

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5187601号
(P5187601)

(45) 発行日 平成25年4月24日 (2013. 4. 24)

(24) 登録日 平成25年2月1日 (2013. 2. 1)

(51) Int. Cl. F I
 HO 1 P 1/208 (2006. 01) HO 1 P 1/208 Z
 HO 1 P 3/12 (2006. 01) HO 1 P 3/12

請求項の数 32 (全 26 頁)

(21) 出願番号	特願2010-525126 (P2010-525126)	(73) 特許権者	00004237
(86) (22) 出願日	平成19年12月25日 (2007. 12. 25)		日本電気株式会社
(65) 公表番号	特表2011-508465 (P2011-508465A)		東京都港区芝五丁目7番1号
(43) 公表日	平成23年3月10日 (2011. 3. 10)	(74) 代理人	100102864
(86) 国際出願番号	PCT/JP2007/075358		弁理士 工藤 実
(87) 国際公開番号	W02009/081504	(72) 発明者	クシュタ タラス
(87) 国際公開日	平成21年7月2日 (2009. 7. 2)		東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内
審査請求日	平成22年12月14日 (2010. 12. 14)		審査官 赤穂 美香

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 差動コモンモード共鳴フィルタ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

2つの互いに対向する水平導電プレートと前記水平導電プレートに接続された垂直導電サイドウォールとで形成される共振器と、

前記共振器を垂直方向に貫通するように設けられ、前記水平導電プレートから絶縁された2つの信号導電体と、

前記信号導電体に接続され、差動モード信号とコモンモード信号とを受け取る2つの端子

とを備え、

前記共振器は、前記共振器の水平面内の寸法と前記水平導電プレートとの間の材料とによって所定の周波数で前記信号導電体に共振効果を確立させ、

前記共振器は、前記水平導電プレートに垂直な第1対称面を有しており、

前記信号導電体は、前記第1対称面から離れて、前記第1対称面に対して対称に設けられており、周波数領域において前記差動モード信号と前記コモンモード信号とを分離するフィルタ。

【請求項2】

2以上の導電層と備えた多層基板と、

2つの信号ビアと、

前記2つの信号ビアにそれぞれに接続され、差動モード信号とコモンモード信号とを受け取る2つの端子

とを具備し、

前記 2 以上の導電層は、一方が他方の下方に設けられた 1 対の接地プレートを含み、
前記 1 対の接地プレートと前記接地プレートに接続された接地ビアとで共振器が形成さ
れており、

前記信号ビアは、前記共振器を貫通するように設けられ、且つ、前記接地プレートから
クリアランスホールによって分離されており、

前記共振器は、前記共振器の寸法と前記接地プレートとの間の第 1 絶縁材料とにより特定
の周波数において前記信号ビアに共振効果を確立させ、

前記共振器は、前記接地プレートに対して垂直な第 1 対称面を有しており、

前記 2 つの信号ビアは、第 1 対称面から離れて、前記第 1 対称面に対して対称に設けら
れており、周波数領域において前記差動モード信号と前記共通モード信号とを分離する
フィルタ。

10

【請求項 3】

請求項 2 に記載のフィルタであって、

前記第 1 絶縁材料の比誘電率は、前記多層基板の他の部分に設けられた第 2 絶縁材料の
比誘電率と異なっている
フィルタ。

【請求項 4】

請求項 2 又は 3 に記載のフィルタであって、

前記第 1 絶縁材料の比透磁率は、前記多層基板の他の部分に設けられた第 2 絶縁材料の
比透磁率と異なっている
フィルタ。

20

【請求項 5】

請求項 2 乃至 4 のいずれかに記載のフィルタであって、

第 1 絶縁材料は、誘電材料である

フィルタ。

【請求項 6】

請求項 2 乃至 4 のいずれかに記載のフィルタであって、第 1 絶縁材料は、電磁波吸収材
料である

フィルタ。

30

【請求項 7】

請求項 2 乃至 4 のいずれかに記載のフィルタであって、

第 1 絶縁材料は磁性材料である

フィルタ。

【請求項 8】

請求項 2 乃至 7 のいずれかに記載のフィルタであって、

前記共振器は、更に、前記接地プレートに垂直な第 2 対称面を有し、

前記信号ビアは、前記第 2 対称面の上にある

フィルタ。

【請求項 9】

請求項 1 に記載のフィルタであって、

前記垂直導電サイドウォールは、前記水平導電プレートに接続された側面導電プレート
を含む

フィルタ。

40

【請求項 10】

請求項 2 乃至 8 のいずれかに記載のフィルタであって、

前記接地ビアは、長方形の共振器を形成するように配置された

フィルタ。

【請求項 11】

請求項 2 乃至 8 のいずれかに記載のフィルタであって、

50

前記接地ピアは、正方形の共振器を形成するように配置されたフィルタ。

【請求項 1 2】

請求項 2 乃至 8 に記載のフィルタであって、前記接地ピアは、円形の共振器を形成するように配置されたフィルタ。

【請求項 1 3】

請求項 1 2 に記載のフィルタであって、前記 2 つの信号ピアが、前記円形の共振器の中心に対して対称的に配置されたフィルタ。

10

【請求項 1 4】

請求項 1 乃至 1 3 のいずれかに記載のフィルタであって、更に、前記共振器を貫通するように形成されたチューニング素子を備えているフィルタ。

【請求項 1 5】

請求項 1 4 に記載のフィルタであって、前記チューニング素子が金属でできているフィルタ。

【請求項 1 6】

請求項 1 4 に記載のフィルタであって、前記チューニング素子が誘電体でできているフィルタ。

20

【請求項 1 7】

請求項 1 4 に記載のフィルタであって、前記チューニング素子が磁性材料でできているフィルタ。

【請求項 1 8】

請求項 1 4 に記載のフィルタであって、前記チューニング素子は、電磁波吸収材料でできているフィルタ。

30

【請求項 1 9】

請求項 1 4 乃至 1 8 のいずれかに記載のフィルタであって、前記チューニング素子は、前記第 1 対称面に対して対称に形成されているフィルタ。

【請求項 2 0】

請求項 1 4 乃至 1 9 のいずれかに記載のフィルタであって、前記チューニング素子の数、位置、材料、及び寸法は、前記共振器の共振周波数の所定のシフトが起こるように選択されるフィルタ。

【請求項 2 1】

請求項 1 4 乃至 1 9 のいずれかに記載のフィルタであって、前記チューニング素子の数、位置、材料、及び寸法は、前記コモンモード信号の減衰が起こるよう選択されるフィルタ。

40

【請求項 2 2】

請求項 1 4 乃至 1 9 のいずれかに記載のフィルタであって、前記チューニング素子の数、位置、材料、及び寸法は、所定の周波数帯において前記差動モード信号のレベルを必要なレベルに保ちながら、前記所定の周波数帯において前記コモンモード信号の減衰が起こるよう選択されるフィルタ。

50

【請求項 2 3】

差動モードとコモンモードの分離を周波数領域で行う方法であって、

2つの互いに対向する水平導電プレートと前記水平導電プレートに接続された垂直導電サイドウォールとで形成され、前記水平導電プレートに垂直な対称面を有している共振器を提供することと、

前記共振器を通過し、前記対称面に対して対称的に配置された一对の信号導電体を提供することと、

前記一对の信号導電体に接続され、差動モード信号とコモンモード信号とを受け取る一对の端子

とを備え、

前記共振器は、前記共振器の水平面内の寸法と前記水平導電プレートとの材料とによって所定の周波数で前記信号導電体に共振効果を確立させ、

前記信号導電体は、前記対称面から離れて、前記対称面に対して対称に設けられており、周波数領域において前記差動モード信号と前記コモンモード信号とを分離する

方法。

【請求項 2 4】

コモンモードを抑制する方法であって、

2つの互いに対向する水平導電プレートと前記水平導電プレートに接続された垂直導電サイドウォールとで形成され、前記水平導電プレートに垂直な対称面を有する共振器を提供することと、

前記共振器を通過するように設けられた一对の信号導電体を提供することと、

前記一对の信号導電体に接続され、差動モード信号とコモンモード信号とを受け取る一对の端子を設けることと、

チューニング素子を前記共振器を貫通するように設けることとを備え、

前記共振器は、前記共振器の水平面内の寸法と前記水平導電プレートとの材料とによって所定の周波数で前記信号導電体に共振効果を確立させ、

前記信号導電体は、前記対称面から離れて、前記対称面に対して対称に設けられており、周波数領域において前記差動モード信号と前記コモンモード信号とを分離し、

前記チューニング素子は、電磁波吸収材料でできている

方法。

【請求項 2 5】

共振器含有フィルタの共振周波数を制御する方法であって、

2つの互いに対向する水平導電プレートと前記水平導電プレートに接続された垂直導電サイドウォールとを含み、前記水平導電プレートに垂直な対称面を有する共振器を提供することと、

