 p 1 と並列腕共振子 p 2 とが並列接続された回路に対し直列接続されている点異なる。

[0169] 言い換えると、フィルタ 2 0 D では、並列腕共振子 p 1（第 1 並列腕共振子）と並列腕共振子 p 2（第 2 並列腕共振子）とは並列接続されている。また、一対のキャパシタ C 及びスイッチ SW が並列接続された回路であるインピーダンス回路は、並列腕共振子 p 1 と並列腕共振子 p 2 とが並列接続された回路に対して直列接続されている。

[0170] 図 1 3 B は、実施の形態 2 の適用例 4 におけるフィルタ 2 0 D の特性を表すグラフである。具体的には、同図の（a）及び（b）は、図 1 0 B の（a）及び（b）と同様に、共振子単体のインピーダンス特性及び並列腕共振回路の合成インピーダンス特性を表すグラフである。同図の（c）は、スイッチ SW がオンの場合及びオフの場合におけるフィルタ特性を比較して表すグラフである。

[0171] 本適用例では、スイッチ SW がオフの場合には並列接続された並列腕共振子 p 1 及び p 2 に対してキャパシタ C が付加される。このため、同図の（b）の黒い矢印で示すように、スイッチ SW がオンからオフに切り替わると、並列腕共振回路のインピーダンス特性（図中の並列腕の合成特性）において、2 つの反共振周波数はいずれもシフトせずに、2 つの共振周波数の双方が共に高域側にシフトする。

[0172] したがって、同図の（c）に示すように、スイッチ SW がオンからオフに切り替わることにより、フィルタ 2 0 D の通過特性は、第 1 通過特性から通過帯域両側の極（減衰極）が共に高域側にシフトした第 2 通過特性へと切り替わる。

[0173] このようなフィルタ 20Dであっても、並列腕共振子 p2 が並列腕共振子 p1 に比べて縦横比が小さい IDT 電極によって構成されていることにより、第 1 通過特性及び第 2 通過特性のそれぞれについて、実施の形態 1 と同様に、通過帯域高域側の低ロス化及びキレの改善を図ることができる。つまり、フィルタ 20D は、通過帯域高域側の低ロス化及びキレの改善を図ることができるチューナブルフィルタを構成する。

[0174] [適用例 5]

図 14A は、実施の形態 2 の適用例 5 におけるフィルタ 20E の回路構成図である。

[0175] 同図に示すフィルタ 20E は、図 8A に示したフィルタ 10A に比べて、さらに、並列腕共振子 p1 及び p2（第 1 並列腕共振子及び第 2 並列腕共振子）の一方の並列腕共振子に並列接続されたスイッチ SW を有する。また、並列腕共振子 p1 及び p2 の他方の並列腕共振子は、当該一方の並列腕共振子とスイッチ SW とが並列接続された回路に対して直列接続されている。

[0176] 本適用例では、スイッチ SW は、並列腕共振子 p2 に並列接続されている。なお、フィルタ 20E への要求仕様により、並列腕共振子 p2 の回折損による影響が許容される場合等には、スイッチ SW は、並列腕共振子 p1 に並列接続されていてもかまわない。

[0177] 図 14B は、実施の形態 2 の適用例 5 におけるフィルタ 20E の特性を表すグラフである。具体的には、同図の (a) 及び (b) は、図 10B の (a) 及び (b) と同様に、共振子単体のインピーダンス特性及び並列腕共振回路（本適用例では並列腕共振子 p1、p2 及びスイッチ SW で構成される回路）の合成インピーダンス特性を表すグラフである。同図の (c) は、スイッチ SW がオンの場合及びオフの場合におけるフィルタ特性を比較して表すグラフである。

[0178] 本適用例では、スイッチ SW がオンの場合には、並列腕共振回路のインピーダンス特性（図中の並列腕の合成特性）は、並列腕共振子 p1 単体のインピーダンス特性となる。一方、スイッチ SW がオフの場合には、並列腕共振

子 p 1 に対して並列腕共振子 p 2 が付加される。このため、同図の (b) の黒い矢印で示すように、スイッチ SW がオンからオフに切り替わると、並列腕共振回路のインピーダンス特性 (図中の並列腕の合成特性) は、並列腕共振子 p 1 及び p 2 の直列接続回路の合成インピーダンス特性となる。

[0179] したがって、同図の (c) に示すように、スイッチ SW がオンからオフに切り替わることにより、フィルタ 20E の通過特性は、通過帯域低域側の減衰極が高域側にシフトすると共に、通過帯域高域側に減衰極が追加される (図中の Pole H) ため、通過帯域高域側の減衰を得ることも可能になる。言い換えると、フィルタ 20E は、スイッチ SW のオン及びオフ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ことができるとともに、通過帯域高域側の減衰極の数を切り替えることができる。

[0180] このようなフィルタ 20E であっても、並列腕共振子 p 2 が並列腕共振子 p 1 に比べて縦横比が小さい IDT 電極によって構成されていることにより、並列腕共振子 p 1 に並列腕共振子 p 2 が付加されたときの特性について、実施の形態 1 と同様に、通過帯域高域側の低ロス化及びキレの改善を図ることができる。つまり、フィルタ 20E は、通過帯域高域側の低ロス化及びキレの改善を図ることができるチューナブルフィルタを構成する。

[0181] (実施の形態 3)

以上の実施の形態 1 及び 2 ならびにその変形例で説明したフィルタ (弾性波フィルタ装置) は、マルチプレクサ及び高周波フロントエンド回路等に適用することができる。

[0182] 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。

[0183] 図 15 は、実施の形態 3 に係る高周波フロントエンド回路 1 及びその周辺回路の構成図である。同図には、高周波フロントエンド回路 1 と、アンテナ素子 2 と、RF 信号処理回路 (RFIC) 3 とが示されている。高周波フロントエンド回路 1、アンテナ素子 2 及び RFIC 3 は、通信装置 4 を構成している。アンテナ素子 2、高周波フロントエンド回路 1、及び RFIC 3 は

、例えば、マルチモード／マルチバンド対応の携帯電話のフロントエンド部に配置される。

[0184] アンテナ素子 2 は、高周波信号を送受信する、例えば 3 G P P (T h i r d G e n e r a t i o n P a r t n e r s h i p P r o j e c t) 等の通信規格に準拠したで用いられるマルチバンド対応のアンテナである。なお、アンテナ素子 2 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 2 は、通信装置 4 に内蔵されておらず、通信装置 4 とは別に設けられていてもかまわない。

[0185] 高周波フロントエンド回路 1 は、アンテナ素子 2 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 1 は、R F I C 3 から出力された高周波送信信号を、送信側信号経路を介してアンテナ素子 2 に伝達する。また、高周波フロントエンド回路 1 は、アンテナ素子 2 で受信された高周波受信信号を、受信側信号経路を介して R F I C 3 に伝達する。

[0186] 高周波フロントエンド回路 1 は、デュプレクサ 1 2 0 と、送信増幅回路 1 4 0 と、受信増幅回路 1 6 0 とを備える。

[0187] デュプレクサ 1 2 0 は、送信側フィルタ 1 2 0 T x 及び受信側フィルタ 1 2 0 R x を有し、これらの少なくとも一方に上記説明した弾性波フィルタ装置を備えるマルチプレクサである。送信側フィルタ 1 2 0 T x 及び受信側フィルタ 1 2 0 R x は、アンテナ側の入出力端子が束ねられてアンテナ素子 2 に接続され、他の端子が送信増幅回路 1 4 0 または受信増幅回路 1 6 0 に接続されている。

[0188] 送信増幅回路 1 4 0 は、R F I C 3 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。

[0189] 受信増幅回路 1 6 0 は、アンテナ素子 2 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。

[0190] R F I C 3 は、アンテナ素子 2 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、RFIC3は、アンテナ素子2から高周波フロントエンド回路1の受信側信号経路を介して入力された高周波受信信号を、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、RFIC3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送信信号を高周波フロントエンド回路1の送信側信号経路に出力する。

[0191] このような高周波フロントエンド回路1によれば、上記説明した弾性波フィルタ装置を備えることにより、低ロス化と高選択度化（自帯域に隣接する他の帯域との相互干渉の抑制）との両立を図ることができる。このため、マルチバンドに対応する通信装置4に適用される高周波フロントエンド回路1として、特に有用である。

[0192] （実施の形態3の変形例）

以上の実施の形態1及び2ならびにその変形例で説明したフィルタ（弾性波フィルタ装置）は、実施の形態3に係る高周波フロントエンド回路1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、本変形例では、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。

[0193] 図16は、実施の形態3の変形例に係る高周波フロントエンド回路1Aの構成図である。

[0194] 同図に示すように、高周波フロントエンド回路1Aは、アンテナ端子ANTと送信端子Tx1及びTx2ならびに受信端子Rx1及びRx2を備え、アンテナ端子ANT側から順に、複数のスイッチにより構成されるスイッチ群110と、複数のフィルタにより構成されるフィルタ群120Aと、送信側スイッチ130A及び130Bならびに受信側スイッチ150A、150B及び150Cと、送信増幅回路140A及び140Bならびに受信増幅回路160A及び160Bとを備える。

[0195] スイッチ群110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A N T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S P S T型のスイッチによって構成される。なお、アンテナ端子A N T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1 Aは、キャリアアグリゲーションに対応してもかまわない。

[0196] フィルタ群1 2 0 Aは、例えば次の帯域を通過帯域に有する複数のフィルタ（デュプレクサを含む）によって構成される。具体的には、当該帯域は、
(i) B a n d 1 2の送信帯域、(ii) B a n d 1 3の送信帯域、(iii) B a n d 1 4の送信帯域、(iv) B a n d 2 7（またはB a n d 2 6）の送信帯域、(v) B a n d 2 9及びB a n d 1 4（またはB a n d 1 2、B a n d 6 7及びB a n d 1 3）の受信帯域、(vi-Tx) B a n d 6 8及びB a n d 2 8 a（またはB a n d 6 8及びB a n d 2 8 b）の送信帯域、(vi-Rx) B a n d 6 8及びB a n d 2 8 a（またはB a n d 6 8及びB a n d 2 8 b）の受信帯域、(vii-Tx) B a n d 2 0の送信帯域、(vii-Rx) B a n d 2 0の受信帯域、(viii) B a n d 2 7（またはB a n d 2 6）の受信帯域、(ix-Tx) B a n d 8の送信帯域、ならびに、(ix-Rx) B a n d 8の受信帯域、である。

[0197] 送信側スイッチ1 3 0 Aは、ローバンド側の複数の送信側信号経路に接続された複数の選択端子と送信増幅回路1 4 0 Aに接続された共通端子とを有するスイッチ回路である。送信側スイッチ1 3 0 Bは、ハイバンド側の複数の送信側信号経路に接続された複数の選択端子と送信増幅回路1 4 0 Bに接続された共通端子とを有するスイッチ回路である。これら送信側スイッチ1 3 0 A及び1 3 0 Bは、フィルタ群1 2 0 Aの前段（ここでは送信側信号経路における前段）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スイッチ回路である。これにより、送信増幅回路1 4 0 A及び1 4 0 Bで増幅された高周波送信信号は、フィルタ群1 2 0 Aの所定のフィルタを介してアンテナ端子A N Tからアンテナ素子2（図1 5参照）に出力される。

