

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2013-165389

(P2013-165389A)

(43) 公開日 平成25年8月22日(2013.8.22)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO 1 P 1/203 (2006.01)	HO 1 P 1/203	5 J 0 0 6
HO 2 J 17/00 (2006.01)	HO 2 J 17/00	A
HO 1 P 7/08 (2006.01)	HO 1 P 7/08	

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2012-27271 (P2012-27271)
 (22) 出願日 平成24年2月10日 (2012.2.10)

(71) 出願人 000004226
 日本電信電話株式会社
 東京都千代田区大手町二丁目3番1号
 (74) 代理人 110001634
 特許業務法人 志賀国際特許事務所
 (74) 代理人 100064908
 弁理士 志賀 正武
 (74) 代理人 100108453
 弁理士 村山 靖彦
 (74) 代理人 100141139
 弁理士 及川 周
 (71) 出願人 504132272
 国立大学法人京都大学
 京都府京都市左京区吉田本町36番地1

最終頁に続く

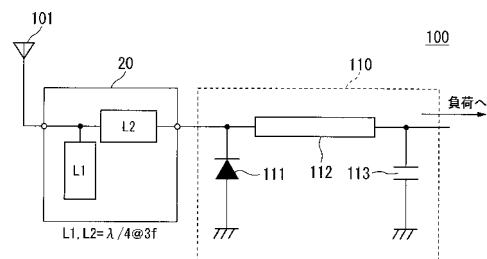
(54) 【発明の名称】 レクテナ装置

(57) 【要約】

【課題】ミリ波等の高周波において変換効率を向上させるレクテナ装置を提供する。

【解決手段】レクテナ装置100は、受信した電波の周波数に応じた信号を出力するアンテナ101と、アンテナ101が出力する信号に対して帯域制限をして出力するフィルタ20と、フィルタ20の出力を整流する整流回路110とを具備し、フィルタ20は、アンテナ101が受信する電波に含まれる基本波の奇数次の高調波における波長の4分の1の長さを有する線路を備える。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

受信した電波の周波数に応じた信号を出力するアンテナと、
前記アンテナが出力する信号に対して帯域制限をして出力するフィルタと、
前記フィルタの出力を整流する整流回路と
を具備し、

前記フィルタは、

前記アンテナが受信する電波に含まれる基本波の奇数次の高調波における波長の 4 分の 1 の長さを有する線路を備える
ことを特徴とするレクテナ装置。

10

【請求項 2】

請求項 1 に記載のレクテナ装置であって、

前記線路は、第 1 の線路と第 2 の線路とを含み、

前記第 1 の線路は、一端が前記フィルタの入力端に接続され、他端が前記フィルタの出力端に接続され、

前記第 2 の線路は、一端が前記フィルタの入力端に接続され、他端が開放端になっている

ことを特徴とするレクテナ装置。

【請求項 3】

請求項 1 又は請求項 2 のいずれかに記載のレクテナ装置であって、

前記線路は、

前記基本波に対して 3 次の高調波における波長の 4 分の 1 の長さである

ことを特徴とするレクテナ装置。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、レクテナ装置に関する。

【背景技術】

【0002】

マイクロ波無線電力電送に用いられるレクテナ（受電整流アンテナ：Rectifying antenna）は、1960年代に発明されて以来、様々な方式のレクテナが開発され、公表されてきた。レクテナは、整流回路部とアンテナ部とに分かれる。既発表のレクテナ整流回路は、基本となるシングルシャント整流回路と、それ以外の整流回路に大別される。

30

シングルシャント整流回路は、1つのダイオード、 $g/4$ 線路、及びキャパシタで構成された出力フィルタと、入力低域通過フィルタとで構成される。シングルシャント整流回路は、出力フィルタで高調波合成を行うことで理論効率100%を実現する整流回路である。

【0003】

図8は、シングルシャント整流回路を用いたレクテナ装置900の等価回路を示す図である。同図に示すように、レクテナ装置900は、電波を受信するアンテナ901と、入力低域通過フィルタ902と、シングルシャント整流回路910とを具備している。シングルシャント整流回路910は、ダイオード911、及び、 $g/4$ 線路912とキャパシタ913とを有する出力フィルタを備えている。シングルシャント整流回路910において、ダイオード911は、アノードが接地され、カソードが入力低域通過フィルタ902の出力端に接続されている。 $g/4$ 線路912は、アンテナ901で受信する基本波の4分の1の波長に対応する長さの線路で構成され、一端がダイオード911のカソードに接続され、他端が負荷（不図示）に接続されている。キャパシタ913は、一端が接地され、他端が $g/4$ 線路912の他端に接続されている。

