

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5324497号
(P5324497)

(45) 発行日 平成25年10月23日(2013.10.23)

(24) 登録日 平成25年7月26日(2013.7.26)

(51) Int.Cl. F I
H O 1 P 1/203 (2006.01) H O 1 P 1/203

請求項の数 6 (全 16 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2010-39766 (P2010-39766) (22) 出願日 平成22年2月25日(2010.2.25) (65) 公開番号 特開2011-176663 (P2011-176663A) (43) 公開日 平成23年9月8日(2011.9.8) 審査請求日 平成24年2月23日(2012.2.23)</p>	<p>(73) 特許権者 000005049 シャープ株式会社 大阪府大阪市阿倍野区長池町2番2号 (74) 代理人 110001195 特許業務法人深見特許事務所 (74) 代理人 100173026 弁理士 米津 潔 (74) 代理人 100125472 弁理士 水方 勝哉 (72) 発明者 山田 敦史 大阪府大阪市阿倍野区長池町2番2号 シャープ株式会社内 審査官 赤穂 美香</p>
---	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 フィルタ、およびこれを用いた衛星放送受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力信号の所定周波数を通過させるフィルタであって、
 誘電体基板と、
 前記誘電体基板の一方の面に配置される入力線路および出力線路と、
 前記誘電体基板の他方の面に配置される接地導体と、
 前記入力線路と前記出力線路との間に配置される両端が開放の伝送線路と前記伝送線路の中央部に接続され、スルーホールを介して前記接地導体に接続されるショートスタブとからなるマイクロストリップ線路を複数備え、

複数の前記マイクロストリップ線路が互いに結合していることを特徴とするフィルタ。 10

【請求項2】

一方の前記伝送線路の前記中央部から一方の端部までの領域と、他方の前記伝送線路の前記中央部から一方の端部までの領域とが近接して対向に配置されるとともに、

一方の前記伝送線路の前記中央部から他方の端部までの領域と、前記入力線路とが、近接して対向に配置され、

他方の前記伝送線路の前記中央部から他方の端部までの領域と、前記出力線路とが、近接して対向に配置されることを特徴とする、請求項1に記載のフィルタ。

【請求項3】

前記伝送線路は、前記所定周波数の低域端周波数に対する電気長が80°～110°であり、

前記ショートスタブは、前記所定周波数の低域端周波数に対する電気長が $15^\circ \sim 45^\circ$ であることを特徴とする請求項1～2のいずれか一項に記載のフィルタ。

【請求項4】

前記伝送線路は、前記中央部から少なくとも片方の端部までの領域の一部において屈曲していることを特徴とする請求項1～3のいずれか一項に記載のフィルタ。

【請求項5】

前記誘電体基板の一方の面に配置され、前記スルーホールと接続される接地面と、前記誘電体基板の一方の面の上方に配置される金属カバーを備え、前記金属カバーは前記接地面に接続されていることを特徴とする、請求項1から4のいずれか一項に記載のフィルタ。

10

【請求項6】

請求項1～5のいずれか一項に記載のフィルタを備える衛星放送受信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、衛星放送受信装置に用いられるフィルタに関し、特にマイクロストリップラインを用いたフィルタに関する。

【背景技術】

【0002】

一般に衛星放送受信装置には、受信した高周波信号から所定の周波数成分を通過させる10GHz～12GHz程度のフィルタが使われる。従来この種のフィルタとしては、マイクロストリップライン型の半波長フィルタが広く使われていた。

20

【0003】

図12に従来のマイクロストリップ型半波長フィルタの構成を示す。マイクロストリップ型半波長フィルタ1は、入力端子5と出力端子6との間に複数の半波長線路7を近接配置して構成され、入力端子5に入力された高周波信号のうちの所定の周波数成分のみが出力端子6に出力される。

【0004】

また特許文献1には、通過帯域の周波数に対して、約半波長の長さの共振器や、 $1/4$ 波長結合線路、 $1/4$ 波長ショートスタブを複数本用いたフィルタおよび、これらのフィルタの欠点を改善するために、マイクロストリップ線路の途中にスルーホールを設け、このスルーホールをインダクタとして機能させることで、フィルタの基板に対する占有面積、周波数選択性を改善したフィルタが開示されている。

30

【0005】

また特許文献2では、衛星放送受信用コンバータにおけるイメージ周波数帯域の減衰特性を改善した、複数の $1/4$ 素子の結合によるインタディジタル型バンドパスフィルタが開示されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特開2002-94302号公報（平成14年3月29日公開）

【特許文献2】特開2003-46305号公報（平成15年2月14日公開）

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

図12に示すように従来のフィルタでは、上述したように入・出力端子間に半波長線路を複数配置しなければならず、基板に対する占有面積の縮小が困難であり、またこのフィルタの縮小が困難な結果として、フィルタを使用する受信装置の小型化を妨げていた。これに対し、基板に対するフィルタの占有面積を縮小するために、チップインダクタとチップコンデンサーを用いてフィルタを集中定数で構成する方法も考えられるが、周波数が高

40

50

くなるにしたがって、必要なインダクタンスやキャパシタンスは小さくなる。しかし、現在のところ製造可能なチップインダクタとチップキャパシタの下限値は、それぞれ一般的に1 nH、0.3 pF程度であり、実質的に5 GHz程度までの周波数にしか対応できないという問題がある。

【0008】

また特許文献1のフィルタでは、基板に対する占有面積、周波数選択性を改善できたとしているものの、使用周波数の上昇に伴って、インダクタとして機能させるスルーホールの直径を拡大させる必要があり、基板占有面積の縮小化と相反してしまう。また、開示された特性実測データによれば、通過特性S₂₁は通過帯域の全域に亘って概ね-8 dB、入力反射特性S₁₁は通過帯域の全域に亘って概ね-5 dB程度であり、衛星放送受信装置等を含む無線装置への採用にあたっては、挿入損失補償用のアンプなどが必要と考えられる。

10

【0009】

また特許文献2のフィルタにおいても、衛星放送受信用コンバータに採用した際、イメージ周波数帯域の減衰特性が改善されたとするものの、通過帯域の減衰が約-2 dBであり、挿入損失補償用のアンプなどが必要となる場合があり、また、1/4フィルタ素子、結合用フィルタ素子を複数使用し、これを周知のフィルタと同様に所定間隔で複数対向配置する必要があり、基板に対するフィルタ占有面積の大幅な縮小は難しい。

【0010】

上述の問題点に鑑み本発明の目的は、基板に対する占有面積を縮小しつつ、通過帯域の損失が小さく、通過帯域外の減衰度が大きく、入・出力端子での整合性の良いフィルタを実現することにある。

20

【課題を解決するための手段】

【0011】

上記課題を解決するため、本発明のフィルタは、入力信号の所定周波数を通過させるフィルタであって、誘電体基板と、前記誘電体基板の一方の面に配置される入力線路および出力線路と、前記誘電体基板の他方の面に配置される接地導体と、前記入力線路と前記出力線路との間に配置される両端が開放の伝送線路と前記伝送線路の中央部に接続され、スルーホールを介して前記接地導体に接続されるショートスタブとからなるマイクロストリップ線路を複数備え、複数の前記マイクロストリップ線路が互いに結合していることを特徴としている。

30

【0012】

また、本発明のフィルタは、一方の前記伝送線路の前記中央部から一方の端部までの領域と、他方の前記伝送線路の前記中央部から一方の端部までの領域とが近接して対向に配置されるとともに、一方の前記伝送線路の前記中央部から他方の端部までの領域と、前記入力線路とが、近接して対向に配置され、他方の前記伝送線路の前記中央部から他方の端部までの領域と、前記出力線路とが、近接して対向に配置されることを特徴としている。

【0013】

また、本発明のフィルタは、前記伝送線路は、前記所定周波数の低域端周波数に対する電気長が80°~110°であり、前記ショートスタブは、前記所定周波数の低域端周波数に対する電気長が15°~45°であることを特徴としている。

