

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6512837号
(P6512837)

(45) 発行日 令和1年5月15日(2019.5.15)

(24) 登録日 平成31年4月19日(2019.4.19)

(51) Int.Cl.

F I

H O 1 P 7/00 (2006.01)

H O 1 P 7/00 A

H O 1 P 1/00 (2006.01)

H O 1 P 7/00 Z

H O 1 P 1/00 Z

請求項の数 30 (全 31 頁)

(21) 出願番号 特願2015-8954 (P2015-8954)
 (22) 出願日 平成27年1月20日 (2015.1.20)
 (65) 公開番号 特開2016-134809 (P2016-134809A)
 (43) 公開日 平成28年7月25日 (2016.7.25)
 審査請求日 平成30年1月12日 (2018.1.12)

(73) 特許権者 000001007
 キヤノン株式会社
 東京都大田区下丸子3丁目30番2号
 (74) 代理人 100076428
 弁理士 大塚 康德
 (74) 代理人 100112508
 弁理士 高柳 司郎
 (74) 代理人 100115071
 弁理士 大塚 康弘
 (74) 代理人 100116894
 弁理士 木村 秀二
 (74) 代理人 100130409
 弁理士 下山 治
 (74) 代理人 100134175
 弁理士 永川 行光

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電子回路及び構造体

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

少なくとも1つの周波数帯において電磁波の伝播を遮断する構造体であって、
 電子回路部品が実装される基板であって第1の導体が形成される第1の層と第2の導
 体が形成される第2の層とを含む基板において、前記第1の層と異なる複数の相異なる層
 にそれぞれ配置される線状の第3の導体と、
 前記第3の導体のうちの1つの導体の端部の1つを、前記第3の導体のうちの別の1
 つの導体の端部の1つと接続する少なくとも1つの第4の導体と、
 を含む構造体と、
 信号線を形成する前記第1の導体と、
 グランドを形成する前記第2の導体と、
 を有することを特徴とする電子回路。

【請求項 2】

前記第3の導体のうちの少なくとも1つは曲線形状を有し、
 前記第3の導体のうちの1つの導体の1つの端部は開放端である、
 ことを特徴とする請求項1に記載の電子回路。

【請求項 3】

前記第3の導体のうちの前記開放端を含む導体は、当該第3の導体のうちの他の導体と
 比べて、前記第1の層に近い層に配置される、
 ことを特徴とする請求項2に記載の電子回路。

【請求項 4】

前記第 3 の導体のうちの 1 つの導体の 1 つの端部が前記第 2 の導体に接続される、
ことを特徴とする請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載の電子回路。

【請求項 5】

前記第 3 の導体は、いずれも、前記第 2 の層と前記第 1 の層との間の層に形成される、
ことを特徴とする請求項 1 から 4 のいずれか 1 項に記載の電子回路。

【請求項 6】

前記第 3 の導体のうちの前記第 2 の導体に接続される導体は、前記第 2 の層に形成される、
ことを特徴とする請求項 4 に記載の電子回路。

10

【請求項 7】

前記第 4 の導体は、前記第 3 の導体が直列に接続されて 1 つの線状の導体となるように、
当該第 3 の導体のそれぞれを互いに接続する、
ことを特徴とする請求項 1 から 6 のいずれか 1 項に記載の電子回路。

【請求項 8】

前記第 4 の導体は、前記第 3 の導体のうちの相異なる 2 つの導体のそれぞれの端部の 1 つを、共に、前記第 3 の導体のうちの別の 1 つの導体の端部の 1 つと接続する、
ことを特徴とする請求項 1 から 6 のいずれか 1 項に記載の電子回路。

【請求項 9】

前記第 1 の層が、前記第 3 の導体のうちの前記相異なる 2 つの導体が形成される 2 つの層の間の層となるように、当該相異なる 2 つの導体が形成される、
ことを特徴とする請求項 8 に記載の電子回路。

20

【請求項 10】

前記第 3 の導体のうちの 2 つの導体は、電流が流れたときに形成される磁界を互いに強めあう方向で配置される、
ことを特徴とする請求項 1 から 9 のいずれか 1 項に記載の電子回路。

【請求項 11】

前記第 3 の導体は、スパイラル形状またはメアンダ形状である、
ことを特徴とする請求項 1 から 10 のいずれか 1 項に記載の電子回路。

【請求項 12】

少なくとも 1 つの周波数帯において電磁波の伝播を遮断する構造体であって、
__電子回路部品が実装される基板であって第 1 の導体が形成される第 1 の層と第 2 の導体が形成される第 2 の層とを含む基板において、前記第 1 の層と異なる第 3 の層に配置される複数の第 3 の導体と、
__前記第 1 の層および前記第 3 の層と異なる第 4 の層に配置される少なくとも 1 つの第 4 の導体と、
__前記複数の第 3 の導体のうちの 1 つの導体の端部の 1 つを前記少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの 1 つの導体の端部の 1 つと接続し、前記複数の第 3 の導体のうちの別の 1 つの導体の端部の 1 つを前記少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの 1 つの導体の端部の別の 1 つと接続する、複数の第 5 の導体と、
を含む構造体と、
信号線を形成する前記第 1 の導体と、
グランドを形成する前記第 2 の導体と、
を有することを特徴とする電子回路。

30

40

【請求項 13】

前記複数の第 3 の導体のうちの 1 つの導体または前記少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの 1 つの導体の、1 つの端部は開放端である、
ことを特徴とする請求項 12 に記載の電子回路。

【請求項 14】

前記複数の第 3 の導体のうちの 1 つの導体が前記開放端を含む場合、当該複数の第 3 の

50

導体のうちの当該 1 つの導体が前記第 4 の導体より前記第 1 の層に近い層に配置され、

前記少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの 1 つの導体が前記開放端を含む場合、当該少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの当該 1 つの導体が前記第 3 の導体より前記第 1 の層に近い層に配置される、

ことを特徴とする請求項 13 に記載の電子回路。

【請求項 15】

前記複数の第 3 の導体のうちの 1 つの導体または前記少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの 1 つの導体の、1 つの端部が前記第 2 の導体に接続される、

ことを特徴とする請求項 12 から 14 のいずれか 1 項に記載の電子回路。

【請求項 16】

前記複数の第 3 の導体および前記少なくとも 1 つの第 4 の導体は、いずれも、前記第 2 の層と前記第 1 の層との間の層に形成される、

ことを特徴とする請求項 12 から 15 のいずれか 1 項に記載の電子回路。

【請求項 17】

前記複数の第 3 の導体および前記少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの前記第 2 の導体に接続される導体は、前記第 2 の層に形成される、

ことを特徴とする請求項 15 に記載の電子回路。

【請求項 18】

前記第 5 の導体は、前記複数の第 3 の導体と前記少なくとも 1 つの第 4 の導体が交互かつ直列に接続されて 1 つの線状の導体となるように、当該複数の第 3 の導体と前記少なくとも 1 つの第 4 の導体とを接続する、

ことを特徴とする請求項 12 から 17 のいずれか 1 項に記載の電子回路。

【請求項 19】

前記 1 つの線状の導体はヘリカル形状を有する、

ことを特徴とする請求項 18 に記載の電子回路。

【請求項 20】

前記第 5 の導体は、前記複数の第 3 の導体のうちの相異なる 2 つの導体のそれぞれの端部の 1 つを、共に、前記少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの 1 つの導体の端部の 1 つと接続する、

ことを特徴とする請求項 12 から 17 のいずれか 1 項に記載の電子回路。

【請求項 21】

前記複数の第 3 の導体のうちの前記相異なる 2 つの導体は、共に接続される前記少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの 1 つの導体の端部の 1 つを除いて導通しない、

ことを特徴とする請求項 20 に記載の電子回路。

【請求項 22】

前記複数の第 3 の導体のうちの前記相異なる 2 つの導体の少なくともいずれかは、その端部が開放端であり、又は、さらに前記少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの別の 1 つの導体を含む導体と接続され、当該少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの当該別の 1 つの導体を含む導体は開放端を含む、

ことを特徴とする請求項 21 に記載の電子回路。

【請求項 23】

前記第 5 の導体は、前記複数の第 3 の導体と前記少なくとも 1 つの第 4 の導体とを、それらの少なくとも一部において電流が流れたときに形成される磁界を互いに強めあうように接続する、

ことを特徴とする請求項 12 から 22 のいずれか 1 項に記載の電子回路。

【請求項 24】

前記第 1 の導体に沿って配置される複数の前記構造体を含み、

複数の前記構造体は、複数の前記構造体のうちの 1 つの構造体と別の 1 つの構造体との距離が、遮断する周波数における電磁波の電気長の $1/4$ となる位置に配置される、

ことを特徴とする請求項 12 から 23 のいずれか 1 項に記載の電子回路。

10

20

30

40

50

【請求項 25】

前記第 1 の導体は、伝送線路または平板状の導体である、
ことを特徴とする請求項 12 から 24 のいずれか 1 項に記載の電子回路。

【請求項 26】

少なくとも 1 つの周波数帯において電磁波の伝播を遮断する構造体であって、
電子回路部品が実装される基板であって第 1 の導体が形成される第 1 の層と第 2 の導体が形成される第 2 の層とを含む基板において、前記第 1 の層と異なる第 3 の層に配置される複数の第 3 の導体と、
前記第 1 の層および前記第 3 の層と異なる第 4 の層に配置される少なくとも 1 つの第 4 の導体と、
前記複数の第 3 の導体のうちの 1 つの導体の端部の 1 つを前記少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの 1 つの導体の端部の 1 つと接続し、前記複数の第 3 の導体のうちの別の 1 つの導体の端部の 1 つを前記少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの 1 つの導体の端部の別の 1 つと接続する、複数の第 5 の導体と、
を含み、
前記複数の第 3 の導体のうちの 1 つの導体または前記少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの 1 つの導体の、1 つの端部は開放端である、
ことを特徴とする構造体。

10

【請求項 27】

前記複数の第 3 の導体のうちの 1 つの導体が前記開放端を含む場合、当該複数の第 3 の導体のうちの当該 1 つの導体が前記第 4 の導体より前記第 1 の層に近い層に配置され、
前記少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの 1 つの導体が前記開放端を含む場合、当該少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの当該 1 つの導体が前記第 3 の導体より前記第 1 の層に近い層に配置される、
ことを特徴とする請求項 26 に記載の構造体。

20

【請求項 28】

前記第 5 の導体は、前記複数の第 3 の導体のうちの相異なる 2 つの導体のそれぞれの端部の 1 つを、共に、前記少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの 1 つの導体の端部の 1 つと接続する、
ことを特徴とする請求項 26 又は 27 に記載の構造体。

30

【請求項 29】

前記複数の第 3 の導体のうちの前記相異なる 2 つの導体は、共に接続される前記少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの 1 つの導体の端部の 1 つを除いて導通しない、
ことを特徴とする請求項 28 に記載の構造体。

【請求項 30】

前記複数の第 3 の導体のうちの前記相異なる 2 つの導体の少なくともいずれかは、その端部が開放端であり、又は、さらに前記少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの別の 1 つの導体を含む導体と接続され、当該少なくとも 1 つの第 4 の導体のうちの当該別の 1 つの導体を含む導体は開放端を含む、
ことを特徴とする請求項 29 に記載の構造体。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電磁バンドギャップ (EBG: Electromagnetic Band Gap) 構造に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、特定の周波数帯域において電磁波の伝搬を阻止する電磁バンドギャップ構造の検討が進められている。特許文献 1 には、一定のギャップ間隔でパッチ導体を同一平面にアレイ状に配置し、パッチ導体と平行したグランド導体と、パッチ導体を導通ピアで接続し

50

たマッシュルーム構造の電磁バンドギャップ構造が記載されている。また、特許文献 2 には、平行に配設された 2 つの導体板と、その 2 つの導体板の間でない領域に形成されるオープンスタブがその一部として含まれる単位構造とを含む電磁バンドギャップ構造が記載されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献 1】特表 2002 - 510886 号公報

【特許文献 2】特開 2010 - 199881 号公報

【発明の概要】

10

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

一般に、電子機器は小形化を要求されるため、電子機器の電気回路基板も小形化を要求される。また、それは電気回路基板に実装される部品、回路パターン等も小型化が要求されることとなる。しかしながら、電磁バンドギャップ構造については、小型の電気回路基板に実装するのに十分満足できる大きさを達成できていないという課題があった。

【0005】

本発明は上述の課題に鑑みなされたものであり、電磁バンドギャップ構造を小型化することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

20

【0006】

上記課題を解決するため、本発明の電子回路は、少なくとも 1 つの周波数帯において電磁波の伝播を遮断する構造体であって、電子回路部品が実装される基板であって第 1 の導体が形成される第 1 の層と第 2 の導体が形成される第 2 の層とを含む基板において、前記第 1 の層と異なる複数の相異なる層にそれぞれ配置される線状の第 3 の導体と、前記第 3 の導体のうちの 1 つの導体の端部の 1 つを、前記第 3 の導体のうちの別の 1 つの導体の端部の 1 つと接続する少なくとも 1 つの第 4 の導体と、を含む構造体と、信号線を形成する前記第 1 の導体と、グラウンドを形成する前記第 2 の導体と、を有する。

【発明の効果】

【0007】

30

本発明によれば、電磁バンドギャップ構造を小型化することができる。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図 1】E B G 構造の等価回路を示す図。

【図 2】従来の E B G 構造の概略図と断面図。

【図 3】オープンスタブの長さとのインピーダンスの虚部との関係性を示す図。

【図 4】構成例 1 に係る単位セル構造の概略図と断面図。

【図 5】図 4 (c) 及び (d) の単位セル構造を信号線下へ配置した電子回路の概略図と断面図、及び当該電子回路の信号線における電磁波の Y 軸方向の透過係数 (S 2 1) を示す図。

40

【図 6】信号線 5 0 1 と単位セル構造 4 0 8 との位置関係を表わす平面拡大図、及び信号線 5 0 1 と単位セル構造 4 0 8 との開放端との距離又は信号線 5 0 1 の導体幅を変化させた場合の電磁波の Y 軸方向の透過係数 (S 2 1) の変化を示す図。

【図 7】構成例 2 に係る単位セル構造の概略図と断面図、及び、単位セル構造を信号線下へ配置した時の電磁波の Y 軸方向の透過係数 (S 2 1) を示す図。

【図 8】複数層に形成された線状導体のそれぞれにおいて開放端へ向かう方向が同一の場合の単位セル構造の概略図、その方向が逆の場合の単位セル構造の概略図、及びこれらの単位セル構造を信号線下へ配置した時の電磁波の Y 軸方向の透過係数 (S 2 1) を示す図。

