

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-220139

(P2010-220139A)

(43) 公開日 平成22年9月30日(2010.9.30)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO1P 1/203 (2006.01)	HO1P 1/203	5J006
HO1P 7/08 (2006.01)	HO1P 7/08	
HO1G 5/16 (2006.01)	HO1G 5/16	

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L (全 28 頁)

(21) 出願番号 特願2009-67170 (P2009-67170)
 (22) 出願日 平成21年3月19日 (2009.3.19)

(特許庁注：以下のものは登録商標)

1. GSM

(出願人による申告)平成20年度、独立行政法人新エネルギー・産業技術総合開発機構、「立体構造新機能集積回路(ドリームチップ)技術開発/複数周波数対応通信三次元デバイス技術」委託研究、産業技術力強化法第19条の適用を受ける特許出願

(71) 出願人 000005223
 富士通株式会社
 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
 (74) 代理人 100086933
 弁理士 久保 幸雄
 (74) 代理人 100125117
 弁理士 坂田 泰弘
 (72) 発明者 ミイ シヤオユウ
 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
 (72) 発明者 豊田 治
 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 フィルタ、フィルタリング方法、および通信装置

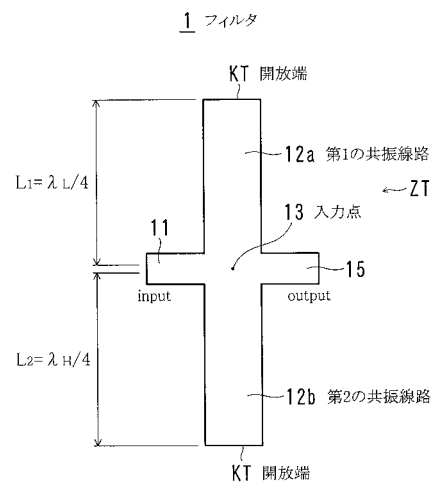
(57) 【要約】

【課題】 フィルタにおいて通過帯域の中心周波数とともに通過帯域幅を調整すること。

【解決手段】 高周波信号が入力される入力点13からそれぞれ延びる第1の共振線路12aおよび第2の共振線路12bが設けられ、第1の共振線路12aの伝搬長 L_1 および第2の共振線路12bの伝搬長 L_2 が、 $L_1 = \lfloor \lambda_1 / 4 \rfloor \times n$ 、 $L_2 = \lfloor \lambda_2 / 4 \rfloor \times n$ 、但し、 λ_1 、 λ_2 は特定の高周波信号の波長、 n は正の奇数、に設定される。

【選択図】 図1

本発明の第1の実施形態に係るフィルタの構成を示す図



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

高周波信号が入力される入力点からそれぞれ延びる第 1 の共振線路および第 2 の共振線路が設けられ、

前記第 1 の共振線路の伝搬長 L_1 および前記第 2 の共振線路の伝搬長 L_2 が、

$$L_1 = \left[\lambda_1 / 4 \right] \times n$$

$$L_2 = \left[\lambda_2 / 4 \right] \times n$$

但し、 λ_1 、 λ_2 は特定の高周波信号の波長

n は正の奇数

に設定されている、フィルタ。

10

【請求項 2】

波長 λ_1 と波長 λ_2 とは互いに異なる値であり、

波長 λ_1 と波長 λ_2 との中間の波長 λ_0 を通過中心波長とし、波長 λ_1 および波長 λ_2 を減衰波長とする、

請求項 1 記載のフィルタ。

【請求項 3】

前記第 1 の共振線路および前記第 2 の共振線路の少なくとも一方に対して可変容量素子が設けられ、前記伝搬長 L_1 および前記伝搬長 L_2 の少なくとも一方が前記可変容量素子により可変可能である、

請求項 1 または 2 記載のフィルタ。

20

【請求項 4】

前記第 1 の共振線路に対して隙間を介して配置された第 1 の可動キャパシタ電極と、

前記第 2 の共振線路に対して隙間を介して配置された第 2 の可動キャパシタ電極と、

前記第 1 の可動キャパシタ電極を変位させる第 1 の駆動電極と、

前記第 2 の可動キャパシタ電極を変位させる第 2 の駆動電極と、を含む、

請求項 3 記載のフィルタ。

【請求項 5】

前記第 1 の共振線路および前記第 2 の共振線路は、前記入力点から互いに反対側に延びる、

請求項 3 または 4 記載のフィルタ。

30

【請求項 6】

前記第 1 の共振線路および前記第 2 の共振線路の先端は電氣的に開放されている、

請求項 3 ないし 5 のいずれかに記載のフィルタ。

【請求項 7】

前記第 1 の共振線路および前記第 2 の共振線路からなる共振線路対が複数設けられ、

前記複数の共振線路対は、カップリング部によって順次接続されている、

請求項 3 ないし 6 のいずれかに記載のフィルタ。

【請求項 8】

請求項 1 ないし 7 のいずれかのフィルタを備えた通信モジュール。

【請求項 9】

請求項 1 ないし 7 のいずれかのフィルタを備えた通信装置。

40

【請求項 10】

信号線路の入力端子に特定の波長 λ_0 の波長成分を含む高周波信号を入力し、

前記信号線路上の 1 つの接点からそれぞれ延びる第 1 の共振線路および第 2 の共振線路、但し、前記第 1 の共振線路の伝搬長 L_1 および前記第 2 の共振線路の伝搬長 L_2 が、 n を正の奇数として、

$$L_1 = \left[\left(\lambda_0 + \lambda_1 \right) / 4 \right] \times n$$

$$L_2 = \left[\left(\lambda_0 - \lambda_1 \right) / 4 \right] \times n$$

に設定されている、そのような前記第 1 の共振線路と前記第 2 の共振線路とによって、前記波長 λ_0 の波長成分に対し並列共振を行わせることにより、前記波長 λ_0 の波長成分を

50

通過させるようフィルタリングを行って前記信号線路の出力端子から出力させる、フィルタリング方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、高周波信号の帯域通過に用いられる分布常数型のフィルタ、それを用いた通信装置、およびフィルタリング方法に関する。

【背景技術】

【0002】

近年において、携帯電話をはじめとする移動体通信（モバイル通信）の市場が拡大するとともに、そのサービスの高機能化が進展している。これにともなって、移動体通信に利用される周波数帯は次第にギガヘルツ（GHz）以上の高い周波数帯にシフトし、しかも多チャンネル化される傾向がある。また、ソフトウェア無線（SDR：Software-Defined-Radio）技術の将来的な導入の可能性も盛んに検討されている。

【0003】

図23は従来の周波数可変フィルタ100jを示す回路図である。

【0004】

図23において、周波数可変フィルタ100jは、複数のチャンネルフィルタ101a、101b、101c...、およびスイッチ102a、102bを有する。スイッチ102a、102bを切り換えることによってチャンネルフィルタ101a、101b、101c...のいずれかを選択し、周波数帯域を切り換える。入力端子103から入力される高周波信号は、選択されたチャンネルフィルタ101に応じたフィルタリングが行われ、出力端子104から出力される。しかし、この従来 of 周波数可変フィルタ100jによる場合は、チャンネル数分のチャンネルフィルタが必要であるため、構成が複雑となり、しかもサイズとコストの面においても不利である。また、この構成ではソフトウェア無線技術の特徴である将来への発展性に欠ける。

【0005】

上に述べた従来型の周波数可変フィルタに代えて、近年、MEMS技術を用いた小型の周波数可変フィルタが注目されている。MEMS（Micro Electro Mechanical Systems）技術を利用したMEMSデバイス（マイクロマシンデバイス）は、高いQ（クオリティファクタ）が得られ、高い周波数帯域の可変フィルタへの適用が可能である（特許文献1、非特許文献1～3）。また、MEMSデバイスは、小型でありかつ低損失であるため、CPW（Coplanar Waveguide）分布定数共振器にしばしば用いられる。

【0006】

非特許文献3には、三段の分布定数線路をMEMSデバイスによる複数の可変キャパシタが跨ぐ構造のフィルタが開示されている。このフィルタにおいて、MEMSデバイスの駆動電極に制御電圧Vbを印加して可変キャパシタを変位させ、分布定数線路との間のギャップを変化させ、静電容量を変化させる。静電容量の変化によって、フィルタの通過帯域が変化する。制御電圧Vbと通過帯域との関係が図24に示されている。図24によると、制御電圧Vbを0～80Vの間で変化させることにより、フィルタの通過帯域が約21.5～18.5GHzの範囲で変化することが示されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【特許文献1】特開2008-278147

【非特許文献1】D. Peroulis et al, "Tunable Lumped Components with Applications to Reconfigurable MEMS Filters", 2001 IEEE MTT-S Digest, p341-344

【非特許文献2】E. Fourn et al, "MEMS Switchable Interdigital Coplanar Filter", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, NO.1 p320-324, January 2003

【非特許文献3】A. A. Tamijani et al, "Miniature and Tunable Filters Using MEMS" 50

Capacitors ”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, NO.7, p1878-1885, July 2003

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

しかし、上に述べた従来のフィルタは、MEMSデバイスを用いることによって通過帯域の中心周波数を可変することが可能であるが、通過帯域幅を可変することはできない。例えば、図24に示す例では、制御電圧Vbを可変することによって通過帯域の中心周波数が約3GHz程度変化しているが、通過帯域幅は変化していない。

【0009】

本発明は、上述の事情に鑑みてなされたもので、通過帯域の中心周波数とともに通過帯域幅を調整することのできるフィルタ、フィルタリング方法、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】

【0010】

本実施形態に係るフィルタは、高周波信号が入力される入力点からそれぞれ延びる第1の共振線路および第2の共振線路が設けられ、前記第1の共振線路の伝搬長 L_1 および前記第2の共振線路の伝搬長 L_2 が、

$$L_1 = \left[\frac{\lambda_1}{4} \right] \times n$$

$$L_2 = \left[\frac{\lambda_2}{4} \right] \times n$$

但し、 λ_1 、 λ_2 は特定の高周波信号の波長
nは正の奇数

に設定される。

【発明の効果】

【0011】

本発明によると、通過帯域の中心周波数とともに、通過帯域幅を調整することができる。

【図面の簡単な説明】

【0012】

【図1】第1の実施形態に係るフィルタの構成を示す図である。

【図2】共振線路の等価回路を説明する図である。

【図3】フィルタの通過帯域特性の例を示す図である。

【図4】フィルタの通過帯域特性の他の例を示す図である。

【図5】共振線路対の変形例を示す図である。

【図6】第2の実施形態に係るフィルタの構成を示す図である。

【図7】第3の実施形態に係るフィルタの構成を説明する図である。

【図8】カップリング回路の例を示す図である。

【図9】カップリング回路の例を示す図である。

【図10】カップリング回路の例を示す図である。

【図11】カップリング回路の例を示す図である。

【図12】カップリング回路の例を示す図である。

【図13】第4の実施形態に係るフィルタの構成を示す図である。

【図14】共振線路対の変形例を示す図である。

【図15】第5の実施形態に係るフィルタの構成を説明する図である。

【図16】可変キャパシタの構成の例を示す図である。

【図17】図16に示す可変キャパシタの断面図である。

【図18】フィルタの製造工程の例を説明する図である。

【図19】フィルタの製造工程の例を説明する図である。

【図20】フィルタの製造工程の例を説明する図である。

【図21】通信モジュールの構成の例を示す図である。

10

20

30

40

50

【図 2 2】通信装置の構成の例を示す図である。

【図 2 3】従来の周波数可変フィルタを示す回路図である。

【図 2 4】従来の周波数可変フィルタの制御電圧と通過帯域との関係を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0013】

〔第 1 の実施形態〕

図 1 において、フィルタ 1 は、入力端子 1 1、第 1 の共振線路 1 2 a、第 2 の共振線路 1 2 b、および出力端子 1 5 を有する。

【0014】

入力端子 1 1 には高周波信号 S 1 が入力され、第 1 の共振線路 1 2 a および第 2 の共振線路 1 2 b によってフィルタリングされ、高周波信号 S 2 として出力端子 1 5 から出力される。

