

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4172936号
(P4172936)

(45) 発行日 平成20年10月29日(2008.10.29)

(24) 登録日 平成20年8月22日(2008.8.22)

(51) Int.Cl.

H01P 1/203 (2006.01)

F I

H O 1 P 1/203 Z A A

請求項の数 9 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2001-555158 (P2001-555158)	(73) 特許権者	000005223
(86) (22) 出願日	平成12年1月28日 (2000.1.28)		富士通株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2000/000491		神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(87) 国際公開番号	W02001/056107	(74) 代理人	100077517
(87) 国際公開日	平成13年8月2日 (2001.8.2)		弁理士 石田 敬
審査請求日	平成18年8月10日 (2006.8.10)	(74) 代理人	100092624
			弁理士 鶴田 準一
		(74) 代理人	100100871
			弁理士 土屋 繁
		(74) 代理人	100082898
			弁理士 西山 雅也
		(74) 代理人	100081330
			弁理士 樋口 外治

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超伝導マイクロストリップフィルタ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

フィルタすべき信号の伝搬経路に沿って一列に従属接続される複数の共振器を含み、各該共振器は、 / 2 共振器を折り曲げた構造をなすように構成した共振器部を有する超伝導マイクロストリップフィルタにおいて、

各前記共振器は、その線路パターンの長さ方向に沿って中央部およびその近傍に、電流密度低減部を形成してなり、該中央部およびその近傍における前記線路パターンの線路幅をそれ以外の部分の線路幅よりも太くして前記電流密度低減部とすることを特徴とする超伝導マイクロストリップフィルタ。

【請求項2】

各前記線路パターンの前記中央部およびその近傍を円状に形成して、前記電流密度低減部とする請求項1に記載の超伝導マイクロストリップフィルタ。

【請求項3】

フィルタすべき信号の伝搬経路に沿って一列に配置される複数の共振器を含む共振器部を有する超伝導マイクロストリップフィルタにおいて、

少なくとも、前記伝搬経路の中央部分およびその近傍に配置される各前記共振器に対し、その線路パターンの一部に、電流密度低減部を形成し、かつ、

前記中央部分よりの前記共振器ほど前記電流密度低減部を大にすることを特徴とする超伝導マイクロストリップフィルタ。

【請求項4】

フィルタすべき信号の伝搬経路に沿って一列に配置される複数の共振器を含む共振器部を有する超伝導マイクロストリップフィルタにおいて、

少なくとも、前記伝搬経路の中央部分およびその近傍に配置される各前記共振器に対し、その線路パターンの全長に亘って電流密度低減部を形成し、かつ、

前記中央部分よりの前記共振器ほど前記電流密度低減部を大にすることを特徴とする超伝導マイクロストリップフィルタ。

【請求項 5】

前記中央部分よりの前記共振器ほど、前記線路パターンの線路幅を徐々に太くして、前記電流密度低減部を形成する請求項 4 に記載の超伝導マイクロストリップフィルタ。

【請求項 6】

フィルタすべき信号が入力される入力線路部と、該入力線路部に隣接して配置され、少なくとも 1 つの共振器を含む共振器部と、を有する超伝導マイクロストリップフィルタにおいて、

前記入力線路部は、その線路パターンの一部に、電流密度低減部を形成することを特徴とする超伝導マイクロストリップフィルタ。

【請求項 7】

前記入力線路部の前記線路パターンのうち電流集中が最大となる部分の線路パターンの線路幅を、それ以外の部分の線路幅よりも太くすることにより前記電流密度低減部を形成する請求項 6 に記載の超伝導マイクロストリップフィルタ。

【請求項 8】

前記入力線路部の前記線路パターンと、前記信号が入力される入力導体の線路パターンとがほぼ L 字状に接合する場合、その接合部分におけるこれら線路パターンの線路幅を、それ以外の部分の線路幅よりも太くして、前記電流密度低減部を形成する請求項 6 に記載の超伝導マイクロストリップフィルタ。

【請求項 9】

各前記線路パターンの前記中央部およびその近傍を円状に形成して、前記電流密度低減部とする請求項 7 または 8 に記載の超伝導マイクロストリップフィルタ。

【発明の詳細な説明】

技術の分野

本発明は、超伝導マイクロストリップラインにより構成される超伝導マイクロストリップフィルタ、例えば移動体通信システムにおける基地局の受信装置に用いて好適な超伝導マイクロストリップフィルタに関する。

上記の例によれば、基地局の受信装置における入力段には、通信に必要な周波数帯域の信号のみを通過させるためのフィルタが必須の構成要素の 1 つとなっている。この場合、近年急激に増加しつつある移動体通信利用者すなわち加入者を各基地局において十分収容可能とすべく、いわゆる急峻なカット特性を示すフィルタが強く求められている。これは、このカット特性が急峻であればあるほど、所定の周波数帯域を最大限利用可能となり、加入者の収容数を増やすことができるからである。

このような急峻なカット特性が得られるフィルタとして、複数の共振器を多段に配置した構成のフィルタが現在採用されている。この共振器の段数が多ければ多いほど上記カット特性は急峻になり好ましい。

ところが反面、その共振器の段数が増えれば増えるほど、フィルタの通過帯域での挿入損失が大きくなってしまいうという不都合が生じてしまう。

このような不都合を回避すべく、従来一般的に用いられてきた、通常の金属によって構成されるフィルタに代えて、超伝導物質によって構成されるフィルタを用いることが近年提案され実用化への開発研究が行われている。これが超伝導マイクロストリップフィルタであり、超伝導物質の表面抵抗が通常の金属の表面抵抗より 2 ~ 3 桁も小さいことから、急峻なカット特性を保持しつつ、通過帯域においてきわめて低い挿入損失を実現可能としている。本発明は、このような超伝導マイクロストリップフィルタについて述べる。なお以下、簡略して超伝導フィルタとも称す。

10

20

30

40

50

目的とするものである。

本発明は上記目的を達成するために、下記第1～第5の態様を提案する。

第1の態様は、少なくとも1つの共振器を含む共振器部を有する超伝導マイクロストリップフィルタにおいて、該共振器は、その線路パターンの一部に、電流密度低減部を形成することを特徴とするものである。これは対受信波用フィルタである。

第2の態様は、フィルタすべき信号の伝搬経路に沿って一列に配置される複数の共振器を含む共振器部を有する超伝導マイクロストリップフィルタにおいて、少なくともその伝搬経路の中央部分およびその近傍に配置される各共振器に対し、その線路パターンの一部に、電流密度低減部を形成し、かつ、該中央部分よりの共振器ほど電流密度低減部を大にすることを特徴とするものである。これも対受信波用フィルタである。

10

第3の態様は、フィルタすべき信号の伝搬経路に沿って一列に配置される複数の共振器を含む共振器部を有する超伝導マイクロストリップフィルタにおいて、少なくとも、その伝搬経路の中央部分およびその近傍に配置される各共振器に対し、その線路パターンの全長亘って電流密度低減部を形成し、かつ、該中央部分よりの共振器ほど電流密度低減部を大にすることを特徴とするものである。これも対受信波用フィルタである。

