

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6176618号  
(P6176618)

(45) 発行日 平成29年8月16日(2017.8.16)

(24) 登録日 平成29年7月21日(2017.7.21)

(51) Int. Cl.			F I		
HO 1 P	1/207	(2006.01)	HO 1 P	1/207	Z
HO 1 P	1/213	(2006.01)	HO 1 P	1/213	F
HO 4 B	1/26	(2006.01)	HO 4 B	1/26	D

請求項の数 11 (全 25 頁)

(21) 出願番号	特願2015-501379 (P2015-501379)	(73) 特許権者	505127721
(86) (22) 出願日	平成26年1月30日 (2014.1.30)		公立大学法人大阪府立大学
(86) 国際出願番号	PCT/JP2014/052100		大阪府堺市中央区学園町1番1号
(87) 国際公開番号	W02014/129283	(74) 代理人	100065248
(87) 国際公開日	平成26年8月28日 (2014.8.28)		弁理士 野河 信太郎
審査請求日	平成28年10月18日 (2016.10.18)	(74) 代理人	100159385
(31) 優先権主張番号	特願2013-30066 (P2013-30066)		弁理士 甲斐 伸二
(32) 優先日	平成25年2月19日 (2013.2.19)	(74) 代理人	100163407
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		弁理士 金子 裕輔
		(74) 代理人	100166936
			弁理士 稲本 潔
		(72) 発明者	長谷川 豊
			大阪府堺市中央区学園町1番1号 公立大学 法人大阪府立大学内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 導波管型イメージリジエクションフィルタおよびそれを用いた片サイドバンド受信機、周波数分配器およびサイドバンド分離受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

ミリ波またはサブミリ波帯域の入力信号を受ける入力ポート、分配された前記入力信号が出力される第1および第2出力ポートならびに信号を取り出す分岐ポートを有する導波管型90°ハイブリッドカプラと、

第1出力ポートに一端が接続される導波管型第1帯域通過フィルタおよび第2出力ポートに一端が接続される導波管型第2帯域通過フィルタからなる一対の帯域通過フィルタと

第1帯域通過フィルタの他端に接続される第1電波吸収終端および第2帯域通過フィルタの他端に接続される第2電波吸収終端からなる一対の電波吸収終端とを備え、

前記90°ハイブリッドカプラは、第1導波管路と、第2導波管路と、第1および第2導波管路を結合するカプラ部とを備え、

前記第1導波管路は一端に前記入力ポートを有し他端に前記第1帯域通過フィルタが接続され、

第2導波管路は一端に前記分岐ポートを有し他端に前記第2帯域通過フィルタが接続され、

前記第1導波管路に沿って前記カプラ部から前記第1帯域通過フィルタに至る最短の管路長と前記第2導波管路に沿って前記カプラ部から前記第2帯域通過フィルタに至る最短の管路長とは互いに等しく、以下の式：

【数 1】

$$\frac{\lambda_g}{4} < d < 5 \cdot \lambda_g$$

(式中、dは管路長、 $\lambda_g$ は阻止すべきイメージバンドの管内波長を表す)  
を満たす導波管型イメージリジェクションフィルタ。

【請求項 2】

前記 90°ハイブリッドカプラおよび前記一対の帯域通過フィルタは、一体の導波管ユニットとして形成され、前記一対の電波吸収終端は、前記導波管ユニットにそれぞれ接続される請求項 1 に記載のイメージリジェクションフィルタ。

10

【請求項 4】

前記管路長が、さらに以下の式：

【数 2】

$$\frac{\lambda_g}{2} < d < \lambda_g$$

(式中、dは前記管路長、 $\lambda_g$ は阻止すべきイメージバンドの管内波長を表す)  
を満たす請求項 1 または 2 に記載のイメージリジェクションフィルタ。

【請求項 5】

前記カプラ部から前記第 1 帯域通過フィルタまでの第 1 導波管路が直線状に形成され、  
前記カプラ部から前記第 2 帯域通過フィルタまでの第 2 導波管路が直線状に形成される  
請求項 1, 2 または 4 の何れか一つに記載のイメージリジェクションフィルタ。

20

【請求項 6】

請求項 1, 2, 4 または 5 の何れか一つに記載のイメージリジェクションフィルタと、  
ヘテロダイン受信用の局部発振信号を出力する局部発振器と、  
2つの入力ポートと出力ポートを含み、一方の入力ポートが前記イメージリジェクション  
フィルタと接続され他方の入力ポートが前記局部発振器と接続され、前記イメージリ  
ジェクションフィルタを経た入力信号と前記局部発振信号とが結合された信号を前記出力  
ポートから出力するカプラと、

前記出力ポートに接続されて前記イメージリジェクションフィルタを経た入力信号と前  
記局部発振信号とを混合して中間周波数信号を出力するミクサとを備え、

30

前記イメージリジェクションフィルタは、ヘテロダイン受信に係る USB または LSB  
の何れかの帯域を阻止するヘテロダイン受信方式の片サイドバンド受信機。

【請求項 7】

ミリ波またはサブミリ波帯域の入力信号を受ける前段入力ポート、前記入力信号が 2 分  
配されかつ互いの位相が 90°ずれた信号をそれぞれ出力する前段第 1 および前段第 2 出  
力ポートならびに信号を取り出す前段分岐ポートを有する導波管型前段ハイブリッドカ  
プラと、

前段第 1 出力ポートに一端が接続される導波管型第 1 帯域通過フィルタおよび前段第 2  
出力ポートに一端が接続される導波管型第 2 帯域通過フィルタからなる一対の帯域通過  
フィルタと、

40

後段入力ポート、後段第 1 および後段第 2 出力ポートならびに後段分岐ポートを有し、  
前記後段入力ポートが前記第 1 帯域通過フィルタの他端に接続され、前記後段分岐ポ  
ートが前記第 2 帯域通過フィルタの他端に接続される導波管型後段ハイブリッドカ  
プラと、

前記後段第 1 出力ポートに接続される電波吸収終端とを備え、

前記前段ハイブリッドカプラは、第 1 導波管路と、第 2 導波管路と、第 1 および第 2 導  
波管路を結合するカプラ部とを備え、

前記第 1 導波管路は一端に前記前段入力ポートを有し他端に前記第 1 帯域通過フィル  
タが接続され、

第 2 導波管路は一端に前記前段分岐ポートを有し他端に前記第 2 帯域通過フィルタが接

50

続され、

前記第1導波管路に沿って前記カプラ部から前記第1帯域通過フィルタに至る最短の管路長と前記第2導波管路に沿って前記カプラ部から前記第2帯域通過フィルタに至る最短の管路長とは互いに等しく、以下の式：

【数3】

$$\frac{\lambda_g}{4} < d < 5 \cdot \lambda_g$$

(式中、dは管路長、 $\lambda_g$ は阻止すべきイメージバンドの管内波長を表す)  
を満たす導波管型周波数分配器。

10

【請求項8】

前記前段および後段ハイブリッドカプラおよび前記一对の帯域通過フィルタは、一体の導波管ユニットとして形成される請求項7に記載の周波数分配器。

【請求項10】

前記管路長が、さらに以下の式：

【数4】

$$\frac{\lambda_g}{2} < d < \lambda_g$$

(式中、dは前記管路長、 $\lambda_g$ は阻止すべきイメージバンドの管内波長を表す)  
を満たす請求項7または8に記載の周波数分配器。

20

【請求項11】

前記カプラ部から前記第1帯域通過フィルタまでの第1導波管路が直線状に形成され、前記カプラ部から前記第2帯域通過フィルタまでの第2導波管路が直線状に形成される請求項7, 8または10の何れか一つに記載の周波数分配器。

【請求項12】

請求項7, 8, 10または11の何れか一つに記載の周波数分配器を複数個直列に接続してなる周波数分配器であって、前側の周波数分配器の前段分岐ポートと後側の周波数分配器の前段入力ポートとが接続され、各周波数分配器の帯域通過フィルタ対の通過帯域が他の周波数分配器の帯域通過フィルタ対と異なる多出力の周波数分配器。

30

【請求項13】

請求項7, 8, 10, 11または12の何れか一つに記載の周波数分配器をUSB用とLSB用に2個用いるサイドバンド分離受信機であって、

前側の周波数分配器の前段分岐ポートと後側の周波数分配器の前段入力ポートとが互いに接続され、USB用の周波数分配器の帯域通過フィルタ対がUSBを通過させ、LSB用の周波数分配器の帯域通過フィルタ対がLSBを通過させる2個の周波数分配器と、

ヘテロダイン受信用の局部発振信号を出力する局部発振器と、

USB用周波数分配器の後段第2出力ポートに一方の入力が接続されるUSB用ミクサと、

前記USB用ミクサの他方の入力に一端が接続され、USB帯域を阻止しバックショートを構成するUSBイメージリジェクションフィルタと、

40

前記USBイメージリジェクションフィルタの他端に配置されて前記局部発振信号を前記USB用ミクサに提供するUSB用カプラと、

LSB用周波数分配器の後段第2出力ポートに一方の入力が接続されるLSB用ミクサと、

前記LSB用ミクサの他方の入力に一端が接続され、LSB帯域を阻止しバックショートを構成するLSBイメージリジェクションフィルタと、

前記LSBイメージリジェクションフィルタの他端に配置されて前記局部発振信号を前記LSB用ミクサに提供するLSB用カプラとを備えるサイドバンド分離受信機。

【発明の詳細な説明】

50

## 【技術分野】

## 【0001】

この発明は、導波管型イメージリジェクションフィルタおよびそれを用いた片サイドバンド受信機、周波数分配器およびサイドバンド分離受信機に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

天体や大気微量分子からのスペクトルを受信するヘテロダイン受信方式のシステムが知られている。

例えば、星は、ガスと塵からなる希薄な星間物質中で誕生することが近年の研究で明らかになりつつあるが、星間物質の分子の回転運動に伴って分子種ごとに決まった振動数のミリ波あるいはサブミリ波帯の電磁波が放射される。その電磁波を捉えて観測することにより星の誕生と進化に関する研究成果が得られている。その観測に用いる装置は、電波望遠鏡として知られている。

10

また、例えば、超伝導 SIS (Superconductor Insulator Superconductor) 受信機を用いてオゾンスペクトル放射を観測することにより大気中のオゾン測定を行うシステムが知られている。

## 【0003】

天体や大気微量分子からの電磁波は極めて微弱なために増幅する必要がある。しかし、受信機それ自身が持っている雑音が無視できないレベルでの信号処理であるため増幅は容易でない。しかも、ミリ波やサブミリ波と呼ばれる周波数帯域では電波を直接的に増幅できる特性のよい増幅器がほとんど存在しない。そこで、受信する電磁波信号 (RF 信号あるいは Radio Frequency 信号) に対して少し周波数の異なる局部発振信号 (LO 信号あるいは Local Oscillation 信号) を生成し、前記電磁波信号と生成された局部発振信号とを混ぜて周波数の差分を取り出す。このような処理を行って、高周波帯の信号を扱いやすい低周波帯の中間周波数信号 (IF 信号あるいは Intermediate Frequency 信号) に変換する。この方式が前述のヘテロダイン方式と呼ばれるものであり、このときに用いる周波数変換器はミクサ (mixer) と呼ばれる。