10

【0015】

第 1 の共振線路 1 2 a および第 2 の共振線路 1 2 b は、それぞれの伝搬長 L によって決まる特定の波長 に対して、減衰特性および通過特性を与える帯域通過フィルタとして機能する。

【0016】

すなわち、入力端子 1 1 に入力された高周波信号 S 1 は、第 1 の共振線路 1 2 a および第 2 の共振線路 1 2 b に対し、信号線路を経てまたは経ずに入力点 1 3 において印加される。第 1 の共振線路 1 2 a および第 2 の共振線路 1 2 b は、入力点 1 3 から互いに反対側に直線状に伸び、かつ互いに一直線状に形成されている。第 1 の共振線路 1 2 a および第 2 の共振線路 1 2 b における入力点 1 3 とは反対側の端部は、電氣的に開放された開放端 K T となっている。第 1 の共振線路 1 2 a および第 2 の共振線路 1 2 b は、共振線路対 Z T を形成している。

20

【0017】

第 1 の共振線路 1 2 a の伝搬長 L_1 、第 2 の共振線路 1 2 b の伝搬長 L_2 は、次の (1) 式のように表される。

【0018】

$$\begin{aligned} L_1 &= \left[\lambda_1 / 4 \right] \times n \\ L_2 &= \left[\lambda_2 / 4 \right] \times n \quad \dots \dots (1) \end{aligned}$$

30

但し、 λ_1 、 λ_2 は特定の高周波信号の波長、n は正の奇数である。

【0019】

本実施形態において、 $n = 1$ とする。したがって、伝搬長 L_1 、 L_2 は、それぞれ波長 λ_1 、 λ_2 の 4 分の 1 の長さである。つまり、第 1 の共振線路 1 2 a および第 2 の共振線路 1 2 b は、それぞれ、波長 λ_1 、 λ_2 の高周波信号に対して共振する。

【0020】

本実施形態において、波長 λ_1 、 λ_2 は減衰特性を与える波長である。2 つの波長 λ_1 、 λ_2 には次の (2) 式の関係がある。

【0021】

$$\lambda_1 > \lambda_2 \quad \dots \dots (2)$$

40

つまり、波長 λ_1 の方が波長 λ_2 よりも長い。つまり波長 λ_1 に対応する周波数 f_1 の方が波長 λ_2 に対応する周波数 f_2 よりも低い。したがって、波長 λ_1 、 λ_2 、周波数 f_1 、 f_2 を、それぞれ、 L_L 、 L_H 、 f_L 、 f_H と表すことがある。

【0022】

さて、第 1 の共振線路 1 2 a および第 2 の共振線路 1 2 b は、波長 L_L (λ_1)、 L_H (λ_2) の高周波信号に対し、 $1/4$ 波長の共振線路として共振する。これは、第 1 の共振線路 1 2 a および第 2 の共振線路 1 2 b が、それぞれ波長 L_L 、 L_H の高周波信号に対して、一端が接地された直列共振器 (回路直列共振回路) として動作することを意味する。

【0023】

50

すなわち図2(A)に示すように、伝搬長 L が $\lambda/4$ である一端開放の共振線路 $KS1$ は、一端接地の LC 直列共振器 KT と等価である。したがって、共振線路 $KS1$ の一端である入力点13に入力された波長 λ の高周波信号 $S1$ に対し、共振線路 $KS1$ が直列共振を起こし、高周波信号 $S1$ は接地電位 GND に流れることとなる。

【0024】

理想的な LC 直列共振器 KT は、共振波長 λ の高周波信号を損失なく通過させる。したがって、波長 λ の高周波信号 $S1$ は、 LC 直列共振器 KT によるほぼ0のインピーダンスにより接地されることとなり、共振線路 $KS1$ は波長 λ の高周波信号 $S1$ に対して減衰器として作用することとなる。

【0025】

図1に示すフィルタ1では、第1の共振線路12aおよび第2の共振線路12bが、それぞれ波長 L_L 、 L_H の高周波信号に対して帯域減衰器として作用する。したがって、入力される高周波信号 $S1$ に対し、2つの波長 L_L 、 L_H において減衰ピークが表れる。

【0026】

また、入力点13には、第1の共振線路12aおよび第2の共振線路12bとが対となって接続されている。伝搬長 L が $\lambda/4$ である一端開放の2つの共振線路が入力点13に接続された場合には、それらの伝搬長 L の合計が $\lambda/2$ となる。この場合に、図2(B)に示すように、伝搬長 L が $\lambda/2$ である一端開放の共振線路 $KS2$ は、一端接地の LC 並列共振器 KH と等価となる。

【0027】

したがって、波長 λ の高周波信号 $S1$ は、 LC 並列共振器 KH によって高いインピーダンスに維持され、入力端子11から出力端子15へほぼそのまま出力されることとなる。つまり、共振線路 $KS2$ は波長 λ の高周波信号 $S1$ に対して帯域通過器として作用することとなる。

【0028】

図1に示すフィルタ1では、第1の共振線路12aの伝搬長 L_1 が $L_L/4$ であり、第2の共振線路12bの伝搬長 L_2 が $L_H/4$ であるので、合計の伝搬長 L_0 は、

$$L_0 = \{ (L_L + L_H) / 2 \} / 2 \dots \dots (3)$$

となる。

【0029】

つまり、フィルタ1は、波長 $\lambda_0 = \{ (L_L + L_H) / 2 \}$ の高周波信号 $S1$ に対し帯域通過器として作用することとなる。

【0030】

したがって、これらを総合すると、フィルタ1は、波長 L_L と波長 L_H との中間の波長 $\lambda_0 = \{ (L_L + L_H) / 2 \}$ を通過中心波長とし、通過中心波長 λ_0 の両側の波長 L_L および波長 L_H を減衰波長とする帯域通過フィルタを構成することとなる。

【0031】

また、各波長 L_L 、 L_H と通過中心波長 λ_0 との差の絶対値を ΔL とすると、第1の共振線路12aおよび第2の共振線路12bの伝搬長 L_1 、 L_2 は、次の(4)式のように表すことができる。

【0032】

$$\begin{aligned} L_1 &= \{ (\lambda_0 + \Delta L) / 4 \} \times n \\ L_2 &= \{ (\lambda_0 - \Delta L) / 4 \} \times n \dots \dots (4) \end{aligned}$$

図3において、フィルタ1の通過損失特性(周波数特性)は、通過中心波長 λ_0 においては損失がなく、波長 L_L および波長 L_H において損失が大きい。このように、フィルタ1では、2つの波長 L_L 、 L_H において積極的に減衰特性を持たせることにより、急峻な特性の帯域通過フィルタとなっている。なお、必ずしも通過中心波長 λ_0 に通過量のピークがあると限るものではない。

【0033】

また、2つの波長 L_L 、 L_H 、つまり伝搬長 L_1 、 L_2 を可変調整することにより、減

10

20

30

40

50

衰波長を可変し、フィルタ 1 の通過帯域幅 T_1 を可変することができる。しかも、2 つの波長 L_L 、 L_H をどのようにするかによって、通過帯域幅 T_1 の急峻性を調整することができる。

【0034】

なお、共振線路の伝搬長 L は、共振線路が比誘電率 r の絶縁物中にある場合に、共振線路の物理的な実際の長さ L_a に対して、伝搬長 $L = L_a \times e^{-1/2}$ で定義される。つまり、波長 L の高周波信号に対して、その 1 波長分の共振線路の物理的な長さ L_a は、 $L_a = L / e^{-1/2}$ となり、 $1 / e^{-1/2}$ に短縮されることとなる。

【0035】

ここで、 e は、分布常数線路の有効比誘電率 (Effective dielectric constant) である。有効比誘電率 e は、比誘電率 r に比例し、また、分布常数線路の構造にも関係する。つまり、例えば、マイクロストリップライン構造 (Microstrip-line configuration) である場合に、有効比誘電率 e は、絶縁物の比誘電率 r および厚さ h 、並びに線路の幅 W および厚さ t に依存する。

10

【0036】

したがって、例えば、大気中であれば、比誘電率 r および有効比誘電率 e ($= 1.007$) はほぼ 1 であり、伝搬長 L は共振線路の物理的な長さ L_a にほぼ等しい。基板として低温同時焼成セラミック基板 (LTCC: Low Temperature Co-fired Ceramics) を用いた場合は、その比誘電率 r を 7 とすると、有効比誘電率 e は約 4.9 となり ($h = 0.2 \text{ mm}$ 、 $t = 6 \mu\text{m}$ 、 $W = 260 \mu\text{m}$ 、インピーダンス $= 50 \Omega$ の場合)、伝搬長 L は物理的な長さ L_a の約 2.21 倍になる。つまり、この場合には、波長 L の高周波信号に対して、共振線路の物理的な長さ L_a はその ($1 / 2.21$) 倍でよいこととなる。

20

【0037】

具体例をあげると、2 GHz の高周波信号に対して、 $L / 4$ の共振線路の物理的な長さ L_a を求めると次のようになる。2 GHz の高周波信号の波長 L は 150 mm であるから、 $L / 4$ では 37.5 mm となる。比誘電率 r が 7 の基板の中では、共振線路の物理的な長さ L_a はその ($1 / 2.21$) 倍でよいから、 $L_a = 16.9 \text{ mm}$ となる。

【0038】

そこで、例えば、通過中心周波数 f_0 を 2 GHz、減衰周波数 f_L 、 f_H を 1.8 GHz、2.2 GHz とした場合には、減衰周波数 f_L 、 f_H の波長 L_L 、 L_H は 135 mm、165 mm となり、 $L_L / 4$ 、 $L_H / 4$ はそれぞれ 33.8 mm、41.3 mm となる。上と同じ比誘電率 r が 7 の基板の中での共振線路の物理的な長さ L_a は、15.4 mm、18.8 mm となる。このようなフィルタについて予想される通過損失特性が図 4 に示されている。図 4 において、2 GHz が通過中心周波数 f_0 であり、1.8 GHz および 2.2 GHz が減衰周波数 f_L 、 f_H である。所定レベル以内の損失で通過する通過帯域幅が T_2 として示されている。

30

【0039】

なお、通過中心周波数 f_0 、減衰周波数 f_L 、 f_H について、種々の値を選択することが可能である。その場合に、減衰周波数 f_L 、 f_H が互いに接近した場合には、通過帯域幅が T が狭くなるが、しかし通過中心周波数 f_0 における損失が大きくなることが予想される。したがって、それらについては、種々の条件を考慮して決定すればよい。

40

【0040】

また、さらに急峻な特性の帯域通過フィルタを必要とする場合には、後で述べるように、複数の共振線路対を適当なカップリング部によって順次接続して複数段接続とすればよい。カップリング部として、 π 型カップリング、T 型カップリングなどを用いることができる。

【0041】

なお、図 1 において、伝搬長 L_1 、 L_2 は、入力点 13 の近辺から第 1 の共振線路 12 a または第 2 の共振線路 12 b の開放端 K T までの長さに基づくが、どこからどこまでが物理的な長さ L_a に相当するかは、第 1 の共振線路 12 a、第 2 の共振線路 12 b、入

50

力端子 1 1、出力端子 1 5 などの形状、およびそれらの周辺の構造および材料などによって異なる。

【 0 0 4 2 】

したがって、第 1 の共振線路 1 2 a および第 2 の共振線路 1 2 b の伝搬長 L_1 、 L_2 、したがって通過中心周波数 f_0 、減衰周波数 f_L 、 f_H を正確に設定するには、後で述べるように、第 1 の共振線路 1 2 a および第 2 の共振線路 1 2 b のいずれかまたはそれらの両方に対して可変容量素子を設け、伝搬長 L_1 、 L_2 を調整するようにすればよい。