40

【0014】

また、本発明のフィルタは、前記伝送線路は、前記中央部から少なくとも片方の端部までの領域の一部において屈曲していることを特徴としている。

【0015】

また、本発明のフィルタは、前記誘電体基板の一方の面に配置され、前記スルーホールと接続される接地面と、前記誘電体基板の一方の面の上方に配置される金属カバーを備え、前記金属カバーは前記接地面に接続されていることを特徴としている。

【0016】

また、本発明の衛星放送受信装置は上記記載のいずれかのフィルタを用いることを特徴

50

としている。

【発明の効果】

【0017】

本発明によれば、基板に対する占有面積を縮小しつつ、通過帯域の損失が小さく、通過帯域外の減衰度が大きく、入・出力端子での整合性の良いフィルタが得られる。

【図面の簡単な説明】

【0018】

【図1】本発明の実施例1のフィルタを示す上面図および断面図である。

【図2】実施例1のフィルタの周波数特性データである。

【図3】本発明の実施例2のフィルタを示す上面図および断面図である。

10

【図4】実施例2のフィルタの周波数特性データである。

【図5】実施例2のフィルタの変形例を示す上面図である。

【図6】実施例2のフィルタの他の変形例を示す上面図である。

【図7】実施例3のフィルタを示す上面図および断面図である。

【図8】本発明の実施例4の衛星放送受信装置を示すブロック図である。

【図9】実施例4の衛星放送受信装置における周波数関係を説明する図である。

【図10】実施例4の衛星放送受信装置に用いるフィルタと従来のフィルタとの寸法比較図である。

【図11】実施例4の衛星放送受信装置に用いるフィルタと従来のフィルタとの周波数特性比較データである。

20

【図12】従来のフィルタを示す上面図である。

【発明を実施するための形態】

【実施例1】

【0019】

以下に本発明におけるフィルタの実施例1について図1、図2を参照して説明する。図1(a)は実施例1に係るフィルタ100の上面図であり、図1(b)は、図1(a)における破線A-A'の断面図である。また、図1(c)は図1(a)の破線B-B'の断面図である。なお、本実施例では一例としてフィルタの通過帯域が6.37GHzから8.42GHzの場合について説明する。

【0020】

30

フィルタ100は、厚みが500 μ m、比誘電率が3.33の誘電体基板108の表面に配置される。詳しくは、誘電体基板108の一方の面に、両端が開放の伝送線路109a、109bと、この伝送線路の中央部に、ショートスタブ103a、103bが接続されたマイクロストリップ線路102a、102bと、入力端子106および出力端子107に一端が接続される、入力線路105a、および出力線路105bが配置される。誘電体基板108の他方の面には、ほぼ全面に接地導体101が配置される。伝送線路109a、109bの全長は8.75mmであり、お互いに一方の先端から約4mmの領域が0.15mmの間隔を隔てて対向に配置されて結合している。また、入力線路105a、出力線路105bは、伝送線路109a、109bの他方の先端から約4.3mmの領域と0.1mmの間隔を隔てて対向に配置されて結合している。ショートスタブ103a、103bの長さは1.45mmであり、先端がスルーホール104a、104bを介して接地導体101に接続されている。そして、マイクロストリップ線路102a、102bは通過帯域の低域端である6.37GHzに対して電気長が約100°であり、ショートスタブ103a、103bはスルーホールの電気長を含めて約23°である。

40

【0021】

本実施例のフィルタ100の通過特性について図2を用いて説明する。図2には、本実施例のフィルタの通過特性と、集中定数で構成した場合の5段チェビシェフ型フィルタ(以下、比較例1と記す)のシミュレーションデータを合わせて示している。図2に示す通り、本実施例のフィルタ100の通過特性は、比較例1に対して通過帯域の低域端である6.37GHzより低い周波数における減衰度が急峻であることがわかる。これは、マイ

50

クロストリップ線路間の結合によって、直列のキャパシタンスや伝送線路に沿ったインダクタンス、接地導体とマイクロストリップ線路間にキャパシタンスが発生する為である。

【0022】

本実施例では、接地導体101と線路109a、109bとの間のキャパシタンスと、ショートスタブ103a、103bによって発生するインダクタンスによって、通過帯域の低域端付近に共振が発生するようにマイクロストリップ線路を構成、配置したことにより、通過特性が良好で、通過帯域外での減衰度をより大きくでき、しかも、基板に対する占有面積が小さいフィルタを実現することが可能になった。

【0023】

一例として上記のように、先端が開放された、電気長が100°程度の伝送線路と、この伝送線路の中央部に、電気長が20～30°程度のショートスタブを接続したマイクロストリップ線路を複数用いてフィルタを構成することにより、従来よりも小型で、減衰特性の優れたフィルタを構成できる。

10

【0024】

なお、上述した周波数以外の他の周波数帯についても本実施例のフィルタを検討した結果、両端が開放された伝送線路の電気長を80°～110°、これに接続される、スルーホールも含めたショートスタブの電気長を15°～45°としたマイクロストリップ線路を複数用いることで、実使用に支障のないフィルタを実現できることが判った。

【0025】

なお、本実施例では、誘電体基板として、テフロン（登録商標）系の基板を用いたが、他にガラスエポキシ基板やセラミック基板等を用いることもできる。

20

【実施例2】

【0026】

次に本発明におけるフィルタの実施例2について図3～図5を参照して説明する。図3(a)は実施例2のフィルタ200の上面図であり、図3(b)は図3(a)の破線C-C'の断面図である。図4はフィルタ200の通過特性および反射損失特性データであり、図5は本実施例のフィルタの変形例を示す上面図である。

【0027】

実施例2の構成が前述の実施例1と異なる点は、図3(a)に示す通り、誘電体基板208の表面に形成されるマイクロストリップ線路202a、202bにおける、伝送線路209a、209bを、ほぼ中央部から片側を屈曲させている点である。ここで、伝送線路209a、209bは直角に屈曲させて図示しているが、この限りではなく、直角以外の角度での屈曲も可能である。また、屈曲させても配置が容易となるようにショートスタブ203aを203bと同じ向きに配置している。入力線路205a、出力線路205bは、伝送線路209a、209bの屈曲させた部分と対向するように配置している。なお、実施例1と同様に、マイクロストリップ線路202a、202bの伝送線路209a、209bの全長は8.75mmであり、お互いに一方の先端から約4mmの領域を0.15mmの間隔を隔てて対向に配置されて結合している。入力端子206に一端が接続された入力線路205a、出力端子207に一端が接続された出力線路205bは、伝送線路209a、209bの、屈曲させた他方の先端から約4.3mmの領域と0.1mmの間隔を隔てて対向に配置されて結合している。ショートスタブ203a、203bの長さは1.45mmであり、先端がスルーホール204a、204bを介して基板裏面の接地導体201に接続されている。

30

40

【0028】

本実施例のフィルタ200の通過特性について図4を用いて説明する。図4の通過特性データによれば、図2に示した実施例1のフィルタ100の通過特性と同等の特性が得られていることが判る。また、通過帯域の低域端の周波数より低い周波数における減衰度についても同等の特性が得られていることが判る。また、本実施例においては、図4に示すとおり、反射損失特性の検証も行なった。図4の反射損失特性データから明らかなように、通過帯域の6.37GHzから8.42GHzで-10dBを確保しており、極めて良

50

好な特性が得られている。なお、一般的に反射損失 - 10 dB の時、伝送損失は約 0.4 dB であり、伝送電力は約 91% となる。

【0029】

ゆえに、フィルタ特性を劣化させることなく、基板形状または回路規模に合わせてマイクロストリップ線路を適宜屈曲させることができ、フィルタを基板上に好適に配置することができる。例えば、図3(a)の場合は、入力線路205a、マイクロストリップ線路202bで囲まれる内側領域に、フィルタの電気特性に影響を与えない範囲で、他の回路を配置することも可能である。なお、マイクロストリップ線路の屈曲は、図3(a)の場合は、ほぼ直角で、屈曲方向が一方向の場合を図示しているが、図3(a)で示すところの、入・出力線路205a、205bと伝送線路209a、209bの結合配置を、所望する周波数特性に合わせて適切に設定すれば、角度と屈曲方向については共に自由に設定可能である。

