

(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



(10) 国際公開番号

WO 2012/053239 A1

PCT

(43) 国際公開日

2012 年 4 月 26 日(26.04.2012)

(51) 国際特許分類:

H03H 9/70 (2006.01) H03H 9/17 (2006.01)

H01L 41/09 (2006.01) H03H 9/54 (2006.01)

H01L 41/187 (2006.01) H04B 1/52 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2011/058926

(22) 国際出願日: 2011 年 4 月 8 日(08.04.2011)

(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 2010-233640 2010 年 10 月 18 日(18.10.2010) JP

(71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): 太陽誘電株式会社(TAIYO YUDEN CO., LTD.) [JP/JP]; 〒1100005 東京都台東区上野 6 丁目 1 6 番 2 0 号 Tokyo (JP).

(72) 発明者; および

(75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 原基揚(HARA, Motoaki) [JP/JP]; 〒1100005 東京都台東区上野 6 丁目 1 6 番 2 0 号 太陽誘電株式会社内 Tokyo (JP). 井上将吾(INOUE, Shogo) [JP/JP]; 〒1100005 東京都台東区上野 6 丁目 1 6 番 2 0 号 太陽誘電株式会社内 Tokyo (JP). 岩城匡都(IWA-

KI, Masafumi) [JP/JP]; 〒1100005 東京都台東区上野 6 丁目 1 6 番 2 0 号 太陽誘電株式会社内 Tokyo (JP). 堤潤(TSUTSUMI, Jun) [JP/JP]; 〒1100005 東京都台東区上野 6 丁目 1 6 番 2 0 号 太陽誘電株式会社内 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 片山修平(KATAYAMA, Shuhei); 〒1040031 東京都中央区京橋 1-6-1 三井住友海上テブコビル Tokyo (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, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, 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.

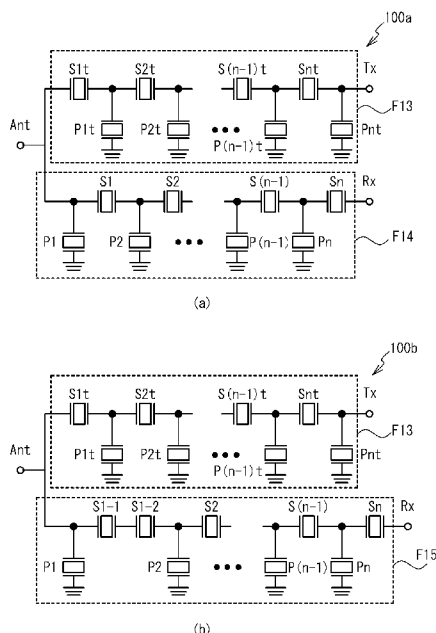
(84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ

[続葉有]

(54) Title: BRANCHING FILTER

(54) 発明の名称: 分波器

[図 34]



(57) Abstract: A branching filter provided with: a transmission filter (F13) which is connected at one end with an antenna terminal (Ant) and is connected at the other end with a transmission terminal (Tx); and a reception filter (F14) which is connected at one end with the antenna terminal (Ant) and is connected at the other end with a reception terminal (Rx), and which has a passband located at a higher frequency side than the passband of the transmission filter (F13); wherein, a phase shifter is not provided either between the transmission filter (F13) and the antenna terminal (Ant) or between the reception filter (F14) and the antenna terminal (Ant), the reception filter (F14) is a ladder-type filter in which a plurality of film bulk acoustic resonators are connected in a ladder shape, a propagation constant in the direction perpendicular to the thickness direction of a piezoelectric thin film provided in the film bulk acoustic resonator is a real number at the lower frequency side than the resonant frequency of the film bulk acoustic resonator, and the first ladder resonator of the reception filter (F14) when viewed from the antenna terminal (Ant) side is a parallel resonator (P1).

(57) 要約: 本発明は、一端がアンテナ端子 Ant に接続され、他端が送信端子 Tx に接続された送信フィルタ F13 と、一端がアンテナ端子 Ant に接続され、他端が受信端子 Rx に接続され、送信フィルタ F13 の通過帯域より高周波数側に通過帯域を有する受信フィルタ F14 と、を具備し、送信フィルタ F13 とアンテナ端子 Ant との間、及び受信フィルタ F14 とアンテナ端子 Ant との間のいずれにも位相器を備えず、受信フィルタ F14 は、複数の圧電薄膜共振子をラダー型に接続したラダー型フィルタであり、圧電薄膜共振子の共振周波数よりも低周波数側において、圧電薄膜共振子が備える圧電薄膜の厚み方向と直交

する方向の伝搬定数が実数であり、アンテナ端子 Ant 側から見た受信フィルタ F14 の初段の共振子は、並列共振子 P1 である分波器。



(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, ML, MR,
NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

発明の名称 : 分波器

技術分野

[0001] 本発明は分波器に関する。

背景技術

[0002] 近年、携帯電話、携帯情報端末等の移動体通信機器が急速に普及している。移動体通信機器には、受信信号と送信信号との干渉を抑制する分波器、特に高周波用の分波器が用いられる。移動体通信機器の小型化のため、分波器は一般に送信フィルタと受信フィルタとを1パッケージとして構成される。分波器を構成する低損失なフィルタとしてラダー型フィルタが用いられることがある。ラダー型フィルタは、それぞれに共振子を設けた直列腕及び並列腕を接続して構成されるフィルタである。共振子としては、弾性表面波（SAW: Surface Acoustic Wave）共振子、及び圧電薄膜共振子が用いられる。圧電薄膜共振子は、SAW共振子が備える櫛形電極のような微細パターンを用いないため、1GHz以上に対応する高周波デバイスに特に適している。

[0003] また分波器を構成する送信フィルタ及び受信フィルタには、互いの通過帯域において高インピーダンスになるように、インピーダンス整合していることが求められる。受信フィルタの通過帯域と送信フィルタの通過帯域とが近い帯域である場合には、インピーダンス整合が特に重要となる。インピーダンス整合を行うために、位相器を用いることがある。特許文献1には、インピーダンス整合を行う位相器をフィルタと同一パッケージとする発明が開示されている。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1: 特開2006-129445号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] 位相器の挿入により、信号に損失が発生することがある。位相器による信号の損失を抑制するために、位相器を用いずにインピーダンス整合を行うことがある。しなしながら、位相器を用いずにインピーダンス整合を行った場合、フィルタの通過特性にリップルが発生することがある。本発明は上記課題に鑑み、リップルの抑制が可能な分波器を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0006] 本発明は、一端が共通端子に接続され、他端が第1端子に接続された第1フィルタと、一端が前記共通端子に接続され、他端が第2端子に接続され、前記第1フィルタの通過帯域より高周波数側に通過帯域を有する第2フィルタと、を具備し、前記第1フィルタと前記共通端子との間、及び前記第2フィルタと前記共通端子との間のいずれにも位相器を備えず、前記第2フィルタは、複数の圧電薄膜共振子をラダー型に接続したラダー型フィルタであり、前記圧電薄膜共振子の共振周波数よりも低周波数側において、前記圧電薄膜共振子が備える圧電薄膜の厚み方向と直交する方向の伝搬定数が実数であり、前記共通端子側から見た前記第2フィルタの初段の共振子は、並列共振子である分波器である。本発明によれば、リップルの抑制が可能な分波器を提供することができる。

[0007] 上記構成において、前記第2フィルタが備える前記共通端子に最も近い直列共振子は、直列に分割されている構成とすることができる。この構成によれば、リップルをより効果的に抑制することが可能となる。

[0008] 本発明は、一端が共通端子に接続され、他端が第1端子に接続された第1フィルタと、一端が前記共通端子に接続され、他端が第2端子に接続され、前記第1フィルタの通過帯域より高周波数側に通過帯域を有する第2フィルタと、を具備し、前記第1フィルタと前記共通端子との間、及び前記第2フィルタと前記共通端子との間のいずれにも位相器を備えず、前記第2フィルタは、複数の圧電薄膜共振子をラダー型に接続したラダー型フィルタであり、前記圧電薄膜共振子の共振周波数よりも低周波数側において、前記圧電薄膜共振子が備える圧電薄膜の厚み方向と直交する方向の伝搬定数が実数であ

り、前記共通端子側から見た前記第2フィルタの初段の共振子は、直列共振子であり、前記直列共振子は、直列に分割されている分波器である。本発明によれば、リップルの抑制が可能な分波器を提供することができる。

[0009] 上記構成において、前記圧電薄膜のポアソン比は0.3未満である構成とすることができる。

[0010] 上記構成において、前記直列共振子が直列に分割されて形成された複数の直列共振子のうち、少なくとも1つの直列共振子は、前記複数の直列共振子のうち前記1つの直列共振子以外の直列共振子と異なる容量値を有する構成とすることができる。この構成によれば、複数の直列共振子の各々において発生するスプリアスが互いに打ち消し合う。従って、スプリアスが互いに強めあうことを抑制し、効率的にスプリアスを抑制することができる。

[0011] 上記構成において、前記直列共振子が直列に分割されて形成された複数の直列共振子のうち、少なくとも1つの直列共振子と、前記複数の直列共振子のうち前記1つの直列共振子以外の直列共振子とでは、前記圧電薄膜を介して前記上部電極と前記下部電極とが互いに重なる領域の形状が異なる構成とすることができる。この構成によれば、複数の直列共振子の各々において発生するスプリアスが互いに打ち消し合う。従って、スプリアスが互いに強めあうことを抑制し、効率的にスプリアスを抑制することができる。

[0012] 本発明は、一端が共通端子に接続され、他端が第1端子に接続された第1フィルタと、一端が前記共通端子に接続され、他端が第2端子に接続され、前記第1フィルタの通過帯域より高周波数側に通過帯域を有する第2フィルタと、を具備し、前記第1フィルタと前記共通端子との間、及び前記第2フィルタと前記共通端子との間のいずれにも位相器を備えず、前記第2フィルタは、複数の圧電薄膜共振子をラダー型に接続したラダー型フィルタであり、前記圧電薄膜共振子の共振周波数よりも高周波数側において、前記圧電薄膜共振子が備える圧電薄膜の厚み方向と直交する方向の伝搬定数が実数であり、前記共通端子側から見た前記第2フィルタの初段の共振子は、直列共振子である分波器である。本発明によれば、リップルの抑制が可能な分波器を

提供することができる。

[0013] 上記構成において、前記圧電薄膜のポアソン比は0.3以上である構成とすることができる。

[0014] 上記構成において、前記第1フィルタは送信フィルタであり、前記第2フィルタは受信フィルタである構成とすることができる。

[0015] 上記構成において、前記第1フィルタの通過帯域と、前記第2フィルタの通過帯域との間隔は、40MHz以下である構成とすることができる。この構成によれば、リップルをより効果的に抑制することが可能となる。

[0016] 上記構成において、一端が前記共通端子と、前記第1フィルタ及び前記第2フィルタとの間に接続され、他端が接地されているインダクタを備える構成とすることができる。この構成によれば、リップルをより効果的に抑制することが可能となる。

[0017] 上記構成において、前記分波器は、W-CDMA Band 2方式向けの分波器である構成とすることができる。この構成によれば、リップルをより効果的に抑制することが可能となる。

発明の効果

[0018] 本発明によれば、リップルの抑制が可能な分波器を提供することができる。

図面の簡単な説明

[0019] [図1]図1(a)は、直列共振子の構成図であり、図1(b)は、並列共振子の構成図であり、図1(c)は、直列共振子及び直列共振子の通過特性を示す図である。

[図2]図2(a)は、1段ラダー型フィルタの構成図であり、図2(b)は、1段ラダー型フィルタの通過特性を示す図である。

[図3]図3(a)及び図3(b)は、多段ラダー型フィルタの構成図である。

[図4]図4は、分波器を例示するブロック図である。

[図5]図5(a)は、初段が直列共振子であるラダー型フィルタを例示する回路図であり、図5(b)は、初段が並列共振子であるラダー型フィルタを例

示する回路図であり、図 5 (c) は、送信フィルタの通過特性の計算結果を示す図である。

[図6] 図 6 (a) 及び図 6 (b) は、比較例に係る分波器が備える送信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図7] 図 7 (a) 及び図 7 (b) は、比較例に係る分波器が備える送信フィルタの、送信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図8] 図 8 (a) 及び図 8 (b) は、比較例に係る分波器が備える送信フィルタの、受信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図9] 図 9 は、受信フィルタの通過特性の計算結果を示す図である。

[図10] 図 10 (a) 及び図 10 (b) は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図11] 図 11 (a) 及び図 11 (b) は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの、受信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図12] 図 12 (a) 及び図 12 (b) は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの、送信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図13] 図 13 (a) は、ガードバンド幅が 70 MHz の場合における受信フィルタの通過特性の計算結果を示す図である。図 13 (b) は、ガードバンド幅が 70 MHz の場合の、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図14] 図 14 (a) は、ガードバンド幅が 40 MHz の場合における受信フィルタの通過特性の計算結果を示す図である。図 14 (b) は、ガードバンド幅が 40 MHz の場合の、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図15] 図 15 (a) は、ガードバンド幅が 30 MHz の場合における受信フ

フィルタの通過特性の計算結果を示す図である。図 15 (b) は、ガードバンド幅が 30 MHz の場合の、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図16] 図 16 (a) は、ガードバンド幅が 20 MHz の場合における受信フィルタの通過特性の計算結果を示す図である。図 16 (b) は、ガードバンド幅が 20 MHz の場合の、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図17] 図 17 (a) から図 17 (c) は、位相器を備える分波器を例示する回路図である。

[図18] 図 18 (a) 及び図 18 (b) は、初段の共振子がキャパシタとして機能する受信フィルタを例示する模式図である。

[図19] 図 19 (a) は、圧電薄膜共振子を例示する平面図であり、図 19 (b) は、圧電薄膜共振子を例示する断面図である。

[図20] 図 20 (a) から図 20 (c) は、圧電薄膜共振子を例示する断面図である。

[図21] 図 21 (a) は、圧電薄膜共振子の分散特性を例示する図であり、図 21 (b) は、圧電薄膜共振子の反射特性を例示するスミスチャートである。

[図22] 図 22 (a) は、圧電薄膜共振子の分散特性を例示する図であり、図 22 (b) は、圧電薄膜共振子の反射特性を例示するスミスチャートである。

[図23] 図 23 (a) は、直列共振子及び直列共振子の通過特性において、リップルが発生する領域を例示する図である。図 23 (b) は、周波数下降型の分散特性を有する圧電薄膜共振子を備えたフィルタの通過特性の計算結果を示す図である。

[図24] 図 24 (a) 及び図 24 (b) は、圧電薄膜共振子の反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図25] 図 25 (a) 及び図 25 (b) は、圧電薄膜共振子の反射特性の計算

結果を示すスミスチャートである。

[図26]図26(a)及び図26(b)は、圧電薄膜共振子の反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図27]図27は、圧電薄膜共振子の反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図28]図28(a)は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートであり、図28(b)は、位相回転を行った受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図29]図29(a)は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの、受信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図29(b)は、位相回転を行った受信フィルタの、受信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図30]図30(a)は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの、送信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図30(b)は、位相回転を行った受信フィルタの、送信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図31]図31(a)は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートであり、図31(b)は、位相回転を行った受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図32]図32(a)は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの、受信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図32(b)は、位相回転を行った受信フィルタの、受信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図33]図33(a)は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの、送信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図33(b)は、位相回転を行った受信フィルタの、送信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。

[図34]図34(a)は、実施例1に係る分波器を例示する回路図であり、図

34 (b) は、実施例 1 の第 1 の変形例に係る分波器を例示する回路図である。

[図35] 図 35 (a) は、実施例 1 の第 2 の変形例に係る分波器を例示する回路図であり、図 35 (b) は、実施例 2 に係る分波器を例示する回路図である。

[図36] 図 36 (a) は、実施例 3 に係る分波器を例示する回路図であり、図 36 (b) は、実施例 3 の第 1 の変形例に係る分波器を例示する回路図である。

[図37] 図 37 (a) は、実施例 3 の第 2 の変形例に係る分波器を例示する回路図であり、図 37 (b) は、実施例 3 の第 3 の変形例に係る分波器を例示する回路図である。

[図38] 図 38 は、実施例 4 に係る RF モジュールを例示するブロック図である。

発明を実施するための形態

[0020] まず、ラダー型フィルタについて説明する。図 1 (a) は直列共振子の構成図であり、図 1 (b) は並列共振子の構成図であり、図 1 (c) は直列共振子及び直列共振子の通過特性を示す図である。

[0021] 図 1 (a) に示すように、直列共振子は、共振子 S_{21} を一端子対共振子としたとき、2つの信号端子のうち、一方を入力端子 I_n 、他方を出力端子 $O_u t$ としたものである。図 1 (b) に示すように、並列共振子は、共振子 P_{21} を一端子対共振子としたとき、2つの信号端子のうち、一方をグランド端子に接続し、他方を入力端子 I_n と出力端子 $O_u t$ の短絡線路に接続したものである。

[0022] 図 1 (c) の横軸は周波数、縦軸は通過量である。直列共振子の通過特性は実線、並列共振子の通過特性は破線で示す。図 1 (c) に示すように、直列共振子の通過特性は、1つの共振点（共振周波数） f_{r_s} と 1つの反共振点（反共振周波数） f_{a_s} とを有する。共振点 f_{r_s} で通過量は最大となり、反共振点 f_{a_s} で通過量は最小となる。一方、並列共振子の通過特性は、1つの共

振点 f_{rp} と 1 つの反共振点 f_{ap} とを有する。共振点 f_{rp} で通過量は最小となり、反共振点 f_{ap} で通過量は最大となる。

[0023] 図 2 (a) は 1 段ラダー型フィルタの構成図であり、図 2 (b) は 1 段ラダー型フィルタの通過特性を示す図である。

[0024] 図 2 (a) に示すように、直列共振子 S_{22} が直列共振子として入力端子 I_n と出力端子 $O_u t$ に直列に接続され、並列共振子 P_{22} が並列共振子として出力端子 $O_u t$ とグランド間に接続される。例えば、直列共振子の共振点 f_{rs} と並列共振子の反共振点 f_{ap} は概一致するように設計する。

[0025] 図 2 (b) の横軸は周波数、縦軸は通過量を示す。図 2 (a) の構成により、直列共振子と並列共振子の通過特性が合成され、図 2 (b) の通過特性が得られる。通過量は、直列共振子の共振点 f_{rs} と並列共振子の反共振点 f_{ap} 付近が最大となり、直列共振子の反共振点 f_{as} 及び並列共振子の共振点 f_{rp} が極小となる。そして、並列共振子の共振点 f_{rp} から直列共振子の反共振点 f_{as} の周波数帯域が通過帯域となり、並列共振子の共振点 f_{rp} 以下及び直列共振子の反共振点 f_{as} 以上の周波数帯域が減衰域となる。このように、ラダー型フィルタはバンドパスフィルタとして機能する。

[0026] 次に多段ラダー型フィルタについて説明する。図 3 (a) 及び図 3 (b) は、多段ラダー型フィルタの構成図である。

[0027] 図 3 (a) に示すように、ラダー型フィルタ F_{10} は直列共振子 S_1 、 S_{2a} 、 S_{2b} 及び S_3 、並びに並列共振子 P_{1a} 、 P_{1b} 、 P_{2a} 及び P_{2b} を備える。入力端子 I_n と出力端子 $O_u t$ との間に、直列共振子 S_1 、 S_{2a} 、 S_{2b} 及び S_3 が直列に接続されている。直列共振子 S_1 の一端は入力端子 I_n に接続されている。直列共振子 S_4 の一端は出力端子 $O_u t$ に接続されている。

[0028] 直列共振子 S_1 と直列共振子 S_{2a} との間には、並列共振子 P_{1a} 及び並列共振子 P_{1b} がそれぞれ並列に接続されている。直列共振子 $2b$ と直列共振子 3 との間には、並列共振子 P_{2a} 及び並列共振子 P_{2b} がそれぞれ並列に接続されている。また並列共振子 P_{1a} 、 P_{1b} 、 P_{2a} 及び P_{2b} はグ

ランド端子に接続されている。多段ラダー型フィルタ F 1 0 は、図 2 (a) に示した 1 段ラダー型フィルタを複数接続して構成される。例えば、直列共振子 S 1 と並列共振子 P 1 a とからなるラダー型フィルタが、直列共振子 S 2 a と並列共振子 P 1 b とからなるラダー型フィルタと、ノード N 1 を介して接続されている。直列共振子 S 2 a と並列共振子 P 1 b とからなるラダー型フィルタが、直列共振子 S 2 b と並列共振子 P 2 a とからなるラダー型フィルタと、ノード N 2 を介して接続されている。直列共振子 S 2 b と並列共振子 P 2 a とからなるラダー型フィルタが、直列共振子 S 3 と並列共振子 P 2 b とからなるラダー型フィルタと、ノード N 3 を介して接続されている。なお、各段間での信号の反射を抑制するため、隣り合う 1 段ラダー型フィルタは、互いに反転させた形で接続される。

[0029] 図 3 (b) に示すように、フィルタの小型化のために、直列共振子 S 2 a 及び S 2 b を 1 つの直列共振子 S 2 としてもよい。また並列共振子 P 1 a 及び P 1 b を 1 つの並列共振子 P 1 とし、さらに並列共振子 P 2 a 及び P 2 b を 1 つの並列共振子 P 2 としてもよい。このように、図 3 (a) 中の点線で囲んだ構成を 1 つにまとめて合成してもよい。後述するように、フィルタの通過帯域外の周波数において、直列共振子及び並列共振子はキャパシタとして機能する。直列共振子 S 2 の容量値は、直列共振子 S 2 a の容量値と直列共振子 S 2 b の容量値とを直列に合成した容量値に等しくなる。並列共振子 P 1 の容量値は、並列共振子 P 1 a の容量値と並列共振子 P 2 1 の容量値とを並列に合成した容量値に等しくなる。並列共振子 P 2 の容量値は、並列共振子 P 2 a の容量値と並列共振子 P 2 b の容量値とを並列に合成した容量値に等しくなる。

[0030] このように、多段ラダー型フィルタは、複数の 1 段ラダー型フィルタが接続された構成を有する。ラダー型フィルタの段数が増加することは、1 段ラダー型フィルタの個数を増やすことを意味する。ラダー型フィルタに含まれる 1 段ラダー型フィルタと、増設される 1 段ラダー型フィルタとは、同一の容量を有する。このため、ラダー型フィルタの段数は、抑圧度に影響を与え

るが、反射特性の位相には影響を与えない。また容量比 C_p / C_s は、反射特性の位相には影響を与えない。なお、容量比 C_p / C_s 及び段数は、フィルタの抑圧度に影響を与える。

[0031] 次に分波器の構成について説明する。図4は分波器を例示するブロック図である。図4に示すように、分波器100は送信フィルタF11及び受信フィルタF12を備えている。送信フィルタF11の一端及び受信フィルタF12の一端はアンテナ端子（共通端子）102に接続されている。送信フィルタF11の他端は送信端子Txに接続されている。受信フィルタF12の他端は受信端子Rxに接続されている。アンテナ端子102はアンテナ104に接続されている。受信フィルタF12は、アンテナ104から信号を受信する。受信フィルタF12は、受信した信号のうち、周波数が通過帯域内に位置する信号を通過させ、受信端子Rxに出力する。また受信フィルタF12は、周波数が通過帯域外に位置する信号を抑圧する。受信端子Rxに出力された信号は、例えばアンプ等により増幅される。送信端子Txには、アンプ等により増幅された信号が入力される。送信フィルタF11は、送信端子Txに入力された信号のうち、周波数が通過帯域内に位置する周波数を有する信号を通過させ、アンテナ104に出力する。アンテナ104は、送信フィルタF11を通過した信号を送信する。また送信フィルタF11は、周波数が通過帯域外に位置する信号を抑圧する。なおフィルタの構成については後述する。

[0032] 次に、比較例について説明する。比較例では、図4に示したような分波器において、ラダー型フィルタを送信フィルタ及び受信フィルタとして採用している。分波器が備える送信フィルタ及び受信フィルタの各々は、7段のラダー型フィルタであり、隣り合う直列共振子、及び隣り合う並列共振子は、それぞれ図3（a）及び図3（b）に示したように合成した。まず、送信フィルタの構成について説明する。図5（a）は初段が直列共振子である送信フィルタを例示する回路図である。

[0033] 図5（a）に示すように、送信フィルタF11aは、直列共振子S1、S

2、S 3 及び S 4、並びに並列共振子 P 1、P 2、P 3 及び P 4 を備える。直列共振子 S 1 はアンテナ端子 A n t に接続されている。またアンテナ端子 A n t と直列共振子 S 1 との間に並列共振子は接続されていない。直列共振子 S 1 と直列共振子 S 2 との間には並列共振子 P 1 の一端が接続されている。直列共振子 S 2 と直列共振子 S 3 との間には並列共振子 P 2 の一端が接続されている。直列共振子 S 3 と直列共振子 S 4 との間には並列共振子 P 3 の一端が接続されている。直列共振子 S 4 は送信端子 T x に接続されている。直列共振子 S 4 と送信端子 T x との間には並列共振子 P 4 の一端が接続されている。並列共振子 P 1 ~ P 4 各々の他端は接地されている。送信フィルタ F 1 1 a は 7 段のラダー型フィルタである。アンテナ端子 A n t 側から見て、初段の共振子は直列共振子 S 1 である。各共振子は、圧電薄膜共振子からなる。

[0034] また送信フィルタは、上記の送信フィルタ F 1 1 a とは共振子の配置を変更することができる。図 5 (b) は初段が並列共振子である送信フィルタを例示する回路図である。図 5 (a) において既述した構成と同じ構成については、説明を省略する。

[0035] 図 5 (b) に示すように、直列共振子 S 1 はアンテナ端子 A n t に接続されている。またアンテナ端子 A n t と直列共振子 S 1 との間に並列共振子 P 1 が接続されている。直列共振子 S 1 と直列共振子 S 2 との間には並列共振子 P 2 の一端が接続されている。直列共振子 S 2 と直列共振子 S 3 との間には並列共振子 P 3 の一端が接続されている。直列共振子 S 3 と直列共振子 S 4 との間には並列共振子 P 4 の一端が接続されている。直列共振子 S 4 は送信端子 T x に接続されている。直列共振子 S 4 と送信端子 T x との間には並列共振子が接続されていない。送信フィルタ F 1 1 b は 7 段のラダー型フィルタである。アンテナ端子 A n t 側から見て、初段の共振子は並列共振子 P 1 である。各共振子は、圧電薄膜共振子からなる。

[0036] 次に送信フィルタ及び受信フィルタの特性を計算したシミュレーションについて説明する。分波器は、W-CDMA (Wideband Code Division Multip

le Access) Band 2方式に対応した分波器とした。W-CDMA Band 2方式の送信帯域は1850～1910MHzであり、受信帯域は1930～1990MHzである。送信フィルタの通過帯域は送信帯域と重なり、受信フィルタの通過帯域は受信帯域と重なる。

[0037] 次にフィルタが備える共振子について説明する。直列共振子S1～S4は同一の共振周波数を有し、並列共振子P1～P4は同一の共振周波数を有する。アンテナ端子Antと送信端子Txとは、50Ωでインピーダンス整合されている。

送信フィルタF11aの共振子が有する容量値を以下に示す。

送信フィルタF11aにおける直列共振子S1の容量値： C_s

送信フィルタF11aにおける直列共振子S2～S4の容量値： $0.5C_s$

送信フィルタF11aにおける並列共振子P1～P3の容量値： $2C_p$

送信フィルタF11aにおける並列共振子P4の容量値： C_p

容量比： $C_p/C_s=0.6$

図5(a)に示した送信フィルタF11aは、図3(a)及び図3(b)において説明したように、1段ラダー型フィルタを複数個接続し、共振子を合成させたフィルタである。直列共振子S2～S4の各々は、2つの直列共振子を直列に合成した共振子である。従って、直列共振子S2～S4の各々の容量値は、2つの容量値 C_s を直列に合成した $0.5C_s$ となる。また、並列共振子P1～P3の各々は、2つの並列共振子を並列に合成した共振子である。従って、並列共振子P1～P3の各々の容量値は、2つの容量値 C_p を並列に合成した $2C_p$ となる。

[0038] 送信フィルタF11bの共振子が有する容量値を以下に示す。

送信フィルタF11bにおける直列共振子S1～S3の容量値： $0.5C_s$

送信フィルタF11bにおける直列共振子S4の容量値： C_s

送信フィルタF11bにおける並列共振子P1の容量値： C_p

送信フィルタF11bにおける並列共振子P2～P4の容量値： $2C_p$

直列共振子S1～S3の各々は、2つの直列共振子を直列に合成した共振子

である。従って、直列共振子 $S_1 \sim S_3$ の各々の容量値は、2つの容量値 C_s を直列に合成した $0.5 C_s$ となる。また、並列共振子 $P_2 \sim P_4$ の各々は、2つの並列共振子を並列に合成した共振子である。従って、並列共振子 $P_2 \sim P_4$ の各々の容量値は、2つの容量値 C_p を並列に合成した $2 C_p$ となる。

[0039] 図5(c)は送信フィルタの通過特性の計算結果を示す図である。横軸は周波数、縦軸は減衰量をそれぞれ示す。計算に用いたフィルタは図5(a)に示した送信フィルタ F_{11a} 又は送信フィルタ F_{11b} のいずれか一方である。なお、送信フィルタ F_{11a} と送信フィルタ F_{11b} とは、アンテナ端子 A_{nt} 、送信端子 T_x 、及び受信端子 R_x の各々の配置を互いに反転したものであり、同じ通過特性を有する。図5(c)に示すように、通過帯域である $1850 \sim 1910 \text{ MHz}$ では、信号が通過し、通過帯域外では信号が抑圧されている。このように、送信フィルタ F_{11a} の通過帯域及び送信フィルタ F_{11b} の通過帯域は、W-CDMA Band 2の送信帯域に位置する。

[0040] 次に送信フィルタの反射特性の計算結果について説明する。図6(a)及び図6(b)は比較例に係る分波器が備える送信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図7(a)及び図7(b)は、比較例に係る分波器が備える送信フィルタの、送信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図8(a)及び図8(b)は、比較例に係る分波器が備える送信フィルタの、受信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図6(a)、図7(a)及び図8(a)の各々は、送信フィルタ F_{11a} の反射特性を示す。図6(b)、図7(b)及び図8(b)の各々は、送信フィルタ F_{11b} の反射特性を示す。

[0041] 図6(a)及び図6(b)に示すように、直列共振子 S_1 が初段である送信フィルタ F_{11a} と、並列共振子 P_1 が初段である送信フィルタ F_{11b} とでは、反射特性の位相が約 90° 異なっている。具体的には、送信フィル

タ F 1 1 a が、送信フィルタ F 1 1 b よりも位相が約 90° 進んでいる。

[0042] 図 7 (a) 及び図 7 (b) に示すように、送信フィルタの通過帯域（送信フィルタ F 1 1 a 及び F 1 1 b それぞれの通過帯域）においては、送信フィルタ F 1 1 a 及び送信フィルタ F 1 1 b とともに、反射特性がスミスチャートの中央付近に位置する。つまり、送信フィルタ F 1 1 a 及び送信フィルタ F 1 1 b が、送信フィルタの通過帯域において $50\ \Omega$ にインピーダンス整合されている。

[0043] 図 8 (a) に点線で示すように、受信フィルタの通過帯域（受信フィルタ F 1 2 a 及び F 1 2 b それぞれの通過帯域）において、送信フィルタ F 1 1 a の反射特性がスミスチャートの右端付近に位置する。このように、受信フィルタの通過帯域において、送信フィルタ F 1 1 a のインピーダンスは無限大に近くなる。また図 8 (b) に点線で示すように、受信フィルタの通過帯域において、送信フィルタ F 1 1 b の反射特性は、スミスチャートの右端から下端までの間に位置する。つまり受信フィルタの通過帯域において、送信フィルタ F 1 1 a 及び送信フィルタ F 1 1 b は高インピーダンスとなる。送信フィルタが高インピーダンスになることで、受信フィルタの通過帯域における送信フィルタの影響が抑制される。また、受信フィルタのインピーダンス整合が容易となる。従って、受信フィルタによる受信が良好に行われる。

