

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5540284号  
(P5540284)

(45) 発行日 平成26年7月2日(2014.7.2)

(24) 登録日 平成26年5月16日(2014.5.16)

(51) Int.Cl. F I  
 H O 2 J 17/00 (2006.01) H O 2 J 17/00 A  
 H O 1 P 1/212 (2006.01) H O 1 P 1/212

請求項の数 2 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2010-216742 (P2010-216742)	(73) 特許権者	000004226 日本電信電話株式会社 東京都千代田区大手町一丁目5番1号
(22) 出願日	平成22年9月28日(2010.9.28)	(73) 特許権者	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
(65) 公開番号	特開2012-75227 (P2012-75227A)	(74) 代理人	110001634 特許業務法人 志賀国際特許事務所
(43) 公開日	平成24年4月12日(2012.4.12)	(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
審査請求日	平成25年1月17日(2013.1.17)	(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

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 レクテナ装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

電波を受信する受信手段と、  
 前記受信手段が受信した電波を整流する整流手段と、  
 前記整流手段が整流した電波の高調波のインピーダンスが、偶数次高調波では零、奇数次高調波では無限大となる共振回路と、  
 を備え、  
 前記共振回路は、  
 前記整流手段に一端が接続され、前記受信手段が受信した電波の基本波の伝送線路上の波長  $\lambda$  の  $1/4$  の長さの第1伝送路と、  
 前記第1伝送路の他端に一端が接続され、他端が負荷に接続され、前記受信手段が受信した電波の基本波の伝送線路上の波長  $\lambda$  の  $1/4$  の長さの第2伝送路と、  
 前記第1伝送線路と前記第2伝送線路との接続点に互いに並列に接続された複数の第1の分布定数線路と、  
 前記第1伝送線路と前記第2伝送線路との接続点に互いに並列に接続された複数の第2の分布定数線路と、  
 を備え、  
 前記第1の分布定数線路は、 $L = \lambda / (4m)$  ( $m$ は2以上 $n$ までの整数)で表される伝送線路長 $L$ であり、 $m$ は互いに異なり、  
 前記第2の分布定数線路は、 $L = (2m - 1) \lambda / (4m)$  ( $m$ は2以上 $n$ までの整数

10

20

)で表される伝送線路長 $L$ であり、 $m$ は互いに異なることを特徴とするレクテナ装置。

【請求項2】

前記共振回路と前記負荷との接続点に一端が接続され、他端が接地されているキャパシタを備える

ことを特徴とする請求項1に記載のレクテナ装置。

【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。

10

【背景技術】

【0002】

マイクロ波無線電力伝送に用いられるレクテナ(受電整流アンテナ; Rectenna (rectifying antennaの略))は、1960年代に発明されて以来、様々な方式のものが開発され、公表されてきた。レクテナは、整流回路部とアンテナ部に別れる。公知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。

【0003】

図14は、シングルシャント整流回路を用いたレクテナ装置900の等価回路図である。図15は、シングルシャント整流回路の動作を説明する図である。

20

図14のように、シングルシャント整流回路910は、ダイオード911と、 $g/4$ 線路912と、キャパシタ913とを有している。シングルシャント整流回路910は、簡単な構成ながら、図13のように、 $g/4$ 線路912とキャパシタ913で構成される出力フィルタが高調波処理と平滑を同時に行うため、全波整流が可能であり、理論効率100%となる。

【0004】

レクテナ装置において、キャパシタを用い、 $g/4$ 線路の最適化によって高効率化を図ることが提案されている。

例えば、特許文献1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、 $g/4$ 線路を $g/22.5$ から $g/14$ の範囲とすることで最適化し、弱いマイクロ波強度での高効率化を図っている。

30

【0005】

シングルシャント整流回路で必須のキャパシタは、理論上100%変換効率を実現するためには容量が無限大である必要がある。さらに、実際のキャパシタは、ある周波数まではキャパシタとして動作するが、さらに高周波においてはインダクタとして動作することもある。

【0006】

また、特許文献2に記載の従来技術では、受信信号において発生する高調波のうち、1波のみ、例えば2次高調波を遮断している。入力段に2次高調波を遮断するために、2次高調波の波長 $\lambda_2$ の $1/4$ のオープンスタブが形成され、整流器を結ぶ線路によりフィルタが形成されている。また当該線路の先に、整流器と基本波 $g$ の $1/4$ の線路が接続され、 $1/4$ の線路にはキャパシタが接続されている。この構成により、出力手段で反射されて逆相で戻ってきた基本波と同相で合成されて整流手段に入射することになるため、半波整流時よりも倍の波高値で整流できるので、交流-直流変換効率が向上する。

40

さらに特許文献2に記載の従来技術では、入力フィルタ部で複数の高周波を遮断するように、各高調波に合わせた $1/4$ のオープンスタブを形成することで、ダイオードから発生する複数の高調波に対してインピーダンスを零として高効率化を図っている。

【先行技術文献】

【特許文献】

50

## 【 0 0 0 7 】

【特許文献 1】特開 2 0 0 7 - 1 1 6 5 1 5 号公報

【特許文献 2】特開平 5 - 3 3 5 8 1 1 号公報

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【 0 0 0 8 】

しかしながら、特許文献 1 に記載の従来技術による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り、また、使用するキャパシタによっては、周波数の増加に伴いインピーダンスが大きくなり、ミリ波等の高周波では理想的なキャパシタとして動作することが徐々に難しくなる。この結果、ミリ波等の高周波になると、受信した信号を直流に変換する際の変換効率が下がるという課題があった。

10

また、特許文献 2 に記載の従来技術では、整流器で発生する複数の高調波を反射させて高効率化を図っているが、出力フィルタ部にキャパシタが用いられているため、容量の大きなキャパシタが必要である。また、使用するキャパシタによっては、周波数の増加に伴いインピーダンスが大きくなり、ミリ波等の高周波では理想的なキャパシタとして動作することが徐々に難しくなる。この結果、ミリ波等の高周波になると、受信した信号を直流に変換する際の変換効率が下がるという課題があった。

## 【 0 0 0 9 】

本発明は、上記の問題点に鑑みてなされたものであって、マイクロ波またはミリ波等の高周波においても高効率なレクテナ装置を提供することを目的としている。

20

## 【課題を解決するための手段】

## 【 0 0 1 0 】

上記目的を達成するため、本発明のレクテナ装置は、電波を受信する受信手段と、前記受信手段が受信した電波を整流する整流手段と、前記整流手段が整流した電波の高調波のインピーダンスが、偶数次高調波では零、奇数次高調波では無限大となる共振回路と、を備え、前記共振回路は、前記整流手段に一端が接続され、前記受信手段が受信した電波の基本波の伝送線路上の波長の  $1/4$  の長さの第 1 伝送路と、前記第 1 伝送路の他端に一端が接続され、他端が負荷に接続され、前記受信手段が受信した電波の基本波の伝送線路上の波長の  $1/4$  の長さの第 2 伝送路と、前記第 1 伝送線路と前記第 2 伝送線路との接続点に互いに並列に接続された複数の第 1 の分布定数線路と、前記第 1 伝送線路と前記第 2 伝送線路との接続点に互いに並列に接続された複数の第 2 の分布定数線路と、を備え、前記第 1 の分布定数線路は、 $L = \lambda / (4m)$  ( $m$  は 2 以上  $n$  までの整数) で表される伝送線路長  $L$  であり、 $m$  は互いに異なり、前記第 2 の分布定数線路は、 $L = \lambda (2m - 1) / (4m)$  ( $m$  は 2 以上  $n$  までの整数) で表される伝送線路長  $L$  であり、 $m$  は互いに異なることを特徴としている。