20

## 【0004】

ミクサを用いてヘテロダイン方式の受信を行う場合、IF 信号は LO 信号の周波数 ( $f_L$ ) を中心に、高周波と低周波の二つの周波数帯が出力される。この IF 帯をサイドバンドと呼び、特に高周波側を USB (Upper Side-Band)、低周波側を LSB (Lower Side-Band) と呼ぶ (図 16 参照)。二つの IF 帯は、ミクサから全く同じ周波数成分として取り出される。これを両サイドバンド (DSB) モードと呼ぶ。観測にあたっては、USB もしくは LSB 単独の IF 帯に分離する。これを片サイドバンド (SSB) モードと呼ぶ。

30

観測は、USB と LSB の信号うちの一方、例えば USB 信号のみを用いて行う。その場合、フィルタを用いて LSB 帯域を除去する。そして、フィルタを通過した信号を増幅し観測を行う。観測すべき帯域 (例えば USB) をシグナルバンドと呼び、除去すべき帯域 (例えば LSB) をイメージバンドと呼ぶ。

## 【0005】

40

天体や大気微量分子からのスペクトルを効率良く観測するためには観測すべき信号からイメージバンドの雑音や混信を十分に除去する必要がある。天体等のスペクトル強度は受信機のサイドバンド比 (シグナルバンドとイメージバンドの感度比) によって変化するため、受信機を片サイドバンド化することは高精度測定のためには極めて重要である。一般的には、複数の光学素子を用いた干渉計方式のマーチン・パープレット型の周波数フィルタを用いる準光学方式のものが知られている。

## 【0006】

それ以外に、ヘテロダイン受信機におけるイメージバンドの除去に帯域阻止フィルタを用いるものが知られている (例えば、特許文献 1 および非特許文献 1 参照)。このようなイメージバンドの除去を目的とする帯域阻止フィルタは、イメージリジェクションフィル

50

タとも呼ばれる。特許文献 1 は、2 つの超伝導ミクサをバランスさせることで両サイドバンドを分離する方式（2 バックショート方式）である。

イメージリジェクションフィルタは、不要な信号の除去、また電波障害対策における周波数成分の抑圧等で重要な部品の一つである。これまでに導波管を用いたイメージリジェクションフィルタがいくつか考案されている。導波管は、ミリ波、サブミリ波帯で使用される伝送線路の一つである。

【 0 0 0 7 】

図 1 7 は、非特許文献 1 に示された従来の導波管型イメージリジェクションフィルタの構造の一例を示す説明図である。( a ) は要部の斜視図であり ( b ) は要部の寸法の一例を示す図である。数値の単位はミリメートルである。図 1 7 に示すように、従来の導波管型のイメージリジェクションフィルタ 1 0 0 は、主線路 1 0 1 である導波管の広壁上に、長さが 2 分の 1 管内波長の導波管からなる共振器 1 0 3 が、約 4 分の 3 管内波長隔てて配置されている。主線路 1 0 1 と各共振器 1 0 3 とは、アイリス 1 0 5 を介して結合している。なお、( b ) で紙面奥行き方向における主線路 1 0 1 の幅は 2 . 5 4 ミリメートル、同方向におけるアイリス 1 0 5 の開口幅は 1 . 1 0 ミリメートルである。

10

【 0 0 0 8 】

図 1 8 は、図 1 7 のイメージリジェクションフィルタを構成する 2 つの導波管ブロックのうちの 1 つの形状を示すものである。図 1 7 ( b ) の主線路 1 0 1、共振器 1 0 3 およびアイリス 1 0 5 に対応する部分に同様の符号を付している。

図 1 9 は、図 1 7 のイメージリジェクションフィルタを用いたオゾン測定システムの構成例を示すブロック図である（非特許文献 1 参照）。図 1 7 のイメージリジェクションフィルタをフィードホーンと S I S ミクサの間に配置することによりイメージ信号除去比を高めている。

20

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 0 9 】

【 特許文献 1 】 特開 2 0 0 4 - 3 4 3 6 5 4 号公報

【 非特許文献 】

【 0 0 1 0 】

【 非特許文献 1 】 Shin'ichiro Asayama, Hideo Ogawa, Yoshinori Yonekura, Kazuji Suzuki1, Akira Mizuno, Hiroyuki Iwashita, Takashi Noguchi, "A WAVEGUIDE BAND-STOP FILTER AS AN IMAGE REJECTION FILTER FOR MEASUREMENT OF STRATOSPHERIC OZONE", International Journal of Infrared and Millimeter Waves, Vol. 24, Issue 11, 200311, pp 1833-1839.

30

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 1 1 】

図 1 7 のような一体構造の導波管ブロックは、ミリ波、サブミリ波帯の短波長の信号に適用するにはミクロンオーダーの加工精度が要求される。その加工精度の要求を満たすことは容易でない。あるいは、その加工精度の要求を満たすためには加工や組立てに手間がかかってしまう。量産に適した構造の導波管型イメージリジェクションフィルタが求められている。

40

また、図 1 7 のような従来の導波管型イメージリジェクションフィルタは、阻止帯域の電波を跳ね返してしまうため、反射波による定在波やシステム内干渉が起こってしまう。特にミリ波やサブミリ波帯のリモートセンシングにおいて、システム内における定在波は取得データの劣化を引き起こす。よって、不要な周波数成分は電波吸収体等を用いて終端させる必要があるが、それらを含めるとさらに構造が複雑になる。

この発明は、以上のような事情を考慮してなされたものであって、加工が容易で量産に適し、しかも阻止帯域の反射波による特性劣化が抑えられた導波管型イメージリジェクションフィルタを提供するものである。また、この発明は前記イメージリジェクションフィ

50

ルタを用いた片サイドバンド受信機、周波数分配器およびサイドバンド分離受信機を提供するものである。

【課題を解決するための手段】

【0012】

この発明は、

(1) ミリ波またはサブミリ波帯域の入力信号を受ける入力ポート、前記入力信号が2分配されかつ互いの位相が $90^\circ$ ずれた信号をそれぞれ出力する第1および第2出力ポートおよび信号を取り出す分岐ポートを有する導波管型 $90^\circ$ ハイブリッドカップラと、第1出力ポートに一端が接続される導波管型第1帯域通過フィルタおよび第2出力ポートに一端が接続される導波管型第2帯域通過フィルタからなる一対の帯域通過フィルタと、第1帯域通過フィルタの他端に接続される第1電波吸収終端および第2帯域通過フィルタの他端に接続される第2電波吸収終端からなる一対の電波吸収終端とを備えるイメージリジェクションフィルタを提供する。

10

【0013】

(2) 前記イメージリジェクションフィルタと、ヘテロダイン受信用の局部発振信号を出力する局部発振器と、2つの入力ポートと出力ポートを含み、一方の入力ポートが前記イメージリジェクションフィルタと接続され他方の入力ポートが前記局部発振器と接続され、前記イメージリジェクションフィルタを経た入力信号と前記局部発振信号とが結合された信号を前記出力ポートから出力するカップラと、前記出力ポートに接続されて前記イメージリジェクションフィルタを経た入力信号と前記局部発振信号とを混合して中間周波数信号を出力するミクサとを備え、前記イメージリジェクションフィルタは、ヘテロダイン受信に係るUSBまたはLSBの何れかの帯域を阻止するヘテロダイン受信方式の片サイドバンド受信機を提供する。

20

【0014】

(3) 入力信号を受ける前段入力ポート、前記入力信号が2分配されかつ互いの位相が $90^\circ$ ずれた信号をそれぞれ出力する前段第1および前段第2出力ポートおよび信号を取り出す前段分岐ポートを有する導波管型前段ハイブリッドカップラと、前段第1出力ポートに一端が接続される導波管型第1帯域通過フィルタおよび前段第2出力ポートに一端が接続される導波管型第2帯域通過フィルタからなる一対の帯域通過フィルタと、後段入力ポート、後段第1および後段第2出力ポートおよび後段分岐ポートを有し、前記後段入力ポートが前記第1帯域通過フィルタの他端に接続され、前記後段分岐ポートが前記第2帯域通過フィルタの他端に接続される導波管型後段ハイブリッドカップラと、前記後段第1出力ポートに接続される電波吸収終端とを備える導波管型周波数分配器を提供する。

30

【0015】

(4) 前記周波数分配器をUSB用とLSB用に2個用いるサイドバンド分離受信機であって、前側の周波数分配器の前段分岐ポートと後側の周波数分配器の前段入力ポートとが互いに接続され、USB用の周波数分配器の帯域通過フィルタ対がUSBを通過させ、LSB用の周波数分配器の帯域通過フィルタ対がLSBを通過させる2個の周波数分配器と、ヘテロダイン受信用の局部発振信号を出力する局部発振器と、USB用周波数分配器の後段第2出力ポートに一方の入力が接続されるUSB用ミクサと、前記USB用ミクサの他方の入力に一端が接続され、USB帯域を阻止しバックショートを構成するUSBイメージリジェクションフィルタと、前記USBイメージリジェクションフィルタの他端に配置されて前記局部発振信号を前記USB用ミクサに提供するUSB用カップラと、LSB用周波数分配器の後段第2出力ポートに一方の入力が接続されるLSB用ミクサと、前記LSB用ミクサの他方の入力に一端が接続され、LSB帯域を阻止しバックショートを構成するLSBイメージリジェクションフィルタと、前記LSBイメージリジェクションフィルタの他端に配置されて前記局部発振信号を前記LSB用ミクサに提供するLSB用カップラとを備えるサイドバンド分離受信機を提供する。

40

【発明の効果】

【0016】

50

この発明の前記(1)によるイメージリジェクションフィルタは90°ハイブリッドカプラと一对の帯域通過フィルタと、一对の電波吸収終端とを備えてなるので加工が容易で量産に適し、しかも阻止すべき周波数帯域の反射波が一对の電波吸収終端によって吸収されるので、不要帯域の反射による特性劣化を抑えることができる。

また、前記(2)による片サイドバンド受信機は、前記イメージリジェクションフィルタと、前記イメージリジェクションフィルタを経た入力信号と前記局部発振信号とを結合するカプラと、ミクサとを備えるので、加工が容易でありかつ反射を抑制して大きなサイドバンド比(イメージリジェクションレシオ)を得ることができる。またパッシブな導波管回路を用いているため経年変化が少なく長期間の使用においてサイドバンド比を安定に保つことが可能である。

10

【0017】

さらにまた、前記(3)による周波数分配器は、前段および後段ハイブリッドカプラと、帯域通過フィルタ対と、電波吸収終端とを備えるので加工が容易でありかつパッシブな導波管回路で周波数分配器を構成することができ、長期間に渡り安定した特性が得られる。

前記(4)によるサイドバンド分離受信機は、USB用およびLSB用の一对の周波数分配器と、一对のミクサと、一对のイメージリジェクションフィルタと、一对のカプラとを備えるので、加工が容易でありかつ反射を抑制して大きなサイドバンド比を実現することができる。

【0018】

20

この発明についてももう少し具体的に述べておく。

この発明において、90°ハイブリッドカプラ、通過帯域フィルタおよび電波吸収終端は、導波管回路を用いて実現される。導波管回路はパッシブな回路であって経年変化が少なく安定した特性が得られる。さらに、これらの導波管回路は導波管回路のなかでも比較的単純な形状で実現できるため、加工が容易で量産に好適である。カプラおよびミクサについても同様である。