10

【0030】

さらに、図5を参照して実施例2の変形例であるフィルタ201について説明する。なお、図3のフィルタ200と同一機能の部分については同一符号で示している。なお、基板の積層構成は、図3のフィルタ200と同じであるので断面図は省略する。

【0031】

この変形例では、マイクロストリップ線路202a、202bの伝送線路209a、209bを中央部から両端を屈曲させて構成する。より詳しくは、実施例1の図1(a)、実施例2の図3(a)では、伝送線路を直線状、又はショートスタブを中央として片側の伝送線路を屈曲させて構成したが、この変形例では、ショートスタブ203a、203bを中央として伝送線路209a、209bの両側の伝送線路を屈曲させ、この屈曲させた伝送線路を対向に配置させるのである。ここで伝送線路は、屈曲させた隣り合う伝送線路同士を対向に配置させ、隣り合う伝送線路と対向しない他方の屈曲させた伝送線路をそれぞれ、入力線路205a、出力線路205bと対向に配置させる。マイクロストリップ線路202a、202bの伝送線路209a、209bは、全長が8.75mmであり、お互いに一方の先端から約4mmの領域を0.15mmの間隔を隔てて対向に配置されて結合している。入力端子206に一端が接続された入力線路205a、出力端子207に一端が接続された出力線路205bは、伝送線路209a、209bの他方の先端から約4.3mmの領域と0.1mmの間隔を隔てて対向に配置されて結合している。ショートスタブ203a、203bの長さは1.45mmであり、先端がスルーホール204a、204bを介して基板裏面の接地導体(図示せず)に接続されている。なお、この変形例においても通過特性が実施例1と同等であった。

20

30

【0032】

さらに、図6を参照して実施例2の他の変形例であるフィルタ220について説明する。なお、図3のフィルタ200と同一機能の部分については同一符号で示している。なお、基板の積層構成は、図3のフィルタ200と同じであるので断面図は省略する。

【0033】

図6に示すとおり、この変形例が図5と異なる点は、マイクロストリップ線路213a、213bを追加している点である。なお、マイクロストリップ線路213a、213bの各部寸法は図5の変形例と同じである。また、マイクロストリップ線路の数は、上記に限らず基板面積に対するフィルタ占有面積が許容される範囲でさらに追加可能である。図6の他の変形例では、マイクロストリップ線路間の結合が増えることにより、通過帯域外の減衰度をより大きくすることができる。

40

【0034】

上記説明のとおり、基板面積に対するフィルタ占有面積を同等に保ちながら、マイクロストリップ線路の数を増やしてフィルタの通過帯域外の減衰度を、より急峻にすることが可能である。

【実施例3】

【0035】

50

次に本発明におけるフィルタの実施例 3 について、図 7 を参照して説明する。図 7 (a) は実施例 3 に係るフィルタ 3 0 0 の上面図であり、図 7 (b) は図 7 (a) における破線 D - D ' の断面図である。本実施例が上述までの実施例と異なる点は以下のとおりである。すなわち、図 7 (a) のように、誘電体基板 3 0 8 の表面に形成されるマイクロストリップ線路 3 0 2 a、3 0 2 b の伝送線路 3 0 9 a、3 0 9 b に沿って、接地面 3 1 0 a、3 1 0 b を設け、ショートスタブ 3 0 3 a、3 0 3 b を接地面 3 1 0 a、3 1 0 b にそれぞれ接続する。更に、図 7 (b) に示すように、金属カバー 3 1 1 を接地面 3 1 0 a、3 1 0 b に接続している。金属カバー 3 1 1 は図 7 (a) には図示しないが、フィルタ 3 0 0 の全体を覆うことが望ましい。また、金属カバー 3 1 1 に脚部 3 1 3 を設け、脚部 3 1 3 を接地面 3 1 0 a、3 1 0 b の任意の箇所に接続してもよい。接地面 3 1 0 a、3 1 0 b は複数のスルーホール 3 0 4 を介して接地導体 3 0 1 と接続されている。

10

【 0 0 3 6 】

マイクロストリップ線路 3 0 2 a、3 0 2 b の伝送線路 3 0 9 a、3 0 9 b の全長は 8 . 7 5 mm であり、お互いに一方の先端から約 4 mm の領域が 0 . 1 5 mm の間隔を隔てて対向に配置されて結合している。また、入力端子 3 0 6 に接続された入力線路 3 0 5 a、出力端子 3 0 7 に接続された出力線路 3 0 5 b は、伝送線路 3 0 9 a、3 0 9 b の他方の先端から約 4 . 3 mm の領域と 0 . 1 mm の間隔を隔てて対向に配置されて結合している。ショートスタブ 3 0 3 a、3 0 3 b の長さは 1 . 4 5 mm であり、先端がスルーホール 3 0 4 a、3 0 4 b を介して接地導体 3 0 1 に接続されている。

【 0 0 3 7 】

以上の通り、金属カバー 3 1 1 と接地導体 3 0 1 により、フィルタの周囲が電磁的に遮蔽され、フィルタ 3 0 0 への外部ノイズの進入や、フィルタ 3 0 0 からの不要な放射を抑圧することができるため、通過帯域外の減衰度を更に急峻にしたフィルタ特性が得られる。さらに図 6 (b) の通り、金属シャーシ 3 1 2 を接地導体 3 0 1 の一部、あるいは全域にわたって接触させることで遮蔽効果をより一層高めることもできる。なお、ここでは実施例 1 の構成に金属カバーを設けたものを一例として説明したが、実施例 2 の構成にも適用可能である。

20

【 実施例 4 】

【 0 0 3 8 】

次に本発明における衛星放送受信装置の実施例について、図 8 ~ 図 1 1 を参照して説明する。図 8 は衛星放送受信装置 4 0 0 のブロック図である。図 8 において衛星放送受信装置 4 0 0 は、水平偏波入力端子 4 1 0、垂直偏波入力端子 4 1 1、初段低雑音増幅器 4 1 2、4 1 3、2 段目低雑音増幅器 4 1 4、実施例 1 ~ 実施例 3 のいずれかの構成によるイメージリジエクションフィルタ 4 1 5、ミキサ 4 1 6、I F 増幅器 4 1 7、I F 出力端子 4 1 8、ローバンド用誘電体発振器 4 1 9、ハイバンド用誘電体発振器 4 2 0 で構成される。これらの機能ブロックと、図示しない電源回路、スイッチ等すべてが一枚の誘電体基板上に形成されている。誘電体基板については、実施例 1 で述べた比誘電率 3 . 3 3 の基板を用いている。

30

【 0 0 3 9 】

次に回路動作を説明する。初段低雑音増幅器 4 1 2、4 1 3 のいずれかの電源バイアスをオフすることにより、水平偏波と垂直偏波とを切り替えることができる。また、ローバンド用誘電体発振器 4 1 9、ハイバンド用誘電体発振器 4 2 0 のいずれかの電源バイアスをオフすることにより、ローバンドとハイバンドを切り替えることができる。たとえば、初段低雑音増幅器 4 1 3 およびハイバンド用誘電体発振器 4 2 0 をオフした場合、初段低雑音増幅器 4 1 2 とローバンド用誘電体発振器 4 1 9 が有効となる。水平偏波入力端子 4 1 0 から入力された R F 信号は、初段低雑音増幅器 4 1 2 および 2 段目低雑音増幅器 4 1 4 で増幅されてイメージリジエクションフィルタ 4 1 5 を通過してミキサ 4 1 6 に入力される。ローバンド用誘電体発振器 4 1 9 から出力された 9 . 7 5 G H z の信号がミキサ 4 1 6 に入力され、R F 信号が I F 帯にダウンコンバートされ、I F 増幅器 4 1 7 で増幅された後、I F 出力端子 4 1 8 から出力される。初段低雑音増幅器と誘電体発振器の切り替