[0044] 次に受信フィルタについて説明する。受信フィルタ F 1 2 a の回路図は、図 5 (a) において、送信端子 T x を受信端子 R x に変更したものである。受信フィルタ F 1 2 b の回路図は、図 5 (b) において、送信端子 T x を受信端子 R x に変更したものである。受信フィルタ F 1 2 a 及び受信フィルタ F 1 2 b は、それぞれ 7 段のラダー型フィルタである。また受信フィルタ F 1 2 a 及び F 1 2 b それぞれの通過帯域は、送信フィルタ F 1 1 a 及び F 1 1 b の通過帯域よりも高周波数側に位置する。受信フィルタ F 1 2 a において、アンテナ端子 A n t から見た初段の共振子は、直列共振子 S 1 である。受信フィルタ F 1 2 b において、アンテナ端子 A n t から見た初段の共振子は、並列共振子 P 1 である。

[0045] 特性の計算に用いた条件は、送信フィルタの特性の計算に用いた条件と同じである。計算に用いたフィルタは図5（a）の送信フィルタF 1 1 aの送信端子T xを受信端子R xに置き換えた受信フィルタF 1 2 a、又は送信フィルタF 1 1 b送信端子T xを受信端子R xに置き換えた受信フィルタF 1 2 bのいずれか一方である。なお、受信フィルタF 1 2 aと受信フィルタF 1 2 bとは、互いに反転したものであり、同じ特性を有する。また、直列共振子S 1～S 4は同一の共振周波数を有し、並列共振子P 1～P 4は同一の共振周波数を有するとした。

[0046] 図9は受信フィルタの特性の計算結果を示す図である。図9に示すように、通過帯域である1 9 3 0～1 9 9 0 M H zでは、信号が通過し、通過帯域外では信号が抑圧されている。このように、受信フィルタF 1 2 aの通過帯域及び受信フィルタF 1 2 bの通過帯域は、W-CDMA B a n d 2の受信帯域に位置する。

[0047] 次に受信フィルタの反射特性の計算結果について説明する。図1 0（a）及び図1 0（b）は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図1 1（a）及び図1 1（b）は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの、受信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図1 2（a）及び図1 2（b）は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの、送信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図1 0（a）、図1 1（a）及び図1 2（a）の各々は、受信フィルタF 1 2 aの反射特性を示す。図1 0（b）、図1 1（b）及び図1 2（b）の各々は、受信フィルタF 1 2 bの反射特性を示す。

[0048] 図1 0（a）及び図1 0（b）に示すように、直列共振子S 1が初段である受信フィルタF 1 2 aと、並列共振子P 1が初段である受信フィルタF 1 2 bとでは、反射特性の位相が約9 0°異なっている。このように、位相に差異が生じることは、送信フィルタと同様である（図8（a）及び図8（b）参照）。

- [0049] 図 1 1 (a) 及び図 1 1 (b) に示すように、受信フィルタの通過帯域においては、受信フィルタ F 1 2 a 及び受信フィルタ F 1 2 b とともに、反射特性がスミスチャートの中央付近を通過している。つまり、受信フィルタ F 1 2 a 及び受信フィルタ F 1 2 b が、受信フィルタの通過帯域において 50Ω にインピーダンス整合されている。
- [0050] 図 1 2 (a) に示すように、送信フィルタの通過帯域において、受信フィルタ F 1 2 a の反射特性はスミスチャートの左端付近に位置する。また図 1 2 (b) に示すように、受信フィルタ F 1 2 b の反射特性は、スミスチャートの左端に近い領域に位置する。このように、送信フィルタの通過帯域において、受信フィルタ F 1 2 a 及び F 1 2 b それぞれのインピーダンスはゼロに近くなる。つまり送信フィルタの通過帯域において、受信フィルタ F 1 2 a 及び受信フィルタ F 1 2 b は低インピーダンスとなる。受信フィルタが低インピーダンスになることで、送信フィルタのインピーダンス整合が困難となる。この場合、分波器の特性が悪化する可能性がある。
- [0051] 以上のように、容量値が等しい共振子を備えるラダー型フィルタにより送信フィルタ及び受信フィルタを構成した場合、受信フィルタの通過帯域において送信フィルタは高インピーダンスとなる。しかし、送信フィルタの通過帯域において受信フィルタは低インピーダンスとなる。
- [0052] 送信フィルタの通過帯域と受信フィルタの通過帯域との間隔と、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタのインピーダンスとの関係について検証したシミュレーションについて説明する。シミュレーションでは、送信フィルタの通過帯域と受信フィルタの通過帯域との間隔（ガードバンド幅）が、 70 MHz 、 40 MHz 、 30 MHz 、及び 20 MHz の各々の場合において、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタの反射特性を計算した。送信フィルタの通過帯域は $1850 \sim 1910 \text{ MHz}$ で一定させ、受信フィルタの通過帯域を変化させることで、ガードバンド幅を変化させた。計算に用いたパラメータは、前述の図 9 から図 1 2 (b) の計算に用いたパラメータを有するとした。

- [0053] 図 1 3 (a) はガードバンド幅が 7 0 M H z の場合における受信フィルタの通過特性の計算結果を示す図である。図中の一点鎖線で挟まれた領域は送信フィルタの通過帯域を表す。破線で挟まれた領域は受信フィルタの通過帯域を表す。図 1 3 (b) はガードバンド幅が 7 0 M H z の場合の、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。
- [0054] 図 1 3 (a) に示すように、受信フィルタの通過帯域は 1 9 8 0 ~ 2 0 4 0 M H z に位置する。減衰量は、受信フィルタの通過帯域において小さく、送信フィルタの通過帯域において大きくなっている。図 1 3 (b) に点線で示すように、送信フィルタの通過帯域において、受信フィルタの反射特性はスミスチャートの下端と左端との間に位置した。
- [0055] 図 1 4 (a) はガードバンド幅が 4 0 M H z の場合における受信フィルタの通過特性の計算結果を示す図である。図 1 4 (b) はガードバンド幅が 4 0 M H z の場合の、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。
- [0056] 図 1 4 (a) に示すように、受信フィルタの通過帯域は 1 9 5 0 ~ 2 0 1 0 M H z に位置する。受信フィルタの通過帯域を通過する信号の裾野が、送信フィルタの通過帯域と重なっている。図 1 3 (a) の場合と同様に、減衰量は、受信フィルタの通過帯域において小さく、送信フィルタの通過帯域において大きくなっている。図 1 4 (b) に点線で示すように、送信フィルタの通過帯域において、受信フィルタの反射特性は、スミスチャートの左端に近づいた。つまりガードバンド幅が 7 0 M H z の場合よりも、受信フィルタのインピーダンスがゼロに近づいた。
- [0057] 図 1 5 (a) はガードバンド幅が 3 0 M H z の場合における受信フィルタの通過特性の計算結果を示す図である。図 1 5 (b) はガードバンド幅が 3 0 M H z の場合の、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。
- [0058] 図 1 5 (a) に示すように、受信フィルタの通過帯域は 1 9 4 0 ~ 2 0 0

0 MHz である。図 14 (a) の場合と比較して、受信フィルタの通過帯域を通過する信号の裾野のより広い領域が、送信フィルタの通過帯域と重なっている。図 15 (b) に点線で示すように、送信フィルタの通過帯域において、受信フィルタの反射特性は、スミスチャートの左端付近に位置した。つまりガードバンド幅が 40 MHz の場合よりも、受信フィルタのインピーダンスは、より 0 Ω に近づいた。

[0059] 図 16 (a) はガードバンド幅が 20 MHz の場合における受信フィルタの通過特性の計算結果を示す図である。図 16 (b) はガードバンド幅が 20 MHz の場合の、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。なお図 16 (b) は図 12 (b) に示したものと同一である。

[0060] 図 16 (a) に示すように、受信フィルタの通過帯域は 1930 ~ 1990 MHz である。受信フィルタの通過帯域を通過する信号の肩から裾野にわたる領域が、送信フィルタの通過帯域と重なっている。図 16 (b) に示すように、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタの反射特性は、スミスチャートの左端付近に位置し、かつ大きく変動した。つまりガードバンド幅が 30 MHz の場合よりも、受信フィルタのインピーダンスはゼロに近づいた。上記のように、送信フィルタの通過帯域と受信フィルタの通過帯域とが近くなることに伴い、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタのインピーダンスはより低下し、分波器の特性が悪化する可能性が高くなる。

[0061] 図 10 (a) から図 12 (b) に示したように、フィルタの通過帯域より低周波数において、フィルタのインピーダンスが小さくなる。一般に受信帯域は、送信帯域よりも高周波数側に位置する。このため、受信フィルタの通過帯域は、送信フィルタの通過帯域よりも高周波数側となることが多い。この結果、送信フィルタの通過帯域において、受信フィルタの抑圧が悪化する。さらに、図 11 (a) から図 16 (b) に示したように、送信フィルタの通過帯域と受信フィルタの通過帯域との間隔が狭くなることにより、受信フィルタのインピーダンス低下はより顕著になる。このため、受信フィルタの

通過帯域と送信フィルタの通過帯域との間隔であるガードバンド幅を狭めた場合、特性がより悪化する恐れがある。

[0062] 送信フィルタの通過帯域における受信フィルタの抑圧を改善するためには、例えば受信フィルタの位相回転により、反射特性のインピーダンスを調整することが広く行われている。位相を回転させるためには、位相器を用いることがある。図17(a)から図17(c)は、位相器を備える分波器を例示する回路図である。送信フィルタF11及び受信フィルタF12は簡略化して図示している。図5(a)及び図5(b)において既述した構成と同じ構成については説明を省略する。

[0063] 図17(a)に示す分波器は、アンテナ端子Antと受信フィルタF12との間に、マイクロストリップライン10を備える。マイクロストリップライン10は、位相器として機能する。

[0064] 図17(b)に示す分波器は、アンテナ端子Antと受信フィルタF12との間に、 π 型の位相器12を備える、位相器12はキャパシタC1及びC2、並びにインダクタL1を備える。インダクタL1の一端はアンテナ端子Antに接続され、他端は受信フィルタF12に接続されている。アンテナ端子AntとインダクタL1の間にはキャパシタC1の一端が接続されている。インダクタL1と受信フィルタF12の間にはキャパシタC2の一端が接続されている。キャパシタC1及びC2各々の他端は接地されている。

[0065] 図17(c)に示す分波器は、アンテナ端子Antと受信フィルタF12との間に、 π 型の位相器14を備える。位相器14はインダクタL2及びL3、並びにキャパシタC3を備える。キャパシタC3の一端はアンテナ端子Antに接続され、他端は受信フィルタF12に接続されている。アンテナ端子AntとキャパシタC3の間にはインダクタL2の一端が接続されている。キャパシタC3と受信フィルタF12の間にはインダクタL3の一端が接続されている。インダクタL2及びL3各々の他端は接地されている。

[0066] マイクロストリップライン 10、位相器 12 及び 14 は、それぞれ受信フィルタの位相を回転させる。例えば図 12 (a) 及び図 12 (b) の各々に示したような、スミスチャートの左端付近に位置する反射特性を回転させ、スミスチャートの右端付近に近づけることができる。言い換えれば、位相回転により、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタのインピーダンスを増大させ、無限大に近づけることができる。送信フィルタの通過帯域における受信フィルタのインピーダンスが増大することにより、受信フィルタの抑圧は改善する。しかしながら、マイクロストリップライン 10、位相器 12 及び 14 等の位相器を挿入することにより、受信フィルタ F 12 の損失に位相器の損失が加わり、受信信号の損失が大きくなる可能性がある。つまり受信感度の低下の恐れがある。また分波器の大型化、構成の複雑化によるコストアップの恐れもある。

[0067] 受信感度の低下を抑制するためには、位相器を用いないことが好ましい。位相を回転させ、かつ受信感度の低下を抑制するためには、フィルタ自体が位相回転の機能を有することが好ましい。フィルタに位相回転の機能を持たせるためには、アンテナ端子から見た初段の共振子をキャパシタとして機能させることが好ましい。

[0068] 図 18 (a) 及び図 18 (b) は、初段の共振子がキャパシタとして機能する受信フィルタを例示する模式図である。なお、容量比 C_p / C_s は、反射特性の位相に影響を与えない。また、図 3 (a) 及び図 3 (b) において説明したように、ラダー型フィルタの段数の増加は、フィルタの抑圧度に影響を与えるが、反射特性の位相に影響を与えない。従って、 C_p / C_s を変動させないように、1 段のラダー型フィルタを増設又は取り外して、受信フィルタを 8 段以上のラダー型フィルタ、又は 6 段以下のラダー型フィルタとしてもよい。

[0069] 図 18 (a) に示す受信フィルタは、アンテナ端子 A n t から見て初段の共振子が直列共振子 S 1 である。ここで、直列共振子 S 1 を小型化することで、直列共振子 S 1 は共振子として機能するとともに、キャパシタとしても

機能する。また図 18 (b) に示す受信フィルタは、アンテナ端子 A n t から見て初段の共振子が並列共振子 P 1 である。並列共振子 P 1 を小型化することで、並列共振子 P 1 は共振子として機能するとともに、キャパシタとしても機能する。つまり直列共振子 S 1 及び並列共振子 P 1 は、それぞれ受信フィルタの位相を回転させる。位相回転により、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタのインピーダンスを高くすることができる。なお直列共振子 S 1 及び並列共振子 P 1 各々の共振周波数及び反共振周波数は、共振子のサイズが小さくなっても変動しない。このため、共振子が小型化した場合でも、受信フィルタの特性の変動は抑制される。

[0070] 次に、共振子が圧電薄膜共振子である例を考える。まず圧電薄膜共振子の構成について説明する。図 19 (a) は圧電薄膜共振子を例示する平面図であり、図 19 (b) は圧電薄膜共振子を例示する断面図である。図 19 (b) は、図 19 (a) の A-A 1 に沿った断面図である。

[0071] 図 19 (a) に示すように、圧電薄膜共振子 120 は、基板 122、下部電極 124、上部電極 126、及び圧電薄膜 128 を備える。図 19 (b) に示すように、下部電極 124 と上部電極 126 とが、圧電薄膜 128 を挟んでいる。圧電薄膜 128 を介して、下部電極 124 と上部電極 126 とが重なる共振領域 130 において弾性波が励振される。共振領域 130 下には、基板 122 を貫通する貫通孔 132 が形成されている。このため、弾性波の励振は妨げられない。基板 122 は例えばシリコン、ガラス等からなる。下部電極 124 及び上部電極 126 は、例えばアルミニウム (Al)、銅 (Cu)、モリブデン (Mo)、タングステン (W)、タンタル (Ta)、白金 (Pt)、ルテニウム (Ru)、ロジウム (Rh)、イリジウム (Ir)、クロム (Cr)、チタン (Ti) 等からなる膜、またはこれらを組み合わせた膜を用いることができる。圧電薄膜 128 は、例えば窒化アルミニウム (AlN)、酸化亜鉛 (ZnO)、チタン酸ジルコン酸鉛 (PZT)、チタン酸鉛 (PbTiO₃) 等からなる。圧電薄膜共振子では、下部電極 124 及び上部電極 126 それぞれの電極膜厚、及び圧電薄膜 128 の膜厚を調整す

ること、共振周波数を調整することができる。

[0072] さらに圧電薄膜共振子の他の構成例について説明する。図20(a)から図20(c)は圧電薄膜共振子を例示する断面図である。図20(a)から図20(c)は、図19(a)のA-A1に沿った断面図である。

[0073] 図20(a)に示すように、基板122にキャビティ134が設けられていてもよい。図20(b)に示すように、下部電極124、上部電極126及び圧電薄膜128が隆起し、下部電極124と基板122との間に空隙136が形成されていてもよい。空隙136は、例えば図中の上方向に凸のドーム形状を有する。図20(c)に示すように、基板122と下部電極124及び圧電薄膜128との間に音響反射膜138が設けられていてもよい。音響反射膜138は、音響インピーダンスが高い膜と低い膜を交互に $\lambda/4$ (λ : 弾性波の波長)の膜厚で積層された構造である。下部電極124、及び上部電極126それぞれの電極膜厚、及び圧電薄膜128の膜厚が、圧電薄膜共振子の共振周波数に影響を与える。これに対し、共振領域130の面積は、圧電薄膜共振子の容量値に影響を与える。圧電薄膜共振子の容量値は、フィルタの反射特性に位相に影響を与える。フィルタには、図19(b)、図20(a)及び図20(b) FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) タイプ、又は図20(c)のSMR (Solidly Mounted Resonator) タイプのいずれの圧電薄膜共振子を用いてもよい。

[0074] 次に、圧電薄膜共振子を用いた場合に発生する問題について説明する。圧電薄膜共振子は、厚み方向に伝搬する振動エネルギー（弾性波）の共振を利用するデバイスである。なお厚み方向とは、図19(b)の上下方向、つまり下部電極124、圧電薄膜128、及び上部電極126の積層方向である。厚み方向と直交する方向（以下、直交方向）に伝搬する振動エネルギーが存在することがある。直交方向の振動エネルギーは、共振領域130の端部で反射され、共振領域130内で共振現象を起こす。直交方向に伝搬する振動エネルギーの共振に起因して、反射特性にスプリアスが発生する。

[0075] 圧電薄膜共振子の分散特性によって、スプリアスが発生する周波数が変化

することがある。図 2 1 (a) は圧電薄膜共振子の分散特性を例示する図であり、図 2 1 (b) は圧電薄膜共振子の反射特性を例示するスミスチャートである。図 2 1 (a) に示した分散特性は、フィルタが機能するために用いられる弾性波のモードにおける分散特性である。図 2 1 (a) の縦軸は周波数を表す。図 2 1 (a) の横軸は直交方向への伝搬定数を表す。横軸と縦軸との交点よりも左側の領域では、伝搬定数は虚数となる。伝搬定数が虚数である場合、直交方向への振動エネルギーは存在しない。横軸と縦軸との交点よりも左側の領域では、伝搬定数は実数となる。伝搬定数が実数である場合、直交方向への振動エネルギーは存在する。また、図 2 1 (a) に実線で示した曲線である分散曲線と縦軸との交点は、遮断周波数である。遮断周波数は、伝搬定数が虚数である状態と、実数である状態との境界である。つまり遮断周波数は、直交方向への振動エネルギーが存在しなくなる状態と、存在する状態との境界となる。遮断周波数は、圧電薄膜共振子の共振周波数と略同一な周波数である。なお図 2 1 (a) から図 2 2 (b) は模式的な図である。

[0076] 図 2 1 (a) に示すように、遮断周波数よりも低周波数側において伝搬定数は実数となる。また遮断周波数よりも高周波数側において伝搬定数は虚数となる。つまり遮断周波数よりも低周波数側において、直交方向の振動エネルギーが存在する。図 2 1 (b) に示すように、反共振点から共振点までの領域において、反射特性にスプリアスが観測される。このように、直交方向の振動エネルギーの共振に起因してスプリアスが発生する。

[0077] 次に図 2 1 (a) 及び図 2 1 (b) 圧電薄膜共振子について説明する。図 2 2 (a) は圧電薄膜共振子の分散特性を例示する図であり、図 2 2 (b) は圧電薄膜共振子の反射特性を例示するスミスチャートである。

[0078] 図 2 2 (a) に示すように、遮断周波数よりも高周波数側において伝搬定数は実数となる。また遮断周波数よりも低周波数側において伝搬定数は虚数となる。つまり遮断周波数よりも高周波数側において、直交方向の振動エネルギーが存在する。図 2 2 (b) に示すように、共振点よりも高周波数側の

領域において、反射特性にスプリアスが観測される。このように、直交方向の振動エネルギーの共振に起因して、スプリアスが発生する。なお、以下の説明では、図 2 1 (a) に示した分散特性を周波数下降型とし、図 2 2 (a) に示した分散特性を周波数上昇型とする。

[0079] スプリアスがフィルタの通過特性に与える影響について説明する。図 2 3 (a) は、直列共振子及び並列共振子各々の通過特性において、スプリアスが発生する領域を例示する図である。横軸は周波数を示し、縦軸は通過量を示す。なお図 2 3 (a) の通過特性は、図 1 (c) に示したものと同一である。

[0080] 図 2 3 (a) の下部に示すように、直列共振子 S 2 1 (図 1 (a) 参照) 及び並列共振子 P 2 1 (図 1 (b) 参照) が周波数下降型の分散特性を有する圧電薄膜共振子である場合、直列共振子 S 2 1 の共振点 f_{rs} と並列共振子 P 2 1 の共振点 f_{rp} との間の領域 A では、直列共振子 S 2 1 にスプリアスが発生する。共振点 f_{rp} より低周波数側の領域 B では、直列共振子 S 2 1 及び並列共振子 P 2 1 にスプリアスが発生する。しかし領域 B は、直列共振子 S 2 1 と並列共振子 P 2 1 とが形成するラダー型フィルタの通過帯域の外側である。このため、領域 B に生じるスプリアスがラダー型フィルタの通過特性に与える影響は小さい。

[0081] 図 2 3 (a) の上部に示すように、直列共振子 S 2 1 及び並列共振子 P 2 1 が周波数上昇型の分散特性を有する圧電薄膜共振子である場合、並列共振子 P 2 1 の共振点 f_{rp} と直列共振子 S 2 1 の共振点 f_{rs} との間の領域 C では、並列共振子 P 2 1 にスプリアスが発生する。共振点 f_{rs} より高周波数側の領域 D では、直列共振子 S 2 1 及び並列共振子 P 2 1 にスプリアスが発生する。直列共振子 S 2 1 に発生するスプリアスと比較して、並列共振子 P 2 1 に発生するスプリアスがラダー型フィルタの通過特性に与える影響は大きい。

[0082] ラダー型フィルタの共振子として周波数下降型の分散特性を有する圧電薄膜共振子を採用した場合、直列共振子に発生するスプリアスが、フィルタの

通過特性に大きな影響を及ぼす。また、周波数上昇型の分散特性を有する圧電薄膜共振子を採用した場合、並列共振子に発生するスプリアスが、フィルタの通過特性に大きな影響を及ぼす。なお、図 23 (a) では直列共振子 S 2 1 の共振点 f_{r_s} と並列共振子 P 2 1 の反共振点 f_{a_p} とを同一の周波数として図示したが、直列共振子 S 2 1 の共振点 f_{r_s} と並列共振子 P 2 1 の反共振点 f_{a_p} とは異なってもよい。

[0083] 次に、スプリアスを考慮したフィルタの通過特性のシミュレーション結果について説明する。シミュレーションに用いたフィルタは、図 9 の通過特性を計算した受信フィルタと同じものである。図 23 (b) は、周波数下降型の分散特性を有する圧電薄膜共振子を備えたフィルタの通過特性の計算結果を示す図である。横軸は周波数を示し、縦軸は通過量を示す。破線はスプリアスを考慮していない受信フィルタの通過特性を示す。実線は、スプリアスを考慮した周波数下降型の分散特性を有する圧電薄膜共振子を採用した受信フィルタの通過特性を示す。

[0084] 図 23 (b) に矢印で例示するように、通過帯域中の約 1970MHz より低周波数側には、複数のリップルが発生する。リップルは、圧電薄膜共振子に生じたスプリアスに起因するものである。また、圧電薄膜共振子が周波数下降型の分散特性を有するため、スプリアスは直列共振子に起因するものである。つまり圧電薄膜共振子の分散特性が周波数下降型である場合、直列共振子の反射特性に生ずるスプリアスに起因して、フィルタの通過帯域の低周波数側にリップルが発生する。また周波数上昇型の分散特性を有する圧電薄膜共振子を採用した場合は、並列共振子の反射特性に生ずるスプリアスに起因して、フィルタの通過帯域の高周波数側にリップルが発生する。このように、圧電薄膜共振子に発生するスプリアスによって、フィルタの通過特性は劣化し、フィルタを用いる分波器の特性も劣化する。

[0085] スプリアスは、圧電薄膜の厚み方向の直交方向を伝搬する振動エネルギーの共振が起因するものである。従って、振動エネルギーが伝搬する距離を増大させることにより、スプリアスの抑制は可能となる。伝搬距離を増大させ

るためには、共振領域 130（図 19（b）参照）の面積を大きくすればよい。共振領域 130 を大きくすることで、圧電薄膜の長さ（例えば図 19（b）における圧電薄膜 128 の横方向の距離）が大きくなる。

[0086] 共振領域 130 の面積を増大は、圧電薄膜共振子の容量値の増大を意味する。このように、スプリアスを抑制するためには、圧電薄膜共振子の容量値を大きくすればよい。圧電薄膜共振子の容量値を変化させた場合の、反射特性のシミュレーション結果について説明する。圧電薄膜共振子は、周波数下降型の分散特性を有するとした。図 24（a）から図 27 は、圧電薄膜共振子の反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図 24（a）から図 27 の各々において、圧電薄膜共振子の容量値は、0.76 pF、1.1 pF、1.5 pF、1.9 pF、2.2 pF、2.6 pF、2.8 pF とした。

[0087] 図 24（a）及び図 24（b）に示すように、共振点よりも低周波数側にスプリアスが発生する。スプリアスは、スミスチャートの左端から下端付近にかけて発生する。また図 24（a）に示す容量値 0.76 pF の圧電薄膜共振子よりも、図 24（b）に示す容量値 1.1 pF の圧電薄膜共振子の方が、スプリアスは小さくなる。

[0088] 図 25（a）及び図 25（b）に示すように、容量値が 1.5 pF の場合、及び容量値が 1.9 pF の場合も、スプリアスは発生する。ただし、スプリアスの大きさは、図 24（a）及び図 24（b）に示したもののよりも小さい。また、スミスチャートの下端付近においては、スプリアスがほとんど発生せず、反射特性は滑らかな曲線となる。また図 26（a）から図 27 に示すように、容量値を大きくすることで、スプリアスはさらに小さくなる。図 27 に示すように、容量値 2.8 pF の場合、スミスチャートの左端付近においても、反射特性はほぼ滑らかな曲線となる。このように、圧電薄膜共振子の容量値の増大に伴い、スプリアスが抑制される。

[0089] また図 21（a）から図 22（b）に示したように、圧電薄膜共振子の分散特性に応じて、スプリアスが発生する周波数は異なる。従って、ラダー型

フィルタの通過特性に発生するスプリアスを有効に抑制するためには、ラダー型フィルタが備える圧電薄膜共振子の分散特性に応じて、容量値を増大させる共振子を変更することが好ましい。すなわち、ラダー型フィルタの共振子として周波数下降型の分散特性を有する圧電薄膜共振子を用いる場合、直列共振子の容量値を大きくすることが好ましい。ラダー型フィルタの共振子として周波数上昇型の分散特性を有する圧電薄膜共振子を用いる場合、並列共振子の容量値を大きくすることが好ましい。

[0090] しかしながら、位相器を用いずに、受信フィルタの位相を回転させるためには、図18(a)及び図18(b)において説明したように、受信フィルタが備える初段の圧電薄膜共振子の容量値を小さくすることが求められる。受信フィルタの位相を回転させることで、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタのインピーダンスを増大させ、分波器の特性を改善することができる。従って、圧電薄膜共振子を採用した受信フィルタには、位相回転、及びスプリアスの低減の両立が求められる。

[0091] 位相回転、及びスプリアスの低減の両立をするために、圧電薄膜共振子を直列に分割する方法がある。例えば図5(a)のS1等のような1つの圧電薄膜共振子を直列分割し2つ以上の圧電薄膜共振子とする。複数の圧電薄膜共振子は、直列に接続される。複数の圧電薄膜共振子全体が有する容量値は、分割前の圧電薄膜共振子が有する容量値と同一である。このため、圧電薄膜共振子を分割した場合でも、位相回転が可能となる。その一方で、複数の圧電薄膜共振子のうちには、分割前の圧電薄膜共振子よりも大きな容量値を有する圧電薄膜共振子が存在する。言い換えれば、共振領域の面積が大きい圧電薄膜共振子が存在する。このため、スプリアスの抑制も可能となる。ただし、圧電薄膜共振子の分割は、フィルタサイズの増大の原因となる可能性がある。フィルタサイズの増大により、分波器が大型化する。従って、フィルタサイズの増大を抑制しながら、圧電薄膜共振子の容量値、分割させる圧電薄膜共振子を最適なものとすることが求められる。

[0092] 位相回転とスプリアスの抑制とを両立させる最適な設計を見出すため、反

射特性のシミュレーションを行い、位相回転を行った場合に容量値がどの程度まで抑制されるか検証した。

[0093] まずシミュレーションに用いたフィルタについて説明する。フィルタは、W-CDMA Band 2方式に対応した受信フィルタとした。条件は次の通りである。

送信フィルタの通過帯域：1850～1910MHz

受信フィルタの通過帯域：1930～1960MHz

容量値 C_s ：1.12pF

容量値 C_p ：1.87pF

受信フィルタは7段のラダー型フィルタとした。つまり、受信フィルタは、図5(a)及び図5(b)に示したラダー型フィルタにおいて、送信端子Txを受信端子Rxに置き換えたフィルタとした。受信フィルタが備える圧電薄膜共振子は、位相を回転させ、送信フィルタの通過帯域におけるインピーダンスが増大するような容量値を有する。受信フィルタが備える共振子のうち、アンテナ端子Antから見て初段の共振子が、直列共振子S1である場合(図5(a)参照)、及び並列共振子P1である場合(図5(b)参照)、2つの場合を考える。まず直列共振子S1が初段に配置されている場合を考える。

[0094] 容量値の計算結果について説明する。表1は、アンテナ端子Antから見て初段の共振子が、直列共振子S1(表中の点線参照)であるラダー型フィルタにおける、各共振子の容量値の計算結果を示す表である。1列目は共振子の種類を示す。2列目は位相回転を考慮しない場合、つまり比較例における共振子の容量値を示す。3列目は位相回転した例と比較例とを比較した場合の、容量値の抑制の度合いである抑制度を示す。4列目は位相回転を行う場合における共振子の容量値を示す。2列目に示した容量値と、3列目に示した抑制度との積が4列目に示した容量値となる。

[表1]

共振子	比較例における容量値	抑制度 (%)	位相回転を行う場合の容量値
S1	C_s	25	$0.25C_s$
S2	$0.5C_s$	96	$0.48C_s$
S3	$0.5C_s$	110	$0.55C_s$
S4	$0.5C_s$	96	$0.48C_s$
P1	$2C_p$	41	$0.82C_p$
P2	$2C_p$	71	$1.42C_p$
P3	$2C_p$	80	$1.6C_p$
P4	C_p	95	$0.95C_p$

比較例において、容量値が $0.5C_s$ 及び $2C_p$ となっているのは、図3（a）及び図3（b）において説明したように、共振子を合成した際に、容量値も合成されるためである。

[0095] 表1に示すように、初段が直列共振子S1である場合、直列共振子S1の容量値は、比較例の場合から25%抑制され、 $0.25C_s$ となった。直列共振子S2及びS4各々の抑制度は96%であり、容量値は $0.48C_s$ となった。直列共振子S3の抑制度は110%であり、容量値は $0.55C_s$ となった。並列共振子P1の抑制度は41%であり、容量値は $0.82C_p$ となった。並列共振子P2の抑制度は71%であり、容量値は $1.42C_p$ となった。並列共振子P3の抑制度は80%であり、容量値は $1.6C_p$ となった。並列共振子P4の抑制度は95%であり、容量値は $0.95C_p$ となった。共振子の容量値を、表1に示すような値とすることで、受信フィルタのインピーダンスを増大させることができた。

[0096] 次にスプリアスの抑制について説明する。まず共振子S1～S4、及びP1～P4が周波数下降型の分散特性を有する圧電薄膜共振子である場合について説明する。図23（a）において説明したように、圧電薄膜共振子の分

散特性が周波数下降型である場合、直列共振子がスプリアスに大きな影響を及ぼす。また図 24 (a) から図 27 において説明したように、圧電薄膜共振子の容量値が大きいほど、スプリアスは小さくなる。一方、圧電薄膜共振子の容量値が小さいほど、スプリアスは大きくなる。このため、表 1 の 2 列目に示した比較例では、直列共振子 S 1 ~ S 4 のうち、最小の容量値である $0.5 C_s$ の容量値を有する直列共振子 S 2 ~ S 4 が、スプリアスの大きさに影響する。