第4の態様は、フィルタすべき信号が入力される入力線路部と、この入力線路部に隣接して配置され、少なくとも1つの共振器を含む共振器部と、を有する超伝導マイクロストリップフィルタにおいて、その入力線路部は、その線路パターンの一部に、電流密度低減部を形成することを特徴とするものである。これは、対送信波用フィルタである。

第5の態様は、フィルタすべき信号が入力される入力線路部と、この入力線路部に隣接して配置され、少なくとも1つの共振器を含む共振器部と、を有する超伝導マイクロストリップフィルタにおいて、その入力線路部のみを、超伝導物質以外の物質からなる線路パターンにより形成することを特徴とするものである。これも対送信波用フィルタである。

20

上記第1～第5の態様は、相互に別個独立に実現しても良いし、あるいは、いずれかの態様同士を組み合わせとしても実現可能である。このことは以下の説明で明らかになる。

発明の実施の形態

本発明の理解を一層容易にするため、まず一般的な構成について説明する。

第13図は本発明が適用される、一例としての、基地局のフロントエンド部を示す図である。

本図において、フロントエンド部10は、送受信共用のアンテナ11と、アンテナ11からの入力電力を受信する受信装置12と、アンテナ11から電力を送信する送信装置13とからなる。

30

受信装置12は、アンテナ11から受信した信号のうち所望の周波数帯域の信号のみを抽出する帯域通過フィルタ(BPF)14と、低雑音信号増幅器(Low Noise Amplifier)15とを含んで構成される。

一方送信装置13は、信号増幅器(AMP)16と、歪補償回路(DCC: Distortion Compensating Circuit)17とを含んで構成され、アンテナ11から送信すべき信号を生成する。

上記フロントエンド部10の中で、本発明が適用されるのは、特に受信装置12内の帯域通過フィルタ(BPF)14であり、このフィルタ14が、超伝導マイクロストリップフィルタ(超伝導フィルタ)から構成される。

40

この超伝導フィルタ14は、アンテナ11より実線矢印で示す経路で受信した信号RXの中から、所望の周波数帯域の信号を抽出するのが主たる機能である(対受信波用フィルタ)。

一方この超伝導フィルタ14は、送信装置13側からの送信信号のうち、点線矢印で示す経路でまわり込んだ信号TXをしゃ断する機能も果す。同様に当該基地局の他のアンテナ(図示せず)から送信された信号のうち、アンテナ11から点線矢印で示す経路で侵入した信号txをしゃ断する機能も果す(対送信波用フィルタ)。

以下、主たる機能である対受信波用フィルタとしての一般的な超伝導フィルタ14について説明する。

50

第14図は一般的な超伝導マイクロストリップフィルタの一例を示す図である。本発明は、本図に示す形態の超伝導フィルタに特に効果的に適用される。

本図において、超伝導フィルタ14は、信号RXが入力される入力導体20と、これに接合する入力線路部21と、この入力線路部21に印加された信号RXのうち、所望の周波数帯域の信号のみを抽出する共振器部22と、抽出された信号を、例えば低雑音信号増幅器(LNA)に送出する出力線路部24とから構成される。ここに上記共振器部22は、少なくとも1つの共振器23を含んで構成される。ただし本図では、一例として、9段の共振器23-1, 23-2...23-9を示している。

また本図では、各共振器23として、 $\lambda/2$ 共振器をヘアピン形状に折り曲げた構成の、マイクロストリップヘアピン型共振器を示している。このようなヘアピン型共振器23は、例えば酸化マグネシウム(MgO)あるいは酸化アルミニウムランタン(LaAlO₃)からなる基板26の両面上に、まず超伝導薄膜YBCO(Y-Ba-Cu-O)を成膜し、その後、フォトリソグラフィ等により、図示する一方の面上に線路パターン25を形成することにより得られる。なお、基板26の他方の面(図示せず)はグランド面となる。

かくして得られたヘアピン型共振器23-1~23-9を備えてなる超伝導フィルタ14は、設計ならびに製作が容易という利点がある他、小型化かつ軽量化にきわめて有効であり、今後広く採用されるものと考えられる。

第15図は第14図における各共振器23の折り曲げ部分の形状を、2つの例について、拡大して示す図である。

本図の(a)は、線路パターンの各コーナーを切り落として直角に曲げた形状(第1例)を示し、同図の(b)は、直線部分の線路パターンの線路幅をそのまま保って円弧状にした形状(第2例)を示す。

なお超伝導フィルタ14は、全体を外部冷凍機によって70[K]といった極低温に冷却して動作させる。これにより、挿入損失なしに急峻なカット特性を得ることができる。

第16図はカット特性を説明するための図である。

本図において、1および2の特性は、共に超伝導フィルタ14によるカット特性を表す。一方、3の特性は通常の金属からなる一般的なフィルタによるカット特性を表す。図中のW2は通過帯域を示し、その両端のW1およびW3は、シャ断域を示す。

特性3(通常の金属からなるフィルタ)と、特性1および2(超伝導フィルタ)との顕著な相違は、挿入損失の差Lにあり、超伝導フィルタの挿入損失はほぼ零である。

ただし、共振器23の段数を減らすと、特性1に示すように、急峻なカット特性は失われる。このことは特性3についても同様である。

上述のように、挿入損失をきわめて小さく抑えつつ急峻なカット特性が得られる超伝導フィルタを実現するときに、これと全く同一形状の、通常の金属から構成される一般的なフィルタに比べて、前者は耐電力性に劣るという欠点を有する。この欠点を克服することが重要な課題である。このことをさらに詳しく説明する。

一般にマイクロストリップラインでは、そこを流れる電流が、そのラインの端部に集中してしまう、というエッジ効果が見られる。このエッジ効果は、通常の金属からなるマイクロストリップラインにおいてはそれ程支障とはならない。ところが、超伝導物質からなるマイクロストリップラインにおいてはそのエッジ効果が重大な影響を及ぼし、そのライン上の例え1ヶ所であってもそこでの電流密度が既述の臨界電流密度(J_c)に近付くと超伝導特性が失われ、ついにはマイクロストリップライン全体の超伝導状態が破壊されてしまう。つまり、超伝導マイクロストリップラインよりなる線路パターンの特に線路の端部で超伝導状態が破壊されてしまう。

このような問題に対処することを試みた超伝導フィルタが、前述した文献に開示される超伝導フィルタである。これを第17図に示す。

第17図はエッジ効果を抑制した従来の超伝導フィルタの一例を示す図である。なお、全図を通じて同様の構成要素には、同一の参照番号または記号を付して示す。

10

20

30

40

50

本図に示す従来例による超伝導フィルタは、入力線路 2 1 と、例えば 5 段の共振器 2 3 - 1 ~ 2 3 - 5 からなる共振器部 2 2 と、出力線路部 2 4 とが、マイクロストリップラインによって基板 2 6 上に形成される。この超伝導フィルタは、既に述べたとおり、入力線路部 2 1 および出力線路部 2 4 の特性インピーダンスは 50 とするが、各共振器 2 3 - 1 ~ 2 3 - 5 の特性インピーダンスは 10 と小さくすることにより、線路パターン 2 5 の線路幅を広げ、電流集中の抑制を図っている。