40

アンテナ901は、入力低域通過フィルタ902の入力端に接続されている。入力低域通過フィルタ902は、アンテナ901が受信した信号のうち、予め定められた周波数帯

50

域の信号を通過させてシングルシャント整流回路 910 に出力する。シングルシャント整流回路 910 は、入力された信号を整流して負荷に出力する。

【0004】

図 9 は、異なるシングルシャント整流回路を用いたレクテナ装置 920 の等価回路を示す図である。同図に示すように、レクテナ装置 920 は、アンテナ 921 と、高周波チョーク 922 と、スイッチング素子 923 と、入力低域通過フィルタ 930 と、共振回路 940 とを具備している。レクテナ装置 920 には、負荷 950 が接続されている。ここでは、スイッチング素子 923 として FET (Field Effective Transistor: 電界効果トランジスタ) を用いて構成する場合について説明する。

アンテナ 921 は、スイッチング素子 923 のドレインに接続されている。スイッチング素子 923 は、ソースが接地され、ドレインが高周波チョーク 922 を介して電源電圧 V_{dd} に接続されている。入力低域通過フィルタ 930 は、キャパシタ 931 と、 $g/4$ 線路 932 とを備えている。キャパシタ 931 は、一端がアンテナ 921 に接続され、他端が $g/4$ 線路 932 の一端に接続されている。 $g/4$ 線路 932 は、アンテナ 921 で受信する基本波の 4 分の 1 の波長に対応する長さの線路で構成され、他端が共振回路 940 及び負荷 950 に接続されている。共振回路 940 は、インダクタ 941 と、キャパシタ 942 とを備えている。インダクタ 941 とキャパシタ 942 とは、並列に接続され、それぞれの一端が $g/4$ 線路 932 及び負荷 950 に共通接続され、それぞれの他端が共に接地されている。すなわち、共振回路 940 は LC 共振回路であり、予め定められた周波数 (基本波の周波数) において共振する。

スイッチング素子 923 のドレイン側から入力低域通過フィルタ 930 を介してみると、偶数次高調波に対して短絡回路になり、奇数次高調波に対して開放回路となる。このため、スイッチング素子 923 に十分なバイアスを与え、アンテナ 921 から高周波信号が入力されると、ドレインの電圧波形が基本波と偶数次高調波とからなる半波整流波形になる。

【0005】

また、特許文献 1 に記載されている技術では、レクテナ装置においてシングルシャント整流回路の基本構成であるダイオード、 $g/4$ 線路、及びキャパシタのうち、 $g/4$ 線路の線路長を $g/22.5$ から $g/14$ の範囲にすることで最適化をし、弱いマイクロ波強度における高効率化が図られている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献 1】特開 2007 - 116515 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

しかしながら、特許文献 1 に記載されている技術のシングルシャント整流回路では、容量の大きなキャパシタが必要である。そのため、使用するキャパシタの容量によっては、周波数の増加に伴いインピーダンスが大きくなり、ミリ波等の高周波において理想的なキャパシタとして動作することが難しくなる。その結果、ミリ波等の高周波に対して、整流回路における変換効率が下がるという問題があった。

【0008】

本発明は、上記問題を解決すべくなされたもので、その目的は、ミリ波等の高周波において変換効率を向上させるレクテナ装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0009】

上記問題を解決するために、本発明は、受信した電波の周波数に応じた信号を出力するアンテナと、前記アンテナが出力する信号に対して帯域制限をして出力するフィルタと、前記フィルタの出力を整流する整流回路とを具備し、前記フィルタは、前記アンテナが受

10

20

30

40

50

信する電波に含まれる基本波の奇数次の高調波における波長の4分の1の長さを有する線路を備えることを特徴とするレクテナ装置である。

【0010】

また、本発明は、上記に記載の発明において、前記線路は、第1の線路と第2の線路とを含み、前記第1の線路は、一端が前記フィルタの入力端に接続され、他端が前記フィルタの出力端に接続され、前記第2の線路は、一端が前記フィルタの入力端に接続され、他端が開放端になっていることを特徴とする。