前記共振器を貫通するように設けられた一对の信号導電体を提供することと、

前記一对の信号導電体に接続され、差動モード信号とコモンモード信号とを受け取る一对の端子を設けること

とを具備し、

前記共振器は、前記共振器の水平面内の寸法と前記水平導電プレートとの材料とによって所定の周波数で前記信号導電体に共振効果を確立させ、

前記信号導電体は、前記対称面から離れて、前記対称面に対して対称に設けられており、周波数領域において前記差動モード信号と前記コモンモード信号とを分離し、

当該方法が、更に、前記信号導電体に対して対称的に前記共振器を貫通するように設けられたチューニング素子を提供することを具備している

方法。

【請求項 2 6】

請求項 2 5 に記載の方法であって、

前記チューニング素子が金属でできている

10

20

30

40

50

方法。

【請求項 27】

請求項 25 に記載の方法であって、
前記チューニング素子が誘電体でできている
方法。

【請求項 28】

請求項 25 に記載の方法であって、
前記チューニング素子が磁性材料でできている
方法。

【請求項 29】

請求項 1 乃至 22 のいずれかに記載のフィルタであって、
前記共振効果は、所定の大きさの Q 値を有している
フィルタ。

10

【請求項 30】

請求項 29 に記載のフィルタであって、
前記所定の大きさの Q 値は、0.5 以上である
フィルタ。

【請求項 31】

2 つの互いに対向する水平導電プレートと前記水平導電プレートに接続された垂直導電
サイドウォールとで形成される共振器と、

20

前記共振器を垂直方向に貫通するように設けられ、前記水平導電プレートから絶縁され
た 2 つの信号導電体と、

前記信号導電体に接続され、差動モード信号とコモンモード信号とを受け取る 2 つの端
子

複数のチューニング素子と、
とを備え、

前記共振器は、前記共振器の水平面内の寸法と前記水平導電プレートとの間の材料とによ
って所定の周波数で前記信号導電体に共振効果を確立させ、

前記共振器は、前記水平導電プレートに垂直な第 1 対称面を有しており、

前記信号導電体は、前記第 1 対称面から離れて、前記第 1 対称面に対して対称に設けら
れており、周波数領域において前記差動モード信号と前記コモンモード信号とを分離し、

30

前記共振器は、更に、前記水平導電プレートに垂直な第 2 対称面を有しており、

前記複数のチューニング素子は、前記第 2 対称面から離れて、前記第 2 対称面に対して
対称に設けられた 2 つのチューニング素子を含み、

前記複数のチューニング素子は、前記水平導電プレートと前記材料とを貫通する孔に設
けられた

フィルタ。

【請求項 32】

2 以上の導電層と備えた多層基板と、

2 つの信号ビアと、

前記 2 つの信号ビアにそれぞれに接続され、差動モード信号とコモンモード信号とを受
け取る 2 つの端子と、

40

複数のチューニング素子と、

とを具備し、

前記 2 以上の導電層は、一方が他方の下方に設けられた 1 対の接地プレートを含み、

前記 1 対の接地プレートと前記接地プレートに接続された接地ビアとで共振器が形成さ
れており、

前記信号ビアは、前記共振器を貫通するように設けられ、且つ、前記接地プレートから
クリアランスホールによって分離されており、

前記共振器は、前記共振器の寸法と前記接地プレートとの間の絶縁材料とにより特定の周

50

波数において前記信号ピアに共振効果を確立させ、

前記共振器は、前記接地プレートに対して垂直な第1対称面を有しており、

前記2つの信号ピアは、第1対称面から離れて、前記第1対称面に対して対称に設けられており、周波数領域において前記差動モード信号と前記コモンモード信号とを分離し、

前記共振器は、更に、前記1対の接地プレートに垂直な第2対称面を有しており、

前記複数のチューニング素子は、前記第2対称面から離れて、前記第2対称面に対して対称に設けられた2つのチューニング素子を含み、

前記複数のチューニング素子は、前記多層基板を貫通する孔に設けられた

フィルタ。

【発明の詳細な説明】

10

【技術分野】

【0001】

本発明は、通信及び演算装置における、デジタル、アナログ、又は、デジタルアナログ混合システムのための多層基板技術に基づく差動モード/コモンモードフィルタリング部品に関する。

【背景技術】

【0002】

2本の分離された導体上で伝送される2つの相補信号を用いるシグナリング(それは、しばしば差動シグナリングと呼ばれる)は、シングルエンドでのシグナリングと比較して明らかに現れる利点のために、近年の高周波及び高速デジタル及びアナログ機器において広く使用される。例えば、差動シグナリングは、データ転送チャンネルにおけるノイズや放射の問題を顕著に低減することができる。また、差動及びコモンモード(奇数及び偶数モードとする定義も伝送線理論では用いられる)が直交するものであるため、これらのモードの両方が、データ転送においてチャンネルの容量を増大させるために使用可能である。

20

【0003】

このため、差動及びコモンモードの周波数応答を制御すること、即ち、差動及びコモンモードを分離すること、又は、それらの送受信を独立にするためにこれらのモードの一つを抑制することが重要である。

【0004】

30

この観点からは、差動-コモンモードフィルタは、アナログ及びデジタル機器において決定的に重要な部品である。また、フィルタを、機器に使用される多機能システムに容易に集積化可能な低コスト部品とすることも重要である。

【0005】

米国特許第5,321,373号は、差動モード・コモンモードの組み合わせフィルタを開示している。このフィルタは、フェライトコアを通過する複数のU型ワイヤを備えている。

【0006】

米国特許第6,642,672号は、コモンモード、差動モードの両機能を備えた集積型フィルタを開示している。このフィルタは、磁性コアと、2つの巻線と、これらの巻線を搭載するフレームとを備えている。

40

【0007】

米国特許出願公開第2005/0063127A1号は、差動及びコモンモードフィルタリングを実現するペアード多層誘電独立受動素子構造を開示している。

【0008】

しかしながら、提案されたコモン及び差動モードフィルタは、周波数領域における差動及びコモンモードの選択的な分離を提供するものではないし、所定の周波数帯におけるコモンモード、差動モード、又はこれらの両方の損失を増大させるための仕組みを持っているわけではない。

【先行技術文献】

50

【特許文献】

【0009】

【特許文献1】

米国特許第5,321,373号

【特許文献2】

米国特許第6,642,672号

【特許文献3】

米国特許出願公開第2005/0063127A1号

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

従って、本発明の目的は、周波数領域における差動及びコモンモードの選択的な分離を実現する技術を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0011】

本発明の一の実施形態では、フィルタが、2つの互いに対向する接地プレートと該接地プレートを接続する導電性のサイドウォールで形成された共振器を組み込んだ多層基板と、共振器を通過するように設けられた2つの信号ビアと、一对の信号を受け取るために該信号ビアに接続された2つの端子とを備えている。共振器は、接地プレートに垂直な第1対称面を有している。該信号ビアは、該第1対称面からある距離において、該第1対称面に対して対称に配置されている。

【図面の簡単な説明】

【0012】

本発明の、上記及びその他の目的、利点及び特徴は、下記の添付図面と併せて特定の実施形態の記載からより明らかになる。

【図1A】図1Aは、本発明の一実施形態による差動 - コモンモード共鳴フィルタの水平断面図である。

【図1B】図1Bは、図1Aに図示されている1B - 1B'面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図1C】図1Cは、図1Aに図示されている1C - 1C'面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図1D】図1Dは、当該フィルタの上面図である。

【図2A】図2Aは、本発明の他の実施形態による差動 - コモンモード共鳴フィルタの水平断面図である。

【図2B】図2Bは、図2Aに図示されている2B - 2B'面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図2C】図2Cは、図2Aに図示されている2C - 2C'面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図2D】図2Dは、当該フィルタの上面図である。

【図2E】図2Eは、当該フィルタの共振器の構造を示している。

【図3】図3は、サイドウォールが長方形に配置されている差動 - コモンモード共鳴フィルタの挿入口を図示するグラフである。

【図4A】図4Aは、本発明の更に他の実施形態による差動 - コモンモード共鳴フィルタの水平断面図である。

【図4B】図4Bは、図4Aに図示されている4B - 4B'面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図4C】図4Cは、図4Aに図示されている4C - 4C'面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図4D】図4Dは、当該フィルタの上面図である。

【図5】図5は、サイドウォールが正方形に配置されている差動 - コモンモード共鳴フィ

10

20

30

40

50

ルタの挿入口スを図示するグラフである。

【図 6 A】図 6 A は、本発明の更に他の実施形態による差動 - コモンモード共鳴フィルタの水平断面図である。

【図 6 B】図 6 B は、図 6 A に図示されている 6 B - 6 B' 面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図 6 C】図 6 C は、図 6 A に図示されている 6 C - 6 C' 面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図 6 D】図 6 D は、当該フィルタの上面図である。

