





本発明の送信側フィルタ（１０）は、圧電基板（５０）上に形成された機能電極を有し、送信入力端子（１１）とアンテナ端子（３１）との間に互いに直列に接続された５つの直列共振子（１０１～１０５）と、並列共振子（１５１～１５４）とを備え、送信入力端子（１１）に最も近く接続された直列共振子（１０１）およびアンテナ端子（３１）に最も近く接続された直列共振子（１０５）以外の直列共振子（１０２～１０４）の反共振周波数と共振周波数との差である周波数差 $\Delta f_2$ 、 $\Delta f_3$ および $\Delta f_4$ は、直列共振子（１０１および１０５）の周波数差 $\Delta f_1$ および $\Delta f_5$ よりも小さく、かつ、直列共振子（１０２～１０４）の反共振周波数は、直列共振子（１０１および１０５）の反共振周波数よりも低い。

## 明 細 書

発明の名称：

弾性波フィルタ、マルチプレクサ、デュプレクサ、高周波フロントエンド回路、および通信装置

### 技術分野

[0001] 本発明は、弾性波フィルタ、マルチプレクサ、デュプレクサ、高周波フロントエンド回路、および通信装置に関する。

### 背景技術

[0002] 無線通信のための周波数資源を有効活用するという観点から、携帯電話機などの通信帯域として、多様な周波数帯域が割り当てられる。これに対応すべく、通信機器などのRF (Radio Frequency) 回路に使用される帯域フィルタとして、多様な周波数仕様に対応した弾性表面波フィルタが設計開発され実用化されている。

[0003] 特許文献1には、高周波帯域かつ広帯域幅に適用可能なラダー型の弾性表面波素子が開示されている。具体的には、弾性表面波素子は、所定の共振周波数を有する並列共振子と、当該並列共振子の反共振周波数に略一致する共振周波数をもつ直列共振子と、並列共振子に直列に接続されたインダクタンスとを備え、帯域通過フィルタを構成している。上記並列共振子および直列共振子は、圧電基板上に形成されたIDT (Interdigital Transducer) 電極により構成されている。特許文献1に記載された弾性表面波素子によれば、並列共振子に直列にインダクタンスを付加することで、共振子の共振周波数と反共振周波数との差を広げることができ、帯域通過フィルタの広帯域化が可能であるとしている。

### 先行技術文献

#### 特許文献

[0004] 特許文献1：特開平5－183380号公報

### 発明の概要

## 発明が解決しようとする課題

[0005] 上述したような多様な周波数仕様に対応すべく、近年、弾性表面波素子を用いたアンテナデュプレクサ、および、高周波信号を分波するマルチプレクサなどが実用化されている。

[0006] しかしながら、広い帯域幅かつ狭い隣接帯域間隔を有する近年の周波数規格に対して、弾性表面波フィルタを適用しようとした場合、特許文献1に記載された従来のラダー型の設計手法では、通過帯域の挿入損失、隣接帯域の抑圧度、帯域間アイソレーションおよびインピーダンスなどの要求仕様を十分に満たすことが困難となってきた。ここで、例えば、LTE (Long Term Evolution) 規格のBand 25 (送信通過帯域: 1850-1915 MHz、受信通過帯域: 1930-1995 MHz) を例示する。このBand 25のように、より広い帯域幅 (65 MHz)、かつ、より狭い送受信帯域間隔 (15 MHz) を有する周波数規格に対して、弾性表面波素子を用いたアンテナデュプレクサまたはマルチプレクサを適用する場合には、従来の弾性表面波素子の設計手法では、所望のインピーダンスを維持しつつ通過帯域外における通過特性の急峻性を得ることができないという課題を有する。

[0007] 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、通過帯域内の所望のインピーダンスを維持しつつ通過帯域外における通過特性の高い急峻性を有する弾性波フィルタ、マルチプレクサ、デュプレクサ、および高周波フロントエンド回路およ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

[0008] 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は、入力端子と出力端子との間に互いに直列に接続された4以上の直列共振子と、前記入力端子、前記出力端子および前記4以上の直列共振子の接続ノードのいずれかと基準端子との間に接続された並列共振子とを備え、前記4以上の直列共振子のうち、前記入力端子に最も近く接続された第1直列共振子およ

び前記出力端子に最も近く接続された第2直列共振子以外の全ての直列共振子の反共振周波数と共振周波数との差である周波数差は、前記第1直列共振子および前記第2直列共振子の反共振周波数と共振周波数との周波数差よりも小さく、かつ、前記第1直列共振子および前記第2直列共振子以外の全ての直列共振子の反共振周波数は、前記第1直列共振子および前記第2直列共振子の反共振周波数よりも低い。

[0009] 上記構成によれば、入力端子および出力端子に最近接している第1直列共振子および第2直列共振子以外の全ての直列共振子の反共振周波数を、第1直列共振子および第2直列共振子の反共振周波数よりも低域側へシフトさせつつ、第1直列共振子および第2直列共振子以外の全ての直列共振子の周波数差を、第1直列共振子および第2直列共振子の周波数差よりも小さくしている。これにより、第1直列共振子および第2直列共振子以外の全ての直列共振子の共振周波数は低域へシフトしないので、通過帯域内のインピーダンス特性は良好な特性を維持できる。一方、第1直列共振子および第2直列共振子以外の全ての直列共振子の反共振周波数を通過帯域の高域端に近接させることにより、通過帯域の高域の帯域間領域における挿入損失の急峻性およびアイソレーションが改善される。よって、通過帯域内の所望のインピーダンスを維持しつつ、通過帯域の高域の帯域間領域における挿入損失の高い急峻性を実現できる。

[0010] また、前記4以上の直列共振子及び前記並列共振子は、圧電体層を備える基板上に形成されたIDT電極を有しており、前記第1直列共振子および前記第2直列共振子以外の全ての直列共振子の前記IDT電極を構成する複数の電極指の繰り返しピッチは、前記第1直列共振子および前記第2直列共振子の前記IDT電極を構成する複数の電極指の繰り返しピッチよりも大きくてもよい。

[0011] これにより、第1直列共振子および第2直列共振子以外の全ての直列共振子の波長を大きくでき、当該直列共振子の反共振周波数を相対的に低くすることが可能となる。

- [0012] また、前記圧電体層を備える基板は、前記 I D T 電極が一方向上に形成された圧電体層と、前記圧電体層を伝搬する弾性波音速よりも、伝搬するバルク波音速が高速である高音速支持基板と、前記高音速支持基板と前記圧電体層との間に配置され、前記圧電体層を伝搬する弾性波音速よりも、伝搬するバルク波音速が低速である低音速膜とを備えてもよい。
- [0013] 第 1 直列共振子および第 2 直列共振子以外の全ての直列共振子の周波数差  $\Delta f$  を、第 1 直列共振子および第 2 直列共振子の  $\Delta f$  よりも小さく調整した場合、第 1 直列共振子および第 2 直列共振子以外の全ての直列共振子の Q 値が想定的に小さくなることが想定される。しかしながら、このような場合であっても、圧電基板の上記積層構造によれば、第 1 直列共振子および第 2 直列共振子以外の全ての直列共振子の Q 値を高い値に維持できる。
- [0014] また、前記 4 以上の直列共振子は、5 つの直列共振子であり、前記 5 つの直列共振子のうち、前記第 1 直列共振子および前記第 2 直列共振子以外の 3 つの直列共振子の反共振周波数と共振周波数の差である周波数差は、前記第 1 直列共振子および前記第 2 直列共振子の反共振周波数と共振周波数との周波数差よりも小さく、かつ、前記第 1 直列共振子および前記第 2 直列共振子以外の 3 つの直列共振子の反共振周波数は、前記第 1 直列共振子および前記第 2 直列共振子の反共振周波数よりも低くてもよい。
- [0015] また、本発明の一態様に係るマルチプレクサは、所定の周波数帯域を選択的に通過させる帯域通過フィルタを複数有することにより、入力信号を分波するマルチプレクサであって、前記複数の帯域通過フィルタが通過させる前記周波数帯域のそれぞれは異なり、前記複数の帯域通過フィルタのそれぞれ的一端同士は共通端子に接続され、前記複数の帯域通過フィルタのうち、最も高い前記周波数帯域を有する帯域通過フィルタ以外の帯域通過フィルタの少なくとも 1 つが、上記記載のいずれかの弾性波フィルタである。
- [0016] これにより、通過帯域内の所望のインピーダンスを維持しつつ、当該通過帯域の高域の帯域間領域における挿入損失の高い急峻性を有するマルチプレクサを提供できる。

[0017] また、本発明の一態様に係るデュプレクサは、送信側フィルタと、受信側フィルタとを有し、前記送信側フィルタの一端と、前記受信側フィルタの一端とが共通接続されて、アンテナ端子に接続されたデュプレクサにおいて、前記送信側フィルタおよび前記受信側フィルタのうち、通過させる周波数帯域が低いほうのフィルタが、上記記載のいずれかの弾性波フィルタである。

[0018] これにより、通過帯域内の所望のインピーダンスを維持しつつ、当該通過帯域の高域の帯域間領域における挿入損失の高い急峻性を有するデュプレクサを提供することが可能となる。

[0019] 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、上記記載の弾性波フィルタ、上記記載のマルチプレクサ、または上記記載のデュプレクサと、前記弾性波フィルタ、前記マルチプレクサまたは前記デュプレクサに接続された増幅回路と、を備える。

[0020] これにより、広い通過帯域かつ狭い隣接帯域間隔を有する周波数規格に対しても、通過帯域内の所望のインピーダンスを維持しつつ通過帯域外における通過特性の高い急峻性を有する弾性波フィルタを備える高周波フロントエンド回路を提供することが可能となる。

[0021] 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記載の高周波フロントエンド回路と、を備える。

[0022] これにより、広い通過帯域かつ狭い隣接帯域間隔を有する周波数規格に対しても、通過帯域内の所望のインピーダンスを維持しつつ通過帯域外における通過特性の高い急峻性を有する弾性波フィルタを備える通信装置を提供することが可能となる。

## 発明の効果

[0023] 本発明に係る弾性波フィルタによれば、広い通過帯域かつ狭い隣接帯域間隔を有する周波数規格に対しても、通過帯域内の所望のインピーダンスを維

持しつつ通過帯域外における通過特性の高い急峻性を有する弾性波フィルタ、マルチプレクサおよびデュプレクサを提供することが可能となる。

### 図面の簡単な説明

[0024] [図1]図 1 は、実施例に係るデュプレクサの回路構成図である。

[図2]図 2 は、実施例に係る弾性表面波フィルタの共振子を模式的に表す平面図および断面図である。

[図3]図 3 は、実施例に係る縦結合型の弾性表面波フィルタの電極構成を示す概略平面図である。

[図4A]図 4 A は、実施例および比較例 1 に係る送信側フィルタの通過特性を比較したグラフである。

[図4B]図 4 B は、実施例および比較例 1 に係る送信入力端子－受信出力端子間のアイソレーション特性を比較したグラフである。

[図4C]図 4 C は、実施例および比較例 1 に係る送信側フィルタのアンテナ端子側の V S W R を比較したグラフである。

[図4D]図 4 D は、実施例および比較例 1 に係る送信側フィルタの送信入力端子側の V S W R を比較したグラフである。

[図5A]図 5 A は、実施例に係る送信側フィルタの第 1 の直列共振子のインピーダンス特性を示すグラフである。

[図5B]図 5 B は、実施例に係る送信側フィルタの第 2 の直列共振子のインピーダンス特性を示すグラフである。

[図5C]図 5 C は、実施例に係る送信側フィルタの第 3 の直列共振子のインピーダンス特性を示すグラフである。

[図5D]図 5 D は、実施例に係る送信側フィルタの第 4 の直列共振子のインピーダンス特性を示すグラフである。

[図5E]図 5 E は、実施例に係る送信側フィルタの第 5 の直列共振子のインピーダンス特性を示すグラフである。

[図6A]図 6 A は、比較例 1 に係る送信側フィルタの第 1 の直列共振子のインピーダンス特性を示すグラフである。

[図6B]図 6 B は、比較例 1 に係る送信側フィルタの第 2 の直列共振子のインピーダンス特性を示すグラフである。

[図6C]図 6 C は、比較例 1 に係る送信側フィルタの第 3 の直列共振子のインピーダンス特性を示すグラフである。

[図6D]図 6 D は、比較例 1 に係る送信側フィルタの第 4 の直列共振子のインピーダンス特性を示すグラフである。

[図6E]図 6 E は、比較例 1 に係る送信側フィルタの第 5 の直列共振子のインピーダンス特性を示すグラフである。

[図7A]図 7 A は、実施例および比較例 2 に係る送信側フィルタの通過特性を比較したグラフである。

[図7B]図 7 B は、実施例および比較例 2 に係る送信入力端子ー受信出力端子間のアイソレーション特性を比較したグラフである。

[図7C]図 7 C は、実施例および比較例 2 に係る送信側フィルタのアンテナ端子側の V S W R を比較したグラフである。

[図7D]図 7 D は、実施例および比較例 2 に係る送信側フィルタの送信入力端子側の V S W R を比較したグラフである。

[図8A]図 8 A は、実施例および比較例 3 に係る送信側フィルタの通過特性を比較したグラフである。

[図8B]図 8 B は、実施例および比較例 3 に係る送信入力端子ー受信出力端子間のアイソレーション特性を比較したグラフである。

[図8C]図 8 C は、実施例および比較例 3 に係る送信側フィルタのアンテナ端子側の V S W R を比較したグラフである。

[図8D]図 8 D は、実施例および比較例 3 に係る送信側フィルタの送信入力端子側の V S W R を比較したグラフである。

[図9A]図 9 A は、実施例および比較例 4 に係る送信側フィルタの通過特性を比較したグラフである。

[図9B]図 9 B は、実施例および比較例 4 に係る送信入力端子ー受信出力端子間のアイソレーション特性を比較したグラフである。

[図10]図10は、実施例に係るデュプレクサを備える高周波フロントエンド回路および通信装置の回路構成図である。

### 発明を実施するための形態

[0025] 以下、本発明の実施の形態について、実施例およ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例は、いずれも包括的または具体的な例を示すものである。以下の実施例で示される数値、形状、材料、構成要素、構成要素の配置および接続形態などは、一例であり、本発明を限定する主旨ではない。以下の実施例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。

[0026] (実施例)

#### [1. デュプレクサの基本構成]

本実施例では、LTE (Time Division Long Term Evolution) 規格のBand 25 (送信通過帯域: 1850-1915 MHz、受信通過帯域: 1930-1995 MHz) に適用されるアンテナデュプレクサについて例示する。

[0027] 図1は、実施例に係るデュプレクサ1の回路構成図である。同図に示すように、デュプレクサ1は、送信側フィルタ10と、受信側フィルタ20と、アンテナ端子31と、インダクタンス素子311とを備える。

[0028] 送信側フィルタ10は、送信回路(RFICなど)で生成された送信波を、送信入力端子11を経由して入力し、当該送信波を送信通過帯域でフィルタリングして送信側出力端子であるアンテナ端子31へ出力する非平衡入力-非平衡出力型の帯域通過フィルタである。送信側フィルタ10は、本発明の要部の弾性波フィルタであり、ラダー型の弾性表面波フィルタである。送信側フィルタ10の構成については、後述する送信側フィルタの構成において詳述する。

[0029] 受信側フィルタ20は、受信側入力端子でもあるアンテナ端子31から入力された受信波を入力し、当該受信波を受信通過帯域でフィルタリングして

受信出力端子 21 へ出力する非平衡入力-非平衡出力型の帯域通過フィルタである。受信側フィルタ 20 は、例えば、縦結合型の弾性表面波フィルタ部を含む。より具体的には、受信側フィルタ 20 は、縦結合型フィルタ部 21A と、直列共振子 201 および 202 と、並列共振子 251 および 252 とで構成されている。

[0030] インダクタンス素子 311 は、アンテナ端子 31 と送信側フィルタ 10 および受信側フィルタ 20 の接続点との間に設けられたインピーダンス整合素子である。これにより、アンテナ素子と送信側フィルタ 10 および受信側フィルタ 20 とのインピーダンス整合をとることが可能となる。

[0031] [2. 弾性表面波共振子の構造]

送信側フィルタ 10 および受信側フィルタ 20 の構成要素である共振子の構造について説明する。

[0032] 図 2 は、実施例に係る弾性表面波フィルタの共振子を模式的に表す平面図および断面図である。同図には、送信側フィルタ 10 および受信側フィルタ 20 を構成する複数の共振子のうち、直列共振子 101 の構造を表す平面模式図および断面模式図が例示されている。なお、図 2 に示された直列共振子 101 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。