【図 9】図 4 (c) 及び (d) の単位セル構造を複数個信号線下に配置した構成の概略図

50

と平面図、及び、単位セル数を変化させた場合並びに単位セル間隔を変化させた場合の電磁波のY軸方向の透過係数(S21)を示す図。

【図10】プレーン状導体間に複数の単位セル構造を配置した構成の概略図、及びプレーン状導体間に複数の単位セル構造を配置した構成と単位セル構造を配置しない構成における電磁波のY軸方向の透過係数(S21)を示す図。

【図11】構成例3に係る単位セル構造の概略図と断面図、及び、単位セル構造を信号線下へ配置した構成の電磁波のY軸方向の透過係数(S21)を示す図。

【図12】EBG構造の構成例4に係る構成の概要を示す図。

【図13】構成例4に係る単位セル構造の概略図と断面図、及び、単位セル構造を信号線下へ配置した時の電磁波のY軸方向の透過係数(S21)を示す図。

10

【図14】構成例4に係る別の単位セル構造の概略図と断面図、及び、単位セル構造を信号線下へ配置した時の電磁波のY軸方向の透過係数(S21)を示す図。

【図15】信号線及びグランド導体と図13(a)及び(b)の単位セル構造との位置関係を示す拡大断面図、及び、単位セル構造と信号線との距離、又は単位セル構造とグランド導体との距離を変化させた時の電磁波のY軸方向の透過係数(S21)をそれぞれ示す図。

【図16】信号線及びグランド導体と図14(a)及び(b)の単位セル構造との位置関係を示す拡大断面図、及び、単位セル構造と信号線との距離、又は単位セル構造とグランド導体との距離を変化させた時の電磁波のY軸方向の透過係数(S21)をそれぞれ示す図。

20

【図17】構成例5に係る単位セル構造の概略図と断面図、及び、単位セル構造を信号線下へ配置した時の電磁波のY軸方向の透過係数(S21)を示す図。

【図18】構成例5に係る別の単位セル構造の概略図。

【図19】図18の単位セル構造を信号線下へ配置した電子回路の概略図と断面図、及び当該電子回路の信号線における電磁波のY軸方向の透過係数(S21)を示す図。

【図20】構成例6に係る単位セル構造の概略図と断面図、及び、単位セル構造を信号線下へ配置した時の電磁波のY軸方向の透過係数(S21)を示す図。

【図21】構成例6に係る単位セル構造を用いた電子回路の概略図と拡大断面図、及び、信号線のY軸方向における電磁波の透過係数(S21)を示す図。

【発明を実施するための形態】

30

【0009】

以下、添付図面を参照して本発明の実施の形態を詳細に説明する。

【0010】

電子回路基板は、一般的に複数の層から構成される。例えば、マイクロストリップ線路のような伝送線路の場合、信号線とグランド導体とが異なる層に配置され、信号線において信号が伝送される。しかしながら、この場合、信号線にノイズが混入し、ノイズも電子回路基板を伝搬してしまうことがある。これに対して、電磁バンドギャップ(EBG)構造によれば、信号線に混入するノイズについて、特定の周波数帯域の成分を抑圧することができる。これにより、例えば特定の周波数の信号に由来するノイズを効果的に抑圧することが可能となる。以下の実施形態では、従来提案されてきたEBG構造が小型化という点で十分ではなかったことに鑑みて、小型のEBG構造についていくつかの例を示す。

40

【0011】

まず、本実施形態に係るEBG構造について説明する前に、一般的なEBG構造の動作原理を説明する。特定の周波数帯域において電磁波の伝搬を阻止するEBG構造は、その等価回路が図1(a)又は(b)のようになる構造体によって実現される。本実施形態では、等価回路が図1(a)のようになる構造体について説明する。

【0012】

図1(a)の等価回路は、平行に配置された信号線とグランド導体との間に、一端がグランド導体と接続し、もう一端が開放端である導体を配置された構造体により実現できる。これを、従来のEBG構造を用いて説明する。図2(a)は、従来のEBG構造の概略

50

図であり、図 2 (b) は、図 2 (a) の E B G 構造の Y - Z 平面の断面図である。この E B G 構造は、信号線 2 0 1 及びグランド導体 2 0 3 が配置される層と異なる層に配設される一端が開放端の導体 2 0 4 と、導体 2 0 4 の開放端でない側の一端とグランド導体 2 0 3 とを電氣的に接続する導体ビア 2 0 5 と、誘電体 2 0 6 とを含む。ここで、以下では、E B G 構造から信号線と誘電体とを除いたものを単位セル構造と呼ぶ。例えば、図 2 (b) の破線で囲われた導体部分が単位セル構造 2 0 2 である。

【 0 0 1 3 】

導体 2 0 4 と、導体 2 0 4 に接続される導体ビア 2 0 5 とで構成されるオープンスタブは、信号線 2 0 1 と、グランド導体 2 0 3 との間に配置される。一般的に、オープンスタブのインピーダンスは、

$$Z = -jZ_0 \frac{1}{\tan \beta d}$$

(式 1)

で表わされる。なお、Z はオープンスタブのインピーダンス、Z₀ は特性インピーダンス、 $\beta = \pi / \lambda$ で表される位相定数、d はオープンスタブの長さ、そして、 λ は波長である。

【 0 0 1 4 】

図 3 は、式 1 で示したインピーダンスの虚部の値とオープンスタブの長さとの関係を示すグラフである。図 3 から、オープンスタブの長さに応じて、インピーダンスの虚部における値の正負が入れ替わることが分かる。すなわち、このようなオープンスタブは、インピーダンスの虚部が正である時にインダクタンスとして、負の時にキャパシタンスとして動作する、すなわち、長さに応じてインダクタンス又はキャパシタンスとして動作することとなる。このような挙動を示すオープンスタブを、図 2 の導体 2 0 4 および導体ビア 2 0 5 で構成し、それを信号線 2 0 1 とグランド導体 2 0 3 との間に配置する。そして、導体 2 0 4 および導体ビア 2 0 5 の全長を適切な長さにすることで、前述の図 1 (a) の等価回路の並列アドミタンス部を実現することができる。また、図 1 (a) の直列インピーダンス部は、図 2 に示す信号線 2 0 1 のインダクタンス成分で実現されうる。したがって、図 2 の構造体は、その等価回路が図 1 (a) のようになり、E B G 構造として動作することができる。

【 0 0 1 5 】

本実施形態では、図 2 のような構造体をさらに小型化するためのいくつかの構造体の構成例について説明する。

【 0 0 1 6 】

< < 構成例 1 > >

(単位セル構造の構成例)

図 4 (a) 及び (b) は E B G 構造の単位セルの構成例を示す図であり、図 4 (c) 及び (d) は E B G 構造の別の単位セルの構成例を示す図である。図 4 (a) は、4 層プリント基板に構成された E B G 構造の単位セルの構造体を図解する概略図である。図 4 (b) は、図 4 (a) の単位セル構造の Y - Z 平面の断面図である。単位セル構造 4 0 1 は、グランド導体 4 0 2 とスパイラル状の導体 4 0 3 並びに 4 0 4、及び、導体ビア 4 0 5 並びに 4 0 6 とを含んで構成される。また、単位セル構造 4 0 1 は、誘電体 4 0 7 内に構成される。

【 0 0 1 7 】

本構造体では、内層の第 1 のスパイラル状の導体 4 0 3 は、導体ビア 4 0 5 を介して、内層の第 2 のスパイラル状の導体 4 0 4 と接続され、最下層のグランド導体 4 0 2 は、導体ビア 4 0 6 を介して、第 2 のスパイラル状の導体 4 0 4 と接続されている。すなわち、導体ビア 4 0 6、第 2 のスパイラル状の導体 4 0 4、導体ビア 4 0 5、及び第 1 のスパイラル状の導体 4 0 3 が順に直列に接続されており、一端がグランド導体と接続し、他の一端が開放端である導体が複数の層に跨って形成されている。

【 0 0 1 8 】

さらに、図 4 (a) 及び (b) の構造体において、導体ビア 4 0 6 を貫通ビアとした場合の単位セル構造の構成例を図 4 (c) 及び (d) に示す。導体ビア 4 0 6 を貫通ビアとすることにより、コスト削減を図ることができる。図 4 (c) は、単位セル構造の構造体を図解する概略図であり、図 4 (d) は、図 4 (c) の単位セル構造の Y - Z 平面の断面図である。単位セル構造 4 0 8 は、グランド導体 4 0 9 とスパイラル状の導体 4 1 0 並びに 4 1 1、内層導体ビア 4 1 2、及び貫通導体ビア 4 1 3 とを含んで構成される。また単位セル構造 4 0 8 は、誘電体 4 1 4 内に構成される。

【 0 0 1 9 】

例えば無線 LAN で使用される周波数帯である 2 . 4 G H z 帯で E B G として動作する (すなわち、2 . 4 G H z 帯の電磁波の伝播を遮断する又は減衰させる) ように単位セル構造を設計すると、図 1 の構成では導体 2 0 4 の長さが 1 3 m m の長さとなる。一方、図 4 (c) 及び (d) の構成で、一般的な 4 層構造の F R - 4 基板上に単位セル構造を設計すると、その単位セル構造のサイズは 1 . 6 m m × 1 . 6 m m で足りる。このように、図 4 (a) ~ (d) で示す構造体が形成される基板における面積を小型化しながらも、E B G 構造における導体の線長を確保することができる。

【 0 0 2 0 】

図 5 に、信号線 5 0 1 の線路下に単位セル構造 4 0 8 を配置した構成を示す。単位セル構造 4 0 8 は誘電体 4 1 4 内に構成される。ここで、単位セル構造 4 0 8 は、2 . 4 G H z 帯で E B G として動作する (すなわち、2 . 4 G H z 帯の電磁波の伝播を遮断する又は減衰させる) ように設計されたものが用いられるものとする。図 5 (a) は、信号線の線路下に単位セル構造 4 0 8 を配置した概略図であり、図 5 (b) は、図 5 (a) の拡大断面図である。なお、信号線 5 0 1 と単位セル構造 4 0 8 は、互いに導通することが無いよう配置される。なお信号線 5 0 1 の導体幅 a は、2 . 4 G H z 帯で特性インピーダンスがおおよそ 5 0 となるように約 1 . 5 m m とし、長さ b を 3 0 m m と設定した。グランド導体 5 0 2 は、導体幅 b 及び c とともに 3 0 m m とした。また、基板厚は約 0 . 8 m m とした。

【 0 0 2 1 】

このときの信号線 5 0 1 を Y 軸方向に伝播する電磁波の透過係数 S 2 1 の解析結果を図 5 (c) に示す。図 5 (c) から、図 5 (a) 及び (b) の構成において、信号線を伝播する電磁波は、2 . 4 G H z 帯で透過係数 S 2 1 が約 - 1 0 d B となっており、設計通り、2 . 4 G H z 帯の電磁波を十分に減衰させていることが分かる。

【 0 0 2 2 】

なお、図 4 (c) 及び (d) に示した単位セル構造 4 0 8 は、内層導体ビア 4 1 2 を用いているが、貫通ビアが用いられてもよい。なお、図 5 (a) 及び (b) に示すような電子回路基板の信号線下に配置する場合、その内層導体ビア 4 1 2 に代えて用いられる貫通ビアが信号線 5 0 1 及びグランド導体 5 0 2 と導通しないように、信号線及びグランド導体にクリアランスを設けてもよい。

【 0 0 2 3 】

なお、本構成例では、基板の 2 つの層にスパイラル状の導体を構成したが、さらに多くの層を用いて、前述と同様の原理で線長を確保することによって、E B G 構造体のさらなる小型化が可能である。さらに、本構成例では、導体の形状にスパイラル形状を用いたが、これに限られず、例えば、導体の線長を確保することができるように、メアング形状等の曲線形状を複数の層で構成するようにしてもよい。なお、曲線形状とは、本実施形態及び特許請求の範囲にわたって、円弧状などのように、直線部分を含まない形状のみならず、図 4 (a) ~ (d) の構造体のように、直線部分が含まれるが少なくとも 1 点において曲がる形状をも含む。

【 0 0 2 4 】

(単位セル構造の配置位置による特性の調整手法)

続いて、単位セル構造と信号線との間に生じる電磁的な結合、及び単位セル構造とグラ

10

20

30

40

50

ンド導体との間に生じる電磁的な結合が、単位セル構造のサイズ、遮断周波数及び透過係数 S_{21} に影響を及ぼすことを示す。すなわち、単位セル構造と信号線又はグランド導体との間の結合を考慮することにより、実装条件に合った、適切な単位セル構造を設計することが可能となることを示す。

【0025】

図5(a)及び(b)の構成において、単位セル構造408を信号線501に対してX軸方向にずらしたときの特性の変化について説明する。図6(a)は、図5(a)の、単位セル構造408付近の平面拡大図である。図6(a)に示すように、単位セル構造408のスパイラル状の導体410の開放端部と、信号線501のX軸方向の基準点との距離を e とする。また、信号線501の導体幅 a は0.2mmである。図6(a)から分かるように、 e の距離が小さいほど、単位セル構造408の開放端部と信号線501のX軸方向の基準点との距離が近くなる。

10

【0026】

図6(b)に、 e を0mm、0.3mm、0.6mmと変化させた時の、信号線501をY軸方向に伝播する電磁波の透過係数(S_{21})の解析結果を示す。図6(b)において、参照番号601、602及び603が付された曲線は、それぞれ、 e が0mmの場合、0.3mmの場合、及び0.6mmの場合の解析結果である。図6(b)から、単位セル構造408のスパイラル状の導体410の開放端部と信号線501との距離 e が0.3mmの時と0.6mmの時では、減衰量、遮断周波数において大きな変化は見られない。しかし、 e が0mmの時、すなわち、開放端部が信号線501とグランド導体502との間に配置される場合は、 e が0.3mm、0.6mmの時と比べ、電磁波の減衰量が大きくなり、かつ、遮断周波数が低域に移動する。

20

【0027】

これは、単位セル構造408のスパイラル状の導体410の開放端部と、信号線501との間に生じる電磁的な結合が関係している。すなわち、単位セル構造408の導体410の開放端部と、信号線501の間に生じる電磁的な結合が強いほど大きな電磁波の減衰量を得ることができ、また遮断周波数を低域に移動させる効果がある。

【0028】

一般的に、2つの導体間の電磁的な結合は、その2つの導体間の距離が短いほど、強くなる。すなわち、本構成例では、スパイラル状の導体410の開放端部と信号線501との距離 e が短いほど、スパイラル状の導体410の開放端部と信号線501との間に生じる電磁的な結合が強くなる。そして、この結果、これに伴って、スパイラル状の導体410の開放端部と信号線501との距離 e が短いほど、電磁波の減衰量が大きくなると共に遮断周波数が低域に移動する。なお、ここでの「電磁的な結合」とは、静電結合(容量結合)、磁気結合(誘導結合)、又はこれらの両方が混在する電磁結合を含む。本実施形態及び特許請求の範囲にわたって、このような状態を含めて「電磁的な結合」と表現する。

