

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2006 年 9 月 8 日 (08.09.2006)

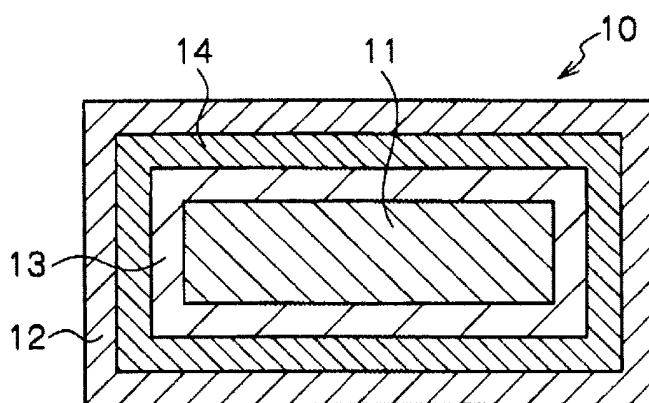
PCT

(10) 国際公開番号
WO 2006/093296 A1

- (51) 国際特許分類:
H01P 7/04 (2006.01) H03H 7/075 (2006.01)
H01P 7/08 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2006/304165
- (22) 国際出願日: 2006 年 3 月 3 日 (03.03.2006)
- (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2005-061691 2005 年 3 月 4 日 (04.03.2005) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 日本電気株式会社 (NEC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1088001 東京都港区芝五丁目 7 番 1 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): 楠本 学 (KUSUMOTO, Manabu) [JP/JP]; 〒1088001 東京都港区芝五丁目 7 番 1 号 日本電気株式会社内 Tokyo (JP).
- (74) 代理人: 藤巻 正憲 (FUJIMAKI, Masanori); 〒1000011 東京都千代田区内幸町二丁目 2 番 2 号 富国生命ビル 5 階 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, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, 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, 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 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
- 添付公開書類:
— 国際調査報告書
- 2 文字コード及び他の略語については、定期発行される各 PCT ガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

(54) Title: TRANSMISSION LINE TYPE NOISE FILTER, PRODUCTION METHOD THEREOF, AND PRINTED CIRCUIT BOARD

(54) 発明の名称: 伝送線路型ノイズフィルタ、その製造方法及びプリント基板



(57) Abstract: A transmission line type filter includes a dielectric layer and a resistance layer between electrically opposing conductors and has a circular or rectangular cross section. When this transmission line type filter has a characteristic impedance Z_0 at resonance frequency and a transmission line length L , a conductance value G_c per unit length of the resistance layer satisfies the following expression: $0.1 \times \pi / (L \times Z_0) \leq G_c \leq 10 \times \pi / (L \times Z_0)$. Thus, it is possible to suppress resonance and effectively lose the noise coming into the filter, thereby adjusting the loss equivalent to the dielectric loss as the transmission line.

(57) 要約: 伝送線路型フィルタは、電気的に対向する導体間に誘電体層と抵抗層とを有し、断面形状が円形又は矩形である。この伝送線路型フィルタの共振周波数での特性インピーダンスを Z_0 とし、伝送線路の長さを L としたとき、抵抗層の単位長さあたりのコンダクタンス値 G_c が下記式の関係を満たすように構成する。 $0.1 \times \pi / (L \times Z_0) \leq G_c \leq 10 \times \pi / (L \times Z_0)$ これにより共振を抑制し、フィルタ内部に入ったノイズを効果的に損失させることができ、伝送線路としての誘電体損失相当の損失を調整できる。

明 細 書

伝送線路型ノイズフィルタ、その製造方法及びプリント基板

技術分野

- [0001] 本発明は、回路間の電磁干渉を抑制するのに有効な電源デカップリング素子としての伝送線路型フィルタ、その製造方法、及び伝送線路型フィルタを備えたプリント基板に関する。

背景技術

- [0002] 電子機器の放射妨害波 (EMI: Electro-Magnetic Interference) 及び電磁干渉は、回路の高速化及び高周波化に伴い、ますます重要な問題となってきた。特に近年、デジタル回路とアナログ回路の混載が進み、回路間の電磁干渉の問題が注目されてきている。例えばLSIの電源端子から漏れ出る高周波電力は、数kHzから数GHzまでの広い周波数範囲に亘る成分を有し、回路間の電磁干渉及び他の機器に対する放射妨害波 (EMI) の原因となることが知られている。そうした高周波電力を、発生源であるLSI内又はその近傍に封じ込めることが、電磁干渉問題を低減し、回路の安定動作を実現する一手段と考えられている。その手段の一例として、広帯域に機能する電源デカップリング用の素子が提案されている。
- [0003] 電源デカップリング用の素子は、LSI等の電子回路のスウィッチングによって発生する高周波電力を、発生源近傍に封じ込め、プリント回路基板等の実装基板の広い範囲に伝搬しないようにするための素子である。そうした電源デカップリング用の素子としては、従来、コンデンサ等のノイズフィルタが用いられてきた。
- [0004] しかし、デジタル回路の高速化に伴うノイズ周波数の広帯域化及び高周波化に対応した電源デカップリング用のノイズフィルタは開発が遅れており、特にコンデンサにおいては、自己共振現象のためにノイズフィルタとしての特性を高周波領域まで維持することが困難であった。そのため、ノイズフィルタを用いた従来の電源デカップリング素子は、広帯域のノイズを除去するために複数のノイズフィルタを組み合わせるのが現状であった。しかしながら、こうしたことは、異種のノイズフィルタを複数設置することになるために、実装面積が大きくなり、コストが高くなるという問題があった。

[0005] こうした問題を解決するため、伝送線路構造を利用した伝送線路型ノイズフィルタが提案されている(例えば、特許文献1～4を参照)。これらの伝送線路型ノイズフィルタは、特性インピーダンスが異なるインピーダンス要素を接続した場合にインピーダンスが変化した時点で電磁波の反射が発生するという現象を利用している。すなわち、これらの伝送線路型ノイズフィルタは、特性インピーダンスを低くして配線のインピーダンスとの差(インピーダンスミスマッチング)を大きくすることにより、発生したノイズをフィルタで反射させてLSI近傍に閉じ込めている。

特許文献1:特開2002-164760号公報

特許文献2:特開2003-101311号公報

特許文献3:特開2002-335107号公報

特許文献4:特開2004-15706号公報

特許文献5:特開平5-347501号公報

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0006] ところで、有限長の伝送線路においては、伝送線路中における電磁波の波長に対して線路の長さが2分の1となる周波数で、伝送線路内部での多重反射等の影響により共振現象が生ずる。この共振周波数近傍では、伝送線路型ノイズフィルタの入力インピーダンスが上昇するため、ノイズフィルタのインピーダンスと配線のインピーダンスとの差(インピーダンスミスマッチング)が小さくなり、伝送線路での電磁波の反射が減少する。そのため、上記各特許文献に記載の伝送線路型ノイズフィルタは、フィルタの長さに依存する自己共振周波数近傍で、ノイズフィルタとしての効果が低減してしまうという問題点があった。

[0007] また、伝送線路型ノイズフィルタにおいては、フィルタ内部に入り込んだ電磁波を誘電体損失によって熱に変換して多重反射による共振の影響を少なくし、その結果としてノイズを低減させていた。しかしながら、誘電体損失を利用してノイズフィルタ内部に入り込んだノイズを低減させるためには、誘電体損失を適切な値とすることが重要となる。誘電体損失が大きすぎる場合には、ノイズフィルタの特性インピーダンスが上昇してインピーダンスミスマッチングが小さくなるために、伝送線路型ノイズフィルタと

しての特性が劣化してしまう。また、誘電体損失が小さい場合には、誘電体損失による熱への変換が十分に働かず、多重反射による共振の影響を少なくすることができない。こうした問題に対しては、誘電体損失のコントロールが容易であればよいが、誘電体損失は誘電体の材質によって決定されるのでコントロールするための選択肢が狭いという難点がある。

[0008] 本発明はかかる問題点に鑑みてなされたものであって、回路間の電磁干渉を抑制するのに有効な電源デカップリング素子としての伝送線路型フィルタであって、共振を抑制し、フィルタ内部に入ったノイズを効果的に損失させることができ、伝送線路としての誘電体損失相当の損失を調整できる伝送線路型フィルタ、その製造方法及びその伝送線路型フィルタを備えたプリント基板を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0009] 本発明に係る伝送線路型フィルタは、電気的に対向する導体間に誘電体層と抵抗層とを有し、断面形状が円形又は矩形の伝送線路型フィルタであって、前記伝送線路型フィルタの共振周波数での抵抗層を導体としたときの特性インピーダンスを Z_0 とし、伝送線路の長さを L としたとき、前記抵抗層の単位長さあたりのコンダクタンス値 G_c が、下記数式1の関係を満たすことを特徴とする。以下、この伝送線路型フィルタを「伝送線路型フィルタA」という。

[0010] [数1]

$$0.1 \times \pi / (L \times Z_0) \leq G_c \leq 1.0 \times \pi / (L \times Z_0)$$

[0011] この発明によれば、電気的に対向する導体間に誘電体層と抵抗層とを有する構造からなる伝送線路型フィルタにおいて、その抵抗層の単位長さあたりのコンダクタンス値を上記数式1の関係を満たすように構成したので、その抵抗層が、伝送線路内の電磁波のフィルタ効果を増加させると共に、フィルタ素子の長さに依存する共振をも抑制するように作用する。その結果、上記数式1の関係を満たす抵抗層を備えた本発明の伝送線路型フィルタは、回路間の電磁干渉を抑制するのに有効な電源デカップリング素子として用いることができ、フィルタ内部に入ったノイズを効果的に損失させることができる。

- [0012] 本発明においては、上記伝送線路型フィルタAにおいて、(1)前記導体間に一つの誘電体層と一つの抵抗層とを有する構成とすること、(2)前記導体間に二つの誘電体層と一つの抵抗層とを有し、前記抵抗層が前記二つの誘電体層間に位置する構成とすること、及び(3)前記導体間に一つの誘電体層と二つの抵抗層とを有し、前記誘電体層が前記二つの抵抗層間に位置する構成とすることが可能である。
- [0013] 上述の(1)～(3)の発明によれば、そのいずれにおいても、電氣的に対向する導体間に誘電体層と上記1式の関係を満たす抵抗層とを有する構造からなるので、こうした構成を有する本発明の伝送線路型フィルタは、回路間の電磁干渉を抑制するのに有効な電源デカップリング素子として用いることができ、フィルタ内部に入ったノイズを効果的に損失させることができる。
- [0014] また、本発明は、前記伝送線路型フィルタAにおいて、前記電氣的に対向する導体が、中心導体及び前記中心導体の外方を囲むように対向配置された外部導体であるように構成することができる。この発明によれば、断面形状が矩形の場合にはシールドストリップ型の伝送線路型フィルタとすることができ、断面形状が円形の場合には同軸伝送線路型のフィルタとすることができる。
- [0015] また、本発明は、前記伝送線路型フィルタAにおいて、前記電氣的に対向する導体が、中心に位置する信号導体、及び前記信号導体の上下方向から挟むように対向配置されたグラウンド導体であり、前記抵抗層が、前記信号導体上に該信号導体を囲むように形成されている構成とすることができる。この発明によれば、中心に位置する信号導体と、その信号導体の上下方向から挟むように対向配置されたグラウンド導体とで導体を構成し、その信号導体上に囲むように抵抗層を形成したので、ストリップ伝送線路型のフィルタとすることができる。
- [0016] また、本発明は、前記伝送線路型フィルタAにおいて、前記電氣的に対向する導体が、平板状の下部導体、及び前記下部導体の上方に対向配置された上部導体であるように構成することができる。この発明によれば、平板状の下部導体と、その下部導体の上方に対向配置された上部導体とで導体を構成したので、並行平板タイプの伝送線路型フィルタとすることができる。
- [0017] 本発明は、前記各伝送線路型フィルタにおいて、前記抵抗層の導電率が、前記導

体の導電率の100分の1以下であることが好ましい。この発明によれば、抵抗層の導電率が導体の導電率の100分の1以下と十分に小さいので、前記フィルタ内の導体及び抵抗層に沿って流れる電流はほとんど導体を通ることになる。したがって、抵抗層の存在は導体のインピーダンスにほとんど影響しないことになり、抵抗層は等価回路的には誘電体層のアドミタンスに直列に入ることになるので、 $\omega C \ll G_c$ となる低周波数のときは抵抗層の影響がほとんどなく、従来通りの伝送線路型フィルタの特性を発揮し、また、 ωC が G_c より極めて大きい場合、即ち $\omega C \gg G_c$ となる高周波数のときは、抵抗層が伝送線路に流れるノイズを吸収することになり、また、共振が発生する周波数付近では、 ωC が G_c より極めて小さい条件、即ち $\omega C \ll G_c$ が成り立つ条件から、 ωC が G_c より極めて大きい条件、即ち $\omega C \gg G_c$ が成り立つ条件へと変化する G_c にすることによりフィルタの共振を抑制することができる。なお、 ω は角周波数、 C は前記伝送線路型フィルタの単位長さあたりのキャパシタンスを表している。

[0018] 本発明は、上述の各伝送線路型フィルタにおいて、前記抵抗層が、カーボン材料、導電性高分子材料、固体電解質、液体電解質、低抵抗合金、又は半導体材料等で形成されていることが好ましい。また、本発明の伝送線路型フィルタにおいては、前記抵抗層が、2層以上の層からなる積層型の抵抗層であるものとすることもできる。

[0019] また、本発明に係る伝送線路型フィルタの製造方法は、電気的に対向する導体間に誘電体層と抵抗層とを有する上記本発明の伝送線路型フィルタの製造方法であって、中心導体上に誘電体層を形成する工程と、前記誘電体層を覆うように2層以上の層からなる抵抗層を形成する工程と、前記抵抗層上に外部導体を形成する工程とを有し、前記2層以上の層からなる抵抗層が、異なる重合方法で形成された導電性高分子層の積層体であることを特徴とする。この製造方法においては、前記2層以上の層からなる抵抗層を形成する工程が、化学酸化重合で導電性高分子層を形成する第1工程と、該第1工程後に電解重合で導電性高分子層を形成する第2工程とを有するように構成することが好ましい。

[0020] また、本発明の他の態様の伝送線路型フィルタの製造方法は、電気的に対向する導体間に誘電体層と抵抗層とを有すると共に断面形状が円形の上記本発明の伝送線路型フィルタの製造方法であって、筒状の誘電体の内表面と外表面に抵抗材料を