[0033] 送信側フィルタ 10 および受信側フィルタ 20 の各共振子は、圧電体層 53 を有する基板 50 と、楕円形状を有する IDT (InterDigital Transducer) 電極 11a および 11b とで構成されている。

[0034] 図 2 の平面図に示すように、基板 50 の上には、互いに対向する一対の IDT 電極 11a および 11b が形成されている。IDT 電極 11a 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、IDT 電極 11b 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 および 110b は、X 軸方向と直交する方向に沿って形成されている。

- [0035] また、複数の電極指 110a および 110b、ならびに、バスバー電極 111a および 111b で構成される I D T 電極 54 は、図 2 の断面図に示すように、密着層 541 と主電極層 542 との積層構造となっている。
- [0036] 密着層 541 は、基板 50 と主電極層 542 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 541 の膜厚は、例えば、12nm である。
- [0037] 主電極層 542 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 542 の膜厚は、例えば 162nm である。
- [0038] 保護層 55 は、I D T 電極 11a および 11b を覆うように形成されている。保護層 55 は、主電極層 542 を外部環境から保護する、周波数温度特性を調整する、および、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。
- [0039] なお、密着層 541、主電極層 542 および保護層 55 を構成する材料は、上述した材料に限定されない。さらに、I D T 電極 54 は、上記積層構造でなくてもよい。I D T 電極 54 は、例えば、Ti、Al、Cu、Pt、Au、Ag、Pd などの金属又は合金から構成されてもよく、また、上記の金属又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 55 は、形成されていなくてもよい。
- [0040] つぎに、基板 50 の積層構造について説明する。
- [0041] 図 2 の下段に示すように、基板 50 は、高音速支持基板 51 と、低音速膜 52 と、圧電体層 53 とを備え、高音速支持基板 51、低音速膜 52 および圧電体層 53 がこの順で積層された構造を有している。
- [0042] 圧電体層 53 は、50° Y カット X 伝搬 LiTaO<sub>3</sub> 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。圧電体層 53 は、例えば、厚みが 600nm である。
- [0043] 高音速支持基板 51 は、低音速膜 52、圧電膜体層 53 ならびに I D T 電

極 5 4 を支持する基板である。高音速支持基板 5 1 は、さらに、圧電体層 5 3 を伝搬する表面波や境界波の弾性波よりも、高音速支持基板 5 1 中のバルク波の音速が高速となる基板であり、弾性表面波を圧電体層 5 3 および低音速膜 5 2 が積層されている部分に閉じ込め、高音速支持基板 5 1 より下方に漏れないように機能する。高音速支持基板 5 1 は、例えば、シリコン基板であり、厚みは、例えば  $200\ \mu\text{m}$  である。

[0044] 低音速膜 5 2 は、圧電体層 5 3 を伝搬する弾性波の音速よりも、低音速膜 5 2 中のバルク波の音速が低速となる膜であり、圧電体層 5 3 と高音速支持基板 5 1 との間に配置される。この構造と、弾性波が本質的に低音速な媒質にエネルギーが集中するという性質とにより、弾性表面波エネルギーの I D T 電極外への漏れが抑制される。低音速膜 5 2 は、例えば、二酸化ケイ素を主成分とする膜であり、厚みは、例えば  $670\ \text{nm}$  である。

[0045] 基板 5 0 の上記積層構造によれば、圧電基板を単層で使用している従来の構造と比較して、共振周波数および反共振周波数における Q 値を大幅に高めることが可能となる。すなわち、Q 値が高い弾性表面波共振子を構成し得るので、当該弾性表面波共振子を用いて、挿入損失が小さいフィルタを構成することが可能となる。

[0046] また、後述する送信側フィルタ 1 0 の、両端子に接続された直列共振子 1 0 1 および 1 0 5 を除く直列共振子 1 0 2 ~ 1 0 4 の共振周波数と反共振周波数との周波数差  $\Delta f$  を、両端子に接続された直列共振子の  $\Delta f$  よりも小さく調整した場合、直列共振子 1 0 2 ~ 1 0 4 の Q 値が直列共振子 1 0 1 および 1 0 5 の Q 値より小さくなることが想定される。しかしながら、このような場合であっても、基板 5 0 の上記積層構造によれば、直列共振子 1 0 2 ~ 1 0 4 の Q 値を高い値に維持できる。よって、広い通過帯域かつ狭い隣接帯域間隔を有する周波数規格に対しても、通過帯域内の低損失性および通過帯域外における高急峻性を有する弾性表面波フィルタを形成することが可能となる。

[0047] なお、高音速支持基板 5 1 は、支持基板と、圧電体層 5 3 を伝搬する表面

波や境界波の弾性波よりも、伝搬するバルク波の音速が高速となる高音速膜とが積層された構造を有していてもよい。この場合、支持基板は、サファイア、リチウムタンタレート、リチウムニオブ、水晶等の圧電体、アルミナ、マグネシア、窒化ケイ素、窒化アルミニウム、炭化ケイ素、ジルコニア、コージライト、ムライト、ステアタイト、フォルステライト等の各種セラミック、ガラス等の誘電体またはシリコン、窒化ガリウム等の半導体及び樹脂基板等を用いることができる。また、高音速膜は、窒化アルミニウム、酸化アルミニウム、炭化ケイ素、窒化ケイ素、酸窒化ケイ素、DLC膜またはダイヤモンド、上記材料を主成分とする媒質、上記材料の混合物を主成分とする媒質等、様々な高音速材料を用いることができる。

[0048] ここで、IDT電極の設計パラメータについて説明する。弾性表面波共振子の波長とは、図2の中段に示すIDT電極11aおよび11bを構成する複数の電極指110aおよび110bの繰り返しピッチλで規定される。また、IDT電極の交叉幅Lは、図2の上段に示すように、IDT電極11aの電極指110aとIDT電極11bの電極指110bとのX軸方向から見た場合の重複する電極指長さである。また、デューティー比は、複数の電極指110aおよび110bのライン幅占有率であり、複数の電極指110aおよび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る。より具体的には、デューティー比は、IDT電極11aおよび11bを構成する電極指110aおよび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、 $W/(W+S)$ で定義される。

[0049] [3. 送信側フィルタの回路構成]

図1に示すように、送信側フィルタ10は、直列共振子101～105と、並列共振子151～154と、整合用のインダクタンス素子141および161と、送信入力端子11とを備える。

[0050] 直列共振子101～105は、送信入力端子11とアンテナ端子31との間に互いに直列に接続されている。また、並列共振子151～154は、送

信入力端子 11、アンテナ端子 31 および直列共振子 101～105 の各接続点と基準端子（グランド）との間に互いに並列に接続されている。直列共振子 101～105 および並列共振子 151～154 の上記接続構成により、送信側フィルタ 10 は、ラダー型のバンドパスフィルタを構成している。また、インダクタンス素子 141 は、送信入力端子 11 と直列共振子 101 との間に接続され、インダクタンス素子 161 は、並列共振子 152、153 および 154 の接続点と基準端子との間に接続されている。

[0051] 表 1 に、本実施例に係る送信側フィルタ 10 の直列共振子 101～105、並列共振子 151～154 の設計パラメータ（ピッチ  $\lambda$ 、交叉幅  $L$ 、IDT 対数  $N$ 、デューティ比  $D$ ）の詳細を示す。

[0052] [表1]

|                                 | 直列共振子<br>101 | 直列共振子<br>102 | 直列共振子<br>103 | 直列共振子<br>104 | 直列共振子<br>105 |
|---------------------------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|
| ピッチ $\lambda$ ( $\mu\text{m}$ ) | 1.9926       | 2.0163       | 2.0142       | 2.0167       | 2.0043       |
| 交叉幅 $L$ ( $\mu\text{m}$ )       | 17.3         | 30.0         | 25.0         | 30.5         | 25.0         |
| IDT 対数 $N$                      | 140          | 147          | 94           | 107          | 98           |
| デューティ比 $D$                      | 0.5          | 0.5          | 0.5          | 0.5          | 0.5          |
|                                 | 並列共振子<br>151 | 並列共振子<br>152 | 並列共振子<br>153 | 並列共振子<br>154 |              |
| ピッチ $\lambda$ ( $\mu\text{m}$ ) | 2.0871       | 2.1042       | 2.0881       | 2.0875       |              |
| 交叉幅 $L$ ( $\mu\text{m}$ )       | 60.2         | 75.7         | 30.6         | 49.2         |              |
| IDT 対数 $N$                      | 77           | 38           | 108          | 113          |              |
| デューティ比 $D$                      | 0.5          | 0.5          | 0.5          | 0.5          |              |

[0053] 上記表 1 に示された各共振子のピッチ  $\lambda$  は、各共振子の波長と定義される。また、各共振子の容量は、表 1 に示された設計パラメータおよび圧電基板 50 の誘電率などにより決定される。

[0054] なお、本実施例では、9 個の共振子により T 型のラダー型フィルタを構成しているが、 $\pi$  型のラダー型フィルタを構成してもよい。また、共振子の数は 9 個に限らず、直列共振子は 4 以上であればよい。

[0055] ここで、送信入力端子 11 に最も近く接続された直列共振子 101（第 1 共振子）の反共振周波数  $f_{as1}$  と共振周波数  $f_{rs1}$  との周波数差（ $f_{as1} - f_{rs1}$ ）を  $\Delta f_1$  と定義する。また、アンテナ端子 31 に最も近く

接続された直列共振子 105 の反共振周波数  $f_{as5}$  と共振周波数  $f_{rs5}$  との周波数差 ( $f_{as5} - f_{rs5}$ ) を  $\Delta f_5$  と定義する。同様にして、直列共振子 101 および 105 以外の直列共振子 102、103 および 104 の反共振周波数  $f_{as2}$ 、 $f_{as3}$  および  $f_{as4}$  と共振周波数  $f_{rs2}$ 、 $f_{rs3}$  および  $f_{rs4}$  との周波数差を、それぞれ、 $\Delta f_2 (= f_{as2} - f_{rs2})$ 、 $\Delta f_3 (= f_{as3} - f_{rs3})$  および  $\Delta f_4 (= f_{as4} - f_{rs4})$  と定義する。

[0056] 本実施例に係る送信側フィルタ 10 では、以下の関係式 (式 1) かつ (式 2) が成立する。

[0057]  $f_{as1}, f_{as5} > f_{as2}, f_{as3}, f_{as4}$  (式 1)

$\Delta f_1, \Delta f_5 > \Delta f_2, \Delta f_3, \Delta f_4$  (式 2)

[0058] つまり、送信入力端子 11 に最も近く接続された直列共振子 101 およびアンテナ端子 31 に最も近く接続された直列共振子 105 以外の全ての直列共振子 102、103 および 104 の反共振周波数と共振周波数の差である周波数差  $\Delta f_2$ 、 $\Delta f_3$  および  $\Delta f_4$  は、直列共振子 101 および 105 の反共振周波数と共振周波数との周波数差  $\Delta f_1$  および  $\Delta f_5$  よりも小さく、かつ、直列共振子 102、103 および 104 の反共振周波数  $f_{as2}$ 、 $f_{as3}$  および  $f_{as4}$  は、直列共振子 101 および 105 の反共振周波数  $f_{as1}$  および  $f_{as5}$  よりも低い。

[0059] なお、上記式 1 を実現する構成として、直列共振子 102、103 および 104 の波長を、直列共振子 101 および 105 の波長よりも大きくしてもよい。つまり、直列共振子 101 ~ 105 の IDT 電極を構成する複数の電極指の繰り返しピッチを、それぞれ、 $\lambda_1 \sim \lambda_5$  とすると、式 1 における関係を、以下の式 3 となる構成で実現してもよい。

[0060]  $\lambda_1, \lambda_5 < \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$  (式 3)

[0061] これにより、例えば、Band 25 のような広い通過帯域かつ狭い隣接帯域を有する周波数規格に対しても、通過帯域内の所望のインピーダンスを維持しつつ通過帯域外における通過特性の高い急峻性を有する送信側フィルタ

10および送信側フィルタ10を備えるデュプレクサ1を提供することが可能となる。

[0062] なお、本実施の形態では、直列共振子101および105に対して、直列共振子102～104の周波数差 $\Delta f_2$ 、 $\Delta f_3$ および $\Delta f_4$ を小さくする設計手法として、IDT電極の間引き重み付け処理を用いている。また、周波数差 $\Delta f$ を小さくする手法としては、IDT電極の間引き重み付け処理の他、共振子にキャパシタを並列接続する処理、および、共振子の電極膜厚やデューティー比を変更する処理等が用いられる。本発明に係る $\Delta f$ の調整手段としては、上述したいずれの処理を用いても、上記効果が得られる。

[0063] 以下、式1～式3のような特徴を備える送信側フィルタ10およびデュプレクサ1が、通過帯域内の所望のインピーダンスを維持しつつ通過帯域外における通過特性の高い急峻性を有することを説明する。

[0064] [4. 受信側フィルタの回路構成]

図1に示すように、受信側フィルタ20は、縦結合型フィルタ部21Aと、直列共振子201および202ならびに並列共振子251を有するラダー型フィルタ部と、並列共振子252を有するトラップ部とで構成されている。

[0065] 図3は、実施例に係る縦結合型フィルタ部21Aの電極構成を示す概略平面図である。同図に示すように、縦結合型フィルタ部21Aは、IDT211～219と、反射器220および221と、入力端子22および出力端子23とを備える。

[0066] IDT211～219は、それぞれ、互いに対向する一対のIDT電極で構成されている。IDT214および216は、IDT215をX軸方向に挟み込むように配置され、IDT213および217は、IDT214～216をX軸方向に挟み込むように配置されている。また、IDT212および218は、IDT213～217をX軸方向に挟み込むように配置され、IDT211および219は、IDT212～218をX軸方向に挟み込むように配置されている。反射器220および221は、IDT211～21

9をX軸方向に挟み込むように配置されている。また、IDT211、213、215、217および219は、入力端子22と基準端子（グラウンド）との間に並列接続され、IDT212、214、216および218は、出力端子23と基準端子との間に並列接続されている。

[0067] IDT211～219、直列共振子201および202、ならびに並列共振子251および252の基本構造は、図2で示したものと同様である。

[0068] [5. 弾性表面波フィルタの動作原理]

ここで、本実施の形態に係るラダー型の弾性表面波フィルタの動作原理について説明する。

[0069] 図1に示された並列共振子151～154は、それぞれ、共振特性において共振周波数 $f_{rp}$ および反共振周波数 $f_{ap}$  ( $> f_{rp}$ )を有している。また、直列共振子101～105は、それぞれ、共振特性において共振周波数 $f_{rs}$ および反共振周波数 $f_{as}$  ( $> f_{rs} > f_{rp}$ )を有している。なお、直列共振子101～105の共振周波数 $f_{rs}$ は、略一致するように設計されるが、表1に示されたように各共振子の設計パラメータが異なることから、必ずしも一致していない。また、直列共振子101～105の反共振周波数 $f_{as}$ 、並列共振子151～154の共振周波数 $f_{rp}$ 、および、並列共振子151～154の反共振周波数 $f_{ap}$ についても同様であり、必ずしも一致していない。

[0070] 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、並列共振子151～154の反共振周波数 $f_{ap}$ と直列共振子101～105の共振周波数 $f_{rs}$ とを近接させる。これにより、並列共振子151～154のインピーダンスが0に近づく共振周波数 $f_{rp}$ 近傍は、低域側阻止域となる。また、これより周波数が増加すると、反共振周波数 $f_{ap}$ 近傍で並列共振子151～154のインピーダンスが高くなり、かつ、共振周波数 $f_{rs}$ 近傍で直列共振子101～105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 $f_{ap}$ ～共振周波数 $f_{rs}$ の近傍では、送信入力端子11からアンテナ端子31への信号経路において信号通過域となる。さらに、周波

数が高くなり、反共振周波数  $f_{as}$  近傍になると、直列共振子 101～105 のインピーダンスが高くなり、高周波側阻止域となる。つまり、直列共振子 101～105 の反共振周波数  $f_{as}$  を、信号通過域外のどこに設定するかにより、高周波側阻止域における減衰特性の急峻性が大きく影響する。

[0071] 図1および図2に示された上記構造および上記動作原理を有する送信側フィルタ10において、送信入力端子11から高周波信号が入力されると、送信入力端子11と基準端子との間で電位差が生じ、これにより、圧電基板50が歪むことでX方向に伝搬する弾性表面波が発生する。ここで、IDT電極11aおよび11bのピッチ $\lambda$ と、通過帯域の波長とを略一致させておくことにより、通過させたい周波数成分を有する高周波信号のみが送信側フィルタ10を通過する。

[0072] 以下、本実施例に係る送信側フィルタ10の周波数特性について、比較例に係る送信波フィルタと比較しながら説明する。

[0073] [6-1. 実施例と比較例1との特性比較]