【図面の簡単な説明】

【0019】

【図1】この発明のイメージリジェクションフィルタの構成要素とその接続関係を示すブロック図である。

30

【図2】この発明のイメージリジェクションフィルタが示す周波数特性を模式的に示すグラフである。

【図3】この発明のイメージリジェクションフィルタの具体的な構成例を示す外観斜視図である。

【図4】図3のイメージリジェクションフィルタにおける90°ハイブリッドカプラの周波数特性を示すグラフである。

【図5】図3のイメージリジェクションフィルタにおけるBPFの周波数特性を示すグラフである。

【図6】図3のイメージリジェクションフィルタの周波数特性を示すグラフである。

【図7】この発明の実施形態の片サイドバンド受信機の構成を示すブロック図である。

40

【図8】図7の片サイドバンド受信機の各部の信号の周波数特性の例を示すグラフである。

【図9】図7の片サイドバンド受信機の外観を示す斜視図である。

【図10】この発明の実施形態の導波管型周波数分配器の基本構成を示すブロック図である。

【図11】図10の基本ブロックの周波数特性の例を示すグラフである。

【図12】この発明の実施形態の導波管型周波数分配器の構成を示すブロック図である。

【図13】図12の周波数分配器の各部の信号の周波数特性の例を示すグラフである。

【図14】この発明の実施形態のサイドバンド分離受信機の構成を示すブロック図である。

50

【図15】図14のサイドバンド分離受信機の各部の信号の周波数特性の例を示すグラフである。

【図16】公知のヘテロダイン方式の受信機により出力されるIF信号とLO信号の周波数軸上の関係を示すグラフである。

【図17】従来の導波管型イメージリジエクションフィルタの構造の一例を示す説明図である。

【図18】図17のイメージリジエクションフィルタを構成する2つの導波管ブロックのうちの1つの形状を示すものである。

【図19】図17のイメージリジエクションフィルタを用いたオゾン測定システムの構成例を示すブロック図である。

10

【図20】この発明に係るベンド管タイプのイメージリジエクションフィルタの構成例を示す説明図である。

【図21】この発明に係るベンド管タイプのイメージリジエクションフィルタの周波数特性の例を示すグラフである。

【図22】この発明に係るイメージリジエクションフィルタの90°ハイブリッドカプラとBPFとを直結したときの周波数特性を示すグラフである。

【図23】この発明に係るイメージリジエクションフィルタの距離dを変化させたときの周波数特性を示すグラフである。(d=1.5、2.3および2.5mm)

【図24】この発明に係るイメージリジエクションフィルタの距離dを変化させたときの周波数特性を示すグラフである。(d=3.0および17.8mm)

20

【発明を実施するための形態】

【0020】

以下、この発明の好ましい態様について説明する。

前記90°ハイブリッドカプラおよび前記一对の帯域通過フィルタは、一体の導波管ユニットとして形成され、前記一对の電波吸収終端は、前記導波管ユニットにそれぞれ接続されてもよい。

【0021】

さらに、前記90°ハイブリッドカプラは、第1導波管路と、第2導波管路と、第1および第2導波管路を結合するカプラ部とを備え、前記第1導波管路は一端に前記入力ポートを有し他端に前記第1帯域通過フィルタが接続され、第2導波管路は一端に前記分岐ポートを有し他端に前記第2帯域通過フィルタが接続され、前記第1導波管路に沿って前記カプラ部から前記第1帯域通過フィルタに至る最短の管路長と前記第2導波管路に沿って前記カプラ部から前記第2帯域通過フィルタに至る最短の管路長とは互いに等しく、以下の式：

30

【数1】

$$\frac{\lambda_g}{4} < d < 5 \cdot \lambda_g$$

(式中、dは管路長、 $\lambda_g$ は阻止すべきイメージバンドの管内波長を表す)を満たすものであってもよい。

40

ここで、カプラ部から第1帯域通過フィルタに至る「最短」の管路長とは、第1帯域通過フィルタに近い側のカプラ部の端からカプラ部に近い側の第1帯域通過フィルタの端までの管路長をいう。カプラ部から第2帯域通過フィルタに至る「最短」の管路長についても同様で、第2帯域通過フィルタに近い側のカプラ部の端からカプラ部に近い側の第2帯域通過フィルタの端までの管路長をいう。

【0022】

前記管路長が、さらに以下の式：

## 【数 2】

$$\frac{\lambda_g}{2} < d < \lambda_g$$

(式中、d は前記管路長、 $\lambda_g$  は阻止すべきイメージバンドの管内波長を表す)  
を満たすものであってもよい。

また、前記カプラ部から前記第 1 帯域通過フィルタまでの第 1 導波管路が直線状に形成され、前記カプラ部から前記第 2 帯域通過フィルタまでの第 2 導波管路が直線状に形成されてもよい。

## 【0023】

また、前記(3)の好ましい態様として、この発明の周波数分配器を複数個直列に接続してなる周波数分配器であって、前側の周波数分配器の前段分岐ポートと後側の周波数分配器の前段入力ポートとが接続され、各周波数分配器の帯域通過フィルタ対の通過帯域が他の周波数分配器の帯域通過フィルタ対と異なる多出力の周波数分配器を構成してもよい。

## 【0024】

前記前段および後段ハイブリッドカプラおよび前記一対の帯域通過フィルタは、一体の導波管ユニットとして形成されてもよい。

## 【0025】

さらに、前記前段ハイブリッドカプラは、第 1 導波管路と、第 2 導波管路と、第 1 および第 2 導波管路を結合するカプラ部とを備え、前記第 1 導波管路は一端に前記入力ポートを有し他端に前記第 1 帯域通過フィルタが接続され、第 2 導波管路は一端に前記分岐ポートを有し他端に前記第 2 帯域通過フィルタが接続され、前記第 1 導波管路に沿って前記カプラ部から前記第 1 帯域通過フィルタに至る最短の管路長と前記第 2 導波管路に沿って前記カプラ部から前記第 2 帯域通過フィルタに至る最短の管路長とは互いに等しく、以下の式：

## 【数 3】

$$\frac{\lambda_g}{4} < d < 5 \cdot \lambda_g$$

(式中、d は管路長、 $\lambda_g$  は阻止すべきイメージバンドの管内波長を表す)  
を満たすものであってもよい。

## 【0026】

前記管路長が、さらに以下の式：

## 【数 4】

$$\frac{\lambda_g}{2} < d < \lambda_g$$

(式中、d は前記管路長、 $\lambda_g$  は阻止すべきイメージバンドの管内波長を表す)  
を満たすものであってもよい。

また、前記カプラ部から前記第 1 帯域通過フィルタまでの第 1 導波管路が直線状に形成され、前記カプラ部から前記第 2 帯域通過フィルタまでの第 2 導波管路が直線状に形成されるものであってもよい。

この発明の好ましい態様には、複数の好ましい態様を組み合わせたものも含まれる。

## 【0027】

以下、図面を用いてこの発明をさらに詳述する。なお、以下の説明は、すべての点で例示であって、この発明を限定するものと解されるべきではない。

(実施の形態 1)

発明者は、共振器を用いて阻止帯域の電磁波を反射させる従来のイメージリジエクシオンフィルタとは異なる思想にもとづいてこの発明の構成の着想に至った。即ち、この発明

10

20

30

40

50

のイメージリジェクションフィルタは阻止すべき帯域の電磁波のみを電波吸収体へ導くことにより反射の抑制されたイメージリジェクションフィルタを実現するものである。

【0028】

イメージリジェクションフィルタの構成要素と接続関係

図1は、この発明のイメージリジェクションフィルタの構成要素とその接続関係を示すブロック図である。図1に示すように、イメージリジェクションフィルタ11は主として以下に示す3つの要素から構成される。

i) 導波管型90°ハイブリッドカプラ(図1に符号13で示す)

ii) 導波管型帯域通過フィルタ(図1に示すBPF15および17)

iii) 電波吸収終端(図1に示す電波吸収体19および21)

10

ミリ波やサブミリ波帯の導波管回路で、i~iiiの要素を組み合わせることでイメージリジェクションフィルタの機能を実現する構成に特徴的側面がある。

【0029】

図1で、イメージリジェクションフィルタ11の構成要素である90°ハイブリッドカプラ13には、入力ポートP1、分岐ポートP2および出力ポートP3およびP4が設けられている。出力ポートP3およびP4からは、入力ポートP1に入力されたRF信号に対して半分の強度(電力)のRF信号が出力される。なお、出力ポートP4から出力されるRF信号は、出力ポートP3から出力されるRF信号に対して90°位相がずれている。説明を分かり易くするための単純な例として、出力ポートP4からは入力ポートP1に対して位相が1/4波長即ち90°遅れたRF信号が出力されるものとする。この単純な例では、出力ポートP3からは出力ポートP4に対して90°位相が進んだRF信号、即ち、入力ポートP1と同位相のRF信号が出力される。このような直交ハイブリッドカプラは、当該技術でよく知られている。一般的に、90°ハイブリッドカプラは、高周波信号を2つに分配したり合成したりする場合に用いられる。信号を分配する場合、分岐ポートP2を反射のないように終端させておく。入力ポートP1にRF信号を入力すると、出力ポートP3およびP4から分配された信号が得られる。信号を合成する場合はこれと逆で、出力ポートP3およびP4から合成すべき信号を入力すると、入力ポートP1および分岐ポートP2から合成された信号が得られる。

20

【0030】

図1に示すように、この発明では出力ポートP3の先にBPF15の一端を接続し、BPF15の他端の先を電波吸収体19によって終端する。さらに、出力ポートP4の先にBPF17の一端を接続し、BPF17の他端の先を電波吸収体によって終端する。出力ポートP3とP4にそれぞれ接続する回路は互いに相似である。即ち、BPF15とBPF17は同一の通過帯域特性を有している。

30

【0031】

イメージリジェクションフィルタ11の特性を簡単に説明する。

入力ポートP1から、BPF15および17の通過帯域「内」の周波数のRF信号を入力した場合、その信号は90°ハイブリッドカプラで2分配されたのち、BPF15および17をそれぞれ通過し、最終的に電波吸収体19および21にて終端される。

一方、入力ポートP1からBPF15および17の通過帯域「外」の周波数のRF信号を入力した場合、その信号は2分配されかつ互いの位相が90°ずれて出力ポートP3およびP4からそれぞれ出力される。前述の単純な例では、出力ポートP3からは入力RF信号に対する位相差が0°のRF信号が出力され、出力ポートP4からは入力RF信号に対する位相差が-90°のRF信号が出力される。

40

【0032】

出力されたRF信号は、その後結合されたBPF15および17にてそれぞれ反射される。これらの反射波は、いずれも90°ハイブリッドカプラ13へ戻る。90°ハイブリッドカプラ13およびBPF15および17に損失がなければ、それぞれの反射波は入力RF信号の半分の強度を有する。

【0033】

50

出力ポート P 3 から 90°ハイブリッドカプラ 1 3 へ戻る反射波は、2 分配されかつ互いの位相が 90°ずれて入力ポート P 1 および分岐ポート P 2 からそれぞれ出力される。前述の単純な例では、入力ポート P 1 からは戻り RF 信号および入力 RF 信号に対する位相差が 0°の RF 信号が出力され、分岐ポート P 2 からは戻り RF 信号に対する位相差が 0°即ち入力 RF 信号に対する位相差が - 90°の RF 信号が出力される。

【 0 0 3 4 】

同時に、出力ポート P 4 から 90°ハイブリッドカプラ 1 3 へ戻る反射波は、2 分配されかつ互いの位相が 90°ずれて分岐ポート P 2 および入力ポート P 1 からそれぞれ出力される。前述の単純な例では、分岐ポート P 2 からは入力 RF 信号に対する位相差が - 90°の RF 信号が出力され、入力ポート P 1 からは入力 RF 信号に対する位相差が - 1 8 0°の RF 信号が出力される。