【0011】

また、本発明は、上記に記載の発明において、前記線路は、前記基本波に対して3次の高調波における波長の4分の1の長さであることを特徴とする。

10

【発明の効果】

【0012】

この発明によれば、整流回路に入力する信号に含まれる奇数次高調波を抑圧することにより、増幅する基本波及び偶数次高調波を合成した信号に対する影響を抑圧することができ、整流回路における変換効率を向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【0013】

【図1】実施形態におけるシングルシャント整流回路を用いたレクテナ装置100の等価回路を示す図である。

【図2】実施形態における入力低域通過フィルタ20の構成例を示す図である。

20

【図3】実施形態における入力低域通過フィルタ20の通過特性を示す図である。

【図4】レクテナ装置900において入力低域通過フィルタ10を用いた場合と、レクテナ装置100との特性を示す図である。

【図5】比較例における入力低域通過フィルタ10の構成例を示す図である。

【図6】入力低域通過フィルタ10の通過特性を示す図である。

【図7】レクテナ装置900において、入力低域通過フィルタを用いない場合と、入力低域通過フィルタ10を用いた場合との特性を示す図である。

【図8】シングルシャント整流回路を用いたレクテナ装置900の等価回路を示す図である。

【図9】シングルシャント整流回路を用いたレクテナ装置920の等価回路を示す図である。

30

【発明を実施するための形態】

【0014】

[比較例]

「背景技術」において説明したレクテナ装置における入力低域通過フィルタは、高周波の通過特性を悪くして、高周波の信号を通過させないようにすることで実現されている。このとき、高周波におけるインピーダンス特性が劣化しないように、キャパシタを用いない入力低域通過フィルタを用いることが考えられる。その例を以下に示す。

【0015】

例えば、図5は、比較例における入力低域通過フィルタ10の構成例を示す図である。同図に示すように入力低域通過フィルタ10は、入力端子としてのPort1と、出力端子としてのPort2と、Port1とPort2との間に設けられた分布定数線路L1とを備えている。入力低域通過フィルタ10は、レクテナ装置が受信する信号のうち予め定められている基本波の周波数に対して3倍の周波数を有する3次の高調波を抑圧して出力するバンドエリミネーションフィルタ(Band Elimination Filter: BEF)である。分布定数線路L1は、3次の高調波の波長(λ_{3f})の4分の1($1/4$)の長さを有するオープンスタブで構成されている。例えば、分布定数線路L1は、3次の高周波において、誘電体内波長が4分の1の長さとなる線路を用いて形成する。

40

【0016】

図6は、図5に示した入力低域通過フィルタ10の通過特性を示す図である。図6(a)

50

)は、入力低域通過フィルタ10のインサクションロス(挿入損失)及びリターンロス(反射損失)を示すグラフである。同図において、横軸は周波数[GHz]を示し、縦軸は損失[dB]を示している。図6(b)は、入力低域通過フィルタ10のインピーダンス特性を示すグラフである。同図において、横軸は周波数[GHz]を示し、縦軸はインピーダンス[]を示している。同図に示されるように、入力低域通過フィルタ10は、3次の高調波(72[GHz])の帯域の成分を抑圧する特性を有している。また、入力低域通過フィルタ10は、3次の高調波におけるインピーダンスが他の帯域に比べ低くなっている。

【0017】

ここで、図8に示したレクテナ装置900において、入力低域通過フィルタを用いない場合と、入力低域通過フィルタ902として図5に示した入力低域通過フィルタ10を用いた場合とについて比較した結果を以下に示す。

図7は、レクテナ装置900において、入力低域通過フィルタを用いない場合と、入力低域通過フィルタ10を用いた場合との特性を示す図である。図7(a)は入力低域通過フィルタを用いない場合におけるダイオード電圧及びダイオード電流を示すグラフである。同図において、横軸は時間[ps]を示し、縦軸は電圧[V]及び電流値[mA]を示している。図7(b)は入力低域通過フィルタを用いない場合におけるダイオード電流の周波数特性を示すグラフである。同図において、横軸は周波数[GHz]を示し、縦軸はダイオード電流の振幅[A]を示している。

図7(c)は入力低域通過フィルタ10を用いた場合におけるダイオード電圧及びダイオード電流を示すグラフである。同図において、横軸は時間[ps]を示し、縦軸は電圧[V]及び電流値[mA]を示している。図7(d)は入力低域通過フィルタ10を用いた場合におけるダイオード電流の周波数特性を示すグラフである。同図において、横軸は周波数[GHz]を示し、縦軸はダイオード電流の振幅[A]を示している。