メッキして2つの抵抗層を形成する工程と、該2つの抵抗層上に導電性材料をメッキして導体を形成する工程と、を有することを特徴とする。

[0021] また、本発明の更に他の態様の伝送線路型フィルタの製造方法は、電気的に対向する導体間に誘電体層と抵抗層とを有する上記本発明の伝送線路型フィルタの製造方法であって、バルブメタルからなる外部導体の内面に誘電体層としての酸化被膜を形成する工程と、バルブメタルからなる中心導体の外面に誘電体層としての酸化被膜を形成する工程と、酸化被膜が形成された外部導体及び内部導体の間に抵抗層としての電解液を注入する工程と、を有することを特徴とする。

[0022] 更に、本発明に係るプリント基板は、上記本発明の伝送線路型フィルタを搭載したプリント基板であって、電源配線と、LSI電源配線との間に前記伝送線路型フィルタが設置されていることを特徴とする。このとき、前記伝送線路型フィルタを構成する中心導体及び外部導体のいずれか一方が、電源配線とLSI電源配線とを接続し、他の一方が、グラウンド配線に接続されている。

発明の効果

[0023] 本発明の伝送線路型フィルタによれば、誘電体層と導体との間に設けた抵抗層が、伝送線路内の電磁波の共振を抑制するように作用すると共に、フィルタ素子の長さに依存する共振をも抑制するように作用する。その結果、上記数式1の関係を満たす抵抗層を備えた本発明の伝送線路型フィルタは、回路間の電磁干渉を抑制するのに有効な電源デカップリング素子として用いることができ、フィルタ内部に入ったノイズを効果的に損失させることができる。

[0024] また、本発明の伝送線路型フィルタによれば、抵抗層の導電率が導体の導電率の100分の1以下と十分に小さく、フィルタ内に導体及び抵抗層に沿って流れる電流はほとんど導体を通ることになるので、抵抗層の存在は導体のインピーダンスにほとんど影響しないことになり、抵抗層は等価回路的には誘電体層のアドミタンスに直列に入ることになる。その結果、 $\omega C \ll Gc$ となる低周波数のときは抵抗層の影響がほとんどなく、従来通りの伝送線路型フィルタの特性を発揮し、また、 $\omega C \gg Gc$ となる高周波数のときは抵抗層が伝送線路に流れるノイズを吸収することになり、また、共振が発生する周波数付近では $\omega C \ll Gc$ が成り立つ条件から $\omega C \gg Gc$ が成り立

つ条件へと変化する G_c にすることによりフィルタの共振を抑制することができる。

[0025] また、本発明の伝送線路型フィルタの製造方法によれば、上記作用効果を奏する本発明の伝送線路型フィルタを製造上簡便に製造することが可能となる。

[0026] また、本発明のプリント基板によれば、LSIと電源とが本発明の伝送線路型フィルタを介して切り離されることになるので、電源ラインに重畳するノイズは、本発明の伝送線路型ノイズフィルタに入ることになり、その結果、伝送線路型ノイズフィルタ251に入ったノイズは、反射もしくは伝送線路型ノイズフィルタに吸収され、電源回路側に伝搬しないことになる。これにより、同じ電源回路に接続される他のLSIなどにノイズが伝搬せず、また、電源の配線からの放射に起因する不要電磁波の問題も解決できる。

図面の簡単な説明

[0027] [図1]本発明の伝送線路型フィルタの第1実施形態を示す模式斜視図である。

[図2]一般的な伝送線路の微小区間における等価回路を示す模式図である。

[図3]図1の伝送線路型ノイズフィルタの微小区間における等価回路を示す模式図である。

[図4]式12中の a を変化させたときの電力透過特性 S_{21} を示すグラフである。

[図5]本発明の伝送線路型フィルタの電力透過特性 S_{21} の実験例を示すグラフである。

[図6]本発明の伝送線路型フィルタの第2実施形態を示す模式断面図である。

[図7]本発明の伝送線路型フィルタの第3実施形態を示す模式断面図である。

[図8]本発明の伝送線路型フィルタの第4実施形態を示す模式断面図である。

[図9]本発明の伝送線路型フィルタの第5実施形態を示す模式斜視図である。

[図10]本発明の伝送線路型フィルタの第6実施形態を示す模式斜視図である。

[図11]本発明の伝送線路型フィルタの第7実施形態を示す模式斜視図である。

[図12]一般的なシールドストリップ線路型素子の斜視図である。

[図13]図12に示すシールドストリップ線路型素子のA-A'縦断面図である。

[図14]図12に示すシールドストリップ線路型素子のB-B'縦断面図である。

[図15]抵抗層を挿入した本発明に係る伝送線路型フィルタの一例を示す断面図であ

る。

[図16]図15の伝送線路型フィルタの他方向からの断面図である。

[図17]実施例1のシールドストリップ線路型素子を示す断面図である。

[図18]図17のシールドストリップ線路型素子の他方向からの断面図である。

[図19]伝送線路の電力透過特性を測定するときの構成図である。

[図20]実施例1のシールドストリップ線路型素子の電力透過特性の測定結果である。

[図21]実施例1のシールドストリップ線路型素子をネットワークアナライザに接続して測定する構成図である。

[図22]実施例2の同軸形状のセラミック同軸線路型のノイズフィルタを示す斜視図である。

[図23]図22のセラミック同軸線路型ノイズフィルタのC-C'断面図である。

[図24]図22のセラミック同軸線路型ノイズフィルタのD-D'断面図である。

[図25]電源デカップリングを行う場合の一例を回路図である。

[図26]伝送線路型フィルタを装着した後の本発明に係るプリント基板の断面図である。

[図27]伝送線路型フィルタを装着した後の本発明に係るプリント基板の上面図である。

[図28]伝送線路型フィルタを装着する前の基板の断面図である。

符号の説明

- [0028] 10, 20, 30, 60, 70, 80, 90, 100, 110, 120, 130, 170 伝送線路型フィルタ
11, 61, 71, 81, 91, 101, 111, 131, 171 中心導体
12, 62, 72, 82, 92, 102, 112a, 112b, 132, 172 外部導体
13, 63, 73, 83a, 83b, 93, 103, 113, 133, 173 誘電体層
14, 64, 74a, 74b, 84, 94, 104, 114, 134, 174 抵抗層
21, 31 微小区間等価回路における導体の抵抗
22, 32 微小区間等価回路における導体のインダクタンス
23, 33 微小区間等価回路における誘電体層のコンダクタンス
24, 34 微小区間等価回路における誘電体層のキャパシタンス

35 微小区間等価回路における抵抗層のコンダクタンス

105 中空部

121 陽極端子

122 陰極端子

123 モールド樹脂

174a, 174b 導電性高分子層

174c カーボンペースト層

176 マスク

220 伝送線路型フィルタ

221 陽極導体

222 陰極導体

223 誘電体層

224 抵抗層

225 マスク

発明を実施するための最良の形態

[0029] 以下、本発明の実施の形態について、添付の図面を参照して具体的に説明する。本発明に係る伝送線路型ノイズフィルタは、電気的に対向する導体間に誘電体層と抵抗層とを有し、断面形状が円形又は矩形の伝送線路型フィルタであって、その伝送線路型フィルタの共振周波数での特性インピーダンスを Z_0 とし、伝送線路の長さを L としたとき、前記抵抗層の単位長さあたりのコンダクタンス値 G_c が、前記数式1の関係を満たすことに特徴を有している。言い換えれば、電気的に対向する導体間に誘電体層を有する、断面形状が円形又は矩形の伝送線路型フィルタであって、その伝送線路型フィルタの共振周波数での特性インピーダンスを Z_0 とし、伝送線路の長さを L としたとき、前記導体間に設けられた抵抗層の単位長さあたりのコンダクタンス値 G_c が、前記数式1の関係を満たすことに特徴を有している。なお、抵抗層の単位長さあたりのコンダクタンス値 G_c は、 S (ジーメンズ) / m 又は $1 / \Omega m$ で定義される。また、特性インピーダンス Z_0 は周波数特性を持つので、その特性インピーダンス Z_0 は共振周波数でのものである。

[0030] 本発明は、電気的に対向する導体間に誘電体層と抵抗層とを有する構造からなる伝送線路型フィルタであり、その抵抗層の単位長さ当たりのコンダクタンス値を上記式1の関係を満たすように構成したので、その抵抗層が、伝送線路内の電磁波のフィルタ効果を増加させると共に、フィルタ素子の長さに依存する共振をも抑制するように作用する。その結果、上記式1の関係を満たす抵抗層を備えた本発明の伝送線路型フィルタは、回路間の電磁干渉を抑制するのに有効な電源デカップリング素子として用いることができ、フィルタ内部に入ったノイズを効果的に損失させることができる。

[0031] 以下に、上記の作用効果を奏する本発明の伝送線路型ノイズフィルタについて、必要に応じて図面を参照しつつ詳細に説明する。

[0032] (第1実施形態)

図1は、本発明の伝送線路型フィルタの第1実施形態を示す模式的斜視図である。図1に示す伝送線路型フィルタ10は、シールドストリップ線路型のノイズフィルタであり、中心導体11と、その中心導体11の外方を囲むように配置された外部導体12との間に、中心導体側から誘電体層13と抵抗層14が順に形成されたものである。すなわち、この伝送線路型フィルタ10は、中心導体11と、中心導体11の周りに形成された誘電体層13と、その誘電体層13の周りに形成された抵抗層14と、その抵抗層14の周りに形成された外部導体12とを有している。

[0033] (伝送線路の特性)

ここで、本発明の伝送線路型フィルタにおける伝送線路の特性を、微小区間等価回路を元にして考える。

[0034] 先ず、一般的な伝送線路での微小区間等価回路について説明する。図2は、電気的に対向する導体間に誘電体層を有する一般的な伝送線路の微小区間における等価回路を示す模式図である。より詳しくは、図1に示す構成の伝送線路型フィルタから、抵抗層を除いた形態からなる伝送線路型フィルタの等価回路を示す模式図である。この等価回路20は、伝送線路を微小な区間(長さ Δx)に区切り、その微小な区間を、抵抗、インダクタンス、コンダクタンス及びキャパシタンスで表現したものである。単位長さあたりの抵抗を R 、インダクタンスを L 、コンダクタンスを G 、キャパシタンスを C とし、図2に示すように、無限小の Δx の区間に $R \cdot \Delta x$ 、 $L \cdot \Delta x$ 、 $G \cdot \Delta x$ 、 $C \cdot \Delta x$

が無限に並ぶものとし、伝送線路上に分布的に存在する抵抗、インダクタンス、コンダクタンス及びキャパシタンスを表現する。こうすることにより、伝送線路としての特性を表現することができる。

- [0035] 一般の伝送線路の特性は、特性インピーダンス Z_0 と伝搬定数 γ とで表される。特性インピーダンス Z_0 は、伝送線路内に流れる電圧と電流の比を表し、伝搬定数 γ は伝送線路内での損失と位相速度を表す。特性インピーダンス Z_0 及び伝搬定数 γ は、図2中のA部分の線路に直列に入るインピーダンスを Z とし、図2中のB部分の線路に並列に入るアドミタンスを Y としたときに、下記数式2のようになる。

- [0036] [数2]

$$\begin{aligned} Z &= R + j\omega L \\ Y &= G + j\omega C \\ Z_0 &= \sqrt{\frac{Z}{Y}} \\ \gamma &= \sqrt{ZY} \end{aligned}$$

- [0037] また、フィルタの特性は、電力透過特性である S_{21} パラメータにより評価することができる。伝送線路の電力透過特性 S_{21} は、伝送線路の特性インピーダンス Z_0 、伝搬定数 γ 、伝送線路の長さ l 、及びフィルタに接続する配線の特性インピーダンス Z_L により、下記数式3に示すようになる。

- [0038] [数3]

$$S_{21} = \frac{2Z_L Z_0}{2Z_L Z_0 \cosh \gamma l + (Z_L^2 + Z_0^2) \sinh \gamma l}$$

- [0039] 伝送線路のフィルタ特性は、伝送線路の共振により劣化するが、この共振は、伝搬定数 γ の実部で表される伝送線路の損失を上げることで抑制することができる。一般的に、伝送線路の損失は、抵抗 21 とコンダクタンス 23 が影響するが、この抵抗 21 とコンダクタンス 23 を大きくすることで、伝送線路での損失を増加させることができる。しかし、抵抗 21 とコンダクタンス 23 を大きくした場合、本来通すべき直流及び低周波電力のロスが大きくなり、電源線路に挿入する素子として利用できない。それ故、電源回路に挿入するノイズフィルタとしては、直流及び低周波では損失が少なく、伝送線路の共振が発生する周波数では損失が増加することが望ましい。

[0040] 図3は、図1の伝送線路型ノイズフィルタの微小区間における等価回路を示す模式図である。この等価回路30は、図1に示す形態の抵抗層14が存在することにより、抵抗層のコンダクタンス35が誘電体のキャパシタンス34とコンダクタンス33に直列に入る等価回路となる。図1の伝送線路型フィルタ10がこうした等価回路30を示すのは、抵抗層14の導電率が導体(中心導体11及び外部導体12)の導電率よりも十分に小さいためである。このとき、伝送線路に流れる電流はほとんど導体を通るので、抵抗層は、図2に示すA部分のインピーダンスZにはほとんど影響せず、等価回路の構成上、図2に示すB部分にあたる誘電体のアドミタンスYに直列に入る。そのため、伝送線路に並列に入るアドミタンスYは下記数式4のように表される。

[0041] [数4]

$$Y = \frac{G_c(j\omega C + G)}{G_c + j\omega C + G}$$

[0042] 図3の等価回路30で表される図1の伝送線路フィルタ10において、コンダクタンスGは 10^{-6} 以下の非常に小さい値である。したがって、伝送線路フィルタが用いられる周波数帯においては、 $\omega C \gg G$ となり、Gの項は無視できる。したがって、伝送線路フィルタにおいては、抵抗層の単位長さあたりのコンダクタンス値 G_c とキャパシタンスCの関係のみを考慮すればよいことになる。上記式4において、 $G_c \gg \omega C$ の場合には、式4は $Y = j\omega C$ と近似できるが、この近似式は、一般的な伝送線路フィルタの場合と同じ式である。したがって、 $G_c \gg \omega C$ となる周波数領域においては、一般的な伝送線路フィルタと同じ特性を示す。

[0043] 一方、上記数式4において、 $G_c \ll \omega C$ の場合には、上記数式4は $Y = G_c$ と近似できる。このとき、伝送線路の伝搬定数 γ は下記数式5のようになる。

[0044] [数5]

$$\gamma = \sqrt{j\omega L G_c} = \sqrt{\frac{\omega L G_c}{2}} + j\sqrt{\frac{\omega L G_c}{2}}$$

[0045] 伝搬定数 γ の実数部は、伝送線路の損失を表している。したがって、 $G_c \ll \omega C$ の場合は、周波数の上昇と共に損失が増加することになる。伝送線路内部の損失が増加することにより、フィルタとしての効果が増す。しかし、 $G_c \ll \omega C$ の場合は、例