30

【0029】

次に、図5(a)及び(b)に示した信号線501の導体幅 a を0.5mm、1mm、1.52mmと変化させたときの信号線501をY軸方向に伝播する電磁波の透過係数(S_{21})を図6(c)に示す。図6(c)において、参照番号604、605及び606が付された曲線は、それぞれ、 a が0.5mmの場合、1mmの場合、及び1.52mmの場合についての解析結果である。

40

【0030】

図6(c)から、信号線501の導体幅 a が大きくなるにつれて、減衰量が大きくなり、かつ、遮断周波数が低域に移動していることが分かる。これも、単位セル構造408のスパイラル状の導体410の開放端部と、信号線501との間に生じる電磁的な結合が関係している。すなわち、単位セル構造408の導体410の開放端部と、信号線501との間に生じる電磁的な結合は、その結合が強いほど大きな電磁波の減衰量を得ることができ、また遮断周波数を低域に移動させる効果がある。一般的に、2つの導体間の電磁的な結合は、その近接する2つの導体間の距離が一定の場合、面積が大きいほど、強くなる。

50

本構成例では、スパイラル状の導体 4 1 0 の開放端部と信号線 5 0 1 とが近接する面積、すなわち、信号線 5 0 1 の導体幅が大きいほど、スパイラル状の導体 4 1 0 の開放端部と信号線 5 0 1 との間に生じる電磁的な結合が強くなる。そして、これに伴って、信号線 5 0 1 の導体幅が大きいほど、電磁波の減衰量は大きくなり、かつ、遮断周波数は低域へと移動する。なお、上述の例では、信号線 5 0 1 の導体幅を大きくする場合について述べたが、これと同様の効果を、スパイラル状の導体 4 1 0 の開放端部近傍の導体幅を大きくすることでも得ることができる。また、ここでの説明では、開放端部が、電界が集中することにより大きな電磁的な結合を得られやすい箇所であるため、スパイラル状の導体 4 1 0 の開放端部近傍における電磁的な結合を例にして説明を行った。しかしながら、開放端部近傍以外の部分においても電磁的な結合を得ることができ、その電磁的な結合を調整することにより、E B G 構造としての特性を調整することができる。

10

【 0 0 3 1 】

以上のように、スパイラル状の導体 4 1 0 の開放端部と、信号線 5 0 1 との間に生じる電磁的な結合は、導体 4 1 0 の開放端部と信号線 5 0 1 との距離を短くし、又はこれらが近接する部分の面積を大きくする等によって大きくすることができる。そして、電磁的な結合を強くすることにより、E B G 構造による電磁波の減衰量を大きくし、かつ、遮断周波数を低域に移動させることができる。したがって、例えば、単位セル構造の配置を調整することにより、所望の遮断周波数において、電磁波の減衰量を十分な大きさとするのが可能となる。

20

【 0 0 3 2 】

なお、以下の他の構成においても、同様に、単位セル構造の位置を変更することにより、信号線と単位セル構造との電磁的な結合の大きさを調整し、その結果、遮断周波数や電磁波の減衰量を調整することができる。

【 0 0 3 3 】

< 構成例 2 >

構成例 1 では、スパイラル状の導体 4 1 0 の開放端部が形成される層が、信号線 5 0 1 が配置される層に近接するような、単位セル構造について説明した。本構成例では、導体 4 1 0 の開放端部が形成される層が、グランド導体が形成される層に近接する単位セル構造について説明する。

【 0 0 3 4 】

30

図 7 (a) 及び (b) は、本構成例に係る単位セル構造を示す図である。図 7 (a) は本構成例の単位セル構造の概略図であり、図 7 (b) は、図 7 (a) 構造の Y - Z 平面の断面図である。単位セル構造 7 0 1 は、グランド導体 7 0 2、スパイラル状の導体 7 0 3 並びに 7 0 4、及び導体ビア 7 0 5 並びに 7 0 6 を含んで構成される。また、単位セル構造 7 0 1 は、誘電体 7 0 7 内に構成される。

【 0 0 3 5 】

内層の第 1 のスパイラル状の導体 7 0 4 は、導体ビア 7 0 5 を介して、内層の第 2 のスパイラル状の導体 7 0 3 と接続され、最下層のグランド導体 7 0 2 は導体ビア 7 0 6 を介して内層の第 2 のスパイラル状の導体 7 0 3 と接続される。導体ビア 7 0 6、内層の第 2 のスパイラル状の導体 7 0 3、導体ビア 7 0 5、内層の第 1 のスパイラル状の導体 7 0 4 が順に直列に接続される構造となり線長を確保しながら小型化することが可能である。構成例 1 の単位セルとは、第 1 のスパイラル状の導体 7 0 4 が、信号線が形成される層よりもグランド導体 7 0 2 の層に近接した層に形成されており、すなわち、第 1 のスパイラル状の導体 7 0 4 の開放端部がグランド導体 7 0 2 に近接している点で異なる。

40

【 0 0 3 6 】

図 7 (a) 及び (b) の構造体を、構成例 1 と同様の一般的な 4 層構造の F R - 4 基板上に、無線 L A N 周波数帯の 2 . 4 G H z で E B G として動作するように設計すると、単位セル構造の大きさは 1 . 6 m m × 1 . 4 m m とすることができる。このことから、図 7 (a) 及び (b) の構造体が、図 4 (c) 及び (d) に示した単位セル構造よりさらに小型化されていることが分かる。

50

【 0 0 3 7 】

図 7 (c) に、その単位セルを信号線 5 0 1 の下に配置した場合の、信号線 5 0 1 を Y 軸方向に伝播する電磁波の透過係数 S 2 1 の解析結果を示す。なお、図 7 (c) の解析結果は、信号線幅、グランド導体幅及び基板厚が構成例 1 に関して図 5 (a) ~ (c) を用いて説明したものと同様の条件で得られた結果である。図 5 (c) の解析結果と図 7 (c) の解析結果とを比較すると、図 7 (c) の 2 . 4 G H z 帯における透過係数 S 2 1 の方が、約 7 d B 大きくなる、すなわち、構成例 1 の方が電磁波をより強く遮断していることが分かる。

【 0 0 3 8 】

図 4 (c) 及び (d) に示した単位セル構造 4 0 8 では、電界のエネルギーが集中する開放端部が信号線 5 0 1 近傍に存在するため、開放端部と信号線 5 0 1 との間で大きな電磁的な結合が得られる。これに対し、図 7 (a) 及び (b) に示した単位セル構造では、電界のエネルギーが集中する開放端部がグランド導体 7 0 2 近傍に存在するため、開放端部とグランド導体 7 0 2 との間でより大きな電磁的な結合が得られる。これにより、図 7 (a) 及び (b) の単位セル構造の方が、図 4 (c) 及び (d) の単位セル構造と比べ、電磁波の遮断能力は劣るが小型化が可能となったと考えられる。

【 0 0 3 9 】

以上のように、図 7 (a) 及び (b) の構造により、電磁波の減衰量は大きくないものの小型化された E B G 構造が実現される。これにより、例えば E B G 構造に求められる仕様として、減衰量がある程度小さくても良いから単位セル構造を小型化したいという要求に応えることが可能となる。すなわち、電子回路内の E B G 構造として、大きさに強い制約はないが電磁波の減衰量を大きくしたい場合は図 4 (c) 及び (d) の構造を、一方で、減衰量は小さくてよいが大きさに強い制約がある場合は図 7 (a) 及び (b) の構造を、それぞれ採用できる。

【 0 0 4 0 】

なお、図 4 (a) ~ (d) 及び図 7 (a) 及び (b) の構成では、スパイラル形状の導体は、全てグランド導体が形成される層と信号線が形成される層との間に配置されているが、これに限られない。例えば、導体 4 0 4、4 1 1 及び 7 0 4 は、グランド導体が形成される層と同じ層に構成されてもよい。これにより、E B G 構造を実現するのに必要な層数を減らすことができる。

【 0 0 4 1 】

(導体の向きと遮断周波数との関係)

上述の構成例 1 及び 2 では、2 つの層に形成されるスパイラル状の導体の回転方向が、同一方向である場合の E B G 構造の単位セル構造の構造体を示した。ここで、この回転方向が単位セル構造の特性に与える影響について説明する。ここで、説明のための構造体として、図 8 (a) 及び (b) の構造体を用いる。

【 0 0 4 2 】

図 8 (a) は、2 つの各層に構成されたスパイラル状の導体の回転方向が同一方向である単位セル構造を示す図である。図 8 (a) では、第 2 のスパイラル状の導体 8 0 4 の導体ピア 8 0 5 に接続されている点から第 1 のスパイラル状の導体 8 0 3 の開放端部へ向かう方向で考えると、第 1 のスパイラル状の導体 8 0 3 及び第 2 のスパイラル状の導体 8 0 4 の回転方向は同じである。

【 0 0 4 3 】

一方、図 8 (b) は、2 つの各層に構成されたスパイラル状の導体の回転方向が逆方向である単位セル構造を示す図である。なお、図 8 (b) の単位セル構造の各導体部を合わせた全長は、図 8 (a) の各導体部を合わせた全長とほぼ変わらないように構成されている。図 8 (b) では、第 2 のスパイラル状の導体 8 1 0 の導体ピア 8 1 1 に接続された点から第 1 のスパイラル状の導体 8 0 9 の開放端部に向かう方向で考えると、第 1 のスパイラル状の導体 8 0 9 及び第 2 のスパイラル状の導体 8 1 0 の回転方向は逆方向である。

【 0 0 4 4 】

なお、図 8 (a) 及び (b) では、単位セル構造の各層に構成されたスパイラル導体の回転方向による特性の違いをより明確に理解できるように、構成例 1 及び 2 の構造体よりも、各層に構成されたスパイラル導体間の距離、すなわち層間の距離を短くしている。

【 0 0 4 5 】

図 8 (a) 及び (b) の単位セル構造を、図 5 (a) 及び (b) のように信号線の下にそれぞれ配置したときの、信号線 5 0 1 を Y 軸方向に伝播する電磁波の透過係数 (S 2 1) の解析結果を図 8 (c) に示す。なお、本解析では、信号線幅、グランド導体幅及び基板厚として、構成例 1 で説明した値と同様のものをを用いた。図 8 (c) では、参照番号 8 1 4 の付された曲線が図 8 (a) の単位セル構造を配置した場合の解析結果を示し、参照番号 8 1 5 の付された曲線が図 8 (b) の単位セル構造を配置した場合の解析結果を示す。

10

【 0 0 4 6 】

図 8 (c) から、図 8 (a) の単位セル構造の方が、図 8 (b) の単位セル構造よりも低域側に遮断周波数を有していることが分かる。すなわち、図 8 (a) と図 8 (b) とでは、単位セル構造の各導体部を合わせた全長はほぼ変わらないにもかかわらず、各層に構成されたスパイラル導体の回転方向の違いによって、遮断周波数が異なる。より具体的には、図 8 (a) の構造では、図 8 (b) の構造より短い線長で、同じ遮断周波数を持つ E B G 構造を設計することが可能である。

【 0 0 4 7 】

図 8 (a) の構成では、2つのスパイラル状の導体 8 0 3 及び 8 0 4 のそれぞれの回転方向が同じであるため、E B G として動作する周波数帯近傍において、重なり合った2つのスパイラル状の導体に流れる電流の向きも同じ方向となる。このため、電流が流れたときにそれぞれの導体が形成する磁界も同じ向きとなるため、磁界を互いに強めあう効果が発生し、効果的にインダクタンス成分が増加する。一方、上述のように、図 8 (b) の構成では、2つのスパイラル状の導体 8 0 9 及び 8 1 0 のそれぞれの回転方向が逆であるため、E B G として動作する周波数帯近傍において、重なり合った2つのスパイラル状の導体に流れる電流の向きも逆の方向となる。このため、それぞれの導体が形成する磁界も逆の向きとなるため、互いに打ち消しあい、インダクタンス成分が図 8 (a) の構造に比べて低下する。このため、図 8 (a) の構造により、図 8 (b) の構造より短い線長で、同じ遮断周波数を持つ E B G 構造を設計することができるものと考えられる。

20

30

【 0 0 4 8 】

以上のように、各層に構成されるスパイラル状の導体構造を、回転方向を合わせることで、さらなる単位セル構造の小型化が可能となる。なお、ここではスパイラル状の導体におけるベクトルの回転方向を同じ方向にすることで電流の向きが同じ方向になる構成を示したが、これに限られない。例えば、メアング形状等の形状を採用する場合であっても、電流の向きが同じ方向となるように複数の層において線状導体を形成することで、これらの線状導体が形成する磁界が互いに強めあう関係となり、E B G 構造を小型化することが可能となる。

【 0 0 4 9 】

(複数の単位セル構造の配置と特性との関係)

40

続いて、上述の単位セル構造を信号線路下に複数配置し、配置する単位セル構造の個数および配置する間隔によって与えられる減衰量の影響について評価する。評価では、図 9 (a) 及び (b) に示す構成が用いられるものとする。図 9 (a) は、信号線 9 0 1 の下に、図 4 (c) 及び (d) に記載の単位セル構造 4 0 8 を Y 軸方向に複数配置した図であり、図 9 (b) は、図 9 (a) の構成を Z 方向から見たときの平面図である。図 9 (a) 及び (b) に示すように、本構成は、信号線 9 0 1、グランド導体 9 0 2、誘電体 9 0 3、複数の単位セル構造 4 0 8 を含んで構成されている。

【 0 0 5 0 】

図 9 (a) 及び (b) では信号線 9 0 1 の下に単位セル構造 4 0 8 が 2 つ配置されているが、この単位セル構造 4 0 8 の数を変化させて評価を行った。単位セル構造 4 0 8 の個

50

数を1個、2個、3個と変化させた時の信号線901をY軸方向に伝播する電磁波の透過係数(S21)の解析結果を図9(c)に示す。参照番号904~906がそれぞれ付された曲線は、それぞれ、配置する単位セル構造が1個の時、2個の時、及び3個の時の解析結果である。図9(c)から、単位セル構造408をY軸方向に増やすことで、電磁波の減衰量が大きくなることが分かる。このように、信号線の下に配置する単位セル構造の個数を増やすことで、信号線を伝播する特定の周波数帯の電磁波の減衰量を大きくすることができる。