【図 7 A】図 7 A は、本発明の更に他の実施形態による差動 - コモンモード共鳴フィルタの水平断面図である。

10

【図 7 B】図 7 B は、図 7 A に図示されている 7 B - 7 B' 面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図 7 C】図 7 C は、図 7 A に図示されている 7 C - 7 C' 面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図 7 D】図 7 D は、当該フィルタの上面図である。

【図 8 A】図 8 A は、本発明の更に他の実施形態による差動 - コモンモード共鳴フィルタの水平断面図である。

【図 8 B】図 8 B は、図 8 A に図示されている 8 B - 8 B' 面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図 8 C】図 8 C は、図 8 A に図示されている 8 C - 8 C' 面における当該フィルタの垂直断面図である。

20

【図 8 D】図 8 D は、当該フィルタの上面図である。

【図 9 A】図 9 A は、本発明の更に他の実施形態による差動 - コモンモード共鳴フィルタの水平断面図である。

【図 9 B】図 9 B は、図 9 A に図示されている 9 B - 9 B' 面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図 9 C】図 9 C は、図 9 A に図示されている 9 C - 9 C' 面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図 9 D】図 9 D は、当該フィルタの上面図である。

【図 10 A】図 10 A は、4つの金属のチューニング素子を持つ図 9 A - 図 9 D に図示されたフィルタのコモンモードの挿入口スを示している。

30

【図 10 B】図 10 B は、4つの誘電体のチューニング素子を持つ図 9 A - 図 9 D に図示されたフィルタのコモンモードの挿入口スを示している。

【図 11 A】図 11 A は、本発明の更に他の実施形態による差動 - コモンモード共鳴フィルタの水平断面図である。

【図 11 B】図 11 B は、図 11 A に図示されている 11 B - 11 B' 面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図 11 C】図 11 C は、図 11 A に図示されている 11 C - 11 C' 面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図 11 D】図 11 D は、当該フィルタの上面図である。

40

【図 12】図 12 は、電磁波吸収材でできたチューニング素子を備える図 11 A - 11 D に図示されているフィルタの差動及びコモンモードの挿入口スを示している。

【図 13 A】図 13 A は、本発明の更に他の実施形態による差動 - コモンモード共鳴フィルタの水平断面図である。

【図 13 B】図 13 B は、図 13 A に図示されている 13 B - 13 B' 面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図 13 C】図 13 C は、図 13 A に図示されている 13 C - 13 C' 面における当該フィルタの垂直断面図である。

【図 13 D】図 13 D は、当該フィルタの上面図である。

【発明を実施するための形態】

50

【 0 0 1 3 】

以下、本発明の実施形態による差動 - コモンモード共鳴フィルタについて添付図面を参照しながら説明する。

【 0 0 1 4 】

図 1 A ~ 図 1 D には、差動 - コモンモード共鳴フィルタが図示されている。このフィルタは、多層基板 1 1 1 中に形成された共振器 1 1 0 を通過する 2 つの信号ビア 1 0 1 を備えている。この実施形態では、多層基板 1 1 1 は、絶縁体でできた絶縁基板 1 1 2 ~ 1 1 4 を備えている。図解の目的だけに、共振器 1 1 0 中の絶縁基板 1 1 3 の部分は、他の部分と異なるハッチングで示されている（他の図でも同様である）ことに留意されたい。絶縁体は、誘電材料であっても、電磁波吸収材であっても、磁性材料であってもよい。第 1 の導電層 1 L は、絶縁基板 1 1 2 の上面に設けられており、第 2 の導電層 2 L は、絶縁基板 1 1 2、1 1 3 の間に設けられており、第 3 の導電層 3 L は、絶縁基板 1 1 3、1 1 4 の間に設けられており、そして、第 4 の導電層 4 L は、絶縁基板 1 1 4 の裏面に設けられている。

10

【 0 0 1 5 】

共振器 1 1 0 は、接地ビア 1 0 2 と 2 枚の互いに対向する接地プレート 1 0 3 とで形成されている。接地ビア 1 0 2 は、共振器 1 1 0 のサイドウォールを形成しており、接地プレート 1 0 3 に接続されている。接地プレート 1 0 3 は、第 2 及び第 3 導電層 2 L 及び 3 L に設けられており、絶縁基板 1 1 0 によって分離されている。共振器 1 1 0 内の絶縁基板 1 1 3 の部分は、共振器 1 1 0 外の部分とは異なるハッチングで示されていることに留意されたい。この例では、接地ビア 1 0 2 は、共振器 1 1 0 が 2 つの互いに垂直な対称面 B - B ' 及び C - C ' を持つように配置されている。2 つの信号ビア 1 0 1 は、面 B - B ' 上に配置され、面 C - C ' から等しい間隔に離れており、ここではマクロストリップ構造として形成された 2 つの端子 1 0 5 に接続されている。図 1 D に図示されているように、入力信号としては、差動及びコモンモードが端子 1 0 5 に入力される。

20

【 0 0 1 6 】

接地又は電源導体の近傍に設けられた 2 つの信号導体が、差動及びコモンモード（混合モードとも呼ばれる）として 2 つの直交するモードに対応していることは、よく知られている。これらのモードは、機器に含まれているシステムにおいて情報を運ぶ伝播信号として使用可能である。

30

【 0 0 1 7 】

しかしながら、インピーダンスの不均質性により、有用な信号におけるノイズに加え、混合モード（差動又はコモンモード）上のシグナリングが適用されたデバイスからの放射を顕著に増加させ得る差動モードとコモンモード間の変換が、相当なものになり得る。

【 0 0 1 8 】

よって、差動及びコモンモードを別々に送受信することや、これらのモードの一つをキャンセルすることは、重大な問題である。

【 0 0 1 9 】

特に、この問題は、本実施形態の差動 - コモンモード共鳴フィルタによって解決される。本実施形態では、共振器が 2 つの対称面を持っており、信号ビア 1 0 1 がそれらの対称面の一つの上であり、もう一方の対称面に対して対称に配置されている。

40

【 0 0 2 0 】

信号は、基板 1 1 1 の最上層の導電層 1 L に設けられた端子 1 0 5 から基板の最下層の導電層 4 L の対応する端子 1 0 5 を伝搬する。共振器 1 1 0 の適用が、提案のフィルタの、際立って特徴的な特性を与えている。

【 0 0 2 1 】

図 2 A - 図 2 E に図示されているような差動 - コモンモード共鳴フィルタの数値例を考えよう。これらの図では、長方形の共振器 2 1 0 を持つフィルタが、4 層導電層基板 2 1 1 中に形成され、信号ビアパッド 2 0 5 が端子として使用される。4 層導電層基板 2 1 1 は、3 枚の絶縁基板 2 1 2 ~ 2 1 4 を備えている。差動モード及びコモンモードが、上部

50

及び下部信号ビアパッド 205 の間を伝搬する。2つの信号ビア 201 は、当該フィルタのこの例では $l = 5 \text{ mm}$ で分離されているが、寸法は、次のとおりである： $d_r = 0.65 \text{ mm}$ 、 $d_p = 0.95 \text{ mm}$ ； $d_c = 1.65 \text{ mm}$ であり、ここで、 d_r は、信号ビア 201 の外径であり、 d_p は、信号ビアパッド 205 の外径であり、 d_c は、信号ビア 201 が設けられた内部導電層 203 を通過するように設けられた開口の直径である。共振器 210 は、4層導電層基板 211 の第2及び第3導電層 2L、3L の間に形成されており、4層導電層基板 211 における近接する導電層の間の距離は、 $h = h_1 = h_2 = h_3 = 0.75 \text{ mm}$ であり、上部及び下部導電層 1L、4L の厚さは、 $t_o = 0.055 \text{ mm}$ であり、共振器を形成している内部導電層 203 の厚さは、 $t_i = 0.035 \text{ mm}$ である。基板 211 の接地プレート 20 の間の絶縁体は、 $\epsilon = 4.0$ 、 $\mu = 1.0$ 、 $\tan \delta = 0.023$ である。ここで、 ϵ は比誘電率であり、 μ は比透磁率であり、 $\tan \delta$ は、誘電正接である。

10

【0022】

共振器 210 は、接地ビア 202 が、その上部及び下部の導電性境界として機能する内部導電層 203 の両方に接続されたサイドウォールを構成することによって得られる。これらの接地ビアサイドウォールは、直径が $d_g = 0.3 \text{ mm}$ で $l_g = 1.0 \text{ mm}$ の距離で等間隔に離れて配置された接地ビア 202 で構成されている。共振器 210 の水平面内の寸法は、 $a = 20 \text{ mm}$ 、 $b = 40 \text{ mm}$ である。これらの寸法は、接地ビア 202 の中心を通る想像上の外形の線の間の距離として定義されることに留意されたい。

【0023】

20

図3においては、上記のパラメータを有する図2A～図2Eに図示されているフィルタの挿入ロス ($|S_{21}|$ 値) のシミュレーションデータが図示されている。これらの結果は、よく確立されており、最も正確な数値演算方法の一つである時間領域差分法を使用することによって得られている。