【 0 0 4 3 】

その場合に、例えば、MEMS 技術を用い、第 1 の共振線路 1 2 a および第 2 の共振線路 1 2 b に対して、それぞれ 1 つまたは複数の可動キャパシタ電極と、それら可動キャパシタ電極を変位させる駆動電極とを設け、駆動電極に制御電圧 V_b を印加して可変キャパシタ電極を変位させるようにしてもよい。

10

【 0 0 4 4 】

また、可変容量素子として、可変キャパシタ、バラクタなどの集中定数回路素子を用いることも可能である。

【 0 0 4 5 】

このような第 1 の共振線路 1 2 a、第 2 の共振線路 1 2 b、入力端子 1 1、および出力端子 1 5 は、多層の内部配線を有する低温同時焼成セラミック基板、またはそのような低温同時焼成セラミック基板を有するウエハ上、その他の適当な基板上に、低抵抗の金属薄膜を形成することによって実現することができる。また、第 1 の共振線路 1 2 a、第 2 の共振線路 1 2 b、可動キャパシタ電極、および駆動電極などは、共通の基板上に形成することができる。その場合に、グランド層および配線は基板の内部に形成すればよい。信号線、インダクタ、およびキャパシタなどの受動部品は、基板上に形成すればよい。基板の裏面に、プリント基板または他の機器など外部に接続するためのパッド部を形成しておけば表面実装を行うことができる。

20

〔変形例〕

上に述べた実施形態のフィルタ 1 では、共振線路対 Z T が一直線状となるように配置されていた。次に、共振線路対 Z T の形状および配置についての変形例を示す。図 5 に示す変形例のフィルタ 1 B、1 C、1 D において、上に述べたフィルタ 1 の各要素と同じ機能を有する要素には、それぞれ符号 B、C、D を付加して示す。図 6 以下においても同様である。

30

【 0 0 4 6 】

図 5 (A) に示すフィルタ 1 B では、第 1 の共振線路 1 2 B a および第 2 の共振線路 1 2 B b は、それぞれ直線状に形成されているが、互いに一直線状ではなく、それぞれ斜めに配置されている。第 1 の共振線路 1 2 B a および第 2 の共振線路 1 2 B b を斜めに配置することによって、図 5 (A) における縦方向の寸法を短くすることができる。

【 0 0 4 7 】

図 5 (B) に示すフィルタ 1 C では、第 1 の共振線路 1 2 C a および第 2 の共振線路 1 2 C b は、それぞれ円弧状に形成されている。円弧状に形成することにより、図 5 (B) における縦方向の寸法をより一層短くすることができる。

40

【 0 0 4 8 】

図 5 (C) に示すフィルタ 1 D では、第 1 の共振線路 1 2 D a および第 2 の共振線路 1 2 D b は、それぞれスパイラル状に形成されている。スパイラル状に形成することにより、図 5 (C) における縦方向の寸法をさらに短くすることができる。これ以外にも、例えば、メンダリング状に形成してもよい。

【 0 0 4 9 】

なお、第 1 の実施形態のフィルタ 1 では、入力端子 1 1 に高周波信号 S_1 を送り込む前段の出力インピーダンス、および出力端子 1 5 に接続される後段の入力インピーダンスによって、通過損失特性が変化する可能性があるが、これを補うためには、入力点 1 3 の前後に適当なインピーダンスを持った線路または回路を設けておけばよい。

50

〔第2の実施形態〕

第2の実施形態のフィルタ1Eでは、複数の共振線路対ZTE1, 2がカップリング部14Eによって順次接続されている。共振線路対ZTE1, 2、その他の構成要素については、第1の実施形態において説明した内容を適用可能であるので、ここでの詳しい説明は省略する。第3の実施形態以下においても同様である。

【0050】

図6において、フィルタ1Eは、入力端子11E、第1の共振線路12Eaと第2の共振線路12Ebとからなる共振線路対ZTE1、第1の共振線路12Ecと第2の共振線路12Edとからなる共振線路対ZTE2、カップリング部14E、および出力端子15Eを有する。

【0051】

第1の共振線路12Ea、第2の共振線路12Eb、第1の共振線路12Ec、第2の共振線路12Edは、それぞれ伝搬長 L_1 、 L_2 、 L_3 、 L_4 を有する。第1の共振線路12Eaと第1の共振線路12Ecの伝搬長 L_1 と L_3 、第2の共振線路12Ebと第2の共振線路12Edの伝搬長 L_2 と L_4 を、それぞれ同じとした場合には、2つの共振線路対ZTE1, 2は同じ通過損失特性を持つ。また、それらを互いに異ならせ、2つの共振線路対ZTE1, 2が異なる通過損失特性を持つようにし、それらを合成したときに所望の通過損失特性が得られるようにすることも可能である。

【0052】

カップリング部14Eは、共振線路対ZTE1で共振している高周波信号の位相を90度($\pi/4$)回転し、反射無しに次の共振線路対ZTE2に伝送する役割を持つ。つまり、入力点13aにおける高周波信号について、特定の周波数成分に対する選択性を有して次の入力点13bに伝送する役割を持つ。

【0053】

図6に示すカップリング部14Eは、伝搬長 L_{14} が $\lambda_0/4$ の共振線路である。ここで、 λ_0 は、第1の共振線路12Eaおよび第2の共振線路12Ebの合計の伝搬長 L_0 に等しくしてもよく、または第1の共振線路12Ecおよび第2の共振線路12Edの合計の伝搬長 L_0 に等しくしてもよく、またはそれらの中間の伝搬長 L_0 としてもよい。つまり、カップリング部14Eは、フィルタ1Eにおける通過中心波長 λ_0 に対して、 $\lambda_0/4$ の伝搬長 L_{14} を持つ共振線路としてよい。このようにすることによって、通過中心波長 λ_0 の高周波信号を損失なく伝送し、通過損失特性の急峻性を高めることができる。

【0054】

また、カップリング部14Eとして、後で述べる型カップリング、T型カップリング、その他のカップリング部を用いることも可能である。

【0055】

フィルタ1Eにおいては、2つの共振線路対ZTE1, 2を用いて2段構成としたので、図1に示す1段の場合よりもより急峻な通過損失特性を得ることができる。

【0056】

また、共振線路対ZTを、2段構成ではなく、2段以上の多段接続とすることができる。例えば、3段構成、4段構成、さらには5段以上の構成とすることが可能である。共振線路対ZTとカップリング部14Eとによる段数を増加することにより、フィルタの全体に含まれる共振線路または共振器の段数が増え、さらに急峻性の良いフィルタを実現することができる。

【0057】

また、フィルタ1Eにおいても、第1の実施形態で説明した種々の変形例を適用することができる。

〔第3の実施形態〕

図7に示すように、第3の実施形態のフィルタ1Fでは、複数の共振線路対ZTF1, 2がカップリング部14Fによって順次接続されている。なお、図7に示すフィルタ1Fは、各要素を模式的に配置して示すものであるが、機能的には図8に示すフィルタ1Eと

10

20

30

40

50

同様である。

【0058】

図7において、フィルタ1Fは、入力端子11F、第1の共振線路12Faと第2の共振線路12Fbとからなる共振線路対ZTF1、第1の共振線路12Fcと第2の共振線路12Fdとからなる共振線路対ZTF2、接点13Fa、13Fb、カップリング部14F、入力信号線路16Fa、出力信号線路16Fb、および出力端子15Fを有する。

【0059】

第1の共振線路12Fa、第2の共振線路12Fb、第1の共振線路12Fc、第2の共振線路12Fdは、それぞれ伝搬長 L_5 、 L_6 、 L_7 、 L_8 を有する。伝搬長 L_5 、 L_6 、 L_7 、 L_8 については、第1の実施形態および第2の実施形態で説明したように、種々の値に設定することができる。

10

【0060】

接点13Fa、13Fbは、第1の実施形態および第2の実施形態で説明した入力点13と同じである。しかし、入力点13が面積を有さない幾何学的な点を示すものであるに対し、ここでの接点13Fa、13Fbは、共振線路対ZTを接続するために現実に幾らかの面積を有する部分であることを示している。

【0061】

カップリング部14Fは、第2の実施形態におけるカップリング部14Eと同様に、接点13Faにおける高周波信号について、特定の周波数成分に対する選択性を有して次の接点13Fbに伝送する役割を持つ。カップリング部14Fとして一つの回路ブロックが適用される。

20

【0062】

次に、カップリング部14Fの回路例について、図8～図12を参照して説明する。

【0063】

図8(A)に示すカップリング部14F1は、2つの接点13Fa、13Fbを接続する1つの回路ブロック14aである。回路ブロック14aは、適当な特性インピーダンスを持つ分布定数回路である。例えば、回路ブロック14aは、図6で説明したように、 $\lambda/4$ の伝搬長を有する共振線路であってもよい。

【0064】

回路ブロック14aの特性インピーダンスは、フィルタ1Fにおける特性インピーダンスに近く、共振線路対ZTF1、2の特性インピーダンスよりも高い。なお、フィルタ1Fの特性インピーダンスを50とし、各共振線路対ZTF1、2の特性インピーダンスを20程度としてよい。

30

【0065】

なお、フィルタ1Fの特性インピーダンスは、フィルタ1Fを形成する基板の構造、基板における各要素およびグランドパターンの配置、特に入力信号線路16Faおよび出力信号線路16Fbの形状および配置などによって調整することが可能である。

【0066】

なお、回路ブロック14aに代えて、例えば、適当な静電容量を持つカップリング用のキャパシタを用いてもよい。

40

【0067】

図8(B)に示すカップリング部14F2は、 π 型のカップリング回路の例である。つまり、3つの回路ブロック141～143によって π 型に構成される。図8(C)に示すカップリング部14F3は、T型のカップリング回路の例である。つまり、3つの回路ブロック145～147によってT型に構成される。

【0068】

これらの回路ブロック141～143、145～147は、分布定数素子または集中定数素子によって実現される。分布定数素子として、例えばマイクロストリップ線路などが用いられる。集中定数素子として、キャパシタまたはインダクタなどが用いられる。また、これらの回路ブロック141～143、145～147を、そのような素子単体で構成

50

し、またはそれらの素子の組合せ回路によって実現することができる。

【0069】

図9～図11は 型のカップリング回路の具体例を示し、図12はT型のカップリング回路の具体例を示す。

【0070】

すなわち、図9(A)に示すカップリング部14F4は、カップリング用の1つのキャパシタC1と2つのインダクタL1、L2からなる。図9(B)に示すカップリング部14F5では、カップリング用のキャパシタC11に2つの回路ブロック14b、14cを直列に挿入したものである。図9(C)に示すカップリング部14F6では、カップリング用のキャパシタC1に代えて1つの回路ブロック14dが用いられる。なお、回路ブロック14b、14c、14dは、適当な特性インピーダンスを持つ分布定数回路である。

10

【0071】

図10(A)に示すカップリング部14F7では、各回路ブロック141～143に、キャパシタとインダクタの並列回路が用いられる。図10(B)に示すカップリング部14F8では、各回路ブロック142、143に、それぞれ1つのキャパシタC42、C43が用いられる。図10(C)に示すカップリング部14F9では、回路ブロック141に1つの回路ブロック14eが用いられる。

【0072】

図11(A)に示すカップリング部14F10では、回路ブロック141に、キャパシタとインダクタの並列回路を2つ直列に接続したものが用いられる。図11(B)に示すカップリング部14F11では、各回路ブロック141に、キャパシタC62とインダクタL61の並列回路と、1つのキャパシタC61とを直列に接続したものが用いられる。図11(C)に示すカップリング部14F12では、回路ブロック141に、キャパシタC71とインダクタL72の並列回路と、1つのインダクタL71とを直列に接続したものが用いられる。