[0198] 受信側スイッチ 150A 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 160A 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 150B は、所定のバンド（ここでは Band 20）の受信側信号経路に接続された共通端子と、受信側スイッチ 150A の共通端子及び受信側スイッチ 150B の共通端子に接続された 2 つの選択端子とを有するスイッチ回路である。受信側スイッチ 150C 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 160B 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 150A ~ 150C は、フィルタ群 120A 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受信信号は、フィルタ群 120A の所定のフィルタを介して、受信増幅回路 160A 及び 160B で増幅されて、受信端子 Rx1 及び Rx2 から RFIC3（図 15 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。

[0199] 送信増幅回路 140A は、ローバンドの高周波送信信号を電力増幅するパワーアンプであり、送信増幅回路 140B は、ハイバンドの高周波送信信号を電力増幅するパワーアンプである。

[0200] 受信増幅回路 160A 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 160B 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。

[0201] このように構成された高周波フロントエンド回路 1A は、(iv) Band 27（または Band 26）の送信帯域を通過帯域に有するフィルタとして、実施の形態 2 の適用例 1 に係るフィルタ 20A 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 27 の送信帯域と Band 26 の送信帯域とで切り替える。

[0202] また、高周波フロントエンド回路 1A は、(vi-Rx) Band 68 及び B

a n d 2 8 a（またはB a n d 6 8及びB a n d 2 8 b）の受信帯域を通過帯域に有する受信フィルタとして、実施の形態2の適用例2に係るフィルタ2 0 Bを備え、（vi-Tx）B a n d 6 8及びB a n d 2 8 a（またはB a n d 6 8及びB a n d 2 8 b）の送信帯域を通過帯域に有する送信フィルタとして、実施の形態2の適用例3に係るフィルタ2 0 Cを備える。つまり、当該送信フィルタ及び当該受信フィルタによって構成されるデュプレクサは、制御信号にしたがって、通過帯域を、B a n d 6 8及びB a n d 2 8 aの送信帯域及び受信帯域とB a n d 6 8及びB a n d 2 8 bの送信帯域及び受信帯域とで切り替える。

[0203] また、高周波フロントエンド回路1 Aは、（viii）B a n d 2 7（またはB a n d 2 6）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2の適用例2に係るフィルタ2 0 B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、B a n d 2 7の送信帯域とB a n d 2 6の送信帯域とで切り替える。

[0204] 以上のように構成された高周波フロントエンド回路1 Aによれば、上記実施の形態2の適用例1～3に係るフィルタ2 0 A～2 0 C（弾性波フィルタ装置）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。

[0205] また、本実施の形態に係る高周波フロントエンド回路1 Aによれば、フィルタ群1 2 0 A（複数の弾性波フィルタ装置）の前段または後段に設けられた送信側スイッチ1 3 0 A及び1 3 0 Bならびに受信側スイッチ1 5 0 A～1 5 0 C（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、複数の弾性波フィルタ装置に対応する送信増幅回路1 4 0 A及び1 4 0 Bあるいは受信増幅回路1 6 0 A及び1 6 0 B（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1 Aの小型化及び低コスト化が可能となる。

[0206] なお、送信側スイッチ1 3 0 A及び1 3 0 Bならびに受信側スイッチ1 5

0A～150Cは、少なくとも1つが設けられていればよい。また、送信側スイッチ130A及び130Bの個数、ならびに、受信側スイッチ150A～150Cの個数は、上記説明した個数に限らず、例えば、1つの送信側スイッチと1つの受信側スイッチとが設けられていてもかまわない。また、送信側スイッチ及び受信側スイッチの選択端子等の個数も、本実施の形態に限らず、それぞれ2つであってもかまわない。

[0207] また、フィルタ群に含まれる複数のフィルタのうち、少なくとも1つのフィルタに実施の形態1及びその変形例に係るフィルタの構成が適用されていてもかまわない。

[0208] (その他の実施の形態)

以上、本発明の実施の形態に係る弾性波フィルタ装置及び高周波フロントエンド回路について、実施の形態1～3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、本発明に係る弾性波フィルタ装置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。

[0209] 例えば、上述した高周波フロントエンド回路とRFIC3（RF信号処理回路）とを備える通信装置4も本発明に含まれる。このような通信装置4によれば、低ロス化と高選択度化を図ることができる。

[0210] また、直列腕共振子s1ならびに並列腕共振子p1及びp2におけるIDT電極のデューティ比は同じであっても異なってもかまわない。ただし、フィルタ特性を向上する観点からは、並列腕共振子p2におけるIDT電極131のデューティ比が、並列腕共振子p1におけるIDT電極121のデューティ比より大きいことが好ましい。

[0211] 図17は、このように構成されたフィルタ10Bの電極構造を模式的に表す平面図である。

[0212] 同図に示すように、並列腕共振子 p_{32} （第2並列腕共振子）における I D T 電極 331 は、並列腕共振子 p_1 （第1並列腕共振子）における I D T 電極 121 よりも、複数の電極指のピッチに対する複数の電極指の幅の比であるデューティ比が大きい。具体的には、並列腕共振子 p_1 の I D T 電極 121 の複数の電極指の幅を W_{p1} とし、隣り合う電極指間のスペース幅を S_{p1} とする。並列腕共振子 p_{32} の I D T 電極 331 の電極指の幅を W_{p32} とし、隣り合う電極指間のスペース幅を S_{p32} とする。このとき、I D T 電極 331 のデューティ比である $W_{p32} / (W_{p32} + S_{p32})$ は、I D T 電極 121 のデューティ比である幅 $W_{p1} / (W_{p1} + S_{p1})$ よりも大きい。つまり、ここでは、並列腕共振子 p_{32} における I D T 電極 331 は、並列腕共振子 p_1 における I D T 電極 121 よりも、縦横比が小さく、かつ、デューティ比が大きい。

[0213] 本願発明者は、共振子における I D T 電極の縦横比だけでなく共振子における I D T 電極のデューティ比に依存して当該共振子の共振周波数及び反共振周波数の Q が変わることを利用して、フィルタ特性を改善できることを見出した。すなわち、共振子単体のインピーダンス特性については、I D T 電極の縦横比が小さくデューティ比が大きいほど共振周波数の Q が高くなり、逆に、I D T 電極の縦横比が大きくデューティ比が小さいほど反共振周波数の Q が高くなる。また、フィルタ特性については、並列腕共振子 p_{32} の共振周波数の Q が高く、並列腕共振子 p_1 の反共振周波数の Q が高いほど、通過帯域内の低ロス化及び通過帯域高域側のキレを改善することができる。したがって、並列腕共振子 p_{32} における I D T 電極のデューティ比を並列腕共振子 p_1 における I D T 電極のデューティ比より大きくし、かつ、並列腕共振子 p_{32} における I D T 電極の縦横比を並列腕共振子 p_1 における I D T 電極の縦横比より小さくする。これにより、通過帯域内のさらなる低ロス化及び通過帯域高域側のキレのさらなる改善を図ることができる。

[0214] また、直列腕共振子 s_1 は、弾性表面波を用いた弾性波共振子に限らず、例えば、バルク波または弾性境界波を用いた弾性波共振子によって構成され

ていてもかまわない。つまり、直列腕共振子 s 1 は、I D T 電極を有さなくてもかまわない。このような直列腕共振子 s 1 を有する弾性波フィルタ装置であっても、弾性波共振子は一般的に高 Q の特性を示すため、低ロス化と高選択度化（自帯域に隣接する他の帯域との相互干渉の抑制）との両立を図ることができる。

[0215] また、直列腕共振子 s 1 における I D T 電極 1 1 1 は、第 2 並列腕共振子における I D T 電極（上記説明では、並列腕共振子 p 2 における I D T 電極 1 3 1 または並列腕共振子 p 3 2 における I D T 電極 3 3 1）に比べ、縦横比が同等または大きくてもかまわない。さらには、直列腕共振子 s 1 における I D T 電極 1 1 1 は、並列腕共振子 p 1（第 1 並列腕共振子）における I D T 電極 1 2 1 に比べ、縦横比が同等または大きくてもかまわない。

[0216] また、低ロス化の観点からは各共振子が反射器を有することが好ましいが、例えば実装レイアウト等の制約がある場合には、共振子は反射器を有していなくてもかまわない。

[0217] 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、当該インダクタには、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

[0218] 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、マルチプレクサ、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

[0219] 1、1 A 高周波フロントエンド回路
2 アンテナ素子
3 R F I C（R F 信号処理回路）
4 通信装置
1 0、1 0 A、1 0 B、2 0 A～2 0 E フィルタ（弾性波フィルタ装

置)

1 1 m 入出力端子 (第 1 入出力端子)

1 1 n 入出力端子 (第 2 入出力端子)

1 0 1、1 1 1、1 2 1、1 3 1、3 3 1 I D T 電極

1 0 1 a、1 0 1 b 櫛歯電極

1 0 1 g 密着層

1 0 1 h 主電極層

1 0 2 圧電基板

1 0 3 保護層

1 1 0 a、1 1 0 b 電極指

1 1 1 a、1 1 1 b バスバー電極

1 1 2、1 2 2、1 3 2 反射器

1 2 0 デュプレクサ

1 2 0 A フィルタ群

1 2 0 R x 受信側フィルタ

1 2 0 T x 送信側フィルタ

1 3 0 A、1 3 0 B 送信側スイッチ

1 4 0、1 4 0 A、1 4 0 B 送信増幅回路

1 5 0 A ~ 1 5 0 C 受信側スイッチ

1 6 0、1 6 0 A、1 6 0 B 受信増幅回路

C、C 1、C 2 キャパシタ (インピーダンス素子)

p 1、p 2 並列腕共振子

s 1 直列腕共振子 (直列腕共振回路)

SW、SW 1、SW 2 スイッチ (スイッチ素子)

請求の範囲

- [請求項1] 第1入出力端子と第2入出力端子とを結ぶ経路上に接続された直列腕共振回路と、
前記経路上の同一ノードとグラウンドとの間に接続された第1並列腕共振子及び第2並列腕共振子と、を有し、
前記第2並列腕共振子における共振周波数は、前記第1並列腕共振子における共振周波数よりも高く、
前記第2並列腕共振子における反共振周波数は、前記第1並列腕共振子における反共振周波数よりも高く、
前記第1並列腕共振子及び前記第2並列腕共振子は、IDT電極を有する弾性波共振子からなり、
前記第2並列腕共振子における前記IDT電極は、前記第1並列腕共振子における前記IDT電極よりも、複数の電極指の対数に対する複数の電極指の交叉幅の比である縦横比が小さい、
弾性波フィルタ装置。
- [請求項2] 前記第2並列腕共振子における前記IDT電極は、前記第1並列腕共振子における前記IDT電極よりも、前記交叉幅が小さいことにより前記縦横比が小さい、
請求項1に記載の弾性波フィルタ装置。
- [請求項3] 前記第2並列腕共振子における前記IDT電極は、前記第1並列腕共振子における前記IDT電極よりも、前記対数が多いことにより前記縦横比が小さい、
請求項1または2に記載の弾性波フィルタ装置。
- [請求項4] 前記直列腕共振回路は、IDT電極を有する弾性波共振子を有し、
前記直列腕共振回路における前記IDT電極は、前記第1並列腕共振子における前記IDT電極よりも、前記縦横比が小さい、
請求項1～3のいずれか1項に記載の弾性波フィルタ装置。
- [請求項5] 前記直列腕共振回路における前記IDT電極は、前記第2並列腕共