10

【 0 0 3 5 】

結果的に、出力ポート P 3 および P 4 から 90°ハイブリッドカプラ 1 3 へ戻る反射波は、入力ポート P 1 において互いの信号強度が等しく位相が 1 8 0°ずれているために打ち消しあい、入力ポート P 1 から戻り RF 信号は出力されない。一方、分岐ポート P 2 において前記反射波の互いの位相は同位相となり、よって、入力に等しい信号強度かつ入力に対する位相差が - 90°の RF 信号が分岐ポート P 2 から出力される。なお、たとえ 90°ハイブリッドカプラに損失があるとしても出力ポート P 3 および P 4 から出力される信号強度が互いに等しくなるように設計すれば、前記反射波は互いに打ち消しあう。

まとめると、図 1 に示す構成により、B P F 1 5 および 1 7 の通過帯域の信号は電波吸収体 1 9 および 2 1 によって終端され、通過帯域外の信号は分岐ポート P 2 から出力される。よって、B P F 1 5 および 1 7 の通過帯域の周波数を阻止する無反射の帯域阻止フィルタが得られる。B P F 1 5 および 1 7 の通過帯域をイメージバンドと一致させればイメージリジエクシオンフィルタとして機能する。

20

【 0 0 3 6 】

図 2 は、上述のイメージリジエクシオンフィルタ 1 1 が示す周波数特性を模式的に示すグラフである。横軸は周波数であり、縦軸は透過率である。 $f_c$  は B P F 1 5 および 1 7 の通過帯域の中心周波数であり、 $f_1 \sim f_2$  が通過帯域のバンド幅である。図 2 で、B P F 1 5 および 1 7 の周波数特性は、上に凸な曲線であって  $f_c$  を中心として  $f_1 \sim f_2$  の帯域を通過させる。B P F 1 5 および 1 7 を通過する RF 信号は電波吸収体 1 9 および 2 1 で吸収される。よって、分岐ポート P 2 の出力特性、即ちイメージリジエクシオンフィルタ 1 1 としての周波数特性は、凹状の曲線であって、 $f_c$  を中心として  $f_1 \sim f_2$  の帯域を阻止しそれ以外の帯域を通過させるものである。

30

【 0 0 3 7 】

イメージリジエクシオンフィルタの具体的構成

図 3 は、図 1 のイメージリジエクシオンフィルタ 1 1 の具体的な構成例を示す外観斜視図である。イメージリジエクシオンフィルタ 1 1 は、2 つの導波管ブロック 3 1 および 3 3 を重ねて構成される。

( a ) は導波管ブロック 3 1 および 3 3 の接合面を上方向に向けて線路が見えるようにした状態である。線路上で 90°ハイブリッドカプラ 1 3 および B P F 1 5 および 1 7 として機能する箇所は図 1 と同様の符号を付している。また、図 1 の入力ポート P 1 および分岐ポート P 2 に対応する箇所、後述する図 6 に示す B P F 1 5 および 1 7 の他端側ポート P 3 ' および P 4 ' に同様の符号を付している。入力ポート P 1 から B P F 1 5 を経てポート P 3 ' に至る導波管がこの発明の第 1 導波管路に相当し、分岐ポート P 2 から B P F 1 7 を経てポート P 4 ' に至る導波管がこの発明の第 2 導波管路に相当する。

40

【 0 0 3 8 】

90°ハイブリッドカプラ 1 3 には、第 1 導波管路の信号を第 2 導波管路へ導く複数の分岐路 ( ブランチ ) が形成されている。入力ポート P 1 から入力された信号は、強度 1 : 1 の比で B P F 1 5 および 1 7 へそれぞれ導かれる。第 1 および第 2 導波管路に沿って並ぶ複数のブランチは、隣接するブランチの間隔が  $g/4$  に設定されている。この構成によ

50

って、第2導波管路中のBPF17へ導かれる信号は第1導波管路中のBPF15へ導かれる信号に対して位相が90°ずれる。これが90°ハイブリッドカップラと呼ばれる所以である。

また、導波管型BPFは、線路内に複数のアイリスを形成することで実現できる(例えば、特許公開第2003-163507号公報の図6参照)。主線路と別に複数の共振器を形成する図17の構造に比べるとBPFは小型で単純な構造であるため加工が容易である。

#### 【0039】

電波吸収体19および21は図3に図示していないが、BPF15および17の部分から伸びる線路の先の開口部に導波管型終端器をそれぞれ接続して電波吸収体19および21として機能させる。導波管型終端器は、当該技術でよく知られたものを適用すれば足りる。図1のイメージリジエクシオンフィルタ11のうち電波吸収体19および21を別体にしておくことで、実施の形態3および4で後述する周波数分配器やサイドバンド分離受信機への適用が容易になる。

10

#### 【0040】

(b)は、導波管ブロック31および33を重ねた状態である。(a)の導波管ブロック33を180°回転させて導波管ブロック31の上に載せた状態が(b)である。(b)のように導波管ブロック31および33を重ねたときの外形寸法は、一例として高さが20mm、長辺の長さが46mm、短辺の長さが22mmである。また、線路の断面の長さは一例として長辺が2.54mm、短辺が1.27mmである。

20

#### 【0041】

発明者らは-20dB以下のイメージリジエクシオンレシオを確保すべく種々の検討を行った。その結果、90°ハイブリッドカップラ13とBPF15の距離および90°ハイブリッドカップラ13とBPF17の距離をそれぞれ所定の距離にして一体に形成することが極めて好ましいことを見出した。以下、検討の過程とそこから得られた知見について述べる。

#### 【0042】

##### 90°ハイブリッドカップラとBPFの配置に係る検討

発明者らは、イメージリジエクシオンフィルタを構成する90°ハイブリッドカップラとBPFを個別に製作してそれぞれ特性評価を行った後、これらを接続してイメージリジエクシオンフィルタとしての特性の測定を考えた。

30

検討を始めた当初は、ミクサや電波入力ホーンの接続を考慮に入れ、バンド管(曲がった導波管)で90°ハイブリッドカップラとBPFとをそれぞれ接続することを試みた。(図20参照)

しかし、観測したい帯域、即ちシグナルバンドに対応する110~115GHzの帯域において、観測すべき信号強度に対してイメージリジエクシオンフィルタ内で反射される反射波の強度を十分抑制することができない。その結果、反射強度の信号強度に対する比(イメージリジエクシオンレシオ)が-20dBを上回る結果となった(図21参照)。これでは、観測したい帯域の信号を十分な精度で取り出すことは難しい。バンド管の半径を変えたときの特性評価を行ったものの、-20dB以下のイメージリジエクシオンレシオは得られなかった。

40

そこでバンド管をやめて90°ハイブリッドカップラとBPFとを直結させる構成を考えた。

図22は、90°ハイブリッドカップラとBPFとを直結したときの周波数特性を示すグラフである。図22で、シグナルバンドに対応する110~115GHzの帯域における反射波の強度は、やはり-20dBを上回る結果となり十分なイメージリジエクシオンレシオは得られなかった。しかし、周波数の変化に対する反射強度のうねりが図21と比較して少ないことが見てとれる。

このことから、反射強度が-20dBを上回ってしまう原因として90°ハイブリッドカップラとBPFとの間の距離dが関係するのではないかと推測した。つまり、前記距離d

50

が大きくなると90°ハイブリッドカップラとBPFとの間に定在波が発生して反射に影響するのではないかと考えた。この考えが正しければ、前記距離dを変化させること周波数の変化に対する反射強度のうねりに周期性を伴う変化が確認できるはずである。

そこで、前記距離dを徐々に大きくして特性評価を行った。図23および図24は、前記距離dを変化させたときのイメージリジェクションフィルタの周波数特性を示すグラフである。図23および図24に示すように、シグナルバンドに対応する110~115GHzの帯域での反射強度のうねりに関して、前記距離d=ゼロ(直結)のときと類似の曲線がd=1.5ミリメートルのときおよびd=3.0ミリメートルのときに現われることが見てとれる。以上からd=1.5ミリメートル程度の周期性の存在を確認できた。また、前記距離dをさらに長くしたd=17.8ミリメートルのときにベンド管を用いた図21の周波数特性と似た曲線が得られた(図24(b)参照)。

10

以上のように、前記距離dが大きすぎると周波数の変化に対する反射強度のうねりが多くなってしまい十分なかつ安定したイメージリジェクションレシオが得られない。よって、反射強度の前記距離dについての周期性を確認したうえで好適な距離dを設定することが重要である。

まとめると、90°ハイブリッドカップラ13からBPF15および17までの距離が長すぎると所望の性能(-20dB以下のイメージリジェクションレシオ)を得ることができない。90°ハイブリッドカップラ13とBPF15および17との間の管路に屈曲部23があるために前記距離が長くなり過ぎてしまう。

一方、90°ハイブリッドカップラ13からBPF15および17までの距離が短すぎても所望の性能(-20dB以下のイメージリジェクションレシオ)を得ることができない。

20

#### 【0043】

そこで、発明者らは90°ハイブリッドカップラ13からBPF15および17に至る部分の管路をそれぞれ直線状に形成したうえで前記距離dを変化させて好適なイメージリジェクションレシオが得られる配置を見出した。

発明者らのこれまでの検討に基づき、以下のことがいえる。

90°ハイブリッドカップラ13とBPF15および17との距離dは、以下の範囲の構成が望ましい。

#### 【数5】

$$\frac{\lambda_g}{4} < d < 5 \cdot \lambda_g$$

30

式中、dは管路長、 $\lambda_g$ は阻止すべきイメージバンドの管内波長を表す。一例として、この実施形態におけるシグナルバンドに対応する100GHz帯の信号の管内波長 $\lambda_g$ は約3ミリメートルである。

dの下限値は、BPF15および17のアイリスが90°ハイブリッドカップラ13のブラッチ間隔よりも離れていること、即ち90°ハイブリッドカップラ13による信号の結合を乱さないことを規定する条件といえる。

#### 【0044】

より望ましい範囲は、距離dが以下の場合である。

40

#### 【数6】

$$\frac{\lambda_g}{2} < d < \lambda_g$$

上記範囲内の好適な位置は、シミュレーション等によりイメージリジェクションフィルタの周波数特性を計算して決定すればよい。

#### 【0045】

イメージリジェクションフィルタおよびその構成要素の周波数特性

図4は、図3のイメージリジェクションフィルタ11における90°ハイブリッドカプ

50

ラ 1 3 の単体の周波数特性を示すグラフである。図 5 は、図 3 のイメージリジェクションフィルタ 1 1 における B P F 1 5 および 1 7 の単体の周波数特性を示すグラフである。図 6 は、図 3 のイメージリジェクションフィルタ 1 1 の周波数特性を示すグラフである。図 4 ~ 図 6 のグラフはシミュレーションにより得られたものである。

【 0 0 4 6 】

図 4 のグラフは、4 本の特性曲線 S 1 1、S 2 1、S 3 1 および S 4 1 を示している。それらのうち、曲線 S 1 1 は、入力ポート P 1 から入力した信号が、90°ハイブリットカプラ 1 3 のいずれかの箇所でも反射を受け、再び入力ポート P 1 に戻ってくる割合を示す。曲線 S 2 1 は、入力ポート P 1 から 90°ハイブリットカプラ 1 3 へ入力された信号が、主にブランチ部を通過するときに、分岐ポート P 2 へと誘導される割合を示す。曲線 S 3 1 は、入力ポート P 1 から入力した信号が出力ポート P 3 へと誘導される割合を示す。曲線 S 4 1 は、入力ポート P 1 から入力した信号が 90°の位相遅延を受けて出力ポート P 4 へと誘導される割合を示す。