【0051】

次に、図9(b)に示されるように、単位セル構造408を複数個配置した時の単位セル構造間距離をfとして、fを変化させて評価を行った。図9(d)に、3つの異なるfに対する解析結果を示す。図9(d)において、参照番号907~909がそれぞれ付された曲線は、それぞれ、単位セル構造間距離fが3.6mm、18.0mm、25.2mmである場合の、信号線901をY軸方向に伝播する電磁波の透過係数(S21)の解析結果である。図9(d)から、fが18.0mmの時の解析結果(曲線908)の特性は、所望の周波数帯での減衰量が最も大きく、その他の特性と比べて良好な電磁波遮断特性が得られており、通過域特性においてもその他の特性と比べて良好であることが分かる。これは、所望の遮断周波数帯の電磁波が単位セル構造間の信号線を伝播する時、単位セル構造間の距離をその電磁波の電気長()の約1/4の長さとするすることで、その信号線がイミタンスインバータの役割を果たすこととなるからであると考えられる。すなわち、所望の遮断周波数帯の電磁波が信号線を伝播する時の電気長を とするときに、単位セル構造の間隔を約 /4の長さとするすることで、良好な通過域特性および遮断特性を得ることができる。

【0052】

このように、電子回路においては、単位セル構造の配置個数とその配置間隔とを調整することにより、EBG構造としての特性を調整することができる。

【0053】

(導体プレーンの間を伝播する電磁波に対する遮断特性)

ここまで、信号線の下に単位セル構造を配置した場合の特性について説明した。しかし、電子回路基板は一般的に層構成になっており、その電子回路基板においては、各層に構成された導体プレーンの間を伝播するノイズが問題となることがある。そこで、続いて、信号線を伝播する電磁波のみならず、導体プレーンの間を伝播する電磁波に対する特性を評価した。

【0054】

本評価では、図10(a)に示すような構成を用いた。図10(a)の構成は、平板状の導体である導体プレーン1001並びにグランド導体プレーン1002、誘電体1003、及び複数の単位セル構造408を含んでいる。なお、導体プレーン1001には、単位セル構造408と導通しないように、図4(c)及び(d)に示す貫通導体ビア413の部分にクリアランスを設けている。ここで用いられる単位セル構造は、無線LANで使用する周波数帯である2.4GHz帯でEBGとして動作するように設計されている。ここで、導体プレーン1001とグランド導体プレーン1002との間に配置される単位セル構造408は、構成例1で説明した単位セル構造と構造は同じであるが、スパイラル状の導体部の全長を調整する必要がある。これは、単位セル構造と導体プレーンとの間に生じる結合と、単位セル構造と信号線との間に生じる結合では、結合の量が異なるからである。

【0055】

この時の導体プレーン1001をY軸方向に伝わる電磁波の透過係数(S21)を図10(b)に示す。図10(b)では、参照番号1004及び1005が付された曲線は、それぞれ、導体プレーン1001とグランド導体プレーン1002との間に単位セル構造408が配置された場合と配置されない場合との特性を示す。図10(b)から、導体プレーン1001とグランド導体プレーン1002との間に単位セル構造408を配置する

ことにより、所望の周波数帯の電磁波を遮断することができることが分かる。

【 0 0 5 6 】

なお、ここでは、図 1 0 (a) に示すように、Y 軸方向に 1 列の E B G 構造を配置した場合について説明したが、図 9 (a) 及び (b) に示すように単位セル構造の列数を増やすことで、減衰量を大きくすることができる。また、その際に、単位セル構造の列の間隔を約 1 / 4 に調整することで、所望の通過域特性および遮断特性を得ることができる。なお、ここでは、導体プレーン間に図 4 (c) 及び (d) に示す単位セル構造 4 0 8 を配置する場合について説明したが、図 7 (a) 及び (b) に示す単位セル構造 7 0 1 を配置しても所望の周波数帯の電磁波を遮断することができる。

【 0 0 5 7 】

< < 構成例 3 > >

本構成例の単位セル構造について、図 1 1 (a) 及び (b) を用いて説明する。図 1 1 (a) に単位セル構造の構成を示し、図 1 1 (b) に図 1 1 (a) の構造体の Y - Z 平面の断面図を示す。図 1 1 (a) に示すように、本構成例に係る単位セル構造 1 1 0 1 は、2 つの層にパターン導体を複数構成し、ビアを用いて 2 つの層のパターン導体を交互かつ直列に接続することで、ヘリカル形状を構成したものとなっている。単位セル構造 1 1 0 1 は、グラウンド導体 1 1 0 2、導体 1 1 0 3 ~ 1 1 0 7、導体ビア 1 1 0 8 ~ 1 1 1 2、及び誘電体 1 1 1 3 を含んで構成される。より具体的には、単位セル構造 1 1 0 1 では、第 1 の層に形成された導体のうちの相異なる 2 つの導体のそれぞれの端部の 1 つが、第 2 の層に形成された導体のうちの 1 つの導体の相異なる 2 つの端部にそれぞれ接続される。例えば、第 1 の層に形成された導体 1 1 0 3 及び 1 1 0 4 は、それぞれの端部の 1 つにおいて、第 2 の層に形成された導体 1 1 0 6 のそれぞれ相異なる端部に、導体ビア 1 1 1 1 及び 1 1 0 9 を介して接続される。このようにして、単位セル構造 1 1 0 1 では、導体ビア 1 1 0 8、導体 1 1 0 3、導体ビア 1 1 1 1、導体 1 1 0 6、導体ビア 1 1 0 9、導体 1 1 0 4、導体ビア 1 1 1 2、導体 1 1 0 7、導体ビア 1 1 1 0、及び導体 1 1 0 5 が順に直列に接続される。なお、導体 1 1 0 3 ~ 1 1 0 4 並びに 1 1 0 6 ~ 1 1 0 7 は、それぞれ両端において導体ビアと接続し、一方で、導体 1 1 0 5 は、一端において導体ビアと接続されるが、他端は開放端である。また、図 1 1 (a) において、導体 1 1 0 3 ~ 1 1 0 7 は広い幅を有する板状の形状をしているが、これに限られず、線状の形状（又は狭い幅の板状形状）であってもよい。

【 0 0 5 8 】

これにより、一端がグラウンド導体と接続しもう一端が開放端である導体を、小さい面積で、線長を確保しながら実装することができる。図 1 1 (a) 及び (b) の単位セル構造を、無線 LAN 周波数帯の 2 . 4 G H z で E B G として動作するように設計すると、その実装面積は 1 . 5 m m × 1 . 7 m m とすることができる。ここで、基板は、上述の各構成例と同様に、一般的な 4 層構造の F R - 4 基板としている。

【 0 0 5 9 】

図 1 1 (c) は、図 5 (a) 及び (b) と同様に、図 1 1 (a) 及び (b) の単位セル構造を信号線下に配置した時の、信号線を Y 軸方向に伝播する電磁波の透過係数 (S 2 1) の解析結果を示す図である。なお、信号線幅、グラウンド導体幅、基板厚は、図 5 (a) 及び (b) に関連して説明した値と同様である。図 1 1 (c) から、図 1 1 (a) 及び (b) の単位セル構造においても、信号線を伝播する電磁波は、2 . 4 G H z 帯で透過係数 S 2 1 が約 - 1 5 d B となっており、十分に電磁波を減衰させていることが分かる。

【 0 0 6 0 】

なお、図 1 1 (a) 及び (b) の単位セル構造においても、開放端と信号線との位置関係を調整することによって結合を強くして、さらなる小型化をすることができる。また、図 1 1 (a) 及び (b) の単位セル構造において、開放端部をグラウンド導体に近接させることで、電磁波の減衰量は大きくないがさらなる小型化を実現することもできる。さらに、図 1 1 (a) 及び (b) の単位セル構造において、導体の回転方向を同一方向とすることにより、逆方向とするよりも小型化を達成できる。また、複数の単位セル構造を併設す

10

20

30

40

50

ることにより、減衰量を大きくすることができ、その際に単位セル構造の間隔を約 $1/4$ に調整することで、良好な通過域特性および遮断特性を得ることができる。また、図 11 (a) 及び (b) の単位セル構造によって、導体プレーン間においても、所望の周波数帯の電磁波を遮断することが可能である。

【0061】

なお、図 11 (a) 及び (b) の構成では、導体 1103 ~ 1107 は、全てグラウンド導体 1102 が形成される層と信号線が形成される層との間に配置されているが、これに限られない。例えば、導体 1106 及び 1107 は、グラウンド導体 1102 が形成される装置と同じ層に構成されてもよい。これにより、例えば導体ビア 1108 ~ 1112 の長さが長くなり、より長い線長を確保することができる。また、図 11 (a) 及び (b) の例では、信号線が形成される層に近い層に形成された導体 1103 がグラウンド導体 1102 に接続されたが、これに限られない。すなわち、導体 1106 が形成される層のいずれかの導体がグラウンド導体 1102 に接続されてもよい。なお、図 11 (a) 及び (b) の例において、例えば導体 1106 がグラウンド導体 1102 に接続され、導体 1103 がグラウンド導体 1102 に接続されない場合、後述のデュアルバンド EBG として機能しうる。

10

【0062】

なお、構成例 1 又は 2 と、構成例 3 とを組み合わせたとような構成が用いられてもよい。例えば、第 1 の層において 2 つ以上の曲線形状の線状導体を配置し、第 2 の層において 1 つ以上の曲線形状の線状導体を配置する。そして、第 1 の層の線状導体のうちの相異なる 2 つの導体のそれぞれの端部の 1 つを、1 つの第 2 の層の線状導体の 2 つの相異なる端部に導体ビアなどによって接続して、複数の導体が直列的に接続された 1 つの線状導体を形成する。これにより、実装面積を抑えながら、EBG 構造に係る導体の線長を確保することができる。

20

【0063】

< 構成例 4 >

上述の各構成例では、平行に配置された信号線とグラウンド導体との間に、一端がグラウンド導体と接続し、もう一端が開放端である導体を配置する構成の EBG 構造について説明した。本構成例では、平行に配置された信号線とグラウンド導体との間に、両端が開放端である導体を配置する構成の EBG 構造について説明する。

30

【0064】

まず、本構成例における EBG 構造の動作原理について説明する。図 12 に本構成例に係る EBG 構造の構成の概要を示す。本構成例に係る EBG 構造は、信号線 1201 及び共振器 1202 によって構成される。このような構成により、所望の周波数で共振する共振器を信号線下に配置し、信号線と電磁的に結合させることで、信号線を伝播する所望の周波数の電磁波を遮断することができる。両端が開放端である導体は、電気長を $1/2$ としたときに導体長が $1/2$ である場合、共振することが知られている。本構成例は、両端が開放端である導体の線長が、所望の周波数の電磁波を遮断することができる長さとなるようにしながら、EBG 構造全体のサイズを小型化するものである。

【0065】

図 13 (a) 及び (b) は、本構成例に係る EBG 構造の単位セル構造を示す図である。図 13 (a) は、EBG 構造の単位セルを 4 層プリント基板に構成した概略図であり、図 13 (b) は、図 13 (a) の単位セル構造の Y - Z 平面の断面図である。単位セル構造 1301 は、グラウンド導体 1302 とスパイラル状の導体 1303 並びに 1304、及び導体ビア 1305 を含んで構成される。また、単位セル構造 1301 は、誘電体 1306 内に構成される。

40

【0066】

第 1 のスパイラル状の導体 1303 は、導体ビア 1305 を介して第 2 のスパイラル状の導体 1304 と接続されている。このように、複数層にスパイラル状の導体を配置し、各スパイラル状の導体の端部をビアで接続することで、小さな体積中に長い線長を有する

50

導体を構成することが可能となり、E B G構造を小型化することができる。例えば、図13(a)及び(b)の単位セル構造を、無線LAN周波数帯の2.4GHzでE B Gとして動作するように設計すると、そのサイズ(基板上の面積)は、1.9mm×1.9mmとすることができる。なお、基板は、上述の各構成例と同様に、一般的な4層構造のFR-4基板としている。

【0067】

図4(c)及び(d)の単位セル構造401と比較すると、図13(a)及び(b)の単位セル構造1301は両端が開放端であるため、導体ビア406を配置する必要が無く、導体ビアはコア層のビアのみで足りる。このため、製造コストを削減することができる。さらに、図4(c)及び(d)に示した貫通ビアを用いる単位セル構造408は、導体ビア413や、導体ビア413のビアランドにより、基板の最上層部と最下層部の実装面積を狭めるが、両端が開放端である単位セル構造1301では、このような制限がない。このため、図4(c)及び(d)の構造に比べて、基板における回路部品の実装面積がより大きくなる。

【0068】

図13(c)に、図13(a)及び(b)の単位セル構造を図5(a)及び(b)に示すように信号線下に配置した時の、信号線をY軸方向に伝播する電磁波の透過係数(S21)の解析結果を示す。なお、信号線幅、グラウンド導体幅、基板厚は図5(a)及び(b)に係る説明で用いられたものと同様であるものとした。図13(c)から、図13(a)及び(b)の単位セル構造においても、2.4GHz帯で透過係数S21が約-15dBと、信号線を伝播する電磁波が十分に減衰することが分かる。

【0069】

なお、図13(a)及び(b)に示す単位セル構造においても、導体1304の開放端部から導体1303の開放端部に向かう方向において、導体1303と導体1304のそれぞれの回転方向を同じとすることにより、さらなる小型化を図ることができる。例えば、図13(a)及び(b)の構造は、導体1304の開放端部から導体ビア1305に向かった時と、導体ビア1305から導体1303の開放端部に向かった時と、同じ回転方向となっている。したがって、これらの2つの導体と同じ回転方向に向いていない場合と比べて小型化ができています。また、図13(a)及び(b)の構造は、複数の単位セル構造を並べて用いることで、減衰量を大きくすることができる。また、その時、単位セル構造の配置間隔を、所望の遮断周波数帯の電磁波が信号線を伝播する時の電気長の約1/4の長さとするすることで、良好な通過域特性および遮断特性を得ることができる。さらに、図13(a)及び(b)の構造は、導体プレーン間においても、所望の周波数帯の電磁波を遮断することができる。

【0070】

なお、本構成例では基板の2つの層にスパイラル状の導体を構成したが、さらに多くの層を用いて、上述の原理によって線長を確保する事で、さらなる小型化が可能である。例えば、スパイラル状の導体を互いに異なる3層に形成し、最上層と2番目の層の2つの導体のスパイラル形状の中心部同士を導体ビアで接続し、2番目と3番目の層の2つのスパイラル形状の最外部の端部同士を導体ビアで接続するようにする。このとき、最上層のスパイラル導体の最外部の端部から、最下層(3番目の層)の中心部へ向かう回転方向が、それぞれ一致するようにすることができる。なお、上述の例では最上層の最外部と最下層の中心に開放端が存在するが、これは逆であってもよい。すなわち、最上層の中心部と最下層の最外部に開放端が存在してもよい。また、上述の例と同様にして、4層以上に曲線形状導体を形成することもできる。さらに、導体の形状はスパイラル状でなくてもよく、導体の線長を確保するような、例えばメアンダ形状等の曲線形状を複数の層で構成して接続してもよい。