このため上記超伝導フィルタは、各線路パターンの線路幅をその全長に亘り太く形成している（例えば 3 mm）。また、隣接共振器間のピッチ p も広がっている。したがって、超伝導フィルタは必然的に大型化し、安価で主流な直径約 5 cm の基板 2 6 上には、数段の共振器しか形成できない。

加えて、このような線路幅の太い共振器で、第 1 4 図に示すようなマイクロストリップヘアピン型共振器を構成しようとする、線路パターン 2 5 の各コーナー部分には大きな円弧を形成しなければならず、約 5 cm 程度の基板 2 6 上に、とても 9 段もの共振器（2 3 - 1 ~ 2 3 - 9）を収めることはできない。

そこで本発明は、上述した第 1 ~ 第 5 の態様の超伝導フィルタを提供する。

第 1 図は本発明に係る第 1 の態様に基づく超伝導フィルタの基本構成図である。

この基本構成は、少なくとも 1 つの共振器 2 3 - k（k = 1, 2, 3 ...）を含む共振器部 2 2 を有する超伝導マイクロストリップフィルタ 1 4 において、その共振器は、その線路パターン 2 5 の一部に、電流密度低減部 3 1 を形成することを特徴とするものである。なお、本図では、その電流密度低減部 3 1 として、k 番目の 3 1 - k が図示されている。

従来例として示した第 1 7 図の構成と大きく相違するのは、従来例においては、各共振器の線路パターン 2 5 の線路幅をその全長に亘って太くしているのに対し、第 1 図の構成では、各共振器 2 3 の線路パターン 2 5 の一部の線路幅のみを太くして、電流密度低減部 3 1 を形成していることである。

本発明では、電流密度が最大になる部分のみの線路幅を選択的に太くしていることから（電流密度低減部 3 1 の選択的な形成）、フィルタ全体として見ると、それ程大型化しないし、むしろ小型化も可能である。

したがって限られた面積の基板 2 6 上に、耐電力性を向上させた共振器 2 3 をより多く収めることができ、既述の急峻なカット特性を十分満足させつつ、臨界電流密度（ J_c ）以下の電流密度を保持することが可能となる。

ところで、共振器において、電流密度が最大となる部分に着目してその部分のみの電流密度を低減させるための電流密度低減部 3 1 を形成する、という本発明の発想は、一見当然の発想のように思われる。しかしながら、その当然のような発想に基づいて、耐電力性の向上と小型化とを両立させた超伝導フィルタはまだ知られていない。

その理由は、マイクロ波のような超高周波帯を扱うデバイス一般において、1 つの線路パターンにその形状を変化させるような、すなわち上記の電流密度低減部 3 1 のような、付加部分を設けることは、共振器そのものならびに共振器相互間のインピーダンスを変化させてしまうと考えるのが、当業者の常識であったと思われるからである。

ところが、本出願人は、そのような付加部分が必ずしも共振器そのものならびに共振器相互間のインピーダンスを大幅に変化させるものではない、という事実を見出した。本発明の着想はこの点にあり、電磁界シミュレータを用いた検証により、その事実を見出した。この検証結果については、後述する。

第 2 図は第 1 の態様に基づく実施例を示す平面図である。この基本的形態は、図 1 4 の形態と同様である。

第 1 の態様に基づく実施例においては、共振器は 2 3 - 1 ~ 2 3 - 9 の各々は $l/2$ 共振器であって、その線路パターン 2 5 の長さ方向に沿って中央部分およびその近傍に、上記の電流密度低減部 3 1 - 1 ~ 3 1 - 9 を形成している。

各 $l/2$ 共振器（2 3 - 1 ~ 2 3 - 9 の各々）は、第 1 4 図に示した形態と同様であり、その中央部分で半分に折り返し、片側 $l/4$ の長さとなっている。この折り返し部分は電流が集中し最大の電流密度となる。一方、各 $l/2$ 共振器の各端部は開放であって、電流

10

20

30

40

50

はほぼ零となる。

そこでこの折り返し部分、すなわち $\lambda/2$ 共振器の中央部分およびその近傍に、電流密度低減部 (31-1 ~ 31-9) を形成する。

電流密度を低減する方法は種々考えられるが、第2図に示す実施例では、上記の中央部分およびその近傍における線路パターン25の線路幅を、それ以外の部分の線路幅よりも太くすることにより、上記の電流密度低減部31 (31-1 ~ 31-9を代表して、31で示す) を形成している。

線路幅を太くするに当り、電流密度低減部31を三角形状や四角形状にしたり、あるいはハート形の形状にしたりすることが可能であるが、第2図に示す実施例では、電流密度低減部31を全体に円状をなすようにする。円形の形状にすることにより、上記の三角形状等の場合に必ず形成される角部を排除することができる。マイクロストリップラインに角部があると、そこで既述のエッジ効果が現れ、超伝導特性が失われやすくなるためである。

なお第2図に示す超伝導フィルタ14の具体例をさらに詳しく説明すると次のとおりである。

まず、厚さ0.5mmの酸化マグネシウム (MgO) からなる比誘電率 $\epsilon_r = 9.7$ の基板26上に、YBCO (Y-Ba-Cu-O) からなる高温超伝導薄膜を成膜する。続いてフォトリソグラフィにより、第2図に示す線路パターン25を有するマイクロストリップラインを形成する。このとき、特性インピーダンスを50 Ω とすると、各共振器23 (23-1 ~ 23-9を代表して、23で示す) の線路幅wは0.5mmである。また、円形の電流密度低減部31の半径は2.0mmとした。なお、第2図 (第14図も同じ) では、隣り合う共振器23が互い違いに方向を180 $^\circ$ 転回させているが、原理的には必ずしもそうする必要はなく、全ての共振器23-1 ~ 23-9が同じ方向を向くようにしてもよい。

ただし本発明の場合は、隣り合う共振器23が互い違いに方向を180 $^\circ$ 転回するようにするのが好ましい。もし全ての共振器23-1 ~ 23-9が同じ方向を向くと、隣り合う電流密度低減部31同士がかなり近接し合うようになるため、有害な干渉が生ずるからである。

かくして、第2図の超伝導フィルタ14によれば、各共振器23において電流が最大となるいわゆる“腹”の部分での電流密度は大幅に減少し、かつ、エッジ効果も抑制され、したがって耐電力性は向上する。この場合、その電流密度低減部31の導入により超伝導フィルタ14を大型化することもなく、約5cm長 (第2図の左右方向) の基板26には、第14図と同様、9段の共振器23-1 ~ 23-9が余裕をもって収められている。

既に述べたように、超高周波帯のフィルタでは、電流密度低減部31のような付加部分を設けることは、共振器ならびに共振器相互間のインピーダンスを変化させてしまい、通常当業者は所望の特性の超伝導フィルタが得られなくなると危惧する。ところが本出願人は電磁界シミュレータを用いてそのような特性の変化あるいは劣化がきわめて小さいことを確かめた。これについて説明する。