図4Aは、実施例および比較例1に係る送信側フィルタの通過特性を示すグラフである。また、図4Bは、実施例および比較例1に係る送信入力端子11ー受信出力端子21間のアイソレーション特性を示すグラフである。また、図4Cは、実施例および比較例1に係る送信側フィルタのアンテナ端子側のVSWRを示すグラフである。また、図4Dは実施例および比較例1に係る送信側フィルタの送信端子側のVSWRを示すグラフである。

[0074] 図4A～図4Dに示された比較例1に係る送信側フィルタは、図1に示されたラダー型の構成、つまり5つの直列共振子と4つの並列共振子とを有している点は、実施例に係る送信側フィルタ10と同じであるが、各共振子の設計パラメータが異なる。具体的には、比較例1に係る送信側フィルタは、以下の関係式を満たすように共振子の設計パラメータが設定されている。

[0075]  $f_{as71}, f_{as72}, f_{as73}, f_{as75} > f_{as74}$

(式4)

$\Delta f_{71} \div \Delta f_{72} \div \Delta f_{73} \div \Delta f_{74} \div \Delta f_{75}$  (式5)

[0076] なお、比較例 1 に係る送信側フィルタにおいて、送信入力端子に近いものから、直列共振子 701、702、703、704 および 705 とする。また、直列共振子 701～705 の共振周波数を、それぞれ、 $f_{rs71} \sim f_{rs75}$  とし、反共振周波数を、それぞれ、 $f_{as71} \sim f_{as75}$  とする。また、直列共振子 701～705 の共振周波数および反共振周波数の周波数差を、それぞれ、 $\Delta f_{71} \sim \Delta f_{75}$  とする。

[0077] つまり、比較例 1 に係る送信側フィルタにおいて、送信入力端子およびアンテナ端子のいずれにも最近接していない直列共振子 704 の反共振周波数  $f_{as74}$  は、その他の 4 つの直列共振子の反共振周波数  $f_{as71}$ 、 $f_{as72}$ 、 $f_{as73}$  および  $f_{as75}$  よりも低い。一方、直列共振子 702 および 703 の反共振周波数  $f_{as72}$  および  $f_{as73}$  は、直列共振子 701 および 705 の反共振周波数  $f_{as71}$  および  $f_{as75}$  と同程度または高い。また、5 つの直列共振子の周波数差  $\Delta f_{71} \sim \Delta f_{75}$  は、略等しい。

[0078] 図 5 A～図 5 E は、それぞれ、実施例に係る送信側フィルタの直列共振子 101～105 のインピーダンス特性を示すグラフである。また、図 6 A～図 6 E は、それぞれ、比較例 1 に係る送信側フィルタの直列共振子 701～705 のインピーダンス特性を示すグラフである。図 5 A～図 5 E および図 6 A～図 6 E に示された周波数特性のグラフは、送信側フィルタの通過特性（左側縦軸： $S_{21}$ ）を表示しているとともに、各直列共振子のインピーダンス特性（右側縦軸： $20 \log |Z|$ ）を表示している。

[0079] 図 6 A および図 6 E に示された直列共振子 701 および 705 の反共振周波数  $f_{as71}$  および  $f_{as75}$  と比較して、図 6 D に示された直列共振子 704 の反共振周波数  $f_{as74}$  のみが、送信帯域の高域端に近接している。また、図 6 A～図 6 E に示された直列共振子 701～705 の周波数差  $\Delta f_{71} \sim \Delta f_{75}$  は、略等しい。つまり、比較例 1 に係る送信側フィルタでは、上記式 4 および式 5 が成立している。

[0080] 比較例 1 の上記構成では、図 4 A および図 4 B に示すように、送信帯域と

その高周波側にある受信帯域との間の送受信帯域間領域  $F_A$  において、送信入力端子ー受信出力端子間のアイソレーション（挿入損失）が 55 dB をクリアできていない。

[0081] これに対して、実施例に係る送信側フィルタ 10 では、図 5 A および図 5 E に示された直列共振子 101 および 105 の反共振周波数  $f_{as1}$  および  $f_{as5}$  と比較して、図 5 B ～図 5 D に示された直列共振子 102 ～104 の反共振周波数  $f_{as2} \sim f_{as4}$  は、送信帯域の高域端に近接している。さらに、図 5 B ～図 5 D に示された直列共振子 102 ～104 の周波数差  $\Delta f_2 \sim \Delta f_4$  は、図 5 A および図 5 E に示された直列共振子 101 および 105 の周波数差  $\Delta f_1$  および  $\Delta f_5$  よりも小さい。つまり、実施例に係る送信側フィルタでは、上記式 1 および式 2 が成立している。

[0082] 直列共振子 102 ～104 の反共振周波数  $f_{as2} \sim f_{as4}$  を送信帯域の高域端に近接させたことにより、図 4 A および図 4 B に示すように、送受信帯域間領域  $F_A$  における減衰特性の急峻性が改善されている。具体的には、送信帯域の高域（挿入損失が 2.5 dB 以下となる周波数）から送受信帯域間領域（アイソレーションが 55 dB となる周波数）までの周波数間隔は、比較例 1 よりも実施例のほうが約 1.6 MHz 狭くなっている。

[0083] 送信帯域の高域側領域において挿入損失の急峻性が改善されている一方で、図 4 C および図 4 D に示すように、アンテナ端子 31（図 4 C）および送信入力端子 11（図 4 D）から見た定在波比（VSWR）は、送信帯域内において良好な値に維持されている。

[0084] 通過帯域における所望の挿入損失および所望のインピーダンスを確保するという観点から、送信入力端子 11 に接続された直列共振子 101 およびアンテナ端子接続された直列共振子 105 の容量が決定される。この場合、直列共振子 101 および 105 の共振周波数  $f_{rs1}$  および  $f_{rs5}$  は、送信帯域の中心周波数近傍となるように設定される。仮に、直列共振子 102 ～104 の反共振周波数  $f_{as2} \sim f_{as4}$  を、 $f_{as1}$  および  $f_{as5}$  に比べて送信帯域の高域端に近接させ、 $\Delta f_2 \sim \Delta f_4$  を  $\Delta f_1$  および  $\Delta f_5$  と

同等に維持した場合には、共振周波数  $f_{rs2} \sim f_{rs4}$  が送信帯域の中心周波数から低域側へとシフトすることとなる。この場合には、共振周波数の低域シフトにより、送信帯域内のインピーダンス特性が悪化してしまう。これに対して、本実施例に係る送信側フィルタ 10 では、反共振周波数  $f_{as2} \sim f_{as4}$  を低域側へシフトさせつつ、 $\Delta f_2 \sim \Delta f_4$  を小さくしている。これにより、反共振周波数  $f_{as2} \sim f_{as4}$  が  $f_{as1}$  および  $f_{as5}$  よりも低域側へシフトしても、共振周波数  $f_{rs2} \sim f_{rs4}$  は低域へシフトしないので、送信帯域内のインピーダンス特性は維持できる。つまり、本実施例に係る送信側フィルタ 10 は、送信帯域内の所望のインピーダンスを維持しつつ、隣接する受信帯域との間の周波数領域における挿入損失の高い急峻性を実現できる。

[0085] [6-2. 実施例と比較例 2 との特性比較]

図 7 A は、実施例および比較例 2 に係る送信側フィルタの通過特性を示すグラフである。また、図 7 B は、実施例および比較例 2 に係る送信入力端子 11-受信出力端子 21 間のアイソレーション特性を示すグラフである。また、図 7 C は、実施例および比較例 2 に係る送信側フィルタのアンテナ端子側の VSWR を示すグラフである。また、図 7 D は実施例および比較例 2 に係る送信側フィルタの送信端子側の VSWR を示すグラフである。

[0086] 図 7 A～図 7 D に示された比較例 2 に係る送信側フィルタは、図 1 に示されたラダー型の構成、つまり 5 つの直列共振子と 4 つの並列共振子とを有している点は、実施例に係る送信側フィルタ 10 と同じであるが、各共振子の設計パラメータが異なる。具体的には、比較例 2 に係る送信側フィルタは、以下の関係式を満たすように共振子の設計パラメータが設定されている。

[0087]  $f_{as81}, f_{as85} > f_{as82}, f_{as83}, f_{as84}$   
(式 6)

$$\Delta f_{81} \div \Delta f_{82} \div \Delta f_{83} \div \Delta f_{84} \div \Delta f_{85} \quad (\text{式 7})$$

[0088] なお、比較例 2 に係る送信側フィルタにおいて、送信入力端子に近いものから、直列共振子 801、802、803、804 および 805 とする。ま

た、直列共振子 801～805 の共振周波数を、それぞれ、 $f_{rs81} \sim f_{rs85}$  とし、反共振周波数を、それぞれ、 $f_{as81} \sim f_{as85}$  とする。また、直列共振子 801～805 の共振周波数および反共振周波数の周波数差を、それぞれ、 $\Delta f_{81} \sim \Delta f_{85}$  とする。

[0089] つまり、比較例 2 に係る送信側フィルタにおいて、送信入力端子およびアンテナ端子のいずれにも最近接していない直列共振子 802～804 の反共振周波数  $f_{as82} \sim f_{as84}$  は、直列共振子 801 および 805 の反共振周波数  $f_{as81}$  および  $f_{as85}$  よりも低い。また、5 つの直列共振子の周波数差  $\Delta f_{81} \sim \Delta f_{85}$  は、略等しい。

[0090] 比較例 2 に係る送信側フィルタの各直列共振子が上記式 6 の関係を満たすことにより、直列共振子 802～804 の反共振周波数  $f_{as82} \sim f_{as84}$  は、直列共振子 801 および 805 の反共振周波数  $f_{as81}$  および  $f_{as85}$  よりも、送信帯域の高域端に近接する。しかしながら、図 7 B に示すように、受信帯域の低域端（1930MHz）付近のアイソレーションは改善されていない。

[0091] 一方、比較例 2 に係る送信側フィルタの各直列共振子が上記式 6 および式 7 の関係を満たすことにより、直列共振子 802～804 の共振周波数  $f_{rs82} \sim f_{rs84}$  は、送信帯域の中心周波数から低域側へとシフトする。これにより、図 7 C および図 7 D に示すように、アンテナ端子 31（図 7 C）および送信入力端子 11（図 7 D）から見た定存波比（VSWR）は、送信帯域内において悪化している。つまり、共振周波数の低域シフトにより、送信帯域内においてインピーダンス特性が悪化してしまう。

[0092] [6-3. 実施例と比較例 3 との特性比較]

図 8 A は、実施例および比較例 3 に係る送信側フィルタの通過特性を示すグラフである。また、図 8 B は、実施例および比較例 3 に係る送信入力端子 11－受信出力端子 21 間のアイソレーション特性を示すグラフである。また、図 8 C は、実施例および比較例 3 に係る送信側フィルタのアンテナ端子側の VSWR を示すグラフである。また、図 8 D は実施例および比較例 3 に

係る送信側フィルタの送信端子側のVSWRを示すグラフである。

[0093] 図8A～図8Dに示された比較例3に係る送信側フィルタは、図1に示されたラダー型の構成、つまり5つの直列共振子と4つの並列共振子とを有している点は、実施例に係る送信側フィルタ10と同じであるが、各共振子の設計パラメータが異なる。具体的には、比較例3に係る送信側フィルタは、以下の関係式を満たすように共振子の設計パラメータが設定されている。

[0094]  $f_{as94}, f_{as95} > f_{as91}, f_{as92}, f_{as93}$   
(式8)

$\Delta f_{94}, \Delta f_{95} > \Delta f_{91}, \Delta f_{92}, \Delta f_{93}$  (式9)

[0095] なお、比較例3に係る送信側フィルタにおいて、送信入力端子に近いものから、直列共振子901、902、903、904および905とする。また、直列共振子901～905の共振周波数を、それぞれ、 $f_{rs91} \sim f_{rs95}$ とし、反共振周波数を、それぞれ、 $f_{as91} \sim f_{as95}$ とする。また、直列共振子901～905の共振周波数および反共振周波数の周波数差を、それぞれ、 $\Delta f_{91} \sim \Delta f_{95}$ とする。

[0096] つまり、比較例3に係る送信側フィルタにおいて、送信入力端子に最近接している直列共振子901を含む直列共振子901～903の反共振周波数 $f_{as91} \sim f_{as93}$ は、直列共振子904および905の反共振周波数 $f_{as94}$ および $f_{as95}$ よりも低い。また、直列共振子901～903の周波数差 $\Delta f_{91} \sim \Delta f_{93}$ は、直列共振子904および905の周波数差 $\Delta f_{94}$ および $\Delta f_{95}$ よりも小さい。つまり、比較例3に係る送信側フィルタでは、上記式8および式9が成立している。

[0097] 比較例3に係る送信側フィルタの各直列共振子が上記式8の関係を満たすことにより、直列共振子901～903の反共振周波数 $f_{as91} \sim f_{as93}$ は、直列共振子904および905の反共振周波数 $f_{as94}$ および $f_{as95}$ よりも、送信帯域の高域端に近接する。

[0098] 一方、比較例3に係る送信側フィルタの各直列共振子が上記式8および式9の関係を満たすことにより、直列共振子901～903の共振周波数 $f_{rs91} \sim f_{rs93}$ は、直列共振子904および905の共振周波数 $f_{rs94}$ および $f_{rs95}$ よりも、送信帯域の高域端に近接する。

s 9 1 ~ f r s 9 3 は、送信帯域の中心周波数付近を維持している。しかしながら、図 8 C および図 8 D に示すように、アンテナ端子 3 1（図 8 C）および送信入力端子 1 1（図 8 D）から見た定存波比（VSWR）は、送信帯域内において悪化している。これは、送信入力端子 1 1 に最近接する直列共振子 9 0 1 の  $\Delta f 9 1$  を小さくしたため、送信入力端子におけるインピーダンスが悪化したためである。つまり、送信入力端子に最近接する直列共振子 9 0 1 の  $\Delta f 9 1$  を、 $\Delta 9 4$  および  $\Delta 9 5$  よりも小さくすると、送信帯域内においてインピーダンス特性が悪化してしまう。

[0099] [6-4. 実施例と比較例 4 との特性比較]

図 9 A は、実施例および比較例 4 に係る送信側フィルタの通過特性を示すグラフである。また、図 9 B は、実施例および比較例 4 に係る送信入力端子 1 1 - 受信出力端子 2 1 間のアイソレーション特性を示すグラフである。

[0100] 図 9 A および図 9 B に示された比較例 4 に係る送信側フィルタは、図 1 に示されたラダー型の構成、つまり 5 つの直列共振子と 4 つの並列共振子とを有している点は、実施例に係る送信側フィルタ 1 0 と同じであるが、各共振子の設計パラメータが異なる。具体的には、比較例 4 に係る送信側フィルタは、以下の関係式を満たすように共振子の設計パラメータが設定されている。

[0101]  $f a s 9 1, f a s 9 4, f a s 9 5 > f a s 9 2, f a s 9 3$

(式 1 0)

$\Delta f 9 4, \Delta f 9 5 > \Delta f 9 1, \Delta f 9 2, \Delta f 9 3$  (式 1 1)

[0102] なお、比較例 4 に係る送信側フィルタの直列共振子、反共振周波数、共振周波数および周波数差の各符号は、比較例 3 に係る送信側フィルタの各符号と同じである。

[0103] 比較例 4 に係る送信側フィルタは、比較例 3 に係る送信側フィルタと比較して、送信入力端子におけるインピーダンスを改善するため、比較例 3 の直列共振子 9 0 1 の周波数を高くしたものである。つまり、直列共振子 9 0 1 の反共振周波数  $f a s 9 1$  を、比較例 3 よりも高くしたものである。

[0104] 比較例 4 に係る各直列共振子の上記構成により、特に、送信入力端子におけるインピーダンスを改善することができる。しかしながら、図 9 A および図 9 B に示すように、送受信帯域間領域における挿入損失の急峻性およびアイソレーションが悪化してしまう。つまり、比較例 4 に係る送信側フィルタの構成では、送信帯域内の所望のインピーダンス、および、送信帯域より高域における所望の急峻性を両立させることはできない。

[0105] [ 6 - 5 . 実施例および比較例のまとめ ]