[0097] 表 1 の 4 列目に示すように、位相回転を行う場合、直列共振子 S 1 ~ S 4 のうち、初段の直列共振子 S 1 が最小の容量値 $0.25 C_s$ を有する。従って、直列共振子 S 1 の容量値を大きくすることにより、つまり直列共振子 S 1 の共振領域の面積を大きくすることにより、スプリアスを抑制することが可能となる。例えば、直列共振子 S 1 を 2 つに直列に分割する。分割して形成された直列共振子のうちの 1 つは、分割前の直列共振子 S 1 と比較して 2 倍以上の面積の共振領域を有し、容量値は $0.5 C_s$ 以上である。従って、スプリアスの大きさは、比較例と同等、又は比較例よりも小さくすることができる。

[0098] 次に共振子 S 1 ~ S 4、及び P 1 ~ P 4 が周波数上昇型の分散特性を有する圧電薄膜共振子である場合について説明する。図 23 (a) において説明したように、圧電薄膜共振子が周波数上昇型である場合、並列共振子がスプリアスに大きな影響を及ぼす。

[0099] 表 1 の 3 列目及び 4 列目に示すように、並列共振子 P 1 ~ P 4 のうち、初段の並列共振子 P 1 が最大の抑制度 41%、及び最小の容量値 $0.82 C_p$ を有する。比較例における並列共振子 P 1 ~ P 4 が有する容量値のうち、最小の容量値は C_p である。このように、本シミュレーションにおける最小の容量値 $0.82 C_p$ は、 C_p の 8 割程度の値である。従って、スプリアスの大きさは、比較例と同程度となる。

[0100] 次に受信フィルタの反射特性の計算結果について説明する。図 28 (a) は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの反射特性の計算結果を示す

スミスチャートであり、図 28 (b) は、位相回転を行った受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図 29 (a) は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの、受信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図 29 (b) は、位相回転を行った受信フィルタの、受信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図 30 (a) は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの、送信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図 30 (b) は、位相回転を行った受信フィルタの、送信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。なお図 28 (a)、図 29 (a) 及び図 30 (a) の各々に示すスミスチャートは、図 10 (a)、図 11 (a) 及び図 12 (a) の各々に示したものと同一であるが、比較のために再度図示した。

[0101] 図 28 (a) に示した比較例と比較して、図 28 (b) に示した受信フィルタの反射特性の位相は回転している。図 29 (a) 及び図 29 (b) に示すように、比較例においても、位相回転をした場合においても、受信フィルタの通過帯域における受信フィルタの反射特性は、スミスチャートの中央付近に位置した。つまり受信フィルタの通過帯域において、受信フィルタのインピーダンスが $50\ \Omega$ に整合されていた。このように、位相回転を行った場合でも、受信フィルタの通過帯域における受信フィルタの特性の悪化は抑制された。

[0102] 図 30 (a) に示すように、比較例では、反射特性がスミスチャートの左端付近に位置した。図 30 (b) に点線で示すように、位相回転により、反射特性は、スミスチャートの左端付近に位置せず、右端付近に位置した。つまり、位相回転によって、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタのインピーダンスが、 $0\ \Omega$ の近傍から無限大の近傍に増大した。

[0103] 次に、並列共振子 P 1 が初段に配置されている場合を考える。まず、容量値の計算結果について説明する。表 2 は、アンテナ端子 A n t から見て初段の共振子が、並列共振子 P 1 (表中の破線参照) であるラダー型フィルタに

おける、各共振子の容量値の計算結果を示す表である。

[表2]

共振子	比較例における容量値	抑制度 (%)	位相回転を行う場合の容量値
S1	0.5Cs	52	0.26Cs
S2	0.5Cs	76	0.38Cs
S3	0.5Cs	84	0.47Cs
S4	Cs	51	0.51Cs
P1	Cp	17	0.17Cp
P2	2Cp	95	1.9Cp
P3	2Cp	90	1.8Cp
P4	2Cp	75	1.5Cp

[0104] 表2に示すように、初段が並列共振子P1である場合、直列共振子S1の容量値は、比較例の場合から52%抑制され、0.26Csとなった。直列共振子S2の抑制度は76%であり、容量値は0.38Csとなった。直列共振子S3の抑制度は84%であり、容量値は0.47Csとなった。直列共振子S4の抑制度は51%であり、容量値は0.51Csとなった。並列共振子P1の抑制度は17%であり、容量値は0.17Cpとなった。並列共振子P2の抑制度は95%であり、容量値は1.9Cpとなった。並列共振子P3の抑制度は90%であり、容量値は1.8Cpとなった。並列共振子P4の抑制度は75%であり、容量値は1.5Cpとなった。共振子の容量値を、表2に示すような値とすることで、受信フィルタのインピーダンスを増大させることができた。

[0105] 次にスプリアスの抑制について説明する。まず共振子S1～S4、及びP1～P4が周波数下降型の分散特性を有する圧電薄膜共振子である場合について説明する。

[0106] 表2の4列目に示すように、位相回転を行う場合、直列共振子S1～S4

のうち、初段の直列共振子 S_1 が最小の容量値 $0.26 C_s$ を有する。従って、直列共振子 S_1 の容量値を大きくすることにより、つまり直列共振子 S_1 の共振領域の面積を大きくすることにより、スプリアスを抑制することが可能となる。例えば表 1 の場合と同様に、直列共振子 S_1 を 2 つに直列に分割する。分割して形成された直列共振子のうちの 1 つは、分割前の直列共振子 S_1 と比較して 2 倍以上の面積の共振領域を有し、容量値は $0.5 C_s$ 以上である。従って、スプリアスの大きさは、比較例と同等、又は比較例よりも小さくすることができる。

[0107] 次に共振子 $S_1 \sim S_4$ 、及び $P_1 \sim P_4$ が周波数上昇型の分散特性を有する圧電薄膜共振子である場合について説明する。図 23 (a) において説明したように、圧電薄膜共振子の分散特性が周波数上昇型である場合、並列共振子がスプリアスに大きな影響を及ぼす。

[0108] 表 2 の 3 列目及び 4 列目に示すように、並列共振子 $P_1 \sim P_4$ のうち、初段の並列共振子 P_1 が最大の抑制度 17%、及び最小の容量値 $0.17 C_p$ を有する。比較例における並列共振子 $P_1 \sim P_4$ の容量値のうち、最小の容量値は C_p である。従って、並列共振子 P_1 を例えば 6 分割することにより、 C_p と同程度の容量値を有する並列共振子を形成することができる。これにより、スプリアスの大きさは比較例と同程度となる。しかしながら、分割数を多くすると、フィルタが大型化する。

[0109] 次に、受信フィルタの反射特性の計算結果について説明する。図 31 (a) は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートであり、図 31 (b) は、位相回転を行った受信フィルタの反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図 32 (a) は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの、受信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図 32 (b) は、位相回転を行った受信フィルタの、受信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。図 33 (a) は、比較例に係る分波器が備える受信フィルタの、送信フィルタの通過帯域における反射特性の計算

結果を示すスミスチャートである。図 3 3 (b) は、位相回転を行った受信フィルタの、送信フィルタの通過帯域における反射特性の計算結果を示すスミスチャートである。なお図 3 1 (a)、図 3 2 (a) 及び図 3 3 (a) の各々に示すスミスチャートは、図 1 0 (b)、図 1 1 (b) 及び図 1 2 (b) の各々に示したものと同じであるが、比較のために再度図示した。

[0110] 図 3 1 (a) に示した比較例と比較して、図 3 1 (b) に示した受信フィルタの反射特性の位相は回転している。図 3 2 (a) 及び図 3 2 (b) に示すように、比較例においても、位相回転をした場合においても、受信フィルタの通過帯域における受信フィルタの反射特性は、スミスチャートの中央付近に位置した。つまり、位相回転を行った場合でも、受信フィルタの通過帯域において、受信フィルタのインピーダンスが 50Ω に整合されていた。

[0111] 図 3 3 (a) に示すように、比較例では、反射特性がスミスチャートの左端付近に位置した。図 3 3 (b) に示すように、位相回転により、反射特性はスミスチャートの左端付近に位置せず、右端付近に位置した。つまり、位相回転によって、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタのインピーダンスが 0Ω の近傍から、無限大の近傍に増大した。

[0112] 分散特性が周波数下降型の圧電薄膜共振子を用いる場合、直列共振子の容量値が大きい方が、スプリアスを低減することができる。表 1 に示したように、初段の共振子が並列共振子 P 1 である場合の直列共振子 S 1 の抑制度は 52% である。表 2 に示したように、初段の共振子が直列共振子 S 1 である場合の直列共振子 S 1 の抑制度は 25% である。直列共振子 S 1 の抑制度がより大きくなるため、分散特性が周波数下降型の圧電薄膜共振子を用いる場合、並列共振子 P 1 を初段の共振子とすることが好ましい。また、直列共振子 S 1 を 2 つ以上に直列に分割することで、比較例の直列共振子 S 1 と同程度以上の容量値を有する直列共振子が形成される。従って、直列共振子 S 1 を分割することが、より好ましい。

[0113] 分散特性が周波数上昇型の圧電薄膜共振子を用いる場合、並列共振子の容量値が大きい方が、スプリアスを低減することができる。表 1 に示したよう

に、初段の共振子が直列共振子 S_1 である場合の並列共振子 P_1 の抑制度は82%である。表2に示したように、初段の共振子が並列共振子 P_1 である場合の並列共振子 P_1 の抑制度は17%である。並列共振子 P_1 の抑制度がより大きくなるため、分散特性が周波数上昇型の圧電薄膜共振子を用いる場合、直列共振子 S_1 を初段の共振子とすることが好ましい。

実施例 1

[0114] 以上の考察に基づいた本発明の実施例について説明する。実施例1は、圧電薄膜共振子の分散特性が周波数下降型の例である。図34(a)は、実施例1に係る分波器を例示する回路図である。

[0115] 図34(a)に示すように、実施例1に係る分波器100aは、送信フィルタ F_{13} (第1フィルタ)、受信フィルタ F_{14} (第2フィルタ)、アンテナ端子 A_{nt} (共通端子)、送信端子 T_x (第1端子)、及び受信端子 R_x (第2端子)を備える。送信フィルタ F_{13} の一端はアンテナ端子 A_{nt} に接続され、他端は送信端子 T_x に接続されている。受信フィルタ F_{14} の一端はアンテナ端子 A_{nt} に接続され、他端は受信端子 R_x に接続されている。送信フィルタ F_{13} と受信フィルタ F_{14} とは、アンテナ端子 A_{nt} を介して接続されている。また、送信フィルタ F_{13} とアンテナ端子 A_{nt} との間、及び受信フィルタ F_{14} とアンテナ端子 A_{nt} との間のいずれにも、位相器は設けられていない。分波器100aは、例えばW-CDMA Band 2方式に対応した分波器である。送信フィルタ及び受信フィルタの各々は、 n 段のラダー型フィルタである。なお、段数 n は、フィルタの抑圧度に影響を与える反面、反射特性の位相には影響を与えない。従って段数 n は任意に定めることができる。例えば $n=7$ とすれば、フィルタは図5(b)に示したような7段のラダー型フィルタとなる。送信フィルタ F_{13} は、直列共振子 $S_{1t} \sim S_{nt}$ 、及び並列共振子 $P_{1t} \sim P_{nt}$ を備える。受信フィルタ F_{14} は、直列共振子 $S_1 \sim S_n$ 、及び並列共振子 $P_1 \sim P_n$ を備える。0アンテナ端子 A_{nt} から見た、受信フィルタ F_{14} の初段の共振子は、並列共振子 P_1 である。各共振子は、圧電薄膜共振子であり、それぞれ周波

数下降型の分散特性を有する。

[0116] 実施例 1 によれば、圧電薄膜共振子の容量値を調整することで、位相器を用いることなく、送信フィルタの通過帯域において受信フィルタ F 1 4 のインピーダンスを増大させることができる（図 3 3 （b）、表 2 参照）。このため、位相器による信号の損失を抑制し、かつ分波器を小型化することができる。また表 1 及び表 2 において説明したように、初段の共振子を並列共振子 P 1 とすることで、初段の共振子を直列共振子 S 1 とする場合よりも、直列共振子 S 1 の抑制度を小さくすることができる。このため、直列共振子に発生するスプリアスを抑制し、スプリアスに起因するリップルを抑制することが可能となる。つまり実施例 1 によれば、圧電薄膜共振子の分散特性が周波数下降型の場合において、受信フィルタ F 1 4 のインピーダンスの増大と、反射特性に生じるスプリアスの抑制とを両立することができる。スプリアスを抑制することにより、スプリアスに起因するリップルの抑制が可能となる。

[0117] 分波器 1 0 0 a は W-C D M A B a n d 2 方式に対応するとしたが、他の通信方式に対応してもよい。また図 1 3 ~ 図 1 6 に示したように、W-C D M A B a n d 2 方式において、ガードバンド幅が 4 0 M H z 以下である場合、送信フィルタの帯域における受信フィルタのインピーダンスが大きく低下する。従って、分波器 1 0 0 が W-C D M A B a n d 2 方式に対応し、かつ送信フィルタ F 1 3 の通過帯域と受信フィルタ F 1 4 の通過帯域との間隔を 4 0 M H z とすることで、分波器の特性を効果的に改善することができる。さらにガードバンド幅が 3 0 M H z である場合、及び 2 0 M H z である場合、分波器の特性をより効果的に改善することができる。特にガードバンド幅が 3 0 M H z を下回る場合、反射特性はスミスチャートの左端付近に位置する（図 1 5 （b）参照）。つまりインピーダンスが 0 Ω に極めて近くなる。従って、ガードバンド幅が 3 0 M H z 以下の場合、分波器の特性をより効果的に改善することができる。なお送信フィルタ F 1 3 は、図 3 4 （a）に示したものと異なる構成を有してもよい。例えばアンテナ端子 A n t 側

から見た初段の共振子が並列共振子 P_{1t} でもよい。

[0118] また受信フィルタ F_{14} 内の各段間での信号の反射を抑制するため、受信端子 R_x からアンテナ端子 A_{nt} に向けて、共振子のインピーダンスを高くすることが好ましい。送信フィルタ F_{13} 及び受信フィルタ F_{15} が備える圧電薄膜共振子としては、図19(b)から図20(c)のいずれの共振子でもよい。ただし各圧電薄膜共振子が周波数下降型の分散特性を有する。

[0119] 次に実施例1の第1の変形例について説明する。実施例1の第1の変形例は、直列共振子を複数の共振子に分割する例である。図34(b)は、実施例1の第1の変形例に係る分波器を例示する回路図である。図34(a)において既述した構成と同じ構成については説明を省略する。

[0120] 受信フィルタ F_{15} は、直列共振子 $S_{1-1} \sim S_n$ 、及び並列共振子 $P_1 \sim P_n$ を備える、 n 段のラダー型フィルタである。アンテナ端子 A_{nt} 側から見た、受信フィルタ F_{14} の初段の共振子は並列共振子 P_1 である。また、受信フィルタ F_{15} は、比較例に係る受信フィルタの位相回転を行い、送信フィルタの通過帯域において受信フィルタ F_{15} のインピーダンスが無限大に近くなるようなフィルタである。つまり、受信フィルタ F_{15} は表2の場合に対応する。

[0121] 直列共振子 S_{1-1} 及び S_{1-2} は、図34(a)に示した直列共振子 S_1 を、2つに直列に分割して形成された直列共振子である。直列共振子 S_{1-1} （第1直列共振子）と直列共振子 S_{1-2} （第2直列共振子）の間には、並列共振子は接続されていない。直列共振子 $S_{1-1} \sim S_n$ 、及び並列共振子 $P_1 \sim P_n$ 各々の分散特性は、周波数下降型である。

[0122] アンテナ端子 A_{nt} から見た、受信フィルタ F_{15} の初段の直列共振子は S_{1-1} 及び S_{1-2} の2つに直列に分割された直列共振子となっている。従って、直列共振子 S_{1-1} 及び S_{1-2} のいずれか一方が有する容量値は、直列共振子 S_{1-1} 及び S_{1-2} の合成容量値の2倍以上となる。容量値の増大は、圧電薄膜共振子の共振領域の面積が増大することを意味する。圧電薄膜共振子の共振子の面積を大きくすることにより、スプリアスを抑制す

ることができる（図 2 4（a）～図 2 7 参照）。また、直列共振子 S 1－1 と S 1－2 とを合成した容量値は、送信フィルタの通過帯域において受信フィルタ F 1 5 のインピーダンスを増大させる容量値に設定する（図 3 3（b）、表 2 参照）。このように実施例 1 の第 1 の変形例によれば、圧電薄膜共振子の分散特性が周波数下降型の場合において、受信フィルタ F 1 5 のインピーダンスの増大と、スプリアスの抑制とを両立することができる。

[0123] 実施例 1 の第 1 の変形例によれば、位相器を用いることなく送信フィルタの通過帯域において受信フィルタ F 1 5 のインピーダンスを増大させることができる（図 3 3（b）、表 2 参照）。位相器を用いないため、信号の損失を抑制することができる。この場合、表 2 に示したように、直列共振子 S 1 の容量値は、比較例の場合から 5 2 % 抑制される。実施例 1 の第 1 の変形例では、直列共振子 S 1 を分割し、直列共振子 S 1－1 及び S 1－2 を形成する。これにより、直列共振子 S 1－1 及び S 1－2 それぞれの共振領域の面積は大きくなり、直列共振子 S 1－1 及び S 1－2 のいずれか一方が有する容量値は、比較例における直列共振子 S 1 の容量値と同程度以上となる。従って、反射特性のスプリアス、及びスプリアスに起因するリップルを効果的に抑制することができる。このため、直列共振子 S 1 は直列に分割することが好ましい。

[0124] 初段の直列共振子は 3 つ以上に直列に分割された直列共振子としてもよい。分割数を多くすることにより、容量値の大きな直列共振子が形成され、スプリアスをより効果的に抑制することができる。ただし分割数の増大に伴い、受信フィルタ F 1 5 のサイズは大きくなる。このため、分割数は受信フィルタ F 1 5 の大型化が抑制されるような分割数とすることが好ましい。例えば図 3 4（a）に示したように、直列共振子を 2 つに分割し S 1－1 及び S 1－2 を形成することで、スプリアスを抑制し、かつ受信フィルタ F 1 5 の大型化を抑制することが可能となる。

[0125] 直列共振子 S 1－1 及び S 1－2 は、同一の容量値を有してもよいし、異なる容量値を有してもよい。直列共振子 S 1－1 及び S 1－2 が同一の容量

値を有する場合、直列共振子 S 1-1 及び S 1-2 においてスプリアスの発生の方が近似し、スプリアスが強め合う可能性がある。これに対し直列共振子 S 1-1 及び S 1-2 が異なる容量値を有する場合、直列共振子 S 1-1 及び S 1-2 においてスプリアスの発生の方が異なり、スプリアスは打ち消し合う。従って効率的にスプリアスを抑制するためには、直列共振子 S 1-1 及び S 1-2 は、異なる容量値を有することが好ましい。また、直列共振子 S 1-1 及び S 1-2 においてスプリアスの発生の方を異ならせるためには、直列共振子 S 1-1 と直列共振子 S 1-2 とで、共振領域 130（例えば図 19（b）参照）の形状が異なることが好ましい。直列共振子 S 1 を 3 つ以上に直列に分割した場合でも、分割して形成された複数の直列共振子のうち、少なくとも 1 つの直列共振子が、複数の直列共振子のうち、他の直列共振子と異なる容量値を有することが好ましい。また、少なくとも 1 つの直列共振子と、複数の直列共振子のうち、他の直列共振子とで、共振領域 130 の形状が異なることが好ましい。

[0126] 次に実施例 1 の第 2 の変形例について説明する。実施例 1 の第 2 の変形例は、初段の共振子が並列共振子の例である。図 35（a）は、実施例 1 の第 2 の変形例に係る分波器を例示する回路図である。図 34（a）及び図 34（b）において既述した構成と同じ構成については説明を省略する。

[0127] 図 35（a）に示すように、アンテナ端子 Ant 側から見た、受信フィルタ F 16 の初段の共振子は直列共振子 S 1-1 である。直列共振子 S 1-1 と S 1-2 との間には、並列共振子が接続されていない。

[0128] 実施例 1 の第 2 の変形例によれば、圧電薄膜共振子の分散特性が周波数下降型の場合において、送信フィルタの通過帯域における受信フィルタ F 16 のインピーダンスの増大と、スプリアスの抑制とを両立することができる。

[0129] すなわち、実施例 1 の第 2 の変形例によれば、位相器を用いることなく送信フィルタの通過帯域において受信フィルタ F 16 のインピーダンスを増大させることができる（図 30（b）、表 1 参照）。位相器を用いないため、信号の損失を抑制することができる。この場合、表 1 に示したように、直列

共振子 S 1 の容量値は、比較例の場合から 25%抑制される。容量値の抑制は、スプリアスの増大の原因となりうる。実施例 1 の第 2 の変形例では、直列共振子 S 1 を直列に分割し、直列共振子 S 1-1 及び S 1-2 を形成する。これにより、直列共振子 S 1-1 及び S 1-2 それぞれの共振領域の面積が大きくなり、直列共振子 S 1-1 又は S 1-2 が有する容量値は比較例における直列共振子 S 1 の容量値と同程度以上となる。従って、反射特性のスプリアス、及びスプリアスに起因するリップルを効果的に抑制することができる。このため、直列共振子 S 1 は直列に分割することが好ましい。

実施例 2

- [0130] 実施例 2 は、圧電薄膜共振子の分散特性が周波数上昇型の例である。図 35 (b) は、実施例 2 に係る分波器を例示する回路図である。図 34 (a) から図 35 (b) において既述した構成と同じ構成については説明を省略する。
- [0131] 図 35 (b) に示すように、受信フィルタ F 17 は、直列共振子 S 1 ~ S n、及び並列共振子 P 1 ~ P n を備える、n 段のラダー型フィルタである。アンテナ端子 A n t 側から見た、受信フィルタ F 17 の初段の共振子は直列共振子 S 1 である。また、受信フィルタ F 17 は、比較例に係る受信フィルタの位相回転を行い、送信フィルタの通過帯域において受信フィルタ F 17 のインピーダンスが無限大に近くなるようなフィルタである。つまり、受信フィルタ F 17 は表 1 の場合に対応する。直列共振子 S 1 ~ S n、及び並列共振子 P 1 ~ P n 各々の分散特性は、周波数上昇型である。
- [0132] 実施例 2 によれば、位相器を用いることなく送信フィルタの通過帯域において受信フィルタ F 17 のインピーダンスを増大させることができる (図 30 (b)、表 1 参照)。表 1 において説明したように、並列共振子 P 1 の抑制度は 41%であり、並列共振子 P 1 の容量値は位相回転を行わない比較例における最小の容量値の 8 割程度である $0.82C_p$ となる。従って、位相回転を行った場合でも、スプリアスの大幅な増大は抑制される。つまり実施例 2 によれば、圧電薄膜共振子の分散特性が周波数下降型の場合において、

受信フィルタ F 1 7 のインピーダンスの増大と、スプリアスの抑制とを両立することができる。さらに位相器を用いてないため、位相器による信号の損失は抑制される。これにより、分波器 2 0 0 の特性の改善が可能となる。

- [0133] 圧電薄膜共振子の分散特性が周波数上昇型の場合においても、図 3 4 (b) に示したような、初段の共振子が並列共振子 P 1 である受信フィルタを用いてもよい。ただし表 2 に示したように、初段の共振子が並列共振子 P 1 である場合、並列共振子 P 1 の容量値の抑制度は 1 7 % となり、並列共振子 P 1 の容量値は小さくなる。容量値の低下は、スプリアス抑制の観点から好ましくない。スプリアスを抑制するためには、並列共振子 P 1 を例えば 6 分割すればよい。しかしながら、分割数を増やすことにより、受信フィルタが大型化する可能性がある。従って、スプリアスを抑制し、かつ受信フィルタの大型化も抑制するためには、初段の共振子を直列共振子 S 1 とすることが好ましい。

実施例 3

- [0134] 実施例 3 はシャントインダクタを用いる例である。まずシャントインダクタを用いる目的について説明する。
- [0135] 受信帯域において、送信フィルタが備える圧電薄膜共振子の共振は抑制され、圧電薄膜共振子はキャパシタとして機能する。つまり受信フィルタの通過帯域において、送信フィルタはキャパシタがラダー型に接続された、容量性の回路として機能する。このため、アンテナ端子 A n t から見ると、分波器は受信フィルタとキャパシタとが並列に接続された回路とみなすことができる。同様に、送信フィルタの通過帯域において、受信フィルタは容量性の回路として機能する。アンテナ端子 A n t から見ると、分波器は送信フィルタとキャパシタとが並列に接続された回路とみなすことができる。この結果、送信フィルタの通過帯域及び受信フィルタの通過帯域の各々において、送信フィルタの特性及び受信フィルタの特性の各々に、キャパシタの特性が重畳されることとなる。従って、分波器の特性が悪化することがある。
- [0136] 実施例 3 では、容量性を打ち消すシャントインダクタを用いる。シャント

インダクタとは、インダクタが有する誘導性リアクタンス成分により、キャパシタが有する容量性リアクタンス成分を調整し、打ち消すようなインダクタである。図36(a)は、実施例3に係る分波器を例示する回路図である。図34(a)において既述した構成と同じ構成については説明を省略する。

[0137] 図36(a)に示すように、実施例3に係る分波器300aは、アンテナ端子Antと、送信フィルタF13及び受信フィルタF14との間にインダクタLを備える。インダクタLの一端は、アンテナ端子Antと、送信フィルタF13及び受信フィルタF14との間に接続され、他端は接地されている。このように、分波器300aは、図34(a)に示した分波器100aにインダクタLを追加した構成を有する。受信帯域外における受信フィルタF14の容量値と、送信帯域外における送信フィルタF13の容量値とは、同程度である。

[0138] インダクタLは、受信帯域外において受信フィルタF14が有するリアクタンス成分を打ち消す。またインダクタLは、送信帯域外において送信フィルタF13が有するリアクタンス成分を打ち消す。つまりインダクタLは、シャントインダクタとして機能する。このため、送信フィルタの通過帯域においては、アンテナ端子Antから見た分波器300aの特性を、キャパシタが接続されていない送信フィルタF13の特性に近づけることができる。また受信フィルタの通過帯域においては、アンテナ端子Antから見た分波器300aの特性を、キャパシタが接続されていない受信フィルタF14の特性に近づけることができる。従って、実施例3によれば、分波器300aの特性をより効果的に改善することが可能となる。

[0139] インダクタLによる位相回転は微少であり、インダクタLは送信フィルタF13及び受信フィルタF14各々の反射特性に大きな影響を及ぼさない。インダクタLは位相器として機能するものではない。従って、インダクタLを設けた場合でも、送信フィルタの通過帯域において受信フィルタF14は高インピーダンスを維持する。また、受信帯域外における受信フィルタF1

4の容量値と、送信帯域外における送信フィルタF13の容量値とは、同程度である。このため、1つのインダクタLを使用することで、送信フィルタF13及び受信フィルタF14各々の容量性を打ち消すことができる。この結果、分波器300aの大型化を抑制することができる。また回路構成の複雑化も抑制されるため、分波器300aが高コスト化する可能性も低い。次に実施例3の第1の変形例について説明する。

[0140] 図36(b)は、実施例3の第1の変形例に係る分波器を例示する回路図である。図34(a)及び図36(a)において既述した構成と同じ構成については説明を省略する。図36(b)に示すように、実施例3の第1の変形例に係る分波器300bは、図34(b)に示した分波器100bにインダクタLを追加した構成を有する。

[0141] 図37(a)は、実施例3の第2の変形例に係る分波器を例示する回路図である。図35(a)及び図36(a)において既述した構成と同じ構成については説明を省略する。図37(a)に示すように、実施例3の第2の変形例に係る分波器300cは、図35(a)に示した分波器100cにインダクタLを追加した構成を有する。

[0142] 図37(b)は実施例3の第3の変形例に係る分波器を例示する回路図である。図35(b)及び図36(a)において既述した構成と同じ構成については説明を省略する。図37(b)に示すように、実施例3の第2の変形例に係る分波器300dは、図35(b)に示した分波器200にインダクタLを追加した構成を有する。

[0143] 実施例3の第1の変形例、第2の変形例、及び第3の変形例の各々において、インダクタLはシャントインダクタとして機能する。従って、分波器300b、分波器300c、及び分波器300d各々の特性は改善する。

実施例 4

[0144] 実施例4は、分波器をRF(Radio Frequency)モジュールへの適用例である。図38は、実施例4に係るRFモジュールを例示するブロック図である。

[0145] 図38に示すように、RFモジュール400は、アンテナ104、アンテナスイッチ402、分波器バンク404、並びにアンプモジュール406を備える。RFモジュール400は、例えば携帯電話用のRFモジュールであり、GSM (Global System for Mobile Communication) 通信方式及びW-CDMA通信方式等、複数の通信方式に対応している。GSM方式については、850MHz帯 (GSM850)、900MHz帯 (GSM900)、1800MHz帯 (GSM1800)、1900MHz帯 (GSM1900) に対応している。アンテナ104は、例えばGSM方式及びW-CDMA方式いずれの送受信信号をも送受信できる。

[0146] 分波器バンク404は、複数の分波器404a、404b及び404cを含む。複数の分波器の各々は、複数の通信方式の各々に対応した分波器である。アンテナスイッチ402は、送受信する信号の通信方式に応じて、分波器バンク404が備える複数の分波器から、通信方式に対応する分波器を選択し、選択された分波器とアンテナ104とを接続する。各分波器はアンプモジュール406に接続されている。アンプモジュール406は分波器の受信フィルタが受信した信号を増幅し、処理部に出力する。またアンプモジュール406は、処理部により生成された信号を増幅し分波器の送信フィルタに出力する。

[0147] 分波器404a~404cの各々が分波器100a~300d (図34(a)~図37(b)参照) のいずれか1つと同じ構成を有してもよいし、分波器404a~404cのうち2つ、又は1つが分波器100a~300dのいずれか1つと同じ構成を有してもよい。つまり、分波器404a~404cの少なくとも1つが、分波器100a~300dのいずれか1つと同じ構成を有する。なお、分波器バンク404が備える分波器は2つでもよいし、4つ以上でもよい。分波器バンク404が備える複数の分波器のうち少なくとも1つが、分波器100a~300dのいずれか1つと同じ構成を有する。

[0148] 実施例4によれば、RFモジュール400においても、位相器を用いずに位相回転を行い、かつリップルを抑制した分波器を用いることができる。こ

れにより、RFモジュール400の特性を改善することができる。位相器を用いないため、信号の損失を抑制でき、かつRFモジュールの小型化が可能となる。またRFモジュールは、例えば無線LAN (Local Area Network) 等、携帯電話用以外の用途に用いられるRFモジュールとしてもよい。さらに、RFモジュールを、携帯電話、パーソナルコンピュータ、PDA (Personal Digital Assistant: 携帯情報端末) 等、電子装置に搭載してもよい。

[0149] フィルタの通過帯域が位置する周波数は、反射特性の位相に大きな影響を与えない。また、ラダー型フィルタの段数、及び容量比 C_p/C_s は、反射特性の位相に大きな影響を与えない。従って、分波器が用いられる周波数を変更した場合でも、反射特性の位相に大きな変化が生じない。このため、実施例は、W-CDMA Band 2方式対応の分波器に限定して適用されるものではなく、W-CDMA Band 2以外の通信方式に対応した分波器にも適用される。特に1GHz以上の高周波数に対応した分波器では、圧電薄膜共振子が使用されることがある。従って実施例は、1GHz以上の高周波数に対応した分波器において、特に有効である。また実施例は、1GHz未満の周波数に対応した分波器にも適用できる。