第3図は本発明による電流密度低減部を導入してもフィルタ特性が劣化しないことを表す図である。

第3図において、横軸は周波数 [GHz] を表し、左右の縦軸は共に通過特性 S_{21} [dB] を表し、前述した第16図のグラフに相当する。

第3図に示す特性カーブ2は、第2図に示す本発明に係る超伝導フィルタ14により得られる特性カーブである。一方、第3図の特性カーブ4は、特性カーブ2の縦軸を拡大して示す特性カーブである。したがって特性カーブ2の縦軸は第3図の左側にとって示し、特性カーブ4の縦軸は同図の右側にとって示す。

上記の超伝導フィルタ14を設計するに際し、初期値として設定したリップルの値は0.01dBである。この設計条件でシミュレーションを行ったところ、そのリップルの値は、第3図に示すとおり、最大0.2dBという値を示した。

このようにリップルの値が0.2dB以下、というのは実用的な値であり、急峻な減衰特

10

20

30

40

50

性が確保されたことを表す。ちなみに、そのリップルの値は、2～3 dB程度までなら実用的な値と考えられるので(2～3 dB以上であると不良なフィルタということになる)、これよりも一桁小さい値に抑えられる。このようにリップルの値は、実用上問題のない範囲で若干劣化するが、その劣化よりも、耐電力性を大幅に向上できる効果の方がはるかに大きい。

このリップルについて付言するならば、共振器23の段数を少なく設計すると、リップルが小さい程、通過帯域での減衰特性は緩やかになるが(第16図の特性カーブ1参照)、共振器23の段数を第2図では9段と多く設計しているため、リップルを小さくしても減衰特性には大きな影響は与えない。

第4図は本発明に係る第2の態様に基づく超伝導フィルタの基本構成図である。

この基本構成によれば、フィルタすべき信号RXの伝搬経路33に沿って一列に配置される複数の共振器23を含む共振器部22を有する超伝導マイクロストリップフィルタにおいて、少なくとも、伝搬経路33の中央部分およびその近傍に配置される各共振器(23-(k-1), 23-k, 23-(k+1))に対し、その線路パターン25の一部に、電流密度低減部(31-(k-1), 31-k, 31-(k+1))を形成し、かつ、上記中央部分よりの共振器23ほど電流密度低減部31を大にすることを特徴とするものである。なお、共振器部22をなす共振器23の段数を、前述のように、9段とすると、その中央の23-kのkは、k=5である。

前述した第1の態様では、共振器23の1つ1つについて、その中央部分での電流集中を緩和することについて述べた。しかし今度は、共振器部22全体を1つの共振器として見ると、通過帯域においては、中央部分よりに配置される共振器ほど電流が集中しやすくなる。この点に着目したのが第2の態様(第4図)であり、中央部分よりに配置される共振器ほど(23-(k-1), 23-k, 23-(k+1))、電流密度低減部31の形状を大にする。9段の共振器からなる場合、共振器23-k(k=5)に付加される電流密度低減部31-k(k=5)が最も大となる。

第5図は第2の態様に基づく実施例を示す平面図である。この基本的な形態は、第14図の形態と同様である。共振器23-1, 23-2, 23-3, 23-4の順に、電流密度低減部31-1, 31-2, 31-3, 31-4はそれぞれ大きくなる。同様に、共振器23-9, 23-8, 23-7, 23-6の順に、電流密度低減部31-9, 31-8, 31-7, 31-6はそれぞれ大きくなる。そして、中央部分の共振器23-5に付加される電流密度低減部31-5が最大となる。この場合、隣接共振器間のピッチpは、中央部分より程大になるようにして、共振器部22の入力側および出力側は、第14図に示した構成における隣接共振器間のピッチを維持するようにする。これにより超伝導フィルタ14全体の大きさをできるだけ小さくする。なお第5図において、

(i) 共振器23は、 $\lambda/2$ 共振器であって、その線路パターン25の長さ方向に沿って中央部分およびその近傍に、電流密度低減部31を形成すること、
 (ii) 中央部分およびその近傍における線路パターン25の線路幅を、それ以外の部分の線路幅よりも太くして、電流密度低減部31を形成すること、
 (iii) 電流密度低減部31は全体に円状をなすようにすること、
 については、既述の第1の態様の場合と同じである。

第6図は本発明の第3の態様に基づく実施例を示す平面図である。

この第3の態様の基本的な形態は、第17図の形態と同様であるが、この第17図の形態に対して、さらに上記第2の形態の考え方を導入したものとなっている。

すなわち第3の態様によれば、フィルタすべき信号RXの伝搬経路33に沿って一列に配置される複数の共振器23を含む共振器部22を有する超伝導マイクロストリップフィルタ14において、少なくとも、伝搬経路33の中央部分およびその近傍に配置される各共振器に対し、その線路パターン25の全長に亘って電流密度低減部31を形成し、かつ、中央部分よりの共振器ほど電流密度低減部31を大にすることを特徴とするものである。より具体的には、第6図の構成では、中央部分よりの共振器ほど、線路パターン25の線路幅を徐々に太くすることによって、電流密度低減部31を形成している。

10

20

30

40

50

第6図に示す例では、7段の共振器23-1~23-7を有する超伝導フィルタ14において、中央の共振器23-4に付加される電流密度低減部31-4が最大である。すなわち共振器23-4をなす線路パターン25の線路幅が最も太く、共振器23-2、23-1に至るほど、その線路幅は細くなる。同じく、共振器23-6、23-7に至るほど、その線路幅は細くなる。第17図の構成に比べると、中央部分での共振器のみが線路幅の太い共振器となるだけであるから、超伝導フィルタ14全体としてそれほど大型化しない。

なお、隣接共振器間のピッチ p も同様に、中央部分よりほど大になる。

以上、対受信波用フィルタについて述べたので、以下、対送信波用フィルタについて述べる。これら対受信波用フィルタおよび対送信波用フィルタは、別個独立のものではなく、
10 実際には、上述した対受信波用の構成と、これから述べる対送信波用の構成とを組み合わせ

て1つの超伝導フィルタとするのが好ましい。なぜなら、前述した例による基地局に設けられた対受信波用フィルタは、自らの送信電力のまわり込みや、自ら有する、隣接の他のアンテナからの送信電力の影響も同時に強く受けるので、対送信波フィルタとしての機能もまた兼備しなければならないからである。

上記対送信波用フィルタの実施例を説明する前に、対送信波用フィルタに関する一般的な問題点について説明しておく。

前述した第13図からも明らかとなり、送信装置13側からの送信電力は、通常、数10~数100Wにも及び、その電力の大部分はアンテナ11からセルあるいはセクタ内に放射される。しかし、その電力の一部は、受信装置12側へまわり込む。また、第13図
20 の送信装置13および受信装置12が前記の基地局に設けられる場合、該基地局が有する数本のアンテナのうち、図示するアンテナ11以外のアンテナから放射される強い送信電力が、該アンテナ11を通して受信装置12側に流れ込んでくる。