【0018】

図7に示されるように、3次の高調波を抑圧させるために入力低域通過フィルタ10を用いた場合、入力低域通過フィルタを用いない場合よりもダイオード電流に含まれる3次の高調波成分が増加し、その結果、変換効率が低下してしまうことが判明した。

【0019】

[本発明に係る実施形態]

比較例における比較結果を踏まえて、高調波に対するインピーダンスを考慮して、入力低域通過フィルタを構成することを検討し、レクテナ装置を構成した。

【0020】

図1は、本発明に係る実施形態におけるシングルシャント整流回路を用いたレクテナ装置100の等価回路を示す図である。同図に示すように、レクテナ装置100は、電波を受信するアンテナ101と、入力低域通過フィルタ20と、シングルシャント整流回路110とを具備している。シングルシャント整流回路110は、ダイオード111、及び、 $g/4$ 線路112とキャパシタ113とを有する出力フィルタを備えている。シングルシャント整流回路110において、ダイオード111は、アノードが接地され、カソードが入力低域通過フィルタ20の出力端に接続されている。 $g/4$ 線路112は、アンテナ101で受信する基本波の4分の1の波長に対応する長さの線路で構成され、一端がダイオード111のカソードに接続され、他端が負荷(不図示)に接続されている。キャパシタ113は、一端が接地され、他端が $g/4$ 線路112の他端に接続されている。

【0021】

アンテナ101は、入力低域通過フィルタ20の入力端に接続されている。入力低域通過フィルタ20は、アンテナ101が受信した信号のうち、予め定められた周波数帯域の信号を通過させてシングルシャント整流回路110に出力する。シングルシャント整流回路110は、入力された信号を整流して負荷に出力する。

ここで、本実施形態におけるレクテナ装置100の特徴は、レクテナ装置100が受信する信号のうち予め定められている基本波の奇数次の高調波における波長の4分の1の長

10

20

30

40

50

さを有する線路を入力低域通過フィルタ 2 0 が備えることにある。

【 0 0 2 2 】

図 2 は、本実施形態における入力低域通過フィルタ 2 0 の構成例を示す図である。同図に示すように、入力低域通過フィルタ 2 0 は、入力端子としての P o r t 1 と、出力端子としての P o r t 2 と、分布定数線路 L 1 及び L 2 とを備えている。入力低域通過フィルタ 2 0 は、入力低域通過フィルタ 1 0 と同様に、レクテナ装置 1 0 0 が受信する信号のうち予め定められている基本波の周波数に対して 3 倍の周波数を有する 3 次の高調波を抑圧して出力するバンドエリミネーションフィルタである。

分布定数線路 L 2 は、一端が P o r t 1 に接続され、他端が P o r t 2 に接続されている。分布定数線路 L 1 は、一端が P o r t 1 と分布定数線路 L 2 との間に接続され、他端が開放端となっているオープンスタブである。分布定数線路 L 1 及び L 2 は、ダイオード電流における奇数次の高調波成分を抑圧して、高調波成分を含む整流波形に乱れない理想の波形に近づくように設けられている。例えば、分布定数線路 L 1 及び L 2 は、インピーダンスが 3 次の高調波の周波数において誘電体内波長の 4 分の 1 の長さとなる線路で構成されている。

10

【 0 0 2 3 】

図 3 は、本実施形態における入力低域通過フィルタ 2 0 の通過特性を示す図である。図 3 (a) は、入力低域通過フィルタ 2 0 のインサーションロス及びリターンロスを示すグラフである。同図において、横軸は周波数 [G H z] を示し、縦軸は損失 [d B] を示している。図 3 (b) は、入力低域通過フィルタ 2 0 のインピーダンス特性を示すグラフである。同図において、横軸は周波数 [G H z] を示し、縦軸はインピーダンス [] を示している。同図に示されるように、入力低域通過フィルタ 2 0 は、3 次の高調波 (7 2 [G H z]) の帯域の成分を抑圧する特性を有している。また、入力低域通過フィルタ 2 0 は、3 次の高調波におけるインピーダンスが他の帯域に比べ高くなっている。

20

【 0 0 2 4 】

ここで、図 8 に示したレクテナ装置 9 0 0 において比較例の入力低域通過フィルタ 1 0 を用いた場合と、本実施形態におけるレクテナ装置 1 0 0 とを比較した結果を以下に示す。