えば以下のような問題もある。抵抗を有する伝送線路型フィルタの特性インピーダンス Z_0 は下記数式6で表される。

[0046] [数6]

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega L}{G_c}} = \sqrt{\frac{\omega L}{2G_c}} + j\sqrt{\frac{\omega L}{2G_c}}$$

[0047] 伝送線路型フィルタは、配線の特性インピーダンス Z_L を $Z_L \gg Z_0$ とすることでインピーダンスがミスマッチとなって電磁波を反射させることができ、フィルタ効果を発揮させることができる。ところが、 $G_c \ll \omega C$ である場合は、伝送線路型フィルタの共振周波数での特性インピーダンス Z_0 は、抵抗層のアドミタンスがないときに比べて上昇することになる。したがって、 Z_0 と Z_L のインピーダンスミスマッチが減少し、その結果、反射によるフィルタ効果が減少することになる。

[0048] ところで、 G_c と ωC との関係は、角周波数 ω で変化する。周波数が低いときは、 $G_c \gg \omega C$ となり、周波数が高くなると $G_c \ll \omega C$ となる。したがって、伝送線路型フィルタは、周波数の上昇に伴い、損失のない伝送線路特性から、伝送線路内の損失が大きい伝送線路特性へと変化する。

[0049] ここで、直流及び低周波では $G_c \gg \omega C$ の条件となり、共振周波数付近で $G_c \ll \omega C$ の条件に変異するように G_c を設定した場合を考える。 G_c をこのように設定した場合、抵抗層を有する伝送線路型フィルタ(図1を参照)の特性は、直流及び低周波では従来の伝送線路型フィルタの特性を示し、また、伝送線路の共振が発生する周波数では損失が多くなって共振が抑制されたフィルタ特性となる。つまり、直流及び低周波での損失を増加させることなく、高周波の損失を増大させて共振を抑制することができる。したがって、伝送線路型フィルタに抵抗層を入れて、その抵抗層のコンダクタンス値 G_c を適切な値にすることによって、フィルタ特性を改善することができる。

[0050] そこで、適切なコンダクタンス値 G_c を求める。ここで、共振時の角周波数 ω_0 付近で $G_c \ll \omega C$ の条件へと変異すればよいことから、共振周波数 ω_0 で $G_c = \omega C$ となる G_c を基準に考える。 C は、特性インピーダンス Z_0 と伝搬定数 γ とより次の式で表される。

[0051] [数7]

$$C = \text{im} \left(\frac{\gamma}{Z_0} \right) / \omega$$

[0052] ただし、 $\text{im}(x)$ は x の虚数係数で、下記数式8により表される。

[0053] [数8]

$$\text{im}(x) = \frac{x - \bar{x}}{2}$$

[0054] したがって、 G_c は下記数式9で表される。

[0055] [数9]

$$G_c = \text{im} \left(\frac{\gamma}{Z_0} \right) \Big|_{\omega=\omega_0}$$

[0056] ここで、伝送線路長 l で、共振周波数 ω_0 の時は下記数式10で示す条件が成り立つ。

[0057] [数10]

$$\text{im}(\gamma)l = \pi$$

[0058] この式を式9に代入してまとめると下記数式11となる。

[0059] [数11]

$$G_c = \frac{2\pi}{lZ_0} + \frac{\bar{\gamma}(Z_0 - Z_0)}{Z_0 Z_0}$$

[0060] ここで、電氣的に対向する導体間に誘電体層を有する通常の伝送線路型フィルタ(すなわち、図2に示す等価回路を構成する伝送線路型フィルタ)においては、 $\text{im}(Z_0) \neq 0$ である。したがって、基準とする G_c は下記数式12で表される。 $\text{im}(Z_0) \neq 0$ のときに、数式12の前式となり、そうでないときに、数式12の後式のように、 G_c は定数 a 倍の値となる。

[0061] [数12]

$$G_c = \frac{2\pi}{lZ_0}$$

ここで、

$$G_c = \frac{2a\pi}{lZ_0}$$

[0062] ここで、上記式12において任意の定数 a を変化させることにより、最適な値を求めた。式2及び式3より電力透過特性 S_{21} を評価した。図4は、 a を変化させたときの電力透過特性 S_{21} である。図4の結果からわかるように、 $0.05 \leq a \leq 5$ の範囲で伝送線路フィルタの特性が向上することがわかった。したがって、最適なコンダクタンス値 G_c は数式1で示す範囲となる。

[0063] 図1の抵抗層14の単位長さあたりのコンダクタンス値 G_c を前記数式1の関係を満たすように設定すると、フィルタ特性は、伝送線路が共振周波数に近づいたとき、キャパシタンス34の影響よりもコンダクタンス35の影響が強くなる($G_c > \omega C$)。そのため、共振周波数に近づいたときには、コンダクタンスの大きな伝送線路の性質に近づき、伝送線路の損失が急激に上昇することになる。一方、共振周波数よりも十分に低い周波数においては、コンダクタンス35の影響は、キャパシタンス34の影響に比べて十分に小さいため($G_c < \omega C$)、フィルタ特性は、伝送線路としてのインピーダンスに大きく影響せず、従来特性を維持することができる。したがって、低周波では、従来の伝送線路型ノイズフィルタの特性を維持し、ノイズフィルタの共振周波数に近づくにつれてノイズフィルタの損失を増大させることが可能となる。このことにより、本発明に係る伝送線路型フィルタは、その共振を防ぎ、より高い遮断特性を有するノイズフィルタになる。

[0064] 図5は、本発明の伝送線路型フィルタの電力透過特性 S_{21} の実験例を示すグラフである。図5の電力透過特性 S_{21} は、特性インピーダンス Z_0 を 0.1Ω 、線路長 L を 3cm 、波長短縮率を $1/30$ 、式1の係数を1(式12の a を 0.5)として計算することにより求めたものである。図5中、曲線51はコンダクタンス値 G_c が0のときの電力透過特性 S_{21} であり、曲線52はコンダクタンス値 $G_c = 1 \times \pi / (L \times Z_0)$ のときの電力透過特性 S_{21} である。損失の無い伝送線路での電力透過特性(曲線51)に比べ、適切な抵抗層を入れてコンダクタンス値 G_c を $1 \times \pi / (L \times Z_0)$ にしたときの伝送線路での電力透過特性(曲線52)は、損失のない伝送線路での共振周波数の $1/4$ までの周波数(P点)でほぼ同じ特性を示し、共振周波数の $1/4$ 以上においては共振が無くなり、高い遮断性を示しているのが確認された。こうした電力透過特性 S_{21} を有する本発明の伝送線路型フィルタは、周波数の上昇に伴って対数的に遮断性能を上げること

ができると共に、抵抗層を調整することにより損失を調整することができる。

[0065] 伝送線路の共振を抑えることは、誘電体損失を調整したり、導体の抵抗を調整したりすることでも可能である。しかし、導体の抵抗を調整すると、直流電力の損失が増えるという難点がある。特に電源に挿入する電源デカップリング素子は、直流電力の損失は少ない必要があるため、導体の抵抗は事実上調整することができない。一方、誘電体損失は誘電体の材質や製法によって決定されるので、その誘電体損失を調整するためには、材料の変更や製造法の変更が必要であり、容易にコントロールできない。特に、特開2003-101311のような導体にアルミニウムを用い、誘電体に酸化アルミニウムを用いた場合等は、導体を酸化させることで誘電体を構成しているため、誘電体損失を調整することはできない。しかし、本発明のように、抵抗層による調整の場合は、比較的容易に行うことができる。例えば、抵抗層の厚さを調整することにより、抵抗層のコンダクタンスを容易に調整することができる。

[0066] ここで、共振周波数について簡単に説明する。共振周波数は、伝送線路長 l と伝搬定数 γ の虚数部(波長圧縮率)で決定される。共振は、伝送線路内を電磁波が往復する時間 t と、電磁波の周波数分の一である $1/f$ とが一致するときに発生する。伝送線路の一方の端部から入った電磁波は、もう一方の端部で反射して戻ってくる。戻ってきた電磁波と入ってくる電磁波との位相が一致すると、伝送線路内の電磁波を強め合って共振が発生する。 $1/f$ と往復時間 t とが一致すれば、当然位相が一致し、これを波長で表現すると、伝送線路内を通る電磁波の波長の半分と伝送線路の長さとは一致する。電磁波は真空中において光速 c で伝わるが、誘電体の内部では誘電体の誘電率と透磁率とで決定される波長圧縮率分の1の速度になる。これらより、式を立てると上記式9の条件となる。損失が0のとき、上記数式10を上記式3に代入すると1になる。つまり、共振しているときは、電磁波は伝送線路内を全てとおることになる。また、伝送線路内の損失が大きい場合、反射し戻ってくるまでに電磁波が損失するので、戻ってきた電磁波と入ってくる電磁波とが強め合わないために、共振が抑えられる。

[0067] (第2～第7実施形態)

図6は、本発明の伝送線路型フィルタの第2実施形態を示す模式断面図である。図

6に示す伝送線路型フィルタ60は、シールドストリップ線路型のノイズフィルタであり、中心導体61と、その中心導体61の外方を囲むように対向配置された外部導体62との間に、中心導体側から抵抗層64と誘電体層63がその順で形成されたものである。すなわち、この伝送線路型フィルタ60は、中心導体61と、中心導体61の周りに形成された抵抗層64と、その抵抗層64の周りに形成された誘電体層63と、その誘電体層63の周りに形成された外部導体62とを有している。

[0068] 図7は、本発明の伝送線路型フィルタの第3実施形態を示す模式断面図である。図7に示す伝送線路型フィルタ70は、シールドストリップ線路型のノイズフィルタであり、中心導体71と、その中心導体71の外方を囲むように対向配置された外部導体72との間に、中心導体側から抵抗層74aと誘電体層73と抵抗層74bとがその順で形成されたものである。すなわち、この伝送線路型フィルタ70は、中心導体71と、中心導体71の周りに形成された抵抗層74aと、その抵抗層74aの周りに形成された誘電体層73と、その誘電体層73の周りに形成された抵抗層74bと、その抵抗層74bの周りに形成された外部導体72とを有している。この伝送線路型フィルタ70は、筒状の誘電体(誘電体層73)の内表面と外表面に抵抗材料をメッキして2つの抵抗層(抵抗層74aと抵抗層74b)を形成する工程と、その2つの抵抗層(抵抗層74aと抵抗層74b)上に導電性材料をメッキして導体(中心導体71と外部導体72)を形成する工程とを有する方法により製造できる。

[0069] この伝送線路型フィルタ70は、誘電体層73にメッキ等の手段で抵抗層74a, 74bを形成することにより製造できるので、生産性の点で有効である。具体的には、先ず、筒型の誘電体(誘電体層73)を準備した後、その誘電体の内表面と外表面にメッキにより抵抗層74a, 74bを形成し、その後、その抵抗層74a, 74b上にメッキ等の手段で導体71, 72を形成することにより、図7に示す伝送線路型フィルタを製造できる。この場合の抵抗層74a, 74bのコンダクタンス値 G_c は、誘電体の内側と外側に形成された二つの抵抗層74a, 74bを両方合わせた値で調整することができる。なお、コンダクタンス値 G_c は、 $[\text{抵抗層74a, 74bの表面積}] / [\text{抵抗層74a, 74bの厚さ}] \times [\text{抵抗層74a, 74bの導電率}]$ で決定され、例えば円筒形の場合は、抵抗層の厚さが厚くなると表面積が変化するので、積分により求める必要がある。

[0070] 図8は、本発明の伝送線路型フィルタの第4実施形態を示す模式断面図である。図8に示す伝送線路型フィルタ80は、シールドストリップ線路型のノイズフィルタであり、中心導体81と、その中心導体81の外方を囲むように対向配置された外部導体82との間に、中心導体側から誘電体層83aと抵抗層84と誘電体層83bとがその順で形成されたものである。すなわち、この伝送線路型フィルタ80は、中心導体81と、中心導体81の周りに形成された誘電体層83aと、その誘電体層83aの周りに形成された抵抗層84と、その抵抗層84の周りに形成された誘電体層83bと、その誘電体83bの周りに形成された外部導体82とを有している。

[0071] この伝送線路型フィルタ80において、二つの誘電体層83a, 83bは同じ材料で形成したものであってもよいし、異なる材料で形成したものであってもよい。なお、中心導体81と外部導体82とをアルミニウムで構成することにより、各導体に隣接する誘電体層83a, 83bをアルミニウム酸化膜として容易に形成することができる。このときの抵抗層84としては、例えば電解液等で構成することができる。このように、極性のある素子を多層にすることにより逆バイアスを掛けても壊れず無極性を実現することができるが、この第4実施形態においては、極性のある素子同士の間には抵抗層を入れることで実現できる。なお、この伝送線路型フィルタ80は、アルミニウム等のバルブメタルからなる外部導体82の内面に誘電体層83bとしての酸化被膜を形成する工程と、同じくアルミニウム等のバルブメタルからなる中心導体81の外面に誘電体層83aとしての酸化被膜を形成する工程と、酸化被膜が形成された外部導体82及び内部導体81の間に抵抗層84としての電解液を注入する工程と、を有する方法で製造できる。

[0072] 図9は、本発明の伝送線路型フィルタの第5実施形態を示す模式斜視図である。この伝送線路型フィルタ90は、同軸線路型のノイズフィルタであり、中心導体91と、その中心導体91の外方を囲むように対向配置された外部導体92との間に、中心導体側から誘電体層93と抵抗層94とがその順で形成されたものである。すなわち、この伝送線路型フィルタ90は、中心導体91と、中心導体91の周りに形成された誘電体層93と、その誘電体層93の周りに形成された抵抗層94と、その抵抗層94の周りに形成された外部導体92とを有している。

[0073] 図10は、本発明の伝送線路型フィルタの第6実施形態を示す模式斜視図である。

この伝送線路型フィルタ100は、中心導体101が中空部105を有しているセラミック同軸線路型のノイズフィルタであり、他の各構成は上記第5実施形態(図9参照)の同軸線路型のノイズフィルタ90と同じである。この伝送線路型フィルタ100において、中心導体101は中空部105を有する円筒型となっており、その構成材料としては、銅、銀、ニッケル、錫、金等の金属や合金等を挙げることができる。中心導体101の周りに形成されている誘電体103は、高誘電体絶縁材からなるものであり、ジルコン酸カルシウム、チタン酸バリウム、チタン酸マグネシウム、錫酸カルシウム等の高誘電率のセラミック材料で形成される。