振子における前記 I D T 電極よりも、前記縦横比が大きい、

請求項 1 ～ 4 のいずれか 1 項に記載の弾性波フィルタ装置。

[請求項6] さらに、一对のインピーダンス素子及びスイッチ素子が並列接続されたインピーダンス回路を有し、

前記第 1 並列腕共振子及び前記第 2 並列腕共振子のうち少なくとも一方は、前記インピーダンス回路と直列接続されている、

請求項 1 ～ 5 のいずれか 1 項に記載の弾性波フィルタ装置。

[請求項7] 前記第 2 並列腕共振子は、前記インピーダンス回路と直列接続され、

前記第 1 並列腕共振子は、前記第 2 並列腕共振子と前記インピーダンス回路とが直列接続された回路に対して並列接続されている、

請求項 6 に記載の弾性波フィルタ装置。

[請求項8] 前記第 1 並列腕共振子は、前記インピーダンス回路と直列接続され、

前記第 2 並列腕共振子は、前記第 1 並列腕共振子と前記インピーダンス回路とが直列接続された回路に対して並列接続されている、

請求項 6 に記載の弾性波フィルタ装置。

[請求項9] 前記第 1 並列腕共振子と前記第 2 並列腕共振子とは並列接続されており、

前記インピーダンス回路は、前記第 1 並列腕共振子と前記第 2 並列腕共振子とが並列接続された回路に対して直列接続されている、

請求項 6 に記載の弾性波フィルタ装置。

[請求項10] さらに、一对のインピーダンス素子及びスイッチ素子が並列されたインピーダンス回路を 2 つ有し、

前記第 1 並列腕共振子は、2 つの前記インピーダンス回路のうち一方のインピーダンス回路と直列接続され、

前記第 2 並列腕共振子は、2 つの前記インピーダンス回路のうち他方のインピーダンス回路と直列接続され、

前記第 1 並列腕共振子と前記一方のインピーダンス回路とが直列接続された回路と、前記第 2 並列腕共振子と前記他方のインピーダンス回路とが直列接続された回路とは、並列接続されている、

請求項 1 ～ 5 のいずれか 1 項に記載の弾性波フィルタ装置。

[請求項 11] さらに、前記第 1 並列腕共振子及び前記第 2 並列腕共振子の一方の並列腕共振子に並列接続されたスイッチ素子を有し、

前記第 1 並列腕共振子及び前記第 2 並列腕共振子の他方の並列腕共振子は、前記一方の並列腕共振子と前記スイッチ素子とが並列接続された回路に対して直列接続されている、

請求項 1 ～ 5 のいずれか 1 項に記載の弾性波フィルタ装置。

[請求項 12] 前記第 2 並列腕共振子における I D T 電極は、前記第 1 並列腕共振子における I D T 電極よりも、複数の電極指のピッチに対する複数の電極指の幅の比であるデューティ比が大きい、

請求項 1 ～ 1 1 のいずれか 1 項に記載の弾性波フィルタ装置。

[請求項 13] 前記直列腕共振回路は、1 つの弾性波共振子からなる直列腕共振子であり、前記第 1 並列腕共振子及び前記第 2 並列腕共振子と共にラダー型のフィルタ構造を構成する、

請求項 1 ～ 1 2 のいずれか 1 項に記載の弾性波フィルタ装置。

[請求項 14] 前記直列腕共振回路は、複数の弾性波共振子からなる縦結合共振子である、

請求項 1 ～ 1 2 のいずれか 1 項に記載の弾性波フィルタ装置。

[請求項 15] 請求項 1 ～ 1 4 のいずれか 1 項に記載の弾性波フィルタ装置と、前記弾性波フィルタ装置に接続された増幅回路と、を備える、高周波フロントエンド回路。

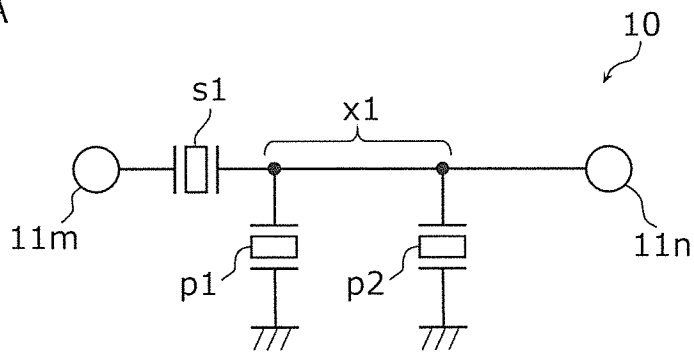
[請求項 16] アンテナ素子で送受信される高周波信号を処理する R F 信号処理回路と、

前記アンテナ素子と前記 R F 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 1 5 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。

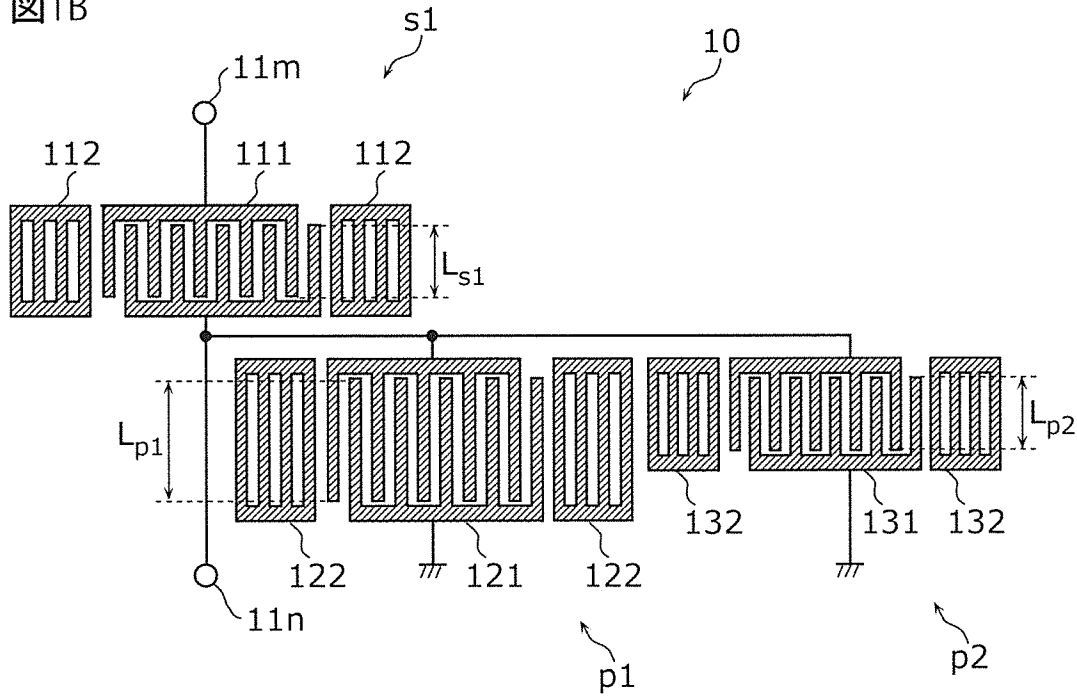
[図1A]

図1A



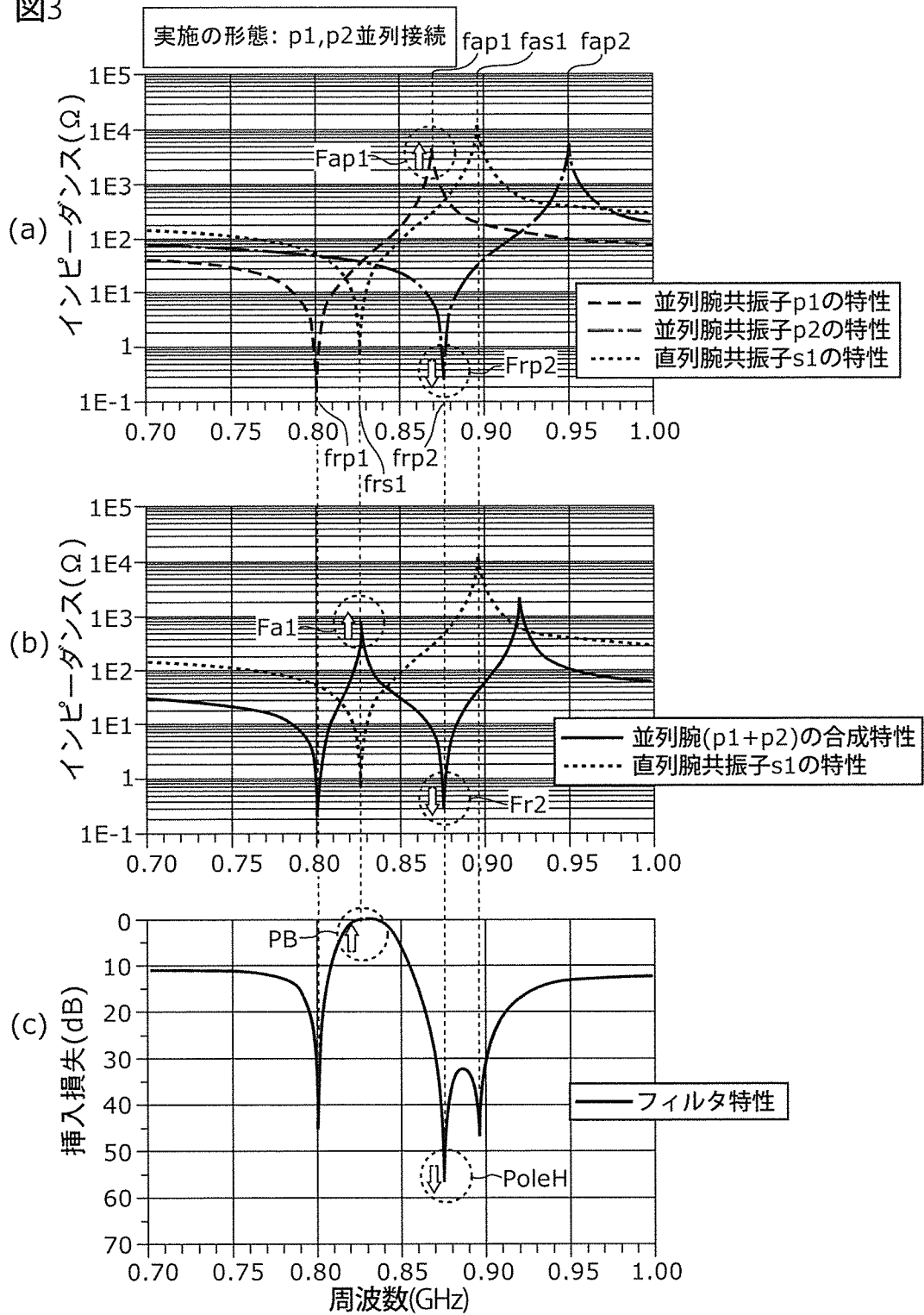
[図1B]