40

50

えにより、合計4つのバンドを出力させることができる。

【0040】

図9は、衛星放送受信装置400で処理される受信周波数帯域と、局部発振周波数と、イメージ帯域との周波数関係図である。衛星からの電波には水平偏波と垂直偏波があるが、両者の周波数は全く同じであるため、ローバンドとハイバンドの関係についてのみ示している。ローバンドに関しては、局部発振周波数が9.75GHz、受信周波数帯域が10.7GHz~11.7GHzであるので、イメージ帯域は7.8GHz~8.8GHzとなる。ハイバンドに関しては、局部発振周波数が10.6GHz、受信周波数帯域が11.7GHz~12.75GHzであるので、イメージ帯域は8.45GHz~9.5GHzとなる。

10

【0041】

したがって、衛星放送受信装置400として、7.8GHz~9.5GHzがイメージ帯域、10.7GHz~12.75GHzが受信周波数帯域となる。イメージ帯域のノイズは、ミキサ416によってIF帯域にダウンコンバートされ、妨害となるのでイメージリジエクションフィルタ415で十分に減衰させる必要がある。

【0042】

本実施例は、上記の周波数関係を勘案し、図8のイメージリジエクションフィルタ415に、実施例1と同じ構造、すなわち、誘電体基板の構造、マイクロストリップ線路の形状および配置が同じフィルタを使用し、実施例1で用いた6.37GHz~8.42GHzの通過帯域を10.7GHz~12.75GHzに適用するよう設定したものである。

なお、本実施例においても、通過帯域の低域端周波数である10.7GHzに対して、伝送線路109a、109bの電気長は100°程度、ショートスタブ103a、103bの電気長は20~30°程度に設定される。

20

【0043】

図10は、本実施例で適用するフィルタと、従来のフィルタの寸法比較図である。図10(a)に通過帯域を10.7GHz~12.75GHzに設定し、衛星放送受信装置400に適用したフィルタの上面図を示す。図10(b)に従来のマイクロストリップ型半波長フィルタ(以下、比較例2と記す)を同上の通過帯域に設定して、衛星放送受信装置400に適用する場合の上面図を図10(b)に示す。なお符号は、図1、図12で用いたものと同一で示している。

30

【0044】

図10(b)に示すとおり、比較例2では長さが8mm程度の半波長共振器を3つ用いた場合を示している。ここで、比較例2の半波長共振器の物理長については一般的に、受信周波数の低域側周波数を10.7GHzとした時、半波長が約14mmとなり、これに比誘電率3.33の誘電体基板における波長短縮率0.55を掛けて約8mmの物理長が導き出される。

【0045】

これに対し本実施例で採用した、図10(a)の実施例1と同じ構造によるフィルタでは、全長で9mm程度に収まり、比較例2に対して、本発明で採用したフィルタの、基板に対する占有面積縮小の効果が高いことは一目瞭然である。

40

【0046】

図11は、本実施例で採用した図10(a)のフィルタと、図10(b)に示す比較例2の周波数特性比較図である。図11から明らかなように、図10(a)のフィルタの通過帯域外の減衰特性は、図10(b)の比較例2と比べて大幅に改善していることがわかる。なお、本発明において、実施例1と同じ構造のフィルタをイメージリジエクションフィルタに適用する場合を説明したが、実施例2と同じ構造のフィルタまたは、実施例3と同じ構造のフィルタを用いることもできる。

【0047】

以上のように実施例4では、実施例1~3のフィルタを衛星放送受信装置のイメージリジエクションフィルタとして用いることにより、7.8GHz~9.5GHzのイメージ

50

帯域のノイズを大幅に減衰させつつ受信装置の小型化が図れる。

【産業上の利用可能性】

【0048】

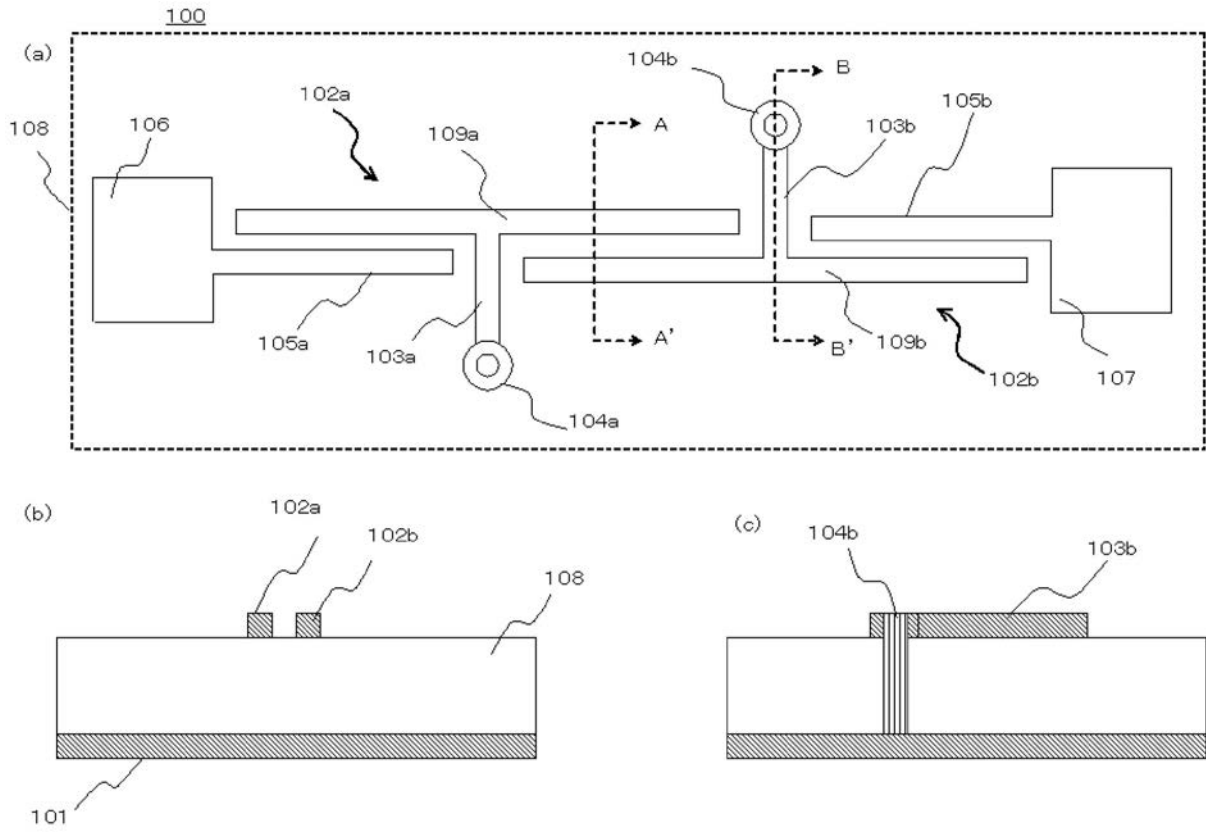
本発明は、衛星放送受信装置等の無線装置の小型化を実現するうえで有効であり、これ以外にもマイクロ波やミリ波を用いるすべての無線装置に適用することもできる。