図 4 は、レクテナ装置 9 0 0 において入力低域通過フィルタ 1 0 を用いた場合と、レクテナ装置 1 0 0 との特性を示す図である。図 4 (a) は入力低域通過フィルタ 1 0 を用いた場合におけるダイオード電圧及びダイオード電流を示すグラフである。同図において、横軸は時間 [p s] を示し、縦軸は電圧 [V] 及び電流値 [m A] を示している。図 4 (b) は入力低域通過フィルタ 1 0 を用いた場合におけるダイオード電流の周波数特性を示すグラフである。同図において、横軸は周波数 [G H z] を示し、縦軸はダイオード電流の振幅 [A] を示している。

30

図 4 (c) はレクテナ装置 1 0 0 におけるダイオード電圧及びダイオード電流を示すグラフである。同図において、横軸は時間 [p s] を示し、縦軸は電圧 [V] 及び電流値 [m A] を示している。図 4 (d) はレクテナ装置 1 0 0 におけるダイオード電流の周波数特性を示すグラフである。同図において、横軸は周波数 [G H z] を示し、縦軸はダイオード電流の振幅 [A] を示している。

40

【 0 0 2 5 】

図 4 に示されるように、3 次の高調波に対してインピーダンスを高くした入力低域通過フィルタ 2 0 を用いた場合、ダイオード電流において 3 次の高調波に対応する電流が抑圧されていることが分かる。すなわち、本実施形態における入力低域通過フィルタ 2 0 を用いて整流回路に入力される信号に含まれる 3 次の高調波を抑圧することにより、整流回路において基本波及び偶数次の高調波を合成することにより増幅して得られる信号に対する影響を低減することができ、変換効率を向上させることができる。

なお、図 9 において示したレクテナ装置 9 2 0 において、入力低域通過フィルタ 2 0 を用いるようにしてもよい。この場合、入力低域通過フィルタ 9 3 0 に替えて、入力低域通過フィルタ 2 0 を用い、入力低域通過フィルタ 2 0 の入力端子をスイッチング素子 9 2 3

50

のドレイン、アンテナ 9 2 1、高周波チョーク 9 2 2 接続し、出力端を共振回路 9 4 0 及び負荷 9 5 0 に接続する。

【 0 0 2 6 】

なお、上述の実施形態において、分布定数線路 L 1 及び L 2 の線路長を 3 次の高調波の 4 分の 1 の長さにする構成について説明したが、これに限ることなく、奇数次の高調波の 4 分の 1 の長さにするようにしてもよい。

また、上述の実施形態において、入力低域通過フィルタ 2 0 が 3 次の高調波を抑圧する構成について説明したが、3 次及び 5 次の高調波を抑圧する構成としてもよいし、複数の奇数次の高調波を抑圧する構成としてもよい。

【符号の説明】

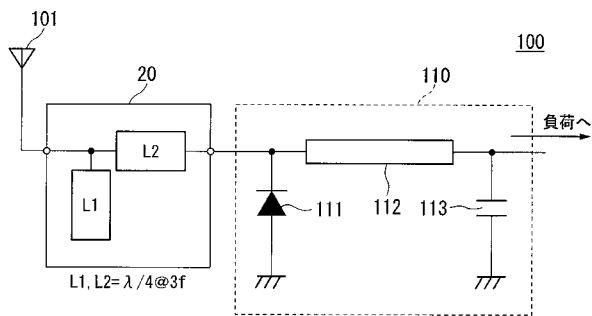
10

【 0 0 2 7 】

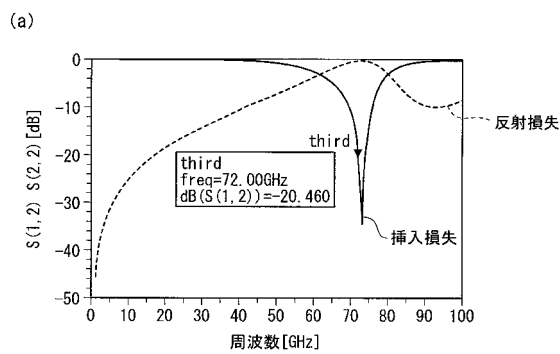
- 1 0 , 2 0 ... 入力低域通過フィルタ (フィルタ)
- 1 0 0 , 9 0 0 , 9 2 0 ... レクテナ装置
- 1 0 1 , 9 0 1 , 9 2 1 ... アンテナ
- 9 0 2 , 9 3 0 ... 入力低域通過フィルタ
- 1 1 0 , 9 1 0 ... シングルシャント整流回路
- 1 1 1 , 9 1 1 ... ダイオード
- 1 1 2 , 9 1 2 , 9 3 2 ... 線路
- 1 1 3 , 9 1 3 , 9 3 1 ... キャパシタ
- 9 2 2 ... 高周波チョーク
- 9 2 3 ... スイッチング素子
- 9 4 0 ... 共振回路
- 9 4 1 ... インダクタ
- 9 4 2 ... キャパシタ
- 9 5 0 ... 負荷
- L 1 , L 2 ... 分布定数線路