図1B

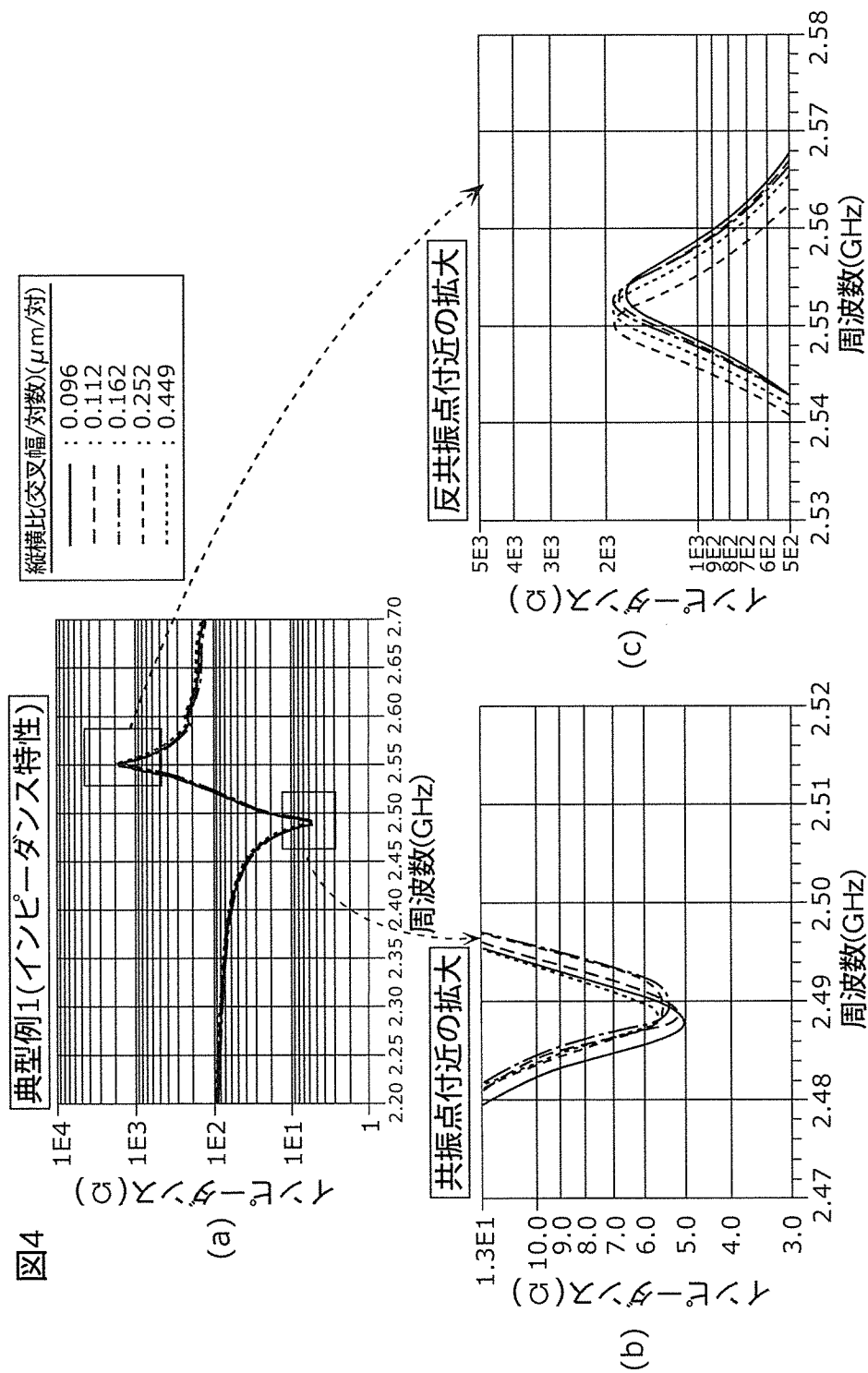


[図3]

図3

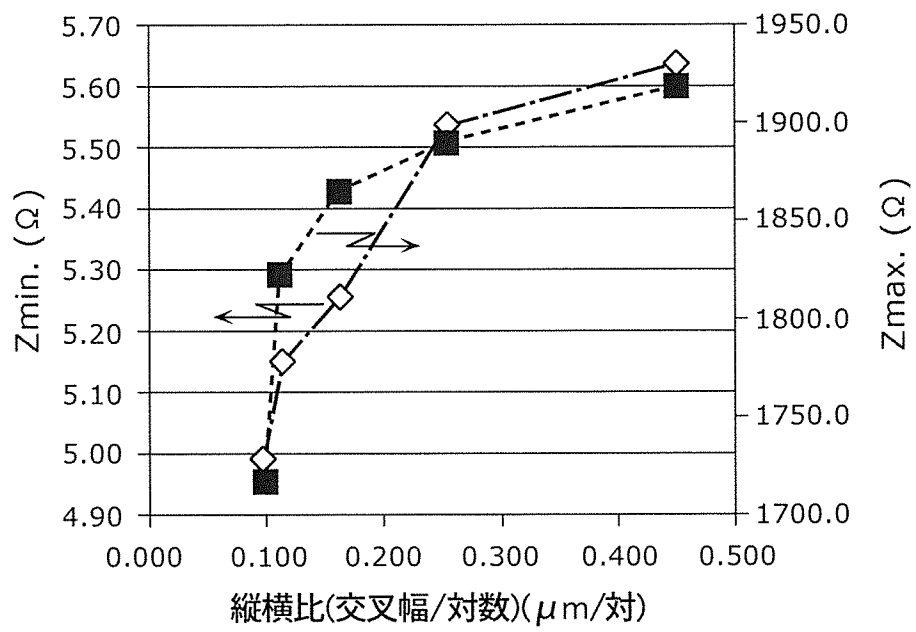


[図4]

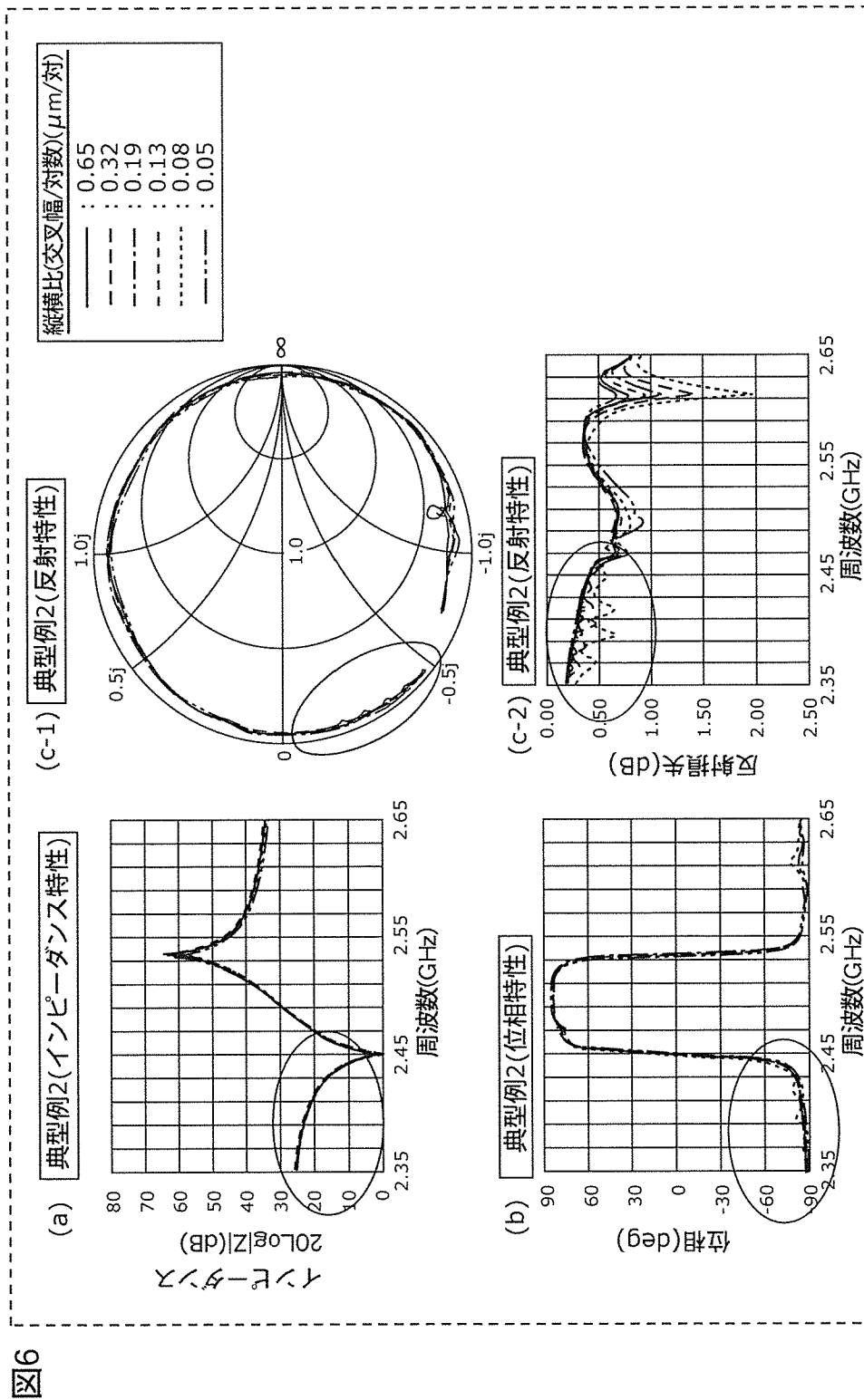


[図5]