【符号の説明】

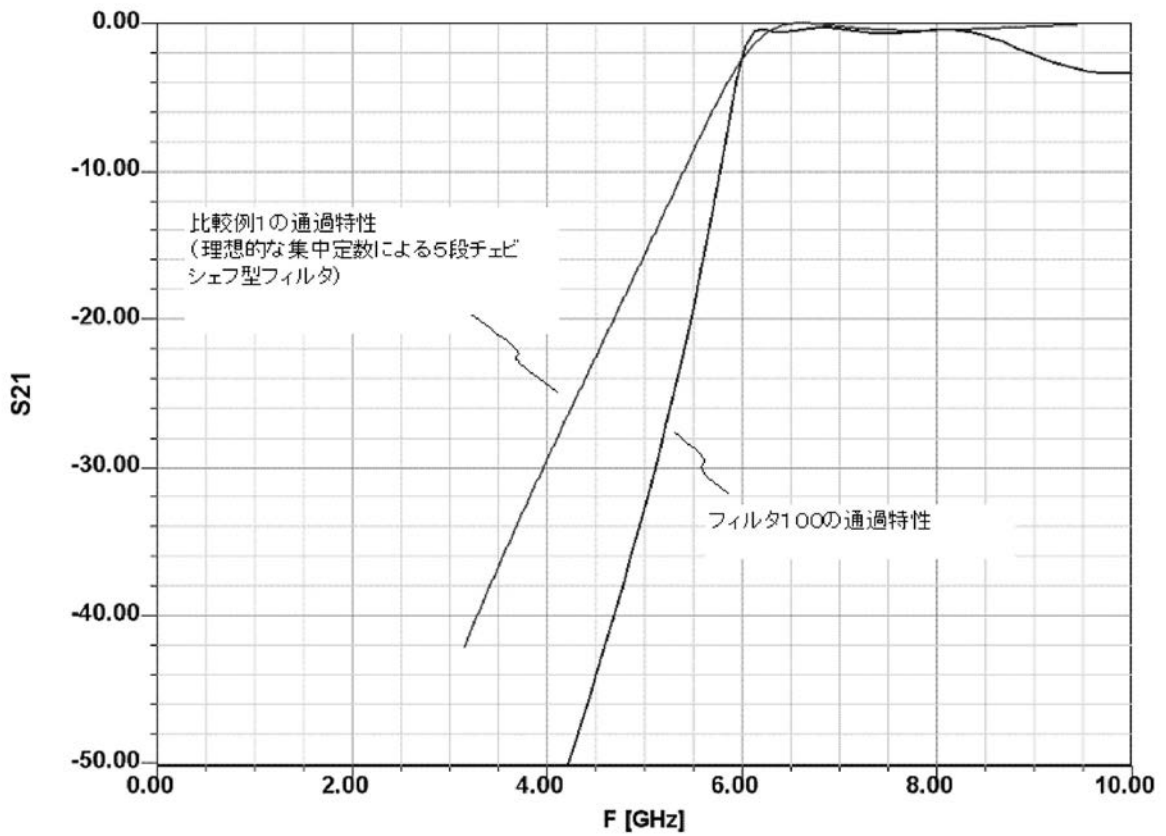
【0049】

1	マイクロストリップ型半波長フィルタ	
7	半波長線路	
100、200、300	フィルタ	10
101、201、301	接地導体	
108、208、308	誘電体	
102a、102b、202a、202b、302a、302b	マイクロストリップ線路	
109a、109b、209a、209b、309a、309b	伝送線路	
103a、103b、203a、203b、303a、303b	ショートスタブ	
104a、104b、204a、204b、304a、304b	スルーホール	
105a、205a、305a	入力線路	
105b、205b、305b	出力線路	
5、106、206、306	入力端子	20
6、107、207、307	出力端子	
310a、310b	接地面	
311	金属カバー	
312	金属シャーシ	
313	脚部	
410	水平偏波入力端子	
411	垂直偏波入力端子	
412、413	初段低雑音増幅器	
414	2段目低雑音増幅器	
415	イメージリジェクションフィルタ	30
416	ミキサ	
417	IF増幅器	
418	IF出力端子	
419	ローバンド用誘電体発振器	
420	ハイバンド用誘電体発振器	