[0150] 受信フィルタF14～F17の各々の通過帯域は、送信フィルタF13の通過帯域よりも高周波数側に位置するとした。つまり実施例では、分波器が備える第1フィルタと第2フィルタのうち、通過帯域が第1フィルタの通過帯域より高周波数側に位置する第2フィルタを受信フィルタとした。また第1フィルタを送信フィルタとした。しかしながら、分波器の構成はこれに限定されない。例えば第1フィルタを受信フィルタとし、第2フィルタを送信フィルタとしてもよい。また第1フィルタ及び第2フィルタの両方を受信フィルタとしてもよい。分波器の構成を変更した場合でも、第2フィルタを、実施例1～3において説明した受信フィルタF14～F17のいずれかのような構成とすればよい。

[0151] 図19(b)、図20(a)又は図20(b)のように、共振領域130下に貫通孔132、キャビティ134又は空隙136が形成されている場合

、圧電薄膜共振子の分散特性は、主に圧電薄膜共振子が備える圧電薄膜 128 の材料によって異なる。圧電薄膜 128 が、ポアソン比が 0.3 未満の材料からなる場合、圧電薄膜共振子の分散特性は周波数下降型となる。ポアソン比が 0.3 未満の材料として、例えば (002) 方向に配向された窒化アルミニウム (AlN) 等がある。また圧電薄膜 128 が、ポアソン比が 0.3 以上の材料からなる場合、圧電薄膜共振子の分散特性は周波数上昇型となる。ポアソン比が 0.3 以上の材料として、例えば (002) 方向に配向された酸化亜鉛 (ZnO) 等がある。また、図 20 (c) のように音響反射膜 138 を用いる場合、圧電薄膜 128 のポアソン比だけでなく、音響反射膜 138 のポアソン比も、圧電薄膜共振子の分散特性に影響を与えることがある。

[0152] 以上、本発明の実施例について詳述したが、本発明はかかる特定の実施例に限定されるものではなく、特許請求の範囲に記載された本発明の要旨の範囲内において、種々の変形・変更が可能である。

請求の範囲

- [請求項1] 一端が共通端子に接続され、他端が第1端子に接続された第1フィルタと、
- 一端が前記共通端子に接続され、他端が第2端子に接続され、前記第1フィルタの通過帯域より高周波数側に通過帯域を有する第2フィルタと、を具備し、
- 前記第1フィルタと前記共通端子との間、及び前記第2フィルタと前記共通端子との間のいずれにも位相器を備えず、
- 前記第2フィルタは、複数の圧電薄膜共振子をラダー型に接続したラダー型フィルタであり、
- 前記圧電薄膜共振子の共振周波数よりも低周波数側において、前記圧電薄膜共振子が備える圧電薄膜の厚み方向と直交する方向の伝搬定数が実数であり、
- 前記共通端子側から見た前記第2フィルタの初段の共振子は、並列共振子であることを特徴とする分波器。
- [請求項2] 前記第2フィルタが備える前記共通端子に最も近い直列共振子は、直列に分割されていることを特徴とする請求項1記載の分波器。
- [請求項3] 一端が共通端子に接続され、他端が第1端子に接続された第1フィルタと、
- 一端が前記共通端子に接続され、他端が第2端子に接続され、前記第1フィルタの通過帯域より高周波数側に通過帯域を有する第2フィルタと、を具備し、
- 前記第1フィルタと前記共通端子との間、及び前記第2フィルタと前記共通端子との間のいずれにも位相器を備えず、
- 前記第2フィルタは、複数の圧電薄膜共振子をラダー型に接続したラダー型フィルタであり、
- 前記圧電薄膜共振子の共振周波数よりも低周波数側において、前記圧電薄膜共振子が備える圧電薄膜の厚み方向と直交する方向の伝搬定

数が実数であり、

前記共通端子側から見た前記第 2 フィルタの初段の共振子は、直列共振子であり、

前記直列共振子は、直列に分割されていることを特徴とする分波器。

[請求項4] 前記圧電薄膜のポアソン比は 0.3 未満であることを特徴とする請求項 1 から 3 いずれか一項記載の分波器。

[請求項5] 前記直列共振子が直列に分割されて形成された複数の直列共振子のうち、少なくとも 1 つの直列共振子は、前記複数の直列共振子のうち前記 1 つの直列共振子以外の直列共振子と異なる容量値を有することを特徴とする請求項 2 又は 3 記載の分波器。

[請求項6] 前記直列共振子が直列に分割されて形成された複数の直列共振子のうち、少なくとも 1 つの直列共振子と、前記複数の直列共振子のうち前記 1 つの直列共振子以外の直列共振子とでは、前記圧電薄膜を介して前記上部電極と前記下部電極とが互いに重なる領域の形状が異なることを特徴とする請求項 2、3 及び 5 いずれか一項記載の分波器。

[請求項7] 一端が共通端子に接続され、他端が第 1 端子に接続された第 1 フィルタと、

一端が前記共通端子に接続され、他端が第 2 端子に接続され、前記第 1 フィルタの通過帯域より高周波数側に通過帯域を有する第 2 フィルタと、を具備し、

前記第 1 フィルタと前記共通端子との間、及び前記第 2 フィルタと前記共通端子との間のいずれにも位相器を備えず、

前記第 2 フィルタは、複数の圧電薄膜共振子をラダー型に接続したラダー型フィルタであり、

前記圧電薄膜共振子の共振周波数よりも高周波数側において、前記圧電薄膜共振子が備える圧電薄膜の厚み方向と直交する方向の伝搬定数が実数であり、

前記共通端子側から見た前記第2フィルタの初段の共振子は、直列共振子であることを特徴とする分波器。

[請求項8] 前記圧電薄膜のポアソン比は0.3以上であることを特徴とする請求項7記載の分波器。

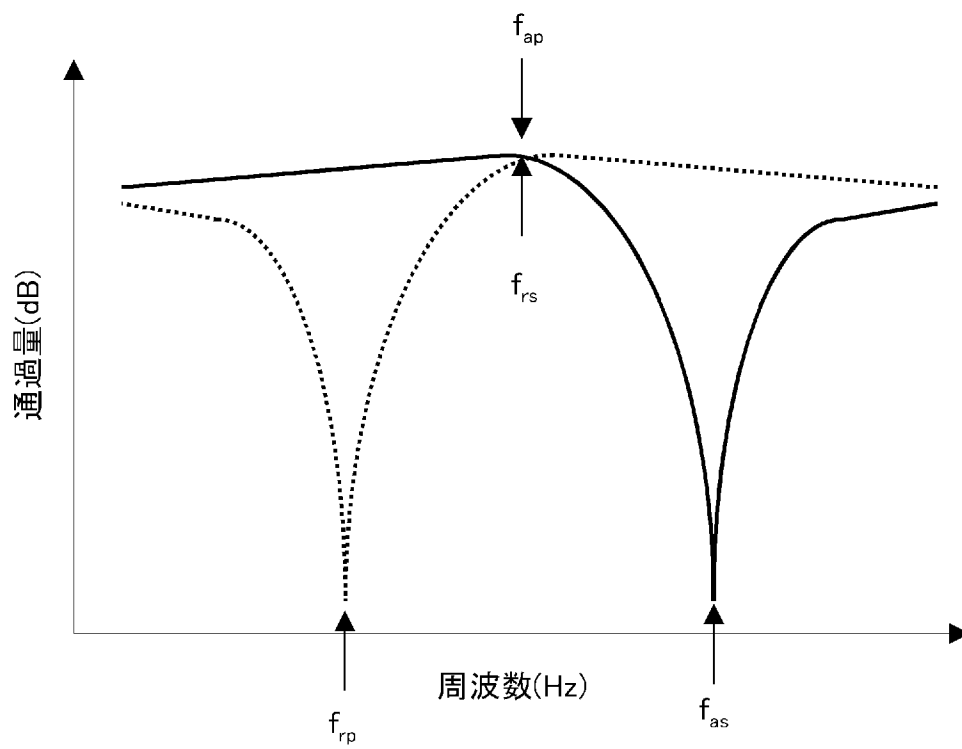
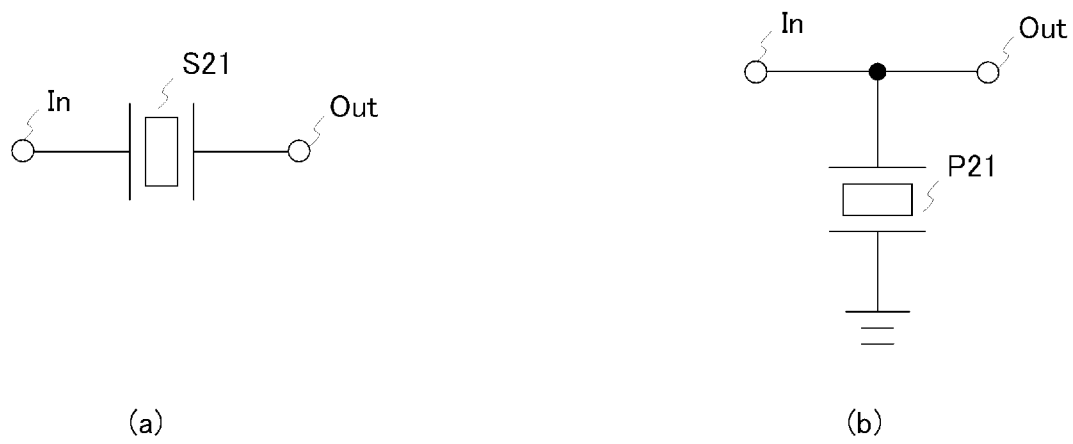
[請求項9] 前記第1フィルタは送信フィルタであり、
前記第2フィルタは受信フィルタであることを特徴とする請求項1から8いずれか一項記載の分波器。

[請求項10] 前記第1フィルタの通過帯域と、前記第2フィルタの通過帯域との間隔は、40MHz以下であることを特徴とする請求項1から9いずれか一項記載の分波器。

[請求項11] 一端が前記共通端子と、前記第1フィルタ及び前記第2フィルタとの間に接続され、他端が接地されているインダクタを備えることを特徴とする請求項1から10いずれか一項記載の分波器。

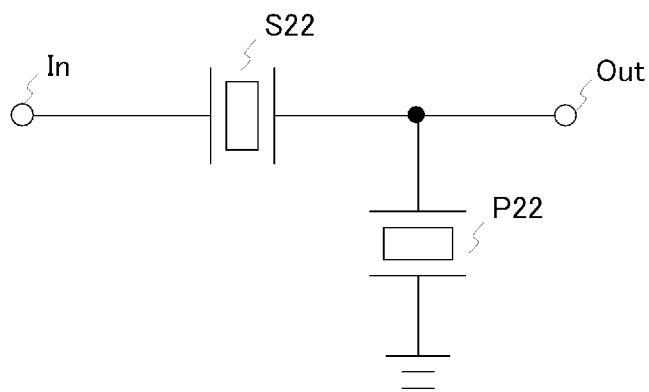
[請求項12] 前記分波器は、W-CDMA Band 2方式向けの分波器であることを特徴とする請求項1から11いずれか一項記載の分波器。

[図1]

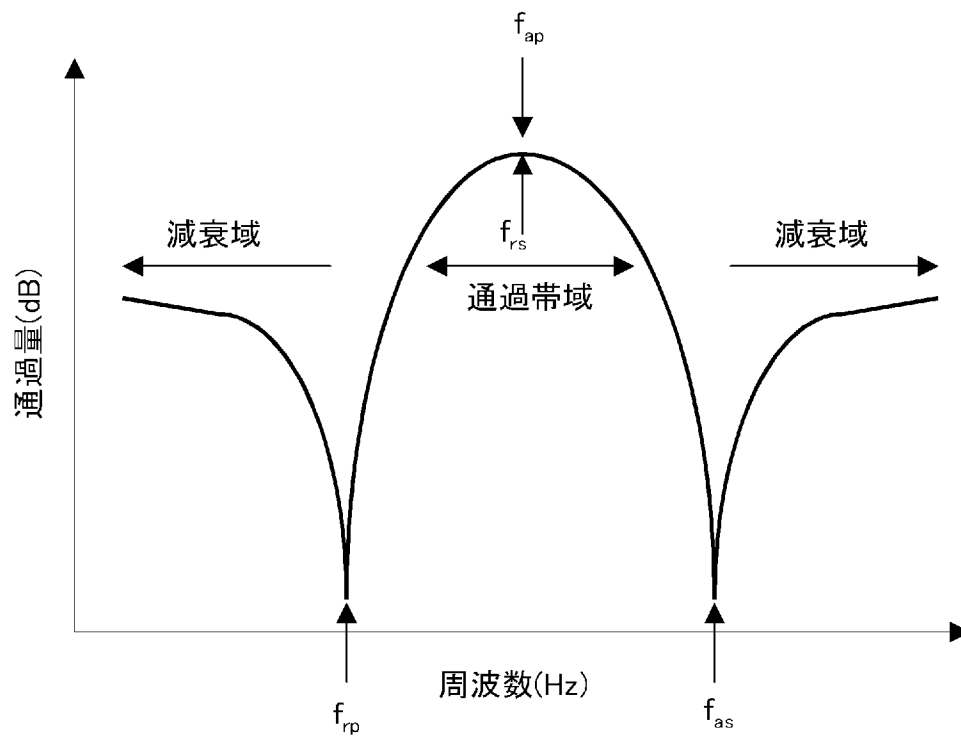


(c)

[図2]

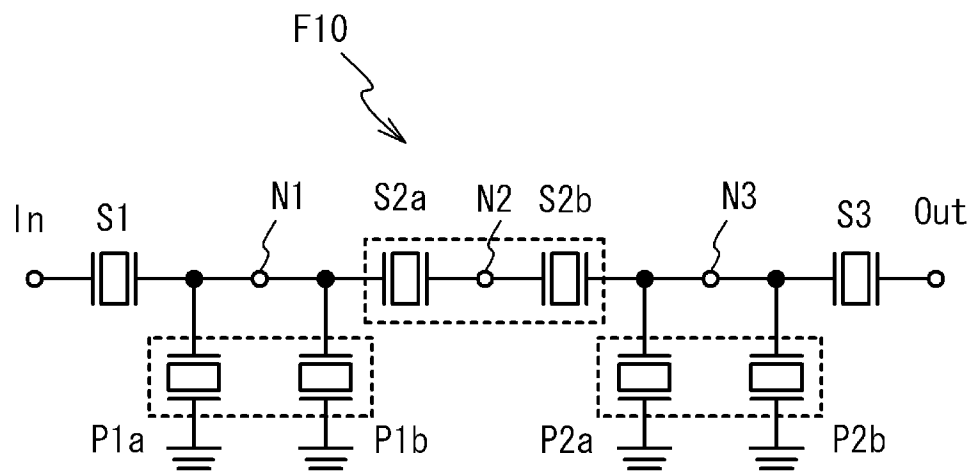


(a)

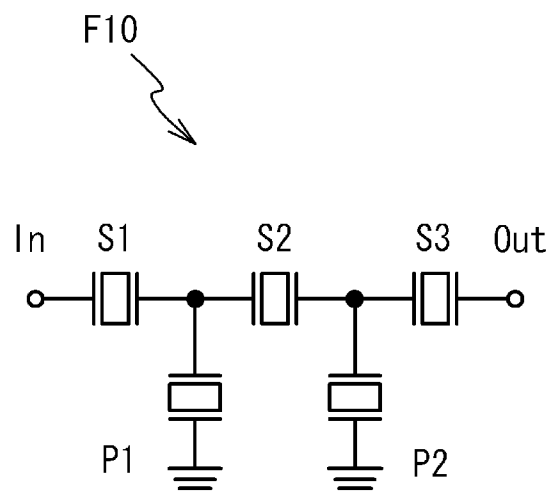


(b)

[図3]

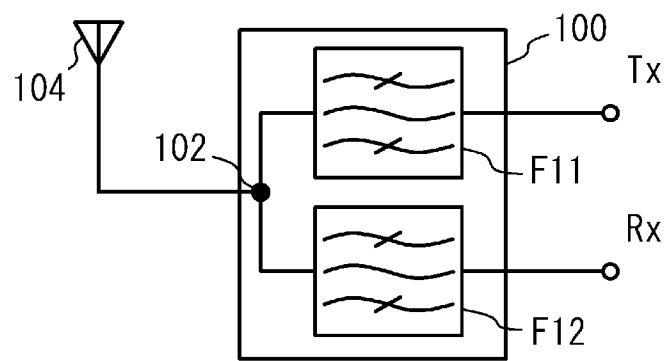


(a)

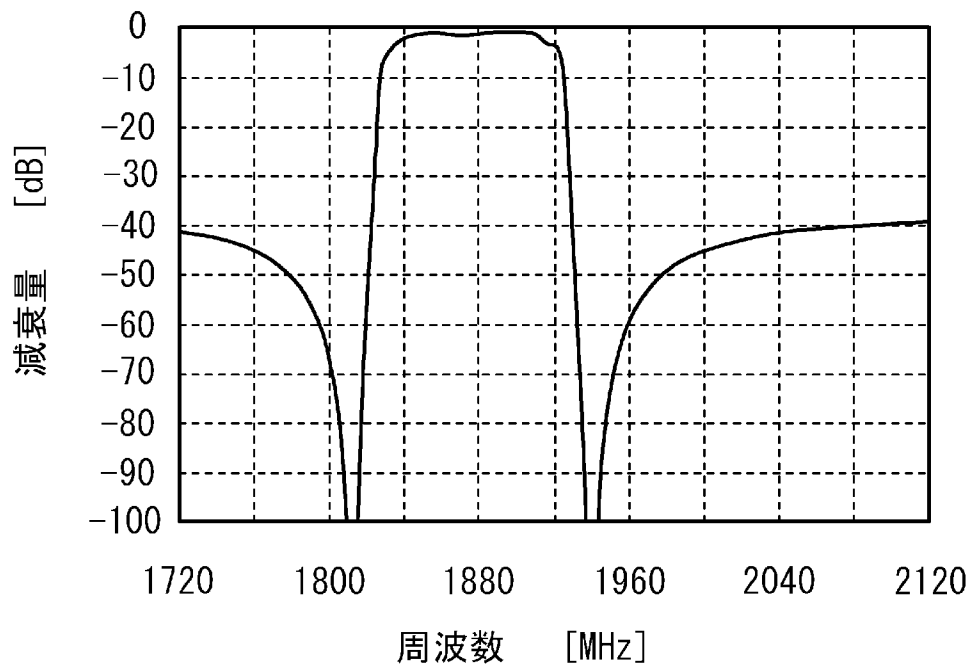
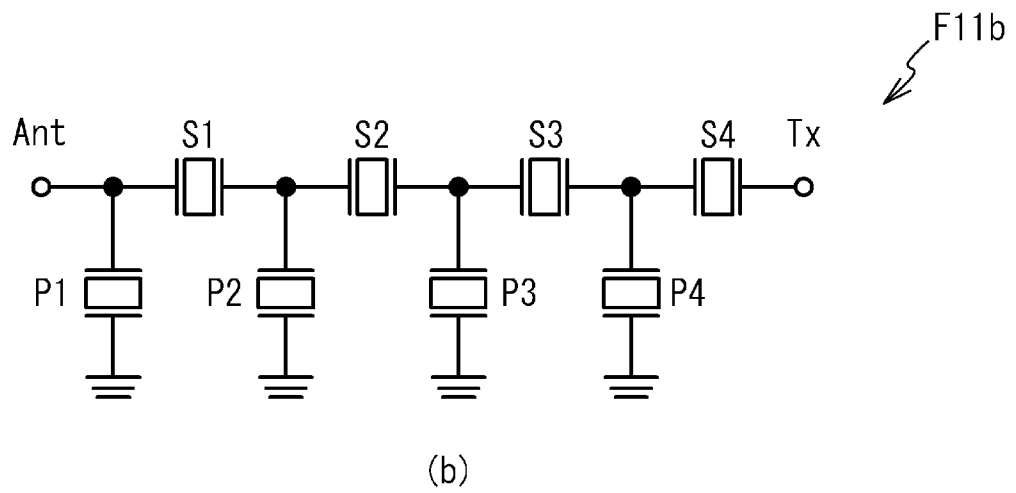
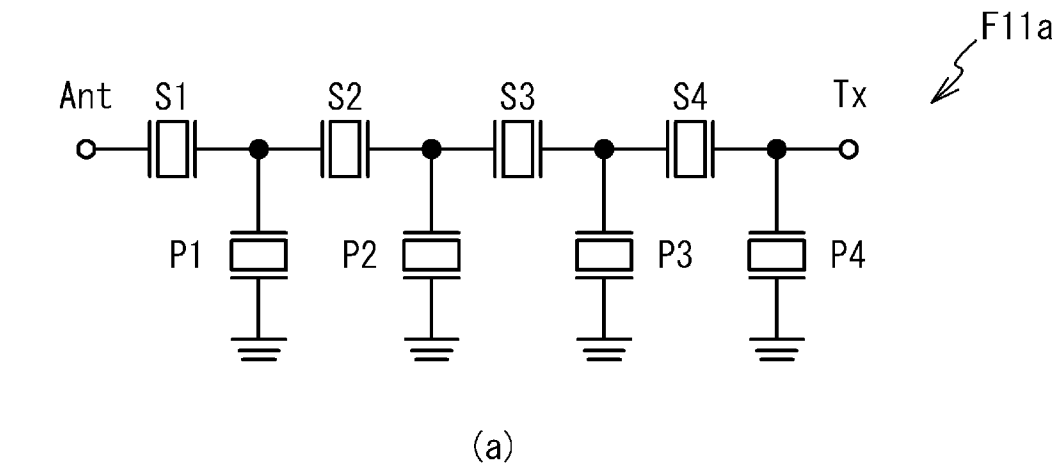


(b)

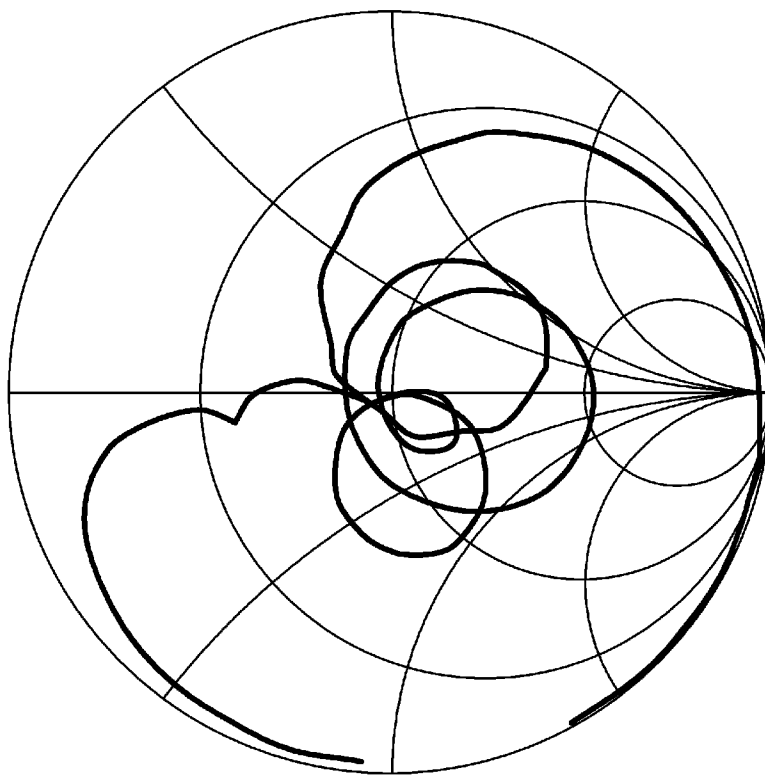
[図4]



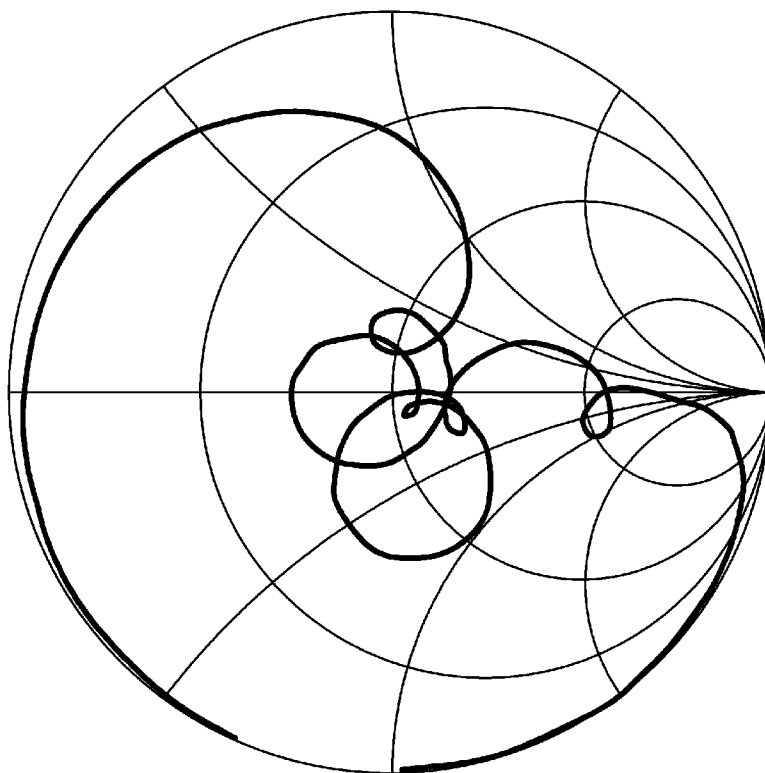
[図5]



[図6]

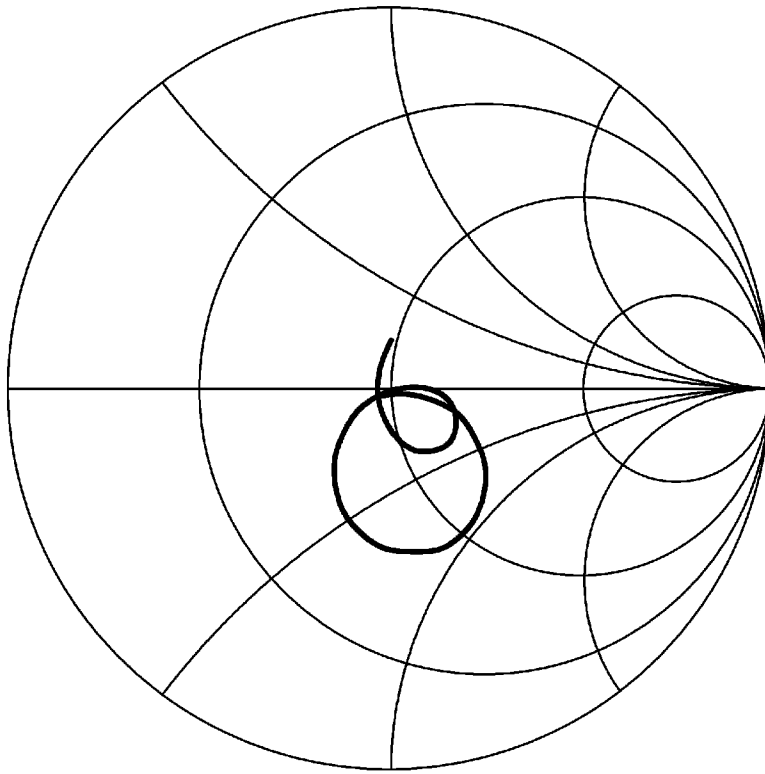


(a)

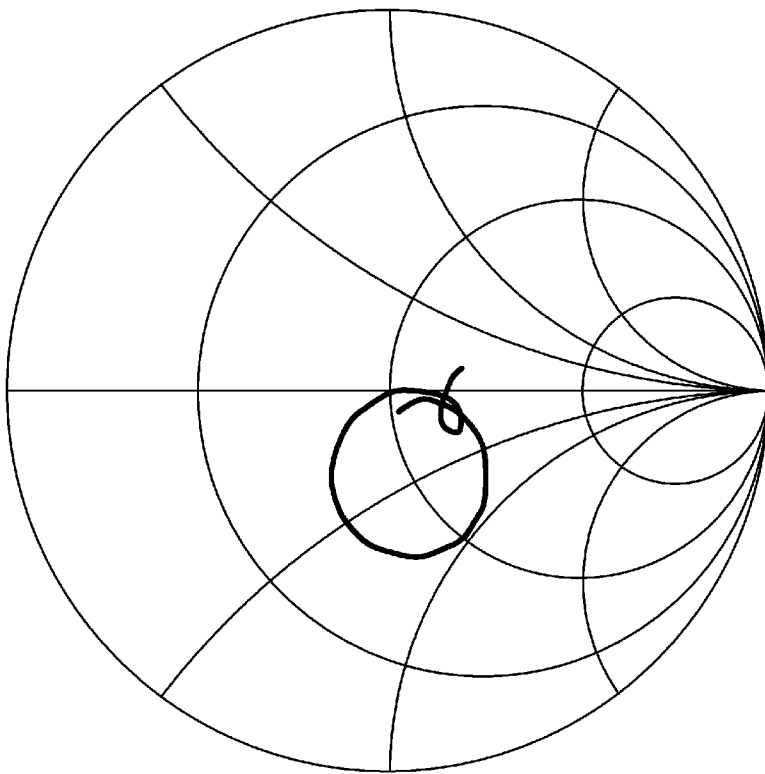


(b)

[図7]

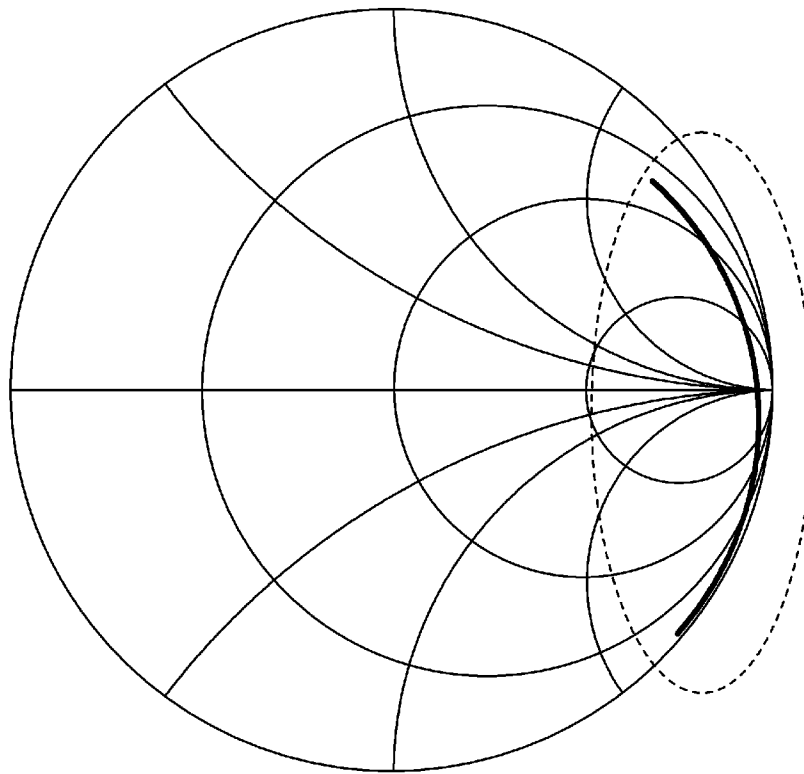


(a)