[0074] こうしたセラミック同軸線路型の伝送線路型フィルタ100は、中空部を有するセラミックパイプを準備し、そのセラミックパイプの外周面に抵抗層104を形成した後、セラミックパイプの内面及び前記抵抗層上にメッキにより導体を形成することにより製造することができる。抵抗層104は抵抗ペーストを用いて形成することができる。

[0075] 図11は、本発明の伝送線路型フィルタの第7実施形態を示す模式斜視図である。この伝送線路型フィルタ110は、ストリップ線路型のノイズフィルタであり、信号導体(中心導体)111と、その信号導体111を上下から挟むように対向配置された2つの平板状のグラウンド導体(外部導体)112a, 112bとの間に、信号導体側から抵抗層114と誘電体層113とがその順で形成されたものである。すなわち、この伝送線路型フィルタ110は、信号導体111と、信号導体111の周りに形成された抵抗層114と、その抵抗層114の周りに形成された誘電体層113と、その誘電体層113を上下から挟むように対向配置された2つの平板状のグラウンド導体112a, 112bとを有している。

[0076] (各構成要素の説明)

次に、上記の各実施形態の構成要素について説明する。

[0077] 中心導体と外部導体は、銅、銀、金、アルミニウム、ニッケル、錫等の金属やそれらの合金等、導電率が高い(1, 000, 000S/m以上)導体であることが望ましい。こうした中心導体と外部導体はメッキ等により形成することができる。伝送線路型ノイズフィルタを電源デカップリング素子として用いるためには、中心導体と外部導体が直流電力を効率よく流すことができる必要がある。そのために、この中心導体の導電率はできるだけ高いことが好ましい。中心導体と外部導体の導電率は、1, 000, 000S/

m以上であることが望ましく、その理由としては、電源デカップリング素子として用いる場合、中心導体と外部導体の抵抗による直流電力の損失を少なくする必要があるからである。

- [0078] また、中心導体と外部導体は、弁作用金属(バブルメタル)からなるものであってもよい。そうした材料としては、例えば、アルミニウム、アルミニウム合金、タンタル、タンタル合金、ニオブ、ニオブ合金等を挙げることができる。弁作用金属は、絶縁体である酸化被膜を容易に形成することができる。なお、その酸化被膜は、本発明においては誘電体層となる。
- [0079] 誘電体層は、中心導体及び／又は外部導体の表面に酸化被膜を形成した酸化被膜とすることができる。すなわち、中心導体及び／又は外部導体の表面を陽極酸化することにより、中心導体及び／又は外部導体の表面積が拡大した酸化皮膜が形成され、この酸化被膜が誘電体として作用する。なお、図10の第6実施形態の場合のように、中空部105を有するセラミックパイプを用いることもできる。
- [0080] 抵抗層は、例えば、カーボン材料、又は、ポリピロール、ポリチオフェン若しくはポリアニリン等の導電性高分子材料、又は、固体電解質若しくは液体電解質、又は、ニッケル、マンガン、クロム等の導電率の低い金属若しくは合金、又は、シリコン若しくはガリウム砒素等の半導体等、導電率が上記導体の導電率の100分の1以下の材料で構成されることが好ましい。
- [0081] また、本発明の伝送線路型フィルタにおいては、抵抗層を、2層以上の層からなる積層型の抵抗層とすることもできる。2層以上の抵抗層を形成する方法としては各種の方法を採用可能であるが、例えば導電性高分子層を積層する方法を挙げることができる。この場合、同じ材料であってもよいし、異なる材料であってもよい。また、同じ材料を異なる方法で積層させてもよいし、異なる材料を同じ方法で積層させたものであってもよい。一例としては、後に実施例で説明するように、化学酸化重合で導電性高分子層を形成した後、電解重合で導電性高分子層を形成して積層させることができる。
- [0082] 抵抗層を液体電解質を用いて構成する場合には、溶媒として、水、エチレングリコール、エチレングリコールモノメチルエーテル、グリセリン、 γ -ブチロラクトン又はN-

メチルホルムアミド等を用い、電解質として、ホウ酸、アジピン酸、マレイン酸、安息香酸、フタル酸、サリチル酸、アンモニア、トリエチルアミン又は水酸化テトラメチルアンモニウム等を用いたものを挙げることができる。

[0083] 抵抗層の厚さは、伝送線路型ノイズフィルタ素子の幅と、抵抗層の導電率とから、上記式1の関係を満たすコンダクタンス値 G_c を実現することができるように決定される。より詳しくは、抵抗層の厚さは次のように求められる。

[0084] 本発明において、抵抗層を導体の導電率の100分の1以下の材料で構成することにより、抵抗層の単位長さあたりのコンダクタンス値 G_c は上記式1の関係を満たすことになって、フィルタ内に流れる電流はほとんど導体を通ることになる。したがって、抵抗層の存在は導体のインピーダンスにほとんど影響しないことになり、抵抗層は等価回路的には誘電体層のアドミタンスに直列に入ることになるので、 $\omega C \ll G_c$ となる低周波数のときは抵抗層の影響がほとんどなく、従来通りの伝送線路型フィルタの特性を発揮し、また、 $\omega C \gg G_c$ となる高周波数のときは抵抗層が伝送線路に流れるノイズを吸収することになり、また、共振が発生する周波数付近では $\omega C \ll G_c$ が成り立つ条件から $\omega C \gg G_c$ が成り立つ条件へと変化する G_c にすることによりフィルタの共振を抑制することができる。

[0085] コンダクタンス値 G_c は、一般に、「抵抗体の導電率 $\times$ 抵抗体の面積 $\div$ 抵抗体の厚さ」で決定される。本発明においては、「抵抗層の導電率(S/m) $\times$ 抵抗層の周長さ(m) $\div$ 1(単位長さ) $\div$ 厚さ(m)=コンダクタンス値 G_c (S/m)」となる。ここで、抵抗層の周長さは厚さによって変わる(すなわち、抵抗層が厚くなっていくと周長さが長くなる)ので、実際には、抵抗層の周長さを $f(x)$ (厚さ x の関数)としたとき、 $\int 1/(\text{導電率} \cdot f(x)) \cdot dx = 1/G_c$ 、となる。なお、抵抗層の周長さは、中心導体上又は誘電体層上に抵抗層を形成する場合には中心導体又は誘電体層の外周長さで表され、外部導体の内側又は誘電体層の内側に抵抗層を形成する場合には外部導体の内周長さ又は誘電体層の内側長さで表され、中間層として抵抗層が形成される場合には形成される抵抗層の厚さ方向の中心を通る周長さで表される。

[0086] 一例として、図9及び図10に示す同軸線路型のノイズフィルタのように、円筒形で誘電体層の外周に抵抗層を設けるときの数式を下記数式13に示す。誘電体層の外

周の半径を r 、抵抗層の導電率を σ 、抵抗層の外周の半径を R とし、抵抗層の周長さを関数 f とすると、抵抗層の厚さ d は以下のようになる。

[0087] [数13]

円の円周

$$f(x) = 2\pi x$$

外周を積分

$$\frac{1}{G_c} = \int_r^R \frac{1}{\sigma f(x)} dx$$

$$\frac{1}{G_c} = \int_r^R \frac{1}{2\pi\sigma x} dx$$

$$\frac{1}{G_c} = \frac{1}{2\pi\sigma} (\log R - \log r)$$

$$\log \frac{R}{r} = \frac{2\pi\sigma}{G_c}$$

$$R = r e^{\frac{2\pi\sigma}{G_c}}$$

ここで厚み d は

$$d = R - r$$

だから

$$d = r \left(1 - e^{-\frac{2\pi\sigma}{G_c}} \right)$$

[0088] 上記のように、抵抗層の厚さは、円筒のように断面構造が簡単であれば比較的容易に求めることはできるが、エッチング等により断面構造が複雑になれば、簡単な数式では求まらない。しかし、抵抗層が薄く、抵抗層の厚さにかかわらず外周が変化しないと仮定すれば、「導電率×周長さ／厚さ＝コンダクタンス値 G_c 」、により求めることができる。多くの場合、抵抗層の厚さは十分に薄いため、この式により求めることができる。

[0089] 本発明の伝送線路型ノイズフィルタにおいては、その伝送線路型ノイズフィルタの共振周波数での特性インピーダンスを Z_0 とし、伝送線路の長さを L としたとき、抵抗層の単位長さあたりのコンダクタンス値 G_c が、上記数式1の関係を満たすように構成される。本発明においては、特に抵抗層の単位長さあたりのコンダクタンス値 G_c として、下記数式14の値に設定することが望ましい。

[0090] [数14]

$$G_c = \frac{\pi}{lZ_0}$$

[0091] 共振周波数での特性インピーダンス Z_0 は、シミュレーションや近似式、計測から求めることができ、求めた共振周波数での特性インピーダンス Z_0 の値と、ノイズフィルタの伝送線路部の長さ L とより、上記数式1を用いて抵抗層の単位長さあたりのコンダクタンス値 G_c を決定する。

[0092] 特性インピーダンス Z_0 は、シミュレーションや近似式又は計測から求めることができ、求めた特性インピーダンス Z_0 の値と、ノイズフィルタの伝送線路部の長さ L とより、上記式1を用いて抵抗層の単位長さあたりのコンダクタンス値 G_c を決定する。具体的な手順を、シールドストリップ線路型素子の例を交えながら説明する。

[0093] 図12は一般的なシールドストリップ線路型素子の斜視図であり、図13はそのA-A'縦断面図であり、図14はそのB-B'縦断面図である。先ず、特性インピーダンス Z_0 を求める。シールドストリップ線路型素子の特性インピーダンス Z_0 は、伝送線路の電磁波が伝搬する向きに垂直な断面構造(図14に示す断面図)から求めることができる。このとき、求める特性インピーダンス Z_0 は抵抗層を入れる前の状態で求める。つまり、誘電体層133の内外が導体(中心導体131、外部導体132)である状態で求める。ここで、図12～図14に例示したシールドストリップ線路の場合、誘電体層133の厚さ d は非常に小さいため、角の影響は十分に少なく、また、中心導体131にはエッチング等の処理はされていないものとする、誘電体層133の周長さ $t = (w_1 + w_2) / 2 \times 2 + (h_1 + h_2) / 2 \times 2$ (内周と外周の平均を上下左右分考慮したもの)と、誘電体層133の誘電率 ϵ と、誘電体層133の透磁率 μ とより下記数式15で求められる。

[0094] [数15]

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{d}{t}$$

[0095] 求めた特性インピーダンス Z_0 と伝送線路長 L (図13の L)を式1に代入して、挿入する抵抗層のコンダクタンス値 G_c を算出する。算出したコンダクタンス値 G_c の最小値 G_{cL} と最大値 G_{cH} より、目的のコンダクタンス値 G_c を持つ抵抗層が本発明の伝送線路型フィルタに挿入する抵抗層となる。

[0096] 次に、抵抗層の導電率 ρ とその断面構造から、計算により必要な抵抗層の構造を求め、
 導体(中心導体131又は外部導体132)と誘電体層133との間に抵抗層を挿入する。
 このとき、誘電体層133の形状を変化させないように、抵抗層を挿入するように設計することが望ましく、そのため、導体(中心導体131又は外部導体132)の形状を一部変化させる。誘電体層133の外周上に抵抗層を設ける場合を考えると、抵抗層は誘電体層133を覆う形状となるので変化できるパラメータは抵抗層の厚さである。そこで、目的のコンダクタンス値を持つ抵抗層を実現する厚さを求める。ここで、抵抗層の厚さを誘電体層133の幅 w_2 などに比べて十分小さいものとし、角の影響もほとんどないものとする。このとき、誘電体層133の外周長さ($t_2 = w_2 \times 2 + h_2 \times 2$)と、抵抗層の導電率 σ とより、次の数式16を構成できる。

[0097] [数16]

$$G_c = \frac{\sigma_2}{d_2}$$

$$\therefore \frac{\sigma_2}{G_{cl}} < d_2 < \frac{\sigma_2}{G_{cl}}$$

[0098] これらの式より、目的の抵抗層の厚さを求め、外部導体132と誘電体層133との間に抵抗層を挿入する。図15と図16は、抵抗層134を挿入した本発明に係る伝送線路型フィルタの一例を示す断面図である。以上により、抵抗層を有する伝送線路型ノイズフィルタが構成できる。

実施例

[0099] 次に、本発明の効果を実証するために具体的に製造した実施例の伝送線路型ノイズフィルタについて詳しく説明する。

[0100] (実施例1)

図17に示す断面構造を有する固体電界コンデンサ型のシールドストリップ線路型素子を作製した。図18はその側面の断面図である。なお、このシールドストリップ線路型素子の外観は、図12と同様である。実施例1のシールドストリップ線路型素子170は、中心導体171と、中心導体171の周りに形成された誘電体173と、誘電体173の周りに形成された抵抗層174(導電性高分子層174a, 174b)と、抵抗層174の周

りに形成されて接着層として機能する導電性カーボンペースト層174cと、導電性カーボンペースト層174cの周りに形成された外部導体172とを有している。

[0101] この実施例1のシールドストリップ線路型素子の作製方法について順に説明する。この実施例では、中心導体上に誘電体層を形成する工程と、誘電体層を覆うように2層からなる抵抗層を形成する工程と、抵抗層上に外部導体を形成する工程とを有し、その2層からなる抵抗層を異なる重合方法で形成して導電性高分子層を積層している。より詳しくは、まず、中心導体121として矩形状のアルミニウムを用いた。次に、この中心導体171の表面をエッチング処理して表面積を大きくした。エッチング処理は、塩化物水溶液中で交流電流を印加することでアルミニウムからなる中心導体171の表面を選択的に溶解させて荒し、表面積を拡大させた。このときのエッチング深さは40 μ m程度であり、エッチングにより表面積を約100倍大きくさせることができた。また、陽極端子121を接続する部分を保護するため、中心導体171の長さ方向の両端部2mmずつにマスク176を作製した。このマスク176は、フッ素樹脂(ヘキサフルオロプロピレン)の溶液中に浸漬し、乾燥させて形成した。このマスク176のため、本実施例での線路部分の長さLは、中心導体171の長さから、マスクの長さ分を引いた16mmとなる。この後、この中心導体171の表面を、6.3Vの電圧で陽極酸化した。この陽極酸化により、中心導体171の表面に酸化アルミニウムからなる誘電体層173を形成した。この誘電体層173は厚さが10nm、誘電率 ϵ が約 $7.1 \times 10^{-11} \text{F/m}$ 、透磁率 μ が約 $1.26 \times 10^{-6} \text{H/m}$ である。