【0071】

なお、上述の各構成例において、グラウンド導体と接続する場合にも、同様に2つより多くの複数の層に曲線形状の導体を配置して、小型の設置面積において十分な長さの線長を

確保することができる。すなわち、最下層又は最上層の導体をグラウンド導体に接続して、上述のように、2つより多くの複数の層に曲線形状導体を形成して繋ぐことで、面積を抑えながら導体長を確保することができる。

【0072】

また、本構成例では、図14(a)及び(b)のように、図11(a)及び(b)に関して説明した構成において、複数の層の導体が交互かつ直列に接続されて形成されるヘリカル形状の導体の両端を開放端とするようにした構成が用いられてもよい。図14(a)に、そのような単位セル構造の構成図を示し、図14(a)の構成のY-Z平面の断面図を図14(b)に示す。図14(a)及び(b)は、2つの層にパターン導体を複数構成し、ビアを用いてそのパターン導体を接続することで、ヘリカル形状を構成したものとな

10

【0073】

より具体的には、単位セル構造1401では、基板内の第1の層に導体1403~1406が形成され、第2の層に導体1407~1410が形成される。そして、第1の層に形成された導体のうちの相異なる2つの導体のそれぞれの端部の1つが、第2の層に形成された導体のうちの1つの導体の相異なる2つの端部にそれぞれ接続される。例えば、第1の層に形成された導体1403及び1404は、それぞれの端部の1つにおいて、第2の層に形成された導体1408のそれぞれ相異なる端部に、導体ビア1415及び1412を介して接続される。なお、第1の層に形成される導体のうちの導体1406及び第2の層に形成される導体のうちの導体1407は、その一端が開放端として、他の導体に接続されないように構成される。このようにして、単位セル構造1401では、複数の導体が、導体1407、導体1403、導体1408、導体1404、導体1409、導体1405、導体1410、導体1406の順で直列的に接続され、1つの(線状)導体を形成する。なお、これらの導体の接続に、導体ビア1411~1417がそれぞれ図14(a)及び(b)に示すように用いられる。

20

【0074】

これにより、一端がグラウンド導体と接続しもう一端が開放端である導体を、小さい面積で、線長を確保しながら実装することができる。なお、図14(a)及び(b)に示した単位セル構造を無線LAN周波数帯の2.4GHzでEBGとして動作するように設計すると、そのサイズ(基板上の面積)は、2.2mm×2.5mmとすることができる。なお、基板は、上述の各構成例と同様に、一般的な4層構造のFR-4基板としている。

30

【0075】

また、図13(a)及び(b)の例と同様に、図14(a)及び(b)の構造体においても、導体ビアとしてコア層の内層ビアのみを用いて単位セル構造を構成することができるため、製造コストを削減することができる。さらに、図11(a)及び(b)に示した貫通ビアを用いる単位セル構造と比較すると、両端が開放端の構造では、基板における回路部品の実装面積を狭めることができる。

【0076】

図14(c)に、図14(a)及び(b)の単位セル構造を図5(a)及び(b)に示すように信号線下に配置した時の、信号線をY軸方向に伝播する電磁波の透過係数(S21)の解析結果を示す。なお、信号線幅、グラウンド導体幅、基板厚は図5(a)及び(b)に係る説明で用いられたものと同様であるものとした。図14(c)から、図14(a)及び(b)の単位セル構造においても、2.4GHz帯で透過係数S21が約-10dBと、信号線を伝播する電磁波が十分に減衰することが分かる。

40

【0077】

なお、図14(a)及び(b)に示す単位セル構造においても、導体1407の開放端部から導体1406の開放端部に向かう方向において、各導体の回転方向を同じとすることにより、さらなる小型化を図ることができる。また、図14(a)及び(b)の構造は、複数の単位セル構造を並べて用いることで、減衰量を大きくすることができる。また、

50

その時、単位セル構造の配置間隔を、所望の遮断周波数帯の電磁波が信号線を伝播する時の電気長の約 $1/4$ の長さとする事で、良好な通過域特性および遮断特性を得ることができる。さらに、図 14 (a) 及び (b) の構造は、導体プレーン間においても、所望の周波数帯の電磁波を遮断することができる。

【0078】

なお、図 14 (a) 及び (b) の構成において、線長を長くするために、上述の導体 1403 ~ 1410 の少なくともいずれかを、例えばスパイラル状又はメアンダ形状などの曲線形状としてもよい。

【0079】

(単位セル構造と信号線又はグランド導体との電磁的結合による特性の変化)

10

続いて、図 13 (a) 及び (b) 又は図 14 (a) 及び (b) の単位セル構造と、信号線又はグランド導体との間に生じる電磁的な結合による、透過係数 S_{21} の変化について説明する。

【0080】

まず、図 5 (a) 及び (b) の構成において、図 13 (a) 及び (b) の単位セル構造 1301 と信号線及びグランド導体との距離を変化させた時の電磁波の伝搬遮断特性について述べる。図 15 (a) に、図 5 (a) 及び (b) を X 軸方向からみた場合の、単位セル構造 1301 と信号線 501 及びグランド導体 502 との位置関係を示す。なお、図 15 (a) では、単位セル構造 1301 と信号線 501 及びグランド導体 502 との関係性が分かるように、単位セル構造 1301 を拡大して示している。図 15 (a) に示すように、単位セル構造 1301 のスパイラル状の導体 1303 と、信号線 501 との Z 軸方向の距離を g とし、スパイラル状の導体 1304 と、グランド導体 502 との Z 軸方向の距離を h とする。

20

【0081】

図 15 (b) に、 h を固定し、 g を 0.06 mm 、 0.11 mm 、 0.16 mm と変化させた時の、信号線 501 を Y 軸方向に伝播する電磁波の透過係数 (S_{21}) の解析結果を示す。参照番号 1501 ~ 1503 が付された曲線は、それぞれ、 g が 0.06 mm 、 0.11 mm 、 0.16 mm の場合の解析結果である。図 15 (b) から、単位セル構造 1301 のスパイラル状の導体 1303 と信号線 501 との距離 g が小さいほど、電磁波の減衰量が大きいことが分かる。これは、単位セル構造 1301 のスパイラル状の導体 1303 と、信号線 501 との間に生じる電磁的な結合が関係していると考えられる。すなわち、単位セル構造 1301 のスパイラル状の導体 1303 と信号線 501 の間に生じる電磁的な結合が強いほど、大きな電磁波の減衰量を得ることができる。一般的に、2つの導体間の距離が短いほど、その2つの導体間の電磁的な結合が強くなる。すなわち、ここでは、導体 1303 と信号線 501 の距離 g が短いほど、導体 1303 と信号線 501 の間に生じる電磁的な結合が強くなるため、電磁波の減衰量も大きくなる。なお、ここでは、スパイラル状の導体 1304 の位置は変えずに、スパイラル状の導体 1303 の位置を Z 軸方向に変化させることによって、図 15 (a) の g を変化させているため、 g の長さに応じて導体ビアの長さが変化する。

30

【0082】

次に、図 15 (c) に、 g を固定し、 h を 0.06 mm 、 0.11 mm 、 0.16 mm と変化させた時の、信号線 501 を Y 軸方向に伝播する電磁波の透過係数 (S_{21}) の解析結果を示す。参照番号 1504 ~ 1506 が付された曲線は、それぞれ、 h が 0.06 mm 、 0.11 mm 、 0.16 mm の場合の解析結果である。図 15 (c) から、単位セル構造 1301 のスパイラル状の導体 1304 とグランド導体 502 との距離 h が小さいほど、電磁波の減衰量が大きいことが分かる。これは、単位セル構造 1301 のスパイラル状の導体 1304 と、グランド導体 502 との間に生じる電磁的な結合が関係していると考えられる。すなわち、単位セル構造 1301 のスパイラル状の導体 1304 と、グランド導体 502 の間に生じる電磁的な結合が強いほど大きな電磁波の減衰量を得ることができる。すなわち、ここでは、導体 1304 とグランド導体 502 の距離 h が短いほど、

40

50

導体 1304 とグラウンド導体 502 との間に生じる電磁的な結合が強くなるため、電磁波の減衰量も大きくなる。なお、図 15 (a) の g の長さを変化させた時と同様に、スパイラル状の導体 1303 の位置は変えずに、スパイラル状の導体 1304 の位置を Z 軸方向に変化させることで、図 15 (a) の h を変化させているため、 h の長さに応じて導体ビアの長さが変化する。

【0083】

続いて、図 5 (a) 及び (b) の構成において、図 14 (a) 及び (b) の単位セル構造 1401 と信号線及びグラウンド導体との距離を変化させた時の電磁波の伝搬遮断特性について述べる。図 16 (a) に、図 5 (a) 及び (b) を X 軸方向からみた場合の、単位セル構造 1401 と信号線 501 及びグラウンド導体 502 との位置関係を示す。なお、図 16 (a) では、単位セル構造 1401 と信号線 501 及びグラウンド導体 502 との関係性が分かるように、単位セル構造 1401 を拡大して示している。図 16 (a) に示すように、単位セル構造 1401 と信号線 501 との Z 軸方向の距離を i とし、単位セル構造 1401 とグラウンド導体 502 との Z 軸方向の距離を j とする。

【0084】

図 16 (b) に、 j を固定し、 i を 0.06 mm、0.11 mm、0.16 mm と変化させた時の、信号線 501 を Y 軸方向に伝播する電磁波の透過係数 (S_{21}) の解析結果を示す。参照番号 1601 ~ 1603 が付された曲線は、それぞれ、 i が 0.06 mm、0.11 mm、0.16 mm の場合の解析結果である。図 16 (b) から、単位セル構造 1401 と信号線 501 との距離 g が小さいほど電磁波の減衰量が大きいことが分かる。これは、単位セル構造 1301 を信号線下に配置した時と同様、単位セル構造 1401 と信号線 501 との間に生じる電磁的な結合が関係していると考えられる。すなわち、単位セル構造 1401 と信号線 501 との間に生じる電磁的な結合が強いほど、大きな電磁波の減衰量を得ることができる。

【0085】

次に、図 16 (c) に、 i を固定し、 j を 0.06 mm、0.16 mm、0.21 mm と変化させた時の、信号線 501 を Y 軸方向に伝播する電磁波の透過係数 (S_{21}) の解析結果を示す。参照番号 1604 ~ 1606 が付された曲線は、それぞれ、 j が 0.06 mm、0.16 mm、0.21 mm の場合の解析結果である。図 16 (c) から、単位セル構造 1401 とグラウンド導体 502 との距離 j が小さいほど電磁波の減衰量が大きいことが分かる。これは、単位セル構造 1301 を信号線下に配置した時と同様、単位セル構造 1401 とグラウンド導体 502 との間に生じる電磁的な結合が関係していると考えられる。すなわち、単位セル構造 1401 とグラウンド導体 502 の間に生じる電磁的な結合が強いほど、大きな電磁波の減衰量を得ることができる。

【0086】

なお、図 15 (a) の g 又は h の長さを変化させた時と同様に、線状導体の位置を Z 軸方向に変化させることで、図 16 (a) の i 又は j を変化させているため、 i 又は j の長さに応じて導体ビアの長さが変化する。なお、図 16 (b) 又は図 16 (c) において、 i 又は j を大きくするのに従い、遮断周波数が高域に変化するの、単位セル構造 1401 の導体ビアが短くなることが影響している。導体ビアが短くなることにより、単位セル構造自体の導体長も短くなり、より高域で共振周波数を有することとなり、これに応じて遮断周波数が高域に変化していると考えられる。

【0087】

以上のように、図 13 (a) 及び (b) 又は図 14 (a) 及び (b) の単位セル構造 1301 又は 1401 は、信号線 501 又はグラウンド導体 502 との距離を短くすることによって、電磁的な結合を強くして、電磁波の減衰量を大きくすることができる。

【0088】

なお、ここでは、1 つの層に構成された導体部の全体を Z 軸方向に移動させて、信号線又はグラウンド導体との距離を短くし、電磁波の減衰量を大きくした。しかしながら、各層に構成された導体の一部を Z 軸方向に移動させて、その一部についてのみ信号線およびグ

10

20

30

40

50

ランド導体との距離を短くしても同様の効果を得ることができる。

【0089】

<<構成例5>>

上述の構成例1～4では、互いに平行な、信号線が配置される面とグラウンド導体が配置される面との間に単位セル構造を形成する線状導体を配置し、信号線を伝播する1つの周波数帯の電磁波を減衰させる、シングルバンドのEBG構造について説明した。本構成例では、上述のEBG構造の原理を用いて、信号線を伝播する複数の周波数帯の電磁波を減衰させるマルチバンドのEBG構造について説明する。

【0090】

図17(a)及び(b)は、本構成例に係るデュアルバンドEBG構造の単位セルの構成例を示す図である。本構成例では、導体の一端がグラウンドに接続し、もう一端が開放端の構造体において、2つの層にパターン導体を複数構成し、導体ビアを用いて2つの層のパターン導体を交互かつ直列に接続することで、ヘリカル形状の線状導体を構成している。図17(a)は、デュアルバンドEBG構造の単位セルを4層プリント基板に構成した概略図であり、図17(b)は、図17(a)の単位セル構造のY-Z平面の断面図である。単位セル構造1701は、グラウンド導体1702と導体1703～1709、ビア1710～1715、及び誘電体1716を含んで構成される。

10

【0091】

単位セル構造1701では、ビア1710、導体1703、及びビア1714が順に接続され、ビア1714から導体1707及び導体1708が分岐する。そして、導体1707から、ビア1711、導体1704、ビア1715、導体1709、ビア1713、及び導体1706が順に直列に接続される。また、導体1708から、ビア1712、導体1705が順に直列に接続される。

20

【0092】

このEBG構造では、ビア1710、導体1703、ビア1714、導体1707、ビア1711、導体1704、ビア1715、導体1709、ビア1713、及び導体1706が第1の周波数での電磁波の遮断に寄与する。そして、ビア1710、導体1703、ビア1714、導体1708、ビア1712、導体1705が、第2の周波数での電磁波の遮断に寄与する。以下では、第1の周波数と第2の周波数の両方の周波数の電磁波の遮断に寄与するビア1710、導体1703、ビア1714を、共通導体部とする。なお、共通導体部は必ずしも存在する必要はない。すなわち、例えばビア1710、導体1703、ビア1714を省略し、それに代えて、導体1707及び1708が分岐する点をグラウンド導体1702に接続するようにしてもよい。ただし、この場合、それぞれの導体長を長く確保するための工夫が要求される。

30

【0093】

図11(a)及び(b)のシングルバンドEBG構造の単位セル構造1101を用いて複数周波数の電磁波を遮断するためには、複数個の単位セル構造を信号線下に配置する必要がある。また、図11(a)及び(b)の単位セル構造は、導体ビア1108を用いており、導体ビア1108やそのビアランドにより、基板の最上層部と最下層部における部品の実装面積を狭める。すなわち、単位セル構造1101を用いて複数の周波数の電磁波を遮断する際、複数の貫通ビアが基板に配置され、基板の最上層部と最下層部の部品実装面積を狭めてしまう。