上記基地局が、例えばW-CDMAシステム内で用いられる場合、該基地局の受信周波数帯域および送信周波数帯域は、それぞれ、例えば、1960~1980MHzおよび2150~2170MHzである。この場合、不要な送信周波数帯域の信号は、通常の金属を用いた一般的なフィルタを用いる場合には問題なく除去される。ところが、超伝導フィルタを用いる場合には、以下のような問題が生じる。

すなわち、第14図を参照すると、送信周波数帯域(2150~2170MHz)は受信周波数帯域(1960~1980MHz)から十分に離れていることから、送信電力が超
30 伝導フィルタ14内に流れ込んでくると、その入力線路部21に電流が集中し、ここで反射されようとする。ところが、臨界電流密度(J_c)に近づくにつれて、超伝導状態が破壊され始め、超伝導フィルタ14のフィルタ特性が劣化してしまう。つまり、帯域外の高い送信電力が超伝導フィルタ14に流れ込んできた場合、入力線路部21だけが超伝導状態を保てなくなるという問題が発生する。

実験的にその問題点をさらに明確にする。

超伝導体は、その非線形性により歪波が発生する。例えば周波数のわずかに異なる2波を、超伝導フィルタ14の通過帯域に入力したとすると、いわゆる3次の相互変調歪波(3
40 次IMD波: Inter Modulation Distortion)が発生する。

第7図は超伝導フィルタの3次IMD特性を表すグラフである。

第7図において、 P_{in} および P_{out} は、それぞれ、超伝導フィルタ14の入力電力および出力電力である。なお、基本波の周波数を ω_1 、 ω_2 とすると、3次IMD波は、 $2\omega_1 - \omega_2$ 、 $2\omega_2 - \omega_1$ である。

この第7図のグラフは、具体的には、第14図のマイクロストリップパターン形状で、基板26の両面にC軸配向したYBCO薄膜を形成したYBCO超伝導マイクロストリップヘアピン型フィルタ(試料1と称す)の通過帯域に、1MHz離れの2波(ω_1 、 ω_2)を入力したときに、この基本波に対し、3倍の傾きをもって上昇する3次IMD波の変化の様子を示したグラフである。基本波と3次IMD波の両者が一致するインターセプトポイントIPは33dBmと低いことがこのグラフより分かる。

また、上記試料1の超伝導フィルタ14に送信電力が入力されると、3次IMDがさらに
50

大きくなる。

第8図は超伝導フィルタの3次IMD劣化特性を表すグラフである。超伝導フィルタ14の通過帯域に、1MHz離れた2波（入力電力は $P_{in} = 12.75 \text{ dBm}$, 8.74 dBm , 5.75 dBm の三種とする）を入力しておき、3次IMDを発生させる。さらに中心周波数から190MHz離れた帯域の送信波を仮定して、上記試料1の超伝導フィルタ14に、この帯域の電力を、徐々に大きくして入力した場合に、3次IMDがどれほど大きくなるかがこの第8図に示される。

このように、送信電力を上げるにつれて、3次IMDが急激に増加していくことが理解される。

第9図は超伝導フィルタの挿入損失特性を表すグラフである。

10

これは、第14図の超伝導フィルタ14の通過帯域（中心付近、低周波域端、高周波域端）における挿入損失が、送信電力の増大によってどれほど劣化していくかを示すグラフである。

この第9図からも、送信電力を増大するにつれて、挿入損失が急増していくことが分かる。

以上述べた事実を背景にして、本発明の第4の態様および第5の態様（対送信波用フィルタ）について説明する。

第10図は本発明に係る第4の態様に基づく超伝導フィルタの構成例を示す図である。

この第4の態様では、フィルタすべき信号RXが入力される入力線路部21と、この入力線路部21に隣接して配置され、少なくとも1つの共振器23を含む共振器部22と、を有する超伝導マイクロストリップフィルタ14において、その入力線路部21は、その線路パターン25の一部に、電流密度低減部41（41）を形成することを特徴とするものである。

20

信号RXとして流れ込んだ送信電力については、それに伴う電流は、入力線路部21に集まる。そしてその電流は、入力線路部21の開放端（図中の線路パターンの上端部分）から $\lambda/4$ （ λ は当該送信波の波長）の部分に集中し、電流密度は最大となる。したがってこの $\lambda/4$ の部分に、電流密度低減部41を形成して該密度を J_c 以下に抑え、超伝導状態が送信電力によって破壊されるのを防ぐ。

この場合入力線路部21の線路パターン25のうちの電流集中が最大となる部分（ $\lambda/4$ ）の線路パターンの線路幅を、それ以外の部分の線路幅よりも太くすることにより、電流密度低減部41を形成する。

30

この第4の態様では、もう1つの電流密度低減部41を含ませることができる。

すなわち、入力線路部21の線路パターン25と、信号RXが入力される入力導体20の線路パターン25とがほぼL字状に接合する場合、その接合部分におけるこれら線路パターンの線路幅を、それ以外の部分の線路幅よりも太くすることにより、電流密度低減部41を形成するようにする。

超伝導フィルタ14は通常これを収容するハウジング（図示せず）に収められ、コネクタ（図示せず）を介して外部の導体（図示せず）と接続される。このコネクタは、通常、第10図における左側（基板26の左辺側）に配置される。このため、入力線路部21の上記開放端と反対側の端部は、上記基板26の左辺側に略直角に折り曲げられる。実際には、入力線路部21に対し、これに直交する方向から、入力導体20を接合する。

40

そうすると、この接合部分は既述のエッジ効果が現れやすくなる。このエッジ効果が顕著に現れないように、その部分での電流密度を緩和するのがもう1つの電流密度低減部41である。

上記の電流密度低減部41および41は共に、前述した電流密度低減部31と同様、全体に円状をなすのが望ましい。なお、第10図では、もう1つの電流密度低減部41が、上記接合部分の外角側に円状に張り出している例を示しているが、これとは反対に、その内角側に円状（図中、点線で示す）に張り出すようにしてもよい。

なお上述した2つの電流密度低減部41および41は、少なくともいずれか一方が形成されるようにする。実用上は、これら両低減部41および41の双方を形成しておくの

50

が望ましい。

最後に本発明の第5の態様について説明する。

第11図は本発明に係る第5の態様に基づく超伝導フィルタの構成例を示す図である。

この第5の態様では、フィルタすべき信号RXが入力される入力線路部21と、この入力線路部21に隣接して配置され、少なくとも1つの共振器23を含む共振器部22と、を有する超伝導マイクロストリップフィルタ14において、その入力線路部21のみを、超伝導物質以外の物質からなる線路パターン51により形成することを特徴とするものである。

ここに超伝導物質以外の物質とは、好ましくは常伝導物質である。

外部から流れ込む送信波の電力は、前述したように、入力線路部21に集まる。そこで上述の第4の態様では、電流密度低減部41および/または41を、入力線路部21の一部に設け、電流密度の緩和を図るようにした。一方、本第5の態様においては、上記のように直接、電流密度を低減させるのではなく、入力線路部21での許容電流密度を増大させることにより、相対的に電流密度低減効果を得るようにした。