20

【0073】

図12(A)に示すカップリング部14F13では、キャパシタとインダクタの並列回路が3つ用いられる。図12(B)に示すカップリング部14F14では、3つの回路ブロック14f、14g、14hが用いられる。

【0074】

これら、図8～図12に示したカップリング回路を、第1～第2の実施形態のフィルタ1、1Bにも適用することができる。また、図8～図12に示した以外の種々の回路をカップリング部として用いてもよい。

30

〔第4の実施形態〕

上で説明した第1～第3の実施形態のフィルタでは、各共振線路12およびカップリング部14における伝搬長Lは固定であった。これに対して、MEMS技術などを用いて可変キャパシタを形成し、これによって各共振線路12およびカップリング部14における伝搬長Lを可変とすることができる。伝搬長Lを可変とすることにより、フィルタにおける通過中心周波数 f_0 、および減衰周波数 f_L 、 f_H を可変し、周波数可変フィルタを構成することができる。

40

【0075】

図13に示すフィルタ1Gは、図6に示すフィルタ1Eの第1の共振線路12Ea、第2の共振線路12Eb、第1の共振線路12Ec、第2の共振線路12Ed、およびカップリング部14Eに対し、可変キャパシタ17Ga～eを追加したものである。

【0076】

すなわち、図13において、フィルタ1Gは、第1の共振線路12Ga、第2の共振線路12Gb、第1の共振線路12Gc、第2の共振線路12Gd、および共振線路であるカップリング部14Gに対し、可変キャパシタ17Ga～eを追加したものである。

【0077】

各可変キャパシタ17Ga～eは、例えば、それぞれの共振線路に対し、所定の間隙を

50

有して跨ぐように配置された複数の電極である。このような電極、つまり可動キャパシタ電極は、可動キャパシタ電極を変位させるための電極（駆動電極）とともに、上に述べたようにMEMSデバイスとして形成することができる。

【0078】

ところで、ある物理長さを有する分布定数線路に対し、その線路を跨ぐようにキャパシタを搭載した場合に、その分布定数線路の伝搬長 L がキャパシタを搭載しないときと比べて長くなる。したがって、特定の伝搬長 L_1 、例えば特定の波長 λ_1 に対して $\lambda_1/4$ に相当する伝搬長 L_1 を得るに必要な分布定数線路の物理的な長さ L_a が、キャパシタの搭載によって短くなる。そうすると、特定の波長 λ_1 に対する共振線路を構成する場合に、共振線路の物理的な実際の長さが短くなり、コンパクトになる。

10

【0079】

そして、線路を跨ぐキャパシタを変位させることにより、線路とキャパシタとの間の間隙が可変される。

【0080】

つまり、キャパシタを可動キャパシタ電極とし、可動キャパシタ電極を変位させる。可動キャパシタ電極が共振線路に近づくと、静電容量が増加し、伝搬長 L が長くなる。つまり、共振線路が共振する波長が長くなる。このように、可動キャパシタ電極の変位を調整することにより、共振線路の共振波長を選択することができる。

【0081】

可変キャパシタ17Ga~eをそれぞれ独立して動作させてそれぞれの静電容量を調整することにより、伝搬長 L_1 、 L_2 、 L_3 、 L_4 、 L_{14} を調整し自由に設定することができる。

20

【0082】

したがって、フィルタ1Gにおいて、可変キャパシタ17Ga~eの調整により、通過中心波長 λ_0 、減衰ピークの波長 λ_L 、 λ_H 、および通過帯域幅 ΔT を、種々の値に調整し設定することができる。

【0083】

図13に示すフィルタ1Gにおいては、各可変キャパシタ17Ga~eが、1つの共振線路に対し6つの可動キャパシタ電極を有する例を示したが、可動キャパシタ電極は、1つないし5つ、または7つ以上であってもよい。また、各可動キャパシタ電極の面積を異ならせたり、共振線路との間の間隙の大きさを異ならせてもよい。

30

【0084】

なお、可変キャパシタ17Ga~eの具体的な構成例については後で説明する。

〔変形例〕

上に述べた第4の実施形態のフィルタ1Gでは、共振線路対ZTHが一直線状となるように配置されていた。これに対して、第1の実施形態における変形例で説明したように、共振線路対ZTHを種々の形状または配置とすることが可能である。

【0085】

図14(A)~(C)には変形例の共振線路対ZTH, THI, THJが示されている。これら共振線路対ZTH, THI, THJは、図5(A)~(C)に示す共振線路対ZTB, ZTC, ZTDに対応するので、ここでの説明は省略する。

40

【0086】

図14(A)~(C)に示すように、それぞれの共振線路対ZTH, THI, THJには、可変キャパシタ17Ha, b, 17Ia, b, 17Ja, bが設けられている。可変キャパシタ17Ha, b, 17Ia, b, 17Ja, bをそれぞれ独立して動作させることにより、各共振線路対ZTH, ZTI, ZTJにおける通過中心波長 λ_0 、減衰ピークの波長 λ_L 、 λ_H 、および通過帯域幅 ΔT を調整することができる。

〔第5の実施形態〕

図15に示すように、第5の実施形態のフィルタ1Kでは、複数の共振線路対ZTK1, 2がカップリング部14Kによって順次接続されている。なお、図15に示すフィルタ

50

1 K は、図 7 の場合と同様に各要素を模式的に配置して示すものである。

【0087】

図 15 において、フィルタ 1 K は、入力端子 1 1 K、第 1 の共振線路 1 2 K a と第 2 の共振線路 1 2 K b とからなる共振線路対 Z T K 1、第 1 の共振線路 1 2 K c と第 2 の共振線路 1 2 K d とからなる共振線路対 Z T K 2、接点 1 3 K a、1 3 K b、カップリング部 1 4 K、入力信号線路 1 6 K a、出力信号線路 1 6 K b、可変キャパシタ 1 7 K a ~ e、および出力端子 1 5 K を有する。

【0088】

第 1 の共振線路 1 2 K a、第 2 の共振線路 1 2 K b、第 1 の共振線路 1 2 K c、第 2 の共振線路 1 2 K d は、それぞれ伝搬長 L_{10} 、 L_{11} 、 L_{12} 、 L_{13} を有する。これらの伝搬長 L_{10} 、 L_{11} 、 L_{12} 、 L_{13} は、可変キャパシタ 1 7 K a ~ d を可変調整することにより、種々の値に変更することができる。

10

【0089】

また、カップリング部 1 4 K においても、可変キャパシタ 1 7 K e を可変調整することにより、種々の周波数特性を持たせることが可能である。このようなカップリング部 1 4 K として、上に述べた種々の回路ブロックの中から適当なものを選択することができる。

【0090】

したがって、フィルタ 1 K において、可変キャパシタ 1 7 K a ~ e の調整により、通過中心波長 λ_0 、減衰ピークの波長 L 、 H 、および通過帯域幅 T を、種々の値に調整し設定することができる。

20

〔可変キャパシタの構造の説明〕

次に、可変キャパシタ 1 7 G a の構造の例について説明する。

【0091】

上に述べたように、可変キャパシタ 1 7 G a を含めたフィルタの全体を、MEMS デバイスとして構成することができる。

【0092】

図 16 は図 13 のフィルタ 1 G における可変キャパシタ 1 7 G a および第 1 の共振線路 1 2 G a の一部を含む部分を拡大して示す平面図、図 17 は図 16 における A - A 線断面矢視図である。

【0093】

なお、図 16 および図 17 で説明する構造は、第 1 の共振線路 1 2 G a の部分のみならず、他の共振線路または線路についても適用されるので、以下においては、「第 1 の共振線路 1 2 G a」を「線路 S R」と言い換えて説明する。

30

【0094】

図 16 および図 17 において、フィルタ 1 G は、多層の内部配線を有する L T C C ウエハからなる基板 3 1 上に形成されている。

【0095】

基板 3 1 は、複数層の絶縁層 3 1 a、3 1 a... を互いに接合することにより形成されている。図 17 に示す例では、絶縁層 3 1 a は 5 層である。各絶縁層 3 1 a には、一方の主面から他方の主面に至るように貫通孔が形成され、その貫通孔内に導電部を備えたピア 3 1 b が形成されている。また、絶縁層 3 1 a における少なくとも 1 つの層間には、配線パターン 3 1 c が内部配線として形成されている。基板 3 1 の上面の側に最も近い層間に形成された配線パターン 3 1 c の一部が、グランド接続されたグランド層 3 1 d となっている。

40

【0096】

グランド層 3 1 d は、最上位の絶縁層 3 1 a を挟むことにより、所定の間隙を介して線路 S R と対向する。なお、グランド層 3 1 d を、最上位の層間に形成するのではなく、それよりも下位の層間に形成してもよい。その場合に、グランド層 3 1 d は、複数の絶縁層 3 1 a を挟んで線路 S R と対向することになるため、グランド層 3 1 d と線路 S R との間隔はそれに応じて増大することとなる。

50

【0097】

また、配線パターン31cの相互間、配線パターン31cとパッド部38a~dとの間、および、配線パターン31cと線路SRとの間は、必要な箇所がビア31bによって接続されている。場合によっては、配線パターン31cと線路SRとの間をビア31bによって接続してもよい。なお、絶縁層31aは、例えばLTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) で実現することが可能である。LTCC材料は、SiO₂を含有する場合がある。しかし、絶縁層31aは、LTCCに限ることなく、他の誘電体で形成することができる。

【0098】

基板31の表側の表面に、線路SR、駆動電極35a, 35b、アンカー部37a, 37bが形成され、裏側の表面にパッド部38a~dが形成されている。共振線路KSは、例えばCu、Ag、Au、Al、W、Moなどの低抵抗金属材料で形成される。共振線路KSの厚さは、例えば0.5~20μm程度である。

10

【0099】

駆動電極35a, 35bおよびアンカー部37a, 37bは、基板31の内部配線およびビア31bなどを経由して、パッド部38a~dなどのいずれかに電氣的に接続されている。また、駆動電極35a, 35bの表面には、誘電体膜36a, 36bが形成されている。これらの誘電体膜36a, 36bが形成されない場合もある。

【0100】

アンカー部37a, 37bにより支持されて、可変電極33が設けられている。可変電極33は、弾性変形可能な低抵抗金属材料、例えばAu、Cu、Alなどで形成される。可変電極33には、その中央部に厚肉の可動キャパシタ電極33aが形成され、その両側に薄肉のパネ電極33b, 33bが形成されている。

20

【0101】

これら、可変電極33、駆動電極35a, 35b、およびアンカー部37a, 37bなどによって、可変キャパシタ17Gaが形成される。なお、可動キャパシタ電極33aによって線路SRに静電容量Cgが付加されることになり、可動キャパシタ電極33a、または可動キャパシタ電極33aと線路SRとで構成される部分を、「ロードキャパシタ (Load-Capacitor)」ということがある。また、パネ電極33b, 33bと駆動電極35a, 35bとで構成される部分を「平行平板アクチュエータ」ということがある。

30

【0102】

さて、線路SRの上面と可動キャパシタ電極33aの下面との間は、自由状態で所定の間隙 (ギャップ) GP1を有し、それに応じた静電容量Cgを有する。間隙GP1の大きさは、例えば0.1~10μm程度である。

【0103】

なお、線路SRの表面に誘電体ドット39が設けられ、これによって線路SRと可動キャパシタ電極33aとの間の静電容量Cgが増大し、可変キャパシタ17Gaによる周波数可変範囲が大きくなる。また、誘電体ドット39は、可動キャパシタ電極33aが線路SR側に引き込まれた場合の短路防止の役割をも有する。

【0104】

また、図には示していないが、基板31の上側の表面において、線路SRおよび可変電極33などを含むフィルタの全体がパッケージング部材によって覆われ、これによってフィルタの全体が封止されている。

40

【0105】

このように構成されたフィルタ1Gは、パッド部38a~dを利用して図示しないプリント基板の表面に半田付けすることができ、これによって表面実装を行うことが可能である。