図5

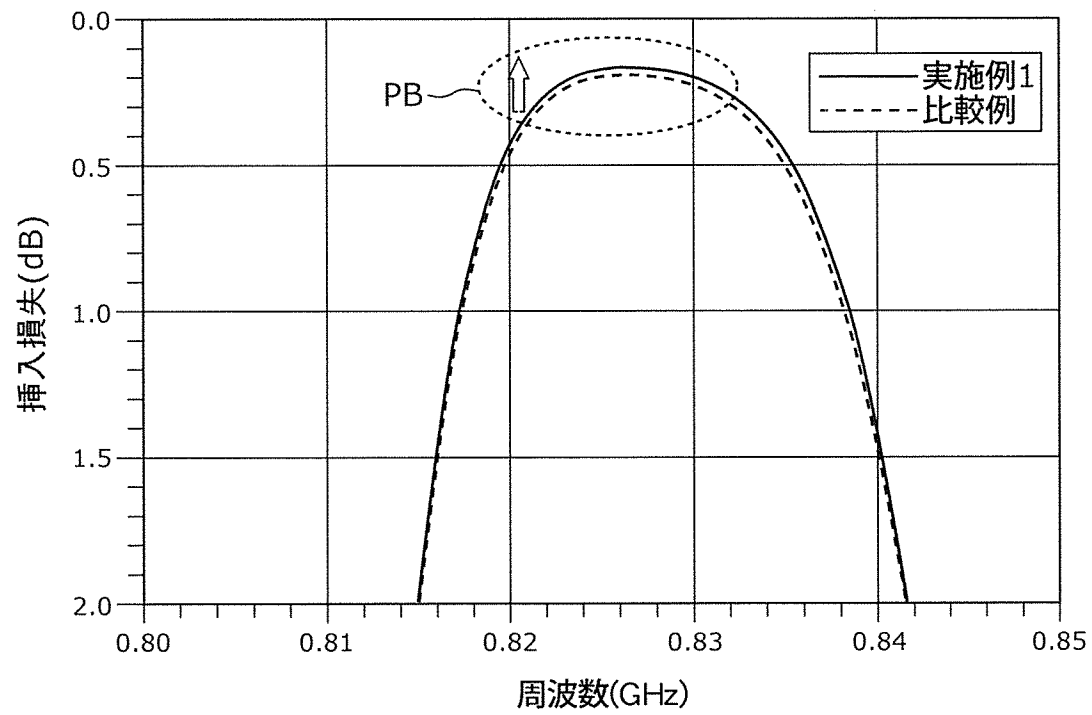


[図6]



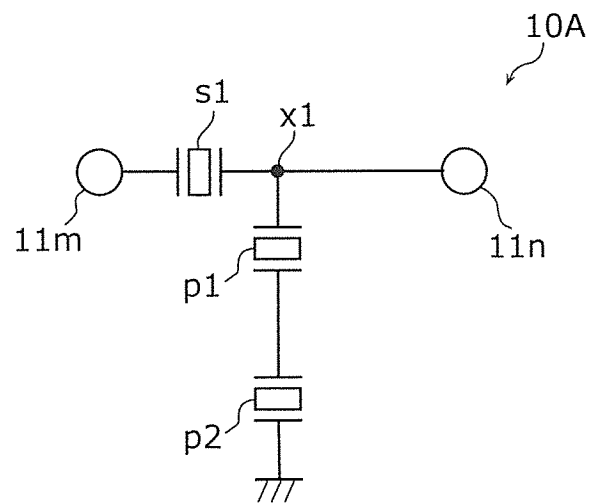
[図7]

図7



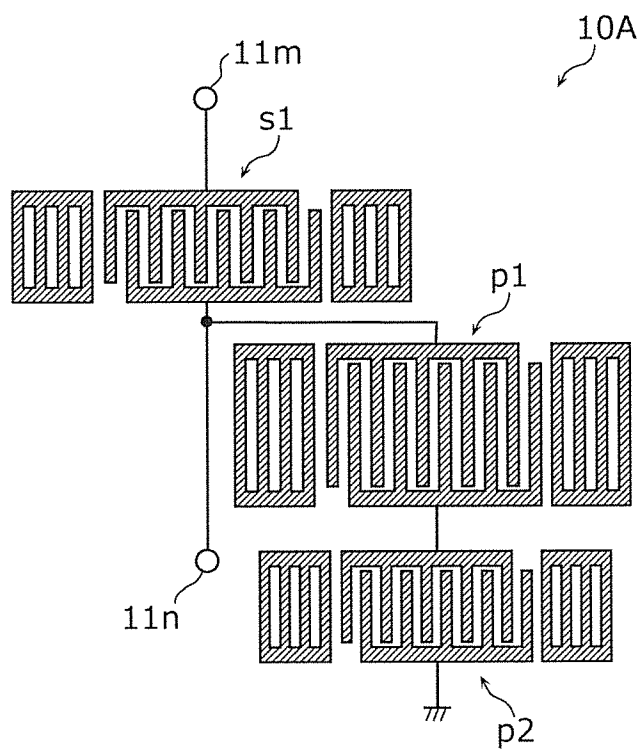
[図8A]

図8A



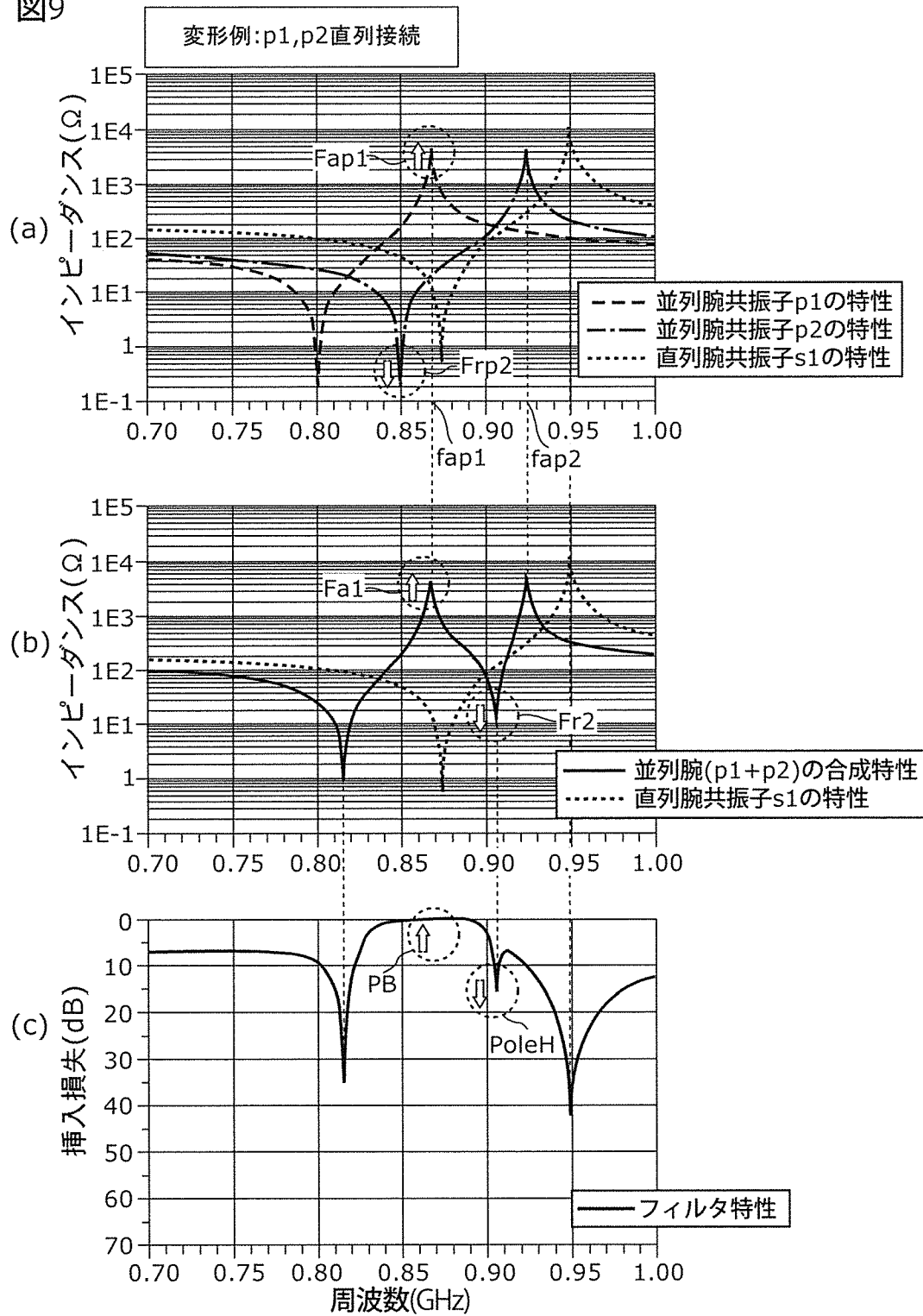
[図8B]

図8B



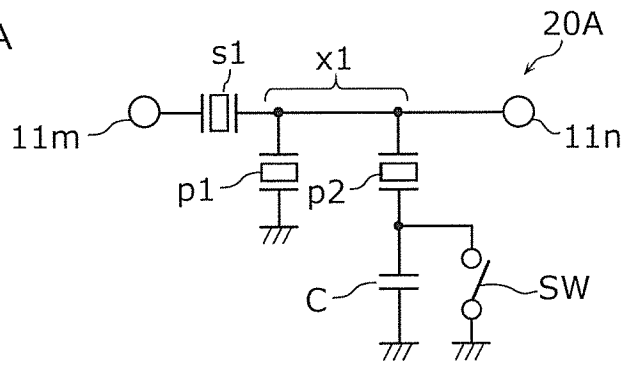
[図9]