このために、具体的には、超伝導物質以外の物質により、入力線路部分21を構成するものであり、実用的には該入力線路部分21を常伝導物質により構成する。この場合、常伝導物質を導入したことにより、超伝導フィルタ14における挿入損失が著しく増大するようになることがあってはならない。これについては後述する。

以下、第5の態様についてさらに詳しく説明する。

第11図を参照すると、受信周波数帯域から十分に離れた送信波が超伝導フィルタ14に流れ込んでくると、該送信波は入力線路部21で反射されようとする。このとき、その送信波による電流が入力線路部21に集中するが、入力線路部21は常伝導物質の金属からなる線路パターン51であるため、超伝導破壊のようなことが起こらない。したがって超伝導フィルタ14の特性を劣化させることはない。

また、入力線路部21を常伝導物質の金属とすることにより、超伝導フィルタのすべてを超伝導体で製作した場合に比べて、挿入損失が増加することは免れない。ところがパターン51として、金、銀、銅、アルミニウム等の電気良導体を用いた場合、その挿入損失は0.数dB増加するだけで、超伝導フィルタ14本来の性能は十分に保たれる。

さらに、線路パターン51を常伝導体とすることにより、常伝導体の種類も広い範囲から選ぶことができる。このため入力用の前述のコネクタと電氣的に接続するための半田材や電極材料等の選択に自由度が増す。常伝導体として例えば銅を用いれば、Pb-Sn系の通常の半田を用いることが可能となる。

本発明に基づく第5の態様の実施例においては、厚さ0.5mmで酸化マグネシウム(MgO)(比誘電率 $\epsilon_r = 9.7$)からなる基板26上に、YBCO(Y-Ba-Cu-O)高温超伝導薄膜によって共振器23および出力線路部24を形成すると共に、常伝導体である銅薄膜で入力線路部21を形成する。

周波数帯域は、例えばW-CDMAシステムでは、受信周波数帯域および送信周波数帯域は、それぞれ、たとえば、1960~1980MHzおよび2150~2170MHzであるので、送信波が超伝導フィルタ14に流れ込んできたとき、この送信波の成分は、銅薄膜の入力線路部21に集中し、ここで十分に反射されるから、超伝導破壊のようなことは起こり得ない。

第12図は本発明による常伝導体を入力線路部に導入しても大きな挿入損失を生じさせないことを表すグラフである。

本図において、横軸には周波数、縦軸には通過特性をそれぞれとって示す。

前述した電磁界シミュレータを用いて、第11図に示したパターン形状を有すると共に、中心周波が1.962GHz、帯域幅が23MHz、共振器23の段数が5のヘアピン型超伝導フィルタ14を設計し、入力線路部21を超伝導体(膜によるQ値20000)とした場合と、常伝導体(膜によるQ値500)とした場合のそれぞれの周波数特性シミュレーション結果を、特性5および6として第12図に示す。このとき共振器部22と出力線路部24は超伝導体(膜によるQ値20000)とした。

入力線路部 2 1 を超伝導体とした場合には、挿入損失は 0 . 1 2 d B であるが、入力線路部 2 1 を常伝導体としても挿入損失は 0 . 1 8 d B となり、挿入損失の増加はごくわずかである。したがって、常伝導体 (5 1) の導入にかかわらず、超伝導フィルタ 1 4 としての性能は十分に保たれていることが理解される。

なお、第 4 および第 5 の態様の説明に用いた第 1 0 図および第 1 1 図では、共振器部 2 2 として、簡略のために第 1 4 図に示すパターンと同様でかつ段数を減らした共振器よりなる共振器部を示したが、実用的には、この共振器部 2 2 として、第 1、第 2 および第 3 の態様 (第 2 図、第 5 図、第 6 図) のいずれかを採用するのが望ましい。

以上説明したように本発明によれば、全体のサイズを大型化することなしに、急峻なカット特性を維持しつつ、耐電力性を大幅に向上することのできる超伝導フィルタが実現される。また本発明に基づく超伝導フィルタは、対受信波用フィルタとしても対送信波用フィルタとしてもあるいはこれらの双方としても利用することができる。

10

【図面の簡単な説明】

第 1 図は本発明に係る第 1 の態様に基づく超伝導フィルタの基本構成図、

第 2 図は第 1 の態様に基づく実施例を示す平面図、

第 3 図は本発明による電流密度低減部を導入してもフィルタ特性が劣化しないことを表す図、

第 4 図は本発明に係る第 2 の態様に基づく超伝導フィルタの基本構成図、

第 5 図は第 2 の態様に基づく実施例を示す平面図、

第 6 図は本発明の第 3 の態様に基づく実施例を示す平面図、

20

第 7 図は超伝導フィルタの 3 次 I M D 特性を表すグラフ、

第 8 図は超伝導フィルタの 3 次 I M D 劣化特性を表すグラフ、

第 9 図は超伝導フィルタの挿入損失特性を表すグラフ、

第 1 0 図は本発明に係る第 4 の態様に基づく超伝導フィルタの構成例を示す図、

第 1 1 図は本発明に係る第 5 の態様に基づく超伝導フィルタの構成例を示す図、

第 1 2 図は本発明による常伝導体を入力線路部に導入しても大きな損失を生じさせないことを表すグラフ、

第 1 3 図は本発明が適用される、一例としての、基地局のフロントエンド部を示す図、

第 1 4 図は一般的な超伝導マイクロストリップフィルタの一例を示す図、

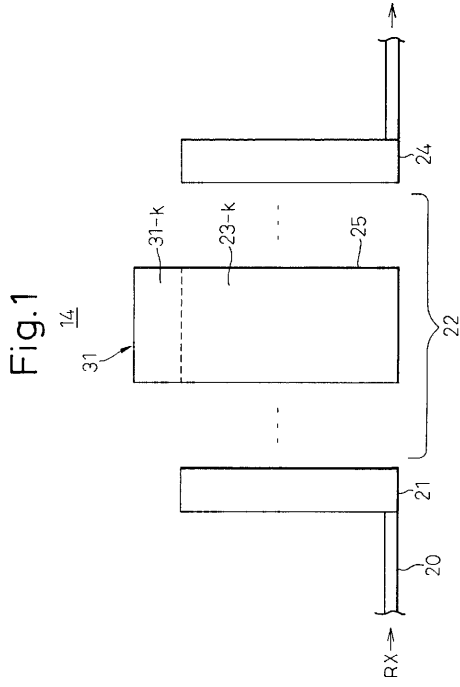
第 1 5 図 (a) 及び (b) は第 1 4 図における各共振器 2 3 の折り曲げ部分の形状を、 2 つの例について、拡大して示す図、