10

なお、前述のように出力ポート P 3 および P 4 から出力された信号が反射を受けてそれぞれの出力ポートへ戻る場合には、それらの反射信号はほぼ全て分岐ポート P 2 から出力される。

【 0 0 4 7 】

図 5 のグラフに示す 2 本の特性曲線 S 1 1 および S 2 1 のうち、曲線 S 1 1 は、B P F 1 5 または 1 7 の一端側のポート P B 1 から入力した信号が、B P F として機能する導波管回路のいずれかの箇所でも反射を受け、再びポート P B 1 に戻ってくる割合を示す。曲線 S 2 1 は、一端側のポート P B 1 から入力した信号が、他端側のポート P B 2 へと誘導される割合を示す。なお、このような特性は、等価回路的には直列 L C 共振回路を用いて表すことができる。

20

【 0 0 4 8 】

図 6 のグラフに示す 4 本の特性曲線 S 1 1、S 2 1、S 3 1 および S 4 1 のうち、曲線 S 1 1 は、帯域フィルタ 1 1 を構成する 90°ハイブリッドカプラの入力ポート P 1 から入力した信号が、イメージリジェクションフィルタ 1 1 のいずれかの箇所でも反射を受け、再び入力ポート P 1 に戻ってくる割合を示す。

曲線 S 2 1 は、入力ポート P 1 から入力した信号が、イメージリジェクションフィルタ 1 1 内の、B P F 1 5 および 1 7 を主とするいずれかの箇所でも反射を受けるなどした結果、分岐ポート P 2 へと誘導される割合を示す。

30

曲線 S 3 1 は、入力ポート P 1 から入力した信号が B P F 1 5 を通過した結果、B P F 1 5 の他端側のポート P B 2 ( 図 6 に示す帯域フィルタのブロック図のポート P 3 ' ) へと誘導される割合を示す。

曲線 S 4 1 は、入力ポート P 1 から入力した信号が 90°の位相遅延を受けた後、B P F 1 7 を通過して B P F 1 7 の他端側のポート P B 2 ( 図 6 に示す帯域フィルタのブロック図のポート P 4 ' ) へと誘導される割合を示す。

【 0 0 4 9 】

この実施形態において、95 ~ 100 GHz をイメージバンド、110 ~ 115 GHz をシグナルバンドとしている。図 6 の S 2 1 の線で示されるように、イメージリジェクションフィルタ 1 1 は、イメージバンドを 20 dB を超える割合で阻止し、シグナルバンドをほぼ無損失で通過させる特性を持つ。即ち、- 20 dB 以下のイメージリジェクションレシオを実現している。また、S 3 1 および S 4 1 の線でそれぞれ示す出力ポート P 3 ' および P 4 ' からの出力信号は、ほぼ電波吸収体により終端されて反射を生じない。

40

従って、出力ポート P 3 ' および P 4 ' で反射を受けた信号が分岐ポート P 2 に向かう割合は極めて小さい。

図 6 はシミュレーションの結果であるが、シミュレーションに用いた設計ツールは高精度かつ実績のあるものを用いており、実際に製作したイメージリジェクションフィルタは、加工精度が十分であれば図 6 に示す周波数特性とほとんど変わらない特性を示すことが期待される。

50

## 【 0 0 5 0 】

以上のように、90°ハイブリッドカプラ13、BPF15および17並びに電波吸収体19および21を図1のように組み合わせることにより、不要帯域を電波吸収帯に終端させて不要な反射を抑制した導波管型イメージリジエクションフィルタが実現できる。

導波管型90°ハイブリッドおよびBPF等は既にミリ波・サブミリ波帯において実績のあるものを採用しており、加工が容易で量産に適している。

以下、実施の形態1で述べたイメージリジエクションフィルタのいくつかの応用例を説明する。

## 【 0 0 5 1 】

(実施の形態2)

実施の形態2では、実施の形態1のイメージリジエクションフィルタを用いた片サイドバンド受信機について説明する。

従来のマーチン・パーレット型の周波数フィルタを用いる方式は可動部分を伴うため、再現性や経年変化などの問題が生じる。また、2バックショート方式のものは、2つのミクサのチューニングによりサイドバンド比が変化するため、信頼性の面で課題が残る。これらの従来の方式はいずれも位相差等を利用するためにサイドバンド比が10~20dB程度しか達成されないという事情がある。

## 【 0 0 5 2 】

この実施形態による片サイドバンド受信機は、導波管イメージリジエクションフィルタでイメージ側にフィルタをかける方式に属する。導波管型イメージリジエクションフィルタを用いることにより、システムの小型・簡素化が実現できる。しかし従来の導波管型イメージリジエクションフィルタでは、阻止帯域の電波を通過させずに跳ね返してしまうため、反射波による定在波や、システム内干渉が起こってしまう。特にミリ波・サブミリ波リモートセンシングにおいては、システム内における定在波は取得データの劣化を引き起こすため、不要な周波数成分は電波吸収体等に終端させる必要がある。

## 【 0 0 5 3 】

図7は、この実施形態の片サイドバンド受信機の構成を示すブロック図である。片サイドバンド受信機40は主として以下に示す要素から構成されている。

- i) 電波入力ホーン(図7に符号41で示す)
- ii) イメージリジエクションフィルタ(図7に示す符号11)
- iii) 電波吸収終端(図7に示す電波吸収体47)
- iv) 超伝導ミクサ(図7に示す符号49)

イメージリジエクションフィルタ11は、実施の形態1で述べたものであり、実施の形態1と同様の符号を付している。

## 【 0 0 5 4 】

実施の形態1と同様、BPF15および17の通過帯域外の電波(信号)が入力ポートP1に入力された場合、すべての入力信号が分岐ポートP2より出力される。また、入力ポートP1から、BPF15および17の通過帯域の電波を入力した場合、入力信号は90°ハイブリッドカプラ13で2分配されたのち、BPF15および17を通過して電波吸収体19および21によって吸収される。

## 【 0 0 5 5 】

90°ハイブリッドカプラ13の分岐ポートP2にはLOカプラ45が有する一つの入力ポートを接続する。LOカプラ45は2つの入力ポート、1つの出力ポートおよび1つの分岐ポートを有している。LOカプラ45の出力ポートに超伝導ミクサ49を接続する。さらにLOカプラ45のもう一つの入力ポートに局部発振器43を接続する。また、LOカプラ45の分岐ポートに電波吸収体47を接続する。

BPF15および17の通過帯域をイメージバンドに設定することにより、イメージバンド信号は電波吸収体19および21によって終端される。これにより片サイドバンド受信が実現できる。

## 【 0 0 5 6 】

10

20

30

40

50

図7の回路を組むことによって、イメージバンドを反射させることなく電波吸収体19および21に終端させる。また導波管型90°ハイブリッドカップラ13およびBPF15および17並びに電波吸収体19および21は既にミリ波・サブミリ波帯において十分な実績があり、加工が容易で量産に好適である。

BPF15および17並びに電波吸収体19および21は反射電力を-20dB以下にすることが可能なため、達成されるサイドバンド比も20dB以上にすることは容易である。また本方式ではパッシブな導波管回路だけを用いているため経年変化が起こらず、長期間の使用においてもサイドバンド比を安定に保つことが可能であり、モニター観測等に極めて有利である。

【0057】

図8は、図7の片サイドバンド受信機40の各部の信号の周波数特性の例を示すグラフである。(a)は入力RF信号の周波数特性の例である。(b)はBPF15および17の周波数特性の例である(図5の曲線S21に関連する特性である)。(c)はそれに対応する分岐ポートP2のRF信号の周波数特性の例である(図6の曲線21に関連する特性である)。BPF15および17は、LSB帯域 $F_L$ を中心周波数とした通過特性を有しており、LSB帯域を通過させUSB帯域を阻止する。イメージリジエクションフィルタ11としてはLSB帯域 $F_L$ を中心周波数とした阻止特性を有しておりUSB帯域を通過させLSB帯域を阻止する。よって、この実施形態においてイメージバンドであるLSB帯域のRF信号は阻止され、シグナルバンドであるUSB帯域のRF信号が局部発振器43からのLO信号と超伝導ミキサ49によって混ぜられ、出力IF信号に現われる。

【0058】

以上のように、この発明によれば、ミリ波・サブミリ波帯における高精度かつ小型な片サイドバンド受信機が実現できる。

図9は、図7に示す片サイドバンド受信機40の要部の外観例を示す斜視図である。図3を参照しつつ図9を見ると明らかなように、電波入力ホーン41がイメージリジエクションフィルタ11の入力ポートP1に接続され、分岐ポートP2にはLOカップラ45を介して超伝導ミキサ49が接続されている。

【0059】

(実施の形態3)

実施の形態3では、実施の形態1のイメージリジエクションフィルタの変形適用例である周波数分配器について説明する。

近年ミリ波、サブミリ波帯技術の進歩により、低損失な伝送線路としての導波管技術の重要性はますます増大している。ミリ波やサブミリ波帯においては、平面基板回路や誘電体積層回路では誘電体における電力損失が大きく、実用的ではないからである。しかし、立体回路素子である導波管は、平面基板回路や誘電体積層回路と比べると、周波数分配器を作成することが容易でない。

【0060】

図10は、この実施形態の導波管型周波数分配器の基本構成を示すブロック図である。基本ブロック50は、以下に示す要素で構成されている。

- i) 導波管型90°ハイブリッドカップラ(図10示すに符号51および57)
- ii) 帯域通過フィルタ(図10に示すBPF53および55)
- iii) 電波吸収終端(図10に示す電波吸収体59)

各構成要素は実施の形態1と同様のものである。

【0061】

90°ハイブリッドカップラ51は、入力ポートP1a、分岐ポートP2aおよび出力ポートP3aおよびP4aを有する。実施の形態1で説明したように、出力ポートP3aおよびP4aからは、入力ポートP1aに入力されたRF信号に対して半分の強度(電力)のRF信号が出力される。出力ポートP4aから出力されるRF信号は、出力ポートP3aから出力されるRF信号に対して90°位相がずれている。即ち、入力ポートP1aへの入力信号と同位相の信号が出力ポートP3aから出力され、入力信号に対して90°遅

10

20

30

40

50

れた位相の信号が出力ポート P 4 a から出力される。出力ポート P 3 a は B P F 5 3 に接続され、出力ポート P 4 a は、B P F 5 5 に接続されている。

2つの B P F 5 3 および 5 5 の先は、90°ハイブリッドカプラ 5 1 と同等の 90°ハイブリッドカプラ 5 7 のポート P 1 a a および P 2 a a にそれぞれ結合されている。90°ハイブリッドカプラ 5 7 のポート P 3 a a は、電波吸収体 5 9 によって終端されている。

【 0 0 6 2 】

90°ハイブリッドカプラ 5 1 の入力ポート P 1 a から B P F 5 3 および 5 5 の通過帯域「外」の周波数の R F 信号を入力した場合、入力 R F 信号は 2 分配されかつ互いの位相が 90°ずれて出力ポート P 3 a および P 4 a から出力される。しかし、出力ポート P 3 a および P 4 a の先に結合された B P F 5 3 および 5 5 にて反射されて出力ポート P 3 a および P 4 a から 90°ハイブリッドカプラ 5 1 へそれぞれ戻る。この反射波は、入力ポート P 1 a および分岐ポート P 2 a に分配されかつ互いの位相が 90°ずれる。