【0024】

提示したデータから得られるように、当該構造は、当該差動 - コモンモードフィルタの明確に現れる性質を示している。更に、差動モードの阻止帯域がコモンモードと比較して異なる位置にあることに着目することも重要である。例えば、約 4.2 GHz の周波数においてコモンモードは阻止帯域を持つ。しかしながら、この周波数においては、差動モードは実際上挿入ロスなしにフィルタを通過する。逆に、約 7.9 GHz の周波数では、明確に現れた阻止帯域を有しているが、同時に、コモンモードがこの周波数では非常に小さい損失でフィルタを通過して伝搬する。これは、本実施形態における提案の差動 - コモンモードフィルタの顕著な特性である。

30

【0025】

図2A～図2Eに図示されている構造を用いた差動 - コモンモードフィルタの根底にある物理的メカニズムを考察しよう。共振器 210 内の各信号ビア 201 の位置 (x_1, y_1)、(x_2, y_2) における電磁界は、近似的には、下記の式で表わすことができる：

【数1】

$$\mathbf{E}(1) \sim E_0^{mnp} \cdot \sin\left(\frac{m\pi x_1}{a}\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi y_1}{b}\right) \cdot \cos\left(\frac{p\pi z}{h}\right) \mathbf{z}, \quad \dots(1a)$$

40

$$\mathbf{E}(2) \sim E_0^{mnp} \cdot \sin\left(\frac{m\pi x_2}{a}\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi y_1}{b}\right) \cdot \cos\left(\frac{p\pi z}{h}\right) \mathbf{z}, \quad \dots(1b)$$

ここで、 m 、 n 及び p は、共振モードの次数を与えるものであり、 a 及び b は、共振器 210 の辺の水平面内の寸法であり、 $\mathbf{E}(1)$ は、(x_1, y_1) に位置する信号ビア 201 における電界であり、 $\mathbf{E}(2)$ は、(x_2, y_2) に位置する信号ビア 201 における電界であり、 E_0^{mnp} は、共振モードの振幅であり、 \mathbf{z} は、共振器 210 の上部及び下部の接地プレート 203 に垂直な方向の単位ベクトルである。共振モードの周波数 f_{mn}

50

p が近似的に下記のように表わすことができることに留意することは重要である：

【数 2】

$$f_{mnp} \approx \frac{c}{2\pi \cdot \sqrt{\mu\varepsilon}} \left[\left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h} \right)^2 \right]^{1/2}, \quad \dots(2)$$

ここで、 c は光速である。

【0026】

フィルタの出力における差動モードの電磁界は、信号ビア 201 における電界の差に比例し、即ち、

【数 3】

$$\mathbf{E}_d^{mnp} \sim (\mathbf{E}(1) - \mathbf{E}(2)). \quad \dots(3)$$

である。

【0027】

同時に、フィルタの出力におけるコモンモードの電磁界は、信号ビア 201 における電界の和に比例し、下記のように書くことができる：

【数 4】

$$\mathbf{E}_d^{mnp} \sim (\mathbf{E}(1) + \mathbf{E}(2)). \quad \dots(4)$$

【0028】

差動モードとコモンモードの分離を実現するためには、信号ビア 201 の位置は、それらの間の通過する垂直対称面に対して対称であるように選ばれる。それは、 $x_2 = b - x_1$ であることを意味している。この場合、式 (1b) は、次のように書ける：

【数 5】

$$\mathbf{E}(2) \sim -E_0^{mnp} \cdot \sin\left(\frac{m\pi x_1}{a}\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi y_1}{b}\right) \cdot \cos\left(\frac{p\pi z}{h}\right) \cdot \cos(m\pi) \cdot \mathbf{z}, \quad \dots(5)$$

結果として、式 (3) によれば、式 (1a)、(5) を考慮に入れると、差動モードの電磁界 \mathbf{E}_d^{mnp} は、次のように表わせる：

【数 6】

$$\mathbf{E}_d^{mnp} \sim E_0^{mnp} \cdot \sin\left(\frac{m\pi x_1}{a}\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi y_1}{b}\right) \cdot \cos\left(\frac{p\pi z}{h}\right) \cdot (1 + \cos m\pi) \cdot \mathbf{z}, \quad \dots(6)$$

同様に定義すれば、コモンモードの電磁界 \mathbf{E}_c^{mnp} は、次のように得られる：

【数 7】

$$\mathbf{E}_c^{mnp} \sim E_0^{mnp} \cdot \sin\left(\frac{m\pi x_1}{a}\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi y_1}{b}\right) \cdot \cos\left(\frac{p\pi z}{h}\right) \cdot (1 - \cos m\pi) \cdot \mathbf{z}, \quad \dots(7)$$

従って、式 (6)、(7) から得られるように、實際上、損失を起こさずに共振器を通る数次の差動モードを伝播させるこれらの差動共鳴モードがキャンセルされる。しかしながら、同時に、同じ次数のコモン共鳴モードは、損失の顕著な増大につながるように共鳴し、該次数におけるコモンモードの阻止帯域を形成する。共振の他の次数についても、差動モードについては阻止帯域が形成されるが、コモンモードは重大な損失を起こさずに共振器 210 を通過して伝搬する。

【0029】

10

20

30

40

50

例えば、差動及びコモンモードについて挿入ロスが存在する図3について考えよう。

【0030】

最低次の差動モードの電磁界は、次の式で表わすことができる：

【数8】

$$E_d^{110} \sim E_0^{110} \cdot \sin\left(\frac{\pi x_1}{a}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi y_1}{b}\right) \cdot (1 + \cos\pi) \cdot z = 0. \quad \dots(8)$$

式(8)は、式(2)によっても定義可能な4.2GHzの共振周波数での損失なしに、差動モードが共振器210を伝搬することを意味している。

10

【0031】

同時に、コモンモードの電磁界は、次のように得られる：

【数9】

$$E_c^{110} \sim E_0^{110} \cdot \sin\left(\frac{\pi x_1}{a}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi y_1}{b}\right) \cdot (1 - \cos\pi) \cdot z = 2 \cdot E_0^{110} \cdot \sin\left(\frac{\pi x_1}{a}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi y_1}{b}\right) \cdot \dots(9)$$

式(9)から得られるように、コモンモードは共鳴し、このモードでは、図3と一致する約4.2GHzの周波数のあたりで阻止帯域が形成される。

【0032】

20

約7.9GHzの周波数では、差動モードが阻止帯域を有しており、しかしながら同時に、コモンモードは、共振器を通過して伝搬する。これは、式(6)、(7)で説明可能である。

【0033】

これは、本実施形態のフィルタの、際立って特徴的な特性である。このように、本実施形態のフィルタは、一つのモード(差動又はコモン)について、共鳴時におけるこのモードのフィルタを通しての伝播を可能にする一のグループ共振のキャンセルを有効に実現する。同時に、他のモード(それぞれ、コモン又は差動)は、検討した周波数に阻止帯域を形成するのにつながるように、これらの周波数において共振する。

【0034】

30

従って、周波数領域において、差動及びコモンモードの分離を得られる。

【0035】

これは、差動モードについて帯域通過フィルタを形成し、同時にコモンモードについて帯域阻止特性を提供する基礎である。

【0036】

よって、垂直対称面とその面日して対称に設けられた一対の信号ピアとを持つ多層基板内の共振器を設けるといふ提案された手法を使用することにより、数々のフィルタを得ることができる。

【0037】

サイドウォールを形成する接地ピアの配置が異なった様々な共振器が開発可能である。ただし、このような配置がフィルタの周波数応答を制御するために使用可能であることに留意されたい。

40

【0038】

図4A～図4Dには、共振器410のサイドウォールにおいて接地ピア402が正方形は位置された差動・コモンモード共鳴フィルタが提示されている。このフィルタは、共振器410に埋め込まれ、3枚の絶縁基板412～414を含む4層導電層基板411の上部及び下部導電層1L及び4Lに設けられた端子405に接続された一対の信号ピア401で形成されている。

【0039】

図5には、図4A～図4Dに図示されている構造の数値例が提示されている。4層導電

50

層基板 4 1 1、信号ビア 4 0 1、及び共振器 4 1 0 の寸法は図 3 と同じであるが、共振器 4 1 0 だけは、 $a = 20 \text{ mm}$ の辺を持つ正方形のものになっている。シミュレーション結果から得られるように、このタイプのフィルタも、阻止帯域が異なる位置にある（コモンモードについては阻止帯域の中心周波数が 5.3 GHz で、しかし差動モードについてはこの周波数は 8.7 GHz である）差動及びコモンモードの分離をはっきり示している。また、これらのデータから、サイドウォールにおける接地ビアの配置の形態（この形態は、円形、楕円、又は具体的応用によって決定されるより複雑なもの）が周波数応答を制御するために有効なアプローチであることを示している。