30

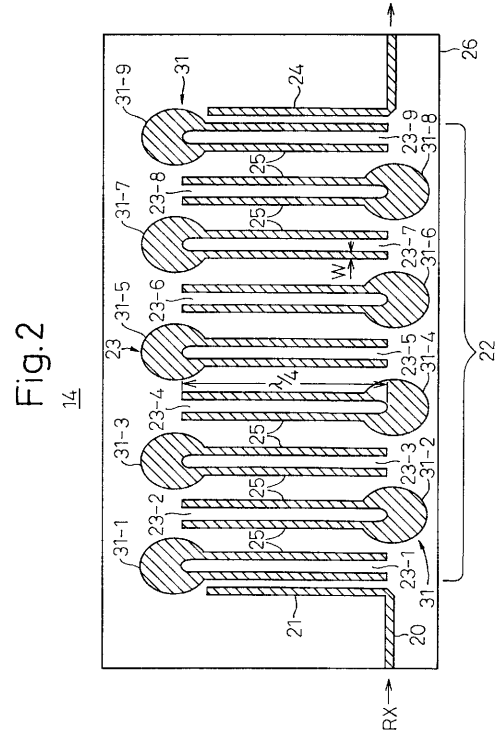
図 1 6 図はカット特性を説明するための図、および

第 1 7 図はエッジ効果を抑制した従来の超伝導フィルタの一例を示す図である。

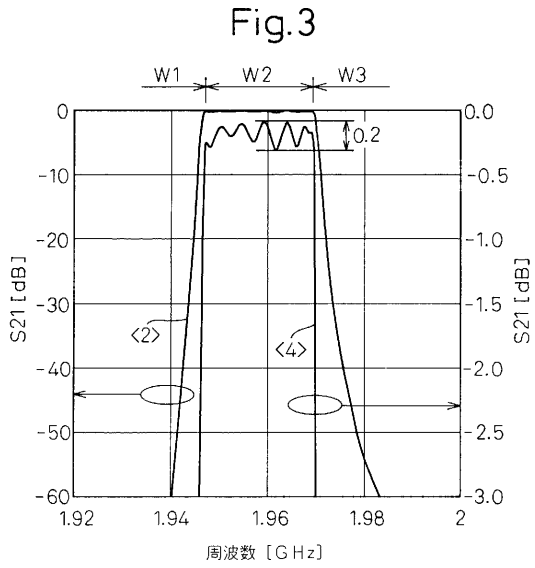
【 図 1 】



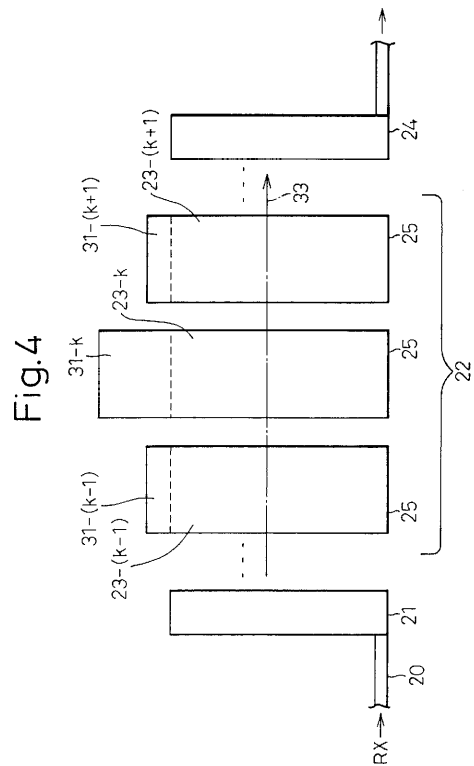
【 図 2 】



【 図 3 】

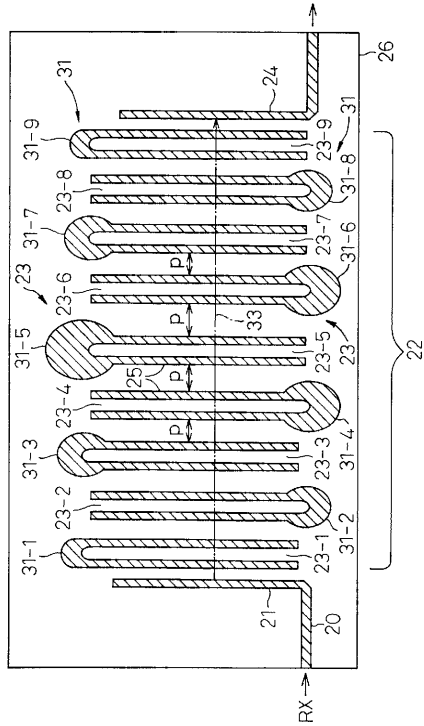


【 図 4 】



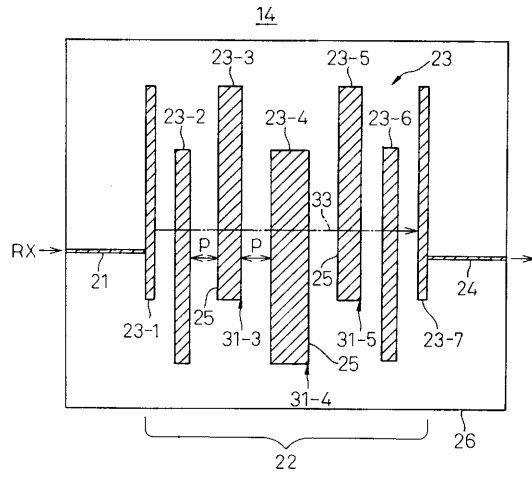
【図5】

Fig.5



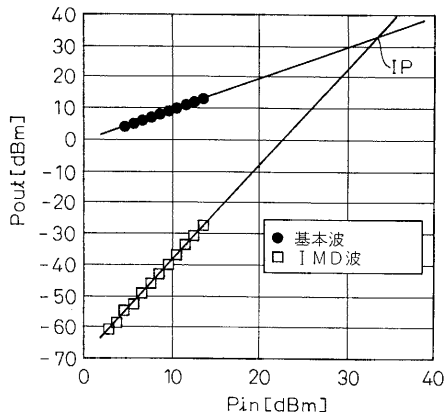
【図6】

Fig.6



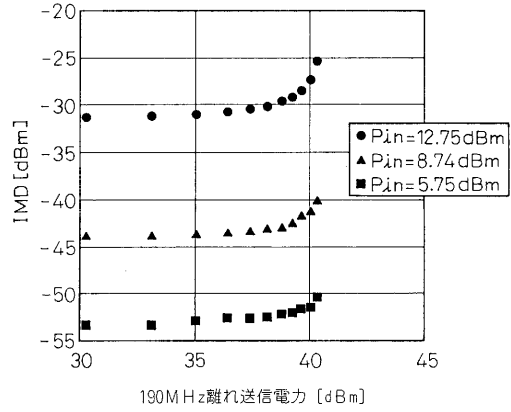
【図7】

Fig.7

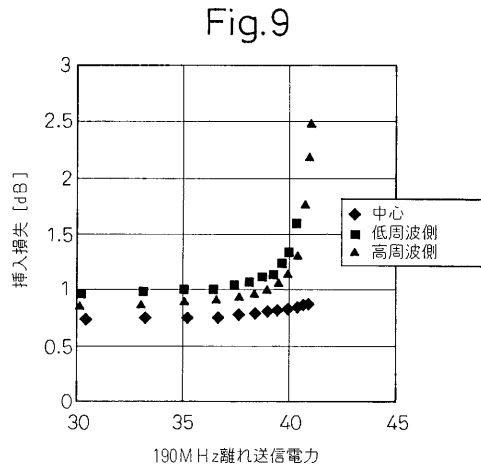


【図8】

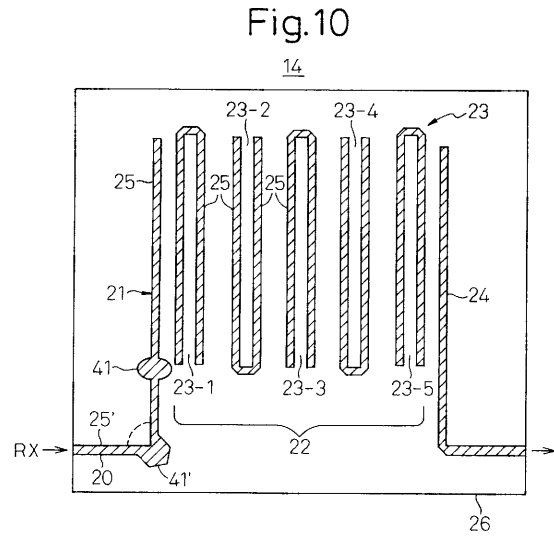
Fig.8



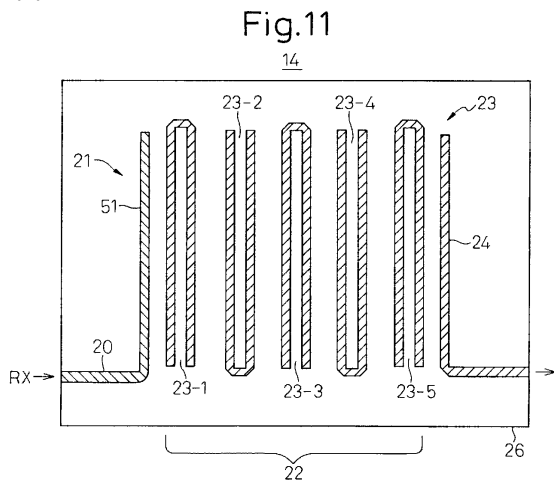
【図9】



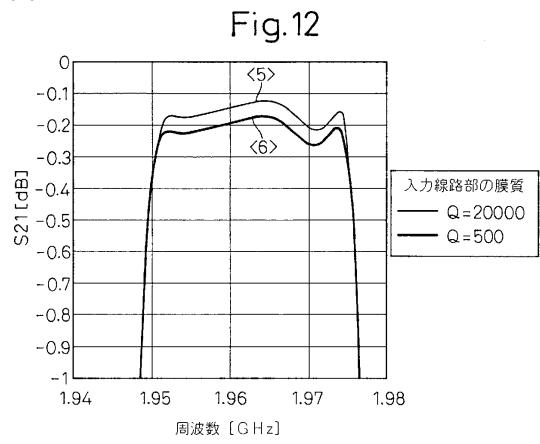
【図10】



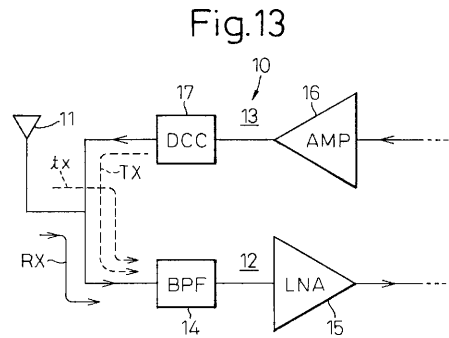
【図11】



【図12】

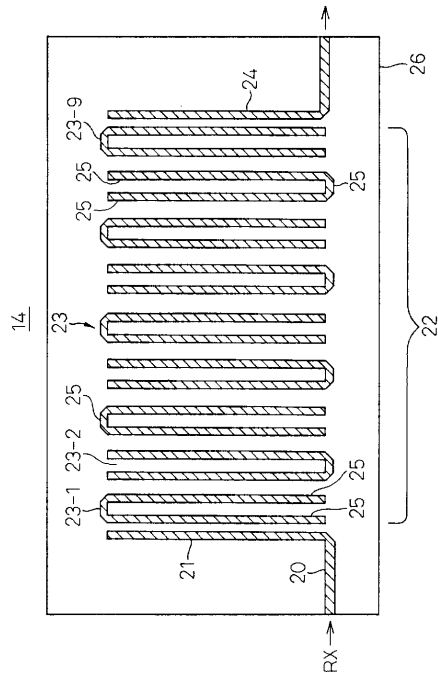