【 0 0 6 3 】

入力ポート P 1 a において、出力ポート P 3 a および P 4 a から戻る反射波の位相が互いに 180°ずれて打ち消しあい、結果的に入力ポート P 1 a から出力されない。即ち、出力ポート P 3 a から入力ポート P 1 a に戻る信号は入力信号と同位相である。一方、出力ポート P 4 a からは入力信号に対して 90°遅れた位相が入力ポート P 1 a に戻るが、90°ハイブリッドカプラ 5 1 でさらに 90°遅れるために入力信号に対して 180°位相の遅れた信号が戻る。

一方、分岐ポート P 2 a において、出力ポート P 3 a および P 4 a から戻る反射波はそれぞれが入力信号から 90°遅れて同位相となり、損失が無視できる場合は入力ポート P 1 a の入力 R F 信号と同じ強度の R F 信号が出力される。

つまり、入力ポート P 1 a に B P F 5 3 および 5 5 の通過帯域外の R F 信号を入力した場合、入力 R F 信号が分岐ポート P 2 a から出力される。

【 0 0 6 4 】

次に入力ポート P 1 a から B P F 5 3 および 5 5 の通過帯域の R F 信号を入力した場合、入力 R F 信号は 2 分配されて出力ポート P 3 a および P 4 a からそれぞれ出力され、B P F 5 3 および 5 5 を通過する。B P F 5 3 および 5 5 を通過したそれぞれの R F 信号は、90°ハイブリッドカプラ 5 7 の入力ポート P 1 a a および分岐ポート P 2 a a へ入力され、出力ポート P 3 a a および P 4 a a に互いの位相が 90°ずれて分配される。即ち、入力ポート P 1 a a には入力ポート P 1 a への入力信号と同位相の信号が入力される。分岐ポート P 2 a a には入力ポート P 1 a に対して 90°遅れた位相の信号が入力される。

出力ポート P 3 a a へは、入力ポート P 1 a a と同位相の信号と分岐ポート P 2 a a に対して 90°遅れた信号とが導かれる。言い換えると入力信号と同位相の信号が入力ポート P 1 a a から導かれ、入力信号に対して 180°遅れた信号が分岐ポート P 2 a a から導かれる。その結果、互いの信号は打ち消しあい、出力ポート P 3 a a からは信号が出力されない。

【 0 0 6 5 】

一方、出力ポート P 4 a a へは、入力ポート P 1 a a に対して 90°遅れた位相の信号と分岐ポート P 2 a a と同位相の信号とが導かれる。言い換えると、入力信号に対して 90°遅れた位相の信号が P 1 a a から導かれ、また、入力信号に対して 90°遅れた位相の信号が分岐ポート P 2 a a から導かれる。その結果、互いに同位相の信号が合成されて出力ポート P 4 a a から出力される。

つまり、入力ポート P 1 a に B P F 5 3 および 5 5 の通過帯域の R F 信号を入力した場合、入力 R F 信号が出力ポート P 4 a a から出力される。

まとめると、B P F 5 3 および 5 5 の通過帯域の信号は出力ポート P 4 a a から出力され、通過帯域外の R F 信号は分岐ポート P 2 a から出力される。

【 0 0 6 6 】

図 1 1 は、図 1 0 の基本ブロックの周波数特性の例を示すグラフである。B P F 5 3 および 5 5 は、周波数  $f_1$  から  $f_2$  にかけての帯域を通過させる。( a ) は入力を入力ポート P 1 a、出力を分岐ポート P 2 a とするフィルタの周波数特性の例であって、周波数  $f_1$  から  $f_2$  にかけての帯域を阻止する帯域阻止特性を示す。( b ) は入力を入力ポート P 1 a、出力を出力ポート P 4 a a とするフィルタの周波数特性の例であって、周波数  $f_1$  から  $f_2$  にかけての帯域を通過させる帯域通過特性を示す。

【 0 0 6 7 】

これに基づいて、図 1 2 のように、B P F の通過帯域の中心周波数をずらした基本ブロック 5 0 a、5 0 b および 5 0 c をカスケード接続すると、導波管型周波数分配器が実現できる。

図 1 3 は、図 1 2 の周波数分配器 6 0 の各部の信号の周波数特性の例を示すグラフである。( a ) は入力 R F 信号の周波数特性の例である。( b ) は出力ポート P 4 a a からの出力 R F 信号の周波数特性の例である。B P F 5 3 a および 5 5 a の中心周波数は  $F_1$  である。( c ) は出力ポート P 4 b b からの出力 R F 信号の周波数特性の例である。B P F 5 3 b および 5 5 b の中心周波数は  $F_2$  である。( d ) は出力ポート P 4 c c からの出力 R F 信号の周波数特性の例である。B P F 5 3 c および 5 5 c の中心周波数は  $F_3$  である。

従来の周波数分配器では、信号強度も分配され、例えば 3 分配器なら強度も 3 分の 1 ずつになるが、この実施形態の周波数分配器ではそうした本質的なロスがない。

この実施形態の周波数分配器を構成する導波管型 90°ハイブリッドおよび B P F 等は、既にミリ波やサブミリ波帯において実績のあるものを採用することができ、加工が容易で量産に適している。

【 0 0 6 8 】

( 実施の形態 4 )

この実施形態では、実施の形態 3 の導波管型周波数分配器を用いることにより、超伝導ミクサをサイドバンド分離ミクサとして用いる構成について説明する。導波管型周波数分配器を用いることにより、ミリ波やサブミリ波帯における高精度、低損失かつ小型で経年変化のない信頼性の高いシステムが実現できる。

この発明で用いる周波数分配器の基本ブロックは、実施の形態 3 の図 1 0 に示すものである。図 1 0 の基本ブロックでは、入力ポート P 1 a から信号を入力した場合、B P F 5 3 および 5 5 の通過帯域の信号が出力ポート P 4 a a から出力され、それ以外の帯域の信号が分岐ポート P 2 a から出力される(図 1 1 参照)。

【 0 0 6 9 】

図 1 4 は、この実施形態のサイドバンド分離超伝導受信機の構成を示すブロック図である。サイドバンド分離受信機 7 0 は、以下に示す要素から構成されている。

- i) 電波入力ホーン(図 1 4 に示す符号 4 2 )
- ii) 導波管型 90°ハイブリッドカプラ(図 1 4 に示す符号 5 1 d、5 1 e、5 7 d および 5 7 e )
- iii) 導波管型帯域通過フィルタ(図 1 4 に示す B P F 5 3 d、5 3 e、5 5 d、5 5 e、5 6 d および 5 6 e )
- iv) 電波吸収体(図 1 4 に示す符号 5 9 d、5 9 e、7 5 d、7 5 e、7 7 d および 7 7 e )
- v) 超伝導 S I S ミクサ(図 1 4 に示す符号 7 1 d および 7 1 e )
- vi) 導波管型帯域阻止フィルタ(図 1 4 に示す B S F 7 3 d および 7 3 e )
- vii) L O カプラ 7 8 d および 7 8 e

【 0 0 7 0 】

ここで周波数分配器 5 0 d の B P F 5 3 d および 5 5 d の中心周波数を U S B 信号の中心周波数と一致させるように設計し、周波数分配器 5 0 e の B P F 5 3 e および 5 5 e の中心周波数を L S B 信号の中心周波数と一致するように設計する。すると U S B の周波数帯の信号は選択的に超伝導ミクサ 7 1 d に伝送され、L S B の周波数帯の信号は選択的に

10

20

30

40

50

超伝導ミクサ 7 1 e に伝送される。超伝導ミクサに信号を供給するためには、伝送線路中でその信号を反射させるバックショートと呼ばれる機構が必要である。この実施形態では、超伝導ミクサ 7 1 d および 7 1 e の後にそれらの信号を反射できるように阻止帯域を設計した B S F 7 3 d および 7 3 e をそれぞれ配置し、バックショートとしている。

#### 【 0 0 7 1 】

また超伝導ミクサ 7 1 d および 7 1 e には局部発信信号 ( L O 信号 ) を入力する必要がある。図 1 4 で、L O 信号は局部発振器 7 9 から出力される。そして、R F 信号が入力される側と反対の側から、局部発振器 7 9 からの L O 信号が L O カプラ 7 8 d および 7 8 e を介して超伝導ミクサ 7 1 d および 7 1 e にそれぞれ入力される。

受信信号に対し、L O 信号の周波数は中間周波数信号 I F の帯域分だけずらされている。このために L O 信号は、B S F 7 3 d および 7 3 e によって阻止されることなく超伝導ミクサ 7 1 d および 7 1 e へ向かう。L O 信号を超伝導ミクサ 7 1 d および 7 1 e に給電するためには、やはりバックショートが必要になるところ、B P F 5 6 d および 5 6 e の通過帯域は L O 信号の周波数と異なっている。そのため、L O 信号は、B P F 5 6 d および 5 6 e によって反射される。結果的に B P F 5 6 d および 5 6 e は L O 信号に対するバックショートとして見る事ができる。

#### 【 0 0 7 2 】

図 1 5 は、図 1 4 のサイドバンド分離受信機 7 0 の各部の信号の周波数特性の例を示すグラフである。( a ) は入力ポート P 1 d の入力 R F 信号の周波数特性の例である。( b ) は B P F 5 6 d からの出力 R F 信号、即ち超伝導ミクサ 7 1 d への入力信号の周波数特性の例である。B P F 5 3 d および 5 5 d の中心周波数は  $F_U$  である。( c ) は B P F 5 6 e からの出力 R F 信号、即ち超伝導ミクサ 7 1 e への入力信号の周波数特性の例である。B P F 5 3 e および 5 5 e の中心周波数は  $F_L$  である。

#### 【 0 0 7 3 】

この構成により、超伝導ミクサ 7 1 d では、U S B 信号のみのヘテロダイン受信が行われ、超伝導ミクサ 7 1 e では L S B 信号のみがヘテロダイン受信される。すなわち両サイドバンドが分離できる。

図 1 4 の回路を組むことにより、従来のように 2 つの超伝導ミクサをバランスさせることなくサイドバンド分離受信機が実現できる。

この実施形態の周波数分配器を構成する導波管型  $90^\circ$  ハイブリッドおよび B P F 等は、既にミリ波やサブミリ波帯において実績のあるものを採用することができ、加工が容易で量産に適している。

導波管型イメージリジエクションフィルタは反射電力を  $-20$  d B 以上にすることが容易に可能なため、サイドバンド比  $20$  d B 以上を実現できる。

#### 【 0 0 7 4 】

ミリ波・サブミリ波領域は、電波天文学の重要な領域である。また近年、オゾン等の大気微量分子の観測でも受信機開発が精力的に進められている。ミリ波・サブミリ波領域では、超伝導ミクサを用いた受信機が最も高感度な受信機として広く使用されているが、サイドバンドを分離して S S B 化する方式は従来より行われてきた方法に限られていた。この発明はこれに対して全く独創的であり、達成される性能も抜きん出ている。

#### 【 0 0 7 5 】

前述した実施の形態の他にも、この発明について種々の変形例があり得る。それらの変形例は、この発明の範囲に属しないと解されるべきものではない。この発明には、請求の範囲と均等の意味および前記範囲内のすべての変形とが含まれるべきである。

#### 【 符号の説明 】

#### 【 0 0 7 6 】

1 1 , 1 0 0 : イメージリジエクションフィルタ、 1 3 , 1 3 a , 1 3 b :  $90^\circ$  ハイブリッドカプラ、 1 5 , 1 7 : B P F、 1 9 , 2 1 : 電波吸収体、 2 3 : 屈曲部、 3 1 , 3 3 : 導波管ブロック、 4 0 : 片サイドバンド受信機、 4 1 , 4 2 : 電波入力ホーン、 4 3 : 局部発振器、 4 5 , 7 8 d , 7 8 e : L O カプ