【0106】

パッド部38a~dなどを介して駆動電極35a, 35bに制御電圧Vbを印加することにより、駆動電極35a, 35bとパネ電極33b, 33bとの間に静電引力が発生す

50

る。制御電圧 V_b の大きつまり静電引力の大きさに応じて、バネ電極 33b, 33b が撓み、間隙 $GP1$ の大きさが変化する。間隙 $GP1$ の大きさの変化に応じて、線路 SR の表面と可動キャパシタ電極 33a との間の静電容量 C_g が変化する。これに応じて、線路（共振線路） SR の伝搬長 L が変化する。制御電圧 V_b を調整することによって、各線路 SR の伝搬長 L すなわち共振波長 を調整することができる。

【0107】

また、フィルタ 1G では、基板 31 の内部のグランド層 31d と表面に形成される線路（信号線） SR とによって、マイクロストリップ型の伝送線路が構成される。マイクロストリップ型の伝送線路では、線路 SR が形成された基板上の面にはグランド層が形成されないため、線路 SR の両側に広いフリーエリアが設けられることとなる。そのため、そのフリーエリアに駆動電極 35a, 35b を比較的自由に配置することができる。

10

【0108】

したがって、駆動電極 35a, 35b の面積を十分に大きく取ることができ、可変電極 33 を駆動するために必要な制御電圧 V_b を低くすることができる。

【0109】

また、駆動電極 35a, 35b の面積を大きく取ることにより、高周波信号による自己作動現象 (Self-Actuation 現象) を抑制することが可能となる。その理由は、駆動電極 35a, 35b の面積を大きくして静電引力を大きくすることができるので、バネ電極 33b, 33b のバネ定数を大きくすることができ、そうすることによって可変電極 33 の変位動作が安定するからである。

20

【0110】

また、駆動電極 35a, 35b の面積を、可動キャパシタ電極 33a の面積に比較して十分に大きくできるので、これによって、線路 SR に供給される高周波信号による可動キャパシタ電極 33a との間クーロン力を無視できるようになる。したがって、これによっても可変電極 33 の変位動作が安定し、自己作動現象を抑制することが可能となる。

【0111】

このように、図 16 および図 17 に示したフィルタ 1G の構造は、平行平板型の可変キャパシタ 17Ga の自己作動現象の抑制に対しても有利である。

〔フィルタの製造工程の説明〕

次に、フィルタ 1G の製造工程について、図 18 ~ 図 20 を参照して説明する。但し、以下の説明はフィルタ 1G の製造工程の一例の概略を示すものであり、図 17 に示すフィルタ 1G の構造と一致しない部分もある。

30

【0112】

まず、複数のフィルタモジュールの形成区画を有する配線基板ウエハを作製する。配線基板ウエハは、絶縁層、配線パターン、およびビアを含む多層配線構造を有するウエハである。配線基板ウエハにおいて、フィルタ 1G が形成される側の表面粗さ R_z は、例えば $0.2 \mu m$ 以下である。

【0113】

配線基板ウエハの作製においては、まず、グリーンシートであるそれぞれのセラミック基板において、ビア用の開口部を形成する。その開口部に導電ペーストを充填するとともに、セラミック基板の表面に導電ペーストで配線パターンを印刷する。このような工程を経て得られた所定枚数のセラミック基板を積層して積層体とし、その積層体を加熱下にて厚み方向にプレスする。その後、所定の加熱処理を行って当該積層体を一体焼成し、プリ配線基板ウエハを得る。一体焼成を経ることにより、配線パターンおよびビアが形成される。

40

【0114】

配線基板ウエハの表面に露出しているビアの位置がセラミックス焼成時のセラミックス材料の収縮現象により、設計位置から変動することがある。配線基板ウエハをフォトリソグラフィ工程を通じて上部の構造体を形成するためには、上述の配線基板ウエハの形成工程において、基板表面に露出しているビアの位置を制御する必要がある。例えば、ビア位

50

置の設計位置からのズレ量を、 $\pm 50 \mu\text{m}$ 以下に制御する。

【0115】

次に、プリ配線基板ウエハの両面を研磨処理する。研磨処理の手法として、例えば、所定の研磨剤（薬液）を使用して行う機械的研磨を採用することができる。この研磨処理により、プリ配線基板ウエハの反りとうねりなどが低減される。研磨処理において、好ましくは、反りについては $40 \mu\text{m}$ 以下まで低減し、うねりについてはほぼ無くなるまで低減する。

【0116】

さらに、プリ配線基板ウエハにおいて、上に述べた受動素子および共振線路などが形成される側の面を平滑化処理することが必要な場合もある。

10

【0117】

すなわち、プリ配線基板ウエハの表面には、構成セラミック粒子のサイズや研磨剤による研磨作用に起因すると思われる凹凸が存在するので、セラミック材質の選定および研磨方法を最適化しても、プリ配線基板ウエハ表面の表面粗さ R_z は、 $5 \mu\text{m}$ を大きくは下回らない。このような凹凸を有する表面には、小サイズの受動素子を適切に形成することが困難である。

【0118】

このような問題が生ずるのを回避するため、配線基板ウエハの作製においては、上述の研磨処理の後に所定の平滑化処理が必要である。平滑化処理では、上述の研磨処理を経たプリ配線基板ウエハの表面の絶縁層における凹凸表面に、まず、薄い絶縁膜を形成する。絶縁膜の形成においては、プリ配線基板ウエハの表面に絶縁コーティング液を薄く塗布して焼成する。絶縁コーティング液として、例えば SOG (spin-on-glass) が用いられる。塗布される絶縁コーティング液の厚さは、例えば $1 \mu\text{m}$ 以下である。このような薄い絶縁膜を形成することにより、プリ配線基板ウエハの表面における凹みを低減することができる。

20

【0119】

その後、絶縁膜の形成工程を所定回数繰り返し、プリ配線基板ウエハのセラミック素地表面の凸部を、絶縁膜を重ねて形成した絶縁膜に埋没させる。このような方法により、プリ配線基板ウエハにおいて、受動素子および共振線路などが形成される側の面全体の表面粗さ R_z を $0.5 \mu\text{m}$ 以下に低減することができる。先に述べた研磨処理の後にこのような平滑化処理を行うことにより、配線基板ウエハが得られる。

30

【0120】

このようにして作製された配線基板ウエハに対し、次の(1)～(7)のプロセスを経て、ウエハレベルでフィルタモジュールの各形成区画毎に複数の受動素子および共振線路などをバッチ(batch)生産方式で形成する。その後、配線基板ウエハを形成区画毎に分割し、フィルタモジュールを得る。なお、(1)～(7)に示すプロセスは一例であり、それ以外に種々の半導体製造プロセスおよびMEMSプロセスなどを適宜用いることができる。

(1) 図18(A)に示すように、基板(配線基板ウエハ)31の上側の表面に金属層を成膜し、パターンングを行って駆動電極35a, 35bを形成する。駆動電極35a, 35bの上に絶縁膜を成膜し、誘電体膜36a, 36bを形成する。基板31の下側の表面に金属層を成膜し、エッチングなどによってパッド部38a～dを形成する。または、パッド部38a～dをめっきによって形成する。また、基板31の上側の表面に、Auメッキ技術を用いて、アンカー部37a, 37bおよび線路SRを形成する。

40

(2) 図18(B)に示すように、Auからなる線路SR上に、誘電体ドット39を形成する。

(3) 図18(C)に示すように、犠牲層40を線路SRと同じ厚さに形成する。犠牲層40は、選択的にエッチングできる除去し易いレジスト材料よりなる。

(4) 図19(A)に示すように、犠牲層40の上に、可変電極33のための第2犠牲層41を形成する。第2犠牲層41の厚さによって、可変電極33と線路SRとの間の間

50

隙 G P 1 の大きさ (距離) が規定される。また、可変電極 3 3 と駆動電極 3 5 a , 3 5 b との間隙 G P 2 の大きさ (距離) は、犠牲層 4 0 と第 2 犠牲層 4 1 との厚さの和によって規定される。

【 0 1 2 1 】

本実施形態の可変キャパシタ 1 7 G a のように平行平板アクチュエータである場合に、プルイン (Pull-In) 現象が生じない限界の変位量は、電極間距離の約 3 分の 1 である。可変キャパシタ 1 7 G a の可変範囲を十分広く取るためには、可動キャパシタ電極 3 3 a を線路 S R に接近させる必要がある。そのため、平行平板アクチュエータとロードキャパシタとでは、電極間隙 G P 1 , 2 を互いに異ならせる必要がある。そのため、平行平板アクチュエータの犠牲層の厚さは、ロードキャパシタの犠牲層の厚さの 3 倍以上とする必要がある。しかも、可変電極 3 3 の表面を平坦にするためには平坦な犠牲層の下地が必要である。これらの要求に対して、ここで述べた犠牲層 4 0 と第 2 犠牲層 4 1 との 2 つの犠牲層を形成する方法 (「 2 犠牲層法 」 という) は有効である。

10

(5) 図 1 9 (B) に示すように、第 2 犠牲層 4 1 の上にシートばね層 S B を形成し、シートばね層 S B の中央部に、メッキ技術を用いて金属厚膜部 A M を形成する。ミリングなどの技術を用い、パネ電極 3 3 b , 3 3 b および可動キャパシタ電極 3 3 a を有する可変電極 3 3 のパターンを形成する。

(6) 図 2 0 (A) に示すように、犠牲層 4 0 および第 2 犠牲層 4 1 を除去し、デバイスをリリースする。

(7) 図 2 0 (B) に示すように、パッケージング部材 4 2 によってウエハレベルで封止する。その後、基板 3 1 から各フィルタモジュール (フィルタ 1 G) に切り出す。

20

【 0 1 2 2 】

ここに示したプロセスでは、デバイス (フィルタ 1 G) の形成および封止は全てウエハレベルで行うため、量産性および低コスト化の面において優れており、生産効率の向上を図ることが可能である。

【 0 1 2 3 】

また、配線基板 ウエハ 3 1 には、導通のためのビア 3 1 b や、実装用のパッド部 3 8 a ~ d を形成してあるので、完成したフィルタモジュール (フィルタ 1 G) を他のパッケージに実装することなく、マザーボードなどのプリント基板に直接実装できる特徴があり、実装性にも優れる。

30

【 0 1 2 4 】

上に述べた実施形態においては、(1) 式における n を 1 としたが、 n を、3、5、7... などのように、1 以外の奇数としてもよい。

〔 通信モジュール 〕

本実施形態のフィルタ 1 ~ 1 K は、通信モジュール T M として構成することが可能である。

【 0 1 2 5 】

図 2 1 において、通信モジュール T M は、送信フィルタ 5 1 および受信フィルタ 5 2 からなる。送信フィルタ 5 1 および受信フィルタ 5 2 として、第 1 ~ 第 3 の実施形態に示した周波数固定型のフィルタ、または第 4 ~ 第 5 の実施形態に示した周波数可変型のフィルタを適用することが可能である。また、周波数固定型のフィルタと周波数可変型のフィルタとを混在して用いてもよい。

40

【 0 1 2 6 】

周波数固定型である場合には、複数のそれらフィルタの中からその時々通信に合ったフィルタが選択される。それぞれのフィルタは、共振線路 K S の伝搬長 L を適切に調整しておくことによって、それぞれ適切な通過中心周波数 f_0 (通過中心波長 λ_0)、減衰周波数 f_L 、 f_H (減衰ピークの波長 λ_L 、 λ_H)、および通過損失特性を有した帯域通過フィルタとしておくことができる。