30

## 【 0 0 1 3 】

また、本発明に係るレクテナ装置において、前記共振回路と前記負荷との接続点に一端が接続され、他端が接地されているキャパシタを備えるようにしてもよい。

## 【発明の効果】

## 【 0 0 1 4 】

本発明によれば、負荷共振回路を用いて、偶数次高調波ではインピーダンスが 0 (零)、奇数次高調波ではインピーダンスが (無限大) となるような高調波処理を行うことができる。マイクロ波またはミリ波等の高周波においても高効率なレクテナ装置を実現することができる。

40

## 【図面の簡単な説明】

## 【 0 0 1 5 】

【図 1】第 1 実施形態に係るレクテナ装置の等価回路図である。

【図 2】F 級増幅回路の等価回路図である。

【図 3】同実施形態に係るレクテナ装置のシミュレーション用の等価回路図である。

【図 4】従来技術に係るレクテナ装置のシミュレーション用の等価回路図である

50

【図 5】従来技術に係るレクテナ装置 100 における入力電流・電圧波形と出力電流・電圧波形を示す図である。

【図 6】従来技術に係るレクテナ装置 100 におけるダイオードの電圧・電流波形、 $\pi/4$  線路を流れる電流波形、変換効率と反射率の変化を表す図である。

【図 7】同実施形態のレクテナ装置 1a における入力電流・電圧波形と出力電流・電圧波形を示す図である。

【図 8】同実施形態に係るレクテナ装置 1a におけるダイオードの電圧・電流波形、 $\pi/4$  線路を流れる電流波形、変換効率と反射率の変化を表す図である。

【図 9】第 2 実施形態に係るレクテナ装置の等価回路図である。

【図 10】同実施形態におけるレクテナ装置のシミュレーション用の等価回路図である

10

【図 11】同実施形態のレクテナ装置 200a における入力電流・電圧波形と出力電流・電圧波形を示す図である。

【図 12】同実施形態に係るレクテナ装置 200a におけるダイオードの電圧・電流波形、 $\pi/4$  線路を流れる電流波形、変換効率と反射率の変化を表す図である。

【図 13】従来技術における LC 共振回路を用いた F 級増幅器の等価回路図である。

【図 14】従来技術に係るシングルシャント整流回路を用いたレクテナ装置の等価回路図である。

【図 15】従来技術に係るシングルシャント整流回路の動作を説明する図である。

【発明を実施するための形態】

【0016】

20

以下、本発明の実施形態について、図面を用いて説明する。なお、本発明に係る実施形態に限定されず、その技術思想の範囲内で種々の変更が可能である。

【0017】

[第 1 実施形態]

図 1 は、本実施形態におけるレクテナ装置の等価回路図である。

図 1 において、本実施形態におけるレクテナ装置 1 は、アンテナ 11 (受信手段)、サーキュレータ 12、抵抗 13、伝送路 21、キャパシタ 23、整流部 30 (整流手段)、負荷共振回路 40 (共振回路) を備えている。

レクテナ装置 1 には、負荷 51 が接続されている。

図 1 のように、従来技術に対する本実施形態の差異は、従来技術のキャパシタ部 140 の代わりに負荷共振回路 40 を備えていることである。

30

【0018】

サーキュレータ 12 は、アンテナ 11 を介して送受信を行うために、送信信号を送信部へ、受信信号を受信部へ導く 3 端子の受動素子である。サーキュレータ 12 は、アンテナ 11 が受信した信号を伝送路 21 に出力する。

抵抗 13 は、一端がサーキュレータ 12 に接続され、他端が接地されている。抵抗 13 は、出力部を置き換えたものである。

【0019】

キャパシタ 23 は、一端が伝送路 21 を介してサーキュレータ 12 に接続され、他端が分岐 31 に接続されている。また、符号 22 は、キャパシタ 23 にパッケージ部品を用いる場合、キャパシタ 23 が有する寄生容量を表している。

40

【0020】

整流部 30 は、分岐 31、ダイオード 33、伝送路 34 を備えている。分岐 31 は、入力端子がキャパシタ 23 の他端に接続され、出力端子の一端がダイオード 33 のカソードに接続され、出力端子の他端が負荷共振回路 40 の  $\pi/4$  線路  $T_{11}$  に接続されている。

ダイオード 33 は、カソードが分岐 31 の出力端子の一端に接続され、アノードが伝送路 34 を介して接地されている。また、符号 32 は、ダイオード 33 にパッケージ部品を用いる場合、ダイオード 33 が有する寄生容量を表している。

ストリップ線路 32 は、ダイオード 33 と並列に接続され、一端が分岐 31 に接続され、他端が伝送路 34 に接続されている。

50

## 【0021】

負荷共振回路40は、 $1/4$ 線路 $T_{11}$ (第1伝送路)、 $1/4$ 線路 $T_{12}$ (第2伝送路)、高周波処理(Harmonic treatment)スタブ(分布定数線路) $T_2 \sim T_n$ (第1の分布定数線路)、補償(Compensation)スタブ $T_2^* \sim T_n^*$ (第2の分布定数線路)、分岐41、43、45および46、および伝送路42、44を備えている。分岐41、43、45および46は、例えば、ウィルキンソン型電力分配回路やマイクロストリップ線路によるQマッチセッション電力分配回路である。

なお、図1では、伝送路42と44のみを示してあるが、負荷共振回路40の伝送路は、 $n-1$ 個備えている。スタブ $T_2$ は、スタブ $T_3$ より長く、スタブ $T_3$ は、スタブ $T_4$ より長い。また、スタブ $T_2$ は $2f_0$ に対して共振し、スタブ $T_n$ は $2f_n$ に対して共振する。なお、 $f_0$ は、この共振器における基本周波数を表している。

10

## 【0022】

高周波処理スタブ $T_2 \sim T_n$ と補償スタブ $T_2^* \sim T_n^*$ は、F級増幅器におけるスタブ(Stub)である。なお、スタブとは、負荷による反射波を打ち消すように整合性を取るための、平行平板線路に形成される溝などによる構造である。

## 【0023】

負荷共振回路40は、例えば、以下の文献1記載のF級増幅回路で用いられている負荷共振回路を用いる。

## 【0024】

文献1: 石川亮、黒田健太 他、GaN HEMTを用いたSSPS用5.8GHz帯F級高効率増幅器、電子情報通信学会、信学技報SPS2008-04、2008

20

## 【0025】

なお、F級電力増幅器とは、 $1/4$ 波長伝送線路2の出力値を高周波に対して短絡させ、増幅素子1の負荷、つまり $1/4$ 波長伝送線路2の入力値を基本波及び奇数次高周波に対して開放、偶数次高周波に対して短絡とすることにより、効率の高い電力増幅をはかる回路である。この結果、偶数次高調波ではインピーダンスが0(零)、奇数次高調波ではインピーダンスが(無限大)となるような高調波処理が行え、高調波合成によって整流波形が整形され、高効率化が可能となる。