表 2 に、実施例および比較例 1 ～ 4 に係る送信側フィルタの反共振周波数および周波数差の関係をまとめた結果を示す。

[0106] [表2]

|       |              | 第 1 直列<br>共振子                     | 第 2 直列<br>共振子                     | 第 3 直列<br>共振子                     | 第 4 直列<br>共振子                   | 第 5 直列<br>共振子                 |
|-------|--------------|-----------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|---------------------------------|-------------------------------|
| 実施例   | 反共振点<br>周波数差 | $f_{as1}$<br>$\Delta f_1$         | $> f_{as2}$<br>$> \Delta f_2$     | $> f_{as3}$<br>$> \Delta f_3$     | $> f_{as4}$<br>$> \Delta f_4$   | $f_{as5}$<br>$\Delta f_5$     |
| 比較例 1 | 反共振点<br>周波数差 | $f_{as71}$<br>$\Delta f_{71}$     | $f_{as72}$<br>$\Delta f_{72}$     | $f_{as73}$<br>$\Delta f_{73}$     | $> f_{as74}$<br>$\Delta f_{74}$ | $f_{as75}$<br>$\Delta f_{75}$ |
| 比較例 2 | 反共振点<br>周波数差 | $f_{as81}$<br>$\Delta f_{81}$     | $> f_{as82}$<br>$\Delta f_{82}$   | $> f_{as83}$<br>$\Delta f_{83}$   | $> f_{as84}$<br>$\Delta f_{84}$ | $f_{as85}$<br>$\Delta f_{85}$ |
| 比較例 3 | 反共振点<br>周波数差 | $> f_{as91}$<br>$> \Delta f_{91}$ | $> f_{as92}$<br>$> \Delta f_{92}$ | $> f_{as93}$<br>$> \Delta f_{93}$ | $f_{as94}$<br>$\Delta f_{94}$   | $f_{as95}$<br>$\Delta f_{95}$ |
| 比較例 4 | 反共振点<br>周波数差 | $f_{as91}$<br>$> \Delta f_{91}$   | $> f_{as92}$<br>$> \Delta f_{92}$ | $> f_{as93}$<br>$> \Delta f_{93}$ | $f_{as94}$<br>$\Delta f_{94}$   | $f_{as95}$<br>$\Delta f_{95}$ |

[0107] 上記表 2 において、送信入力端子およびアンテナ端子に最近接する基準の直列共振子の反共振周波数  $f_{as}$  よりも低く設定された反共振周波数  $f_{as}$  には「 $>$ 」を付している。また、送信入力端子およびアンテナ端子に最近接する基準の直列共振子の基準の周波数差  $\Delta f$  よりも小さく設定された周波数差  $\Delta f$  には「 $>$ 」を付している。

[0108] 比較例 1 では、送受信帯域間領域において、所望のアイソレーションを満足できない。

[0109] 比較例 2 では、共振周波数  $f_{rs82} \sim f_{rs84}$  が、送信帯域の中心周波数から低域側へとシフトする。これにより、アンテナ端子および送信入力端子から見た定存波比 (VSWR) が、送信帯域内において悪化する。

- [0110] 比較例3では、反共振周波数  $f_{as91} \sim f_{as93}$  が送信帯域の高域端に近接するとともに、共振周波数  $f_{rs91} \sim f_{rs93}$  が送信帯域の中心周波数付近を維持している。しかし、送信入力端子に最近接する直列共振子901の  $\Delta f_{91}$  を小さくしたため、送信入力端子におけるインピーダンスが悪化する。
- [0111] 比較例4では、比較例3における送信入力端子でのインピーダンスを改善するため、直列共振子901の周波数を高くしている。これにより、送信入力端子におけるインピーダンスを改善できるが、送受信帯域間領域における挿入損失の急峻性およびアイソレーションが悪化してしまう。
- [0112] つまり、比較例1～4に係る送信側フィルタによれば、通過帯域高域側における通過特性の急峻性を良くするために複数の直列共振子の反共振点を通過帯域高域端に近づけると、周波数差  $\Delta f$  が大きすぎるために共振周波数が通過帯域内の低域側へシフトする。これにより、インピーダンスが悪化する。また、通過帯域高域側における通過特性の急峻性を改善するため、送信入力端子に最近接する直列共振子の反共振周波数および周波数差  $\Delta f$  を調整すると、インピーダンスが悪化する。
- [0113] これに対して、本実施例に係る送信側フィルタ10では、送信入力端子11およびアンテナ端子31に最近接している直列共振子101および105以外の直列共振子102～104の反共振周波数  $f_{as2} \sim f_{as4}$  を  $f_{as1}$  および  $f_{as5}$  よりも低域側へシフトさせつつ、 $\Delta f_2 \sim \Delta f_4$  を  $\Delta f_1$  および  $\Delta f_5$  よりも小さくしている。これにより、共振周波数  $f_{rs2} \sim f_{rs4}$  は低域へシフトしないので、送信帯域内のインピーダンス特性は所望の特性を維持できる。一方、反共振周波数  $f_{as2} \sim f_{as4}$  を送信帯域の高域端に近接させたことにより、送信帯域の高域側における送受信帯域間領域  $F_A$  における挿入損失の急峻性およびアイソレーションが改善される。つまり、本実施例に係る送信側フィルタ10は、送信帯域内の所望のインピーダンスを維持しつつ、隣接する受信帯域との間の周波数領域における挿入損失の高い急峻性を実現できる。

- [0114] 以上のように、本実施の形態に係る送信側フィルタ 10 は、圧電基板 50 上に形成された I D T 電極を有し、送信入力端子 11 とアンテナ端子 31 との間に互いに直列に接続された 5 つの直列共振子 101 ~ 105 と、圧電基板 50 上に形成された I D T 電極を有する並列共振子 151 ~ 154 とを備える。ここで、送信入力端子 11 に最も近く接続された直列共振子 101 およびアンテナ端子 31 に最も近く接続された直列共振子 105 以外の全ての直列共振子 102 ~ 104 の周波数差  $\Delta f_2 \sim \Delta f_4$  は、直列共振子 101 および 105 の周波数差  $\Delta f_1$  および  $\Delta f_5$  よりも小さく、かつ、直列共振子 102 ~ 104 の反共振周波数  $f_{as2} \sim f_{as4}$  は、直列共振子 101 および 105 の反共振周波数  $f_{as1}$  および  $f_{as5}$  よりも低い。
- [0115] また、直列共振子 102 ~ 104 の I D T 電極を構成する複数の電極指の繰り返しピッチ  $\lambda_2 \sim \lambda_4$  は、直列共振子 101 および 105 の I D T 電極を構成する複数の電極指の繰り返しピッチ  $\lambda_1$  および  $\lambda_5$  よりも大きくてもよい。
- [0116] また、本実施の形態に係る送信側フィルタ（弾性波フィルタ）は、直列共振子を 5 つ備える構成に限定されず、4 以上の直列共振子を備えていればよく、当該 4 以上の直列共振子のうち、入力端子に最も近く接続された第 1 直列共振子および出力端子に最も近く接続された第 2 直列共振子以外の全ての直列共振子の  $\Delta f$  は、第 1 直列共振子および第 2 直列共振子の  $\Delta f$  よりも小さく、かつ、第 1 直列共振子および第 2 直列共振子以外の全ての直列共振子の反共振周波数  $f_{as}$  は、第 1 直列共振子および第 2 直列共振子の反共振周波数  $f_{as}$  よりも低ければよい。この構成により、本実施例に係る送信側フィルタ 10 と同様の効果が奏される。
- [0117] また、所定の周波数帯域を選択的に通過させる帯域通過フィルタを複数有することにより、入力信号を分波するマルチプレクサであって、複数の帯域通過フィルタが通過させる周波数帯域のそれぞれは異なり、当該複数の帯域通過フィルタのそれぞれの一端同士は共通端子に接続され、当該複数の帯域通過フィルタのうち、最も高い周波数帯域を有する帯域通過フィルタ以外の

帯域通過フィルタの少なくとも１つが、実施例に係る送信側フィルタ１０の特性を有する帯域通過フィルタであってもよい。

[0118] また、送信側フィルタおよび受信側フィルタのうち、通過させる周波数帯域が低いほうのフィルタが、実施例に係る送信側フィルタ１０の特性を有する帯域通過フィルタであるデュプレクサであってもよい。

[0119] [６－６．高周波フロントエンド回路および通信装置の構成]

ここで、上記実施例に係るデュプレクサ１を備える高周波フロントエンド回路６０および通信装置７０について説明する。

[0120] 図１０は、実施例に係るデュプレクサ１を備える高周波フロントエンド回路６０および通信装置７０の回路構成図である。同図には、高周波フロントエンド回路６０と、アンテナ素子２と、ＲＦ信号処理回路（ＲＦＩＣ）３と、ベースバンド信号処理回路（ＢＢＩＣ）４とが示されている。

[0121] 高周波フロントエンド回路６０と、ＲＦ信号処理回路３と、ベースバンド信号処理回路４とは、通信装置７０を構成している。

[0122] 高周波フロントエンド回路６０は、デュプレクサ１と、パワーアンプ回路４１と、ローノイズアンプ回路４２とを備える。

[0123] パワーアンプ回路４１は、ＲＦ信号処理回路３から出力された高周波送信信号を増幅し、送信入力端子１１、送信側フィルタ１０、およびアンテナ端子３１を経由してアンテナ素子２に出力する送信増幅回路である。

[0124] ローノイズアンプ回路４２は、アンテナ素子２、アンテナ端子３１および送信側フィルタ２０を経由した高周波信号を増幅し、ＲＦ信号処理回路３へ出力する受信増幅回路である。

[0125] ＲＦ信号処理回路３は、アンテナ素子２から受信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４へ出力する。また、ＲＦ信号処理回路３は、ベースバンド信号処理回路４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パワーアンプ回路３１へ出力する。ＲＦ信号処理回路

3は、例えば、RFIC (Radio Frequency Integrated Circuit) である。

[0126] ベースバンド信号処理回路4で処理された信号は、例えば、画像信号として画像表示のために、または、音声信号として通話のために使用される。

[0127] なお、高周波フロントエンド回路60は、デュプレクサ1、パワーアンプ回路41、ならびにローノイズアンプ回路42の間に、他の回路素子を備えていてもよい。

[0128] 上記構成によれば、広い通過帯域かつ狭い隣接帯域間隔を有する周波数規格に対しても、通過帯域内の所望のインピーダンスを維持しつつ通過帯域外における通過特性の高い急峻性を有する弾性波フィルタを備える高周波フロントエンド回路および通信装置を提供することが可能となる。

[0129] なお、上記説明では、デュプレクサを例に説明したが、本発明は、例えば、3つのフィルタのアンテナ端子が共通化されたトリプレクサや、4つのフィルタのアンテナ端子が共通化されたクワッドプレクサについても適用することができる。つまり、高周波フロントエンド回路および通信装置は、2以上のフィルタを備えていればよい。

[0130] さらに、高周波フロントエンド回路および通信装置は、送信フィルタ及び受信フィルタの双方を備える構成に限らず、送信フィルタのみ、または、受信フィルタのみを備える構成であってもかまわない。

[0131] また、通信装置70は、高周波信号の処理方式に応じて、ベースバンド信号処理回路4を備えていなくてもよい。

[0132] (7. その他の変形例など)

以上、本発明の実施の形態に係る弾性表面波フィルタ、マルチプレクサおよびデュプレクサについて、実施例を挙げて説明したが、本発明は、上記実施例には限定されない。例えば、上記各実施例に次のような変形を施した態様も、本発明に含まれ得る。

[0133] 例えば、実施例に係る基板50の圧電体層53は、 $50^\circ$  YカットX伝搬LiTaO<sub>3</sub>単結晶を使用したものであるが、単結晶材料のカット角はこれに

限定されない。つまり、 $\text{LiTaO}_3$ 単結晶を圧電体層として用いて、上記式 1 および式 2 を満たす弾性表面波フィルタの圧電体層のカット角は、 $50^\circ$   $\gamma$ であることに限定されない。上記以外のカット角を有する $\text{LiTaO}_3$ 圧電体層を用いた弾性表面波フィルタであっても、同様の効果を奏することが可能となる。また、上記圧電体層は、 $\text{LiNbO}_3$ などの他の圧電単結晶からなるものであってもよい。また、本発明において、基板 50 としては、圧電体層 53 を有する限り、全体が圧電体層からなるものの他、支持基板上に圧電体層が積層されている構造を用いてもよい。

[0134] また、上記実施の形態では、IDT電極を有する弾性表面波フィルタを例示したが、本発明に係る弾性波フィルタは、弾性表面波フィルタに限定されず、直列共振子および並列共振子で構成される弾性境界波やBAW (Bulk Acoustic Wave) を用いた弾性波フィルタであってもよい。これによっても、上記実施の形態に係る弾性表面波フィルタが有する効果と同様の効果が奏される。

[0135] また、上記実施例では、送信側フィルタ 10 を本発明の要部として説明したが、本発明の内容は受信側フィルタ 20 で用いられても良い。この場合には、受信側フィルタ 20 が、入力端子と出力端子との間に互いに直列に接続された 4 以上の直列共振子と、入力端子、出力端子および当該 4 以上の直列共振子の接続ノードのいずれかと基準端子との間に接続された並列共振子とを備え、上記 4 以上の直列共振子のうち、入力端子に最も近く接続された第 1 直列共振子および出力端子に最も近く接続された第 2 直列共振子以外の全ての直列共振子の反共振周波数と共振周波数との差である周波数差は、第 1 直列共振子および第 2 直列共振子の反共振周波数と共振周波数との周波数差よりも小さく、かつ、第 1 直列共振子および第 2 直列共振子以外の全ての直列共振子の反共振周波数は、第 1 直列共振子および第 2 直列共振子の反共振周波数よりも低い、という特徴を有する。

### 産業上の利用可能性

[0136] 本発明は、広い帯域幅および狭いバンド間隔の周波数規格に適用できる弾

性波フィルタ、マルチプレクサおよびデュプレクサとして、携帯電話などの通信機器に広く利用できる。

## 符号の説明

- [0137]    1      デュプレクサ
- 2      アンテナ素子
- 3      RF信号処理回路 (RFIC)
- 4      ベースバンド信号処理回路 (BBIC)
- 10      送信側フィルタ
- 11      送信入力端子
- 11a、11b、54      IDT電極
- 20      受信側フィルタ
- 21      受信出力端子
- 21A      縦結合型フィルタ部
- 22      入力端子
- 23      出力端子
- 31      アンテナ端子
- 41      パワーアンプ回路
- 42      ローノイズアンプ回路
- 50      基板
- 51      高音速支持基板
- 52      低音速膜
- 53      圧電体層
- 55      保護層
- 60      高周波フロントエンド回路
- 70      通信装置
- 101、102、103、104、105、201、202、701、702、703、704、705、801、802、803、804、805、901、902、903、904、905      直列共振子

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 4 1、1 6 1、3 1 1      インダクタンス素子  
1 5 1、1 5 2、1 5 3、1 5 4、2 5 1、2 5 2      並列共振子  
2 1 1、2 1 2、2 1 3、2 1 4、2 1 5、2 1 6、2 1 7、2 1 8、2  
1 9      I D T  
2 2 0、2 2 1      反射器  
5 4 1      密着層  
5 4 2      主電極層

## 請求の範囲

- [請求項1]           入力端子と出力端子との間に互いに直列に接続された4以上の直列共振子と、
- 前記入力端子、前記出力端子および前記4以上の直列共振子の接続ノードのいずれかと基準端子との間に接続された並列共振子とを備え、
- 前記4以上の直列共振子のうち、前記入力端子に最も近く接続された第1直列共振子および前記出力端子に最も近く接続された第2直列共振子以外の全ての直列共振子の反共振周波数と共振周波数との差である周波数差は、前記第1直列共振子および前記第2直列共振子の反共振周波数と共振周波数との周波数差よりも小さく、かつ、前記第1直列共振子および前記第2直列共振子以外の全ての直列共振子の反共振周波数は、前記第1直列共振子および前記第2直列共振子の反共振周波数よりも低い
- 弾性波フィルタ。
- [請求項2]           前記4以上の直列共振子及び前記並列共振子は、圧電体層を備える基板上に形成されたIDT電極を有しており、
- 前記第1直列共振子および前記第2直列共振子以外の全ての直列共振子の前記IDT電極を構成する複数の電極指の繰り返しピッチは、前記第1直列共振子および前記第2直列共振子の前記IDT電極を構成する複数の電極指の繰り返しピッチよりも大きい
- 請求項1に記載の弾性波フィルタ。
- [請求項3]           前記圧電体層を備える基板は、
- 前記IDT電極が一方向上に形成された圧電体層と、
- 前記圧電体層を伝搬する弾性波音速よりも、伝搬するバルク波音速が高速である高音速支持基板と、
- 前記高音速支持基板と前記圧電体層との間に配置され、前記圧電体層を伝搬する弾性波音速よりも、伝搬するバルク波音速が低速である

低音速膜とを備える

請求項 2 に記載の弾性波フィルタ。

[請求項4]