【 0 1 2 7 】

また、周波数可変型である場合には、各フィルタに制御電圧 V_b が与えられ、その時々

50

の通信に合うように、通過中心周波数 f_0 、減衰周波数 f_L 、 f_H 、および通過損失特性が決定される。したがって、この場合には、送信フィルタ 52 または受信フィルタ 53 におけるフィルタの数を減らすことができ、通信装置 TS の小型化を図ることができる。また、フィルタの数を減らすことによって回路が簡素化され、回路損失や回路ノイズなどを低減することが可能であり、通信モジュール TM の性能の向上を図ることが可能である。

【0128】

なお、通信モジュール TM は、図 21 に示した以外の種々の構成とすることが可能である。

〔通信装置〕

本実施形態のフィルタ 1 ~ 1K は、携帯電話機、携帯端末機などの移動体通信装置、Base-station (基地局) 装置、固定通信装置など、種々の通信装置に適用することができる。

10

【0129】

ここでは、フィルタ 1 ~ 1K を適用した通信装置の一例について説明する。

【0130】

図 22 において、通信装置 TS は、制御処理部 60、送信部 61、送信フィルタ 62、受信フィルタ 63、受信部 64、およびアンテナ AT などをも有する。

【0131】

処理制御部 60 は、通信装置 TS に必要なデジタル処理およびアナログ処理を行い、またユーザとの間のヒューマンインタフェースを行うなど、通信装置 TS の全体を制御する。

20

【0132】

送信部 61 は、変調などを行って高周波信号 S11 を出力する。高周波信号 S11 には、互いに異なる周波数帯域の信号が含まれる。

【0133】

送信フィルタ 62 は、送信部 61 から出力される高周波信号 S11 に対し、処理制御部 60 により指定された周波数帯域のみを通過させるようフィルタリングを行う。送信フィルタ 62 からは、フィルタリングされた高周波信号 S12 が出力される。送信フィルタ 62 として、上の第 1 ~ 第 5 の実施形態で説明したフィルタ 1 ~ 1K、またはその変形されたものが用いられる。

30

【0134】

受信フィルタ 63 は、アンテナ AT で受信した高周波信号 S13 の中から、処理制御部 60 により指定された周波数帯域のみを通過させるようフィルタリングを行う。受信フィルタ 63 からは、フィルタリングされた高周波信号 S14 が出力される。受信フィルタ 63 として、上の第 1 ~ 第 5 の実施形態で説明したフィルタ 1 ~ 1K、またはその変形されたものが用いられる。

【0135】

受信部 64 は、受信フィルタ 63 から出力される高周波信号 S14 に対し、増幅および復調などを行い、得られた受信信号 S15 を処理制御部 60 に出力する。

40

【0136】

アンテナ AT は、送信フィルタ 62 から出力される高周波信号 S12 を電波として空中に輻射し、また図示しない無線局などから送信された電波を受信する。

【0137】

送信フィルタ 62 または受信フィルタ 63 が、第 1 ~ 第 3 の実施形態に示すように周波数固定型である場合には、複数のそれらフィルタの中からその時々通信に合ったフィルタが選択される。それぞれのフィルタは、共振線路 KS の伝搬長 L を適切に調整しておくことによって、それぞれ適切な通過中心周波数 f_0 (通過中心波長 λ_0)、減衰周波数 f_L 、 f_H (減衰ピークの波長 λ_L 、 λ_H)、および通過損失特性を有した帯域通過フィルタとしておくことができる。

50

【 0 1 3 8 】

また、送信フィルタ 6 2 または受信フィルタ 6 3 が、第 4 ~ 第 5 の実施形態に示すように周波数可変型である場合には、制御処理部 6 0 からの指令によって制御電圧 V_b が与えられ、その時々通信に合うように、通過中心周波数 f_0 、減衰周波数 f_L 、 f_H 、および通過損失特性が決定される。したがって、この場合には、送信フィルタ 6 2 または受信フィルタ 6 3 におけるフィルタの数を減らすことができ、通信装置 T S の小型化を図ることができる。また、フィルタの数を減らすことによって回路が簡素化され、回路損失や回路ノイズなどを低減することが可能であり、通信装置 T S の性能の向上を図ることが可能である。

【 0 1 3 9 】

なお、上に述べた通信装置 T S の構成において、フィルタは、送信フィルタ 6 2 および受信フィルタ 6 3 以外の回路素子として、例えば中間周波数用の帯域通過フィルタとして、設けられることがある。また、送信時と受信時とにおいて、アンテナ A T、送信フィルタ 6 2、または受信フィルタ 6 3 を切り換えるためのスイッチが必要に応じて設けられる。送信フィルタ 6 2 および受信フィルタ 6 3 として、上に述べた通信モジュール T M を用いることも可能である。

【 0 1 4 0 】

また、通信装置 T S には、低ノイズ増幅器、パワー増幅器、デュプレクサ、A D 変換器、D A 変換器、周波数シンセサイザ、A S I C (Application Specific Integrated Circuit)、D S P (Digital Signal Processor)、電源装置などが必要に応じて設けられる。

【 0 1 4 1 】

通信装置 T S が携帯電話機である場合には、通信方式に応じた構成とし、送信フィルタ 6 2 または受信フィルタ 6 3 についても通信方式に応じた周波数帯域が選択される。例えば、G S M (Global System for Mobile Communications) 通信方式の場合には、8 5 0 M H z 帯、9 5 0 M H z 帯、1 . 8 G H z 帯、1 . 9 G H z 帯に対応するように設定される。また、2 G H z 帯以上、例えば 6 G H z 帯、1 0 G H z 帯などにも、本実施形態のフィルタを適用して通信装置 T S を構成することが可能である。

【 0 1 4 2 】

上に述べた種々の実施形態および変形例において、入力端子 1 1、第 1 の共振線路 1 2 a または第 2 の共振線路 1 2 b などの共振線路 K S、これらの共振線路対 Z T、入力点 1 3、カップリング部 1 4、出力端子 1 5、入力信号線路 1 6、出力信号線路 1 6、可変キャパシタ 1 7、フィルタ 1 ~ 1 K、通信モジュール T M、および通信装置 T S の全体または各部の構成、構造、形状、寸法、材料、成形方法、製作方法、配置、個数、位置などは、上に述べた以外に種々変更することができる。

【 0 1 4 3 】

本実施形態には次に記載する形態も含まれる。

(付記 1)

高周波信号が入力される入力点からそれぞれ延びる第 1 の共振線路および第 2 の共振線路が設けられ、

前記第 1 の共振線路の伝搬長 L_1 および前記第 2 の共振線路の伝搬長 L_2 が、

$$L_1 = \left[\lambda_1 / 4 \right] \times n$$

$$L_2 = \left[\lambda_2 / 4 \right] \times n$$

但し、 λ_1 、 λ_2 は特定の高周波信号の波長
 n は正の奇数

に設定されている、フィルタ。

(付記 2)

波長 λ_1 と波長 λ_2 とは互いに異なる値であり、

波長 λ_1 と波長 λ_2 との中間の波長 λ_0 を通過中心波長とし、波長 λ_1 および波長 λ_2 を減衰波長とする、

10

20

30

40

50

付記 1 記載のフィルタ。

(付記 3)

前記第 1 の共振線路および前記第 2 の共振線路の少なくとも一方に対して可変容量素子が設けられ、前記伝搬長 L_1 および前記伝搬長 L_2 の少なくとも一方が前記可変容量素子により可変可能である、

付記 1 または 2 記載のフィルタ。

(付記 4)

前記第 1 の共振線路に対して隙間を介して配置された第 1 の可動キャパシタ電極と、前記第 2 の共振線路に対して隙間を介して配置された第 2 の可動キャパシタ電極と、前記第 1 の可動キャパシタ電極を変位させる第 1 の駆動電極と、前記第 2 の可動キャパシタ電極を変位させる第 2 の駆動電極と、を含む、
付記 3 記載のフィルタ。

10

(付記 5)

前記第 1 の共振線路および前記第 2 の共振線路は、前記入力点から互いに反対側に延びる、

付記 3 または 4 記載のフィルタ。

(付記 6)

前記第 1 の共振線路および前記第 2 の共振線路は、いずれも直線状に形成されており、かつ互いに一直線状となるように配置されている、

付記 5 記載のフィルタ。

20

(付記 7)

前記第 1 の共振線路および前記第 2 の共振線路は、いずれも直線状に形成されており、かつ互いに一直線状ではなく斜めに配置されている、

付記 5 記載のフィルタ。

(付記 8)

前記第 1 の共振線路および前記第 2 の共振線路は、いずれも略円弧状に形成されている、

付記 5 記載のフィルタ。

(付記 9)

前記第 1 の共振線路および前記第 2 の共振線路の先端は電氣的に開放されている、

付記 3 ないし 8 のいずれかに記載のフィルタ。

30

(付記 10)

前記第 1 の共振線路および前記第 2 の共振線路からなる共振線路対が複数設けられ、前記複数の共振線路対は、カップリング部によって順次接続されている、

付記 3 ないし 9 のいずれかに記載のフィルタ。

(付記 11)

前記カップリング部は π 型である、

付記 10 記載のフィルタ。

(付記 12)

前記カップリング部は T 型である、

付記 10 記載のフィルタ。

40

(付記 13)

前記カップリング部は、少なくとも一つの可変容量素子または可変インダクタンス素子を含む、

付記 10 ないし 12 のいずれかに記載のフィルタ。

(付記 14)

前記第 1 の共振線路、前記第 2 の共振線路、前記第 1 の可動キャパシタ電極、前記第 2 の可動キャパシタ電極、前記第 1 の駆動電極、および前記第 2 の駆動電極は、共通の基板上に形成されている、

付記 4 ないし 8 のいずれかに記載のフィルタ。

50

(付記 15)

前記前記基板は、多層の内部配線を有する低温同時焼成セラミック基板である、
付記 14 記載のフィルタ。

(付記 16)

付記 1 ないし 15 のいずれかのフィルタを備えた通信モジュール。

(付記 17)

付記 1 ないし 15 のいずれかのフィルタを備えた通信装置。

(付記 18)

信号線路の入力端子に特定の波長 λ_0 の波長成分を含む高周波信号を入力し、
前記信号線路上の 1 つの接点からそれぞれ延びる第 1 の共振線路および第 2 の共振線路
、但し、前記第 1 の共振線路の伝搬長 L_1 および前記第 2 の共振線路の伝搬長 L_2 が、 n
を正の奇数として、

$$L_1 = \{ (\lambda_0 + \quad) / 4 \} \times n$$

$$L_2 = \{ (\lambda_0 - \quad) / 4 \} \times n$$

に設定されている、そのような前記第 1 の共振線路と前記第 2 の共振線路とによって、前
記波長 λ_0 の波長成分に対し並列共振を行わせることにより、前記波長 λ_0 の波長成分を
通過させるようフィルタリングを行って前記信号線路の出力端子から出力させる、フィル
タリング方法。

(付記 19)

前記第 1 の共振線路または前記第 2 の共振線路のいずれかまたはそれらの両方に対して
可変容量素子を設け、これにより前記伝搬長 L_1 または前記伝搬長 L_2 のいずれかまたは
それらの両方を変化させる、

付記 18 記載のフィルタリング方法。

【符号の説明】

【0144】

1, 1B ~ 1K フィルタ

12a, 12c 第 1 の共振線路

12b, 12d 第 2 の共振線路

14 カップリング部

17Ga ~ e 可変キャパシタ (可変容量素子)

31 基板

33 可変電極 (第 1 の可動キャパシタ電極、第 2 の可動キャパシタ電極)

33a 可動キャパシタ電極 (第 1 の可動キャパシタ電極、第 2 の可動キャパシタ電極)

33b バネ電極 (第 1 の可動キャパシタ電極、第 2 の可動キャパシタ電極)

35a, 35b 駆動電極 (第 1 の駆動電極、第 1 の駆動電極)

51 送信フィルタ (フィルタ)

52 受信フィルタ (フィルタ)

60 処理制御部

61 送信部

62 送信フィルタ (フィルタ)

63 受信フィルタ (フィルタ)