## 【0026】

次に、図1において、各部の定数等の設定手順の一例を説明する。図2は、F級増幅回路の等価回路図である。図2において、正弦波発振回路70は、アンテナ11を置き換えた発振回路である。この正弦波発振回路70の出力は、伝送路を介してスイッチング素子のゲートに入力される。スイッチング素子は、ソースが接地され、ドレインがF級増幅回路の入力に接続されている。また、スイッチング素子のドレインは、チョークコイルを介して電源電圧Vddに接続されている。また、スイッチング素子のゲートは、チョークコイルを介してバイアス電圧Vgに接続されている。

30

## 【0027】

負荷共振回路40の各スタブ( $T_2 \sim T_n$ )の電気長は、図2のように、次式(1)を用いて算出する。また、F級増幅回路40の各スタブ( $T_2^* \sim T_n^*$ )の電気長は、図2のように、次式(2)を用いて算出する。

40

## 【0028】

$$L_m = \lambda_0 / 4m \quad (m = 2, 3, \dots, n) \dots (1)$$

## 【0029】

$$L_m^* = \lambda_0 (2m - 1) / 4m \quad (m = 2, 3, \dots, n) \dots (2)$$

## 【0030】

式(1)と式(2)において、 $\lambda_0$ は、正弦波発振回路(信号源)70から入力される信号の波長である。また、伝送路 $T_{11}$ と伝送路 $T_{12}$ は、 $\lambda_0 / 4$ に設定する。

## 【0031】

次に、F級増幅回路の動作についての概要を説明する。

図2において、スイッチング素子に流れる半波整流した電流をフーリエ級数に展開する

50

と、その周波数成分  $I_d$  は、次式 (3) のように表される。

【0032】

$$I_d = I_{max} \left( \frac{1}{3} + \frac{1}{2} \cdot \cos t + \frac{1}{3} \cdot \cos 2t - \frac{2}{15} \cdot \cos 4t + \frac{2}{35} \cdot \cos 6t - \dots \right) \dots (3)$$

【0033】

式 (3) において、 $\omega$  はアンテナ 11 から入力される周波数の角周波数である。式 (3) のように、基本波分他には、偶数次の高周波成分のみ存在する。このため、スイッチング素子のドレインにかかる電圧を、電流と逆相の基本波と奇数次の高調波のみで構成すると、基本波に関して力率 100% で電力を発生できる。そして、全ての高調波で電力消費が零の状態となる。

10

このような状態にするには、スイッチング素子の出力から負荷側を見たインピーダンスが、偶数次高調波の場合に短絡（電流のみ存在）、奇数次高調波で開放（電圧のみ存在）、基本波の電流と電圧が互いに完全逆相且つ力率がマイナス 1 になるようにする。

以上のような関係になるように、スタブの線路長を設定することで、偶数次高調波ではインピーダンスが 0、奇数次高調波ではインピーダンスが（無限大）となるような高調波処理を行うことができる。

【0034】

次に、図 1 の本実施形態によるレクテナ装置 1 において、整流部 30、負荷共振回路 140 を含む範囲 60 において、各線路長と各スタブ長を、式 (1) と式 (2)、伝送路  $T_{11} = \lambda_0 / 4$ 、伝送路  $T_{12} = \lambda_0 / 4$  を算出して設定する。なお、算出した各線路長と各スタブ長を、例えば実測値に基づいて微調節するようにしてもよい。

20

【0035】

次に、本実施形態におけるレクテナ装置 1 および従来技術によるレクテナ装置 100 におけるシミュレーション結果を、図 3 ~ 図 8 を用いて説明する。

図 3 は、本実施形態におけるレクテナ装置 1a のシミュレーション用の等価回路図である。図 1 のアンテナ 11 を、正弦波発振回路 70 に置き換えて表している。

【0036】

これに対し、図 4 は、従来技術におけるレクテナ装置 100 のシミュレーション用の等価回路図である。図 2 と同じ機能部は同じ符号を用いて、説明を省略する。図 4 において、レクテナ装置 100 は、正弦波発振回路 70、サーキュレータ 12、抵抗 13、伝送路 21、キャパシタ 23、整流部 30、キャパシタ部 140、 $\lambda_0 / 4$  線路 151、 $\lambda_0 / 4$  線路 152、負荷 51 を備えている。また、キャパシタ部 140 は、分岐 141、キャパシタ 143、伝送路 144 を備えている。また、符号 22 と符号 142 は、キャパシタ 23 とキャパシタ 143 とにパッケージ部品を用いる場合、キャパシタ 23 と 143 とが各々有する寄生容量を表している。

30

【0037】

シミュレーション条件は、発振周波数を 2.45 [GHz] に設定し、入力電力  $P$  を 10 [mW] から 1000 [mW] まで 10 [mW] 刻みで変化させたときに最大変換効率を得る入力電力で回路シミュレーションを行った。入力電力  $P$  を 750 [mW] に設定して、シミュレーションを行った、

40

また、整流部 30、キャパシタ部 140、 $\lambda_0 / 4$  線路 151 と  $\lambda_0 / 4$  線路 152 を含む範囲 160 の全ての部品の定数と伝送路の線路長を、公知の手法を用いて最適化した。

【0038】

図 5 は、従来技術におけるレクテナ装置 100 における入力の電流・電圧波形と出力の電流・電圧波形を示す図である。図 5 (a) は、入力の電圧波形  $g_1$  であり、図 5 (b) は、入力の電流波形  $g_2$ 、図 5 (c) は、出力の電圧波形  $g_3$ 、図 5 (d) は、出力の電流波形  $g_4$  である。図 5 (a) ~ 図 5 (d) の横軸は時間軸であり、図 5 (a) と図 5 (c) の縦軸は電圧値を表し、図 5 (b) と図 5 (d) の縦軸は電流値を表している。

図 5 (c) の実線  $g_3$ 、図 5 (d) の実線  $g_4$  のように、出力電圧および出力電流は、交流波形である。

50

## 【 0 0 3 9 】

図 6 は、従来技術におけるレクテナ装置 1 0 0 におけるダイオードの電圧・電流波形、  
 / 4 線路を流れる電流波形、変換効率と反射率の変化を表す図である。図 6 ( a ) は、  
 ダイオード 3 3 への入力電圧波形 g 1 1 であり、図 6 ( b ) は、ダイオード 3 3 への入  
 力の電流波形 g 1 2、図 6 ( c ) は、 / 4 線路を流れる電流波形 g 1 3、図 6 ( d ) は  
 、変換効率 g 1 4 と反射率 g 1 5 の変化を表す図である。図 6 ( a ) ~ 図 6 ( c ) の横軸  
 は時間を表し、図 6 ( a ) の縦軸は電圧値を表し、図 6 ( b ) と図 6 ( c ) の縦軸は電流  
 値を表している。図 6 ( d ) の横軸は入力電力 P を表し、縦軸は変換効率と反射率を表  
 している。

図 6 ( d ) の実線 g 1 4 のように、従来技術におけるレクテナ装置 1 0 0 の変換効率は  
 約 6 5 % である。

10

## 【 0 0 4 0 】

次に、本実施形態について行ったシミュレーション結果について、図 3、図 7 と図 8 を  
 用いて説明する。図 3 の回路図において、正弦波発振回路 7 0 には、正弦波状の入力電力  
 を与え、発振周波数は 2 . 4 5 [ G H z ] に設定し、入力電力 P を 1 0 [ m W ] から 1 0  
 0 0 [ m W ] まで 1 0 [ m W ] 刻みで変化させたときに最大変換効率を得る入力電力で回  
 路シミュレーションを行った。また、入力電力 P を 7 5 0 [ m W ] に設定して、シミュレ  
 ーションを行った。