図9



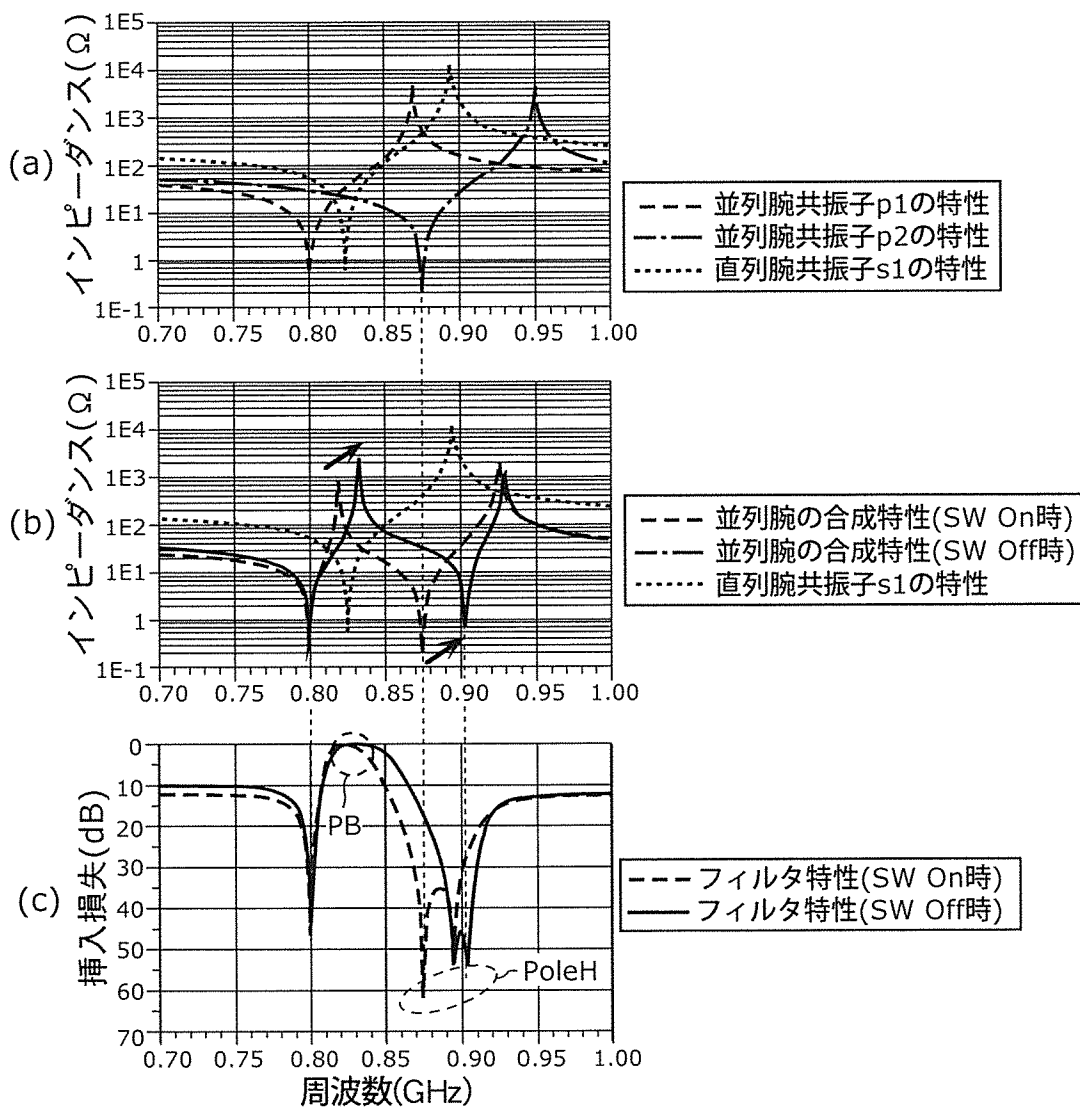
[図10A]

図10A



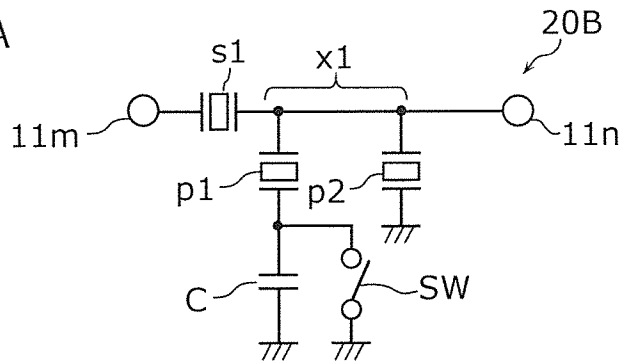
[図10B]

図10B



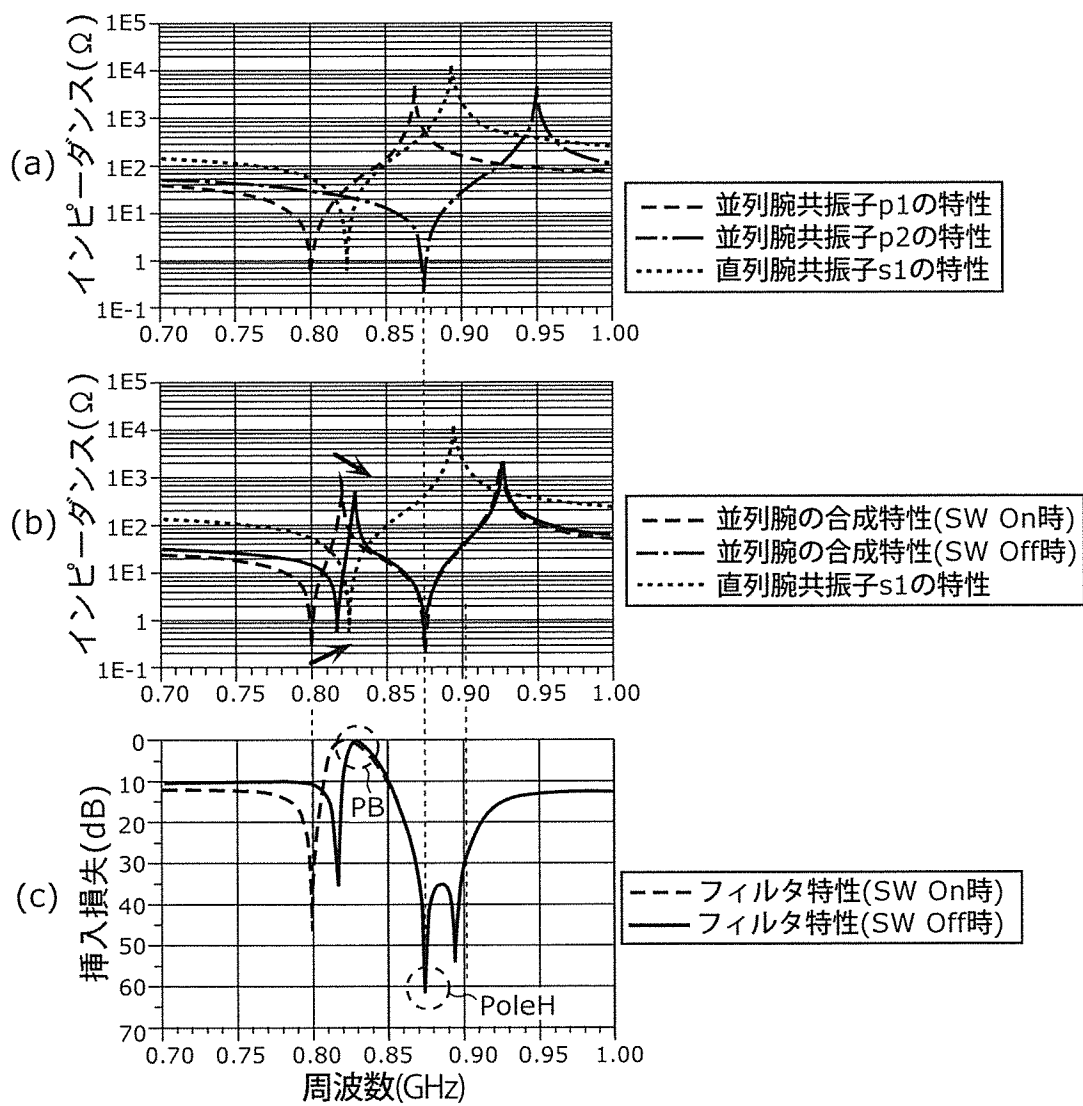
[図11A]

図11A



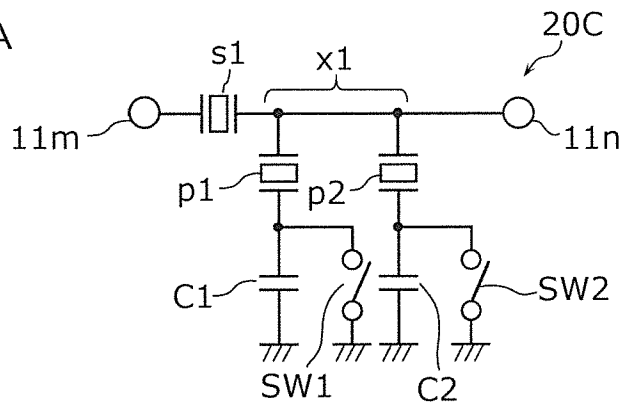
[図11B]

図11B



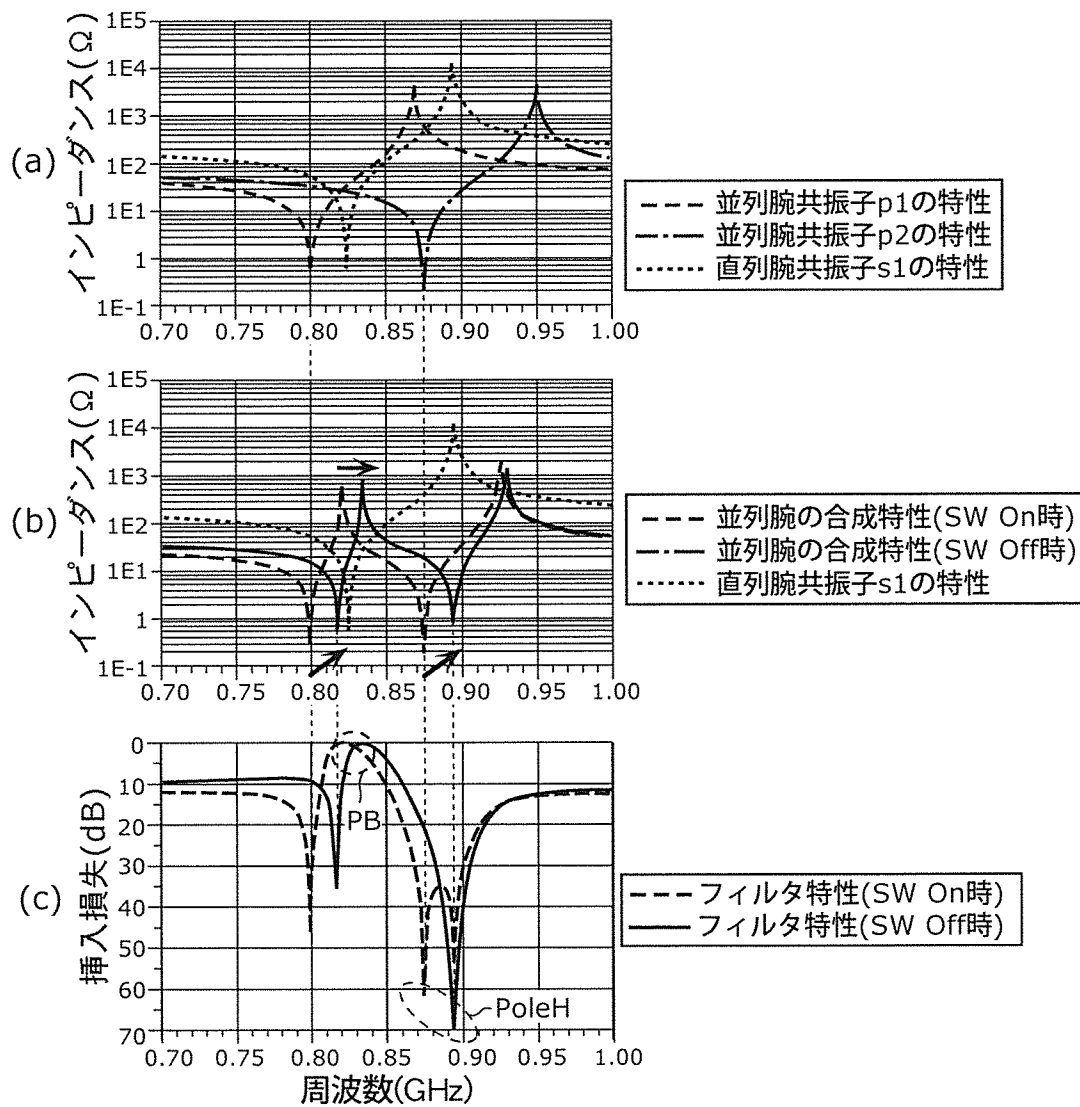
[図12A]