64 受信部

TS 通信装置

TM 通信モジュール

ZT 共振線路対

10

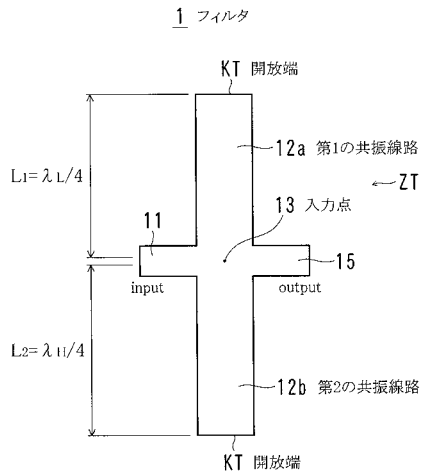
20

30

40

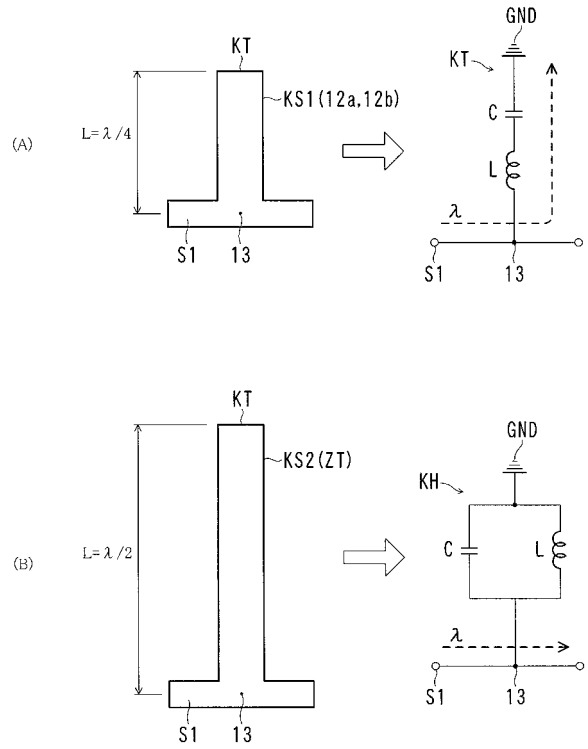
【 図 1 】

本発明の第1の実施形態に係るフィルタの構成を示す図



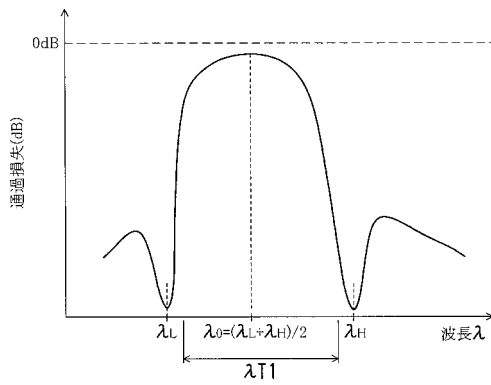
【 図 2 】

共振線路の等価回路を説明する図



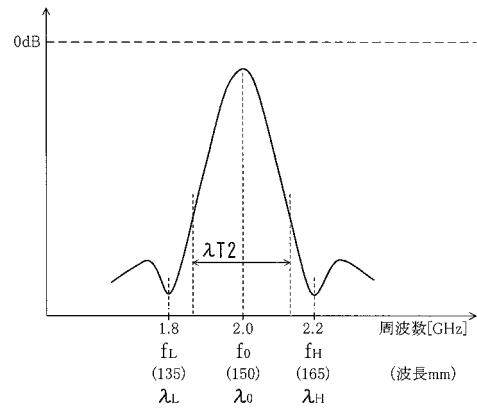
【 図 3 】

フィルタの通過帯域特性の例を示す図



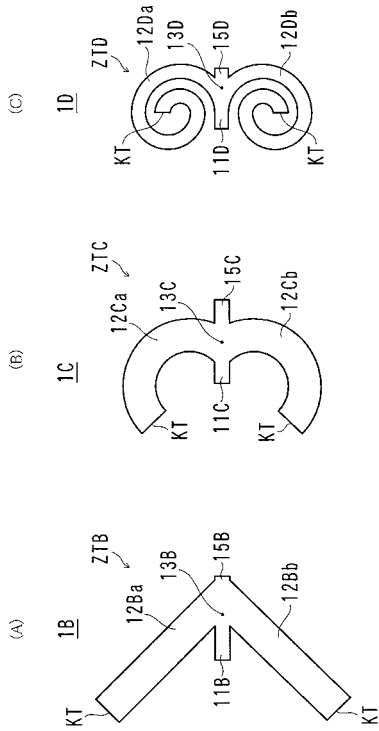
【 図 4 】

フィルタの通過帯域特性の他の例を示す図



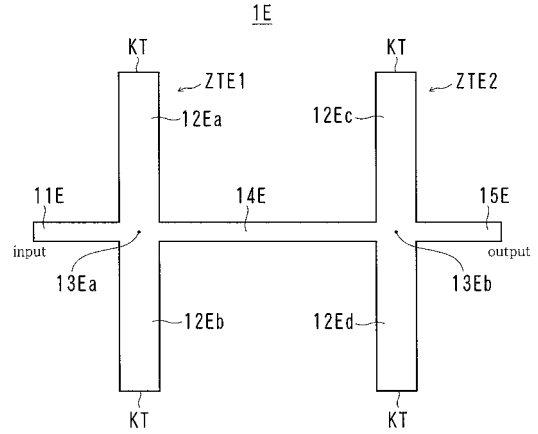
【図5】

共振線路対の変形例を示す図



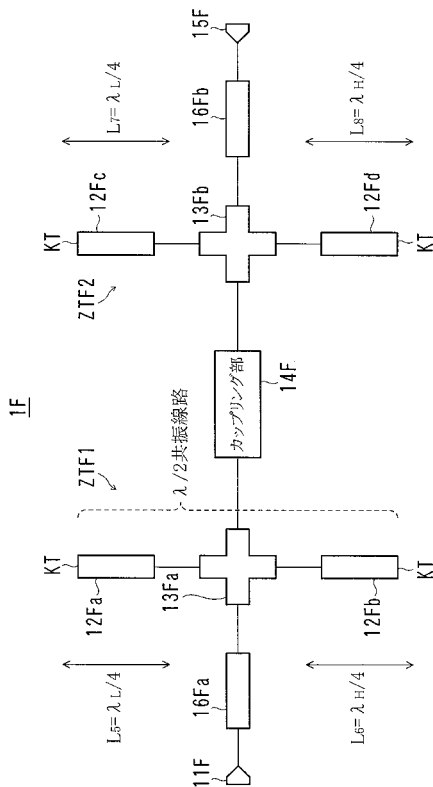
【図6】

第2の実施形態に係るフィルタの構成を示す図



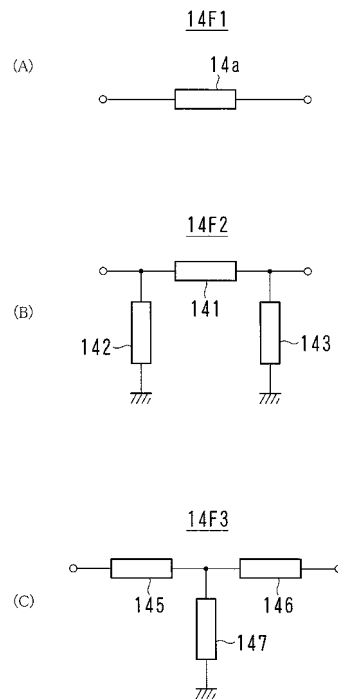
【図7】

第3の実施形態に係るフィルタの構成を説明する図



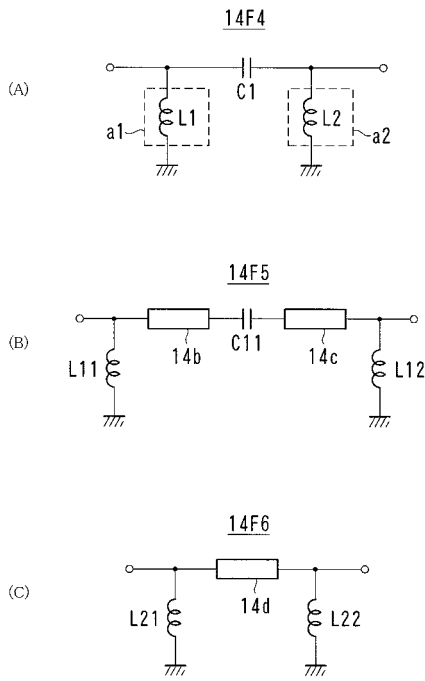
【図8】

カップリング回路の例を示す図



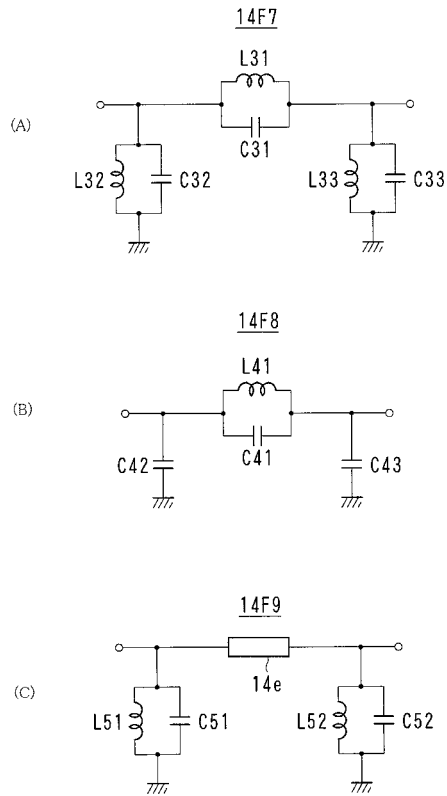
【 図 9 】

カップリング回路の例を示す図



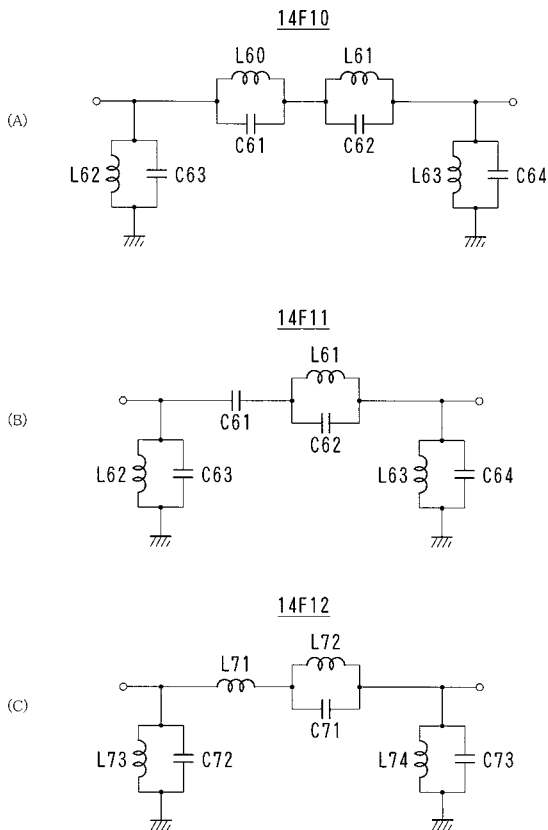
【 図 1 0 】

カップリング回路の例を示す図



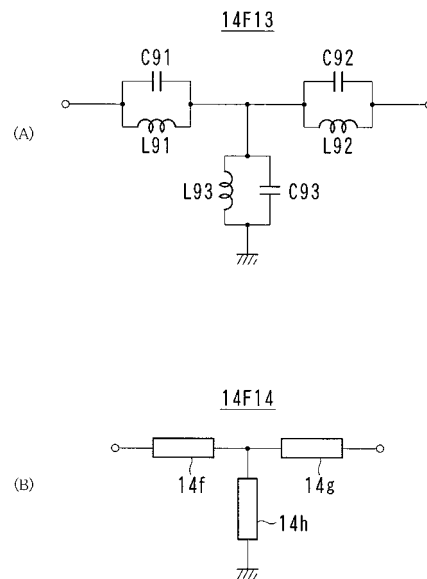
【 図 1 1 】

カップリング回路の例を示す図



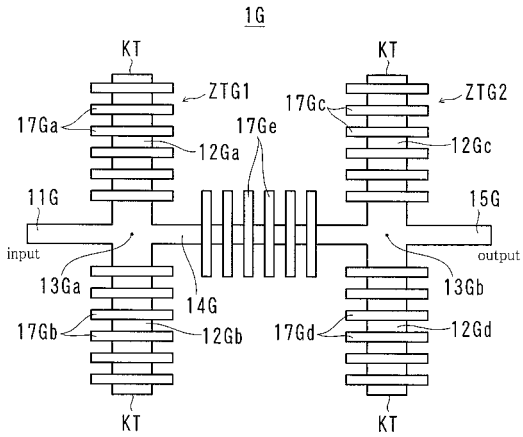
【 図 1 2 】

カップリング回路の例を示す図