[0102] その誘電体層173を覆うように、導電性高分子層174a, 175bからなる抵抗層174を形成した。この実施例においては、導電性高分子層174a, 174bのコンダクタンス値を式1で表される適切なコンダクタンス値 G_c に設定する。そこで、まず本実施例での Z_o を求めるが、本実施例においては、エッチングにより表面積を拡大させているので、表面積が拡大された分面積の大きい伝送線路として考える。つまり、線路部の各一辺の長さを表面積の拡大率の平方根分だけ広がったものとする、線路部は幅1.5mm×長さ16mmであるから、幅15mm×長さ160mmになるものと仮定して計算する。さらに、本実施例の場合、誘電体層173は厚さが非常に薄いので、完全に電界と磁界が直行するTEMモードで電磁波が伝送線路内を伝搬すると仮定して、特

性インピーダンス Z_0 を求める。このとき、素子の単位長さあたりの容量 C と、誘電体層の誘電率 ϵ と透磁率 μ より、特性インピーダンス Z_0 は下記数式17で求められる。

[0103] [数17]

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\mu\epsilon}}{C}$$

[0104] 本実施例の場合、線路部の単位長さあたりの容量は $21 \mu\text{F}$ であったので、単位長さあたりの容量 C は、拡大された線路部の長さで割ると約 $130 \mu\text{F}/\text{m}$ となる。したがって、拡大率の平方根分広がったとした場合の特性インピーダンス Z_0 は $72 \mu\Omega$ となる。この特性インピーダンス Z_0 と拡大した線路長より、式1より拡大率の平方根分広がったとした場合での適切なコンダクタンス値 G_c は、 $2.7 \times 10^4 \text{S}/\text{m} \sim 2.7 \times 10^6 \text{S}/\text{m}$ の間になる。この値は、拡大率の平方根分広がったときの値であるため、その拡大率の平方根分の1である $2.7 \times 10^3 \text{S}/\text{m} \sim 2.7 \times 10^5 \text{S}/\text{m}$ となる。

[0105] 導電性高分子層174a, 174bは、導電率を容易にコントロールするために2層構造にしたものであり、その形成は、特開昭64-82515の実施例2に書かれている手法を用いた。すなわち、化学重合により導電性高分子174aを形成した後、電解重合を用いて導電性高分子174bを形成した。この際に、導電性高分子層174a, 174bのコンダクタンス値 G_c が式1になるように厚さ等の電解重合の生成条件を変更した。本実施例の場合、中心導体171の表面がエッチングにより荒れており、コンダクタンス値を構造より求めることが難しい。そこで、いくつかの条件下で導電性高分子を形成した結果から、所望のコンダクタンス値になる条件を採用し、その結果、導電性高分子の導電率をおよそ $100 \text{S}/\text{m}$ とした。また、導電性高分子は、中心導体171のエッチングによって荒らされた凹凸を埋め、さらに凸部から $3 \mu\text{m}$ 程度の厚さとなるように形成した。その際の最終的な抵抗層のコンダクタンス値(下記の外部導体を作成した後)に測定した)は $1.3 \times 10^4 \text{S}/\text{m}$ であった。

[0106] この実施例において、導電性高分子層174a, 174bは、抵抗層として機能する層であり、具体的には、ポリピロール、ポリチオフェン若しくはポリアニリン等の高分子で形成することができるが、ここでは、第1層目の導電性高分子層174aとして、化学酸化重合でポリピロール膜を成膜し、第2層目の導電性高分子層174bとして、電解重

合でポリピロール膜を成膜した。なお、この導電性高分子層174a, 174bは、電子供与性又は電子吸引力を有するドーパントと組み合わせて導電率を上げることもできるが、この実施例1においては、ドデシルベンゼンスルホンサン第2鉄とした。なお、使用可能なドーパントとしては、ヨウ素、塩素、過塩素酸アニオン等のハロゲン化合物、芳香族スルホン酸化合物等のルイス酸として作用するもの、及び、リチウム、テトラエチルアンモニウムカチオンのようなルイス塩基として作用するもの等も挙げることができる。

[0107] 次に、その導電性高分子層174a, 174b上に導電性カーボンペースト層174cを形成する。導電性カーボンペースト層174cは、接着層として機能するものであり、導電性高分子層174bと、銀ペーストからなる外部導体172とを接着させるために形成したものである。導電性カーボンペースト層174cが20 μ m程度の厚さとなるように、導電性カーボンペーストを導電性高分子層125上に塗布して硬化させた。さらにその導電性カーボンペースト層174c上に、銀ペーストからなる厚さ60 μ mの外部導体172を形成した。

[0108] こうして形成された伝送線路の電力透過特性について、端子を接続する前の状態での電力透過特性をネットワークアナライザで測定した。図19は伝送線路の電力透過特性を測定するときの構成図である。形成された伝送線路素子に直接同軸コネクタを接続し、図21に示すように、その同軸コネクタに接続した同軸ケーブルをネットワークアナライザに接続して測定した。ネットワークアナライザは、一つの機能として、一方のポートから出力した電力が、もう一方のポートまでどれだけ伝搬したかを測定できる測定器である。端子を接続する前の素子を測定したのは、この状態で測定することで、端子などの影響がない伝送線路の特性を測定するためである。図20はその測定結果である。図20からわかるように、周波数の上昇と共に高いフィルタ能力を示している。

[0109] 次に、銀ペーストからなる外部導体172の表面に、金属板からなる陰極端子122をその銀ペーストにより接着する。陰極端子122は、銀ペーストと共に外部導体として機能し、さらに基板などに接続するための端子として機能するものである。陰極端子122である金属板は、厚さ100 μ m $\times$ 幅1.5mm $\times$ 長さ16mmの矩形構造に、長さ

方向の両端の左右に幅1mm×長さ3mmの矩形が追加されたH形状をなしている。そして、図19に示すように、幅1.5mm×長さ16mmの矩形状の部分(図19中の波線部)に素子が接着する。また、長さ方向の両端の左右に追加された部分は、プリント基板と接続するための陰極端子となる。

[0110] 中心導体171の長さ方向の両端部には、図18に示すように、金属板からなる陽極端子121を接続する。そのために、中心導体171の長さ方向の両端部から1.4mm程度のマスクを切削により除去する。残りの0.6mmあるマスク176の一部は陽極端子121と陰極端子122とを分離するために残される。その後、中心導体171のマスク除去部と、陽極端子121とを、超音波溶接、レーザ溶接、抵抗溶接等の溶接手法によって接続する。陽極端子121は厚さ100 μ m×幅1.5mm×長さ5mm程度の矩形状である。

[0111] 陽極端子121と陰極端子122の一部を露出させた状態で、モールド123によりパッケージングを行う。その後、陽極端子121と陰極端子122の端子部分を曲げる。これにより、実施例1に係る伝送線路型ノイズフィルタが作製される。

[0112] (実施例2)

図22に示す形態の同軸形状のセラミック同軸線路型のノイズフィルタを作製した。図23はそのC-C'断面図であり、図24はそのD-D'断面図である。まず、内径 r :1.3mm×外径 R :1.66mm×長さ L :5.4mmの円筒形からなる高誘電率セラミック製の誘電体(誘電体層223)を作製した。この誘電体は、一般に高周波用途で用いられる円筒形セラミックコンデンサの材料及び製造法によって製造でき、本実施例では、セラミックの比誘電率 ϵ_r が10000程度で比透磁率 μ_r が1のものを作製した。このセラミック製の誘電体の長さ方向の両端には、端部から0.7mmの長さで陽極導体221を製造した。そのため、実際の伝送線路長 L は4.0mmとなった。さらに、陽極導体221と陰極導体222を分離するために、0.3mm~0.4mm幅のマスク225を外周に作製した。次に、誘電体(誘電体層223)の周囲に、抵抗層224を形成した。本実施例の誘電体層223の場合、特性インピーダンス Z_0 は内径 r と外径 R より下記数式18で求められる。

[0113] [数18]

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \ln\left(\frac{R}{r}\right)$$

[0114] したがって、特性インピーダンス Z_0 は約 0.15Ω となる。したがって、式1にあてはめると、抵抗層224のコンダクタンス値 G_c を $5.4 \times 10^2 \text{S/m} \sim 5.4 \times 10^4 \text{S/m}$ にすればよい。そのため、誘電体層223上に抵抗ペースト(酸化ルテニウムペースト)を塗布し、抵抗層224を形成した。抵抗層224の厚さ d は使用する抵抗ペーストによって異なるが、抵抗ペーストの導電率を σ としたとき、下記数式19で示すようになる。

[0115] [数19]

$$d = \frac{\frac{\pi \sigma}{2} (e^{G_c} - 1) R}{2}$$

[0116] 抵抗ペーストの導電率 σ が 100S/m のとき、抵抗層224の厚さ d は $4.9 \mu\text{m} \sim 660 \mu\text{m}$ の厚さと計算される。本実施例においては、抵抗層224の厚さ d を $50 \mu\text{m}$ とし、コンダクタンス値 G_c を $5.4 \times 10^3 \text{S/m}$ とした。次に、中心導体となる陽極導体221と、外部導体となる陰極導体222を作製した。これらの導体の作製はその作製部位に適した方法を採用し、蒸着、スパッタリング、メッキ等を用いて、金属導体(銅)の層を $50 \mu\text{m}$ 以上となるように作製した。これにより、図22に示すような同軸形状のセラミック同軸線路型のノイズフィルタができる。素子外周の両端 0.4mm が陽極端子となり、外周の中心 4mm の幅が陰極端子となる。

[0117] (使用例)

次に、本発明の伝送線路型フィルタの使用例について説明する。伝送線路型ノイズフィルタは、2端子対(4端子)の素子であり、主に電源ラインの電源デカップリング用の素子として用いられる。図25～図28は、電源デカップリングを行う場合の一例であり、図25は回路図であり、図26は本発明のプリント基板の断面図であり、図27は本発明のプリント基板の上面図であり、図28は伝送線路型ノイズフィルタを適用する前の基板の断面図である。本願においては、上述した本発明の伝送線路型フィルタを搭載したプリント基板を提供する。本発明のプリント基板は、電源配線255と、LSI電源配線254との間に、本発明に係る伝送線路型フィルタ251が設置されている。このプリント基板は、図26に示すように、伝送線路型フィルタ251を構成する中心導体

及び外部導体のいずれか一方が、電源配線255とLSI電源配線254とを接続し、他の一方が、グラウンド配線256に接続されているように構成される配線基板として使用される。なお、符号257は、基板絶縁層を示している。

- [0118] 図28に示すように、伝送線路型ノイズフィルタを適用する前の基板について、Aで囲まれた電源配線を切り離し、LSI252と電源253との間を電氣的に切り離す。切り離した電源配線の代わりに、図26に示すように、伝送線路型ノイズフィルタ251を設置する。これにより、LSI252と電源253は伝送線路型ノイズフィルタ251を介して切り離される。LSI252と電源253とが切り離されているため、LSIから電源ラインに重畳するノイズは、伝送線路型ノイズフィルタ251に入る。伝送線路型ノイズフィルタ251に入ったノイズは、反射もしくは伝送線路型ノイズフィルタに吸収され、電源回路側に伝搬しない。これにより、同じ電源回路に接続される他のLSIなどにノイズが伝搬しない。また、電源の配線からの放射に起因する不要電磁波の問題も解決できる。

産業上の利用可能性

- [0119] 本発明は、回路間の電磁干渉を抑制するのに有効な電源デカップリング素子としての伝送線路型フィルタとして有効である。

請求の範囲

- [1] 電氣的に対向する導体間に誘電体層と抵抗層とを有し、断面形状が円形又は矩形の伝送線路型フィルタであって、前記伝送線路型フィルタの共振周波数での抵抗層を導体としたときの特性インピーダンスを Z_0 とし、伝送線路の長さを L としたとき、前記抵抗層の単位長さあたりのコンダクタンス値 G_c が、下記式の関係を満たすことを特徴とする伝送線路型フィルタ。

$$0.1 \times \pi / (L \times Z_0) \leq G_c \leq 10 \times \pi / (L \times Z_0)$$

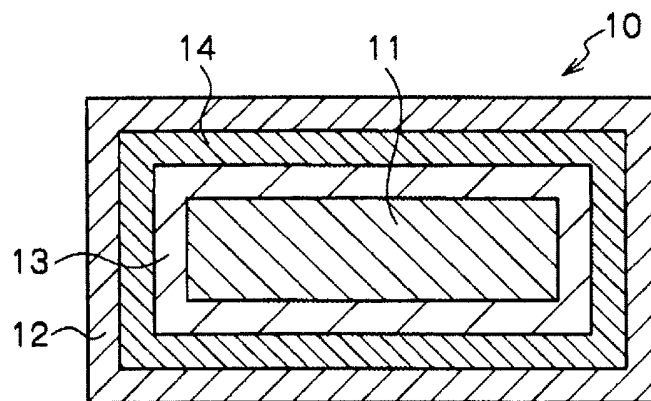
- [2] 前記導体間に一つの誘電体層と一つの抵抗層とを有することを特徴とする請求項1に記載の伝送線路型フィルタ。
- [3] 前記導体間に二つの誘電体層と一つの抵抗層とを有し、前記抵抗層が前記二つの誘電体層間に位置することを特徴とする請求項1に記載の伝送線路型フィルタ。
- [4] 前記導体間に一つの誘電体層と二つの抵抗層とを有し、前記誘電体層が前記二つの抵抗層間に位置することを特徴とする請求項1に記載の伝送線路型フィルタ。
- [5] 前記電氣的に対向する導体が、中心導体及び前記中心導体の外方を囲むように対向配置された外部導体であることを特徴とする請求項1～4のいずれか1項に記載の伝送線路型フィルタ。
- [6] 前記電氣的に対向する導体が、中心に位置する信号導体、及び前記信号導体の上下方向から挟むように対向配置されたグラウンド導体であり、前記抵抗層が、前記信号導体上に該信号導体を囲むように形成されていることを特徴とする請求項1に記載の伝送線路型フィルタ。
- [7] 前記電氣的に対向する導体が、平板状の下部導体、及び前記下部導体の上方に対向配置された上部導体であることを特徴とする請求項1に記載の伝送線路型フィルタ。
- [8] 前記抵抗層の導電率が、前記導体の導電率の100分の1以下であることを特徴とする請求項1～7のいずれか1項に記載の伝送線路型フィルタ。
- [9] 前記抵抗層が、カーボン材料、導電性高分子材料、固体電解質、液体電解質、低抵抗合金、又は半導体材料等で形成されていることを特徴とする請求項1～8のい