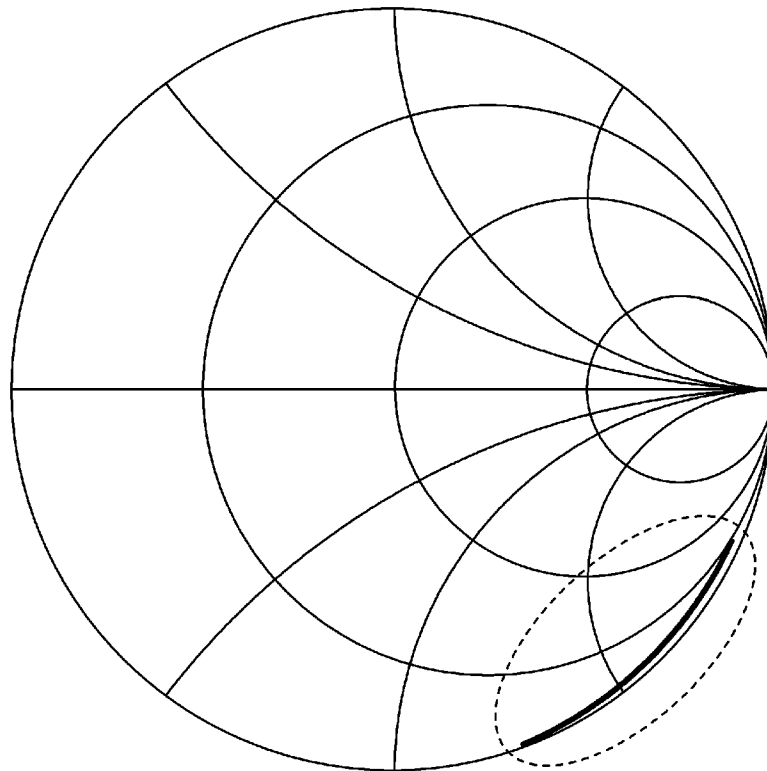


(b)

[図8]

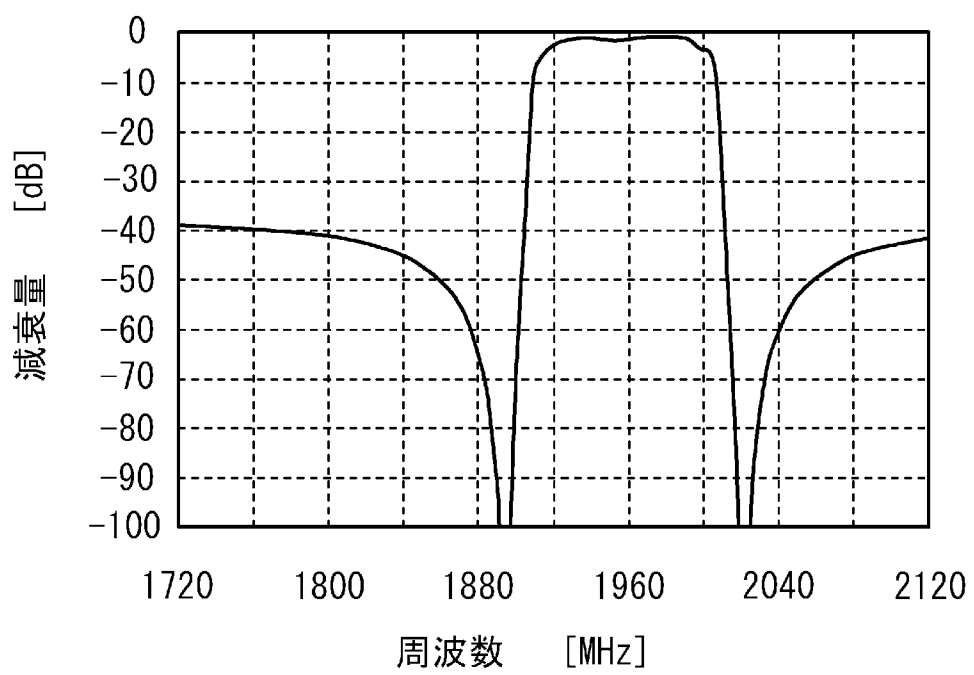


(a)

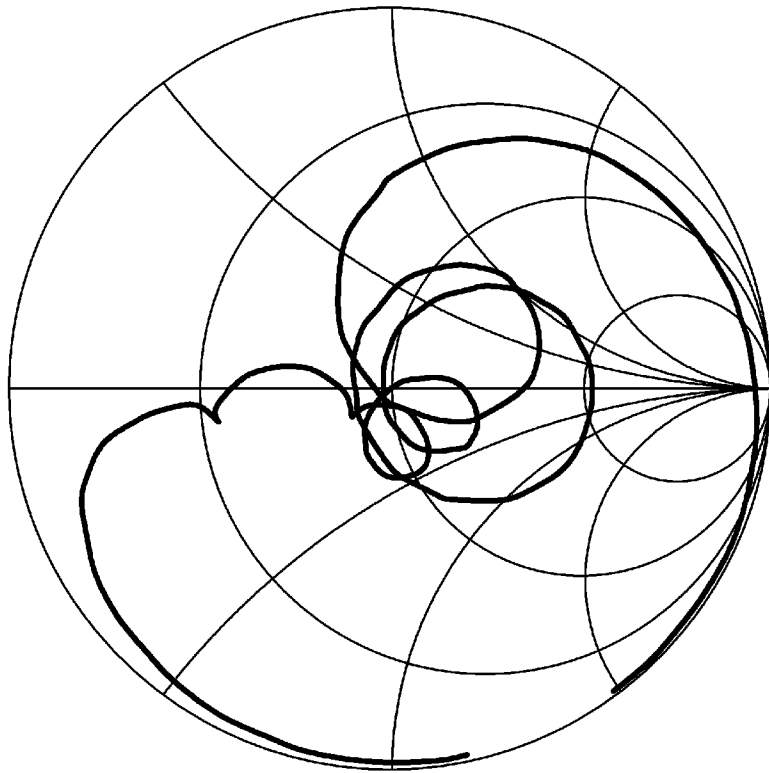


(b)

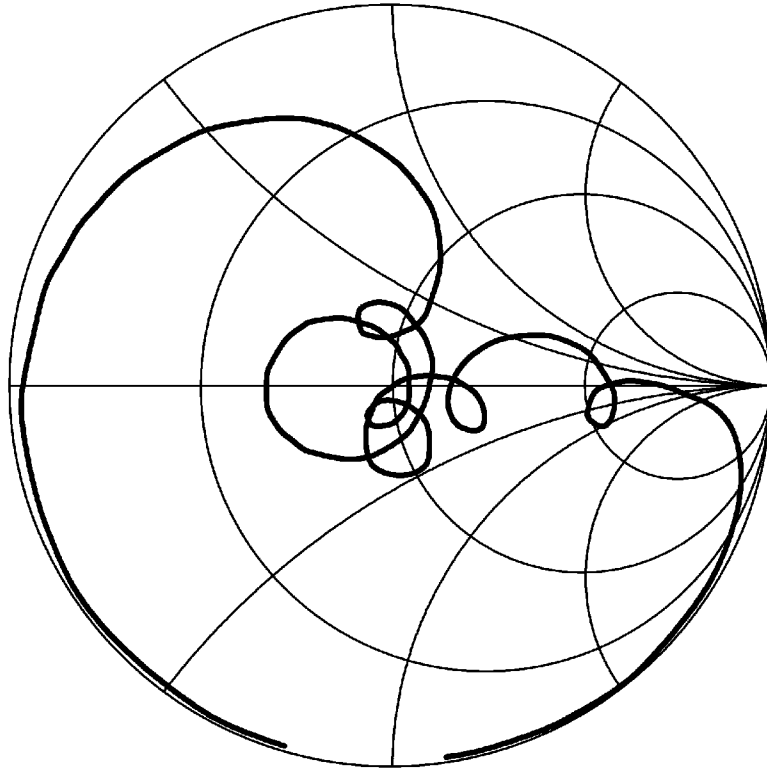
[図9]



[図10]

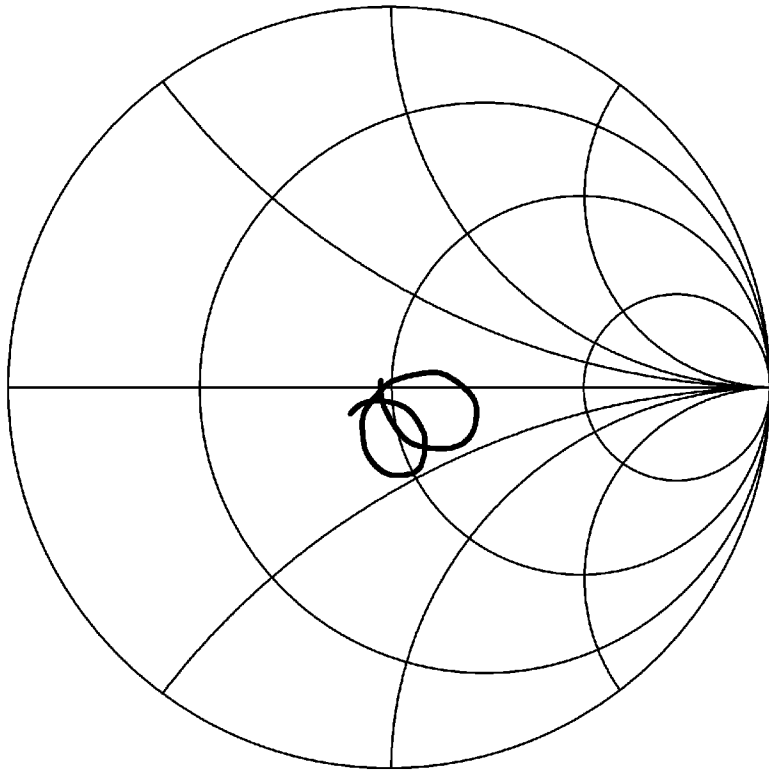


(a)

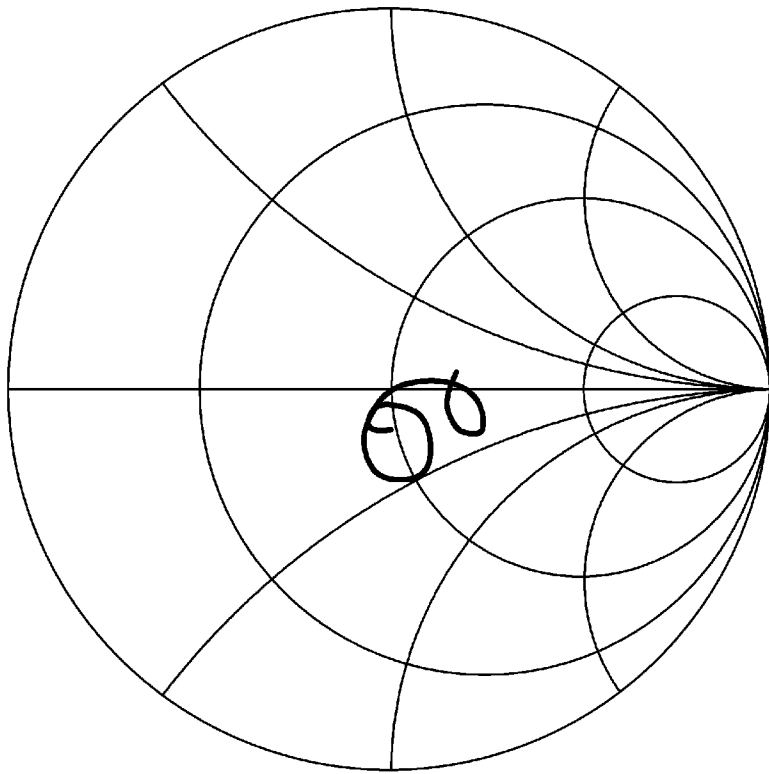


(b)

[図11]

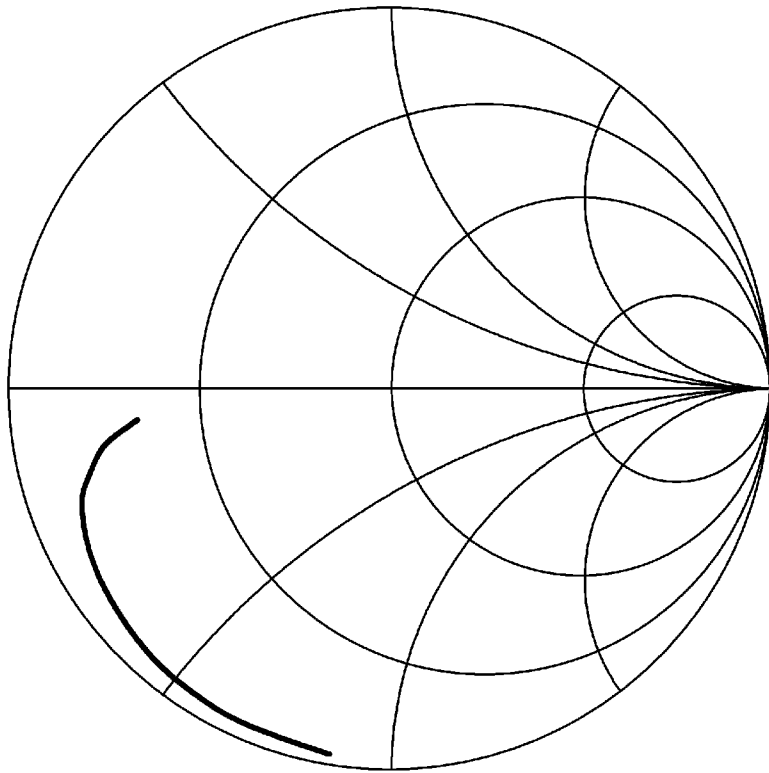


(a)

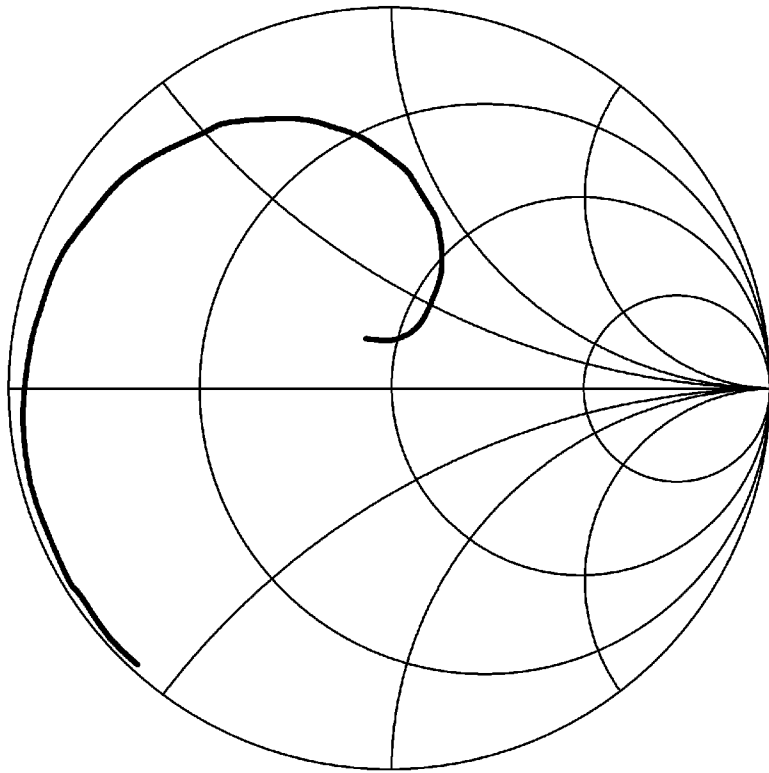


(b)

[図12]

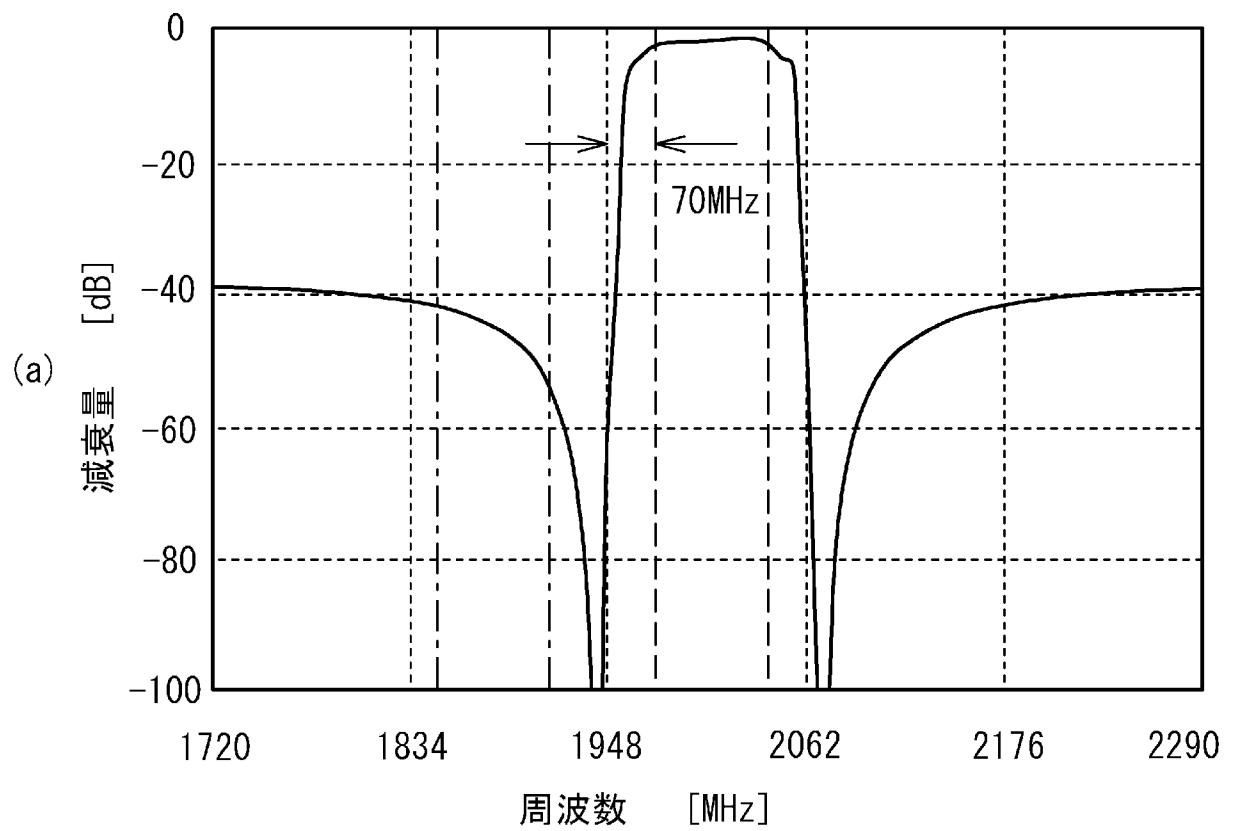


(a)

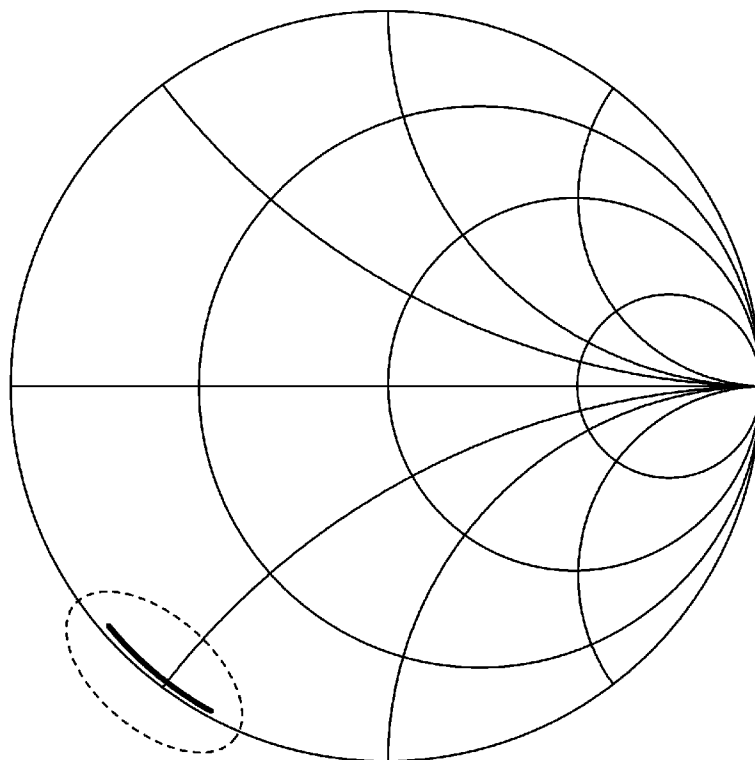


(b)

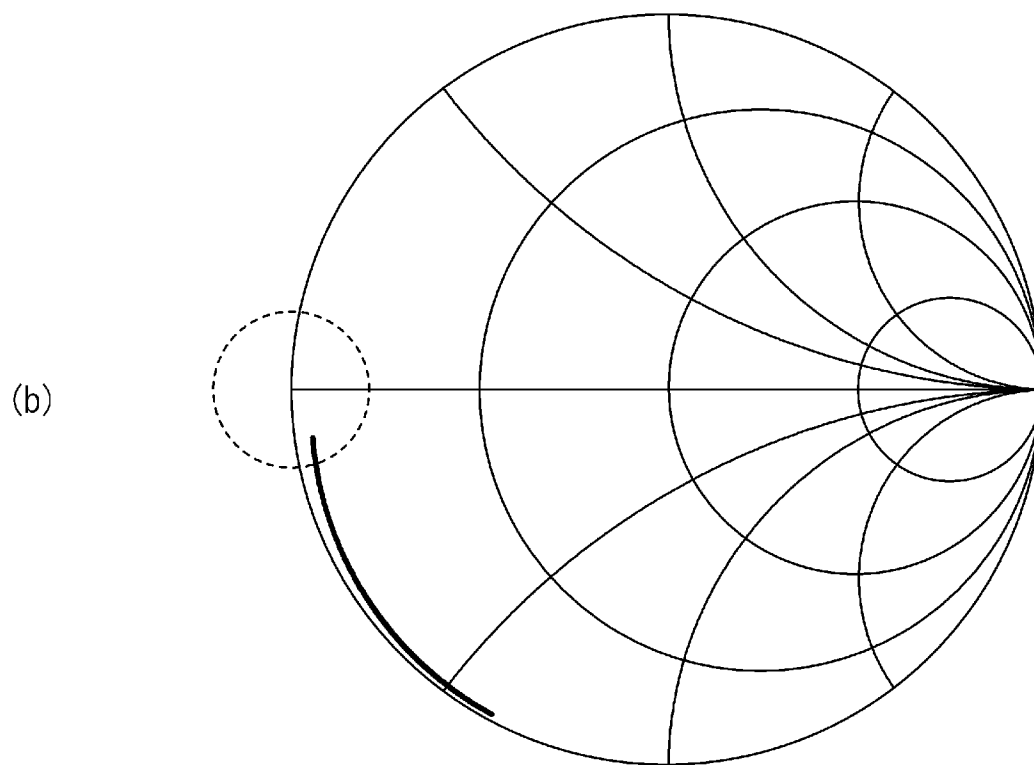
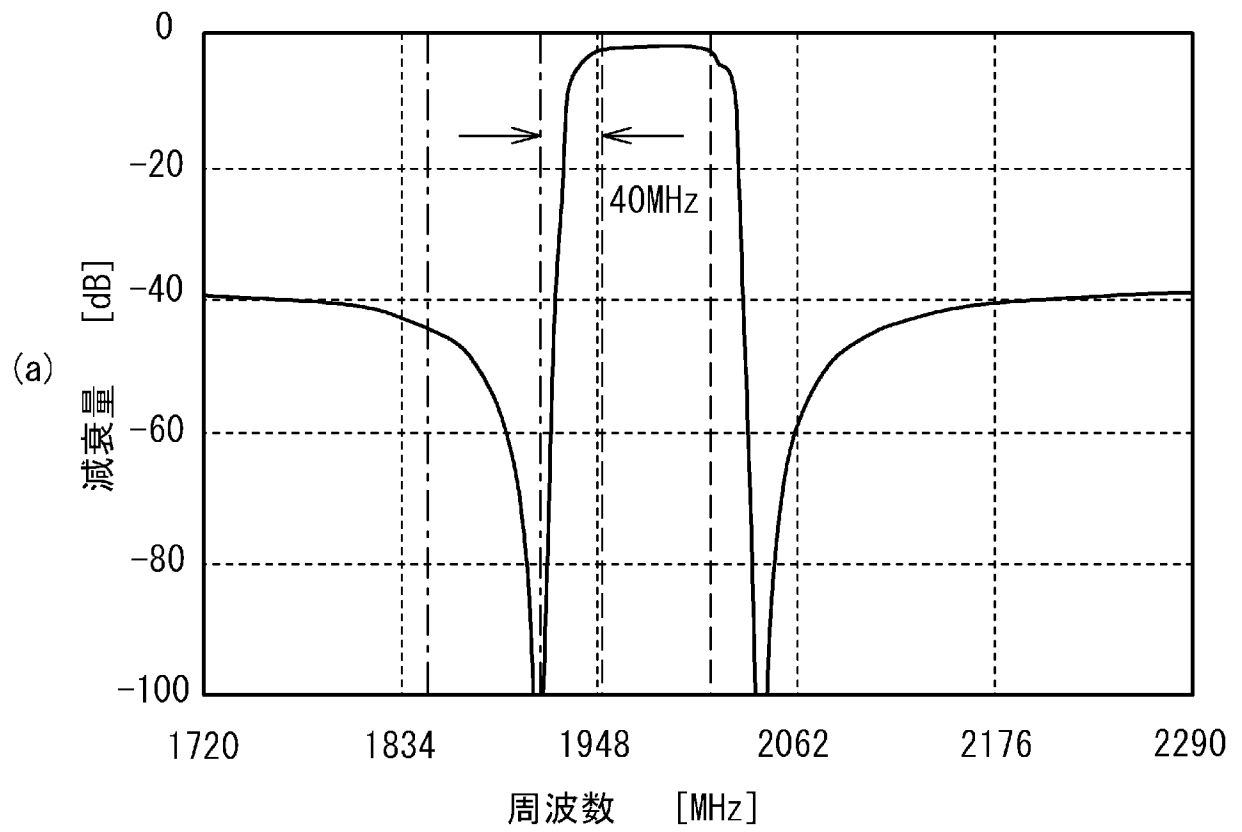
[図13]



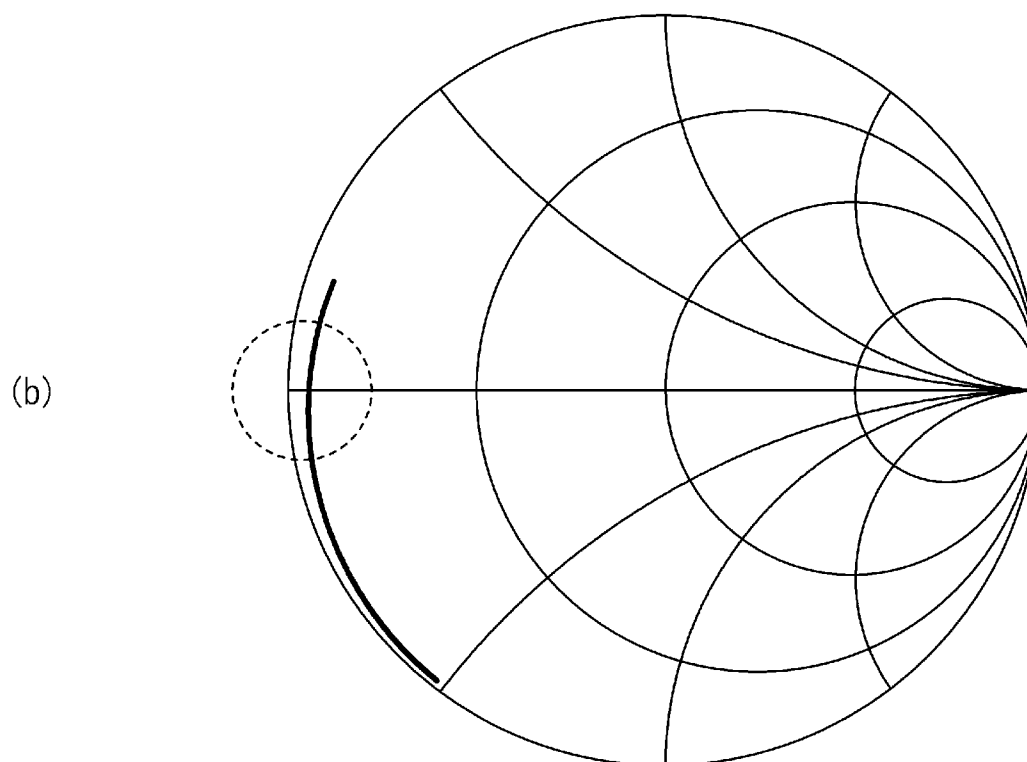
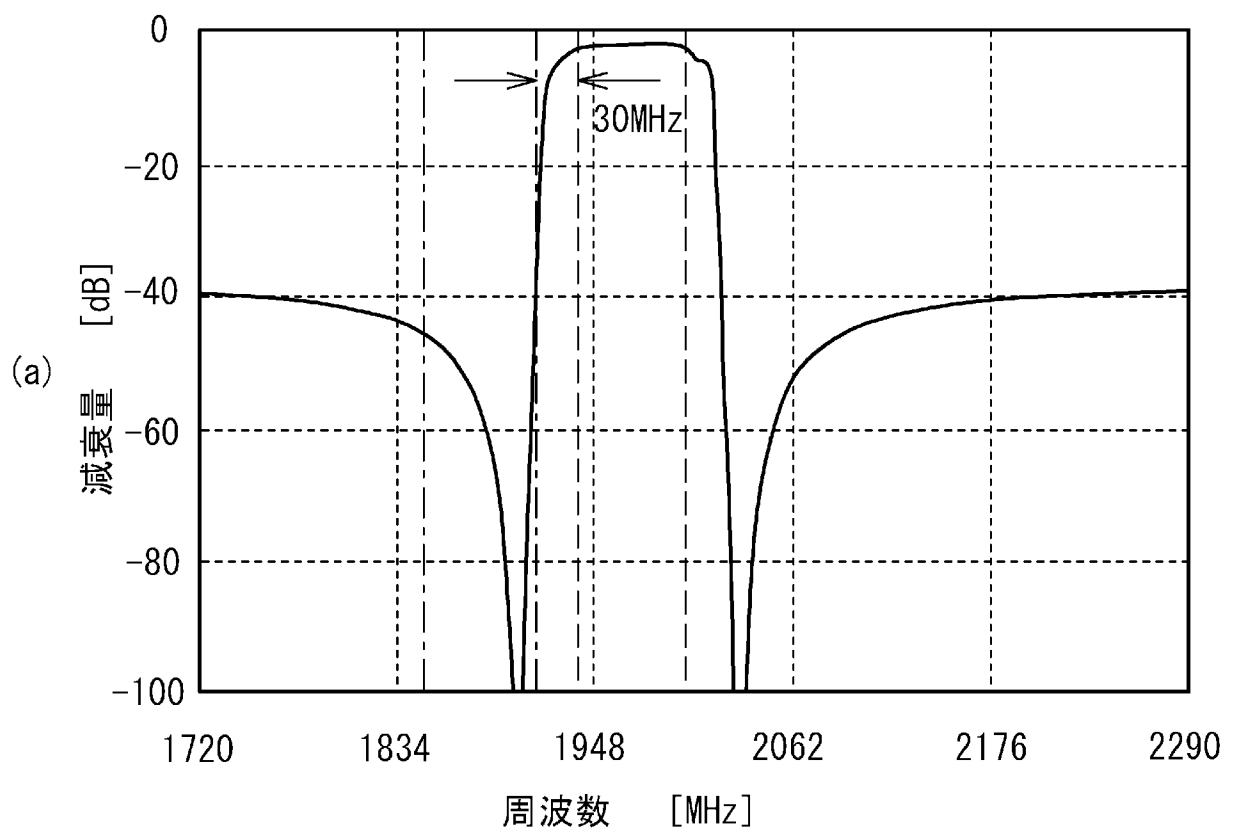
(b)