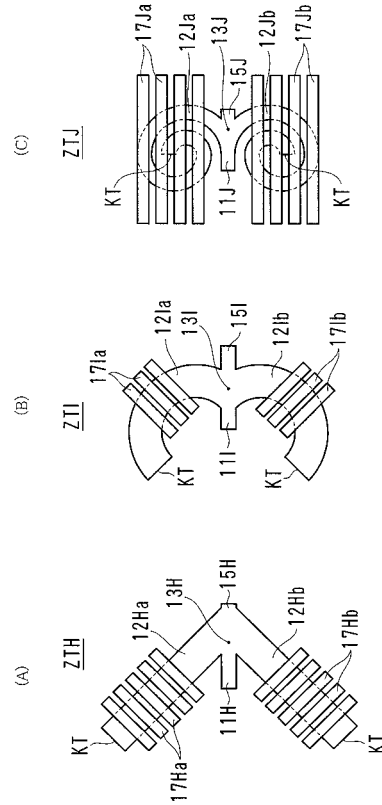
【 図 1 3 】

第4の実施形態に係るフィルタの構成を示す図



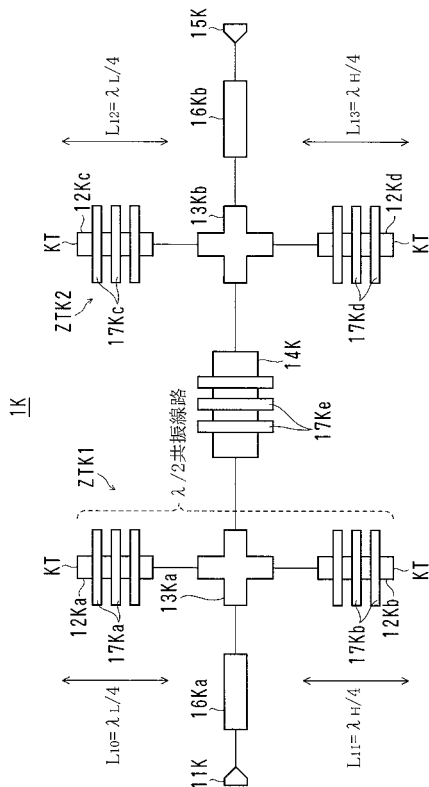
【 図 1 4 】

共振線路対の変形例を示す図



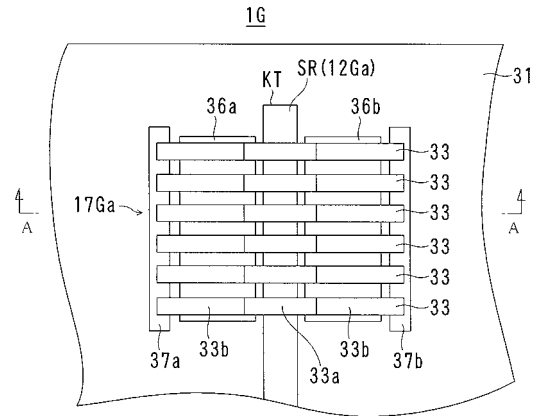
【 図 1 5 】

第5の実施形態に係るフィルタの構成を説明する図



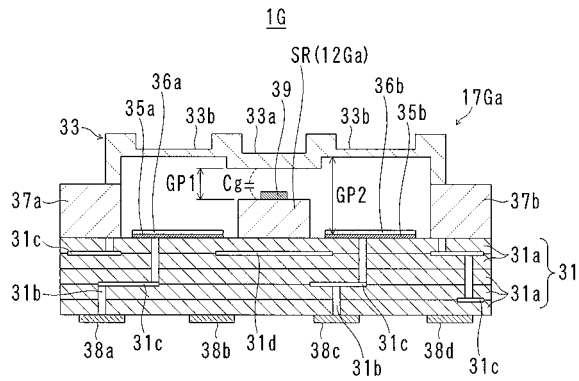
【 図 1 6 】

可変キャパシタの構成の例を示す図



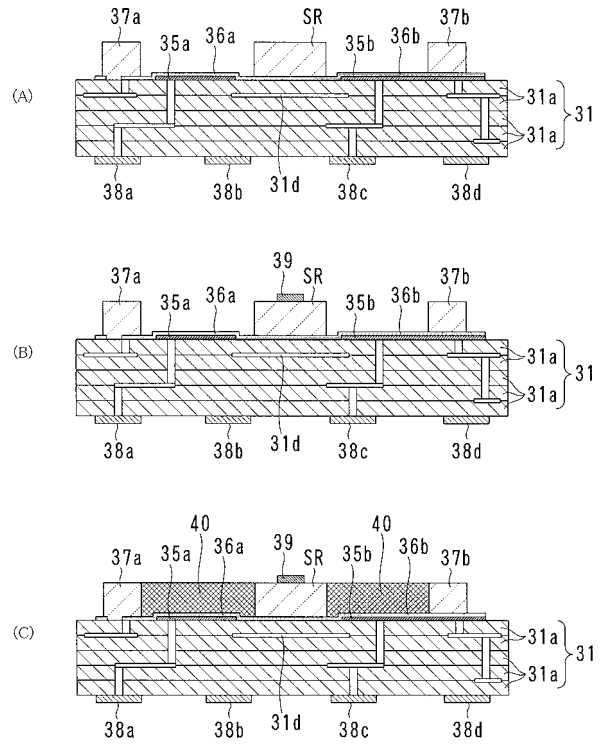
【 図 1 7 】

可変キャパシタの断面図



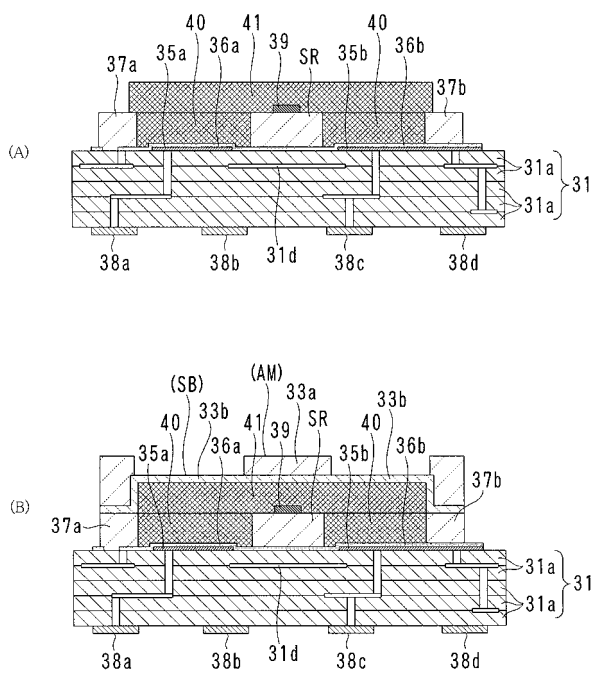
【 図 1 8 】

フィルタの製造工程の例を説明する図



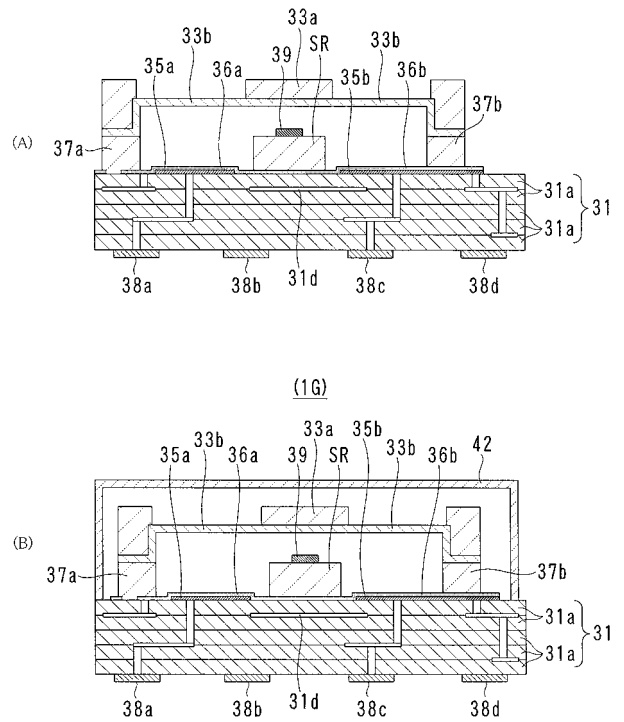
【 図 1 9 】

フィルタの製造工程の例を説明する図



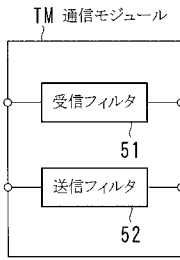
【 図 2 0 】

フィルタの製造工程の例を説明する図



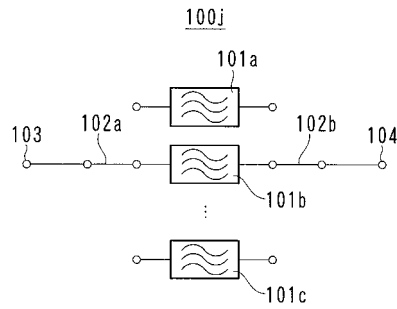
【 図 2 1 】

通信モジュールの構成の例を示す図



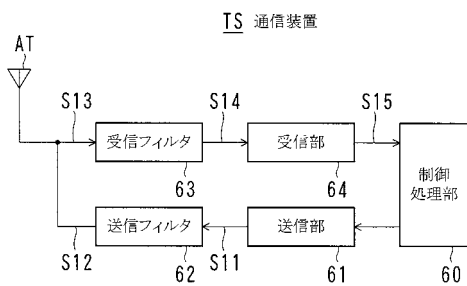
【 図 2 3 】

従来の周波数可変フィルタを示す回路図



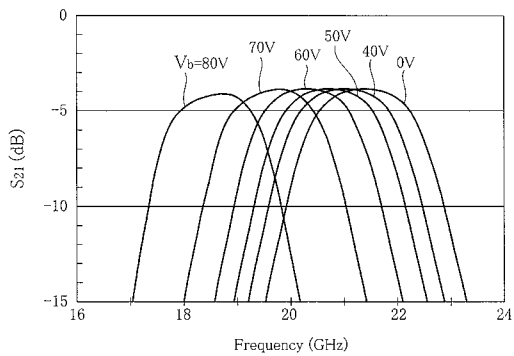
【 図 2 2 】

通信装置の構成の例を示す図



【 図 2 4 】

従来の周波数可変フィルタの制御電圧と通過帯域との関係を示す図



フロントページの続き

(72)発明者 上田 知史

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

Fターム(参考) 5J006 HB03 JA02 JA11 LA01