前記 4 以上の直列共振子は、5 つの直列共振子であり、

前記 5 つの直列共振子のうち、前記第 1 直列共振子および前記第 2 直列共振子以外の 3 つの直列共振子の反共振周波数と共振周波数の差である周波数差は、前記第 1 直列共振子および前記第 2 直列共振子の反共振周波数と共振周波数との周波数差よりも小さく、かつ、前記第 1 直列共振子および前記第 2 直列共振子以外の 3 つの直列共振子の反共振周波数は、前記第 1 直列共振子および前記第 2 直列共振子の反共振周波数よりも低い

請求項 1 ～ 3 のいずれか 1 項に記載の弾性波フィルタ。

[請求項5]

所定の周波数帯域を選択的に通過させる帯域通過フィルタを複数することにより、入力信号を分波するマルチプレクサであって、

前記複数の帯域通過フィルタが通過させる前記周波数帯域のそれぞれは異なり、前記複数の帯域通過フィルタのそれぞれの一端同士は共通端子に接続され、

前記複数の帯域通過フィルタのうち、最も高い前記周波数帯域を有する帯域通過フィルタ以外の帯域通過フィルタの少なくとも 1 つが、請求項 1 ～ 4 のいずれか 1 項に記載の弾性波フィルタである

マルチプレクサ。

[請求項6]

送信側フィルタと、受信側フィルタとを有し、前記送信側フィルタの一端と、前記受信側フィルタの一端とが共通接続されて、アンテナ端子に接続されたデュプレクサにおいて、

前記送信側フィルタおよび前記受信側フィルタのうち、通過させる周波数帯域が低いほうのフィルタが、請求項 1 ～ 4 のいずれか 1 項に記載の弾性波フィルタである

デュプレクサ。

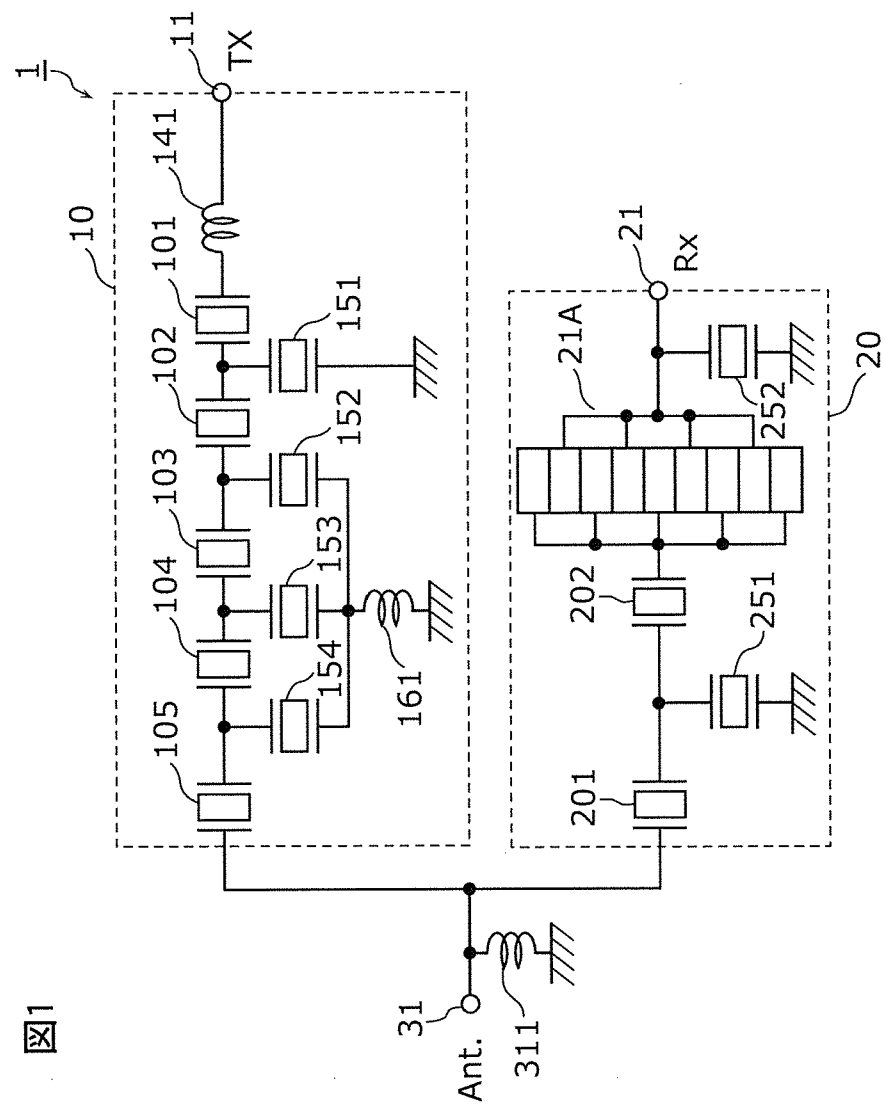
[請求項7]

請求項 1 ～ 4 のいずれか 1 項に記載の弾性波フィルタ、請求項 5 に

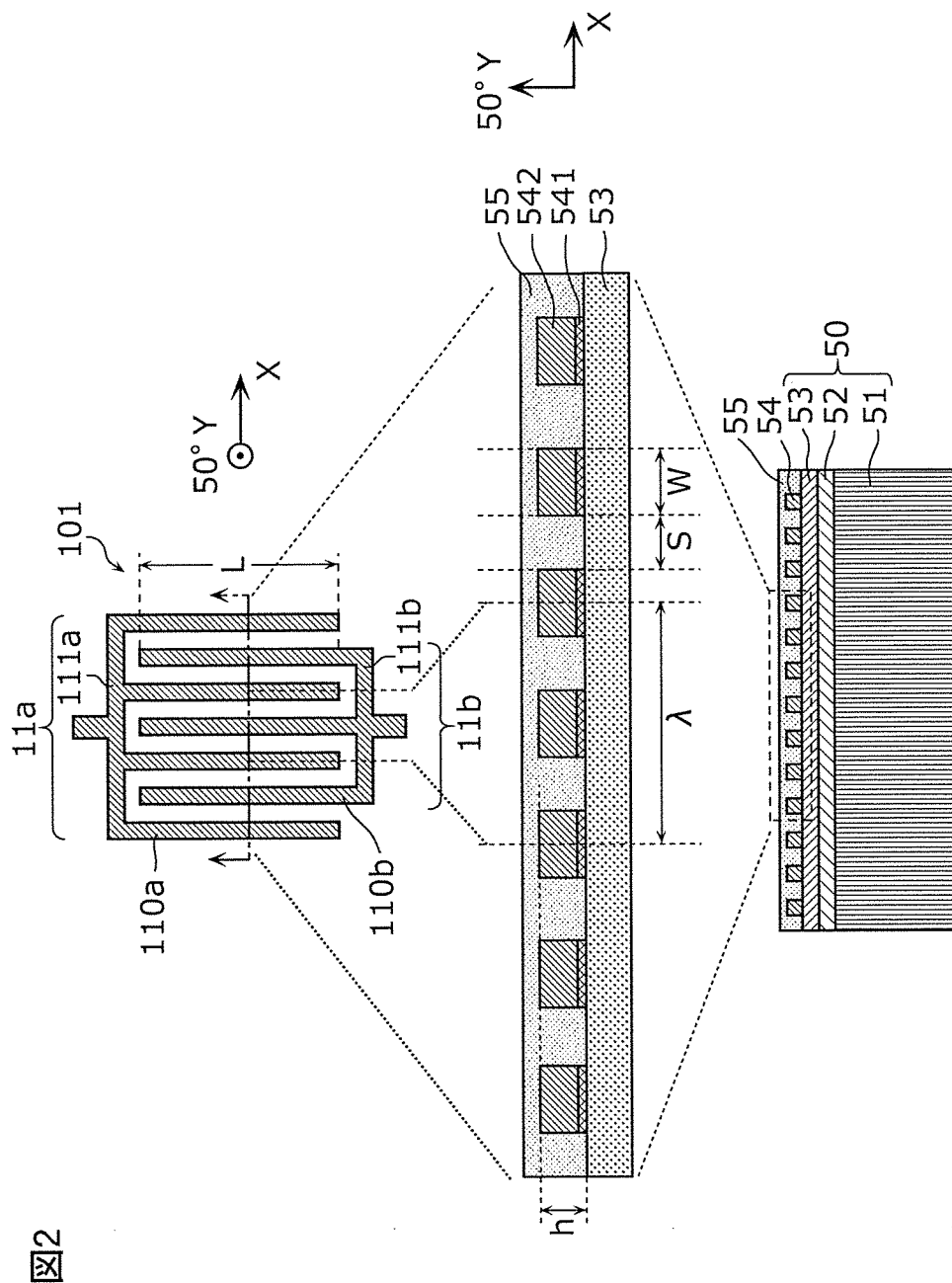
記載のマルチプレクサ、または請求項 6 に記載のデュプレクサと、  
前記弾性波フィルタ、前記マルチプレクサまたは前記デュプレクサ  
に接続された増幅回路と、を備える  
高周波フロントエンド回路。

[請求項 8]      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 7 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。

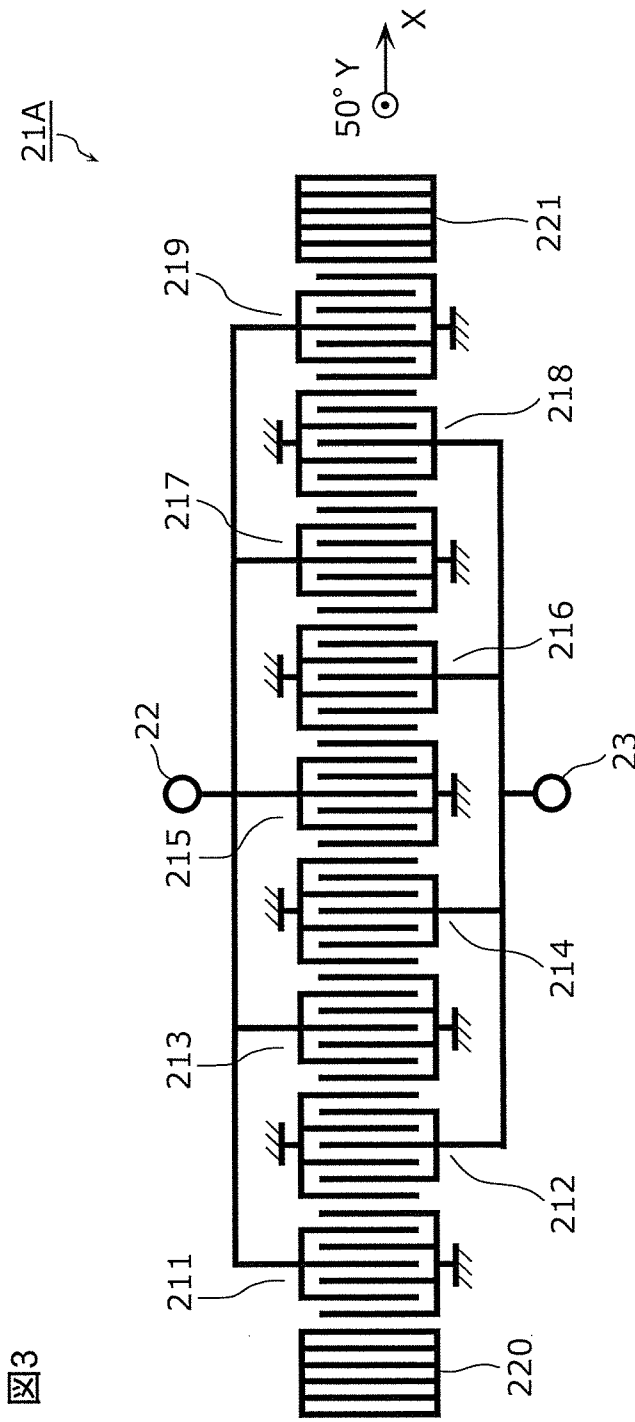
[図1]



[図2]

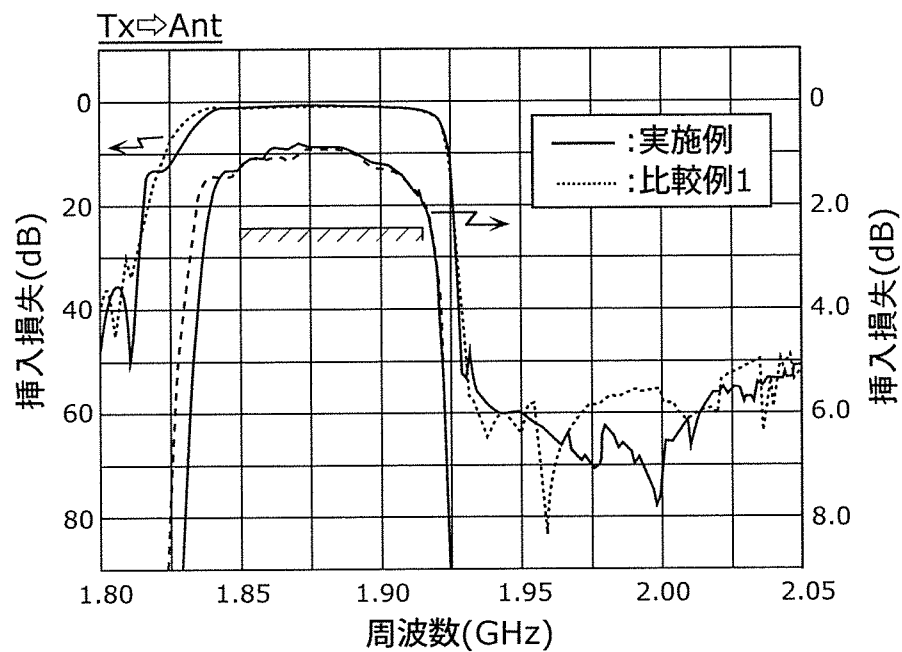


[図3]



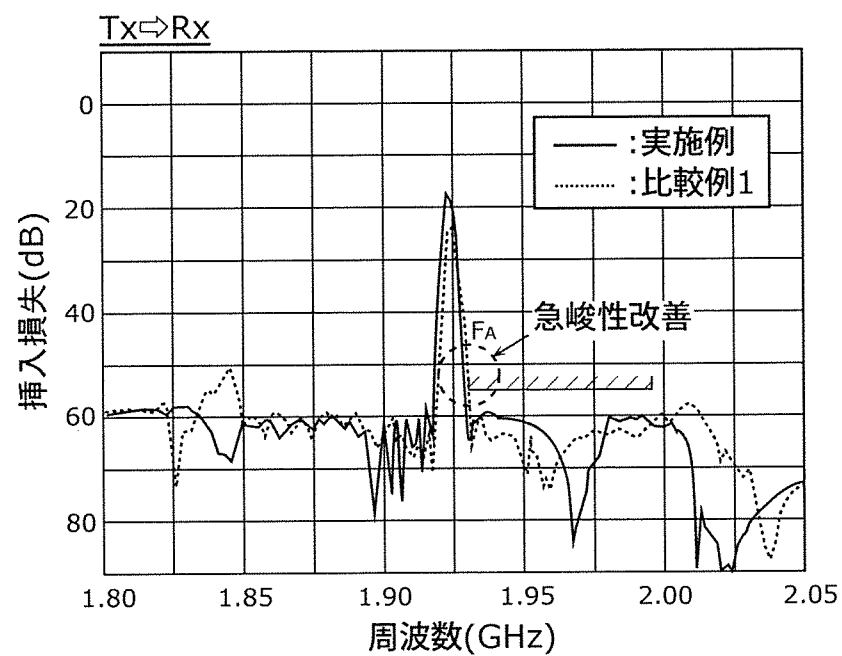
[図4A]

図4A



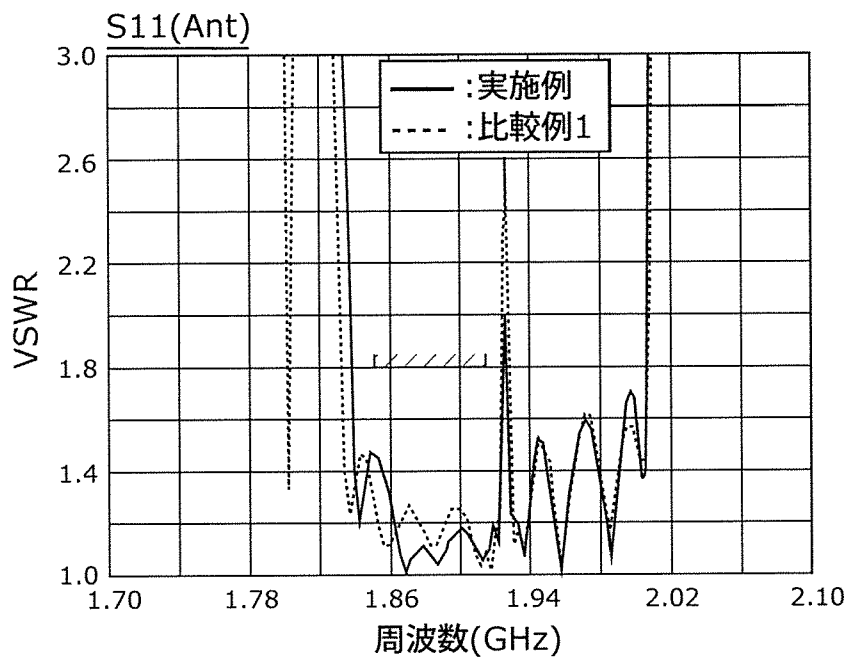
[図4B]