れか1項に記載の伝送線路型フィルタ。

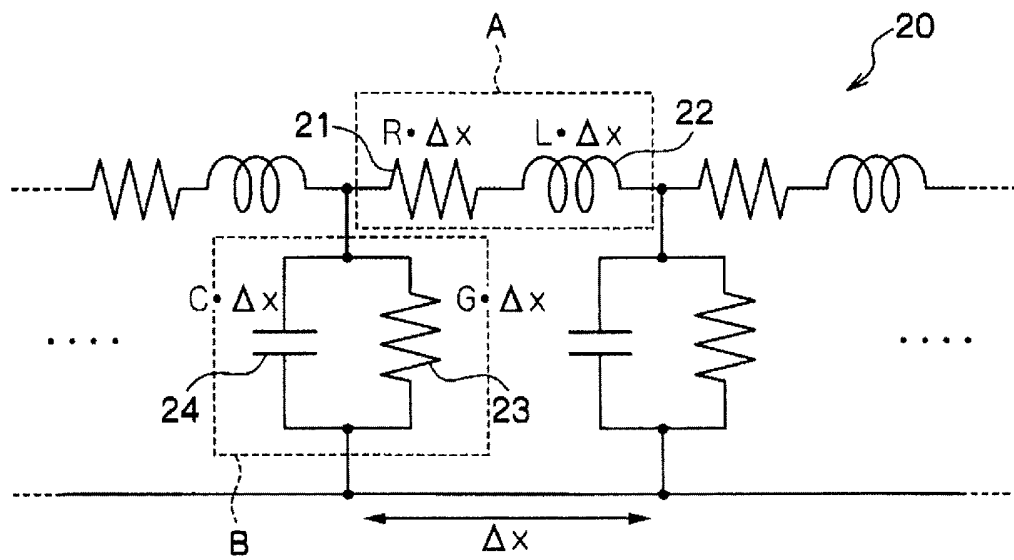
- [10] 前記抵抗層が、2層以上の層からなる積層型の抵抗層であることを特徴とする請求項1～9のいずれか1項に記載の伝送線路型フィルタ。
- [11] 電気的に対向する導体間に誘電体層と抵抗層とを有する請求項1に記載の伝送線路型フィルタの製造方法であって、中心導体上に誘電体層を形成する工程と、該誘電体層を覆うように2層以上の層からなる抵抗層を形成する工程と、該抵抗層上に外部導体を形成する工程とを有し、前記2層以上の層からなる抵抗層が、異なる重合方法で形成された導電性高分子層の積層体であることを特徴とする伝送線路型フィルタの製造方法。
- [12] 前記2層以上の層からなる抵抗層を形成する工程が、化学酸化重合で導電性高分子層を形成する第1工程と、該第1工程後に電解重合で導電性高分子層を形成する第2工程と、を有することを特徴とする請求項11に記載の伝送線路型フィルタの製造方法。
- [13] 電気的に対向する導体間に誘電体層と抵抗層とを有すると共に断面形状が円形の請求項1に記載の伝送線路型フィルタの製造方法であって、筒状の誘電体の内表面と外表面に抵抗材料をメッキして2つの抵抗層を形成する工程と、該2つの抵抗層上に導電性材料をメッキして導体を形成する工程と、を有することを特徴とする伝送線路型フィルタの製造方法。
- [14] 電気的に対向する導体間に誘電体層と抵抗層とを有する請求項1に記載の伝送線路型フィルタの製造方法であって、バルブメタルからなる外部導体の内面に誘電体層としての酸化被膜を形成する工程と、バルブメタルからなる中心導体の外面に誘電体層としての酸化被膜を形成する工程と、酸化被膜が形成された外部導体及び内部導体の間に抵抗層としての電解液を注入する工程と、を有することを特徴とする伝送線路型フィルタの製造方法。
- [15] 請求項1～10のいずれか1項に記載の伝送線路型フィルタを搭載したプリント基板であって、電源配線と、LSI電源配線との間に前記伝送線路型フィルタが設置されていることを特徴とするプリント基板。
- [16] 前記伝送線路型フィルタを構成する中心導体及び外部導体のいずれか一方が、

電源配線とLSI電源配線とを接続し、他の一方が、グラウンド配線に接続されていることを特徴とする請求項15に記載のプリント基板。

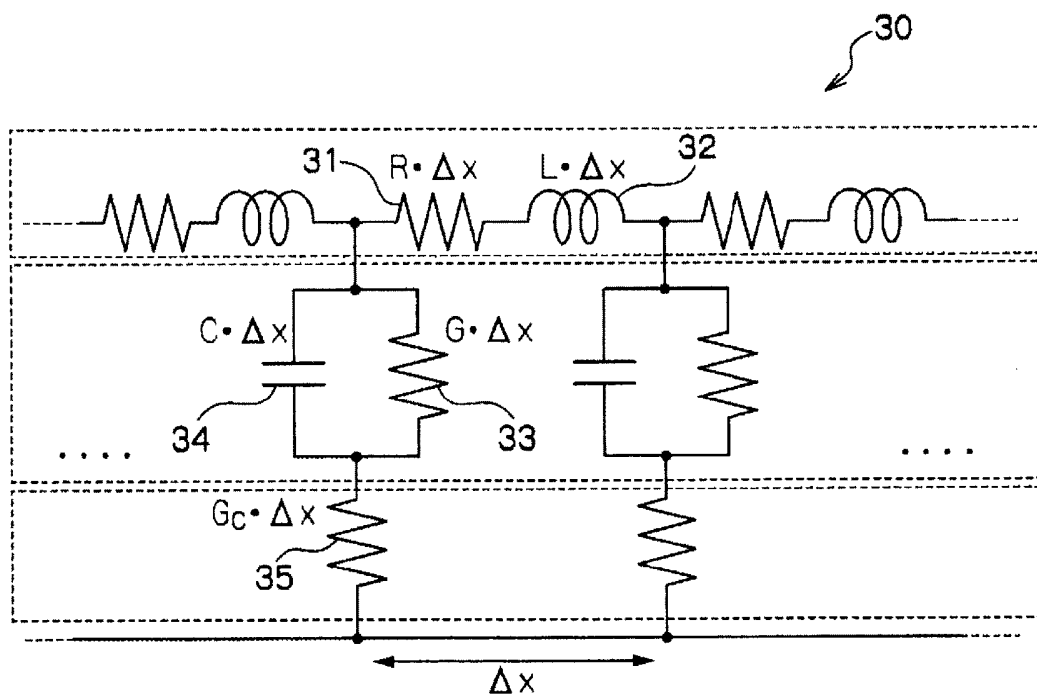
[図1]



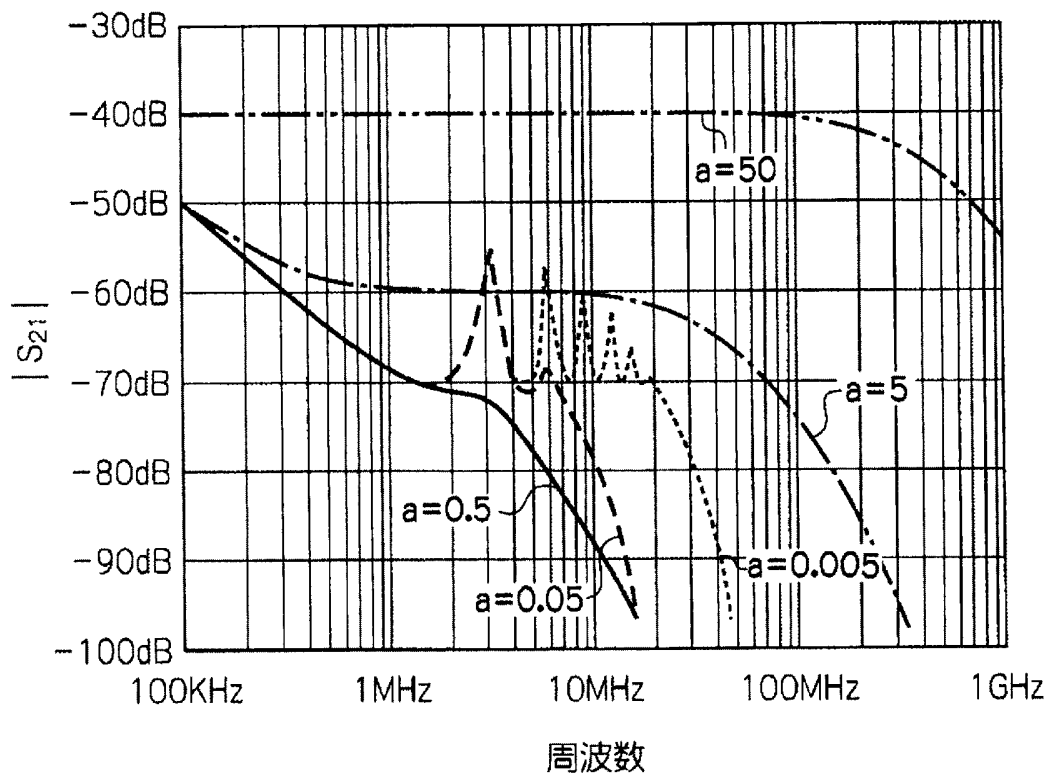
[図2]



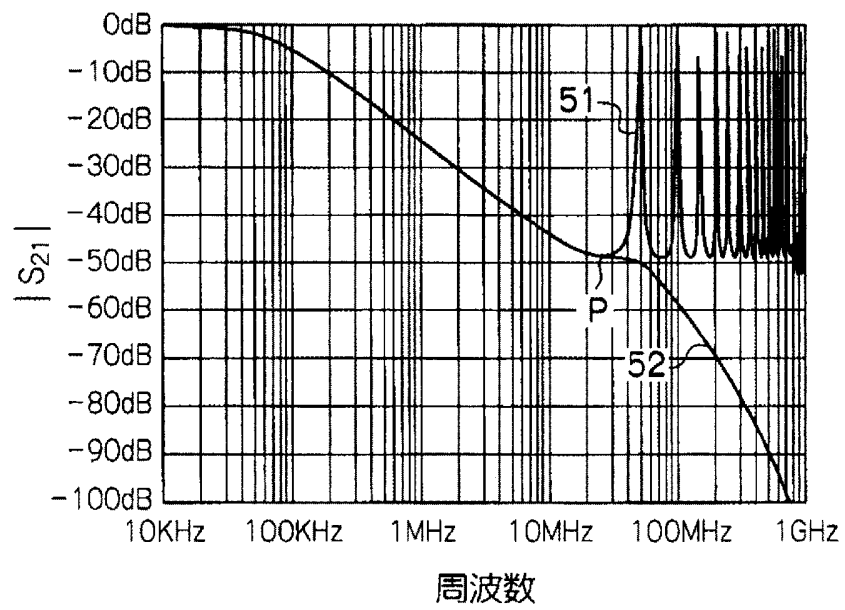
[図3]



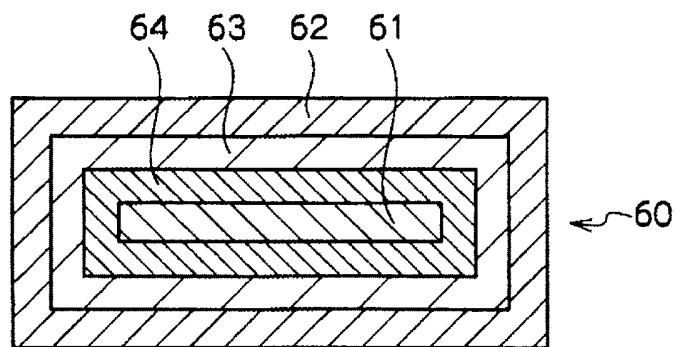
[図4]



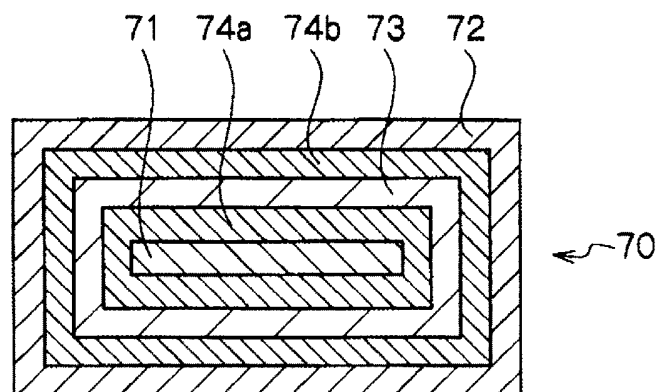
[図5]



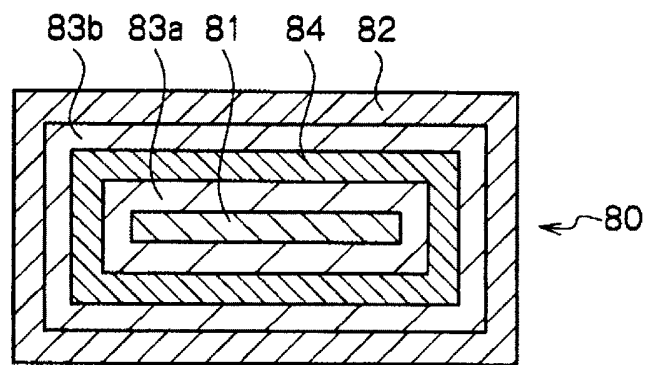
[図6]



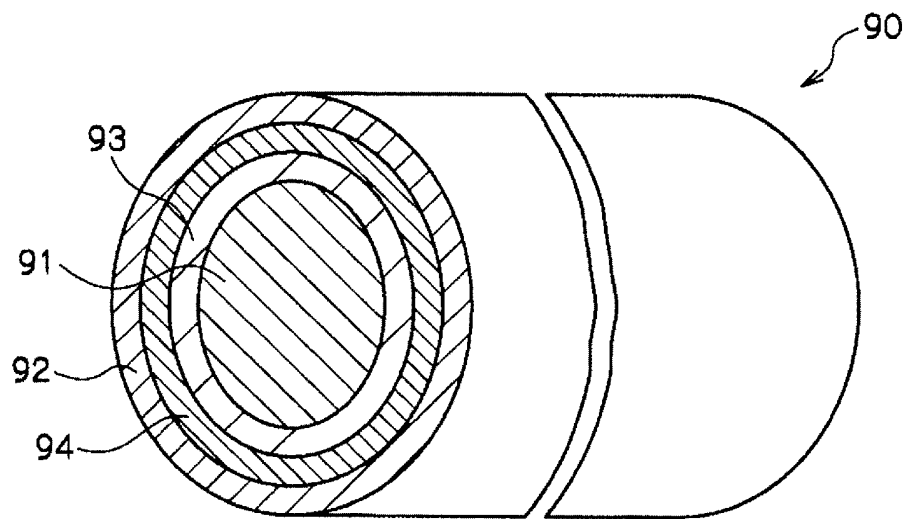
[図7]