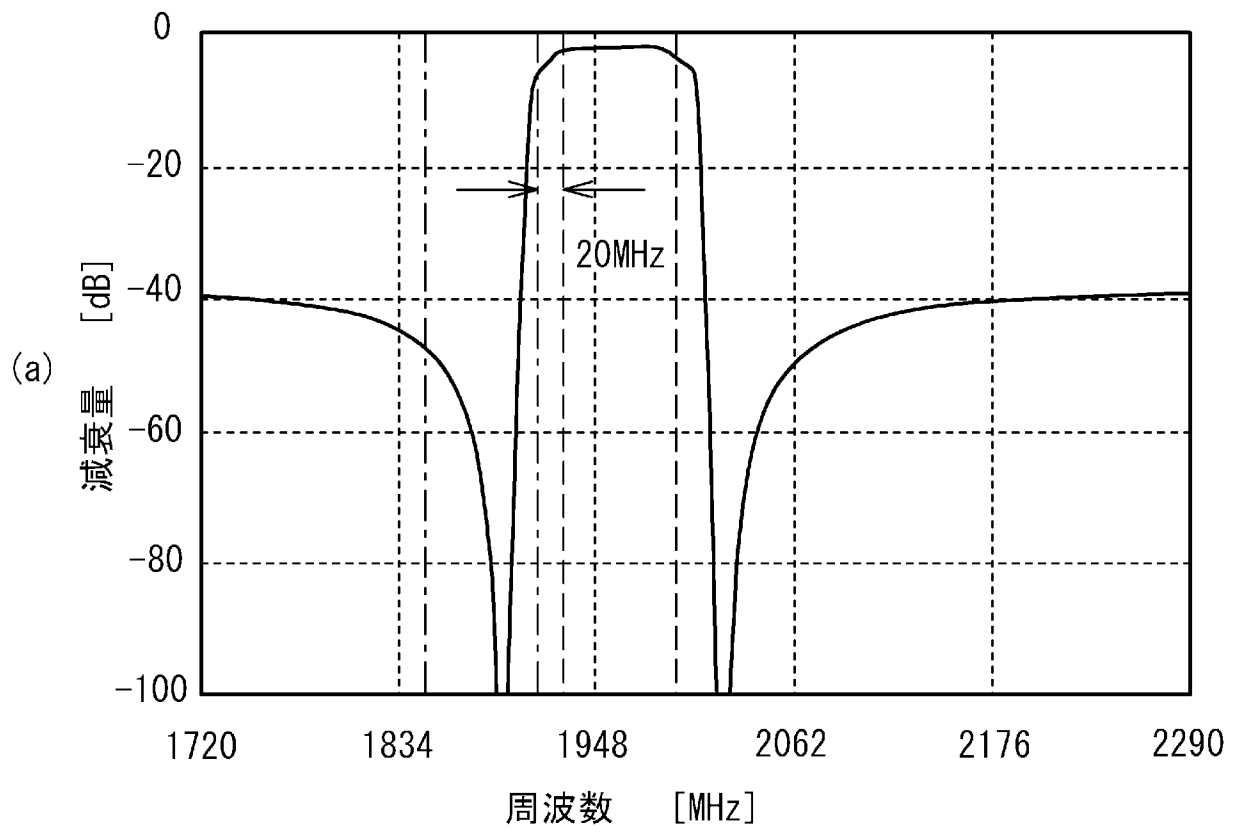
[図14]



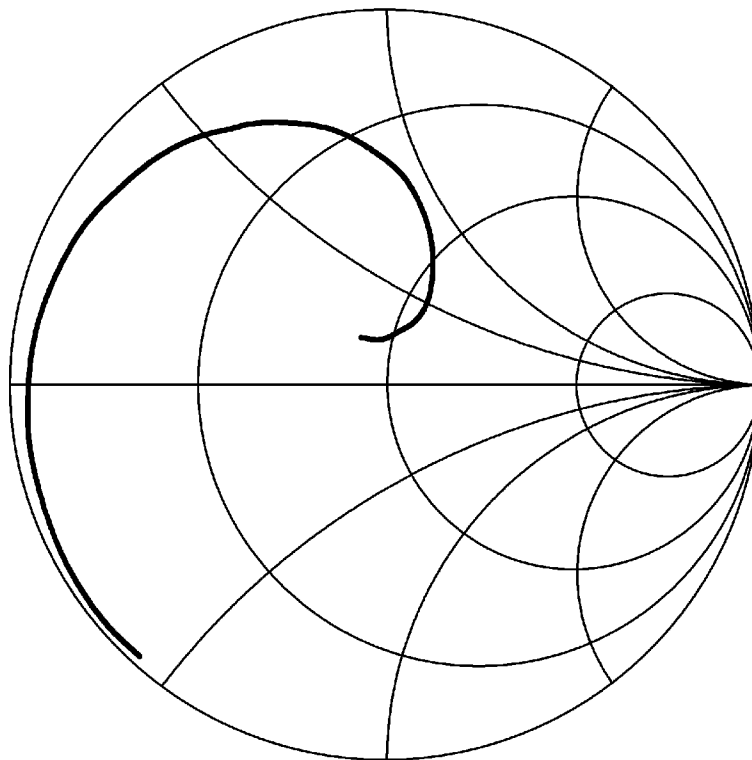
[図15]



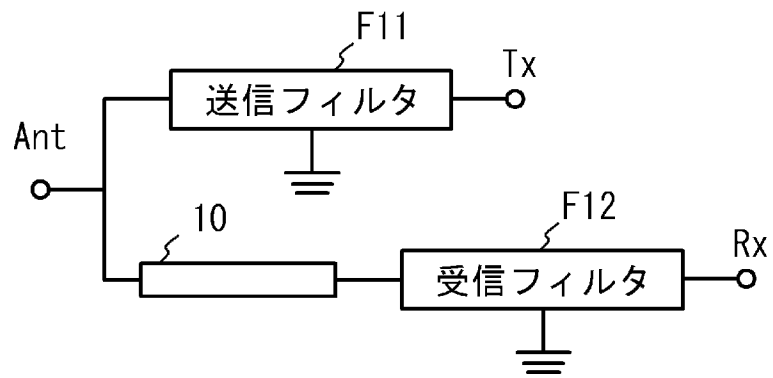
[図16]



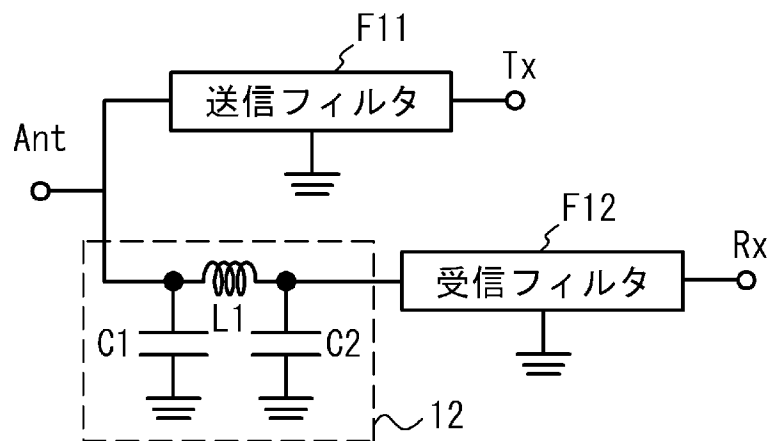
(b)



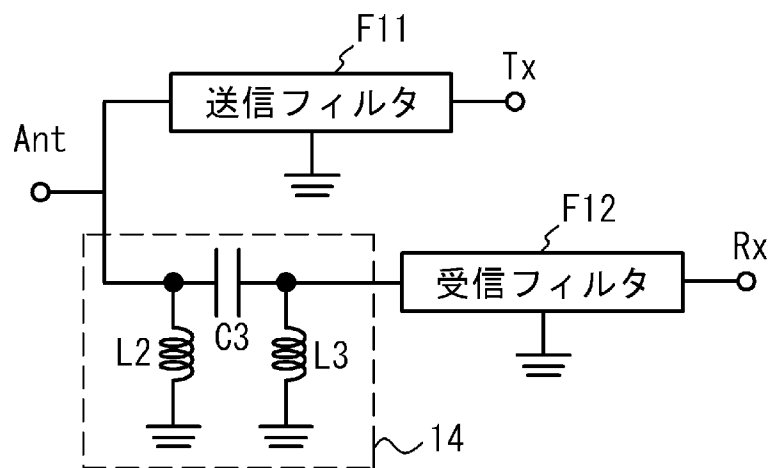
[図17]



(a)

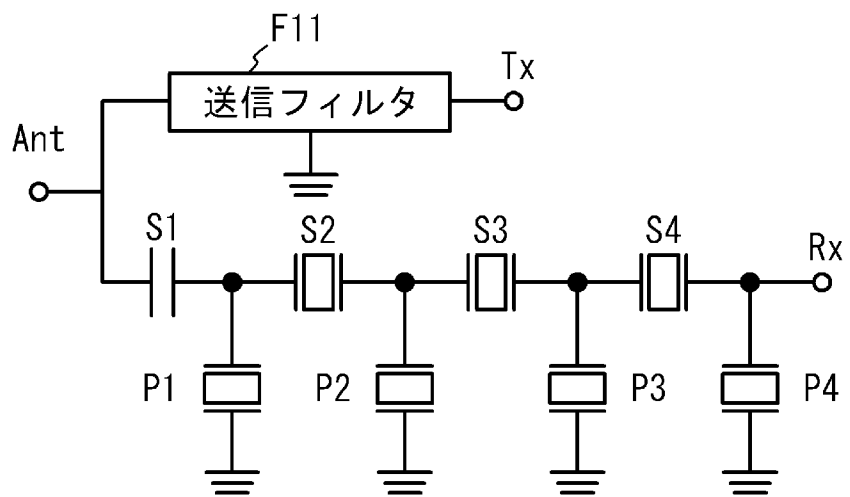


(b)

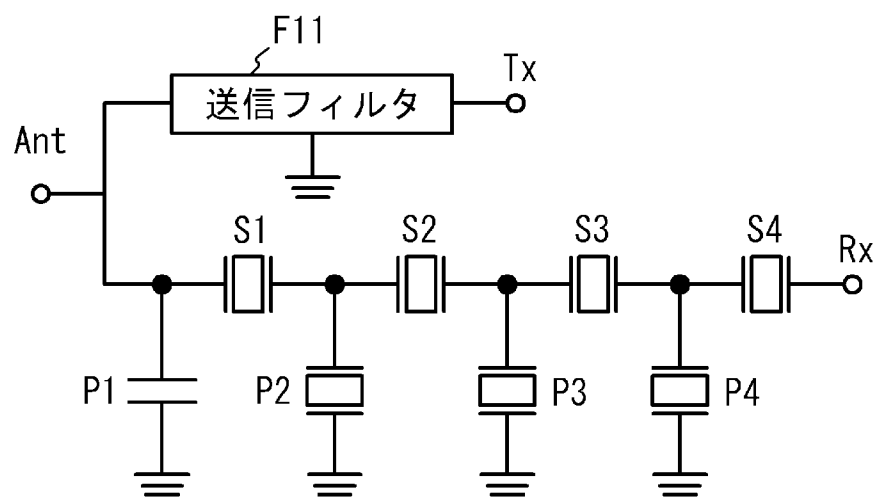


(c)

[図18]

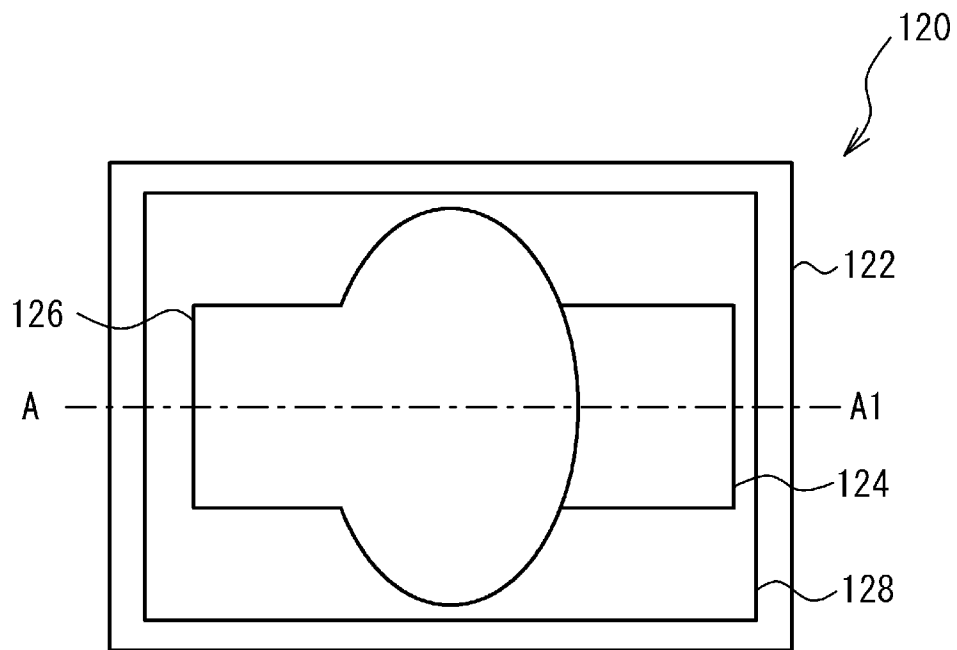


(a)

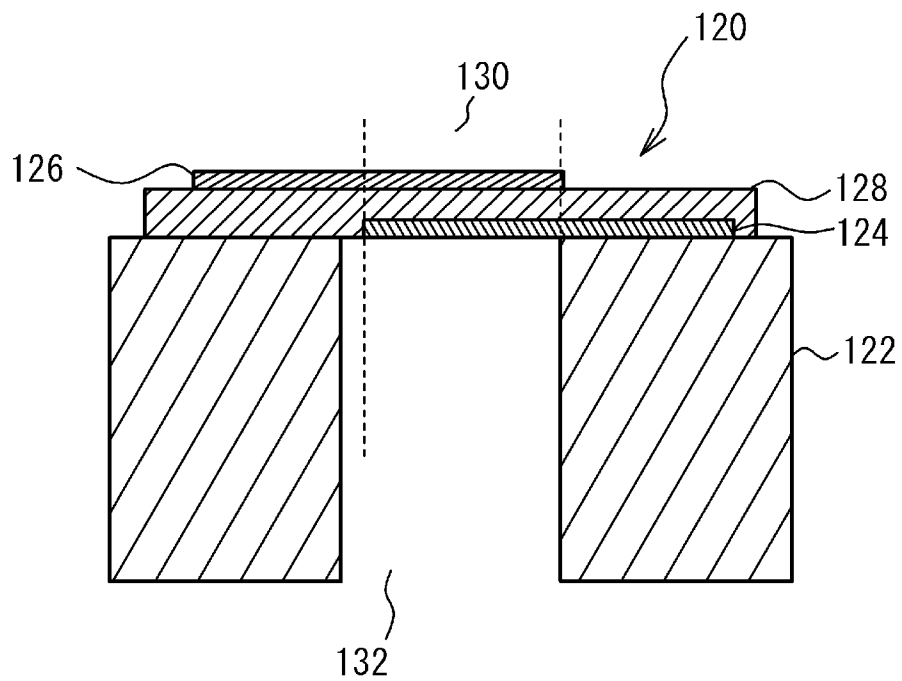


(b)

[図19]

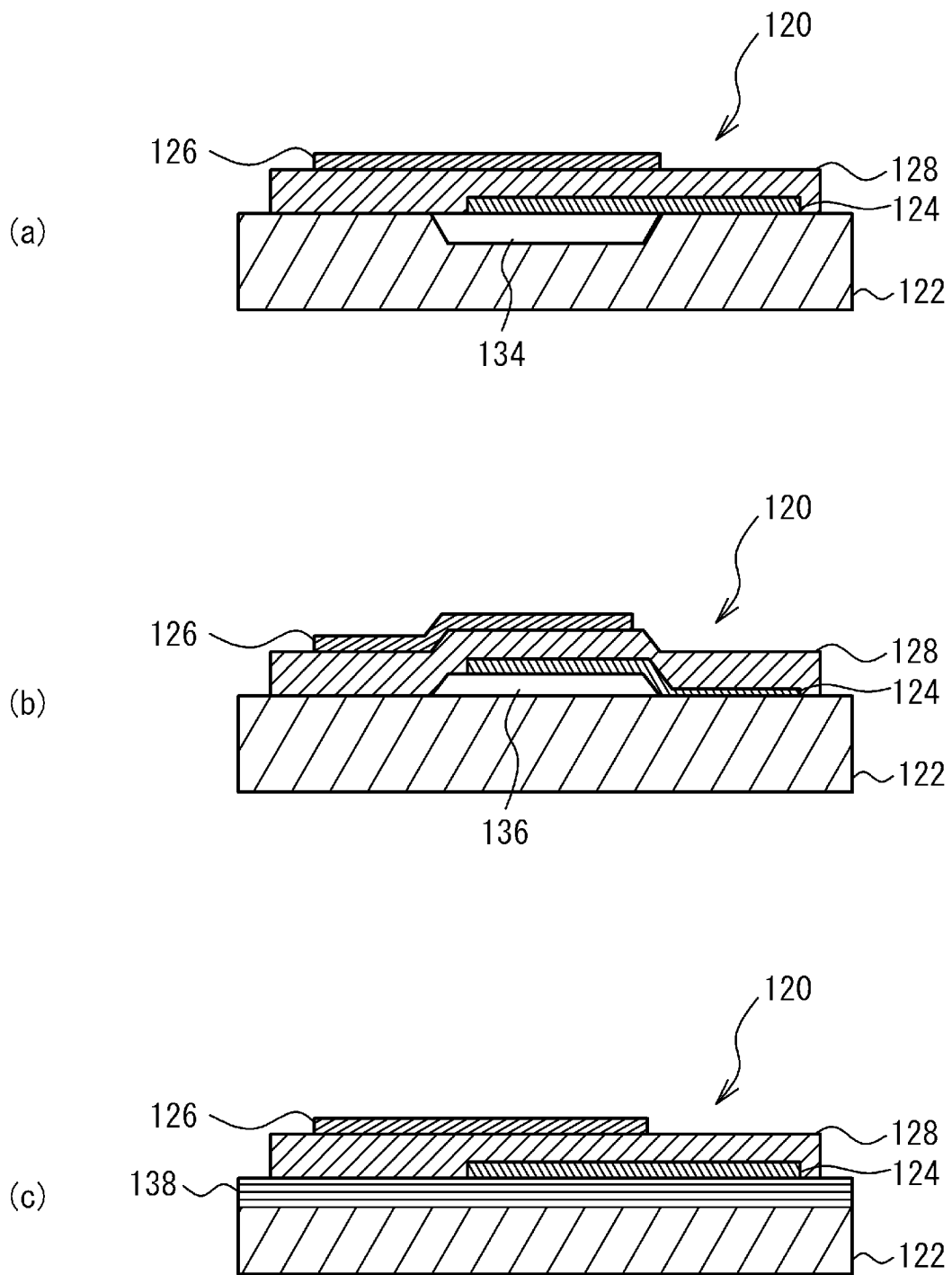


(a)

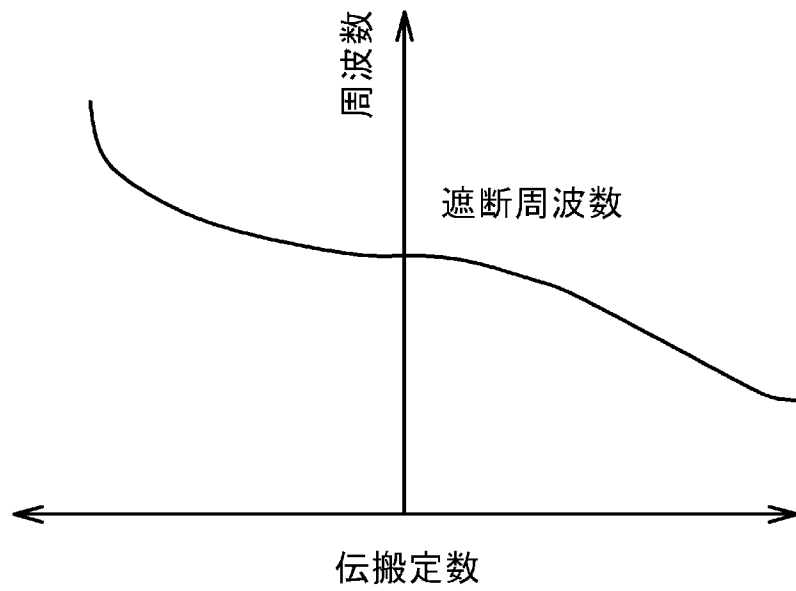


(b)

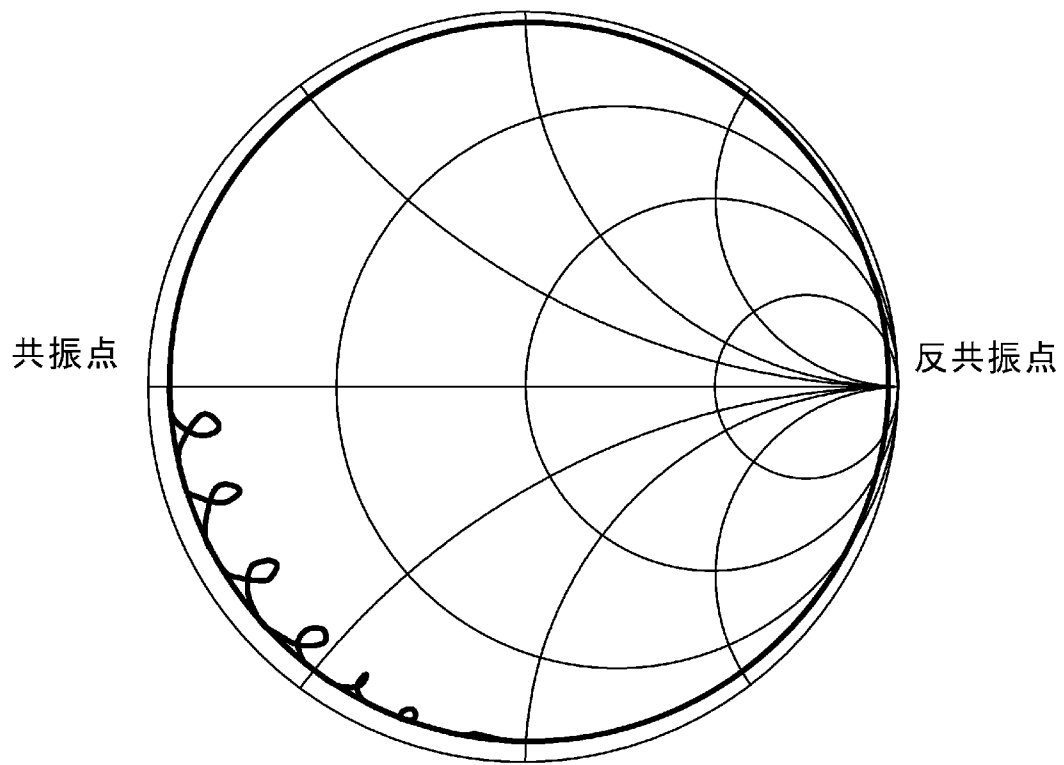
[図20]



[図21]

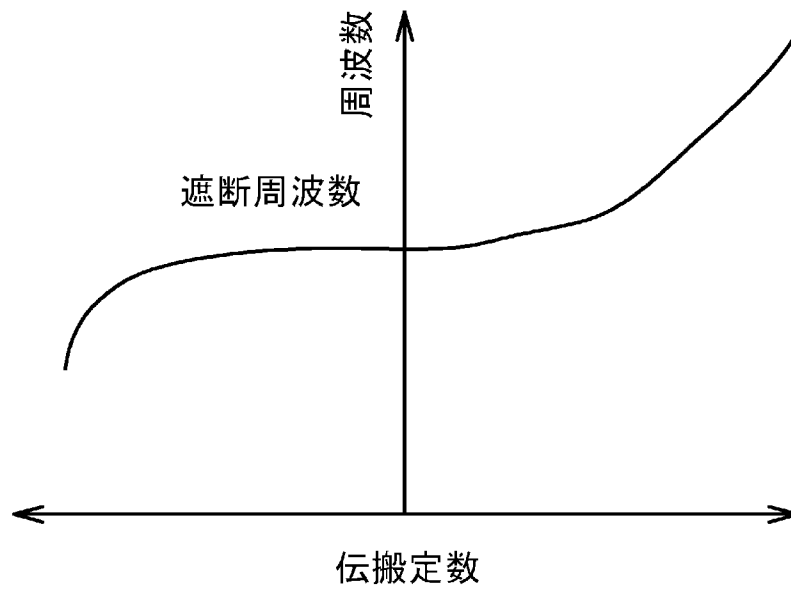


(a)

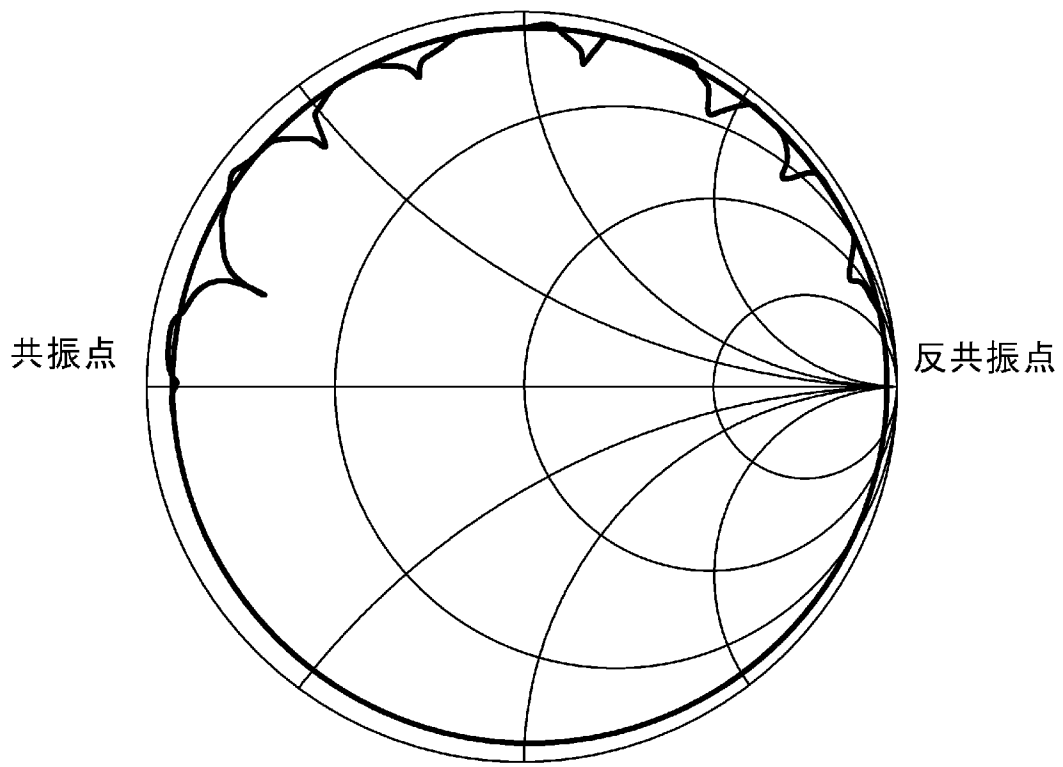


(b)

[図22]

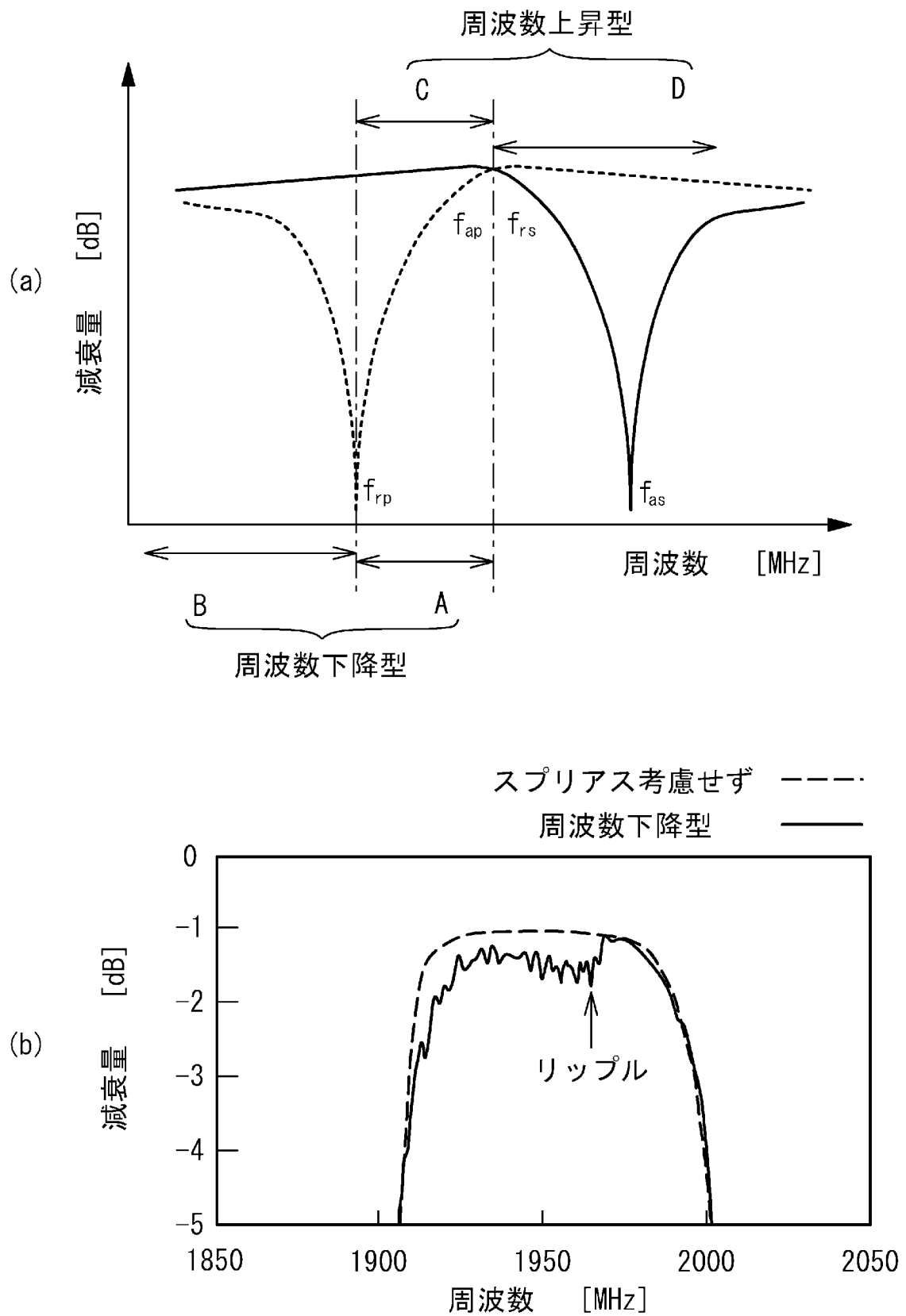


(a)

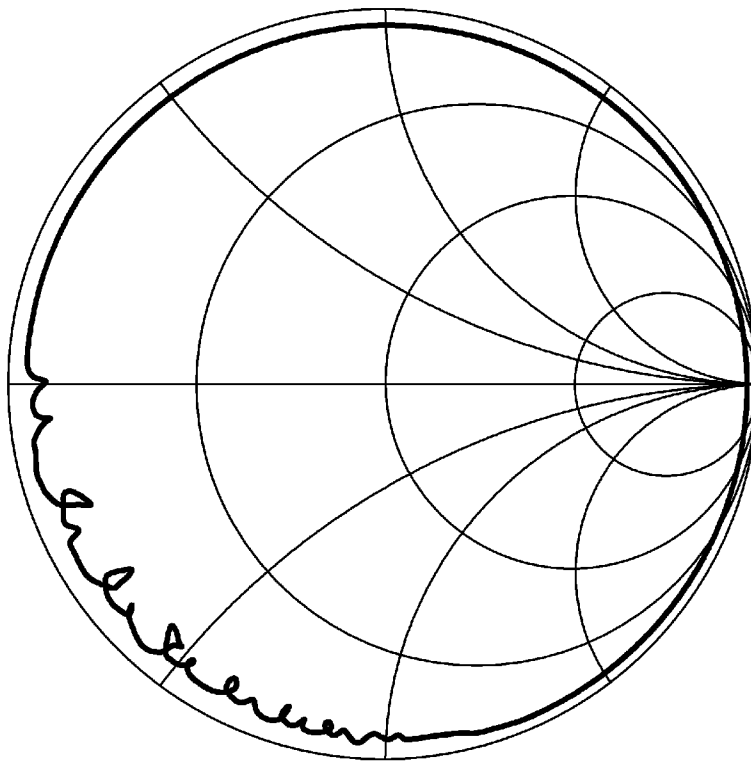


(b)