また、負荷共振回路 4 0 において、スタブの段数は  $n = 7$  とした。また、負荷共振回路  
 4 0 の各スタブ (  $T_2 \sim T_n$ 、 $T_2^* \sim T_n^*$  ) の電気長は、式 ( 1 ) と式 ( 2 ) を用い  
 て算出した。また、伝送路  $T_{11} = \theta_0 / 4$ 、伝送路  $T_{12} = \theta_0 / 4$  に設定した。  
 整流部 3 0、負荷共振回路 4 0 を含む範囲 6 0 において、スタブと伝送路  $T_{11}$  および  $T_{12}$   
 以外の伝送路の線路長、各部品の定数を公知の手法を用いて最適化した。

20

## 【 0 0 4 1 】

図 7 は、本実施形態のレクテナ装置 1 a における入力の電圧・電流波形と出力の電流・  
 電圧波形を示す図である。図 7 ( a ) は、入力の電圧波形 g 2 1 であり、図 7 ( b ) は、  
 入力の電流波形 g 2 2、図 7 ( c ) は、出力の電圧波形 g 2 3、図 7 ( d ) は、出力の電  
 流波形 g 2 4 である。図 7 ( a ) ~ 図 7 ( d ) の横軸は時間を表し、図 7 ( a ) と図 7 ( c )  
 の縦軸は電圧値を表し、図 7 ( b ) と図 7 ( d ) の縦軸は電流値を表している。

図 7 ( c ) の実線 g 2 3、図 7 ( d ) の実線 g 2 4 のように、出力電圧および出力電流  
 の波形は、図 5 ( c ) の実線 g 3 と図 5 ( d ) の実線 g 4 と比較し、直流に近い波形であ  
 る。

30

## 【 0 0 4 2 】

図 8 は、本実施形態におけるレクテナ装置 1 a におけるダイオードの電圧・電流波形、  
 / 4 線路を流れる電流波形、変換効率と反射率の変化を表す図である。図 8 ( a ) は、  
 ダイオード 3 3 への入力電圧波形 g 3 1 であり、図 8 ( b ) は、ダイオード 3 3 への入  
 力の電流波形 g 3 2、図 8 ( c ) は、 / 4 線路を流れる電流波形 g 3 3、図 8 ( d ) は  
 、変換効率 g 3 4 と反射率 g 3 5 の変化を表す図である。図 8 ( a ) ~ 図 8 ( c ) の横軸  
 は時間軸であり、図 8 ( a ) の縦軸は電圧値を表し、図 8 ( b ) と図 8 ( c ) の縦軸は電  
 流値を表している。図 8 ( d ) の横軸は入力電力 P を表し、縦軸は変換効率と反射率を表  
 している。

40

図 8 ( d ) の実線 g 3 4 ように、本実施形態におけるレクテナ装置 1 a の変換効率は約  
 7 1 % であり、従来技術におけるレクテナ装置 1 0 0 の変換効率の約 6 5 % より高い。

また、図 8 ( a ) のダイオード 3 3 に流れる電圧波形 g 3 1 は、図 6 ( a ) のダイオ  
 ード 3 3 に流れる電圧波形 g 1 1 に比べると、明らかに矩形波に近づいている。各高調波処  
 理が理論どおりに高調波処理がなされると、ダイオード 3 3 の電圧波形は矩形波となる。

なお、ダイオード 3 3 に、3 次高調波、5 次高調波、・・・の電圧が反射により戻っ  
 てくるために、各高調波処理が理論どおりに高調波処理がなされると、ダイオード 3 3 の電  
 圧波形は矩形波となる。

## 【 0 0 4 3 】

50

このため、本実施形態におけるレクテナ回路は、より完全な高調波処理がなされていることを示している。なお、出力波形  $g_{23}$ 、 $g_{24}$  がほぼ直流波形であるにもかかわらず、変換効率が約 71% に留まっているのは、図 3 において、回路図中の各不連続点で、わずかに反射する分や、ダイオードを逆方向に流れる電流の影響によるものであると考えられる。

#### 【0044】

以上のように、レクテナ装置において、従来技術においては整流回路にキャパシタが用いられていたが、本実施形態においては整流部に負荷共振回路を用いた。この結果、偶数次高調波ではインピーダンスが 0 (ゼロ)、奇数次高調波ではインピーダンスが (無限大) となるような高調波処理が行え、高調波合成によって整流波形が整形され、マイクロ波またはミリ波等の高周波においても高効率化が可能となる。

10

また、本実施形態においては、従来技術のシングルシャント整流回路で用いられていたキャパシタを用いないようにしたので、容量の大きなキャパシタが不要になり、さらにキャパシタが高周波でキャパシタとして動作しなくなることによる整流回路の効率悪化を防止することができる。この結果、マイクロ波またはミリ波等の高周波においても高効率化が可能となる。

#### 【0045】

##### [第2実施形態]

図 9 は、本実施形態におけるレクテナ装置 200 の等価回路図である。第 1 実施形態の図 1 と同じ機能を有する機能部は同じ符号を用いて、説明を省略する。

20

図 9 において、本実施形態におけるレクテナ装置 200 は、アンテナ 11、サーキュレータ 12、抵抗 13、伝送路 21、キャパシタ 23、整流部 30、負荷共振回路 40、キャパシタ部 240、 $\gamma/4$  線路 251 を備えている。すなわち、本実施形態におけるレクテナ装置 200 は、第 1 実施形態に加え、負荷共振回路 40 の後段にキャパシタ部 240 を備えている。

キャパシタ部 240 は、分岐 241、キャパシタ 243、伝送路 244 を備えている。また、符号 242 は、キャパシタ 243 にパッケージ部品を用いる場合、キャパシタ 243 が有する寄生容量を表している。

また、レクテナ装置 200 には、負荷 51 が接続されている。

#### 【0046】

本実施形態におけるレクテナ装置 200 において、各部品の定数、線路長などの設定方法を説明する。負荷共振回路 40 の各スタブ ( $T_2 \sim T_n$ 、 $T_2^* \sim T_n^*$ ) の電気長は、第 1 実施形態と同様に、式 (1) と式 (2) を用いて算出し、伝送路  $T_{11} = \theta_0 / 4$ 、伝送路  $T_{12} = \theta_0 / 4$  に設定する。

30

また、整流部 30、負荷共振回路 40、キャパシタ部 240 および  $\gamma/4$  線路 251 を含む範囲 260 において、スタブおよび伝送路  $T_{11}$ 、伝送路  $T_{12}$  以外の伝送路の線路長、各部品の定数は、公知の手法を用いて算出する。

#### 【0047】

次に、本実施形態におけるレクテナ装置 200 および従来技術によるレクテナ装置 200a におけるシミュレーション結果を、図 10 ~ 図 12 を用いて説明する。

40

図 10 は、本実施形態におけるレクテナ装置のシミュレーション用の等価回路図である。図 1 のアンテナ 11 を、正弦波発振回路 70 に置き換えて表している。正弦波発振回路 70 は、正弦波状の入力電力を与え、発振周波数は 2.45 [GHz] に設定し、入力電力  $P$  を 10 [mW] から 1000 [mW] まで 10 [mW] 刻みで変化させたときに最大変換効率を得る入力電力で回路シミュレーションを行った。入力電力  $P$  を 750 [mW] に設定して、シミュレーションを行った。