10

20

30

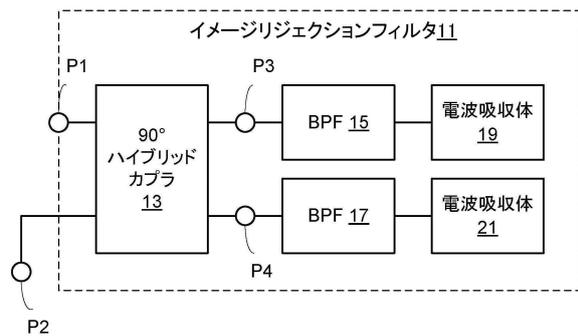
40

50

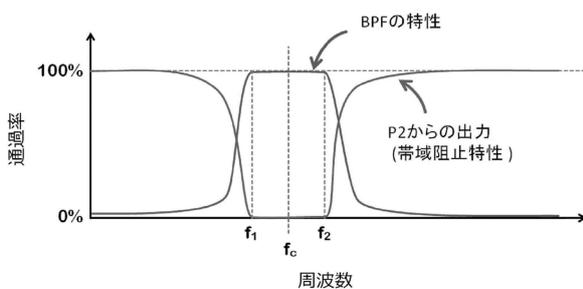
ラ、 47 : 電波吸収体、 49 : 超伝導ミキサ、 50, 50a, 50b, 50c, 50d, 50e : 基本ブロック、 51, 51a, 51b, 51c, 51d, 51e, 57, 57a, 57b, 57c, 57d, 57e : 90°ハイブリッドカップラ、 53, 53a, 53b, 53c, 53d, 53e, 55, 55a, 55b, 55c, 55d, 55e, 56d, 56e : BPF、 59, 59a, 59b, 59c, 59d, 59e, 75d, 75e, 77d, 77e : 電波吸収体、 60 : 周波数分配器、 70 : サイドバンド分離受信機、 71d, 71e : 超伝導ミキサ、 73d, 73e : BSF、 79 : 局部発振器、 101 : 主線路、 103 : 共振器、 105 : アイリスP1, P1a, P1aa, P1b, P1bb, P1c, P1cc, P1d, P1dd, P1e, P1ee : 入力ポート  
P2, P2a, P2aa, P2b, P2bb, P2c, P2cc, P2d, P2dd, P2e, P2ee : 分岐ポート  
P3, P3a, P3aa, P3b, P3bb, P3c, P3cc, P3d, P3dd, P3e, P3ee, P4, P4a, P4aa, P4b, P4bb, P4c, P4cc, P4d, P4dd, P4e, P4ee : 出力ポート