図4B



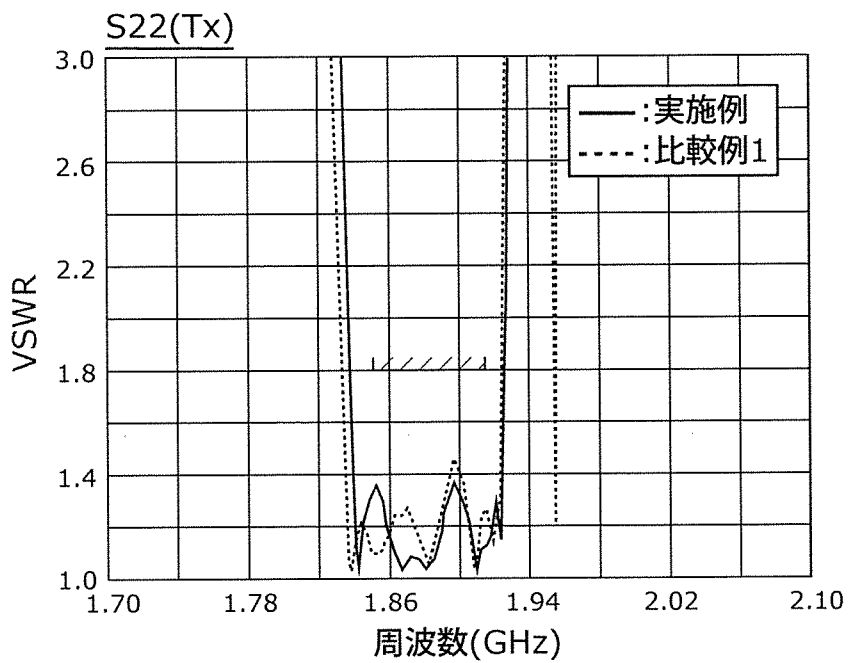
[図4C]

図4C



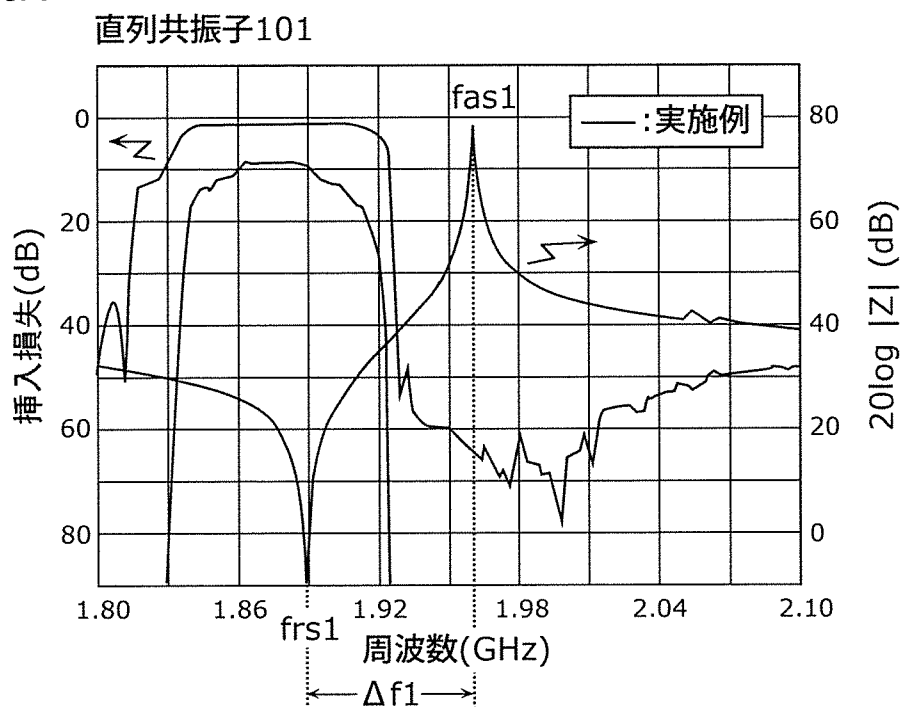
[図4D]

図4D



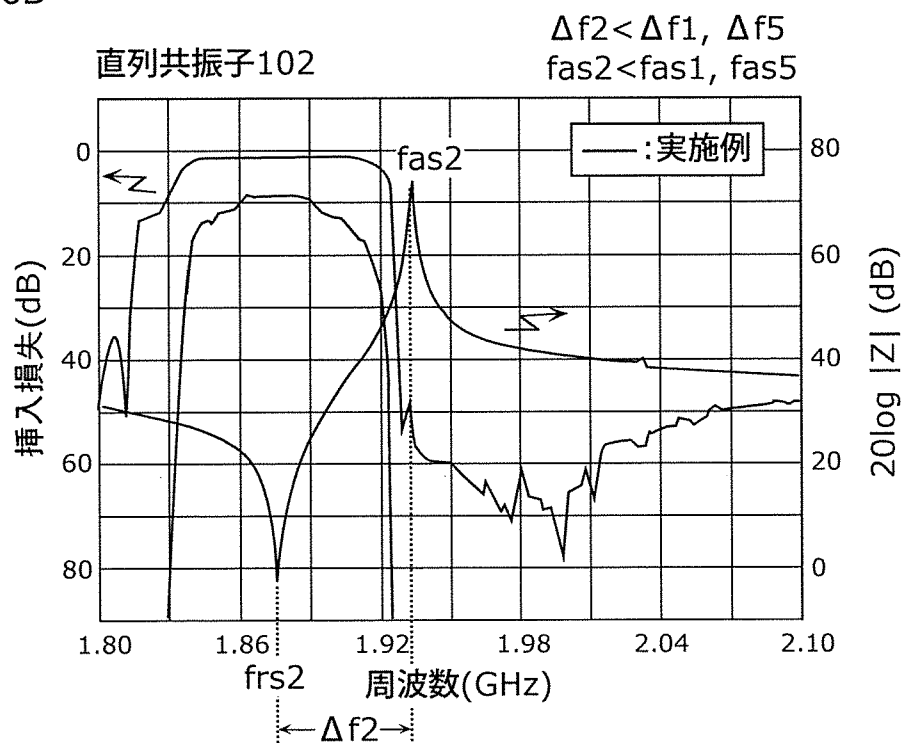
[図5A]

図5A



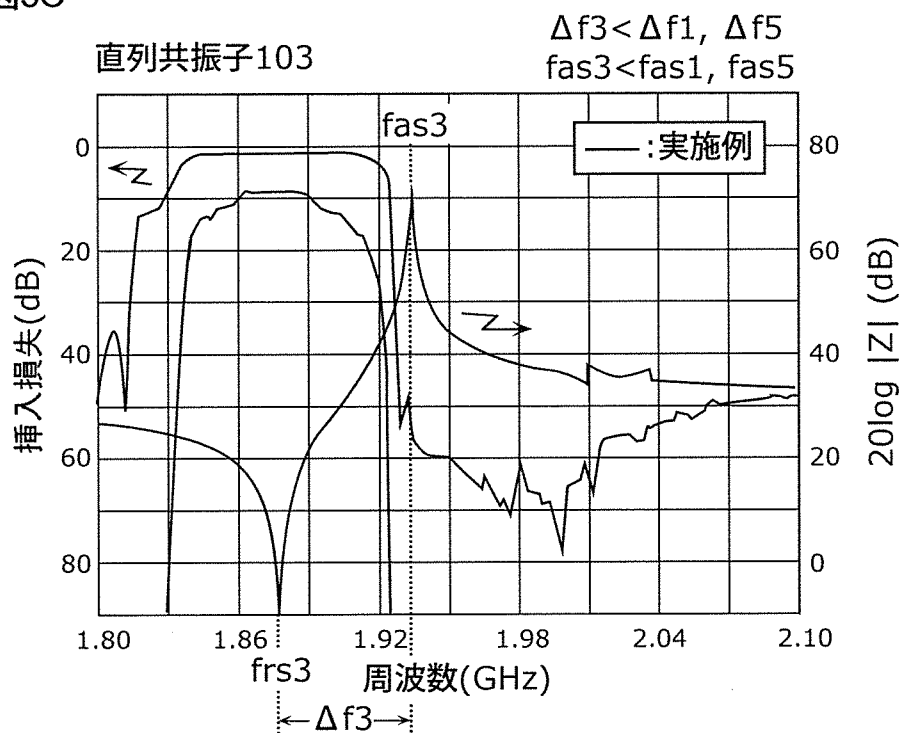
[図5B]

図5B



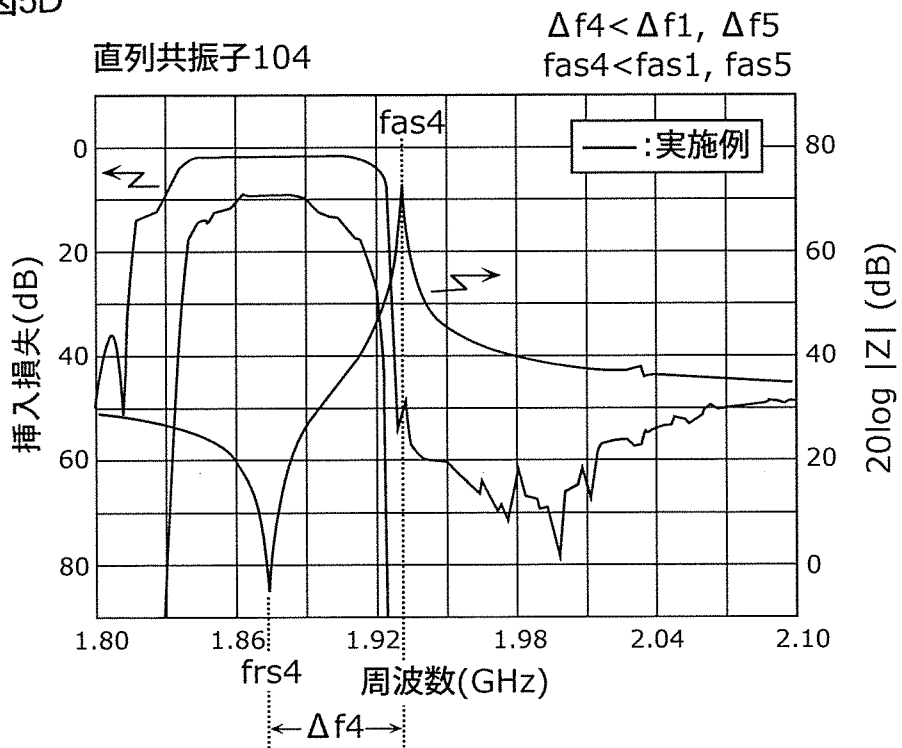
[図5C]

図5C



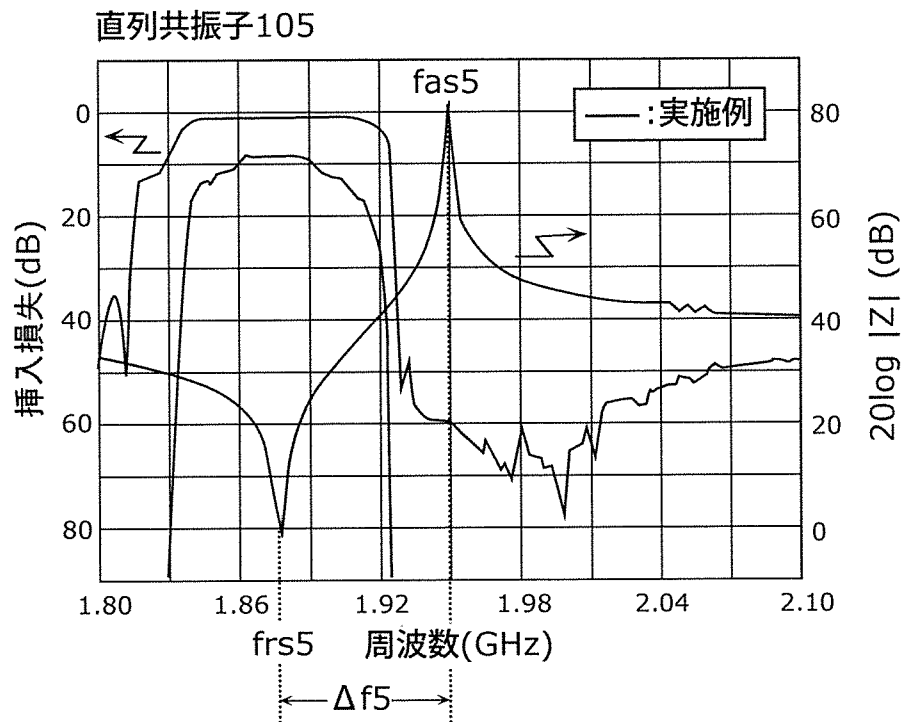
[図5D]

図5D



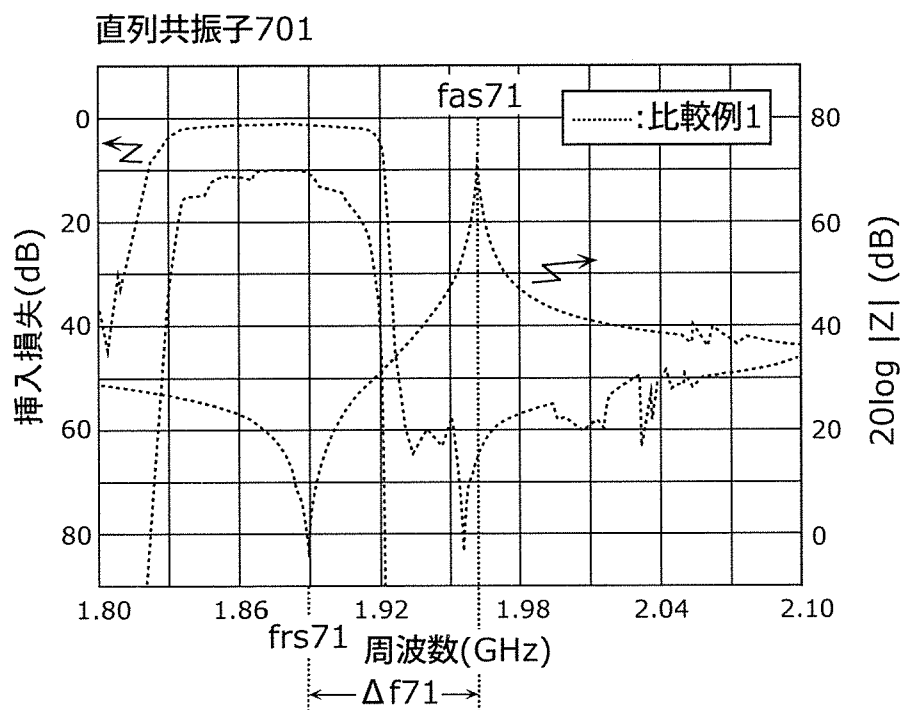
[図5E]

図5E



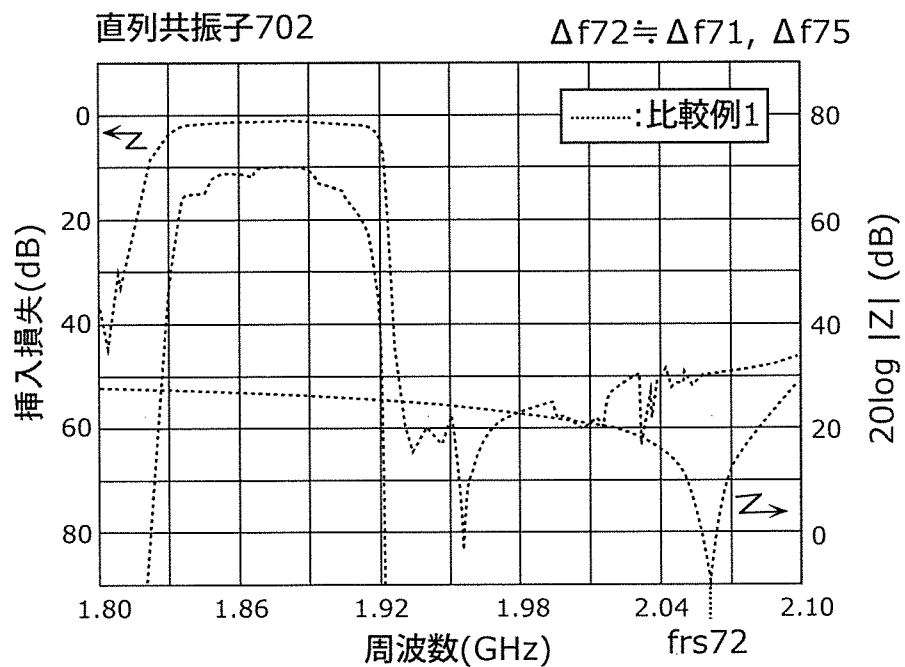
[図6A]