【0040】

提案されたフィルタが、ボード搭載の応用のための集積素子として使用可能であるのみならず、独立したデバイスとしても使用可能であることを強調することは重要である。

【0041】

図 6 A ~ 図 6 D には、差動 - コモンモードフィルタが提示されている。この実施形態では、共振器 6 1 0 のサイドウォールを形成するために接地ビアの代わりに側面導電プレート 6 0 4 が使用されている。

【0042】

より具体的には、この共振器 6 1 0 は、3 枚の絶縁基板 6 1 2 ~ 6 1 4 を含む 4 層導電層基板 6 1 1 中に形成された接地プレート 6 0 3 と 4 層導電層基板 6 1 1 の側面に形成された側面導電プレート 6 0 4 とにより構成されている。垂直面 $6 C - 6 C'$ に対して対称に設けられた信号ビア 6 0 1 は、4 層導電層基板 6 1 1 の上部及び下部導電層 1 L、4 L に設けられた端子 6 0 5 に接続されている。そのようなタイプの差動 - コモン共鳴フィルタは、独立したデバイスとして応用可能である。

【0043】

上記の実施形態のフィルタは 2 つ対称面を有しているが、一つの対称面を有する共振器を備え、信号ビアが該対称面に対して対称に配置されている差動 - コモンモード共鳴フィルタにおいても、差動及びコモンモードの分離は、達成可能である。図 7 A ~ 図 7 D においては、差動 - コモンモード共鳴フィルタの他の実施形態が提示されている。このフィルタは、信号ビア 7 0 1 と、共振器 7 1 0 と、5 枚の絶縁基板 7 1 2 ~ 7 1 6 を含む多層基板 7 1 1 の上部及び下部導電層 1 L、6 L に設けられた端子 7 0 5 とを備えている。共振器 7 1 0 は、接地プレート 7 0 3 に接続された接地ビア 7 0 2 によって形成されており、台形の外形のサイドウォールが得られるように配置されている。この構造では、信号ビア 7 0 1 は、面 $7 C - 7 C'$ に対して対称である。

【0044】

本発明の他の実施形態では、差動 - コモンモード共鳴フィルタが、共振器に埋め込まれたチューニング素子を組み込んでいてもよい。そのようなフィルタは、阻止帯域のシフトを行えるだけでなく、阻止領域の拡大も行うことができる。

【0045】

図 8 A ~ 図 8 D においては、2 つのチューニング素子を備える差動 - コモンモード共鳴フィルタが図示されている。このフィルタは、共振器 8 1 0 に埋め込まれ、端子 8 0 5 に接続された 2 つの信号ビア 8 0 1 を備えている。共振器 8 1 0 は、接地プレート 8 0 3 と、これらの接地プレートに接続された接地ビアウォール 8 0 2 とで構成されている。フィルタは、3 枚の絶縁基板 8 1 2 ~ 8 1 4 を含む 4 層導電層基板 8 1 1 を元としている。このフィルタの格別な特徴として、チューニング素子 8 1 6 が共振器 8 1 0 に埋め込まれている。これらのチューニング素子 8 1 6 は、共振器 8 1 0 を貫通するように設けられており、共振の位置と Q 値に影響する。図示された実施形態では、信号ビア 8 0 1 に対して同じ効果を及ぼすために、チューニング素子 8 1 6 は信号ビア 8 0 1 に対して対称的に設けられている。

【0046】

チューニング素子 8 1 6 は、要求されたフィルタの特性を提供するような材料でできていてもよい。この材料は、金属であっても、誘電体であっても、電磁波吸収材（例えば、

10

20

30

40

50

フェライト)であってもよい。チューニング素子 816 は、中実の構造体ではなく、中空のチューブの形態で形成されてもよいことに留意されたい。チューニング素子 816 は、共振器 810 を通過する開口の側壁に形成された金属体として形成されてもよい。また、チューニング素子 816 の数や寸法は、必要とされる特性を達成するように修正されてもよい。

【0047】

図 9A ~ 図 9D には、4つのチューニング素子 916 を備えた差動 - コモンモードフィルタが提示されている。このフィルタは、3枚の絶縁基板 912 - 914 を含む多層基板 911 を備えている。多層基板 911 の中には、接地プレート 903 に接続された接地ビア 902 が正方形に配置された共振器 910 が形成されている。接地ビア 902 は、共振器 910 のサイドウォールを形成している。共振器 910 の中には、信号ビア 901 が埋め込まれている。

10

【0048】

フィルタの電気的性能へのチューニング素子 916 の影響を実証するために、図 8 の数値例におけるのと同じようにフィルタの構造及び寸法と基板の材料とが選ばれている。4つの同じチューニング素子 916 が、図 9A - 図 9D の表記に従って下記の寸法を持つ信号ビア 901 に対して対称的に配置されている。即ち、 $d_t = 2\text{ mm}$ 、 $l_t = 5\text{ mm}$ 、及び、 $c_t = 5\text{ mm}$ である。

【0049】

図 10A には、4つの金属のチューニング素子 916 を備えた図 9A ~ 図 9D に図示されているフィルタのコモンモードの挿入ロスが提示されている。また、この図には、比較のために、同じであるがチューニング素子がないフィルタの挿入ロスが提示されている。提示されたデータから得られるように、4つの金属チューニング素子を適用することにより、共振周波数がより高い値にシフトする。この結果は、共振周波数の位置を決める、共振器 910 の水平面内の有効寸法の低減で説明できる。

20

【0050】

図 10B には、誘電体のチューニング素子 916 を備えたフィルタのコモンモードの挿入ロスが図示されている。フィルタの構造と寸法は、図 10A と同様であり、4つのチューニング素子 916 が、金属ではなく比誘電率が 40 の誘電体でできているだけである。チューニング素子 916 の誘電材料の比誘電率が、多層基板 911 の絶縁基板 912 ~ 914 の絶縁材料の比誘電率よりも高いことに留意されたい。図 10B から理解できるように、多層基板 911 の絶縁材料よりも高い誘電率の誘電材料を使用すると、同じであるがチューニング素子を使わないフィルタと比較して、より低い周波数への共振周波数のシフトが起こる。フィルタのこの特性は、式(2)を考慮することにより理解できる。

30

【0051】

基板材料の誘電率より高い比誘電率の材料でできているチューニング素子 916 では、共振器 910 の有効誘電率が高くなり、これは、結果として、共振周波数をより低い値にシフトする。

【0052】

また、差動 - コモンモード共鳴フィルタの好適な特性は、電磁波吸収材料をチューニング素子 916 として使用することによっても得ることができる。フィルタの共振器 910 にそのような材料を導入することにより、下記の式で説明できる共振線を広げることができる：

40

【数10】

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx \tan \delta_{eff}, \quad \dots (10)$$

ここで、 Δf は帯域幅であり、 f_0 は共振周波数であり、そして、 $\tan \delta_{eff}$ は、チューニング素子 916 と多層基板 911 の材料の誘電正接から得られる、共振器 910 の

50

複合材料の有効誘電正接である。

【0053】

差動及びコモンモードの独特の特性を考慮に入れ、そして、チューニング素子916内で吸収材料を使用して、コモンモードの抑制の周波数帯を高くした差動 - コモンモード共鳴フィルタを設計することができる。

【0054】

差動モードの電磁界は、信号ビアの間の距離が十分に小さければ該信号ビアの間に集中することに留意されたい。同時に、これらの信号ビアのコモンモードの電磁界は、共振器の側面接地ビアウォールまで延伸する。

【0055】

信号ビア901から離れた電磁波吸収材料のチューニング素子を適用することにより、コモンモードの抑制を実現できる。同時に差動モードも相当に低い損失で伝搬することに留意されたい。チューニング素子916を配置可能な距離は、与えられた電磁波吸収材料に対して、チューニング素子916の位置や数をステップバイステップで変えるシミュレーションにより、得ることができる。

【0056】

図11A～図11Dには、このようなフィルタの更に他の実施形態が提示されている。図11A～図11Dに図示されているフィルタは、端子1105に接続された2つの信号ビア1101を備えている。これらの信号ビア1101は、接地プレート1103と接地プレート1103に接続された接地ビア1102とで多層基板1111の内部に形成された共振器1110に埋め込まれている。この実施形態では、多層基板1111は、3枚の絶縁基板1112～1114を備えている。複数のチューニング素子1116が、広い周波数帯においてコモンモードを抑制するために信号ビア1101の近傍において共振器1110内に設けられている。

【0057】

共振器1110が、それを通過して伝搬するコモンモードの損失を顕著に増加させるので、このフィルタにおいては共振器1110が重要な役割を果たしていることに留意されたい。

【0058】

このフィルタの数値的な実施態様について検討する。この実施態様では、フィルタの構造と寸法は図3と同じであるが、信号ビア1101の距離が $l = 2 \text{ mm}$ であり、チューニング素子1116の数は16である。これらのチューニング素子1116は、図11A～図11Dに図示されているように、信号ビア1101に対して対称に配置されている。チューニング素子1116の寸法は、次のとおりである： $d_t = 2 \text{ mm}$ 、 $l_t = 5 \text{ mm}$ 、 $c_t = 5 \text{ mm}$ 。