20

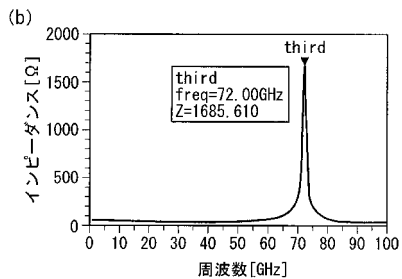
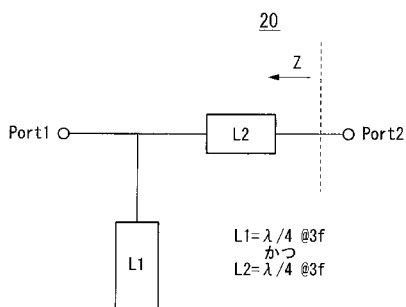
【 図 1 】



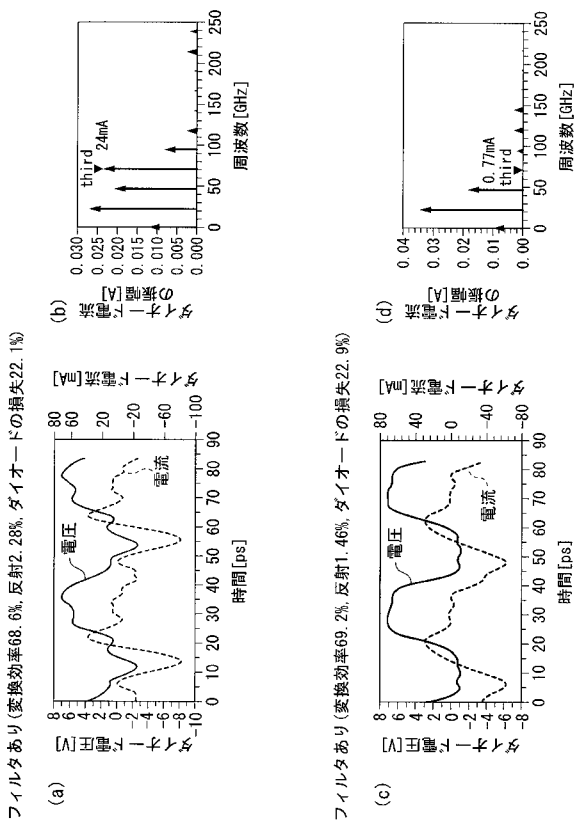
【 図 3 】



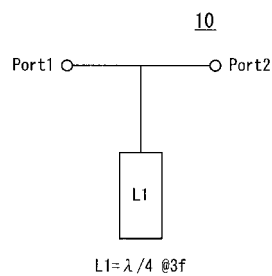
【 図 2 】



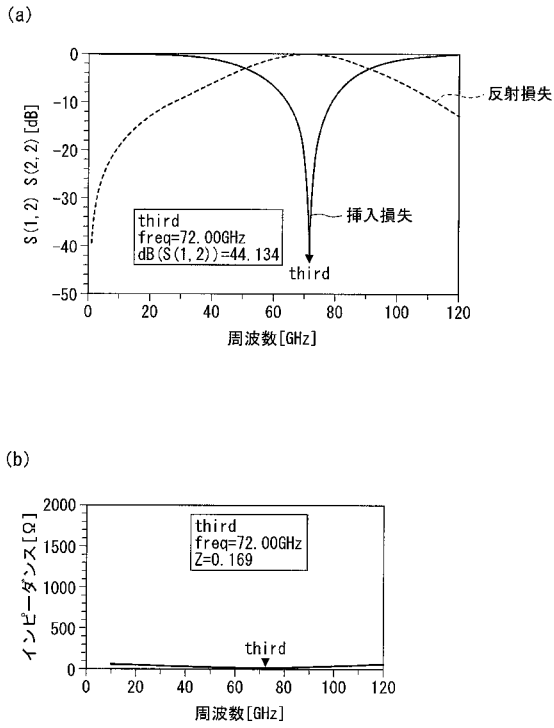
【 図 4 】



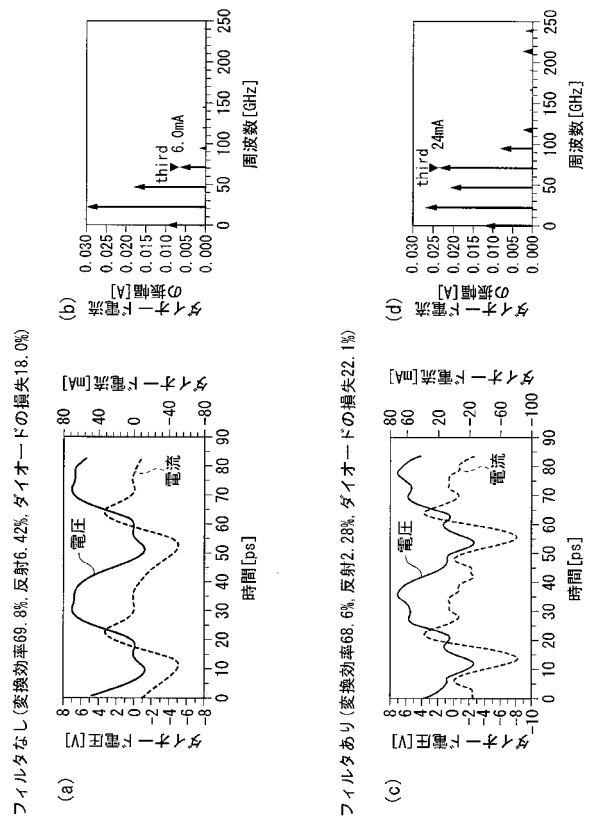
【 図 5 】



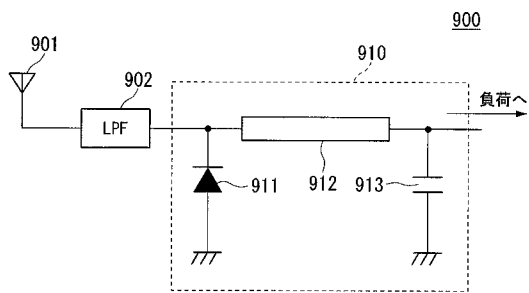
【 図 6 】



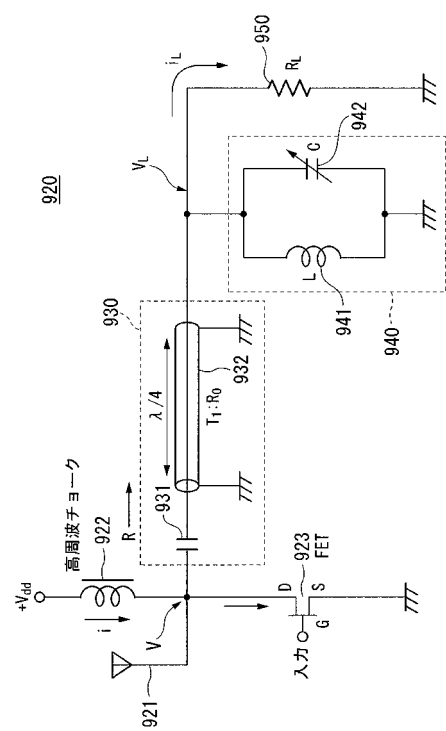
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



フロントページの続き

(74)代理人 100064908

弁理士 志賀 正武

(74)代理人 100108453

弁理士 村山 靖彦

(74)代理人 100141139

弁理士 及川 周

(72)発明者 西川 健二郎

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日本電信電話株式会社内

(72)発明者 関 智弘

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日本電信電話株式会社内

(72)発明者 篠原 真毅

京都府宇治市五ヶ庄 国立大学法人京都大学生存圏研究所内

(72)発明者 波多野 健

京都府宇治市五ヶ庄 国立大学法人京都大学生存圏研究所内

Fターム(参考) 5J006 HB03 JA01 JA02 JA06 LA02 NA08