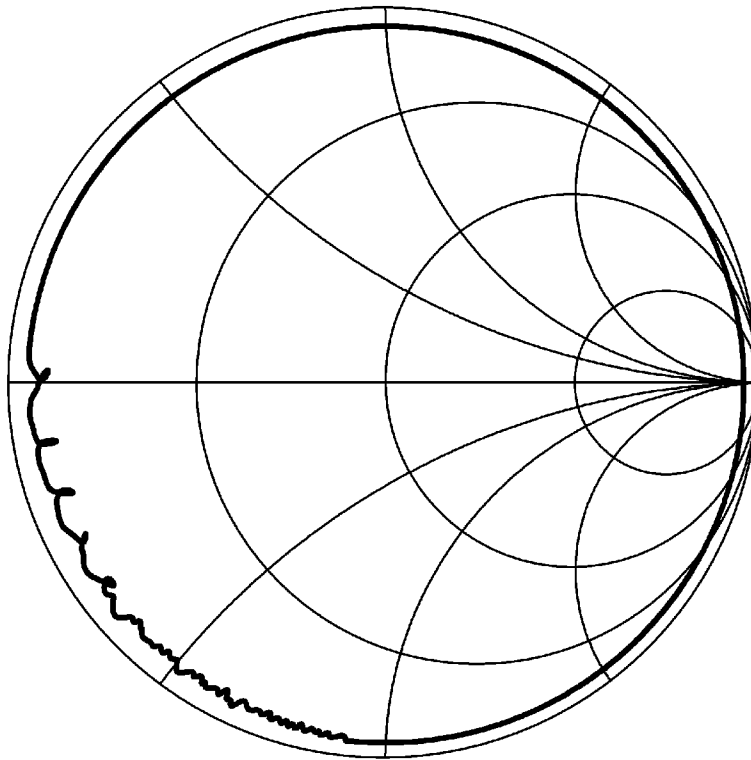
[図23]



[図24]

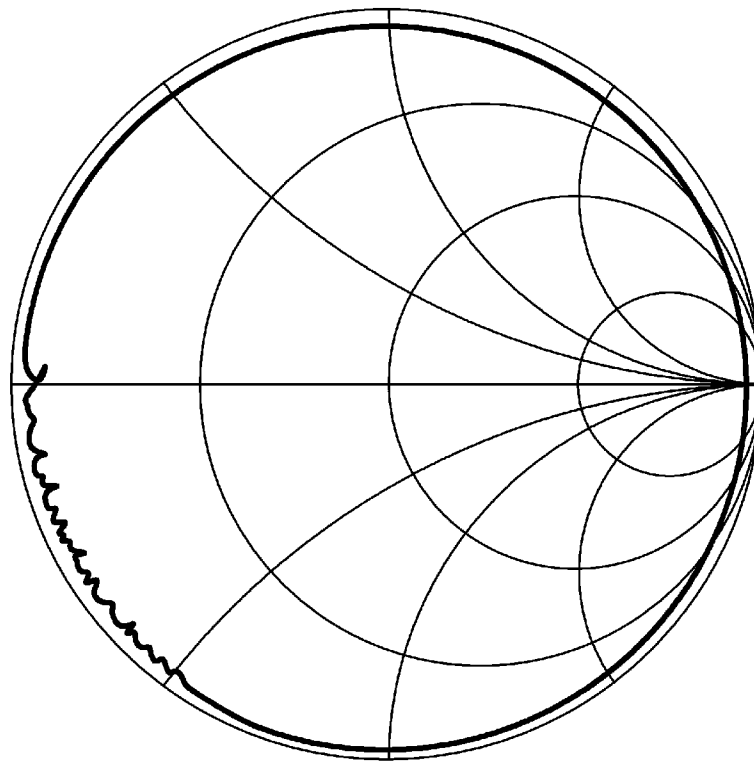


(a)

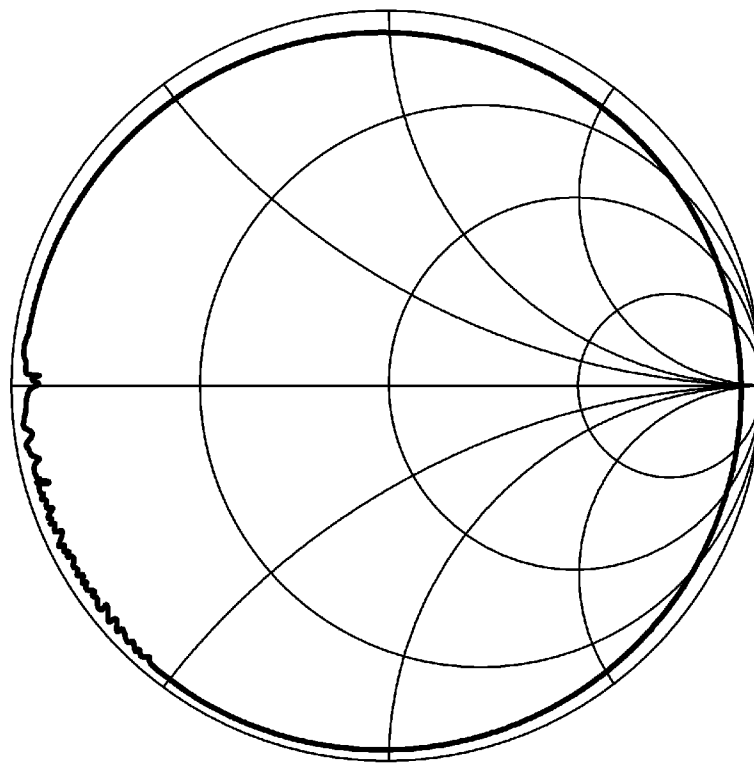


(b)

[図25]

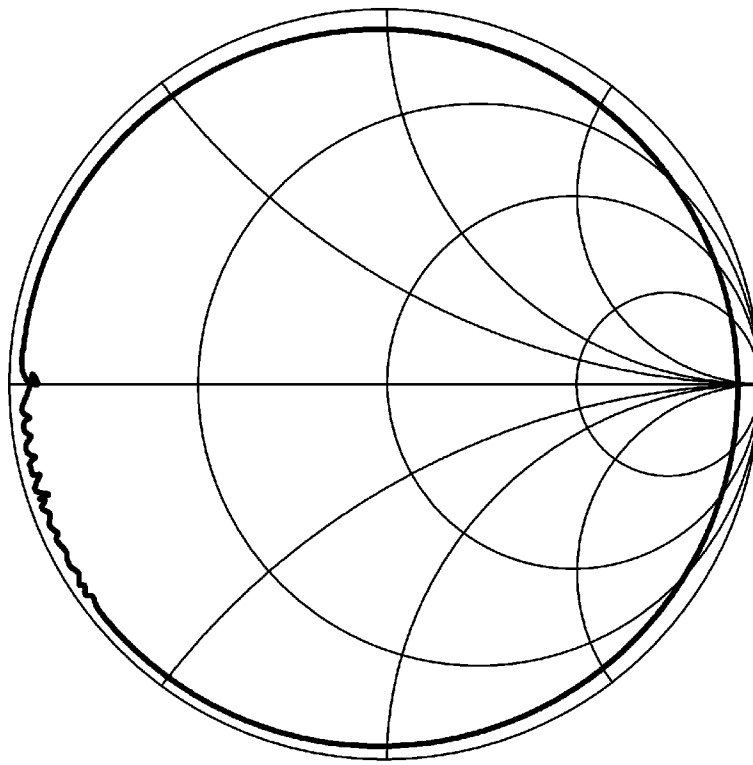


(a)

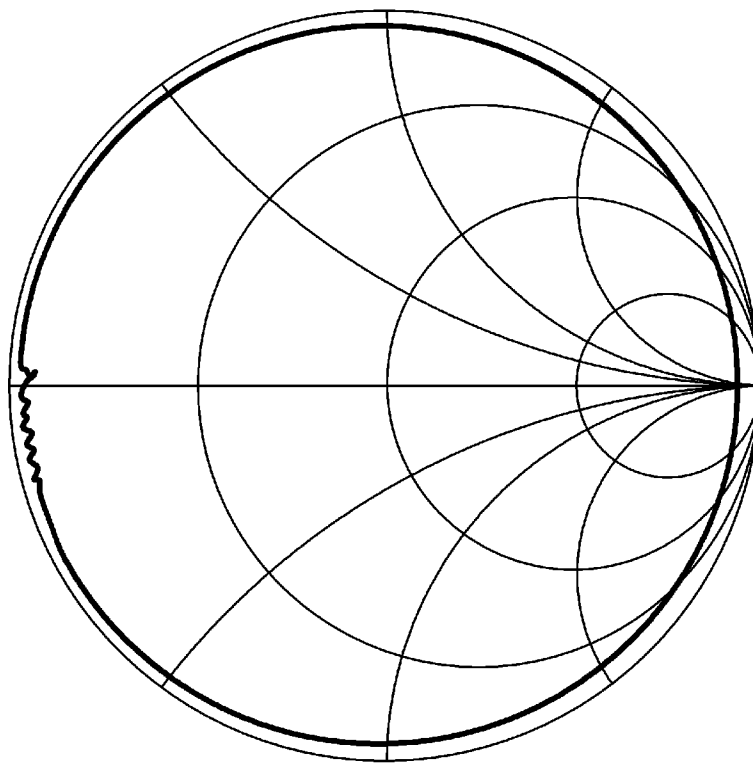


(b)

[図26]

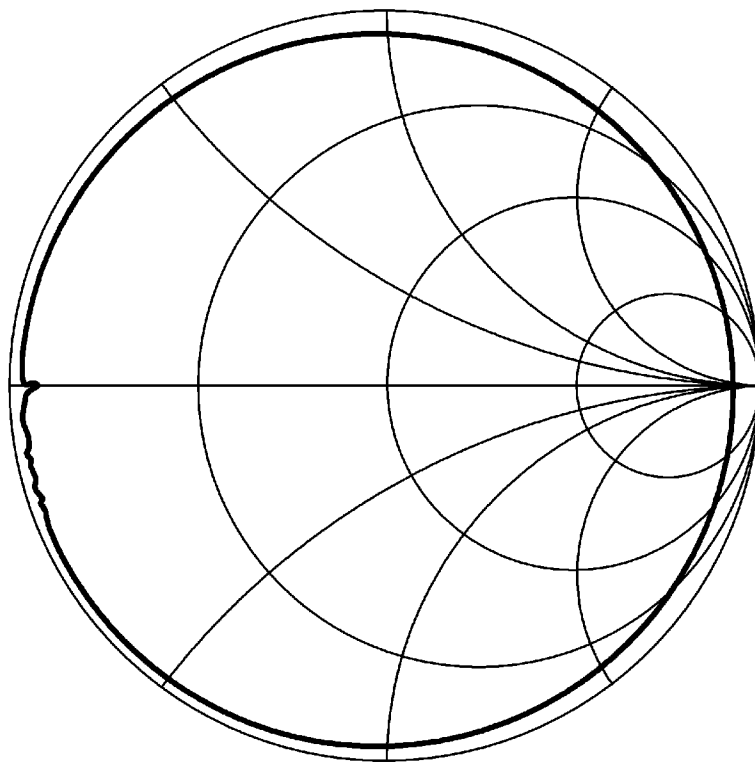


(a)

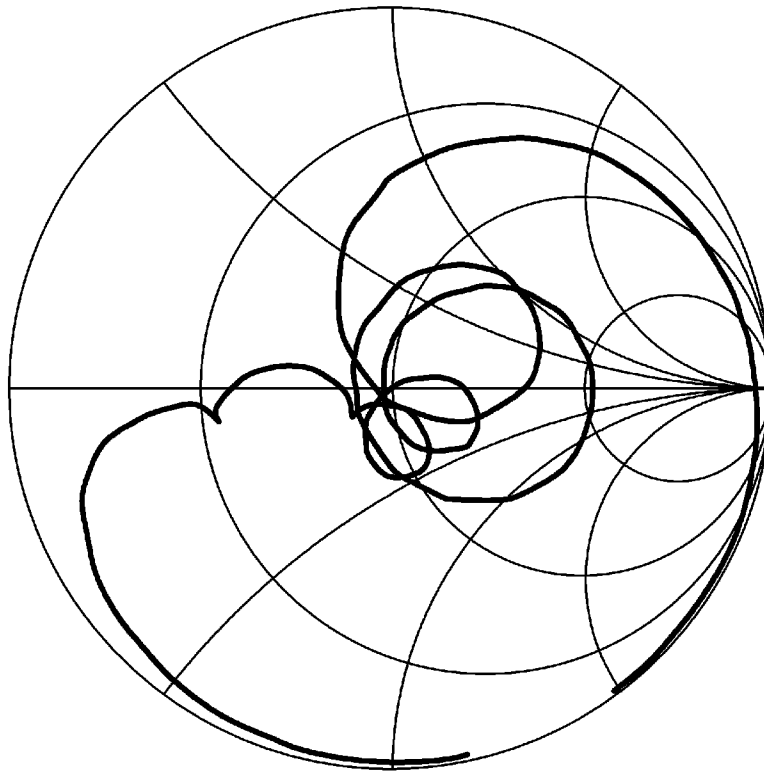


(b)

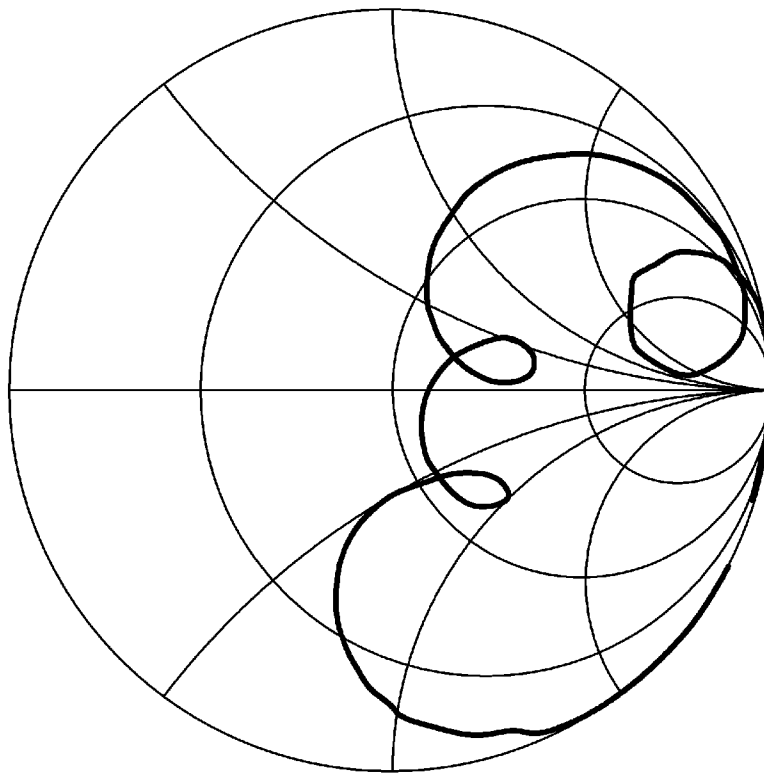
[図27]



[図28]

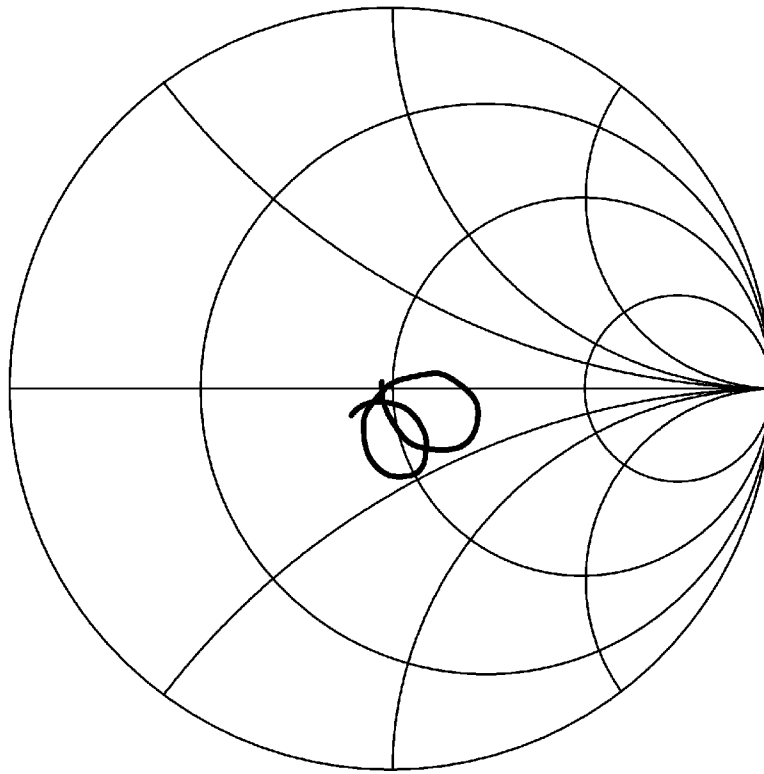


(a)

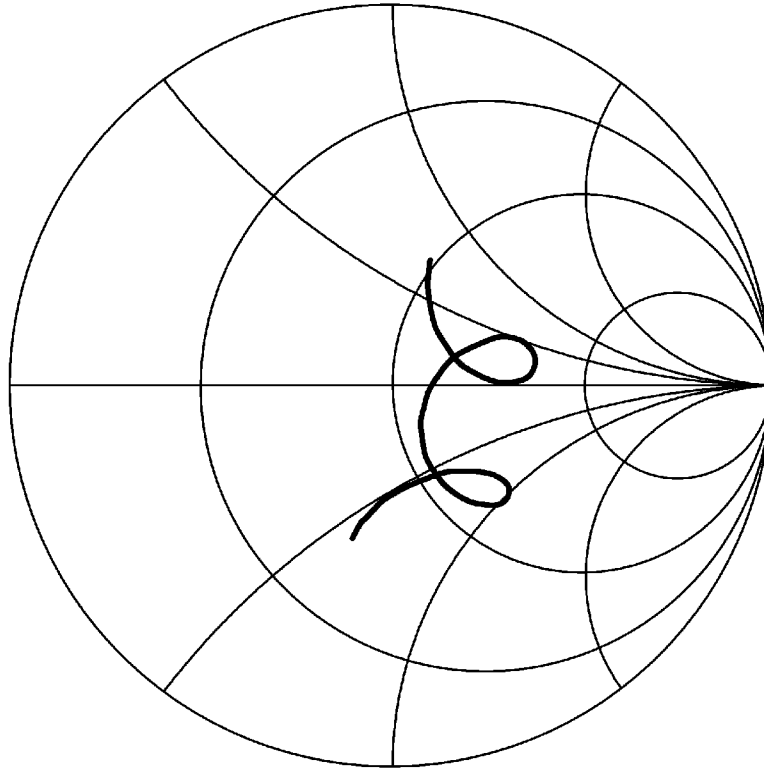


(a)

[図29]

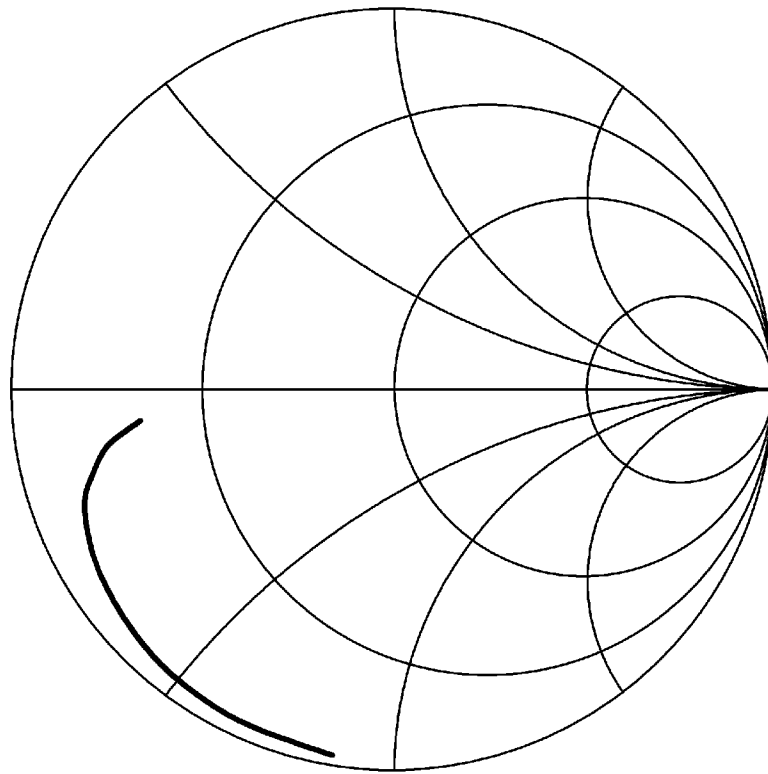


(a)

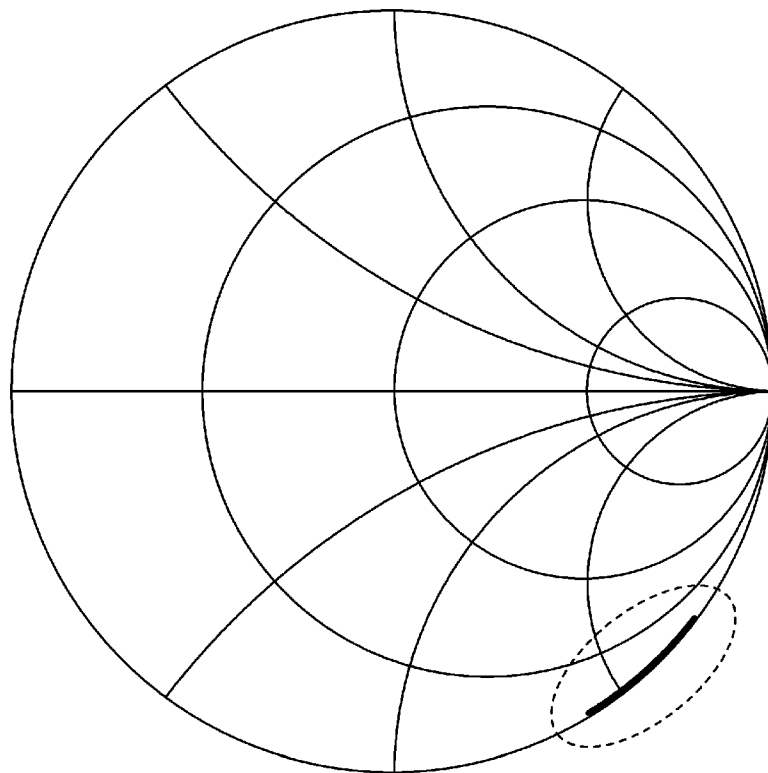


(b)

[図30]

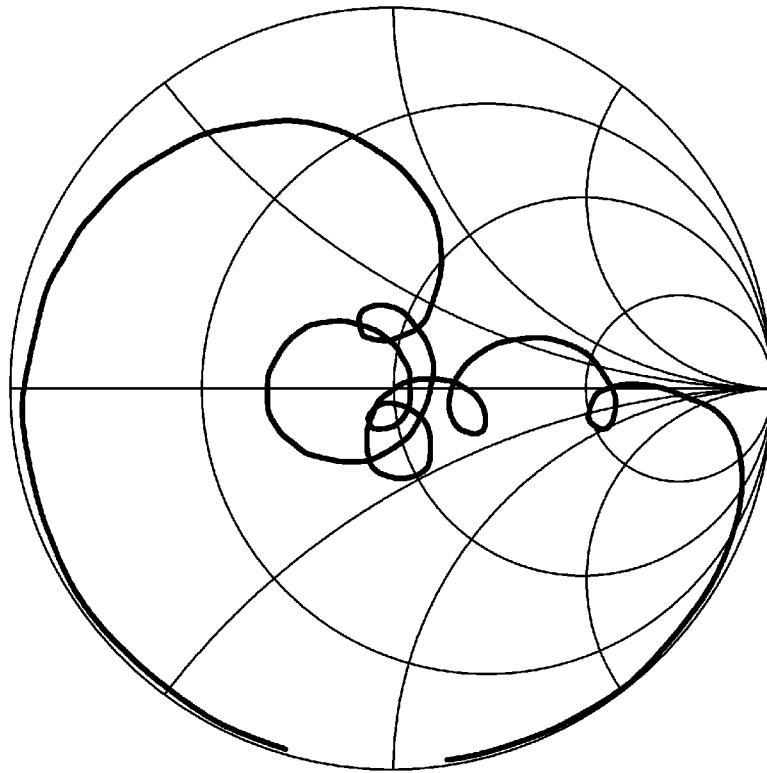


(a)

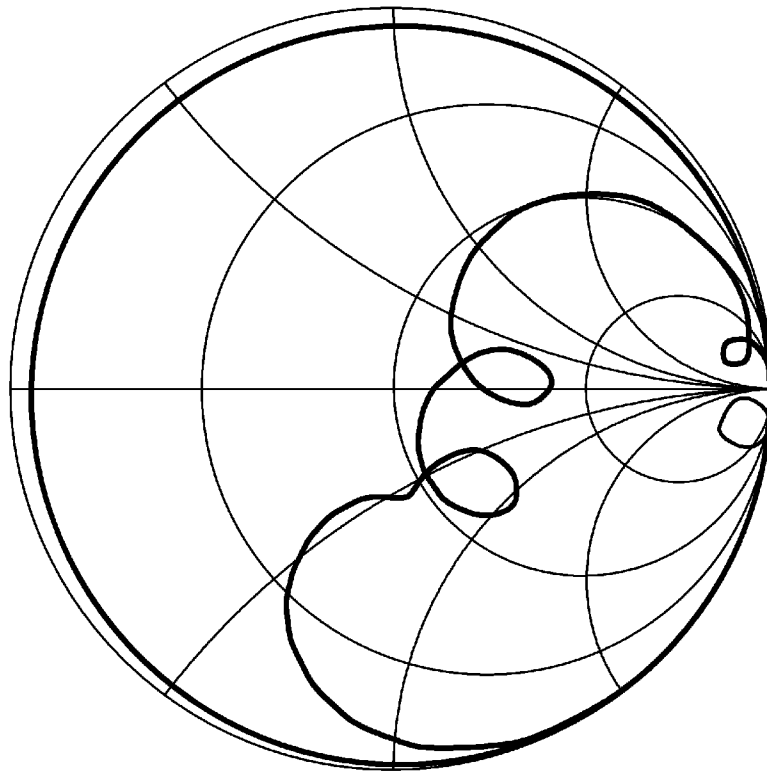


(b)

[図31]

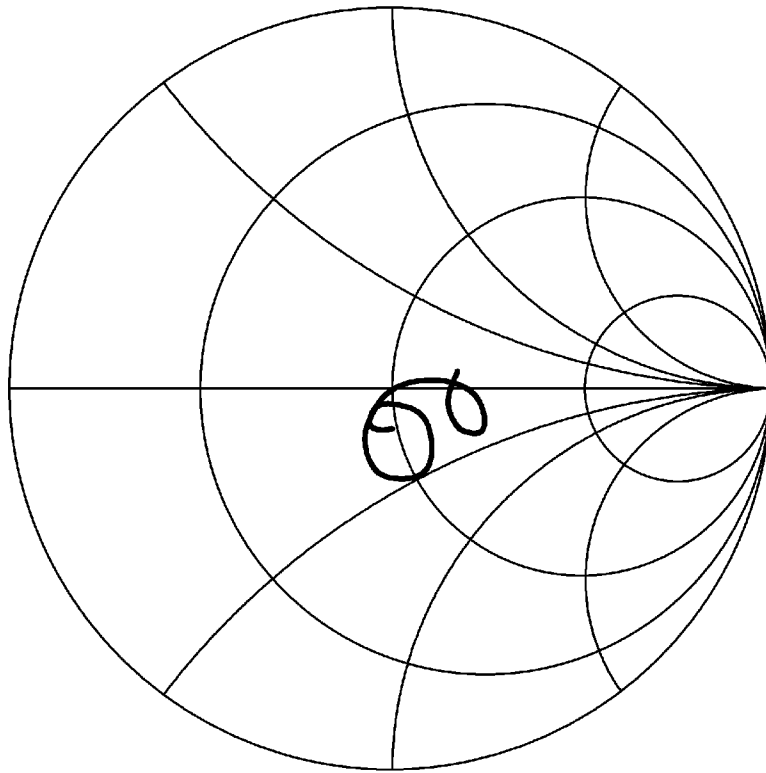


(a)

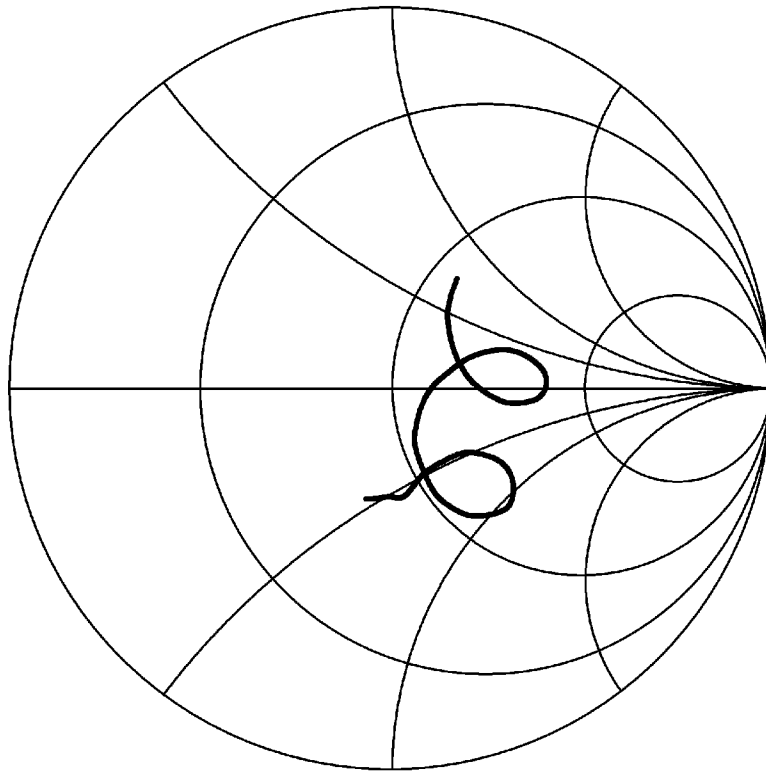


(b)

[図32]

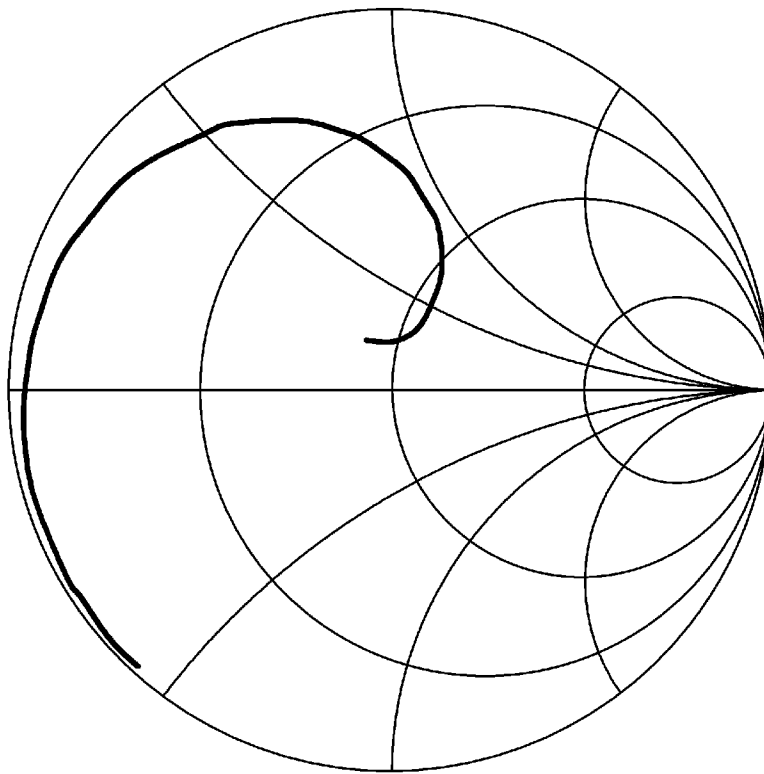


(a)