【0059】

この数値例から理解できるように、信号ビア1101の間の距離は、上述の数値例と比較して小さい。これは、共振器1110が差動モードに及ぼす効果を小さくしながら、差動モードが共振器1110を通過して伝搬させる。この場合には、共振器1110がコモンモードに及ぼす効果が大きくなることに留意されたい。この数値例では、16のチューニング素子1116は、比誘電率 $\epsilon = 4.0$ 、比透磁率 $\mu = 1.2$ 、誘電正接 $\tan \delta = 0.26$ 、及び、磁気損失正接 $\tan \delta_m = 1.5$ の吸収材料で満たされている。

【0060】

図12には、図11A～図11Dに図示されている構造の差動モード及びコモンモードについてのシミュレートされた挿入ロスが提示されている。図12に図示されているように、約 2.3 GHz から約 3.7 GHz まで、そして約 8 GHz から 15 GHz までの周波数帯域において、コモンモードの損失が、顕著に、差動モードの損失より高くなる。これは、これらの周波数帯では、当該構造がコモンモードを有効に抑制すると共に、差動モードには小さい影響しか及ぼさないことを意味している。この種のフィルタは、デジタル応用にとって特に重要である。

10

20

30

40

50

【0061】

差動 - コモンモードフィルタの共振器に満たされる材料が、この共振器の所定の特性を規定するために使用可能であることを強調することは重要である。

【0062】

差動 - コモンモード共振フィルタは、異なる数の接地プレートを有する多層基板に形成してもよいということは、良く理解できるであろう。図13A～図13Dは、本発明の更に他の実施形態における、5つの絶縁基板1312～1316を含む6層導電層基板1311に設けられた、差動 - コモンモード共鳴フィルタを示している。

【0063】

このフィルタは、6層導電層基板1311に埋め込まれた2つの信号ビア1301を備えている。信号ビア1301は、接地ビア1302と接地プレート1303によって形成された共振器1310内に設けられている。接地ビア1302は、共振器1310のサイドウォールとして使用される。このフィルタの顕著な特徴は、接地ビア1302が円形に配置されていることである。この実施形態では、接地プレート1303に垂直で共振器1310の中心を通る任意の面が、垂直対称面となる。そのような円形の基板内蔵型共振器の特性は、信号ビア1301の対を所定の方向に向ける必要がある場合に有用である。なぜなら、この共振器では、共振器1310の中心に対して態樣的に配置されている信号ビア1301の対の向きが如何なるものであっても、周波数領域において差動モードとコモンモードの分離を行うことができるからである。

【0064】

図13A～図13Dのフィルタにおいて、差動 - コモンモード共鳴フィルタのもう一つの重要な特徴が提示されている。この実施形態では、共振器1310を構成する接地プレート1303の間に設けられる材料(比誘電率を ϵ_2 、比透磁率 μ_2 を有する)は、接地プレート1303と接地プレート1306との間の空間に充填される材料(比誘電率を ϵ_1 、比透磁率 μ_1 を有する)と異なっている。比誘電率 ϵ_1 は、比誘電率 ϵ_2 と異なり、及び/又は、比透磁率 μ_1 は、比透磁率 μ_2 と異なっている。具体的な実施においては、 ϵ_2 と μ_2 の材料は、所望の共振器1310の共振周波数を提供し、結果として、所望のフィルタの阻止帯域の中心周波数を提供するように選択することが許容されるから、このような構造は重要である。更に、相当なロスを有する ϵ_2 と μ_2 の材料を使用することにより、差動モード又はコモンモードのいずれかについてフィルタの阻止帯域を広げることができる。

【0065】

このように、差動 - コモンモード共鳴フィルタは、異なった構成パラメータを有する材料で分離された異なった数の接地プレートを有する多層基板に形成することができることは良く理解できる。また、共振器は多層基板の任意の位置に設けられ得ることに留意されたい。

【0066】

以上には、いくつかの実施形態と共に本発明が説明されているが、それらの実施形態は単に本願発明を説明するために提供されているのであり、添付の請求項を限定的な意味で解釈するために援用されてはならないことは、当業者には明白であろう。