負荷共振回路 40 において、スタブの段数は  $n = 7$  とした。また、整流部 30、負荷共振回路 40 を含む範囲 260 において、スタブおよび伝送路  $T_{11}$ 、伝送路  $T_{12}$  以外の伝送路の線路長、各部品の定数は、公知の手法を用いて算出する。

#### 【0048】

50



図 1 1 は、本実施形態のレクテナ装置 2 0 0 a における入力電流・電圧波形と出力電流・電圧波形を示す図である。図 1 1 ( a ) は、入力電圧波形 g 4 1 であり、図 1 1 ( b ) は、入力電流波形 g 4 2、図 1 1 ( c ) は、出力電圧波形 g 4 3、図 1 1 ( d ) は、出力電流波形 g 4 4 である。図 1 1 ( a ) ~ 図 1 1 ( d ) の横軸は時間軸であり、図 1 1 ( a ) と図 1 1 ( c ) の縦軸は電圧値を表し、図 1 1 ( b ) と図 1 1 ( d ) の縦軸は電流値を表している。

図 1 1 ( c ) の実線 g 4 3、図 1 1 ( d ) の実線 g 4 4 のように、出力電圧および出力電流の波形は、キャパシタ部 2 4 0 の効果により、第 1 実施形態のシミュレーション結果である図 7 ( c ) の実線 g 2 3 と図 7 ( d ) の実線 g 2 4 と比較し、さらに交流分が少なくなっている。

10

#### 【 0 0 4 9 】

図 1 2 は、本実施形態におけるレクテナ装置 2 0 0 a におけるダイオードの電圧・電流波形、 / 4 線路を流れる電流波形、変換効率と反射率の変化を表す図である。図 1 2 ( a ) は、ダイオード 3 3 への入力電圧波形 g 5 1 であり、図 1 2 ( b ) は、ダイオード 3 3 への入力電流波形 g 5 2、図 1 2 ( c ) は、 / 4 線路を流れる電流波形 g 5 3、図 1 2 ( d ) は、変換効率 g 5 4 と反射率 g 5 5 の変化を表す図である。図 1 2 ( a ) ~ 図 1 2 ( c ) の横軸は時間軸であり、図 1 2 ( a ) の縦軸は電圧値を表し、図 1 2 ( b ) と図 1 2 ( c ) の縦軸は電流値を表している。図 1 2 ( d ) の横軸は入力電力 P を表し、縦軸は変換効率と反射率を表している。

図 1 2 ( d ) の実線 g 5 4 ように、本実施形態におけるレクテナ装置 2 0 0 a の変換効率は、第 1 実施形態と同等 ( 約 7 1 % ) であり、従来技術におけるレクテナ装置 1 0 0 の変換効率の約 6 5 % より高い。

20

また、図 1 2 ( a ) のダイオード 3 3 に流れる電圧波形 g 5 1 は、第 1 実施形態のシミュレーション結果である図 8 ( a ) のダイオード 3 3 に流れる電圧波形 g 3 1 と同様に矩形波に近づいている。

#### 【 0 0 5 0 】

以上のように、レクテナ装置において、第 1 実施形態の負荷共振回路の後段に、さらにキャパシタ部を備えることで、第 1 実施形態よりもさらに理想的な整流処理が行える。この結果、偶数次高調波ではインピーダンスが 0、奇数次高調波ではインピーダンスが  $\infty$  となるような高調波処理が行え、高調波合成によって整流波形が整形され、マイクロ波またはミリ波等の高周波においても高効率化が可能となる。

30

また、本実施形態においては、第 1 実施形態の負荷共振回路の後段に付加的にキャパシタ 2 4 3 を用いたのみであり、従来技術のシングルシャント整流回路で用いられていたキャパシタを用いないようにした。このため、容量の大きなキャパシタが不要になり、さらにキャパシタが高周波でキャパシタとして動作しなくなることによる整流回路の効率悪化を防止することができる。この結果、マイクロ波またはミリ波等の高周波においても高効率化が可能となる。

#### 【 0 0 5 1 】

#### [ 第 3 実施形態 ]

第 1 実施形態と第 2 実施形態では、共振回路として各高調波に対する分布定数線路である負荷共振回路 4 0 を用いて、偶数次高調波ではインピーダンスが 0、奇数次高調波ではインピーダンスが  $\infty$  を実現する例を説明した。第 3 実施形態では、共振回路として LC 共振回路を用いる例について説明する。

40

#### 【 0 0 5 2 】

図 1 3 は、従来技術における LC 共振回路を用いた F 級増幅器の等価回路図である。図 1 3 のように、従来技術におけるレクテナ装置 5 0 0 は、アンテナ 1 1、高周波チョーク 5 0 1、スイッチング素子 5 0 2 ( F E T )、キャパシタ 5 1 1、 / 4 線路 5 2 1、LC 共振部 5 3 0 を備えている。レクテナ装置 5 0 0 には、負荷 5 1 が接続されている。

#### 【 0 0 5 3 】

スイッチング素子 5 0 2 は、ゲートに入力信号が入力され、ソースは接地され、ドレイ

50

ンはキャパシタ 5 1 1 の一端に接続されている。また、スイッチング素子 5 0 2 のドレインは、高周波チョーク 5 0 1 を介して電源電圧  $V_{dd}$  に接続されている。キャパシタ 5 1 1 は、一端がアンテナ 1 1、スイッチング素子 5 0 2 のドレインおよび高周波チョーク 5 0 1 の一端に接続され、他端が / 4 線路 5 2 1 の一端に接続されている。

/ 4 線路 5 2 1 は、一端がキャパシタ 5 1 1 の他端に接続され、他端が LC 共振部 5 3 0 と負荷 5 1 に接続されている。

#### 【 0 0 5 4 】

LC 共振部 5 3 0 は、インダクタ 5 3 1、キャパシタ 5 3 2 を備える。インダクタ 5 3 1 とキャパシタ 5 3 2 とは、並列に接続され、インダクタ 5 3 1 とキャパシタ 5 3 2 の一端が / 4 線路 5 2 1 の他端と負荷 5 1 に接続され、インダクタ 5 3 1 とキャパシタ 5 3 2 の他端が接地されている。そして、この LC 共振部 5 3 0 は、基本波の周波数で共振する。

#### 【 0 0 5 5 】

この LC 共振部 5 3 0 は、高周波に対して短絡回路となる。しかし、スイッチング素子 5 0 2 のドレインから / 4 線路 5 2 1 を介して見た場合、LC 共振部 5 3 0 は、奇数次高調波に対して / 4 線路 5 2 1 のインピーダンス変換作用により開放回路となる。また、LC 共振部 5 3 0 は、偶数次高調波に対して / 4 線路 5 2 1 のインピーダンス変換作用が働かず短絡回路となる。このため、スイッチング素子 5 0 2 に十分なバイアスを与え、高周波信号を入力すると、ドレインの電圧波形は、基本波と奇数次高調波成分による矩形波となり、ドレインの電流波形は基本波と偶数次高調波からなる半波整流波形になる。

#### 【 0 0 5 6 】

このため、図 3 の負荷共振回路 4 0 の代わりに、各高調波にその高調波に対応した LC 共振部 5 3 0 を用いた場合においても、ダイオード 3 3 は、偶数次高調波ではインピーダンスが 0、奇数次高調波ではインピーダンスが  $Z_{in}$  を実現できるため、従来技術より高変換効率のレクテナ装置を実現することができる。または、各高調波にその高調波に対応した LC 共振部 5 3 0 を、図 9 の負荷共振回路 4 0 の代わりに用いた場合においても、偶数次高調波ではインピーダンスが 0、奇数次高調波ではインピーダンスが  $Z_{in}$  を実現できるため、従来技術より高変換効率のレクテナ装置を実現することができる。