図6A



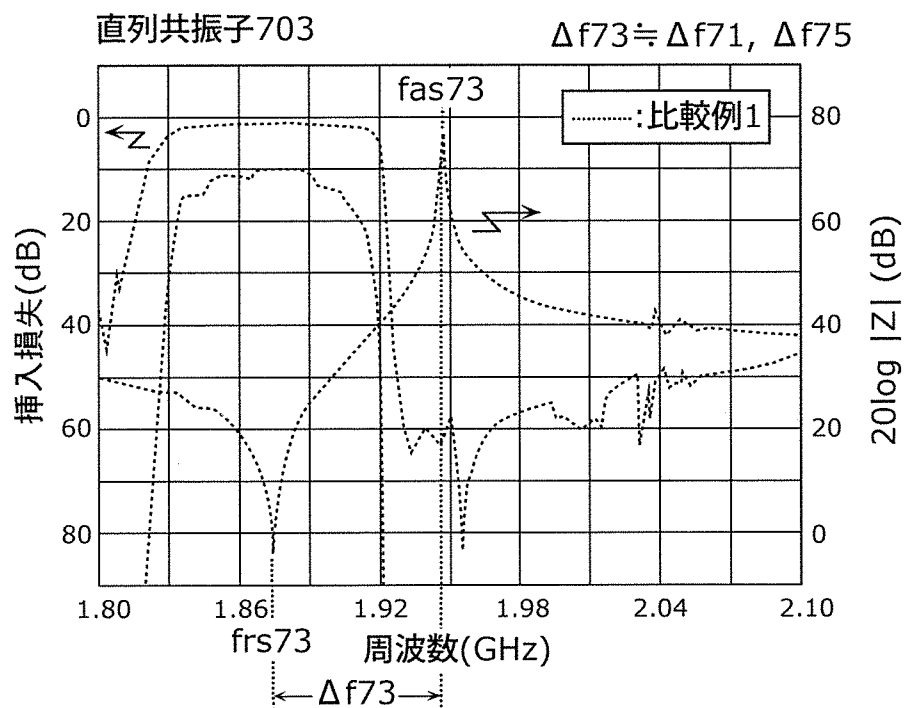
[図6B]

図6B



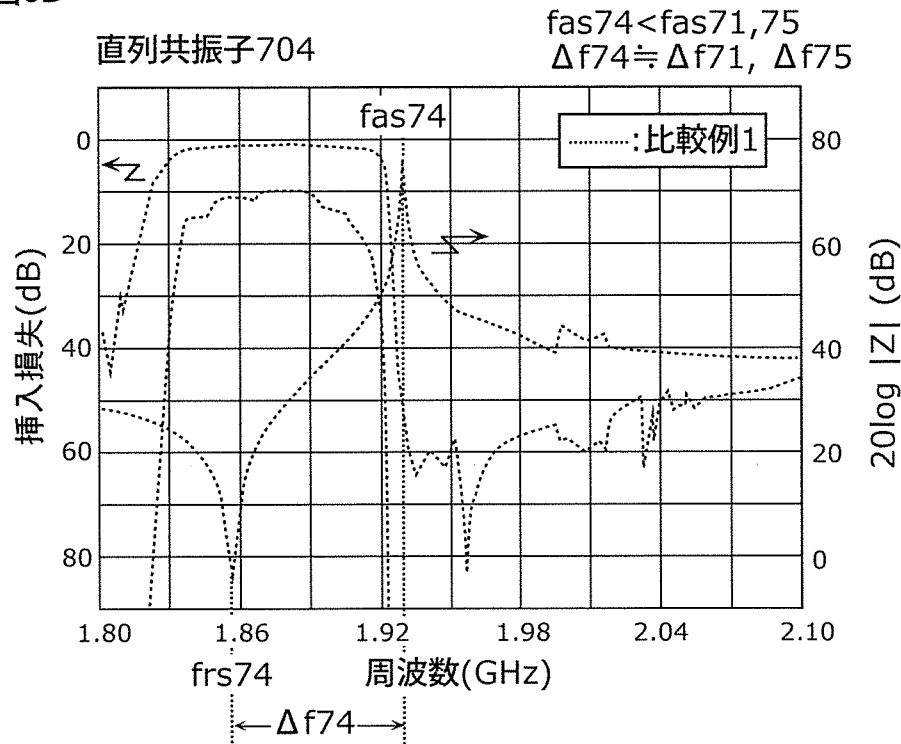
[図6C]

図6C



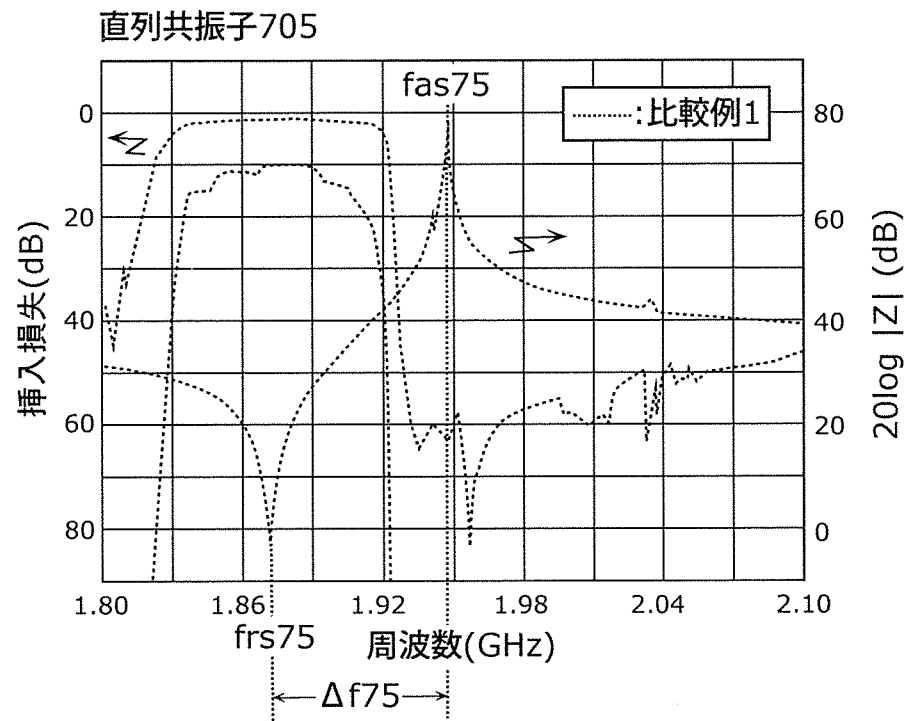
[図6D]

図6D



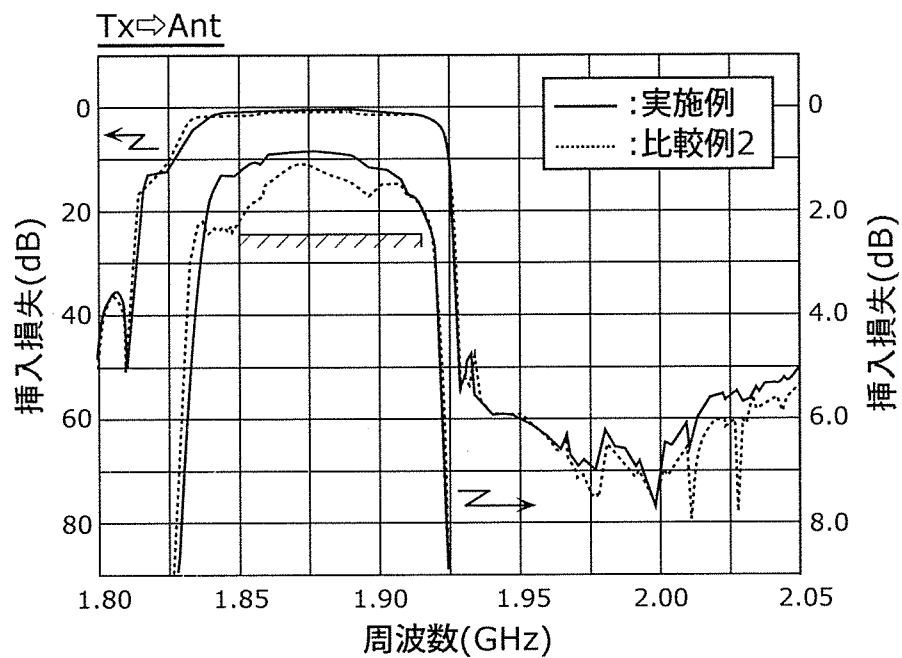
[図6E]

図6E



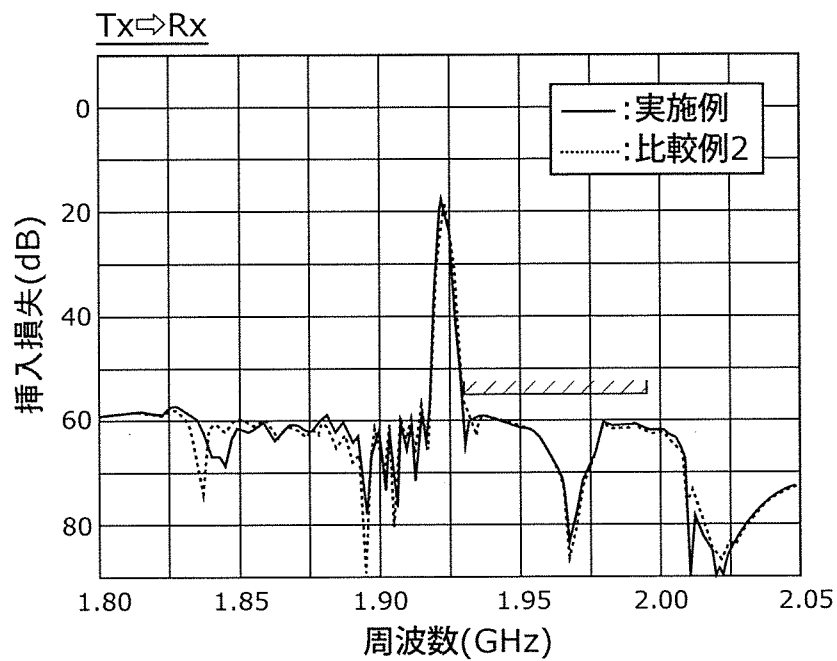
[図7A]

図7A



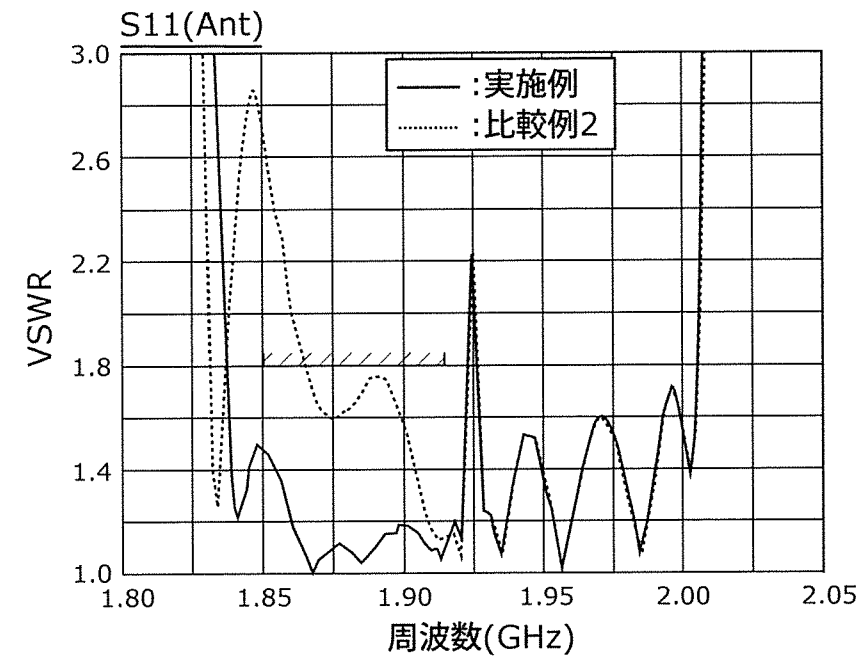
[図7B]

図7B



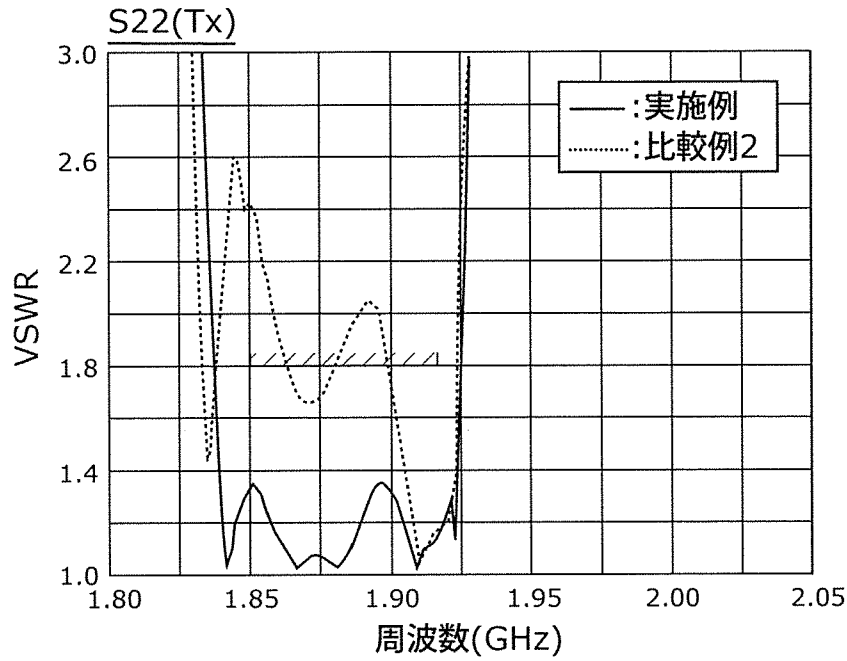
[図7C]

図7C



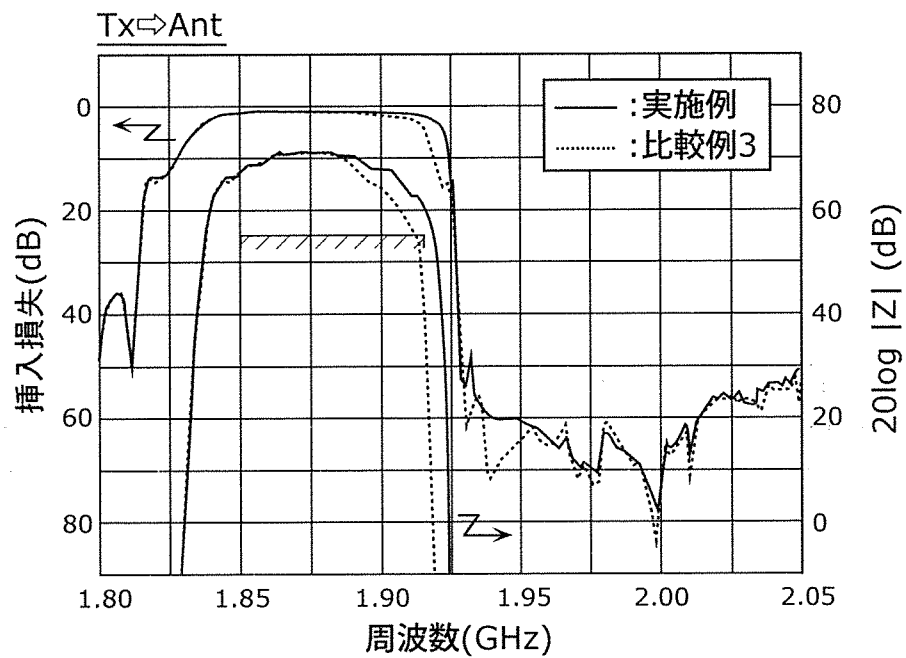
[図7D]