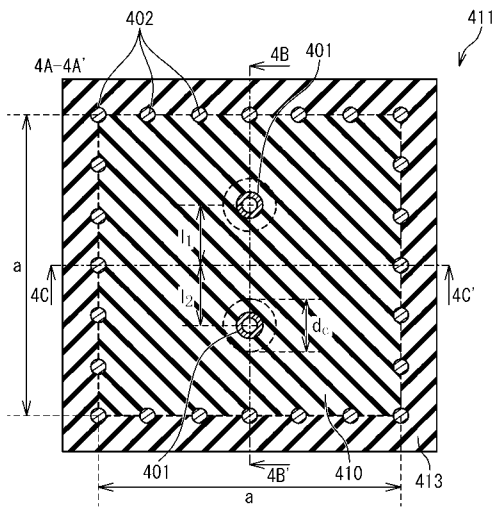
10

20

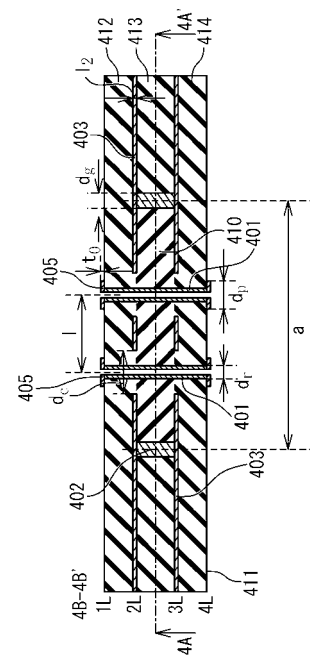
30

40

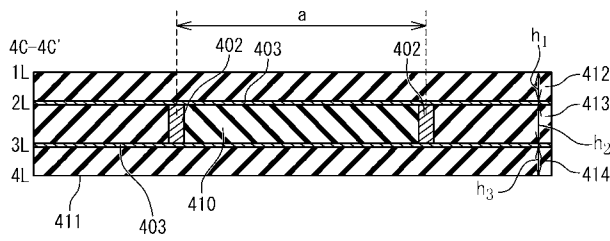
【図 4 A】



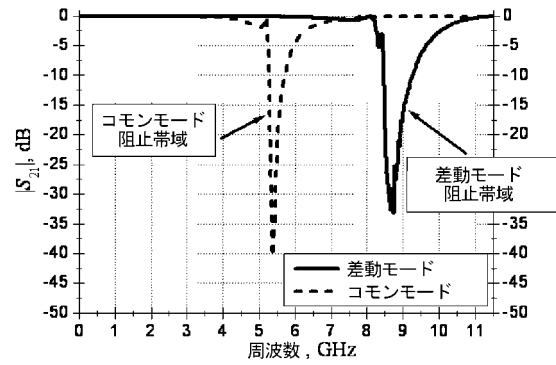
【図 4 B】



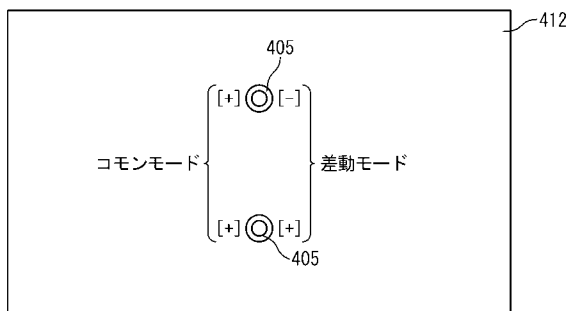
【図 4 C】



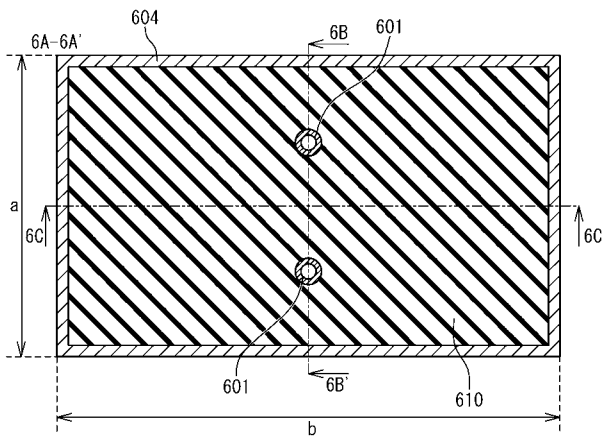
【図 5】



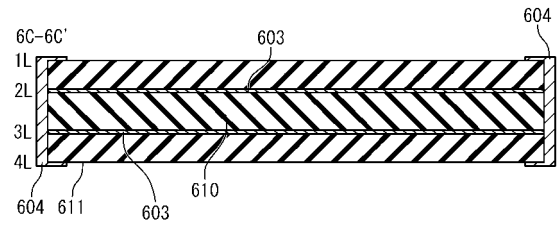
【図 4 D】



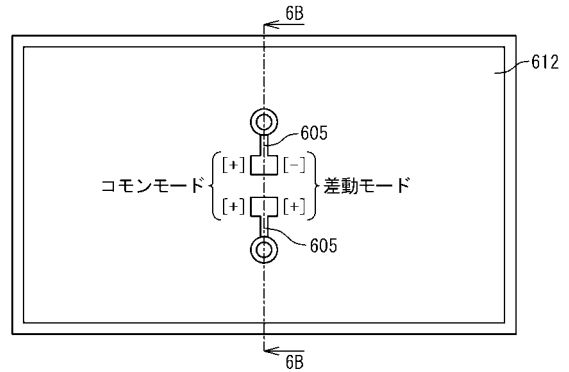
【図 6 A】



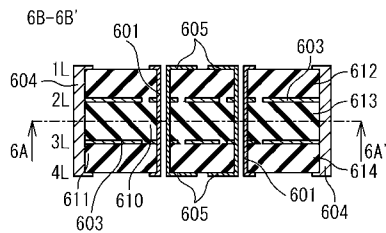
【図 6 C】



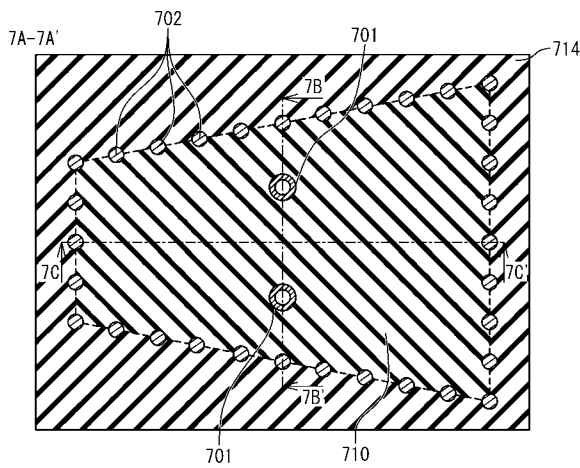
【図 6 D】



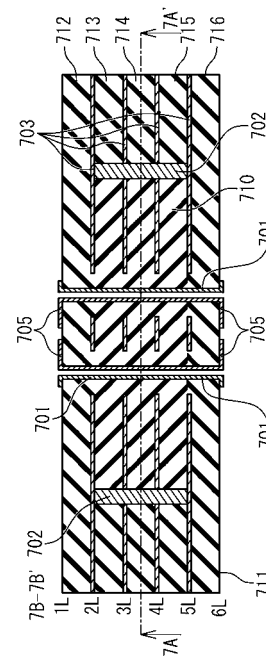
【図 6 B】



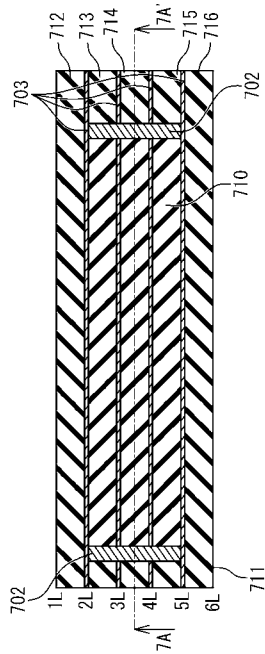
【図 7 A】



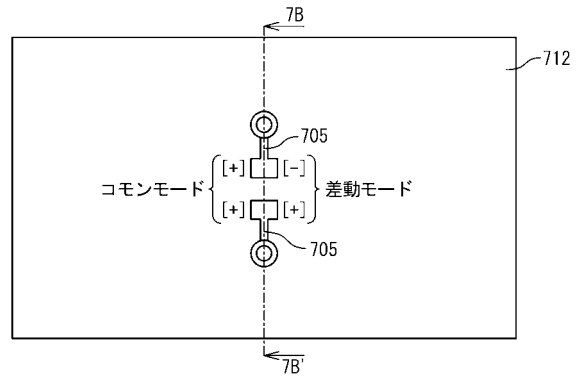
【図 7 B】



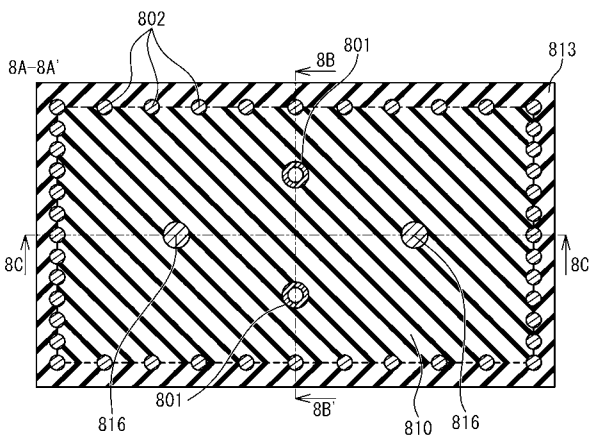
【図7C】



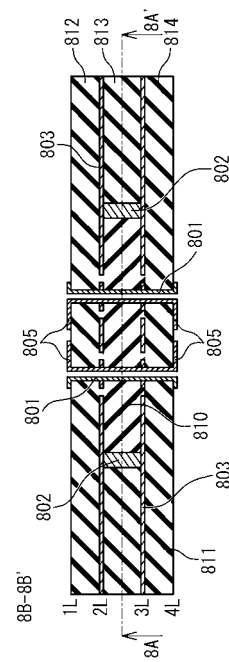
【図7D】



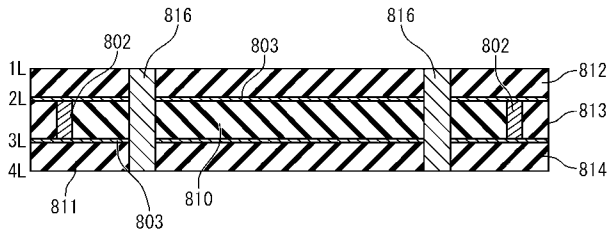
【図8A】



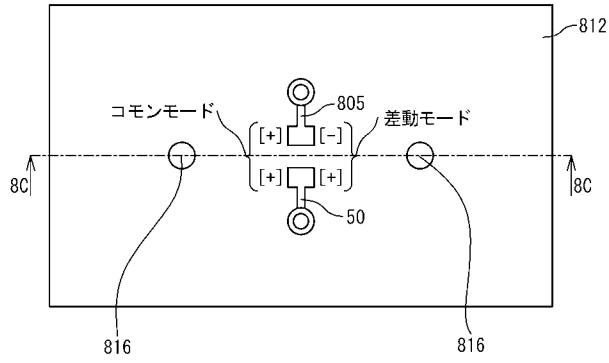
【図8B】



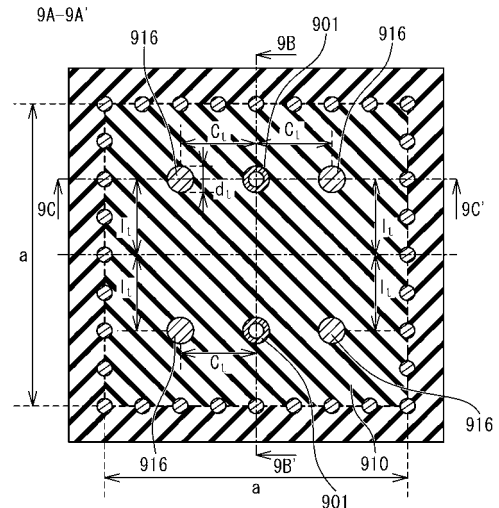
【図8C】



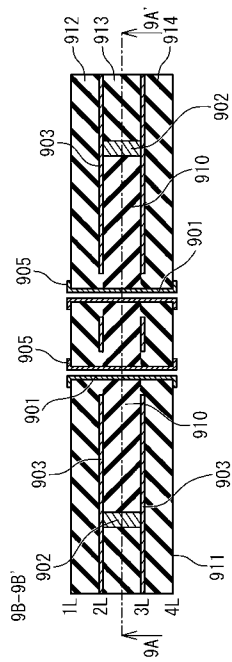
【図8D】