#### 【 0 0 5 7 】

以上のように、レクテナ装置において、従来技術でキャパシタを用いた回路部に受信信号の各高調波に対応した LC 共振回路を用いることで、偶数次高調波ではインピーダンスが 0、奇数次高調波ではインピーダンスが  $Z_{in}$  となるような高調波処理が行え、高調波合成によって整流波形が整形され、マイクロ波またはミリ波等の高周波においても高効率化が可能となる。

#### 【 0 0 5 8 】

なお、本発明のレクテナ装置は、単独で、あるいは連結して使用することが可能である。また、本発明のレクテナ装置は、無線電力伝送に有用であるが、環境発電と呼ばれるエネルギー・ハーベスティングにも用いることが可能で、汎用性は極めて広い。

#### 【 符号の説明 】

#### 【 0 0 5 9 】

- 1 . . . レクテナ装置
- 1 1 . . . アンテナ
- 1 2 . . . サーキュレータ
- 1 3 . . . 抵抗
- 2 1、3 4、4 2、4 4 . . . 伝送路
- 2 2、3 2 . . . 寄生容量
- 2 3 . . . キャパシタ
- 3 0 . . . 整流部
- 3 1、4 1、4 3、4 5、4 6 . . . 分岐
- 3 3 . . . ダイオード

10

20

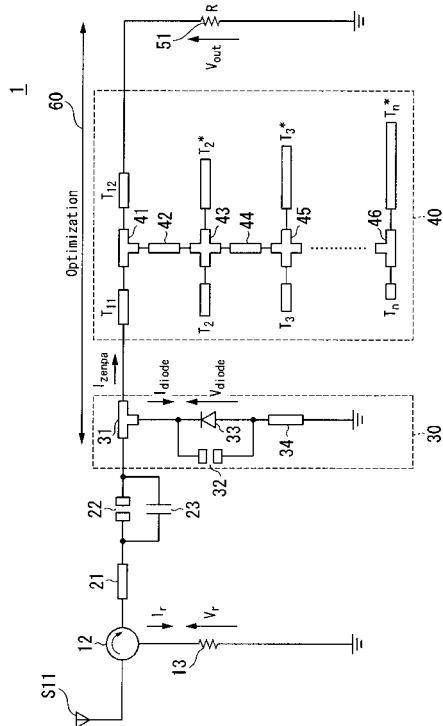
30

40

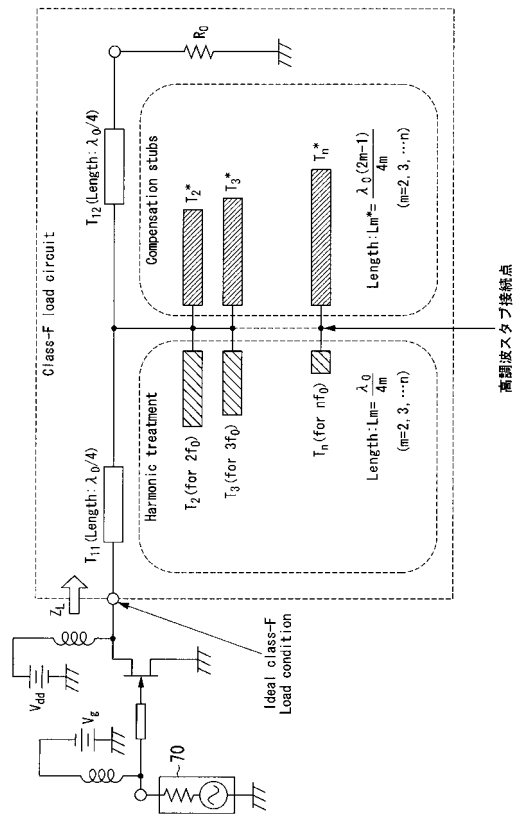
50

- 4 0 . . . 負荷共振回路
- $T_{11}$ 、 $T_{12}$  . . . / 4 線路
- $T_2 \sim T_n$  . . . 高周波処理スタブ
- $T_{2^*} \sim T_{n^*}$  . . . 補償スタブ
- 5 1 . . . 負荷
- 5 3 0 . . . LC 共振部