10

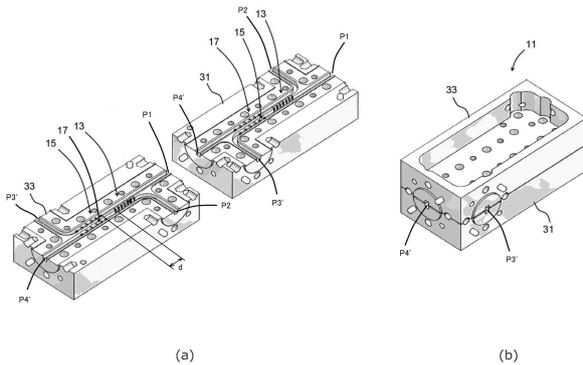
【図1】



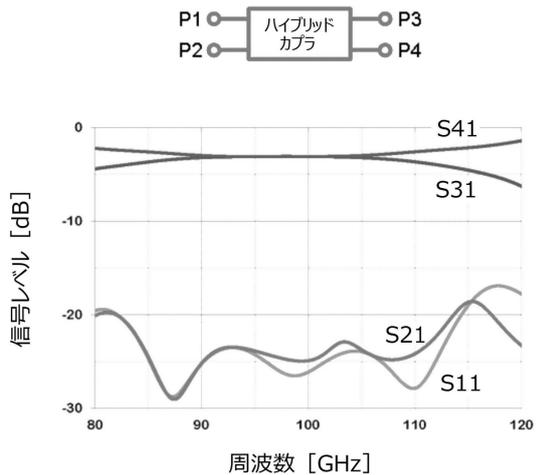
【図2】



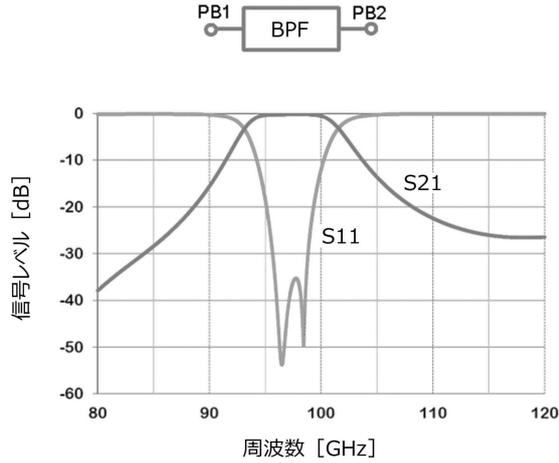
【図3】



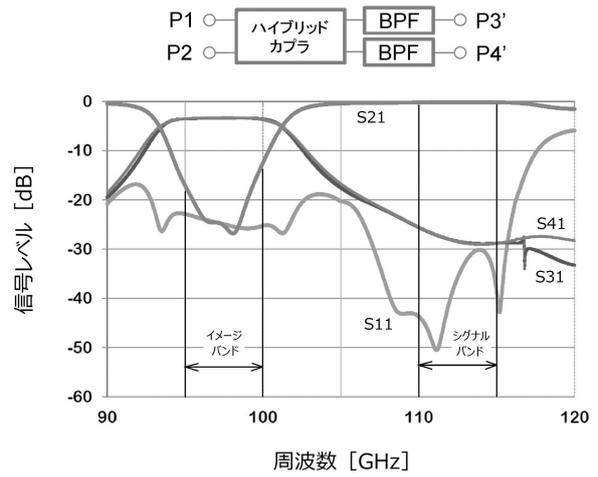
【図4】



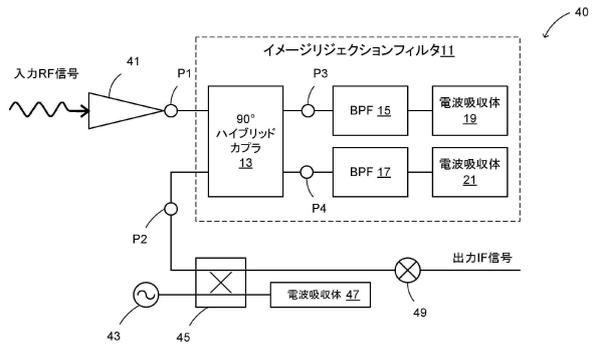
【図5】



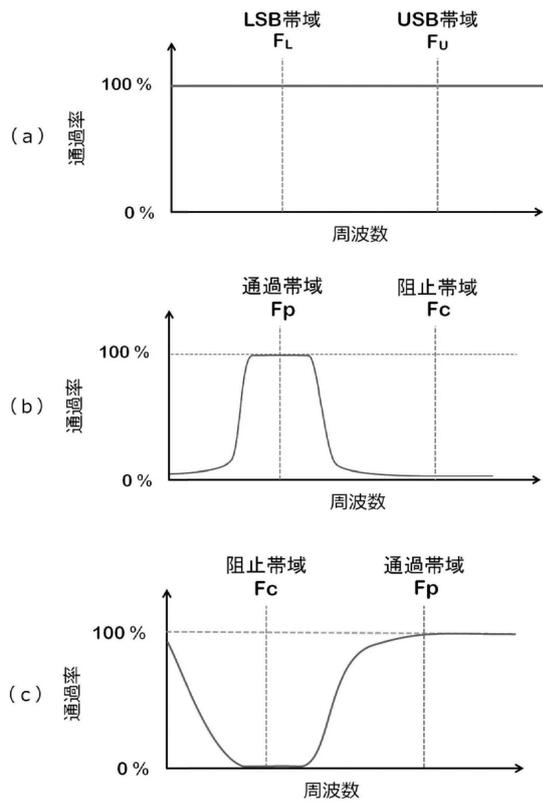
【図6】



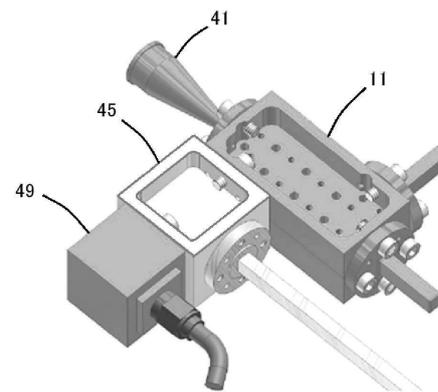
【図7】



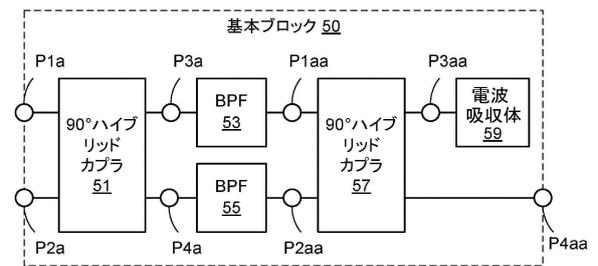
【図8】



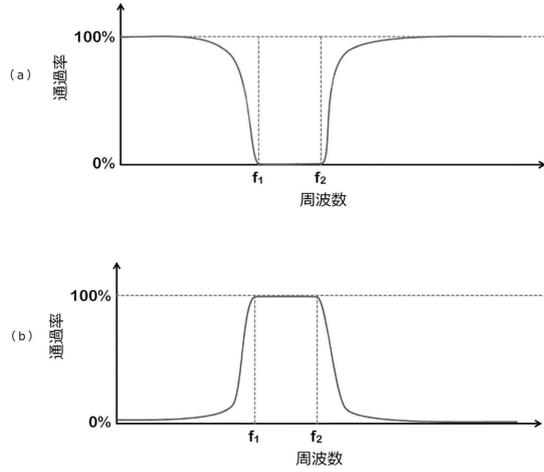
【図9】



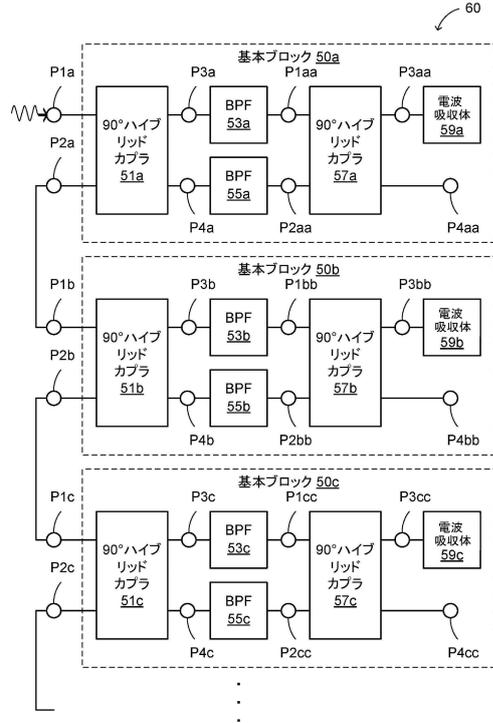
【図10】



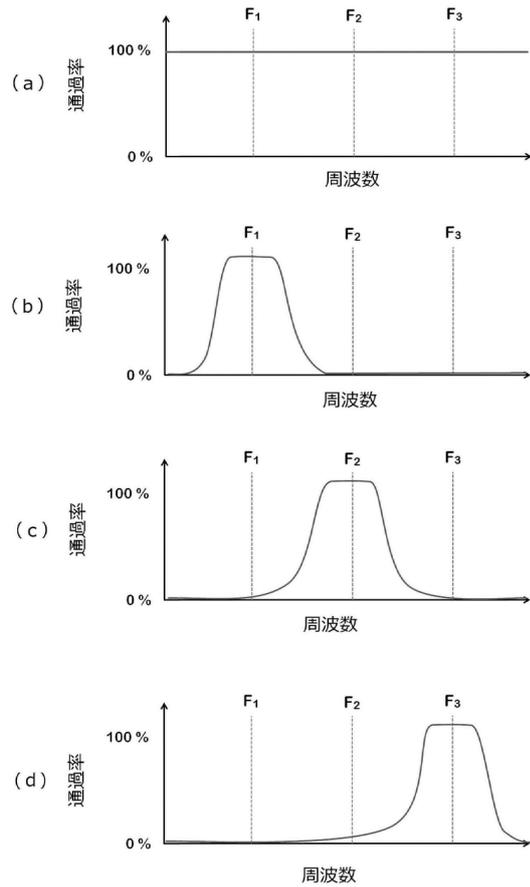
【図11】



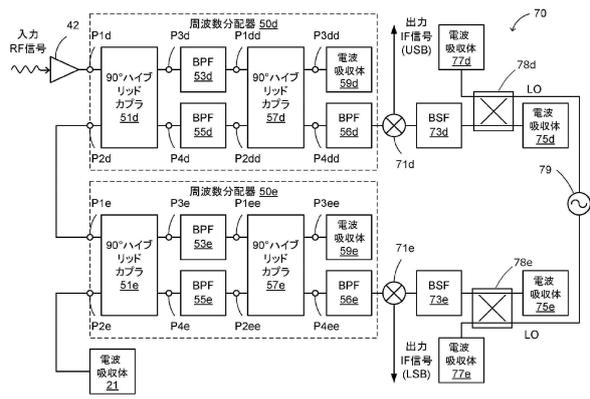
【図12】



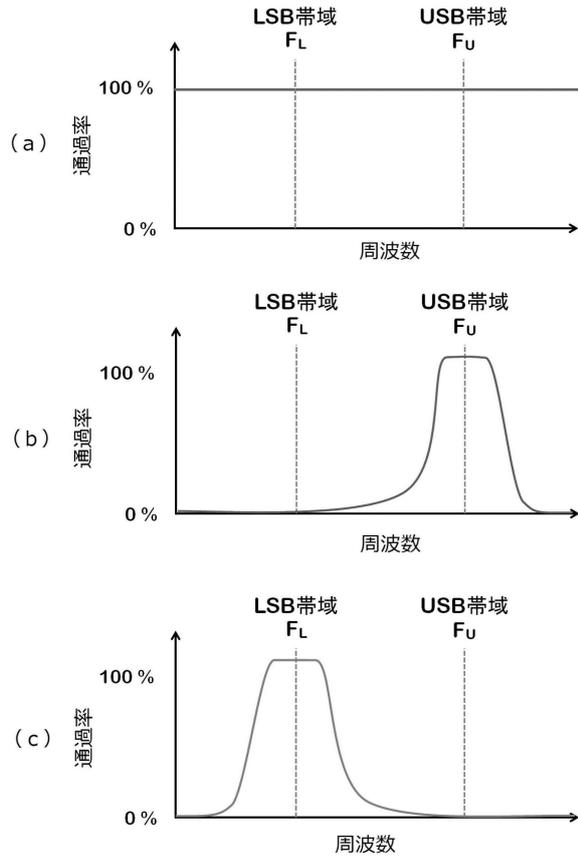
【図13】



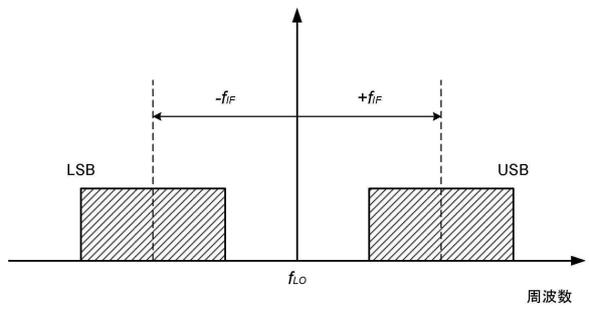
【図14】



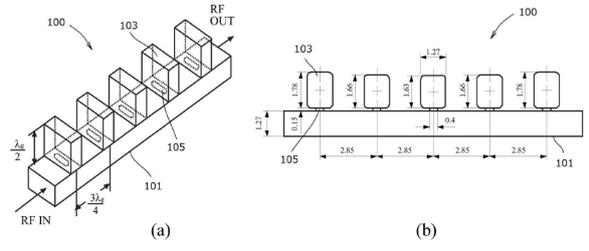
【図15】



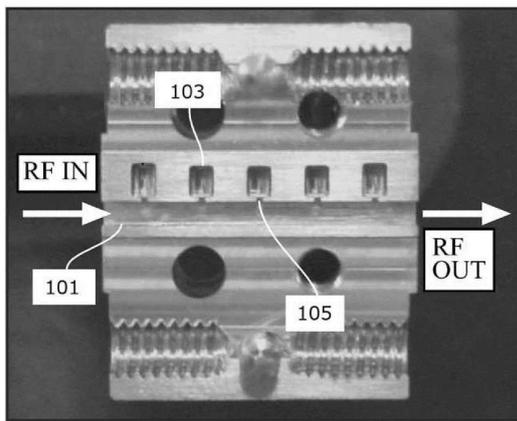
【図16】



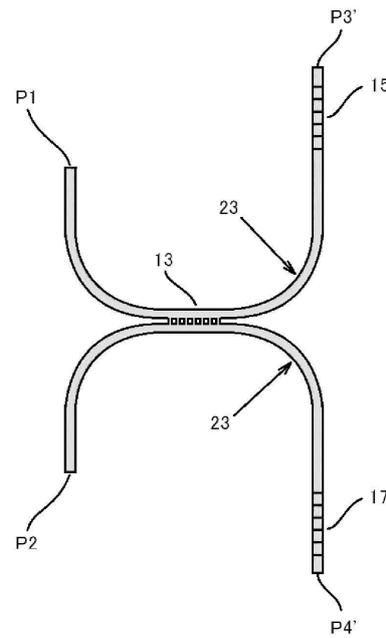
【図17】



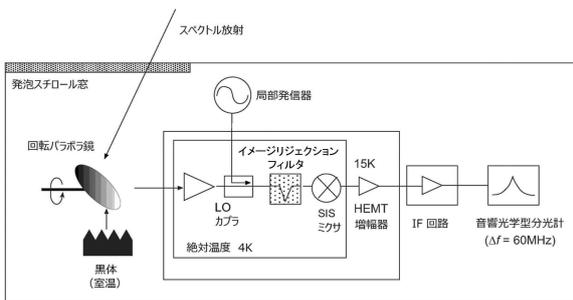
【図18】



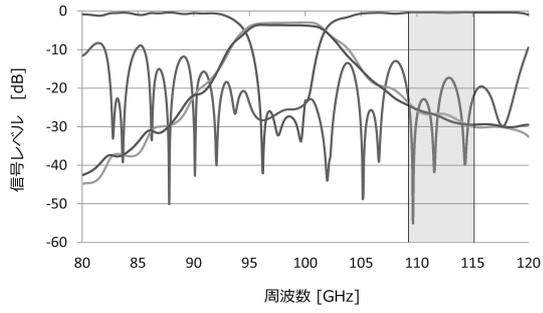
【図20】



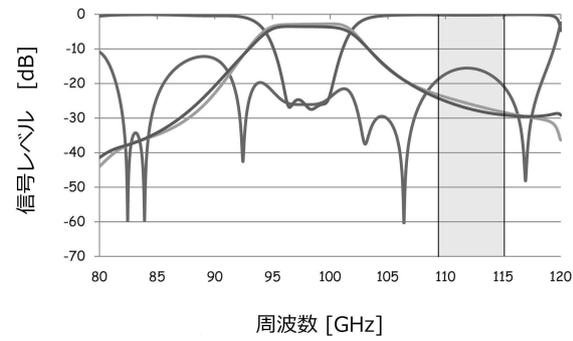
【図19】



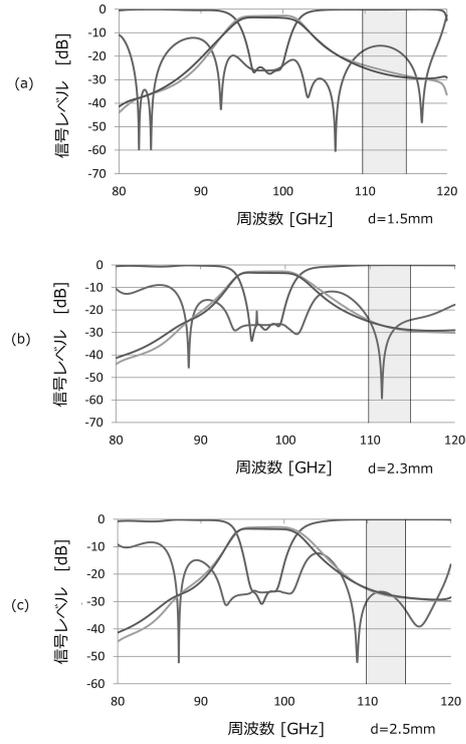
【図 2 1】



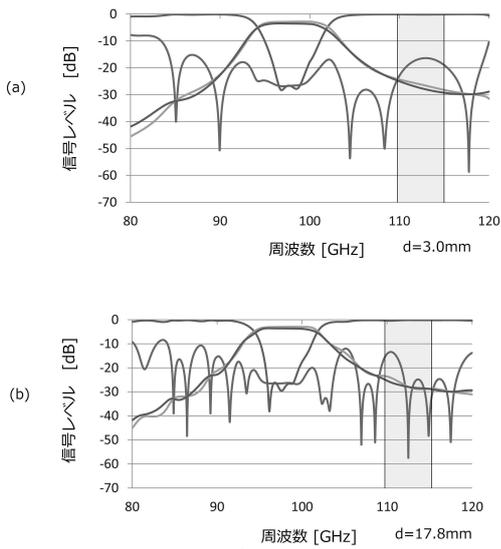
【図 2 2】



【図 2 3】



【図 2 4】



---

フロントページの続き

- (72)発明者 小川 英夫  
大阪府堺市中区学園町1番1号 公立大学法人大阪府立大学内
- (72)発明者 浅山 信一郎  
東京都三鷹市大沢2-21-1 国立天文台チリ観測所ALMA室

審査官 岸田 伸太郎

- (56)参考文献 仏国特許出願公開第2346868(FR, A1)  
米国特許第3056096(US, A)  
特開2007-208350(JP, A)  
特開2002-050909(JP, A)  
米国特許出願公開第2011/0080229(US, A1)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- |      |       |
|------|-------|
| H01P | 1/207 |
| H01P | 1/213 |
| H04B | 1/26  |