40

【0094】

一方、図17(a)及び(b)の単位セル構造1701では、ビア1710が共通導体部であるため、1つの貫通ビアのみを含んで構成されている。このため、図11(a)及び(b)の単位セル構造を複数並べた場合と比べ、図17(a)及び(b)の単位セル構造1701を用いることにより、基板の最上層部と最下層部における部品実装面積を狭めることがない。また、図17(a)及び(b)の単位セル構造1701は、共通導体部を有するため、図11(a)及び(b)の単位セル構造1101を複数配置するより、単位セル構造1701を1つ配置する方が、EBG全体としての占有体積は小さくてすむ。な

50

お、図17(a)及び(b)の単位セル構造を無線LAN周波数帯の2.4GHzと5GHzでEBGとして動作するように設計すると、そのサイズ(専有面積)は2mm×1.85mmとすることができる。なお、基板は、上述の各構成例と同様に、一般的な4層構造のFR-4基板としている。

【0095】

図17(c)に、図17(a)及び(b)の単位セル構造を、図5(a)及び(b)と同様に信号線下に配置した時の、信号線をY軸方向に伝播する電磁波の透過係数(S21)の解析結果を示す。なお、信号線幅、グラウンド導体幅、基板厚は、図5(a)及び(b)に関連して説明した値と同様である。図17(c)から、図17(a)及び(b)の単位セル構造において、信号線を伝播する電磁波は、2.4GHz帯及び5GHzで、それぞれ透過係数S21が約-15dB及び約-10dBとなっており、十分にこれらの周波数の電磁波が減衰することが分かる。

10

【0096】

なお、図17(a)及び(b)の単位セル構造においても、導体の回転方向を同一方向とすることにより、逆方向とするよりも小型化を達成できる。また、複数の単位セル構造を併設することにより、減衰量を大きくすることができ、その際に単位セル構造の間隔を、所望の周波数帯の約1/4に調整することで、良好な通過域特性および遮断特性を得ることができる。また、図17(a)及び(b)の単位セル構造によって、導体プレーン間においても、所望の周波数帯の電磁波を遮断することが可能である。

【0097】

20

なお、図17(a)及び(b)の構成において、線長を長くするために、上述の導体1703~1709の少なくともいずれかを、例えばスパイラル状又はメアング形状などの曲線形状としてもよい。さらに、図17(a)及び(b)の構成では、共通導体部から2つの共通でない導体部に分岐して2つの周波数を遮断周波数としたが、2つより多くの周波数を遮断周波数とするために、3つ以上の共通でない導体部に分岐してもよい。なお、3つ以上の共通でない導体部に分岐させる場合、例えば、図17(a)のビア1714から3つ以上に分岐させてもよいし、図17(a)のビア1714からは2つにのみ分岐させてビア1715においてさらに2つに分岐させてもよい。すなわち、共通導体部の端点においてのみならず、少なくとも一部の周波数に寄与しない導体部において分岐がなされてもよい。

30

【0098】

なお、ここでは、導体の一端がグラウンドに接続し、もう一端が開放端であるヘリカル形状のデュアルバンドEBGの単位セル構造1701について説明したが、ヘリカル形状でない形状であっても、デュアルバンドEBGの単位セル構造を構成することはできる。図18に、そのようなデュアルバンドEBGの単位セル構造の構成例を示す。

【0099】

単位セル構造1801は、グラウンド導体1802とスパイラル状の導体1803~1805、及び、導体ビア1806並びに1807を含んで構成される。また、単位セル構造1801は誘電体1808内に構成される。グラウンド導体1802に接続されたスパイラル状の導体1805に導体ビア1806が接続され、導体ビア1806からスパイラル状の導体1804と導体ビア1807が分岐し、導体ビア1807はスパイラル状の導体1803と接続される。なお、図18では、導体1805は、グラウンド導体1802と同じ層に形成される。しかしながら、導体1805は、グラウンド導体1802と異なる層に配置され、グラウンド導体1802と導体ビアで接続されて構成されてもよい。また、導体1805は必ずしも存在しなくてもよい。すなわち、複数のスパイラル形状の導体1803及び1804が導体ビア1807で接続され、かつ、導体ビア1807がグラウンド導体1802に接続するように構成されてもよい。この場合、各スパイラル形状の導体は、共通導体部が存在しないため、より長い導体長が要求される。

40

【0100】

図18のデュアルバンドのEBG構造は、スパイラル状の導体1805、導体ビア18

50

06、導体ビア1807、及びスパイラル状の導体1803が第1の周波数での電磁波の遮断に寄与する。また、スパイラル状の導体1805、導体ビア1806、及びスパイラル状の導体1804が第2の周波数での電磁波の遮断に寄与する。以下では、第1の周波数と第2の周波数の両方の電磁波の遮断に寄与しているスパイラル状の導体1805及び導体ビア1806を共通導体部とする。

【0101】

共通導体部の線長を長くすることにより、導体1803及び導体1804の線長を短くすることができ、単位セル構造を小型化することが可能となる。図18の例では、共通導体部の線長を確保して単位セル構造の小型化を実現するため、導体1805をスパイラル形状としている。同様に、導体1803及び導体1804も、スパイラル形状とすることにより、実装面積を小さく抑えることができる。なお、導体1803～1805のスパイラル形状を、メアンダ形状等の他の曲線形状に置き換えても、同様の効果を得ることができる。図18の単位セル構造を、無線LAN周波数帯の2.4GHzと5GHzでEBGとして動作するように設計すると、そのサイズは、1.9mm×1.9mmとすることができる。なお、このときの基板は、一般的なFR-4基板である。

10

【0102】

図19(a)及び(b)は、単位セル構造1801を、信号線に伝播する電磁波を遮断するのに用いる際の構成例を示す図である。図19(a)は、信号線と単位セル構造1801との構成を示した概略図であり、図19(b)は図19(a)の断面図である。単位セル構造1801は誘電体1808内に構成される。なお、信号線幅、グランド導体幅、基板厚は、図5(a)及び(b)に関連して説明した値と同様である。

20

【0103】

図19(a)及び(b)では、信号線1901が、スパイラル状の導体1803と1804の間の層に配置されている。これは、信号線1901とスパイラル状の導体1803及び1804の双方との電磁的な結合を強くするためである。上述のように、信号線と単位セル構造の結合を強くすることで、EBG構造の電磁波の減衰量を大きくすることができる。なお、導体1803と導体1804との間の層に信号線を配置しなければならないわけではなく、導体1803の上の層、又は導体1804と導体1805との間の層に信号線が配置されてもよい。

【0104】

図19(c)に、信号線1901をY軸方向に伝播する電磁波の透過係数(S21)の解析結果を示す。図19(c)から、図18の単位セル構造において、信号線を伝播する電磁波は、2.4GHz帯及び5GHz帯で、それぞれ透過係数S21が約-15dBとなっており、これらの周波数の電磁波が十分に減衰することが分かる。

30

【0105】

なお、図18の単位セル構造においても、導体の回転方向を同一方向とすることにより、逆方向とするよりも小型化を達成できる。また、複数の単位セル構造を併設することにより、減衰量を大きくすることができ、その際に単位セル構造の間隔を約1/4に調整することで、良好な通過域特性および遮断特性を得ることができる。また、図18の単位セル構造によって、導体プレーン間においても、所望の周波数帯の電磁波を遮断することが可能である。

40

【0106】

また、図18では、導体を2分岐することにより、電磁波を2つの周波数において遮断する構成が示されているが、導体を3つ以上に分岐して、3つ以上の周波数において電磁波を遮断するように単位セルが構成されてもよい。例えば、スパイラル形状の導体であって、導体ビア1807から分岐する導体を、導体1803及び1804の間の層に形成することによって、このような単位セルが構成されうる。

【0107】

<<構成例6>>

上述の各構成例は、信号線が配置される平面とグランド導体が配置される平面との間に

50

、一端または両端が開放端である導体を配置する E B G の単位セル構造について説明した。これに対して、本構成例では、信号線が配置される第 1 の平面と、その第 1 の平面と平行なグラウンド導体が配置される第 2 の平面との間に、両端がグラウンド導体に接続される E B G 構造を配置する。このような構造により、導体の導体長が $\lambda/2$ である時に、電気長が $\lambda/4$ の電磁波の伝搬が阻止される。

【0108】

図 20 (a) 及び (b) は、本構成例に係る E B G 構造の単位セル構造を示す図である。図 20 (a) は、E B G 構造の単位セルを 4 層プリント基板に構成した概略図であり、図 20 (b) は、図 20 (a) の単位セル構造の Y - Z 平面の断面図である。単位セル構造 2001 は、グラウンド導体 2002、スパイラル状の導体 2003 並びに 2004、及び導体ビア 2005 ~ 2007 を含んで構成される。また単位セル構造 2001 は、誘電体 2008 内に構成される。グラウンド導体 2002 は導体ビア 2005 を介してスパイラル導体 2003 と、スパイラル導体 2003 は導体ビア 2006 を介してスパイラル導体 2004 と、スパイラル導体 2004 は導体ビア 2007 を介してグラウンド導体 2002 と、それぞれ接続される。

10

【0109】

このように、本構成例では、複数層にスパイラル状の導体を配置し、各スパイラル状の導体の端部を導体ビアで接続することで、小さな体積中に長い線長を確保する導体を構成することができる。この結果、所定の周波数を遮断するのに要求される線長を確保しながら、E B G 構造を小型化することができる。例えば、図 20 (a) 及び (b) の単位セル構造を無線 LAN 周波数帯の 2 . 4 G H z で E B G として動作するように設計すると、そのサイズは、2 . 6 m m × 2 . 6 m m とすることができる。なお、このときの基板は、上述の各構成例と同様に、一般的な 4 層構造の F R - 4 基板としている。

20

【0110】

図 20 (c) に、図 20 (a) 及び (b) の単位セル構造を図 5 (a) 及び (b) と同様に信号線下に配置した時の、信号線を Y 軸方向に伝播する電磁波の透過係数 (S 2 1) の解析結果を示す。なお、信号線幅、グラウンド導体幅、基板厚は、図 5 (a) 及び (b) に関連して説明した値と同様である。図 20 (c) から、図 20 (a) 及び (b) の単位セル構造においても、信号線を伝播する電磁波は、2 . 4 G H z 帯で透過係数 S 2 1 が約 - 19 d B となっており、十分に電磁波が減衰することが分かる。

30

【0111】

図 21 (a) 及び (b) に、本構成例に係る別の E B G 構造の概略図と拡大断面図を示す。図 21 (a) の構造では、図 20 (a) 及び (b) の単位セル構造が、図 5 (a) 及び (b) と同様に信号線 2101 の下に配置される。さらに、図 21 (a) の構造では、スパイラル導体 2003 が配置される第 2 の層とスパイラル導体 2004 が配置される第 3 の層との間に導体 2103 が配置され、その導体 2103 とグラウンド導体 2102 とが多数の導体ビア 2104 で接続される。図 21 (b) は、E B G 構造を拡大した断面図である。

【0112】

一般的な電子回路基板は複数の層から構成されている。そのような基板を設計する際、ノイズ耐性のある基板にするため、グラウンド導体を複数の層に配置し、それぞれを導体ビアで接続することがある。この場合、図 21 (a) 及び (b) のように、E B G 構造の一部であるスパイラル導体 2004 及び 2005 の間にグラウンド導体が配置されることが考えられる。

40

【0113】

図 21 (c) に、信号線 2101 を Y 軸方向に伝播する電磁波の透過係数 (S 2 1) の解析結果を示す。なお、信号線幅、グラウンド導体幅、基板厚は、図 5 (a) 及び (b) に関連して説明した値と同様である。図 21 (c) から、図 20 (a) 及び (b) の単位セル構造において、信号線を伝播する電磁波は、2 . 4 G H z 帯で透過係数 S 2 1 が約 - 6 d B となっており、十分に電磁波が減衰することが分かる。

50

【0114】

図20(c)と図21(c)の透過係数 S_{21} が最も低くなる周波数を比較すると、図20(c)ではその周波数は2.47GHzであり、図21(c)ではその周波数は2.45GHzである。すなわち、スパイラル導体2004及び2005の間にグラウンド導体が配置されても、遮断周波数には変化がほとんどないことが分かる。これは、図20(a)及び(b)のEBG構造が、周囲の近傍に配置された導体の影響を受けにくい構造であることを示している。すなわち、EBG構造の近傍に導体が配置されても遮断周波数が変化しないため、基板に図20(a)及び(b)のEBG構造を設計する際、周囲の導体配置を厳密に考慮することなく設計することができる。

【0115】

10

なお、図20(a)及び(b)に示す単位セル構造においても、単位セル構造と信号線との位置関係を調整することによって結合を強くして、さらなる小型化をすることができる。両端がグラウンド導体に接続される単位セル構造の場合の一次共振時の電界分布を考えると、単位セル構造の中点の位置で最も電界が集中する。そのため、単位セル構造の中点を信号線に近接させることで、小型化を実現することができる。

【0116】

さらに、図20(a)及び(b)の単位セル構造において、導体の回転方向を同一方向とすることにより、逆方向とするよりも小型化を達成できる。また、複数の単位セル構造を併設することにより、減衰量を大きくすることができ、その際に単位セル構造の間隔を約1/4に調整することで、良好な通過域特性および遮断特性を得ることができる。また、図20(a)及び(b)の単位セル構造によって、導体プレーン間においても、所望の周波数帯の電磁波を遮断することが可能である。

20

【0117】

なお、上述の構成例は、線状導体の両端部がグラウンド部に接続され、かつ導体長が $\lambda/2$ である時に、電気長が λ の電磁波の伝搬が阻止されるものであるため、上述の具体的な構成例以外の形状でも同様の効果を得ることができる。例えば、図14(a)に示すようなヘリカル構造において、両端部を導体ビアでグラウンド導体と接続するようにしても、同様の効果を得ることができる。

【0118】

なお、上述の各構成例では、EBG構造が、無線LAN周波数帯である2.4GHz帯（場合によっては更に5GHz帯）における電磁波を遮断するように設計されているが、遮断しようとしている電磁波の周波数帯に合わせた設計が可能である。すなわち、上述の各構成例は、信号線とグラウンド導体とが形成される基板の表面と裏面とを除く他の複数の層に導体を配置して、それぞれを端部で接続することにより、曲線形状の導体を形成して線長を延長するものである。そして、遮断周波数は、この線長に応じて定まる。したがって、遮断周波数に応じて、上述の各構成例のようにして線長を延長し、又は例えば上述の各構成例において導体の長さを短縮し、又は導体ビアの長さを調整することにより、所望の遮断周波数を得ることが可能となる。