図12A



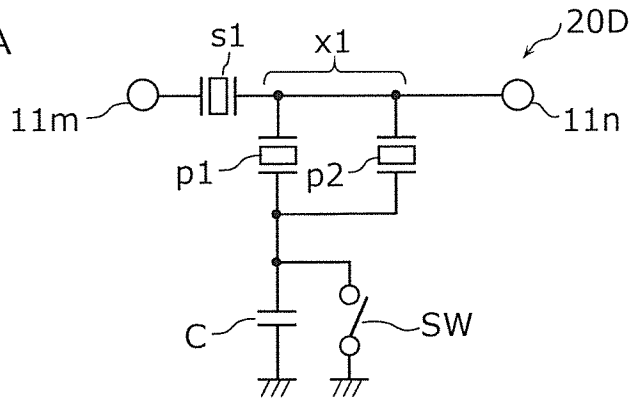
[図12B]

図12B



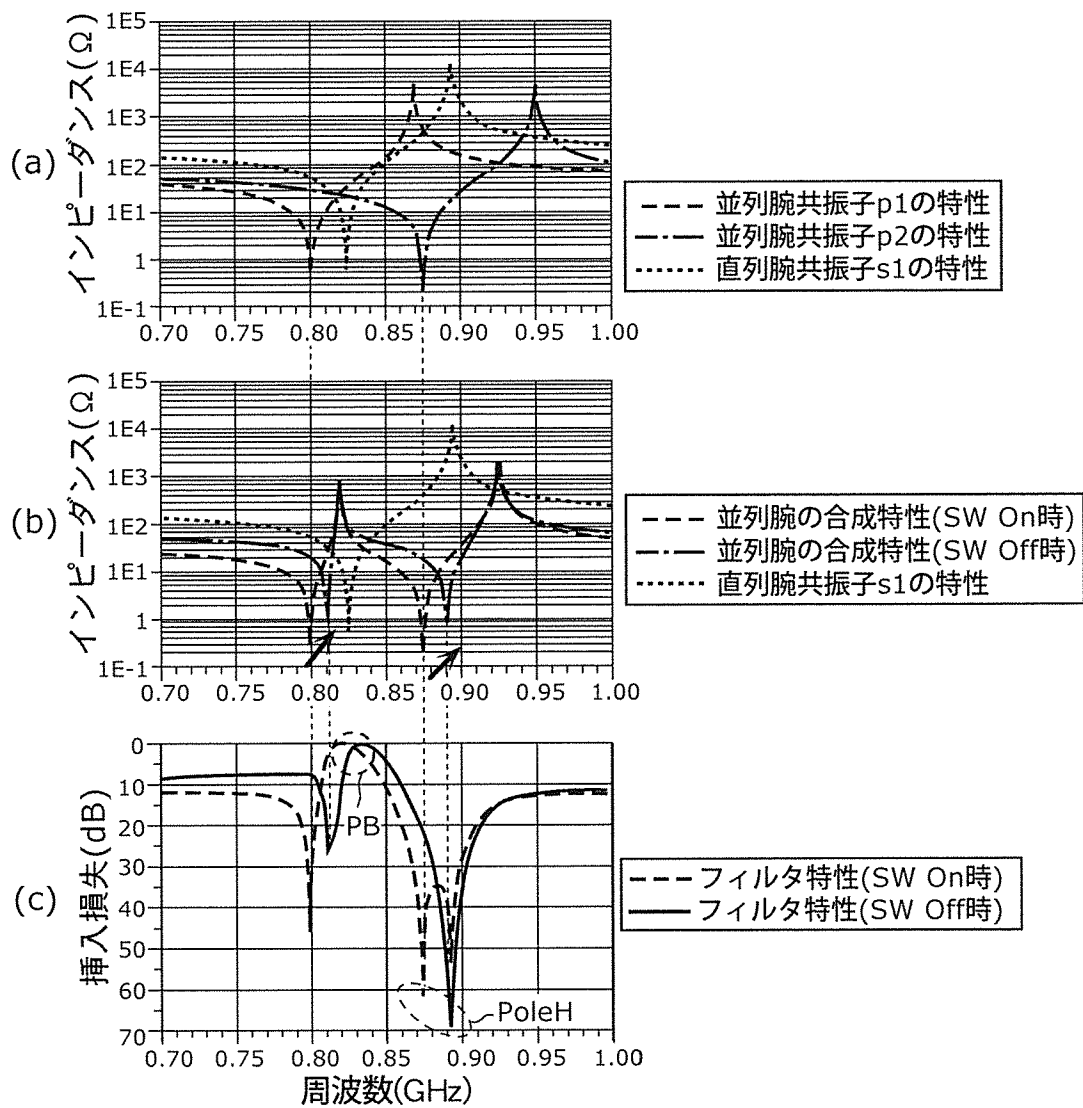
[図13A]

図13A



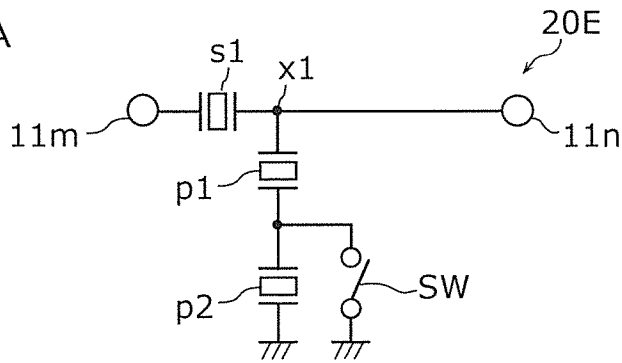
[図13B]

図13B



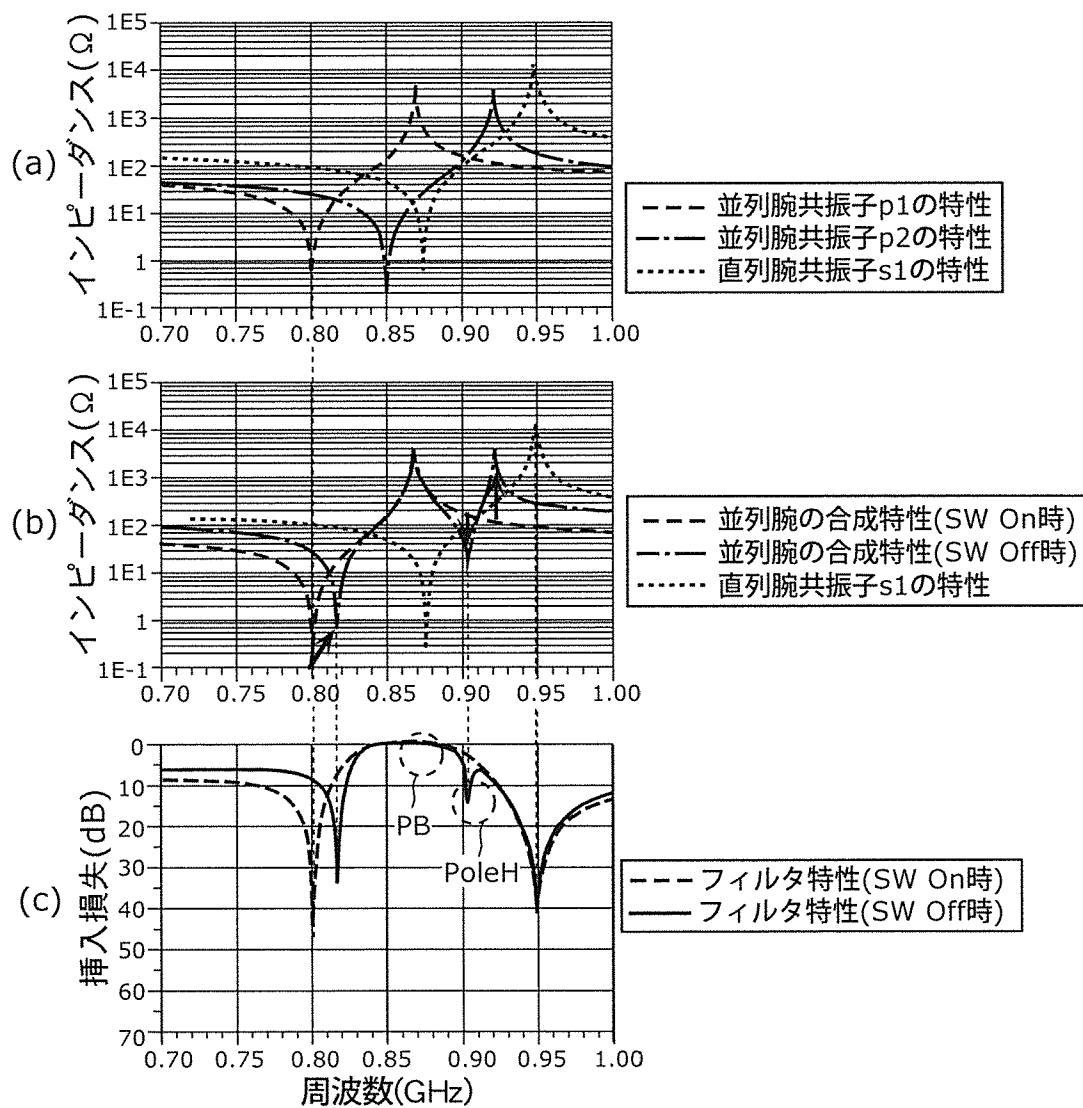
[図14A]

図14A



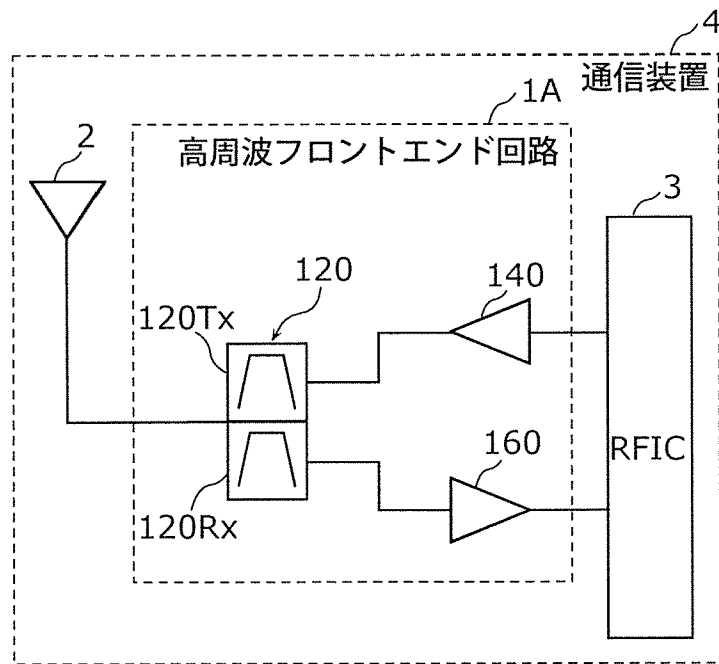
[図14B]