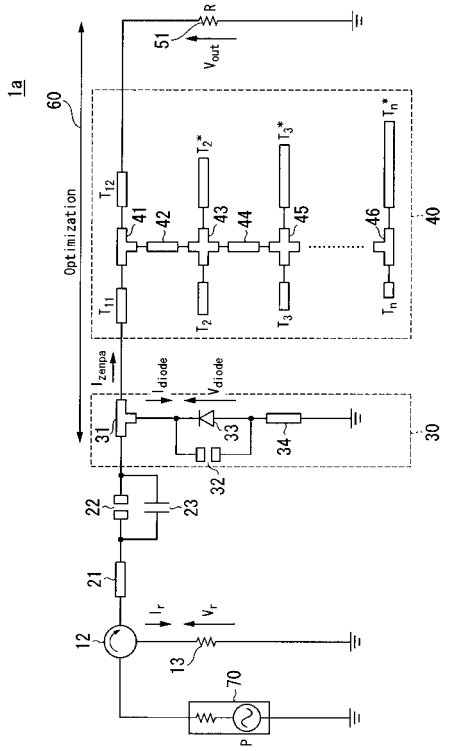
【図 1】



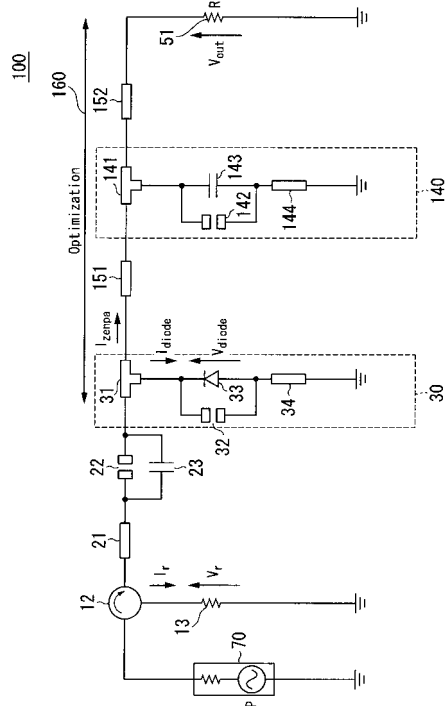
【図 2】



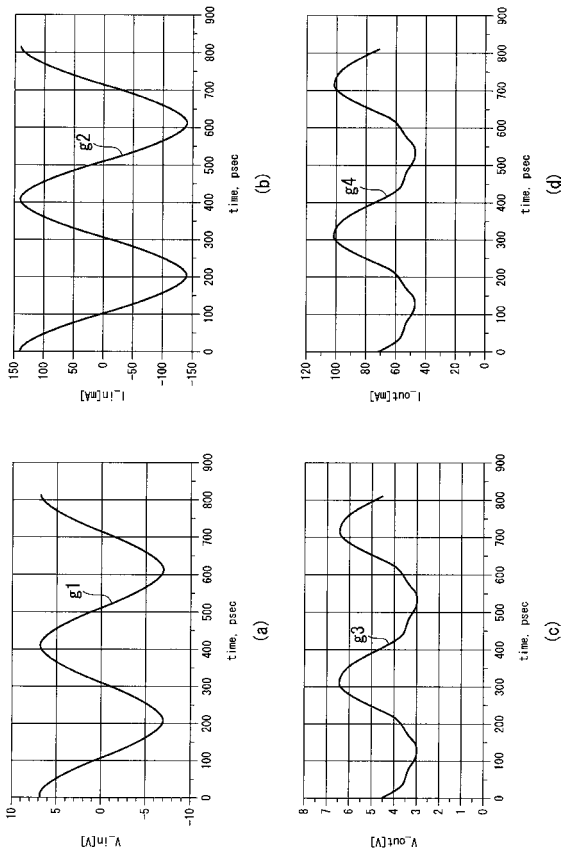
【 図 3 】



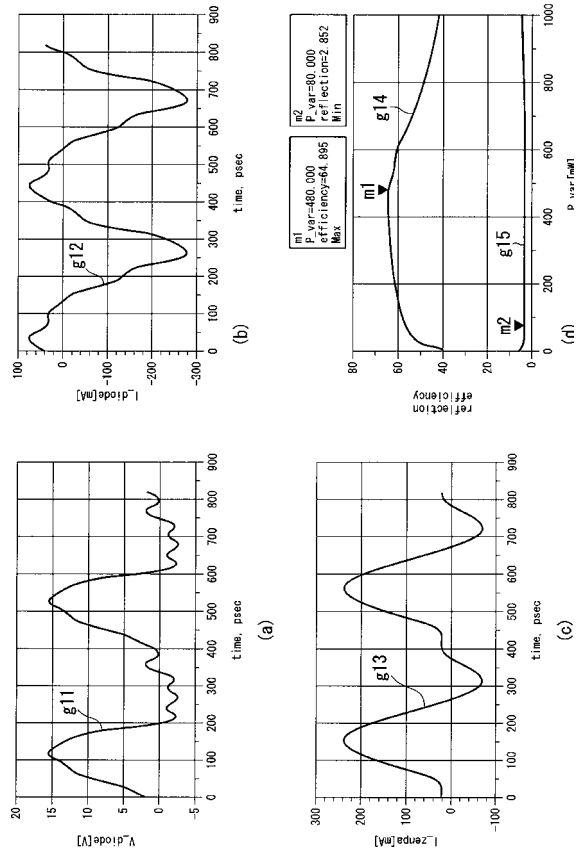
【 図 4 】



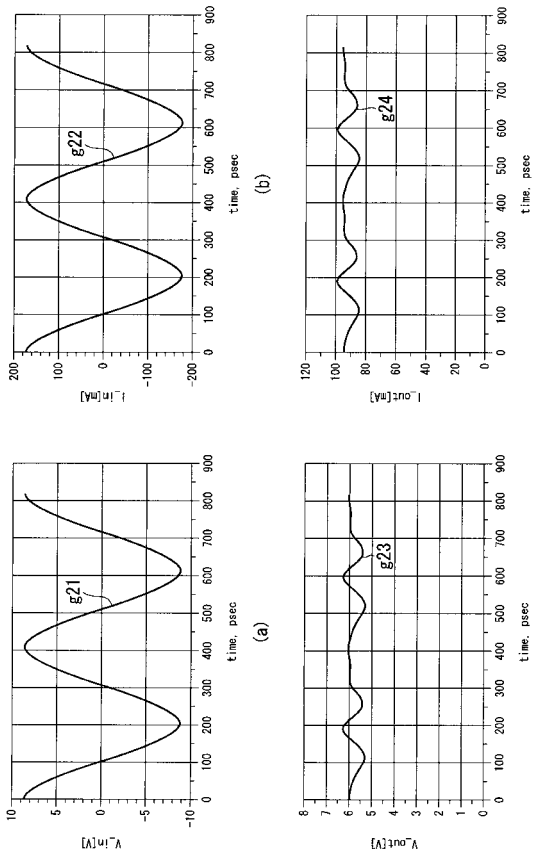
【 図 5 】



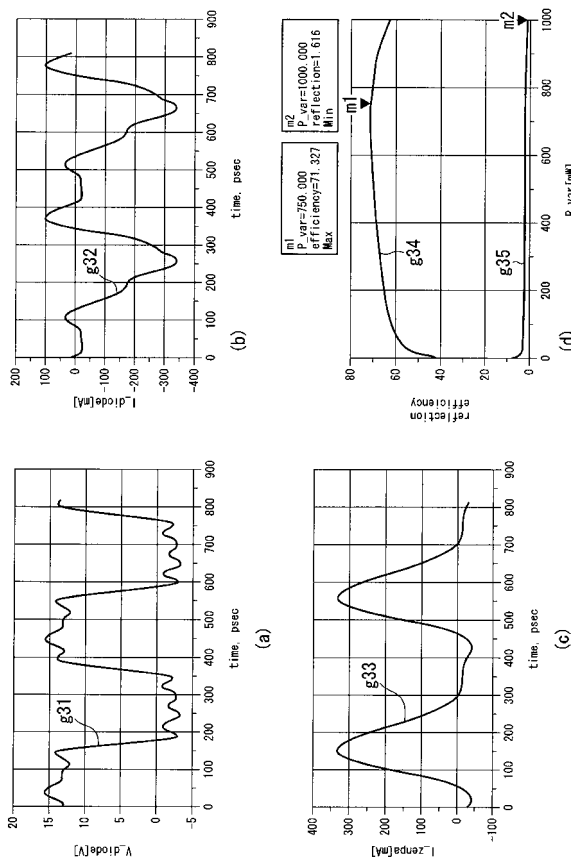
【 図 6 】



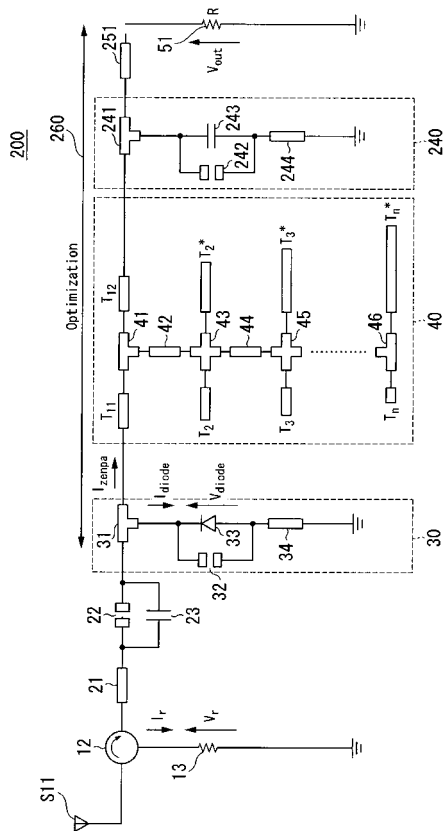
【図7】



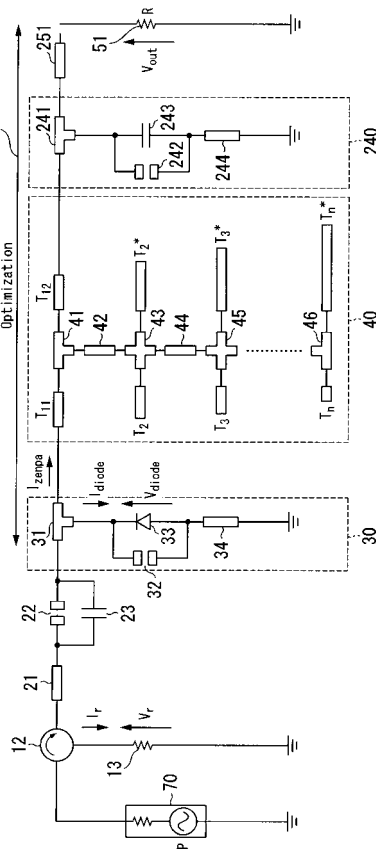
【図8】



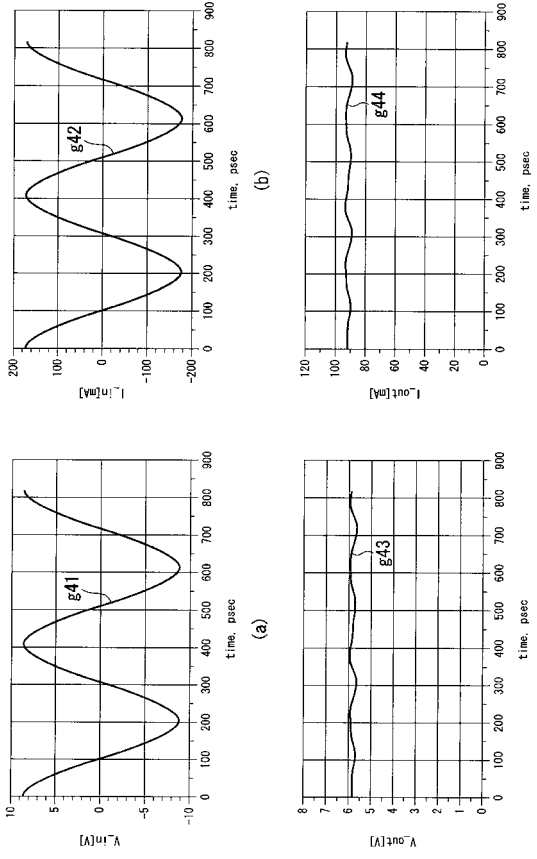
【図9】