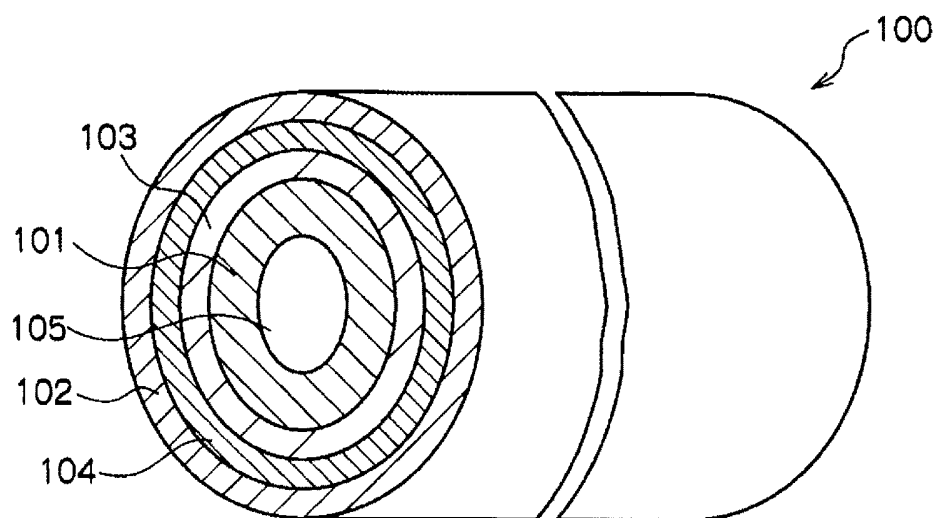
[図8]



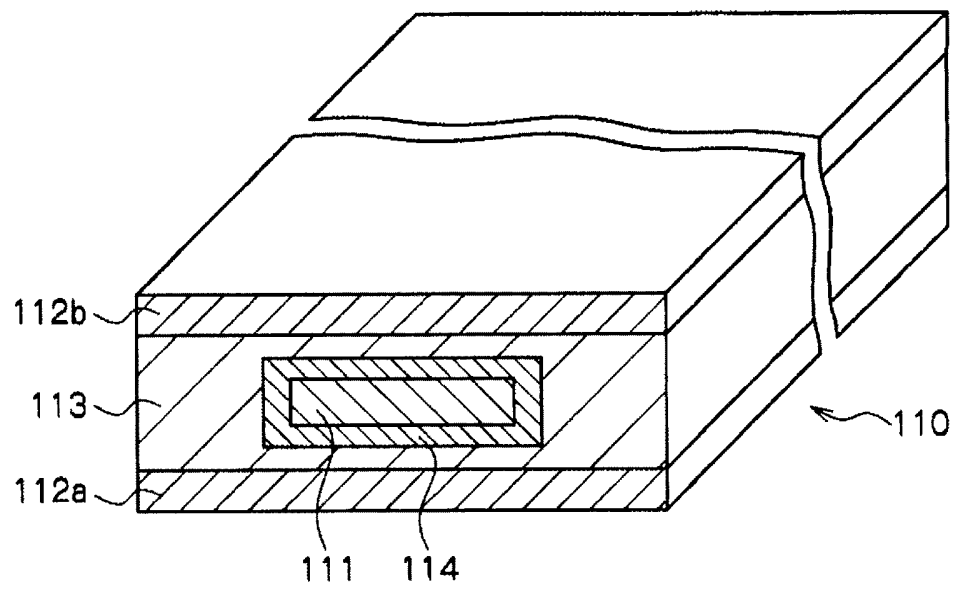
[図9]



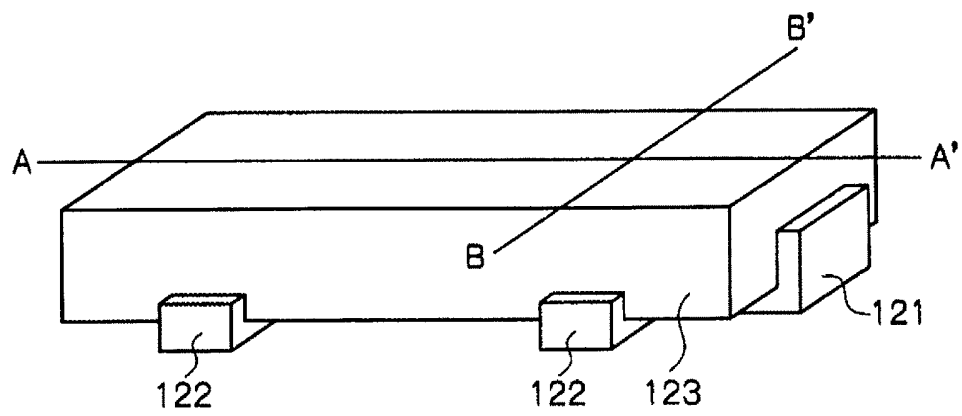
[図10]



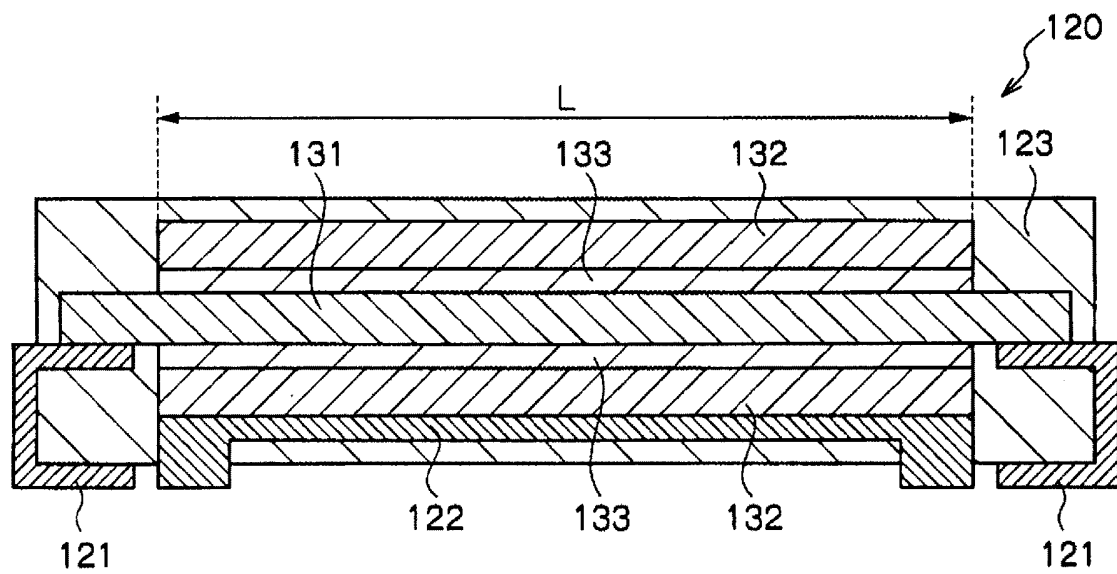
[図11]



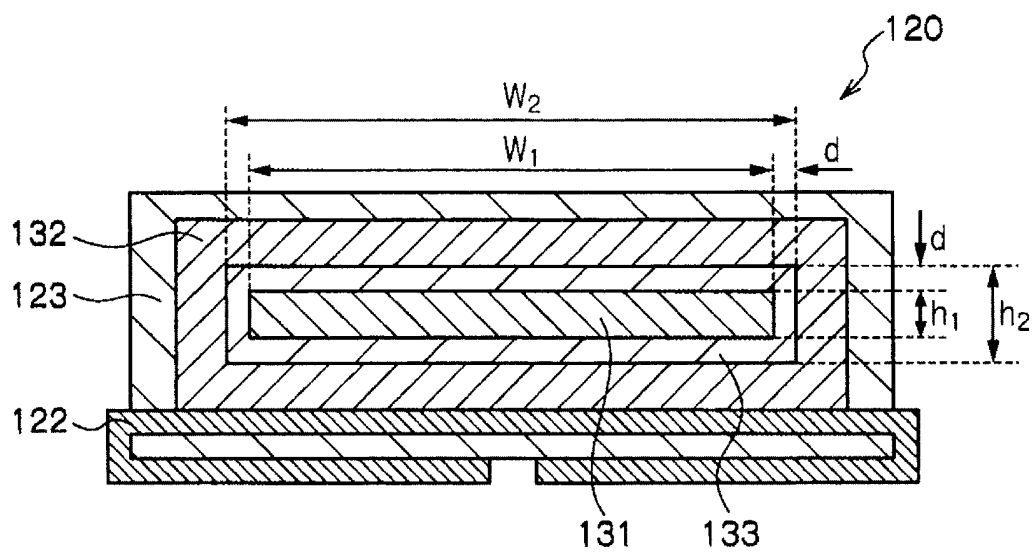
[図12]



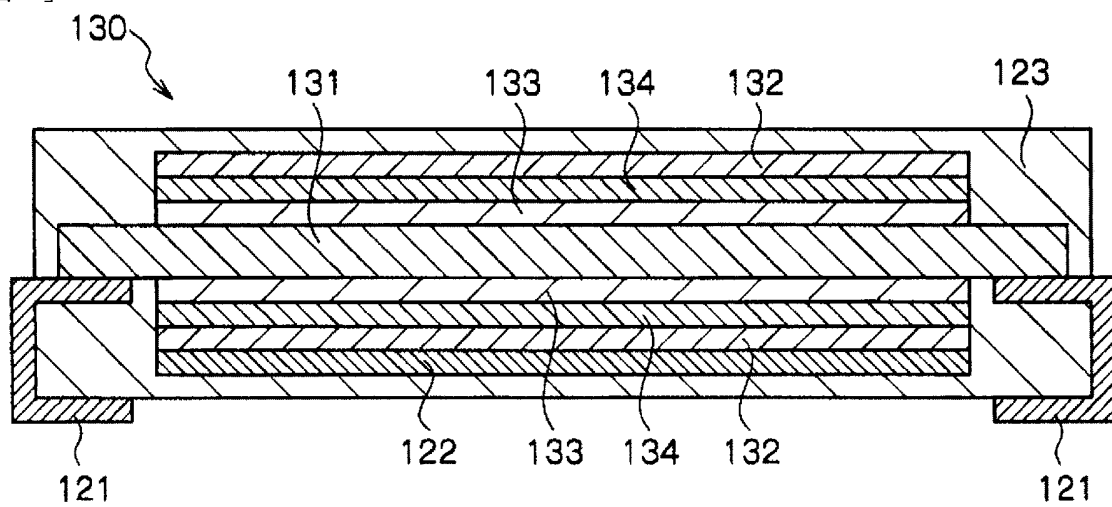
[図13]



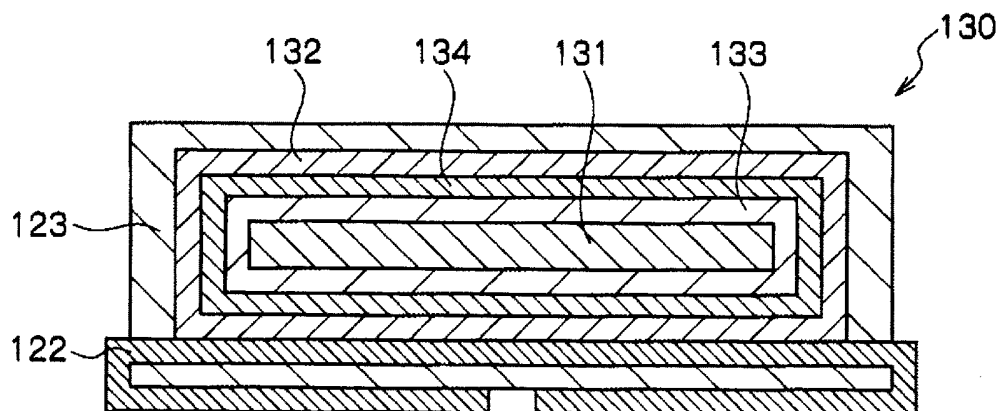
[図14]



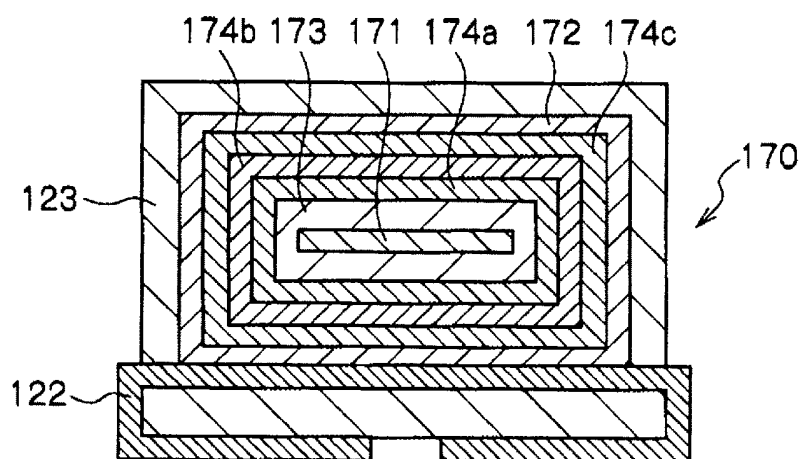
[図15]



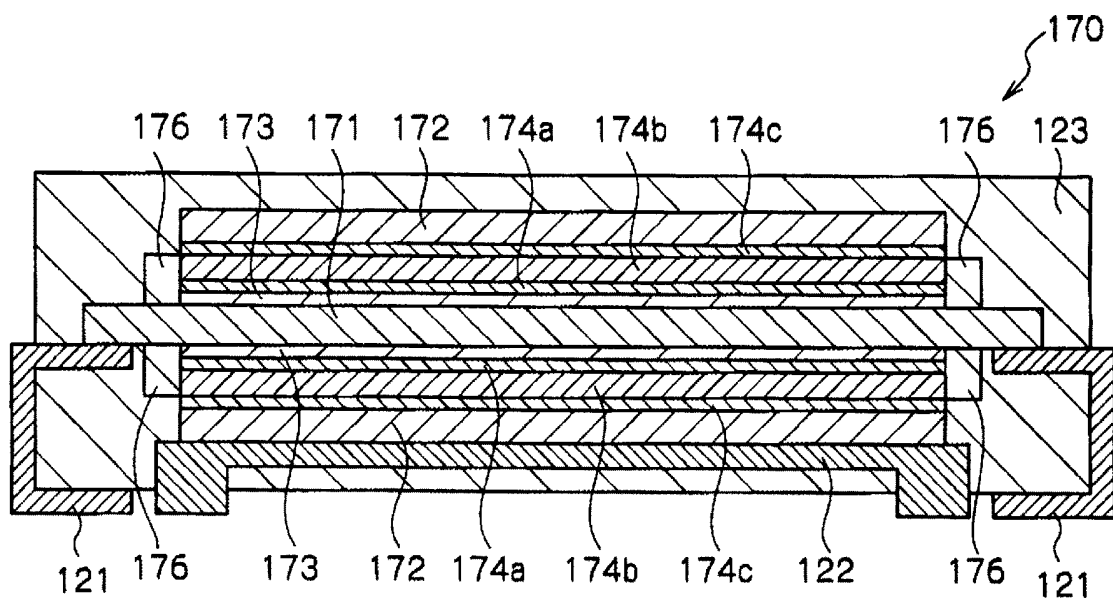
[図16]