図7D



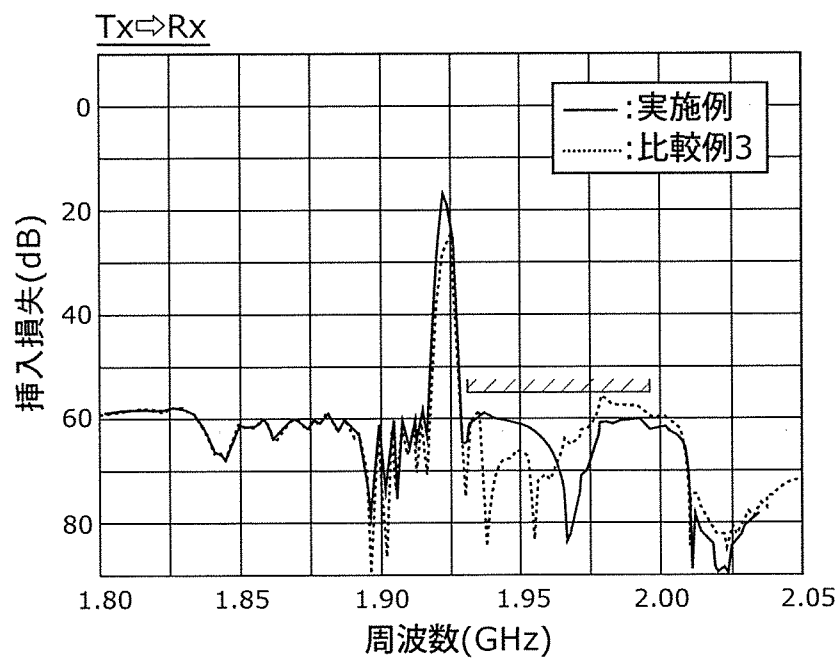
[図8A]

図8A



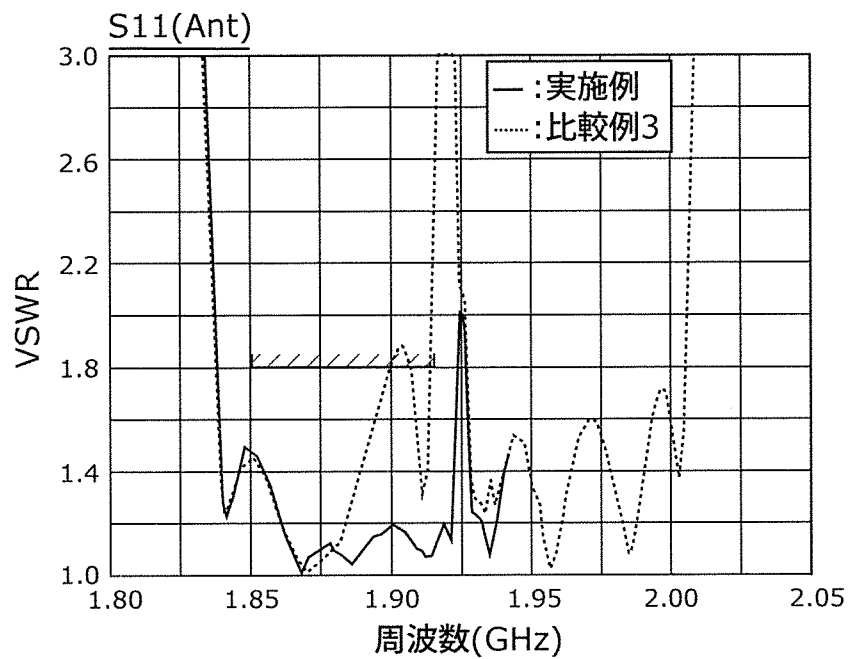
[図8B]

図8B



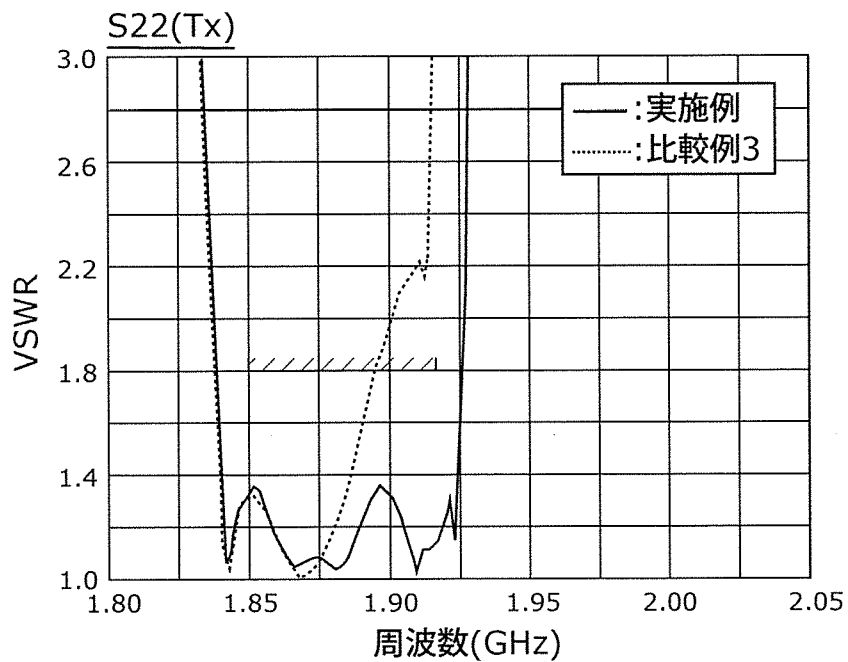
[図8C]

図8C



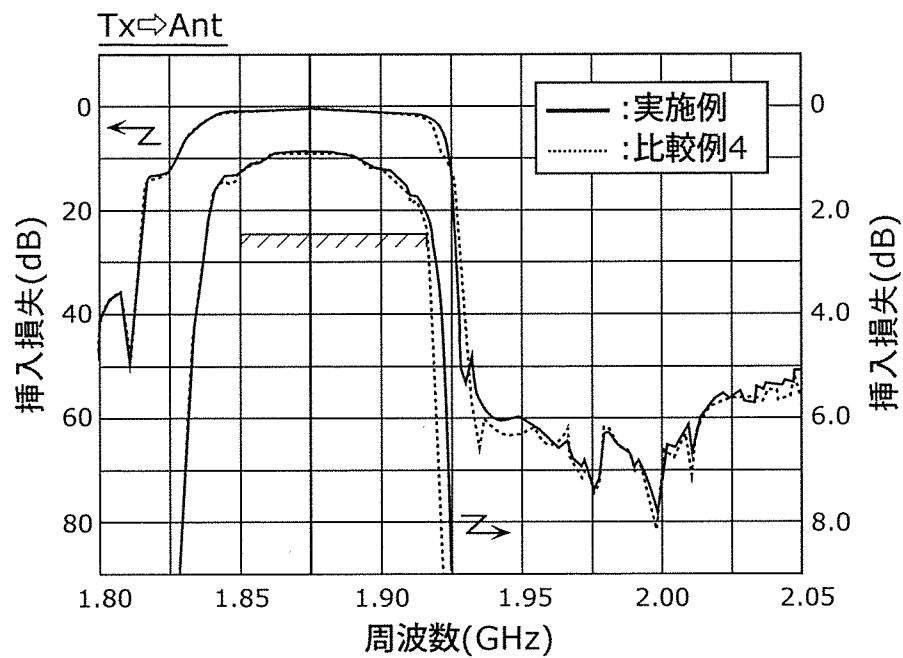
[図8D]

図8D



[図9A]

図9A



[図9B]

図9B

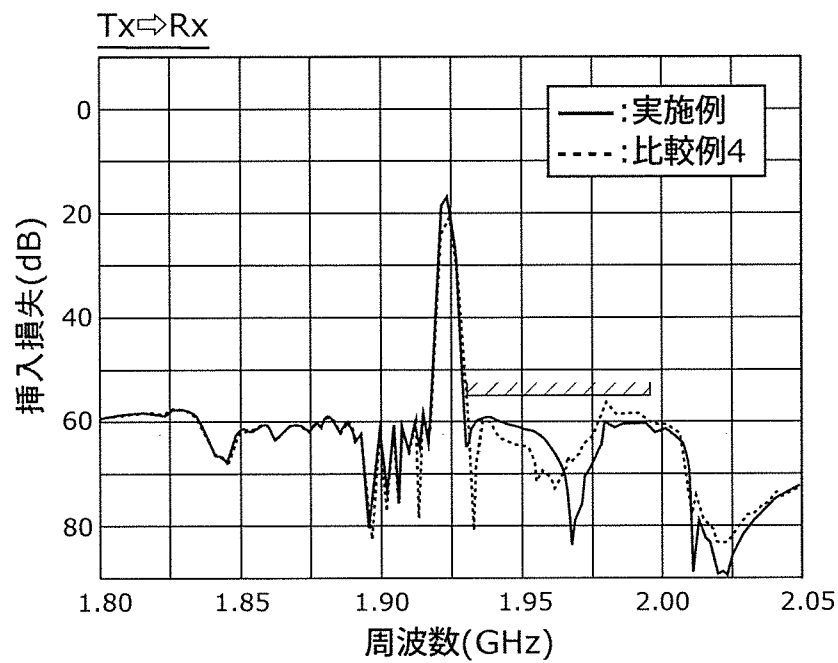
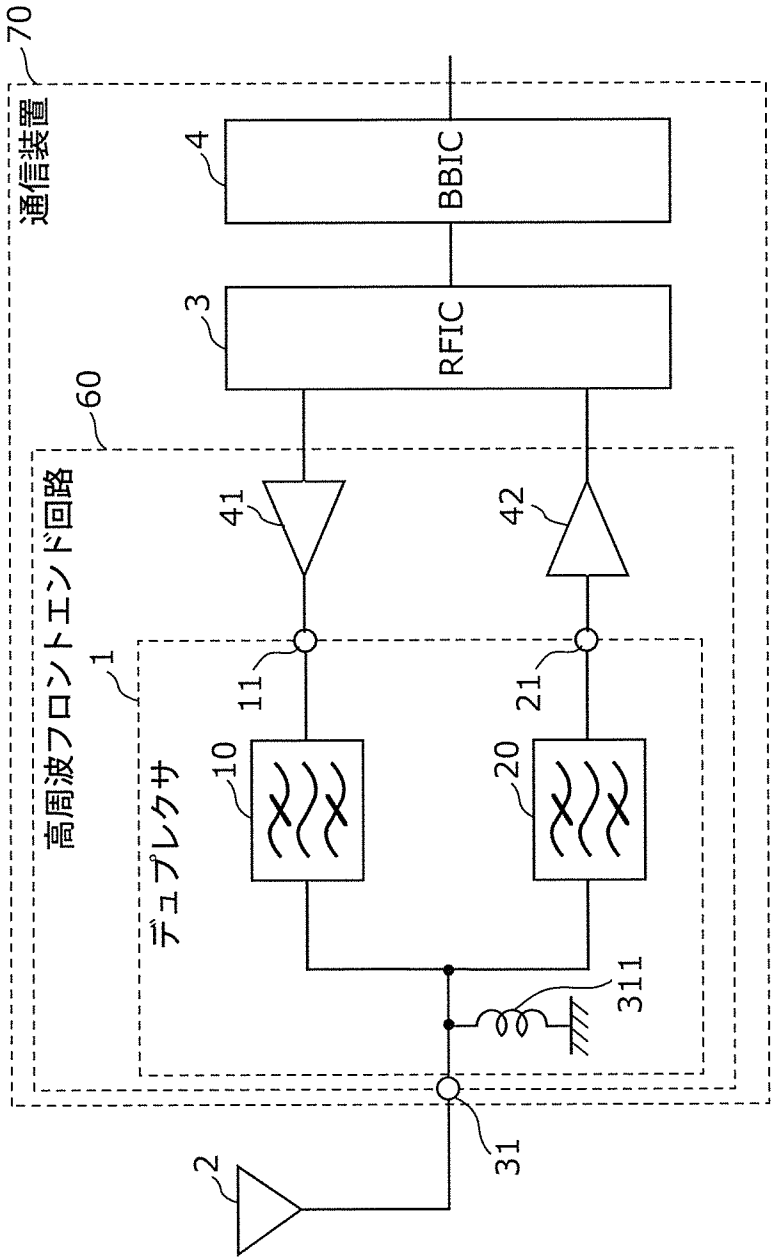


図10

[図10]



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2016/068688

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H03H9/64(2006.01)i, H03H9/145(2006.01)i, H03H9/72(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, H03H9/145, H03H9/72

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 | 1996-2016 |
| Kokai Jitsuyo Shinan Koho | 1971-2016 | Toroku Jitsuyo Shinan Koho | 1994-2016 |

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<br>Y<br>A | WO 2014/108254 A1 (EPCOS AG),<br>17 July 2014 (17.07.2014),<br>page 5, lines 15 to 19; page 15, line 23 to<br>page 16, line 17; page 23, lines 2 to 6; fig. 3<br>& US 2015/0349748 A1<br>paragraphs [0019], [0060] to [0061], [0080];<br>fig. 3<br>& DE 102013100286 B3 & JP 2016-504881 A | 1, 4<br>5-8<br>2, 3   |
| Y<br>A      | JP 9-167937 A (Oki Electric Industry Co.,<br>Ltd.),<br>24 June 1997 (24.06.1997),<br>paragraphs [0019] to [0021], [0040] to [0052];<br>fig. 12<br>(Family: none)                                                                                                                           | 1, 4-8<br>2, 3        |

☒ 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  
06 September 2016 (06.09.16)

Date of mailing of the international search report  
13 September 2016 (13.09.16)

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/JP2016/068688

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

| Category* | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages                                                                                                                                                                                                                  | Relevant to claim No. |
|-----------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------|
| Y<br>A    | WO 2010/061477 A1 (Fujitsu Ltd.),<br>30 June 2010 (30.06.2010),<br>paragraphs [0023] to [0027], [0040] to [0041];<br>fig. 17(a)<br>& US 2011/0227807 A1<br>paragraphs [0043] to [0047], [0061] to [0062];<br>fig. 17(a)<br>& EP 2362545 A1 & CN 102232270 A<br>& KR 10-2011-0091882 A               | 1, 4-8<br>2, 3        |
| Y<br>A    | JP 2008-160562 A (Kyocera Corp.),<br>10 July 2008 (10.07.2008),<br>paragraphs [0034] to [0036], [0039], [0056] to<br>[0059]; fig. 1, 6<br>& US 2008/0150652 A1<br>paragraphs [0021] to [0024], [0027], [0043] to<br>[0048]; fig. 1, 4<br>& EP 1940022 A2 & KR 10-2008-0059530 A<br>& CN 101212211 A | 5-8<br>1-4            |

## 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, H03H9/145(2006.01)i, H03H9/72(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, H03H9/145, H03H9/72

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 | 1971-2016年 |
| 日本国実用新案登録公報 | 1996-2016年 |
| 日本国登録実用新案公報 | 1994-2016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<br>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<br>請求項の番号    |
|-----------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------|
| X<br>Y<br>A     | WO 2014/108254 A1 (EPCOS AG) 2014.07.17,<br>第5頁第15-19行, 第15頁第23行-第16頁第17行, 第23頁第2-6<br>行, 図3<br>& US 2015/0349748 A1, [0019], [0060]-[0061], [0080], 図3<br>& DE 102013100286 B3 & JP 2016-504881 A | 1,4<br>5-8<br>2,3 |
| Y<br>A          | JP 9-167937 A (沖電気工業株式会社) 1997.06.24,<br>段落[0019]-[0021], [0040]-[0052], 図12<br>(ファミリーなし)                                                                                                          | 1,4-8<br>2,3      |

☒ 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

06.09.2016

国際調査報告の発送日

13.09.2016

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

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)

鬼塚 由佳

電話番号 03-3581-1101 内線 3576

5W

5288

| C (続き) . 関連すると認められる文献 |                                                                                                                                                                                                                             |                |
|-----------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------|
| 引用文献の<br>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<br>請求項の番号 |
| Y<br>A                | WO 2010/061477 A1 (富士通株式会社) 2010. 06. 30,<br>段落[0023]-[0027], [0040]-[0041], 図 17(a)<br>& US 2011/0227807 A1, [0043]-[0047], [0061]-[0062], 図 17(a)<br>& EP 2362545 A1 & CN 102232270 A & KR 10-2011-0091882 A              | 1, 4-8<br>2, 3 |
| Y<br>A                | JP 2008-160562 A (京セラ株式会社) 2008. 07. 10,<br>段落[0034]-[0036], [0039], [0056]-[0059], 図 1, 6<br>& US 2008/0150652 A1, [0021]-[0024], [0027], [0043]-[0048], 図 1, 4<br>& EP 1940022 A2 & KR 10-2008-0059530 A & CN 101212211 A | 5-8<br>1-4     |