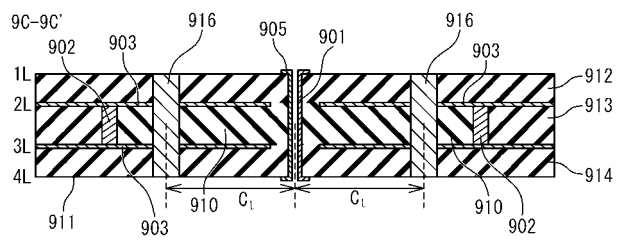
【図9A】



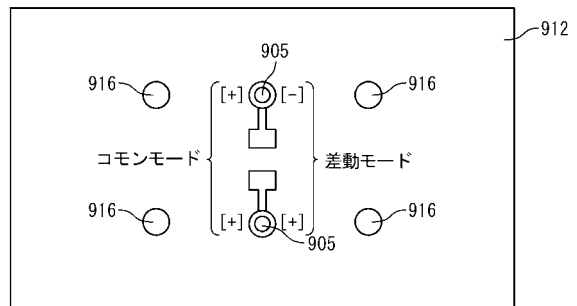
【図9B】



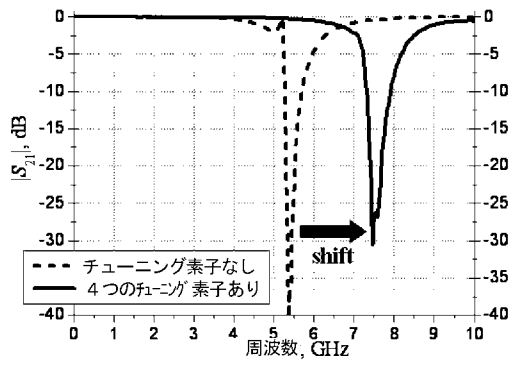
【図9C】



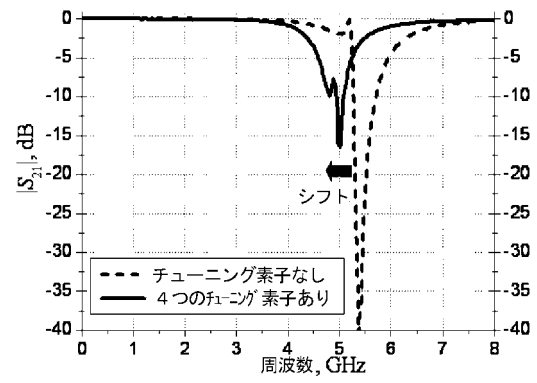
【図9D】



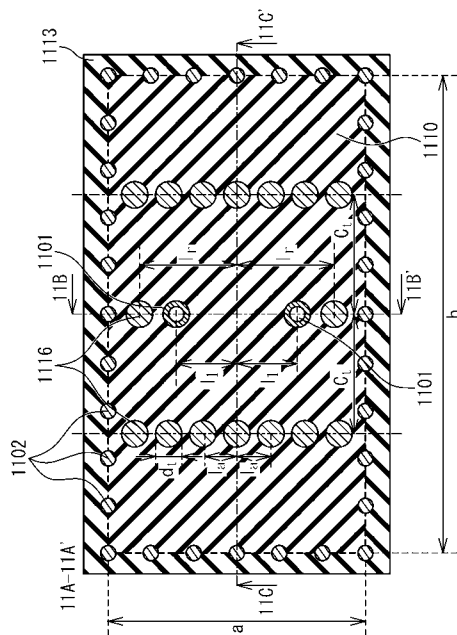
【図10A】



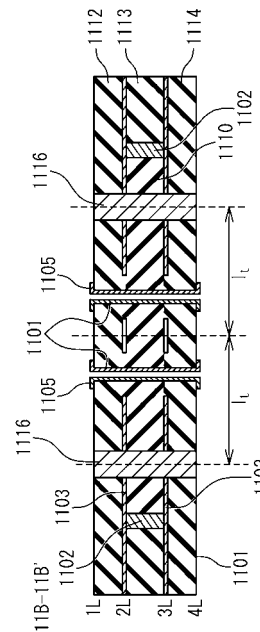
【図10B】



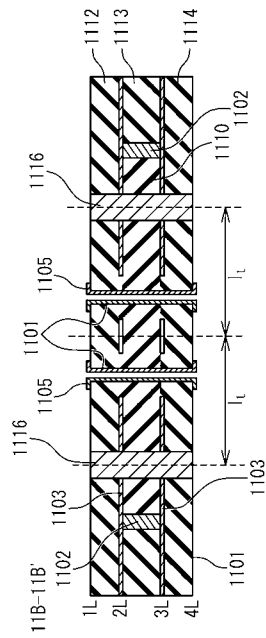
【図11A】



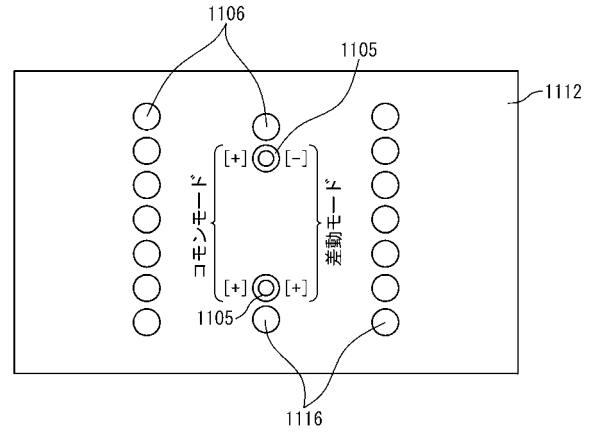
【図11B】



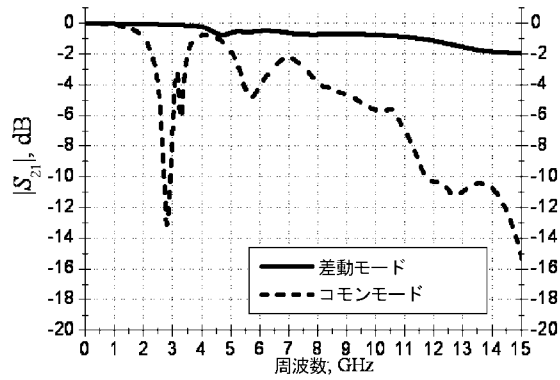
【図11C】



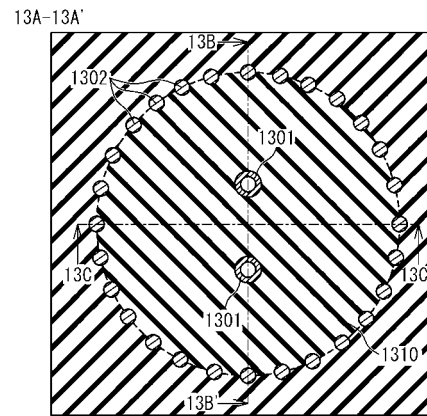
【図11D】



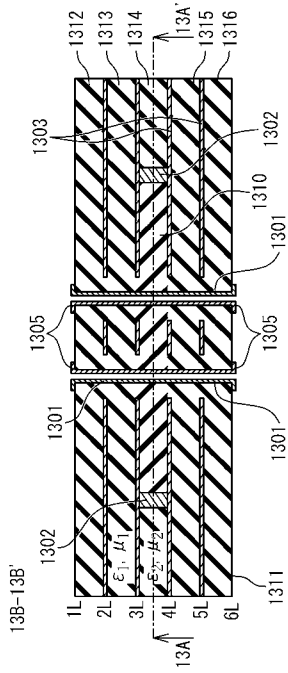
【図12】



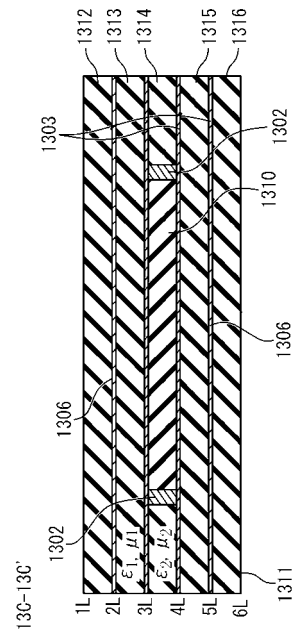
【図13A】



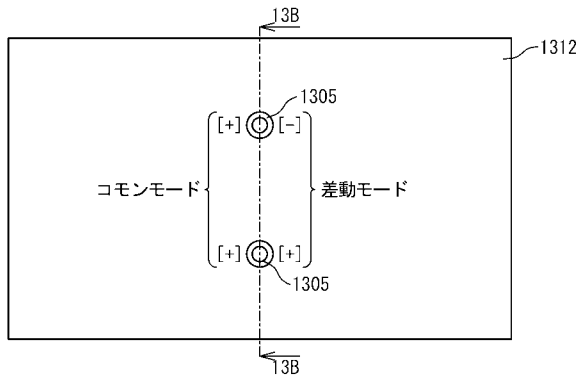
【図 13 B】



【図 13 C】



【図 13 D】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平 10 - 303618 (JP, A)
国際公開第 2007 / 046271 (WO, A1)
特開平 09 - 246821 (JP, A)
特開 2003 - 037022 (JP, A)
特開 2003 - 078312 (JP, A)
特開平 11 - 088007 (JP, A)
特開昭 62 - 092601 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01P 1/20

H01P 3/12