30

【0119】

また、上述の各構成例では、EBG構造を誘電体基板内に形成するものとしたが、必ずしも誘電体基板内に構成される必要はない。例えば、セラミック等の高誘電体部材内で上述のEBG構造が構成されてもよい。また、上述の各構成例では、信号線としてマイクロストリップ線路のような伝送線路が用いられる例について説明したが、信号を伝送する線路であれば、導体波管やコプレーナ線路やストリップ線路など他の線路が用いられてもよい。また、上述の各構成例では、信号線下に単位セル構造を配置して、電磁波を遮断しているが、信号線にクリアランスなどを設けて、単位セル構造と電氣的に導通しない限りにおいて、EBG構造の内層部に信号線が配置されてもよい。すなわち、図4を例にとると、導体403と導体404との間の層に信号線が配置されてもよい。

40

【符号の説明】

【0120】

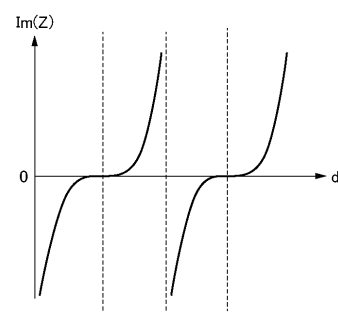
50

4 0 1 : 単位セル構造、4 0 2 : グランド導体、4 0 3 及び 4 0 4 : 線状導体、4 0 5
及び 4 0 6 : 導体ピア、4 0 7 : 誘電体基板

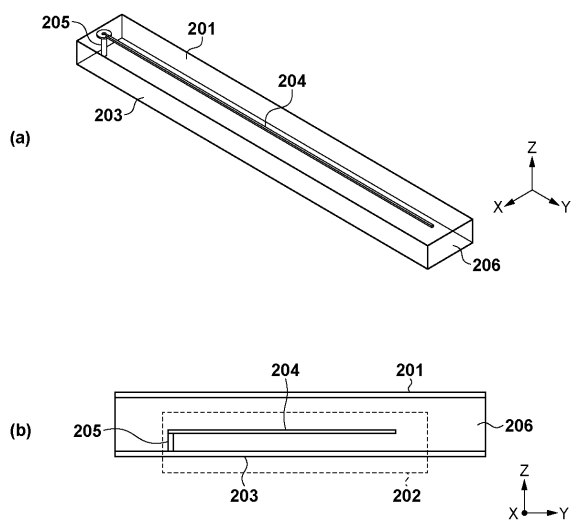
【図 1】



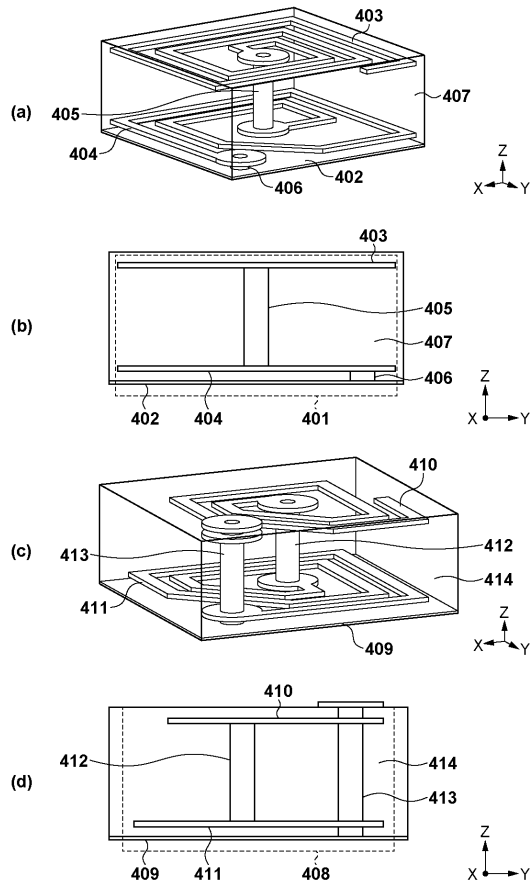
【図 3】



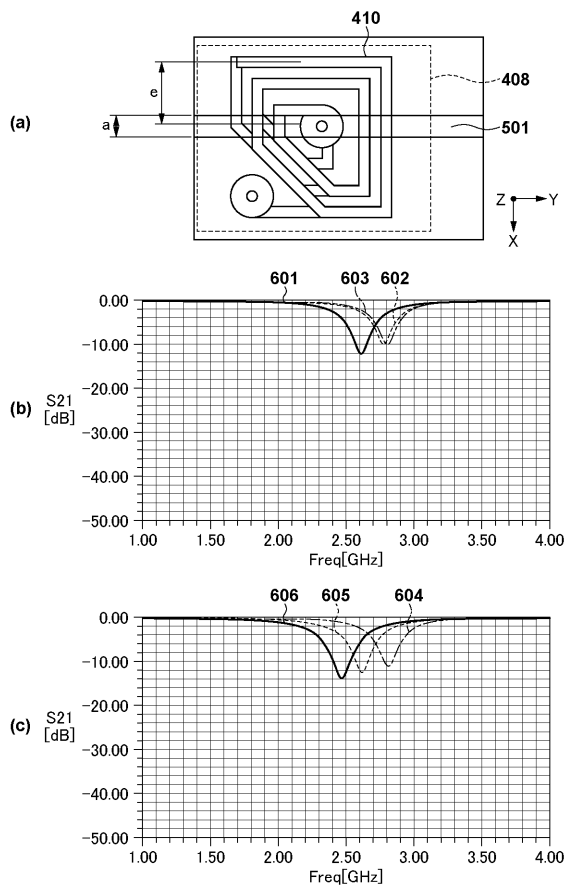
【図 2】



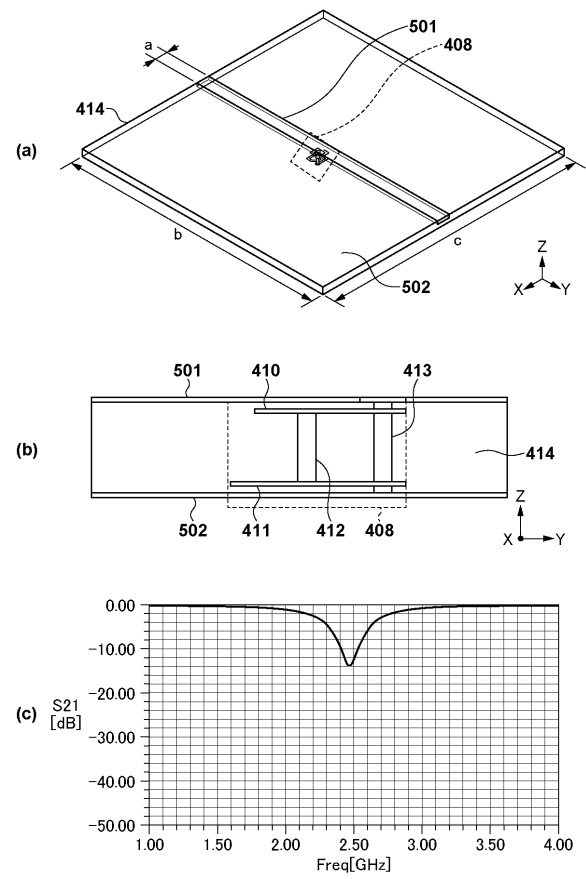
【図 4】



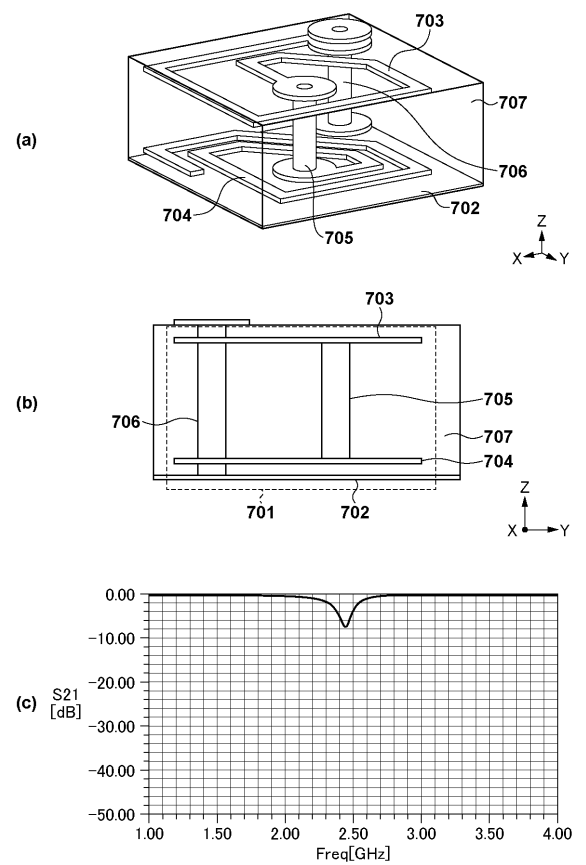
【図 6】



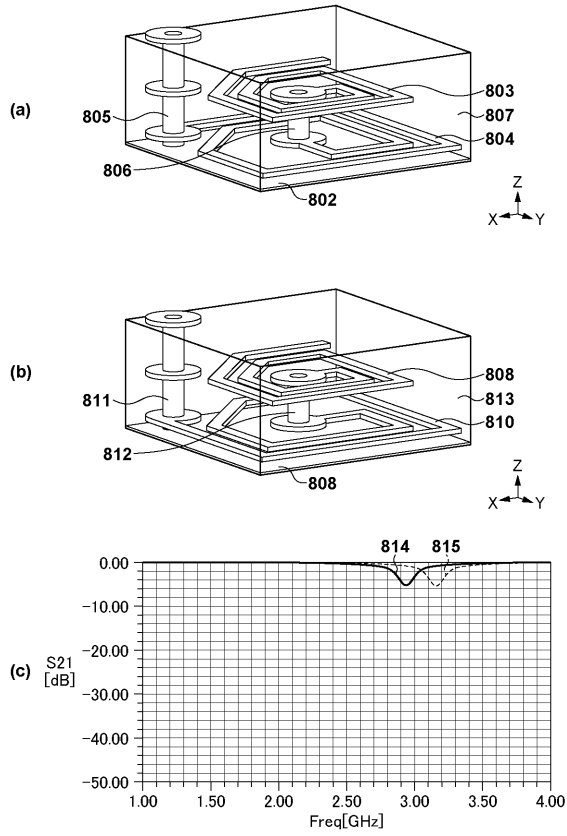
【図 5】



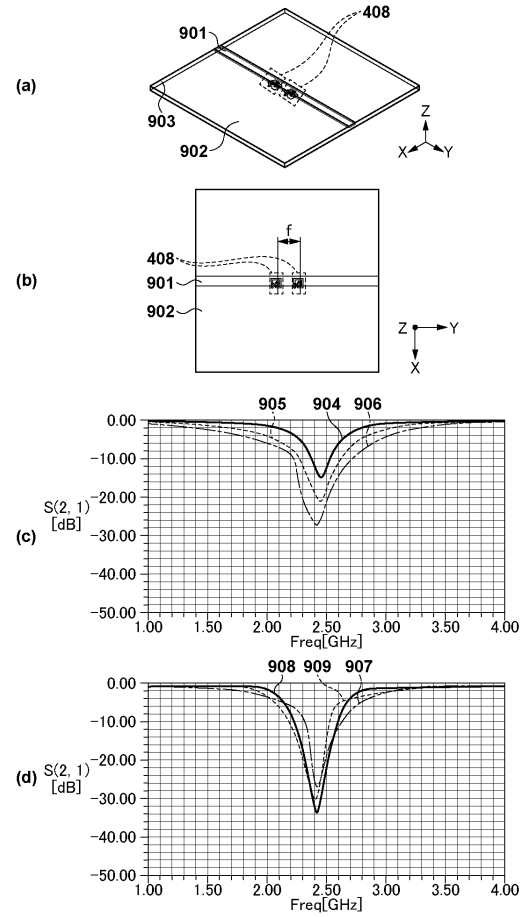
【図 7】



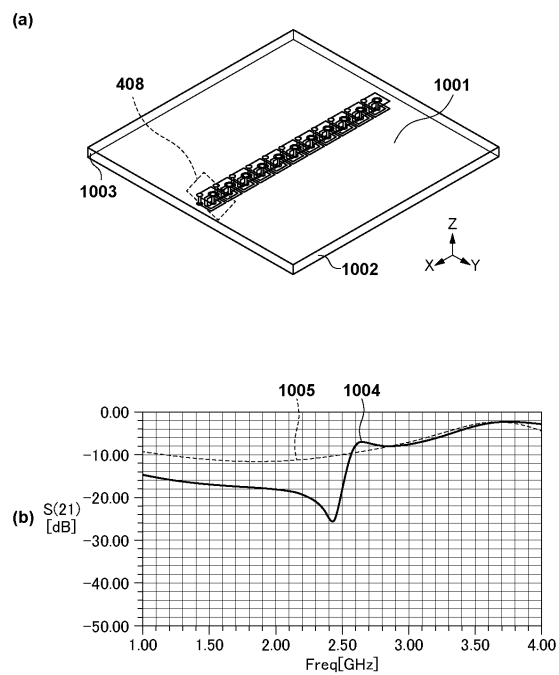
【図 8】



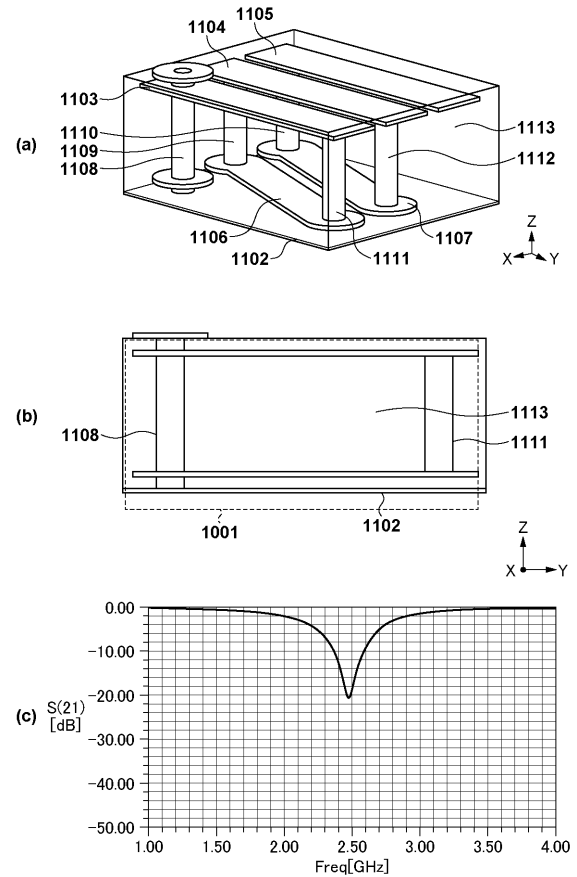
【図 9】



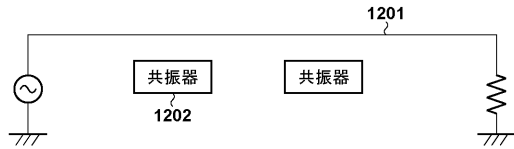
【図 10】



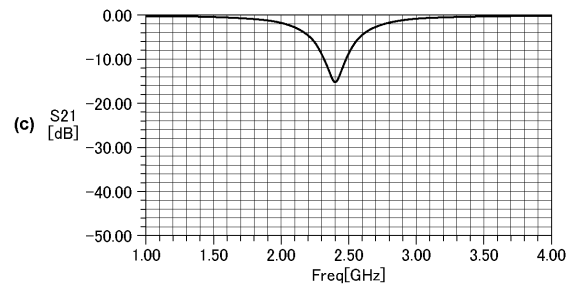
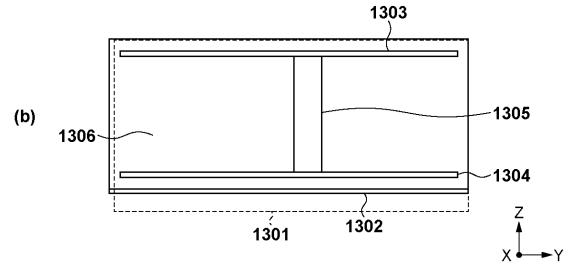
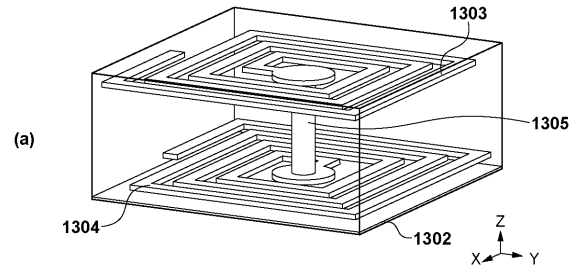
【図 11】