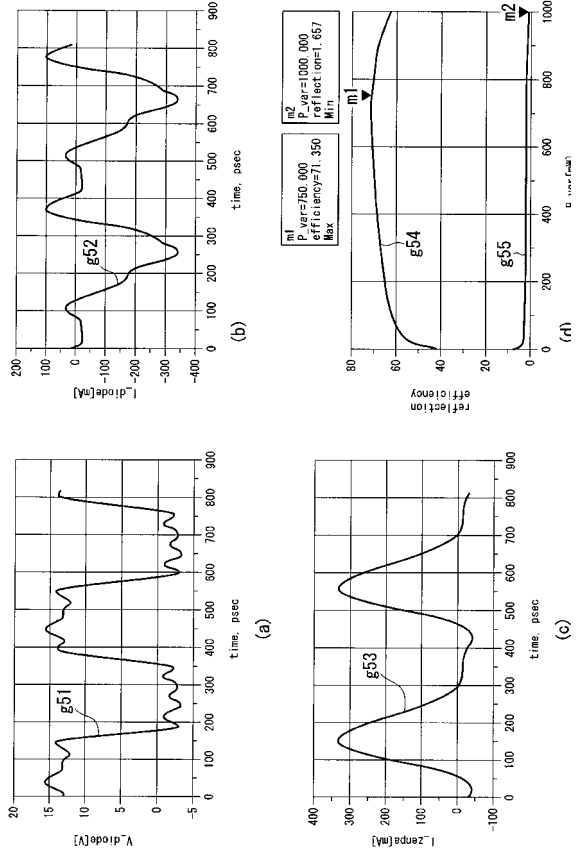
【図10】



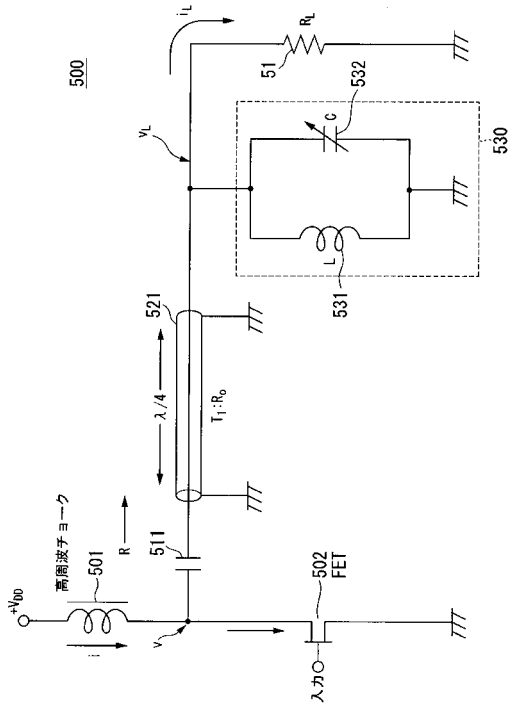
【図 1 1】



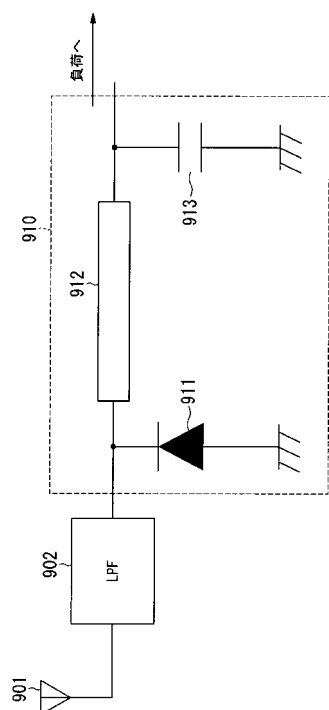
【図 1 2】



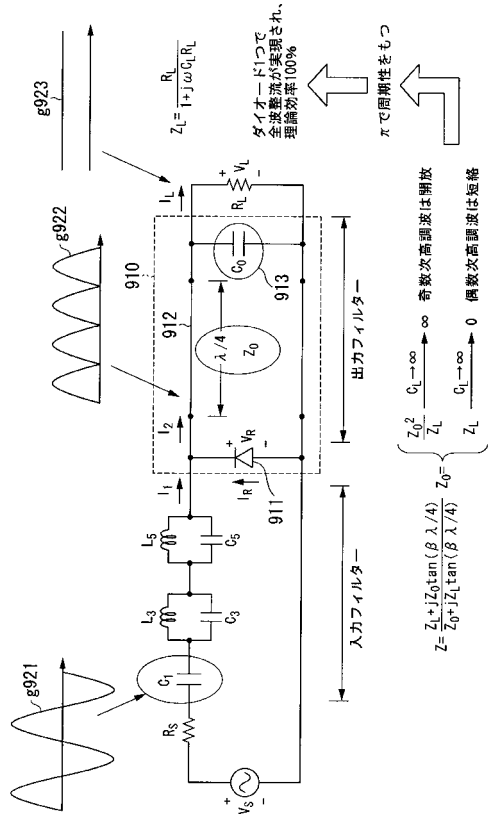
【図 1 3】



【図 1 4】



【図15】



---

フロントページの続き

(72)発明者 平賀 健

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

審査官 関口 明紀

(56)参考文献 特開平05-335811(JP,A)

特開2009-044933(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01P 1/20 - 1/219、 7/00 - 7/10、

H02J 17/00