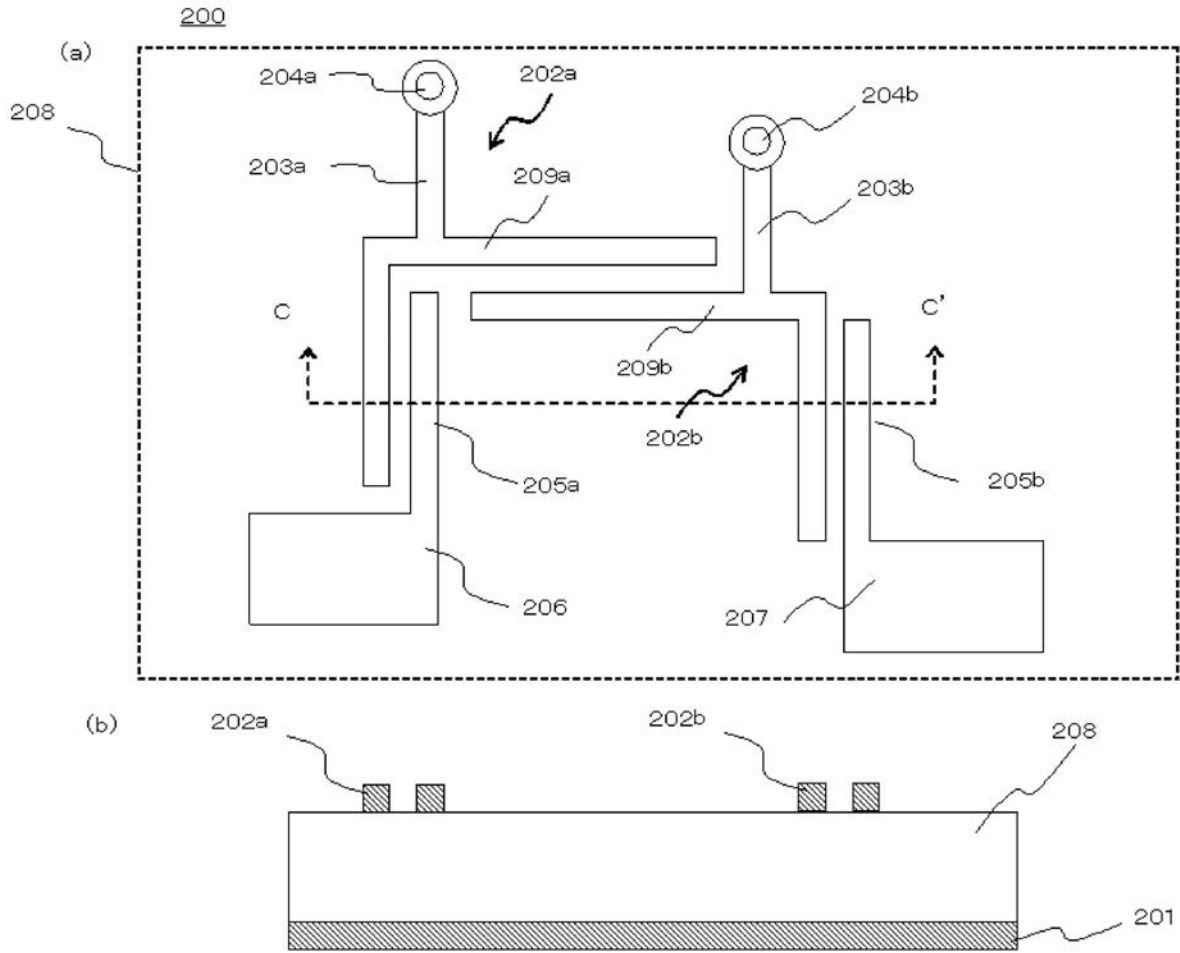
【図1】



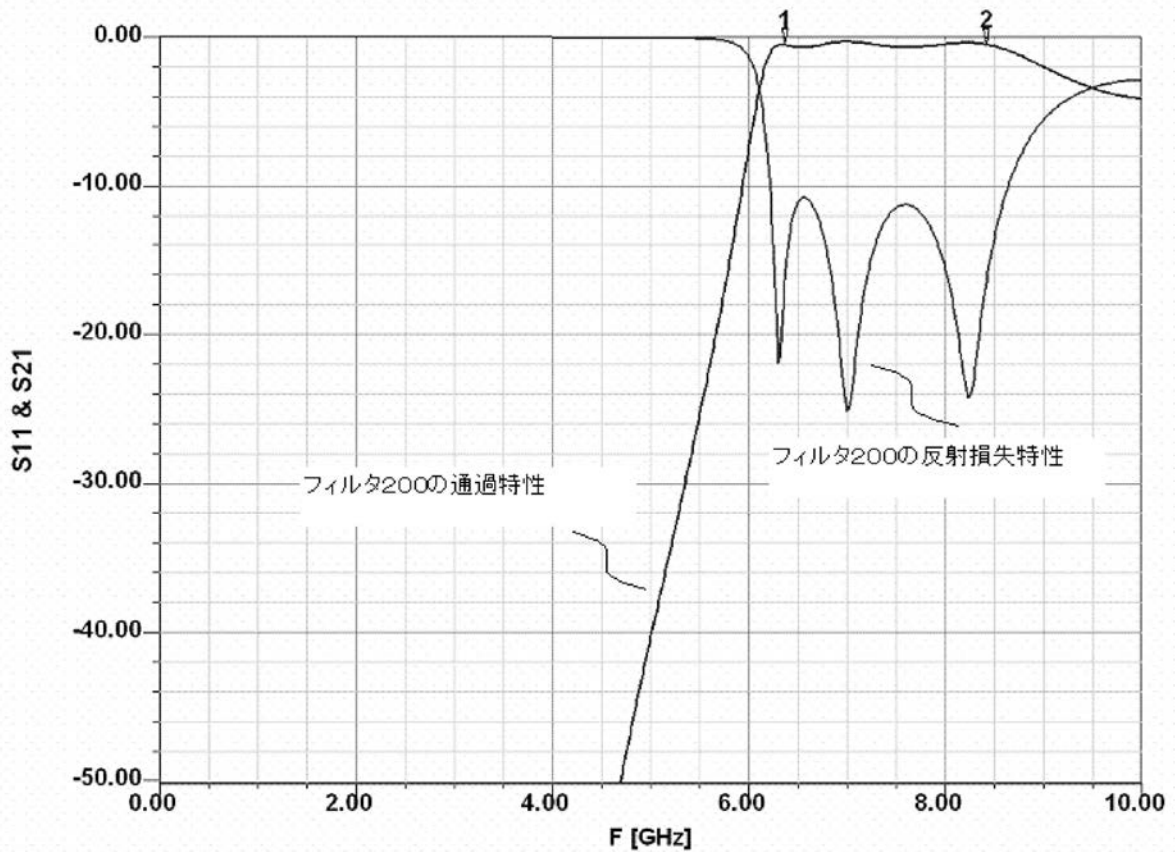
【図2】



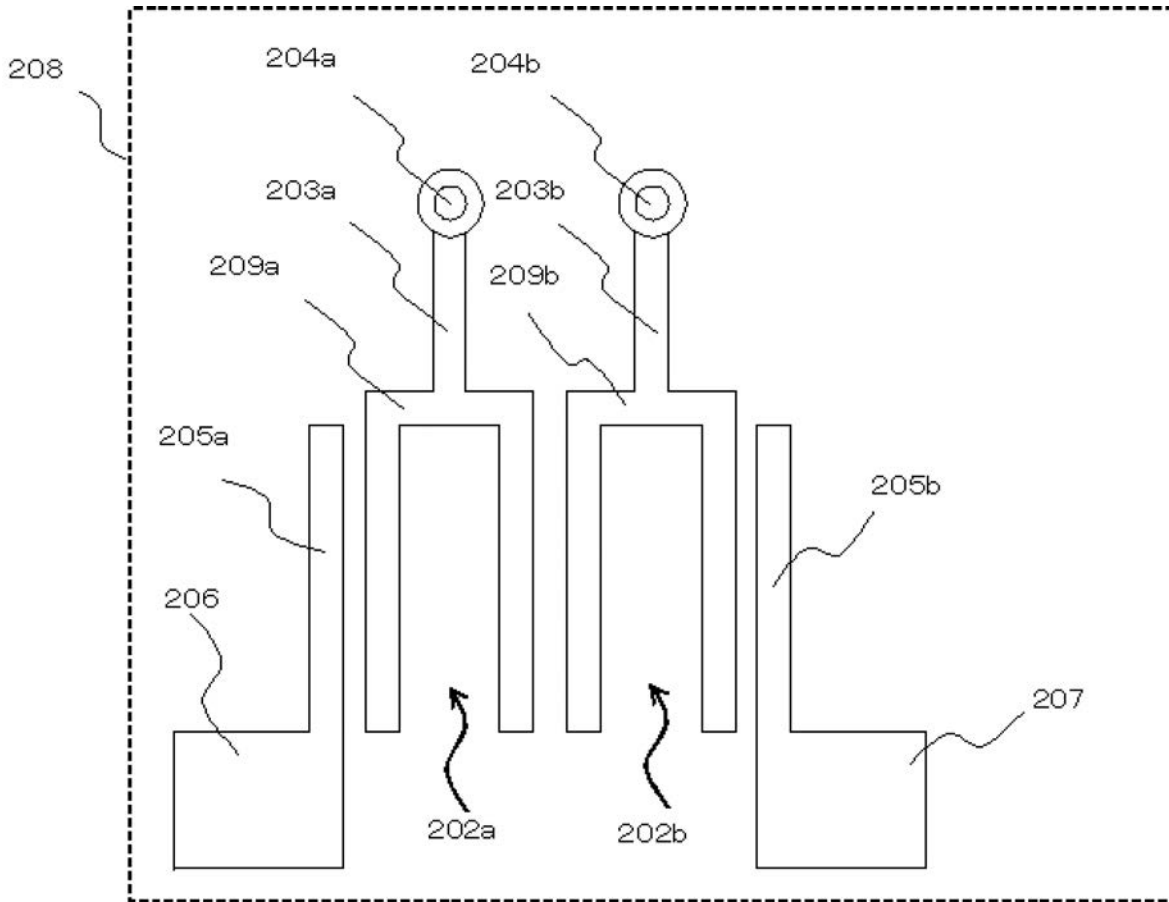
【図3】



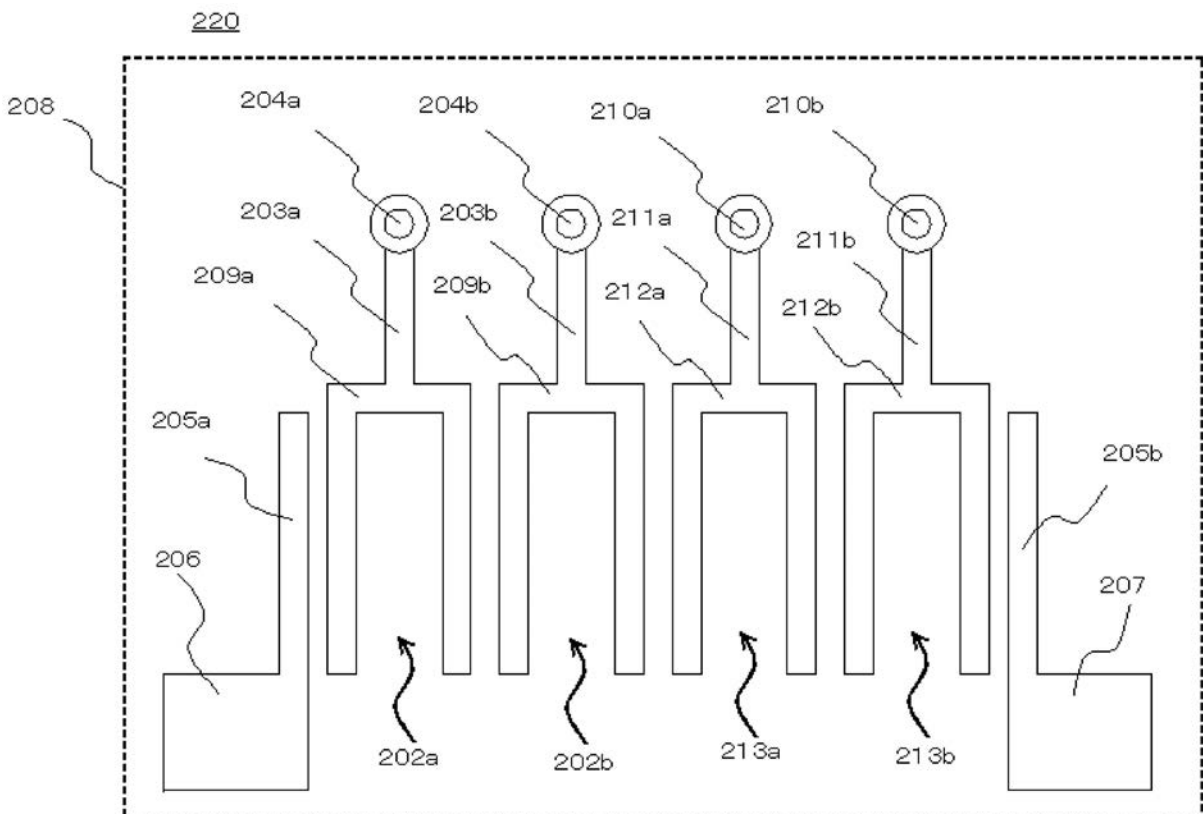
【図4】



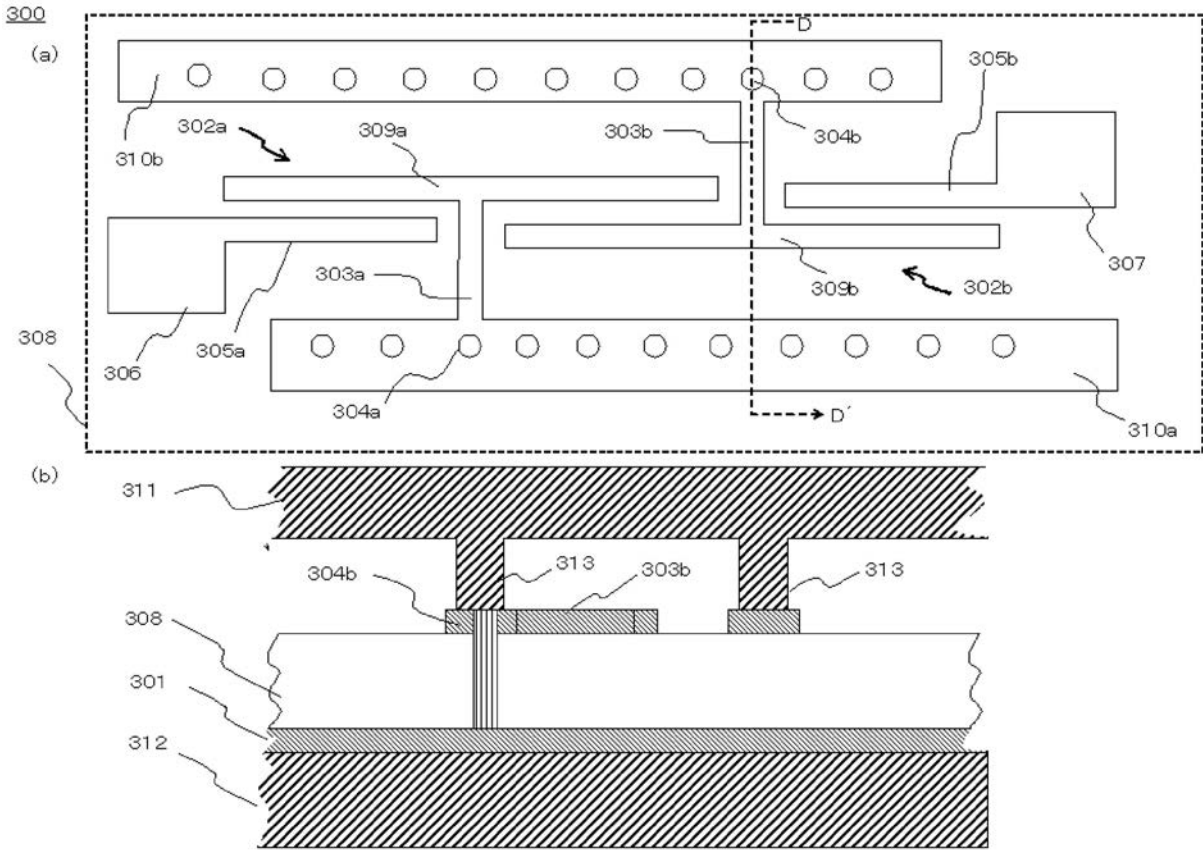
【 図 5 】



【 図 6 】