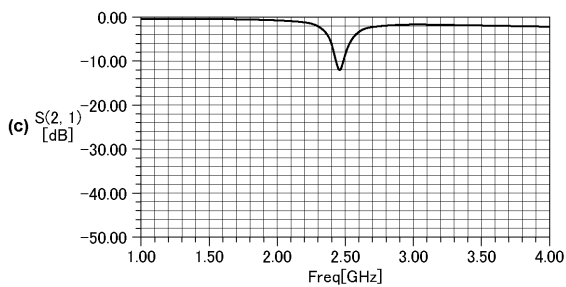
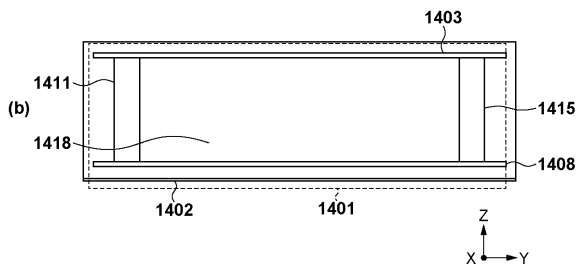
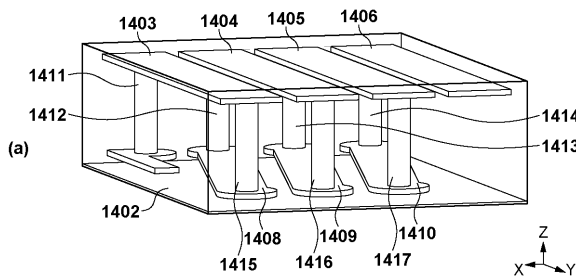
【図 12】



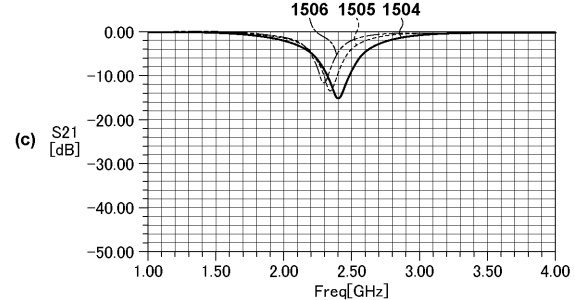
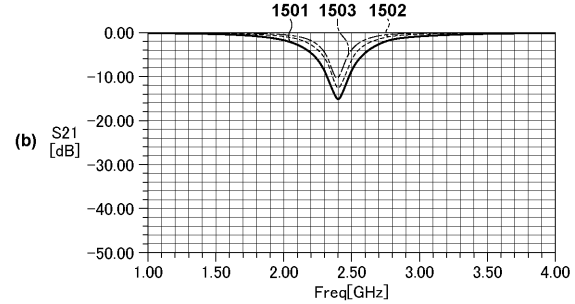
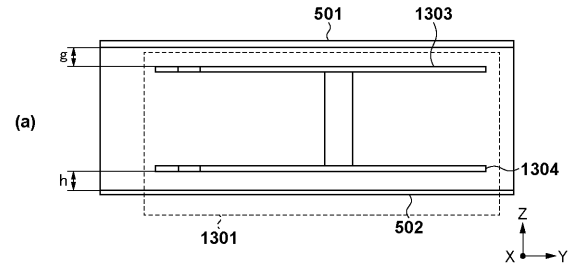
【図 13】



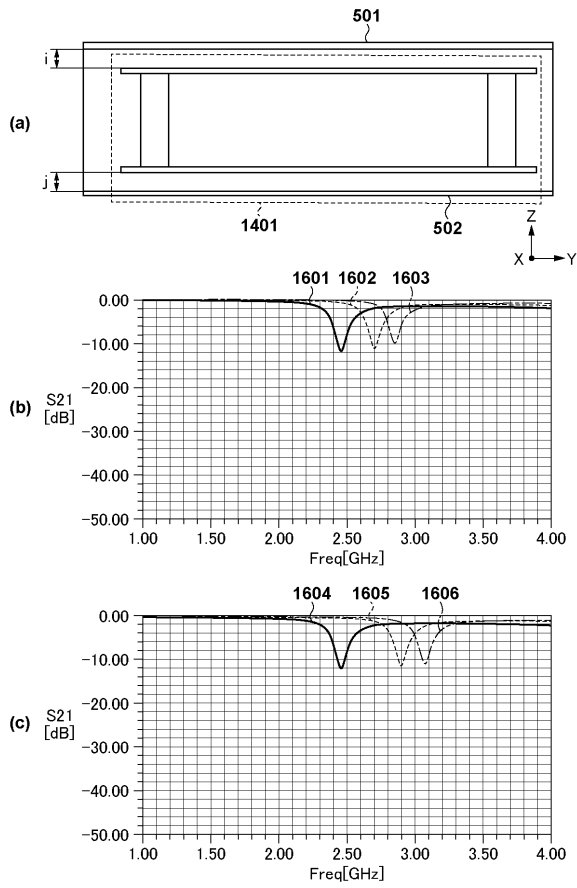
【図 14】



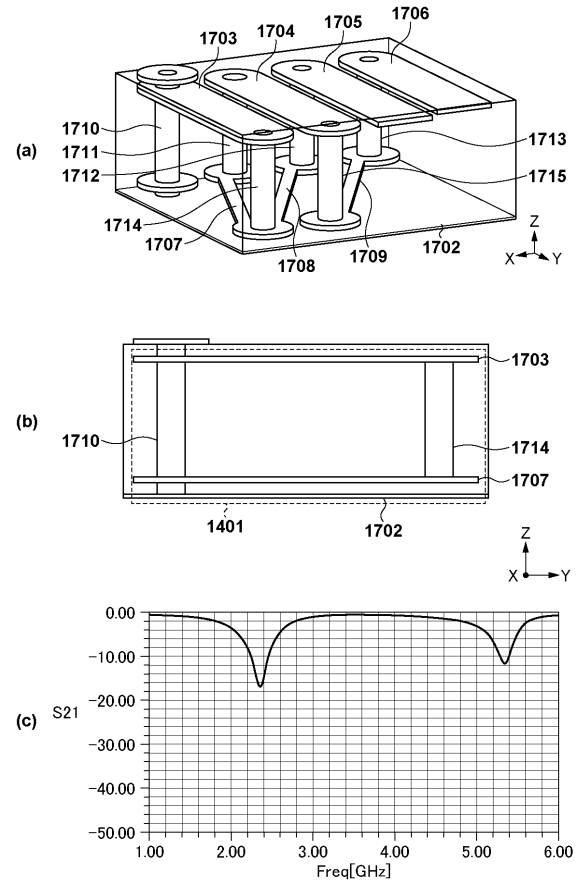
【図 15】



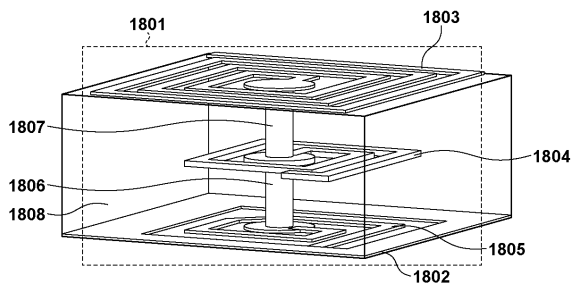
【図 16】



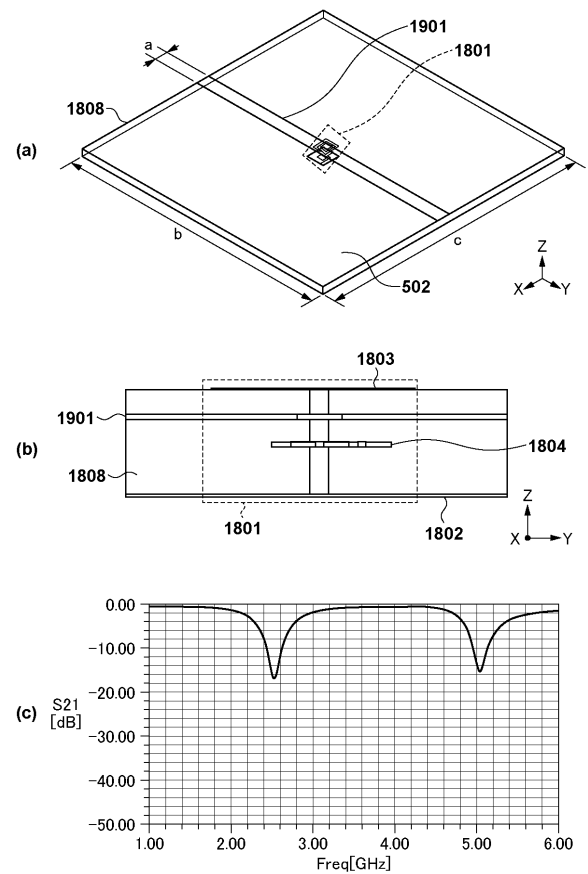
【図 17】



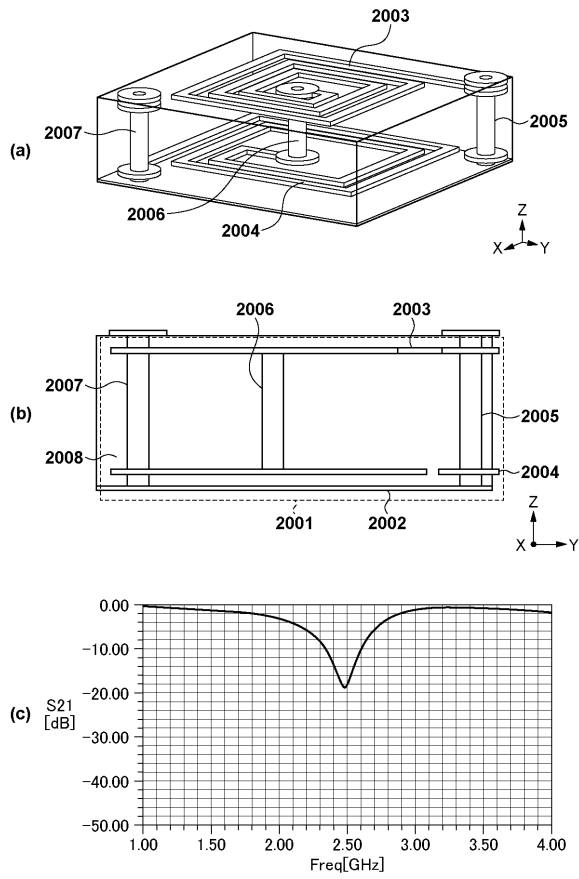
【図 18】



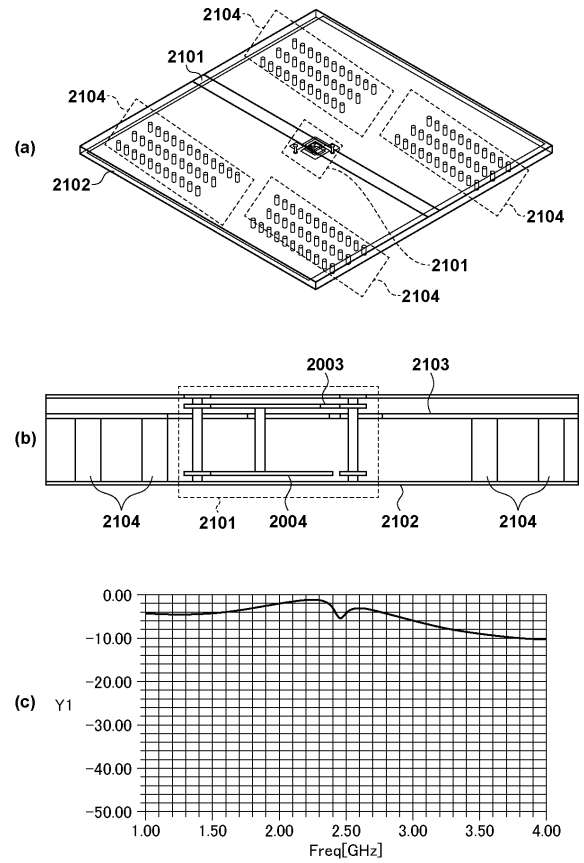
【図 19】



【図 20】



【図 21】



フロントページの続き

- (72)発明者 守田 淳
東京都大田区下丸子3丁目30番2号 キヤノン株式会社内
- (72)発明者 志村 元
東京都大田区下丸子3丁目30番2号 キヤノン株式会社内

審査官 佐藤 当秀

- (56)参考文献 特開2013-251565(JP,A)
国際公開第2009/082003(WO,A1)
特開2014-068166(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- | | |
|------|------|
| H01P | 1/00 |
| H01P | 7/00 |
| H05K | 3/46 |
| H05K | 9/00 |