図14B

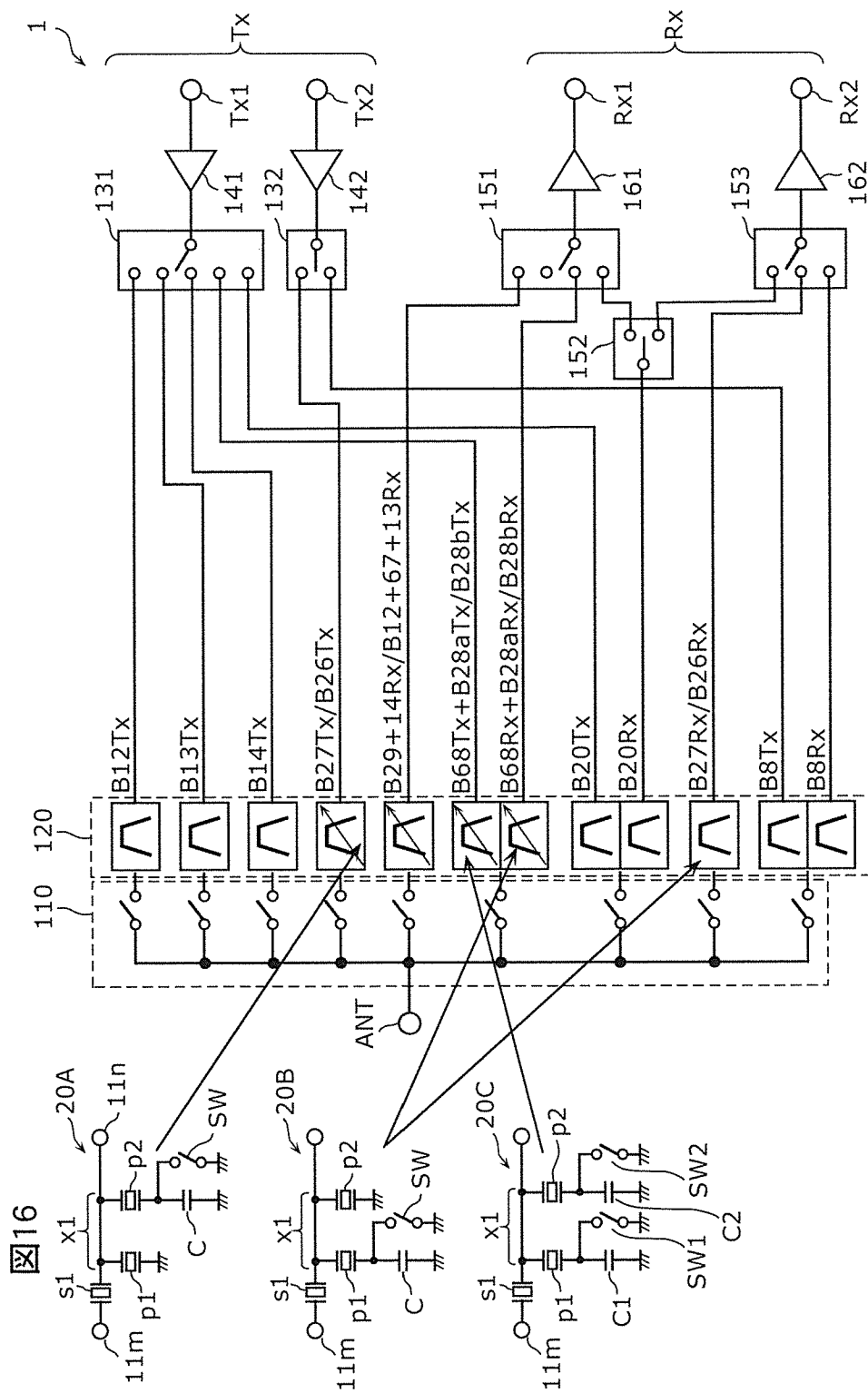


[図15]

図15

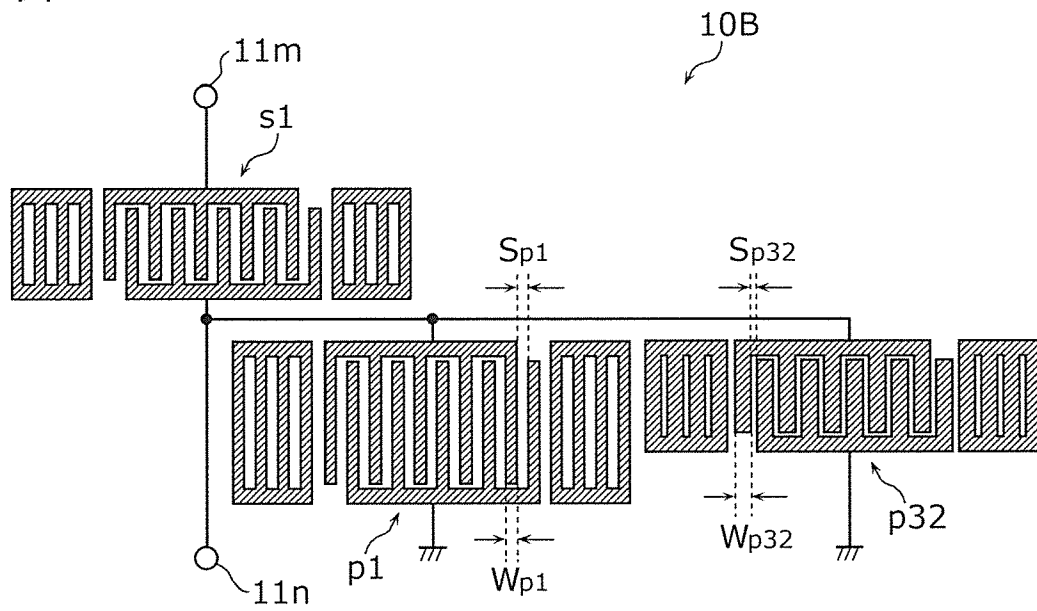


[図16]



[図17]

図17



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2017/031266

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H03H9/64(2006.01)i, H03H7/01(2006.01)i, H03H9/145(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H03H9/64, H03H7/01, H03H9/145

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.
X Y A	WO 2016/031391 A1 (Murata Mfg. Co., Ltd.), 03 March 2016 (03.03.2016), paragraphs [0014] to [0044]; fig. 1 to 4 & US 2017/0126204 A1 paragraphs [0020] to [0048]; fig. 1 to 4	1-2, 4, 13 1-2, 4-11, 13-16 3, 12
Y A	WO 2016/088680 A1 (Murata Mfg. Co., Ltd.), 09 June 2016 (09.06.2016), paragraphs [0018] to [0055]; fig. 1 to 4 & US 2017/0272057 A1 paragraphs [0027] to [0063]; fig. 1 to 4 & DE 112015005490 T & KR 10-2017-0080649 A & CN 107005217 A	1-2, 4-11, 13-16 3, 12

☒ 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
09 November 2017 (09.11.17)

Date of mailing of the international search report
21 November 2017 (21.11.17)

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/JP2017/031266

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 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	6-10, 14
Y	JP 2009-207116 A (Fujitsu Ltd.), 10 September 2009 (10.09.2009), paragraphs [0031], [0055]; fig. 1, 10 & US 2009/0201104 A1 paragraphs [0067], [0093]; fig. 1, 10 & CN 101540590 A	11, 14
Y	WO 2016/013330 A1 (Murata Mfg. Co., Ltd.), 28 January 2016 (28.01.2016), fig. 3 to 4 & US 2017/0099044 A1 fig. 3 to 4 & DE 112015003391 T & CN 106471738 A	14
A	WO 2010/103882 A1 (Murata Mfg. Co., Ltd.), 16 September 2010 (16.09.2010), paragraphs [0003] to [0008], [0018] to [0052]; fig. 1, 4 & US 2011/0316648 A1 paragraphs [0005] to [0009], [0030] to [0064]; fig. 1, 4 & DE 112010001174 B & CN 102334291 A	3
A	WO 2010/004686 A1 (Murata Mfg. Co., Ltd.), 14 January 2010 (14.01.2010), fig. 2 & US 2011/0095844 A1 fig. 2	3
A	JP 2012-60422 A (Seiko Epson Corp.), 22 March 2012 (22.03.2012), paragraph [0055]; fig. 7 & US 2012/0062329 A1 paragraph [0078]; fig. 7 & CN 102403975 A	12

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H03H9/64(2006.01)i, H03H7/01(2006.01)i, H03H9/145(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H03H9/64, H03H7/01, H03H9/145

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
X Y A	WO 2016/031391 A1（株式会社村田製作所） 2016.03.03, [0014]-[0044]、図1-4 & US 2017/0126204 A1, [0020]-[0048]、図1-4	1-2, 4, 13 1-2, 4-11, 13-16 3, 12
Y A	WO 2016/088680 A1（株式会社村田製作所） 2016.06.09, [0018]-[0055]、図1-4 & US 2017/0272057 A1, [0027]-[0063]、図1-4 & DE 112015005490 T & KR 10-2017-0080649 A & CN 107005217 A	1-2, 4-11, 13-16 3, 12

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	「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
「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	「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
「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）	「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
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献	「&」同一パテントファミリー文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願	

国際調査を完了した日

09.11.2017

国際調査報告の発送日

21.11.2017

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 2000-323961 A (松下電器産業株式会社) 2000.11.24, [0022]-[0024]、図8-10 & US 6472953 B1, 第5欄第1-32行、図8-10 & EP 1035648 A2	6-10, 14
Y	JP 2009-207116 A (富士通株式会社) 2009.09.10, [0031]、[0055]、図1、10 & US 2009/0201104 A1, [0067]、[0093]、図1、10 & CN 101540590 A	11, 14
Y	WO 2016/013330 A1 (株式会社村田製作所) 2016.01.28, 図3-4 & US 2017/0099044 A1, 図3-4 & DE 112015003391 T & CN 106471738 A	14
A	WO 2010/103882 A1 (株式会社村田製作所) 2010.09.16, [0003]-[0008]、[0018]-[0052]、図1、4 & US 2011/0316648 A1, [0005]-[0009]、[0030]-[0064]、図1、4 & DE 112010001174 B & CN 102334291 A	3
A	WO 2010/004686 A1 (株式会社村田製作所) 2010.01.14, 図2 & US 2011/0095844 A1, 図2	3
A	JP 2012-60422 A (セイコーエプソン株式会社) 2012.03.22, [0055]、図7 & US 2012/0062329 A1, [0078]、図7 & CN 102403975 A	12