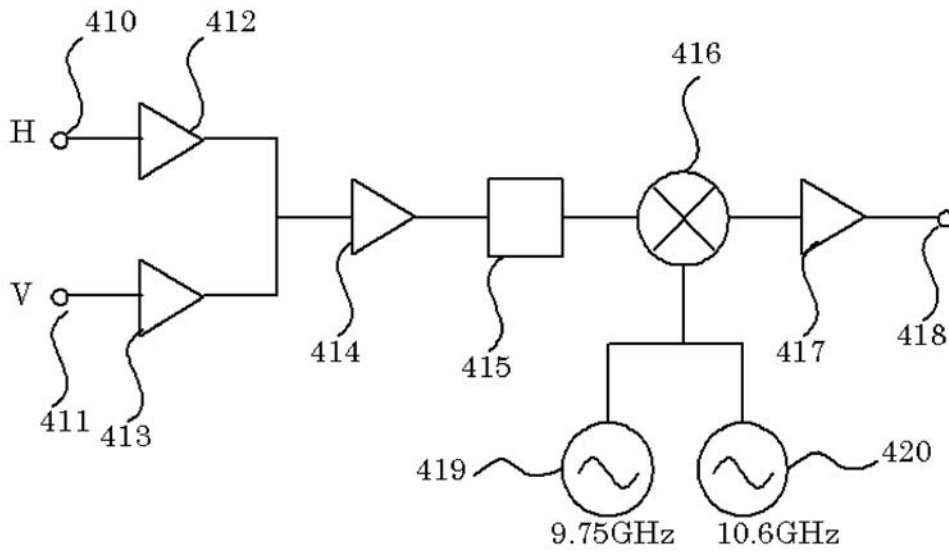


【図7】

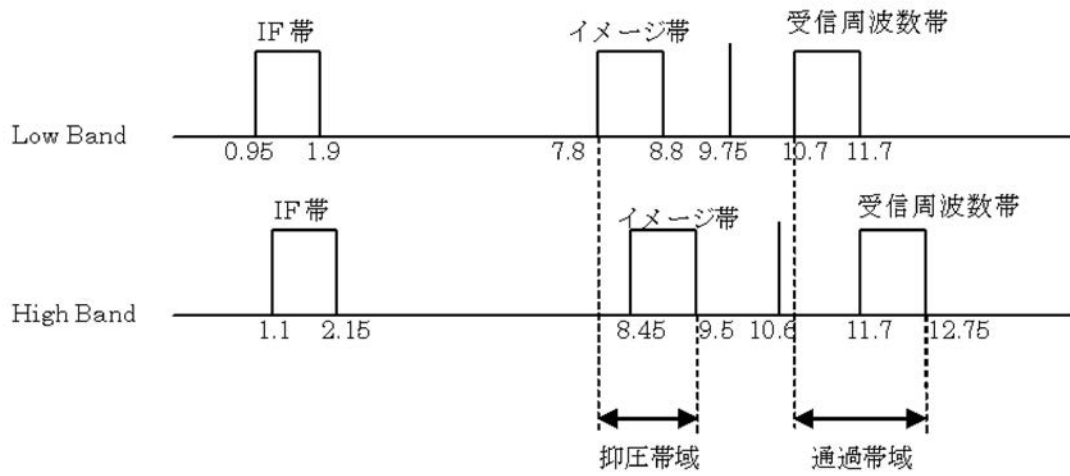


【図8】

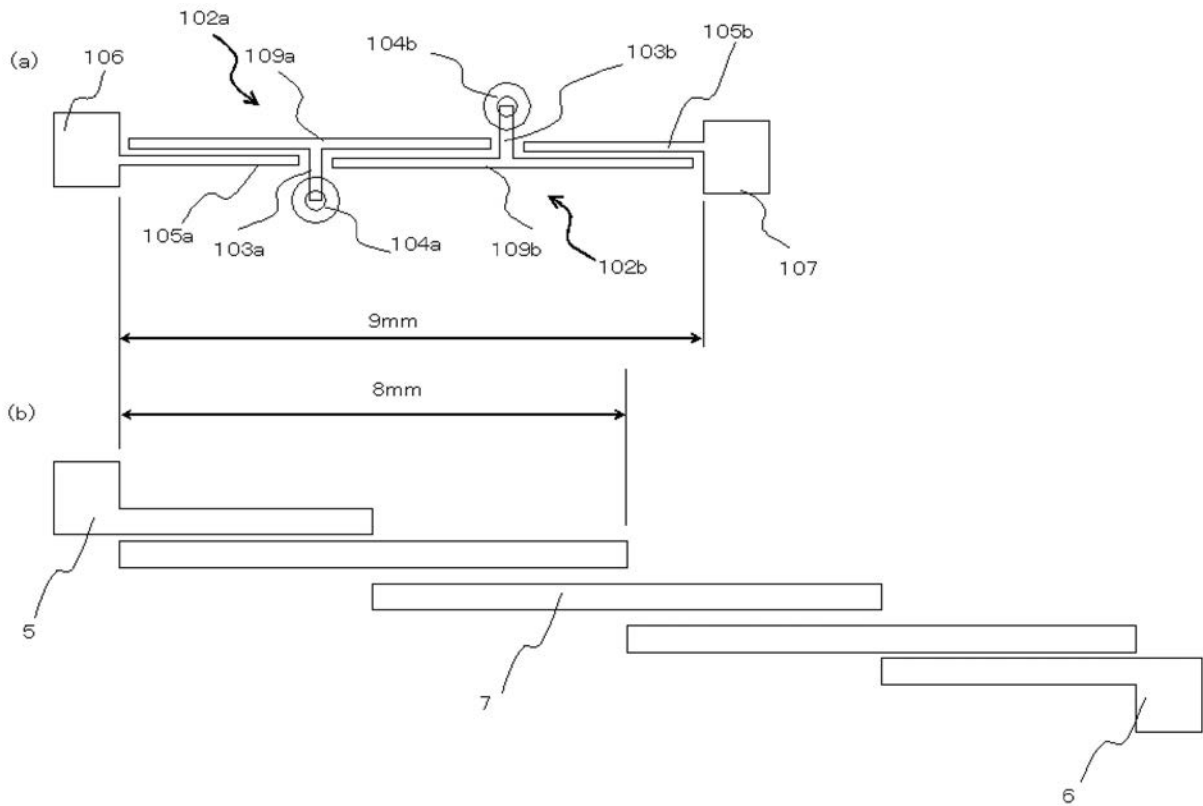
400



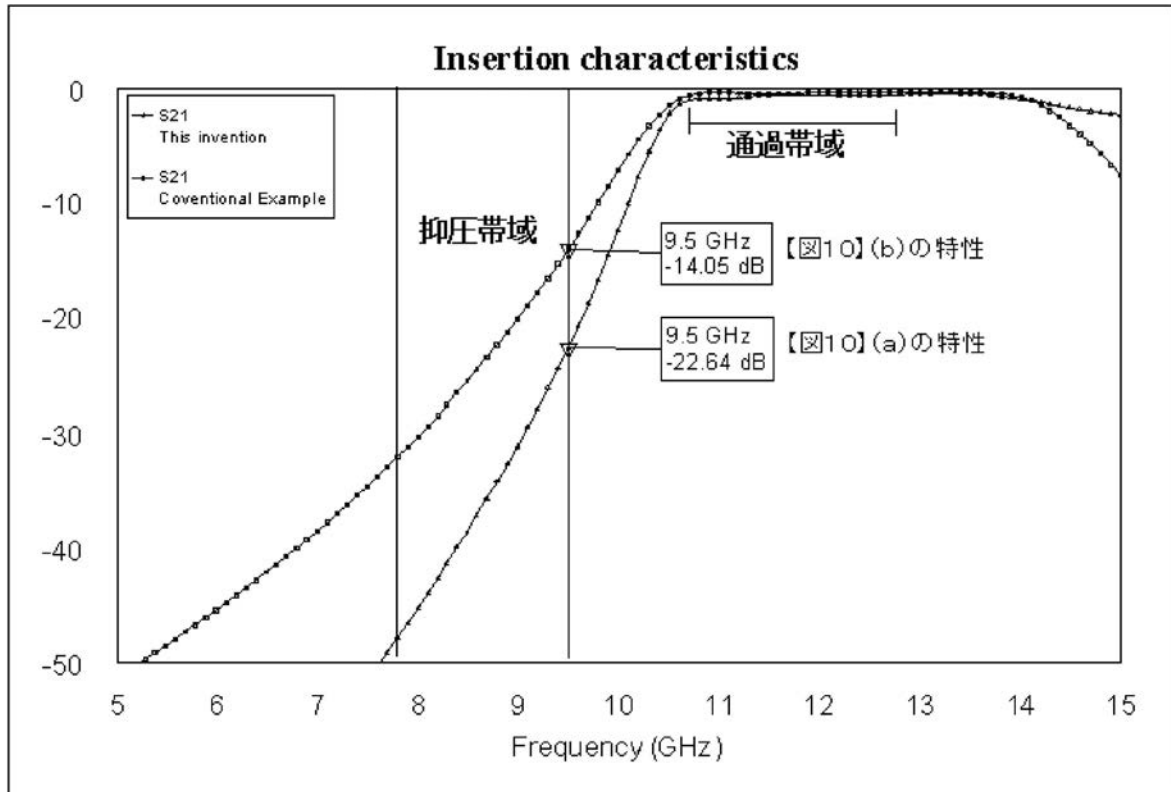
【図9】



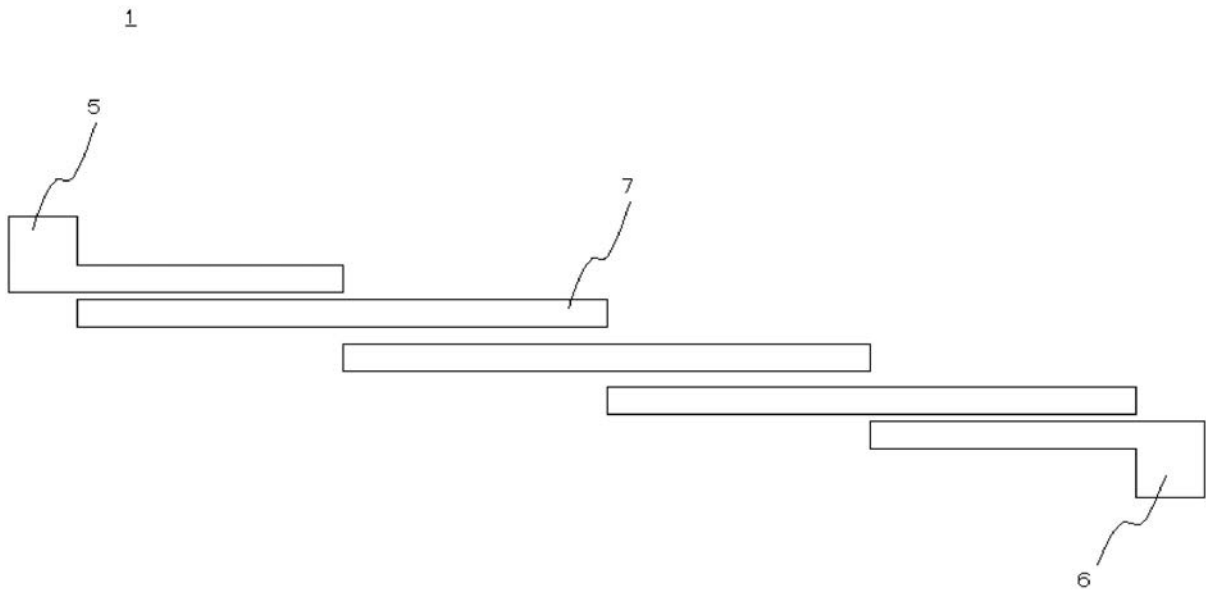
【図10】



【図11】



【図12】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2006-270508(JP,A)
実開平02-095905(JP,U)
特表2008-524926(JP,A)
特開2004-194296(JP,A)
特開2004-208126(JP,A)
特開2003-046305(JP,A)
特開2002-151908(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01P 1/203