【図13】



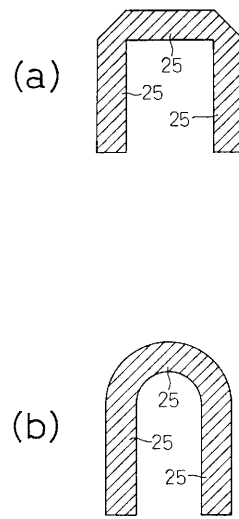
【 図 1 4 】

Fig.14



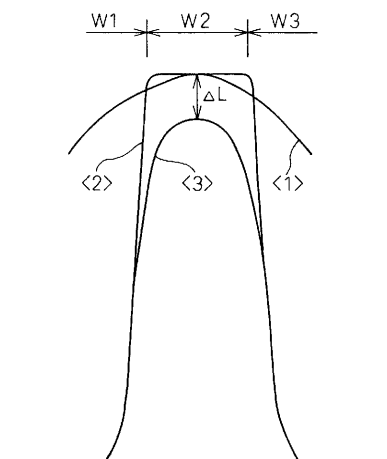
【 図 1 5 】

Fig.15



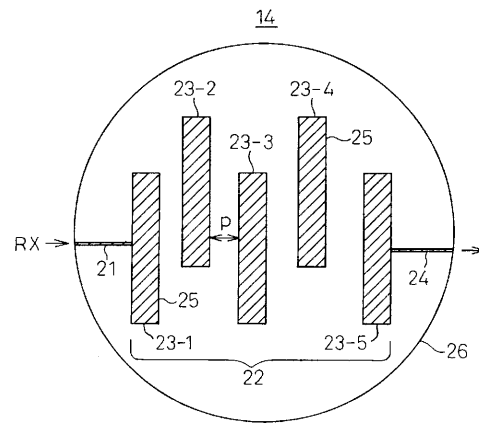
【 図 1 6 】

Fig.16



【 図 1 7 】

Fig.17



フロントページの続き

- (72)発明者 甲斐 学
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
- (72)発明者 馬庭 透
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
- (72)発明者 山中 一典
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
- (72)発明者 赤瀬川 章彦
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

審査官 岸田 伸太郎

- (56)参考文献 特開昭56-072501(JP,A)
米国特許第06041245(US,A)
米国特許第05922650(US,A)
米国特許第03451015(US,A)
欧州特許出願公開第00865093(EP,A1)
特開平10-135524(JP,A)
特開平11-068404(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01P 1/203
WPI