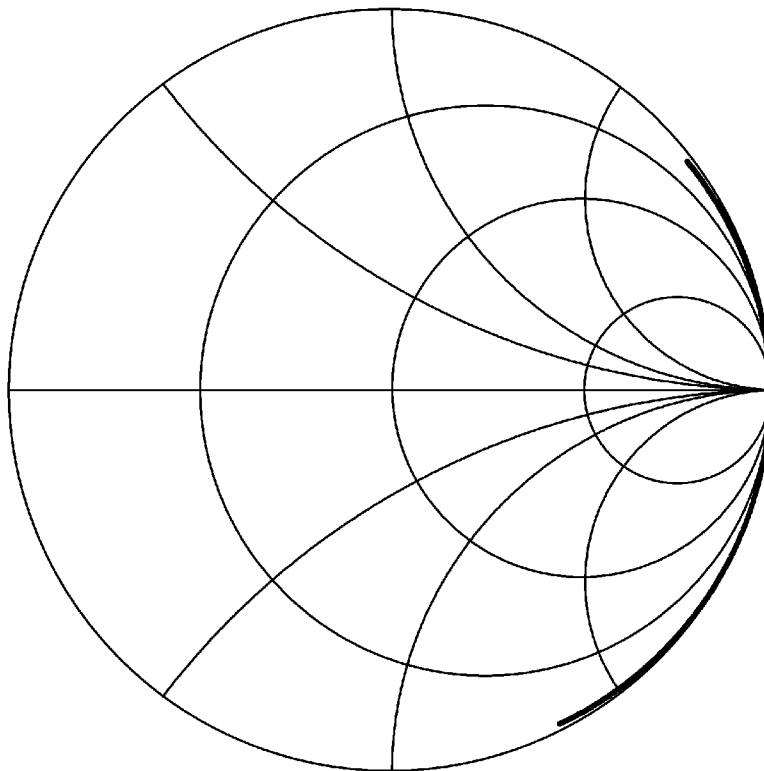


(b)

[図33]

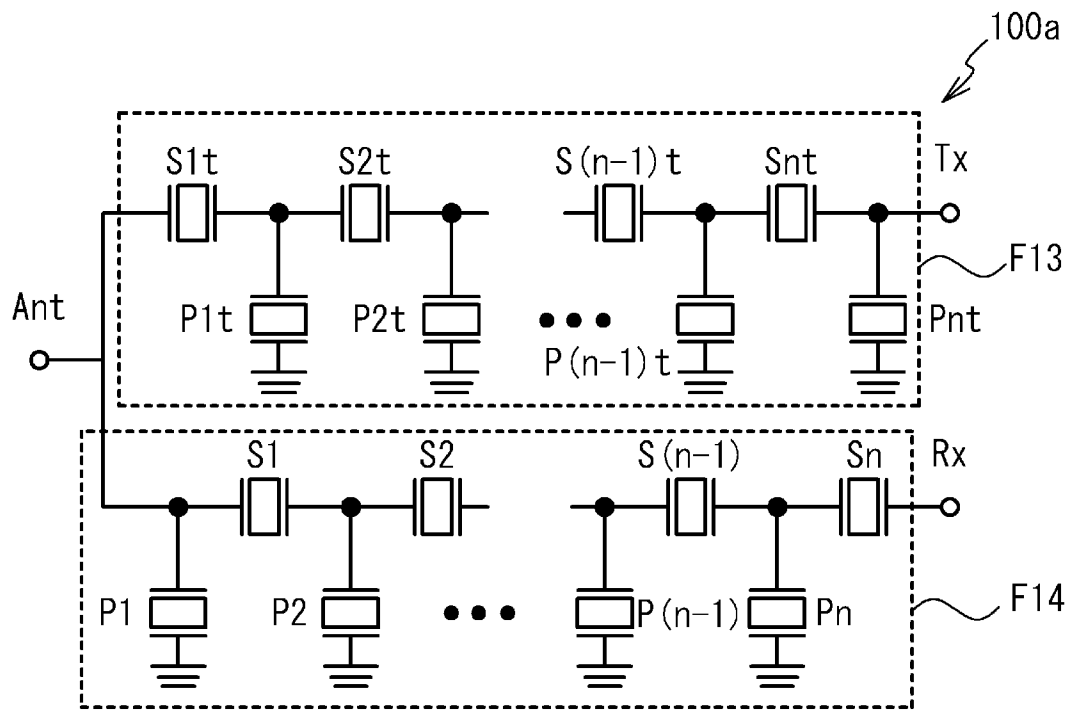


(a)

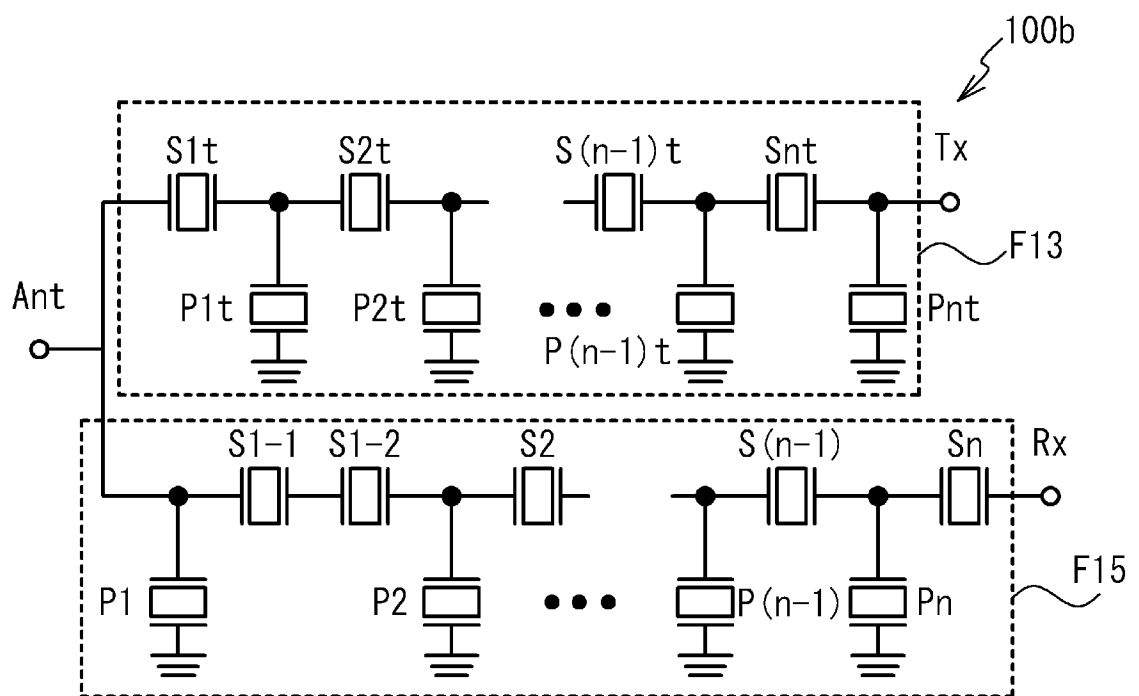


(b)

[図34]

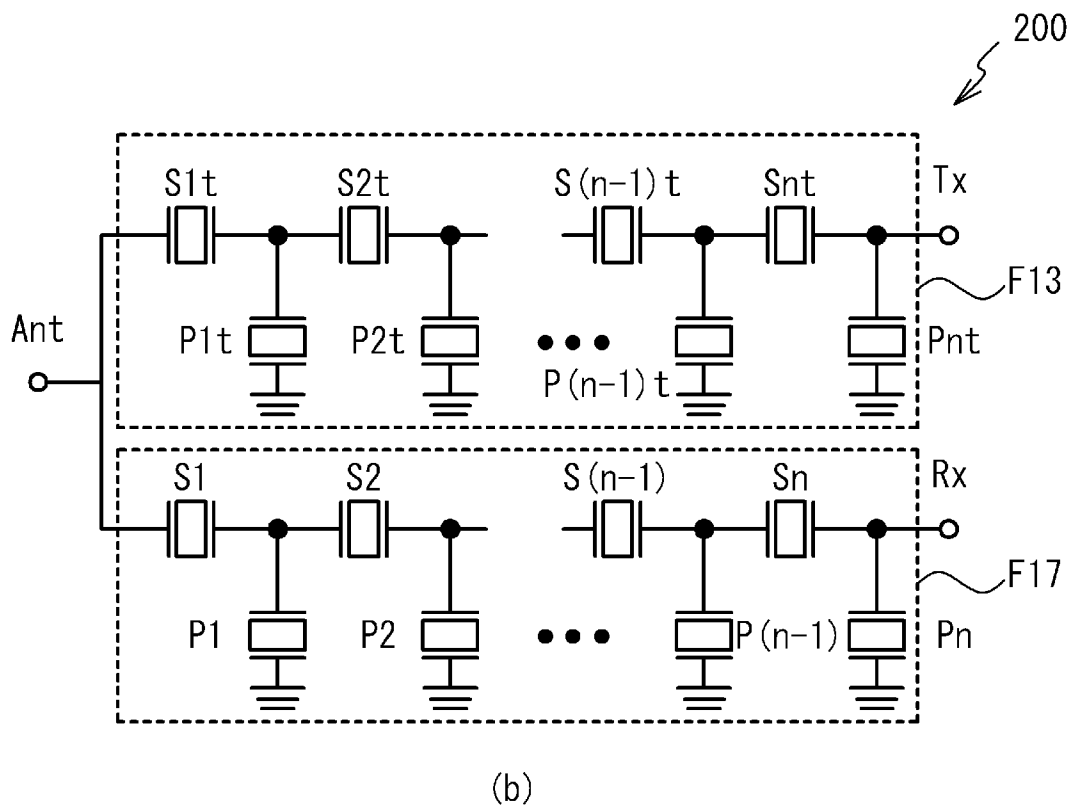
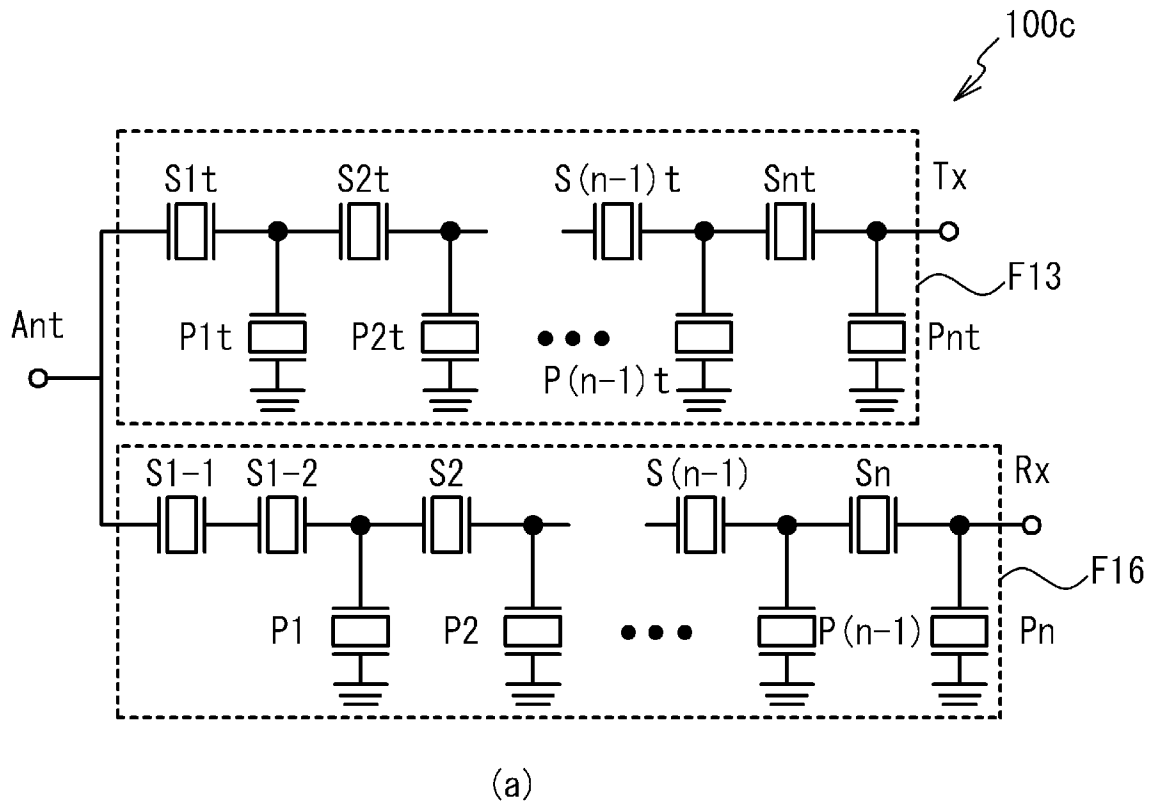


(a)

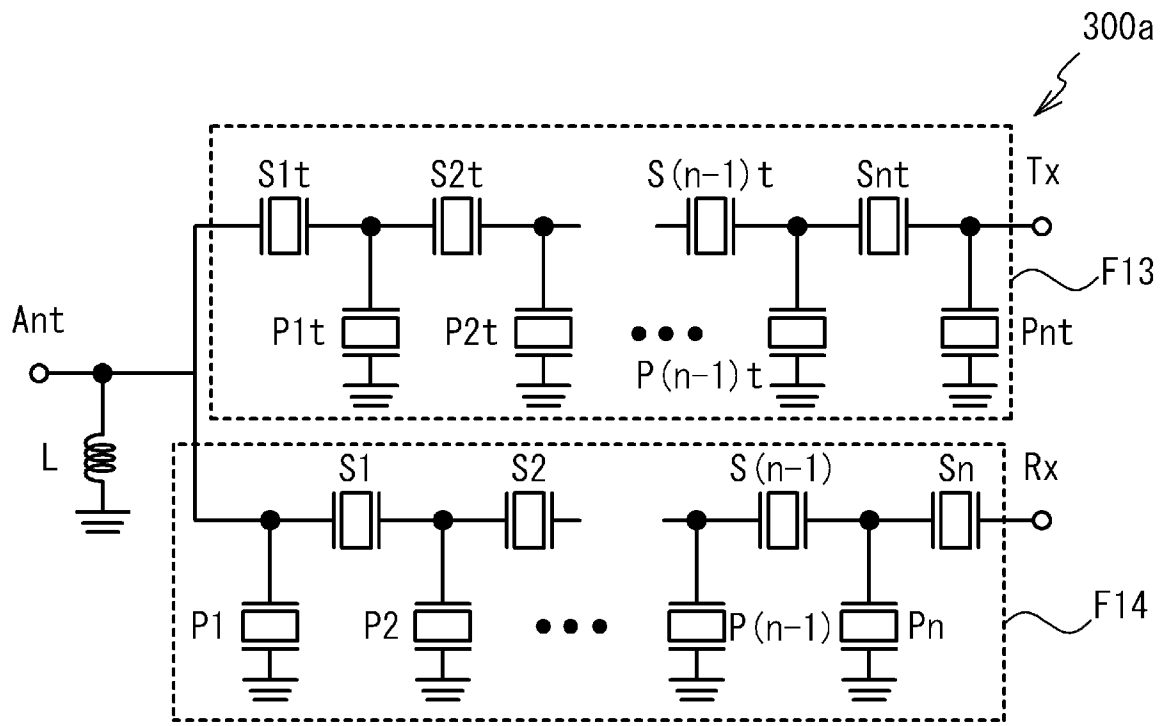


(b)

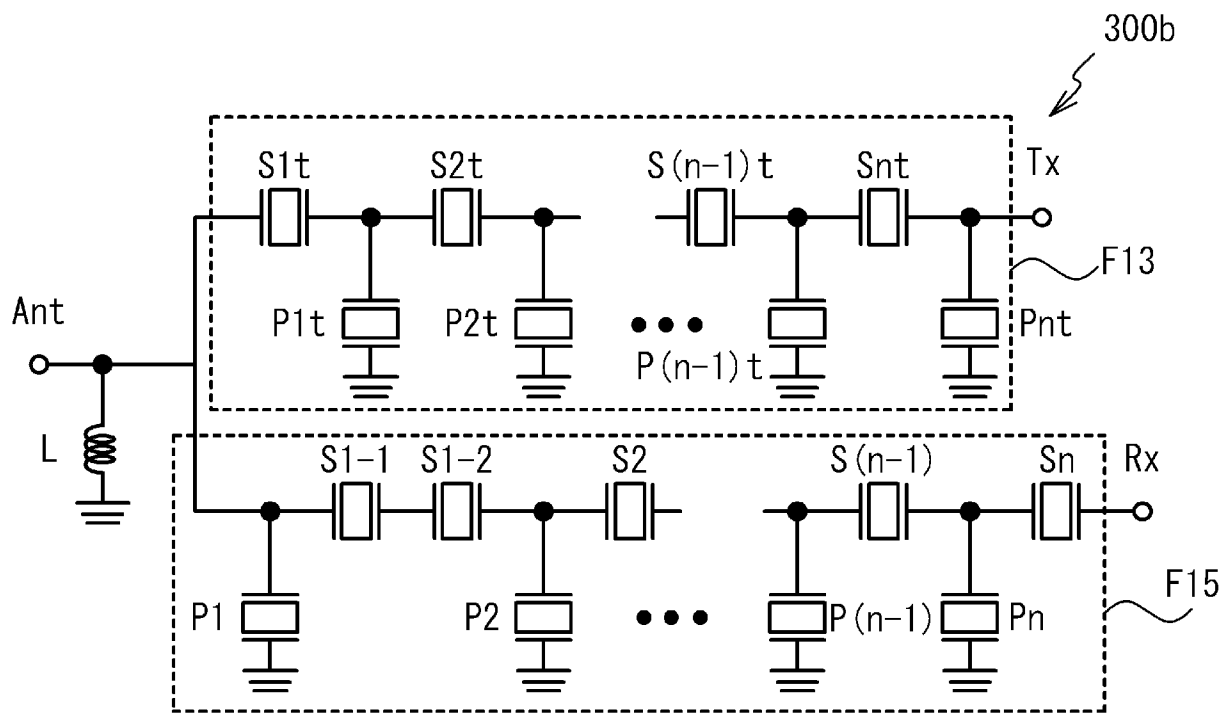
[図35]



[図36]

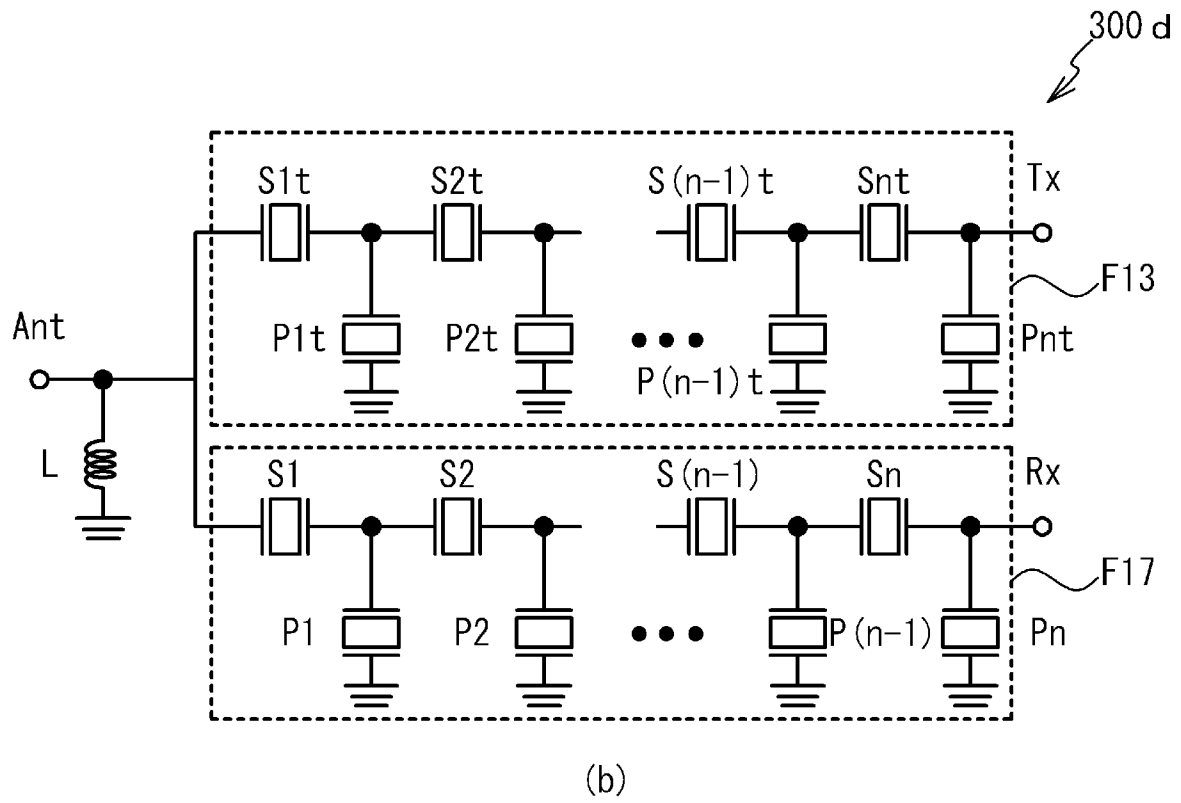
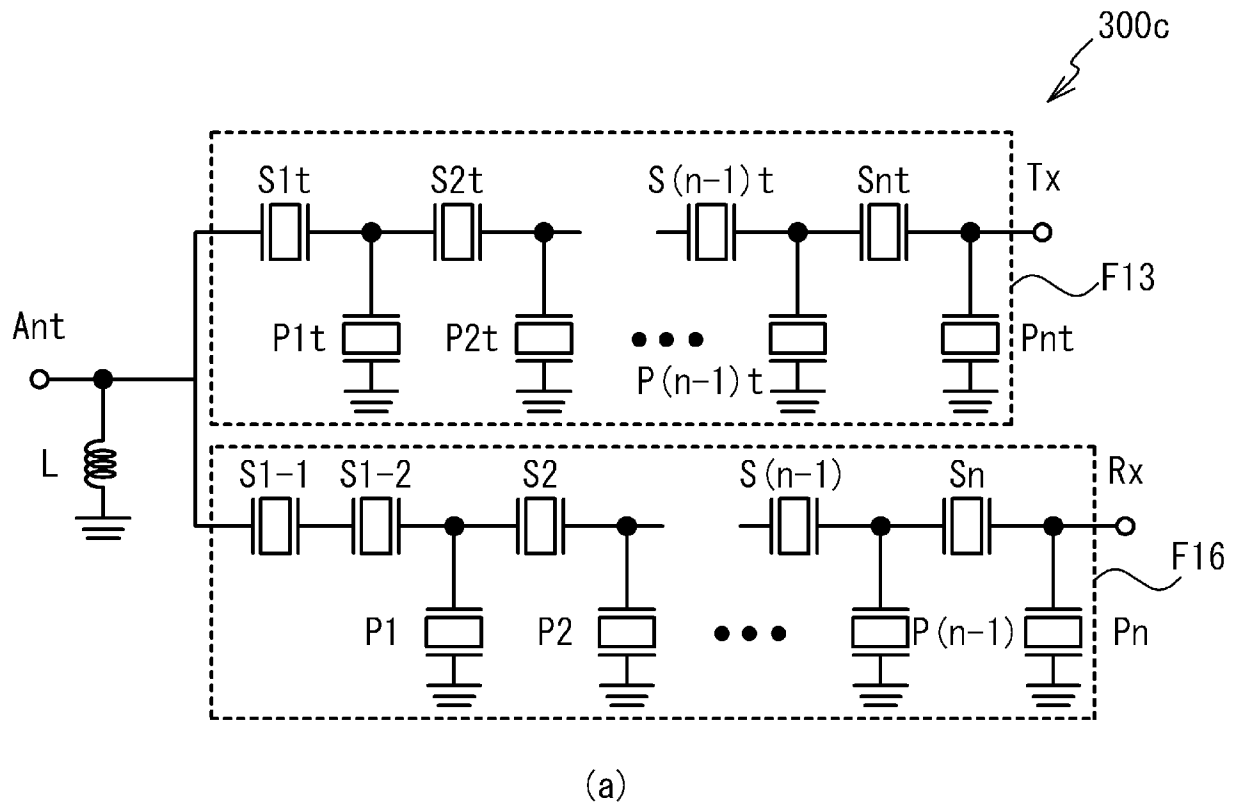


(a)

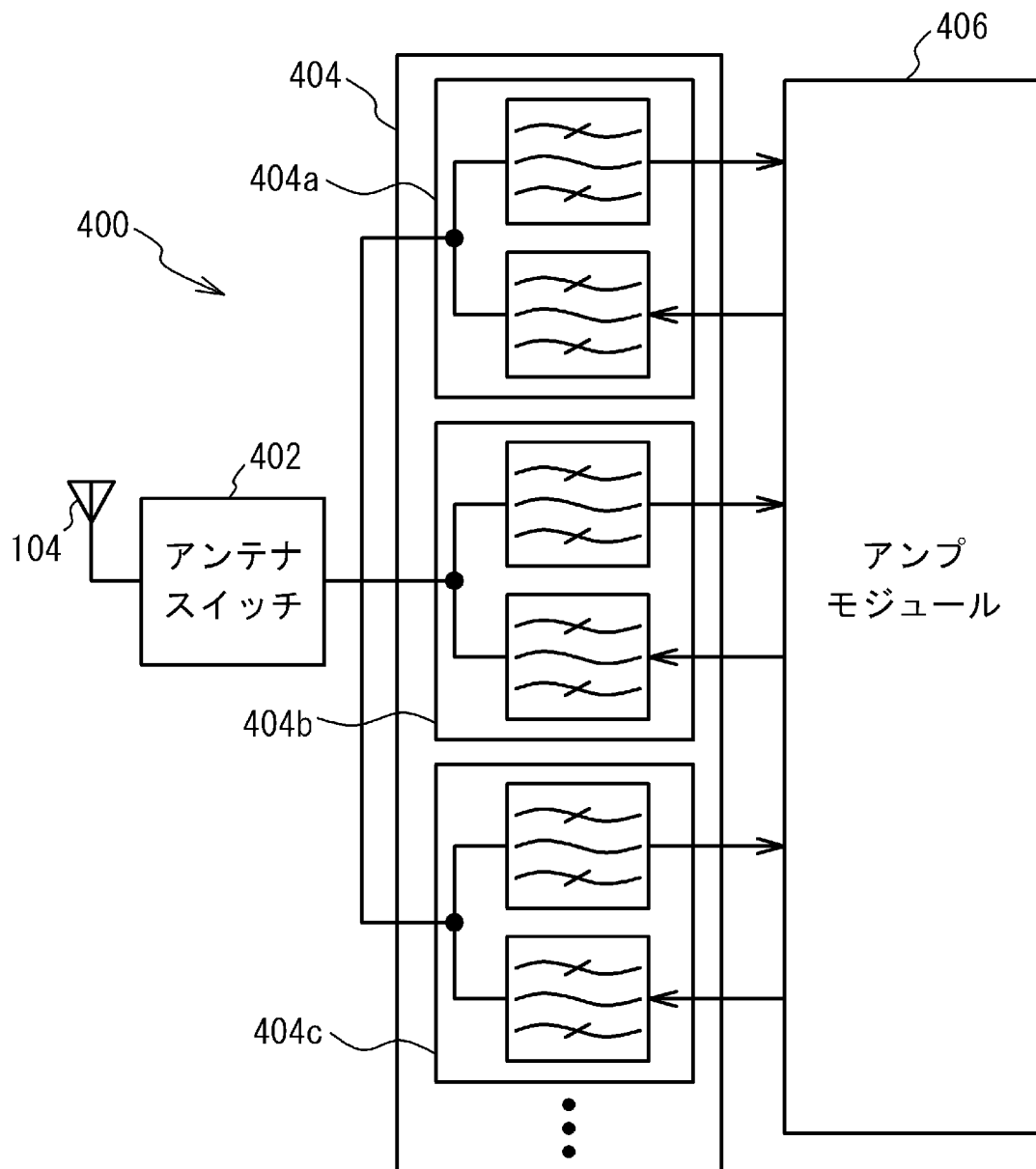


(b)

[図37]



[図38]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2011/058926

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H03H9/70(2006.01)i, H01L41/09(2006.01)i, H01L41/187(2006.01)i, H03H9/17(2006.01)i, H03H9/54(2006.01)i, H04B1/52(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)

H03H9/70, H01L41/09, H01L41/187, H03H9/17, H03H9/54, H04B1/52

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 1996-2011

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2011 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2011

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

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 2008-085989 A (Fujitsu Media Devices Ltd.), 10 April 2008 (10.04.2008), paragraphs [0032] to [0047]; fig. 9 to 10 & US 2008/0055021 A1 & CN 101136620 A	3-4, 7-12 1-2, 5-6
Y A	JP 2008-079294 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 03 April 2008 (03.04.2008), paragraphs [0050] to [0051] & US 2008/0051039 A1	3-4, 7-12 1-2, 5-6
A	JP 2001-024476 A (Agilent Technologies Inc.), 26 January 2001 (26.01.2001), entire text; all drawings & US 6262637 B1 & EP 1058383 A2	1-12



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
02 June, 2011 (02.06.11)Date of mailing of the international search report
14 June, 2011 (14.06.11)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2011/058926

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 2007/052370 A1 (Murata Mfg. Co., Ltd.), 10 May 2007 (10.05.2007), paragraph [0016] & US 2008/0179995 A1 & EP 1944866 A1	1-12
A	JP 2005-159402 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 16 June 2005 (16.06.2005), entire text; all drawings (Family: none)	1-12

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C）） Int.Cl. H03H9/70(2006.01)i, H01L41/09(2006.01)i, H01L41/187(2006.01)i, H03H9/17(2006.01)i, H03H9/54(2006.01)i, H04B1/52(2006.01)i			
B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C）） Int.Cl. H03H9/70, H01L41/09, H01L41/187, H03H9/17, H03H9/54, H04B1/52			
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの 日本国実用新案公報 1 9 2 2 - 1 9 9 6 年 日本国公開実用新案公報 1 9 7 1 - 2 0 1 1 年 日本国実用新案登録公報 1 9 9 6 - 2 0 1 1 年 日本国登録実用新案公報 1 9 9 4 - 2 0 1 1 年			
国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）			
C. 関連すると認められる文献			
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号	
Y A	JP 2008-085989 A（富士通メディアデバイス株式会社） 2008.04.10, [0032]-[0047], 図 9-10 & US 2008/0055021 A1 & CN 101136620 A	3-4, 7-12 1-2, 5-6	
Y A	JP 2008-079294 A（松下電器産業株式会社） 2008.04.03, [0050]-[0051] & US 2008/0051039 A1	3-4, 7-12 1-2, 5-6	
☒ 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日の後に公表された文献 「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の 1 以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」 同一パテントファミリー文献			
国際調査を完了した日 0 2 . 0 6 . 2 0 1 1		国際調査報告の発送日 1 4 . 0 6 . 2 0 1 1	
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁（I S A / J P） 郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5 東京都千代田区霞が関三丁目 4 番 3 号		特許庁審査官（権限のある職員） 橋本 和志 電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 5 7 6	5 W 4 1 8 3

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2001-024476 A (アジレント・テクノロジーズ・インク) 2001.01.26, 全文, 全図 & US 6262637 B1 & EP 1058383 A2	1-12
A	WO 2007/052370 A1 (株式会社村田製作所) 2007.05.10, [0016] & US 2008/0179995 A1 & EP 1944866 A1	1-12
A	JP 2005-159402 A (松下電器産業株式会社) 2005.06.16, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-12