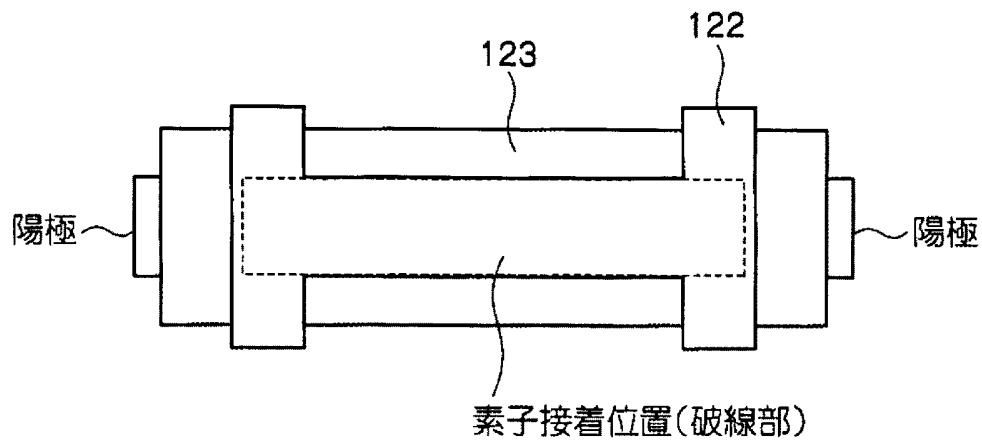
[図17]



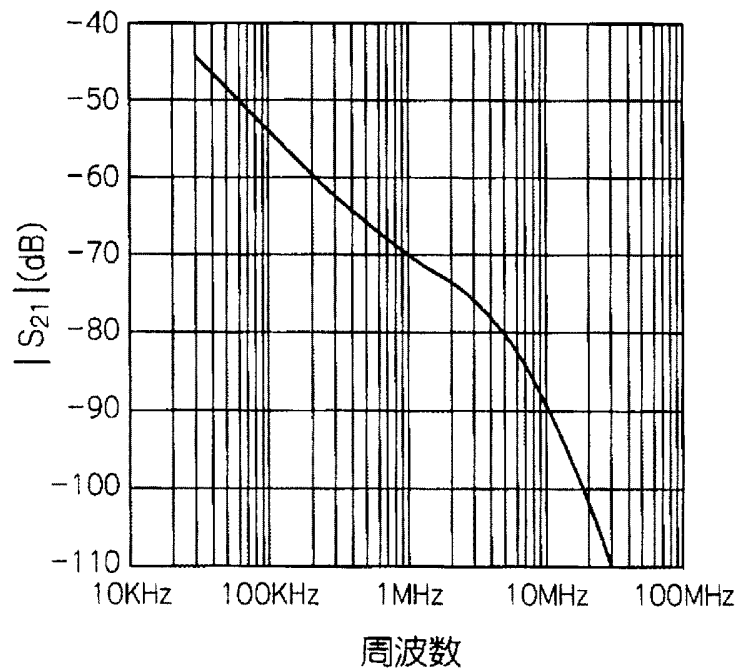
[図18]



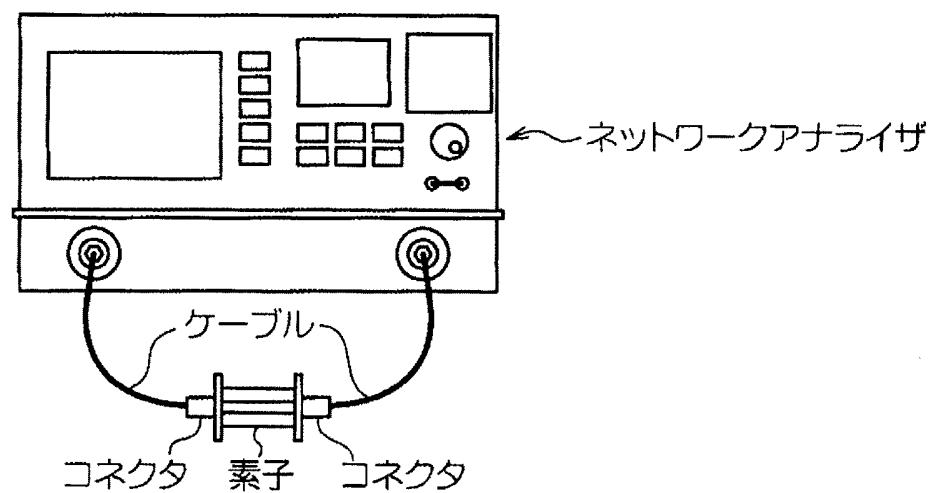
[図19]



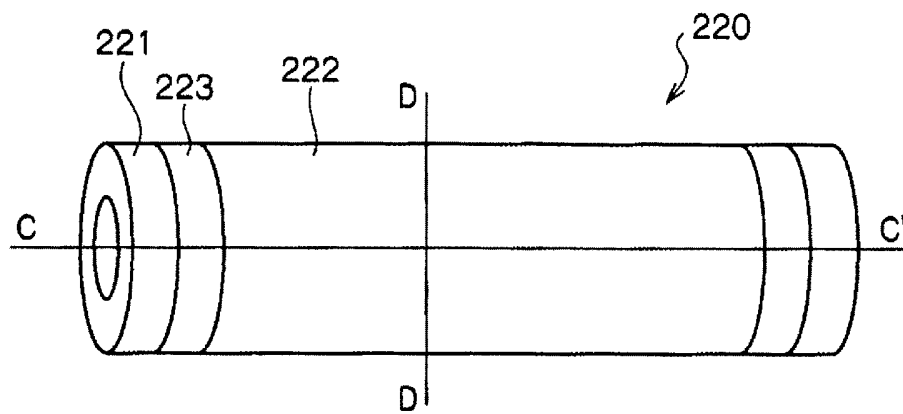
[図20]



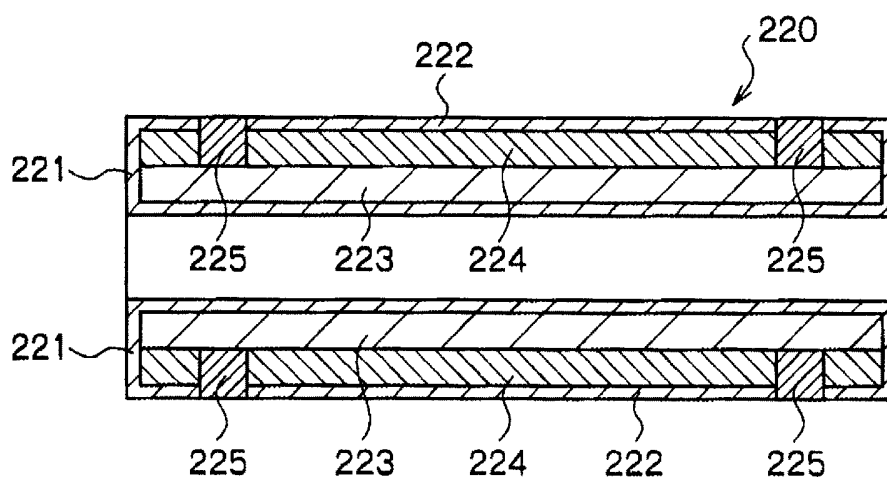
[図21]



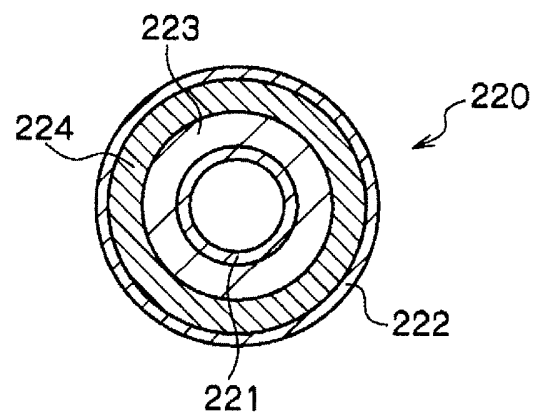
[図22]



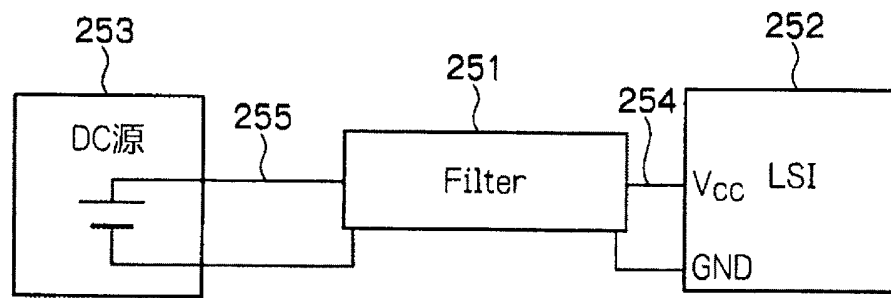
[図23]



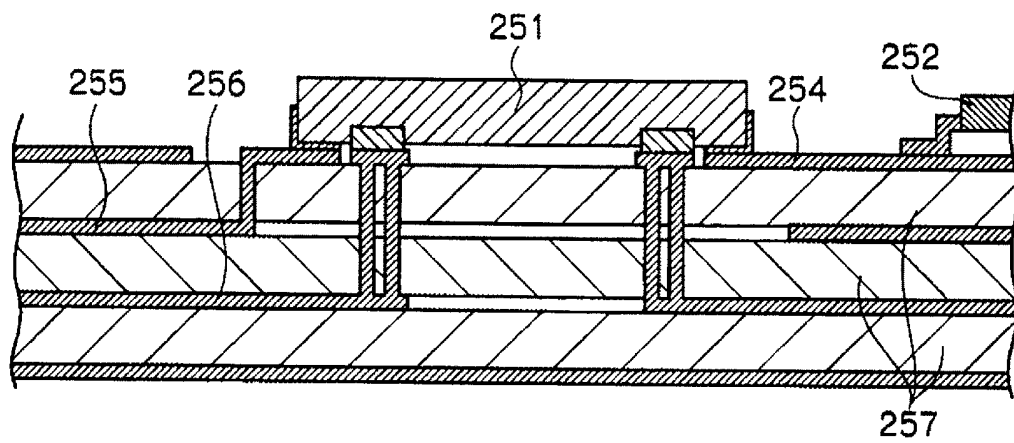
[図24]



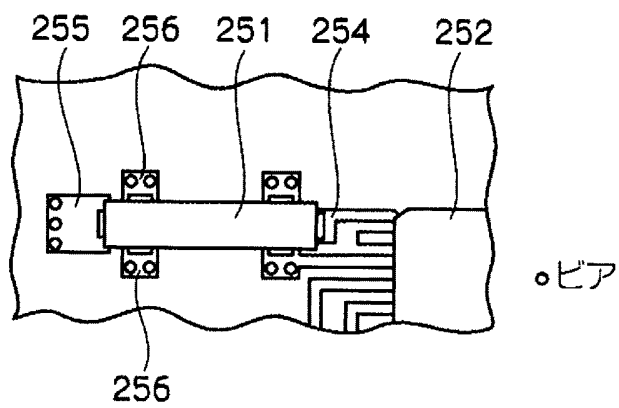
[図25]



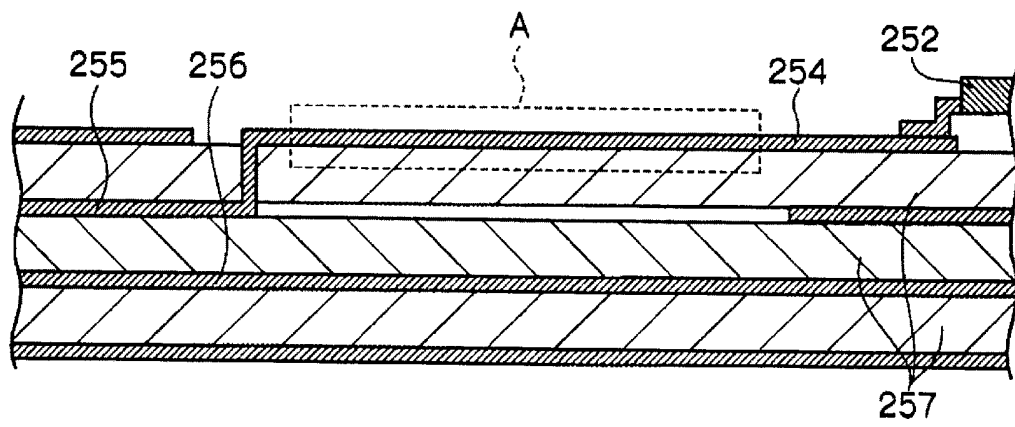
[図26]



[図27]



[図28]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2006/304165

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H01P7/04 (2006.01), **H01P7/08** (2006.01), **H03H7/075** (2006.01)

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)

H01P7/04 (2006.01), **H01P7/08** (2006.01), **H03H7/075** (2006.01)

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	1996-2006
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2006	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2006

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.
A	JP 2002-185218 A (Nippon Avionics Co., Ltd.), 28 June, 2002 (28.06.02), Full text; all drawings (Family: none)	1-16
A	JP 4-261201 A (Mitsubishi Electric Corp.), 17 September, 1992 (17.09.92), Full text; all drawings (Family: none)	1-16
A	JP 4-185103 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 02 July, 1992 (02.07.92), Full text; all drawings & US 5210511 A	1-16

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
01 May, 2006 (01.05.06)Date of mailing of the international search report
16 May, 2006 (16.05.06)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H01P7/04(2006.01), H01P7/08(2006.01), H03H7/075(2006.01)

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H01P7/04(2006.01), H01P7/08(2006.01), H03H7/075(2006.01)

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2006年
日本国実用新案登録公報	1996-2006年
日本国登録実用新案公報	1994-2006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 請求の範囲の番号
A	J P 2002-185218 A (日本アビオニクス株式会社) 2002.06.28, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-16
A	J P 4-261201 A (三菱電機株式会社) 1992.09.17, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-16
A	J P 4-185103 A (松下電器産業株式会社) 1992.07.02, 全文, 全図 & U S 5210511 A	1-16

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

01.05.2006

国際調査報告の発送日

16.05.2006

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)
郵便番号 100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

麻生 哲朗

5 T

2953

電話番号 03-3581-1101 内線 3568