

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6128653号  
(P6128653)

(45) 発行日 平成29年5月17日(2017.5.17)

(24) 登録日 平成29年4月21日(2017.4.21)

(51) Int.Cl.		F I			
HO 1 P	1/00	(2006.01)	HO 1 P	1/00	Z
HO 2 J	50/20	(2016.01)	HO 2 J	50/20	
HO 2 M	7/06	(2006.01)	HO 2 M	7/06	E

請求項の数 2 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2014-34730 (P2014-34730)	(73) 特許権者	000004226
(22) 出願日	平成26年2月25日(2014.2.25)		日本電信電話株式会社
(65) 公開番号	特開2015-162690 (P2015-162690A)		東京都千代田区大手町一丁目5番1号
(43) 公開日	平成27年9月7日(2015.9.7)	(73) 特許権者	504132272
審査請求日	平成28年1月13日(2016.1.13)		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
		(74) 代理人	110001634
			特許業務法人 志賀国際特許事務所
		(72) 発明者	川島 宗也
			東京都千代田区大手町一丁目5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一丁目5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】 高周波整流回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

高周波信号を入力する入力端子と、  
前記入力端子に一端が接続された容量素子と、  
前記容量素子の他端に一端が接続された整合回路と、  
前記整合回路の他端にカソードが接続されたダイオード素子と、  
前記整合回路の他端に接続されたフィルタ回路と、  
前記ダイオード素子のアノードに一端が接続され他端が接地された伝送線路と、  
前記フィルタ回路の他端が直流信号を出力する出力端子と、  
を備え、

前記ダイオード素子に対して逆方向に所定の電圧が印加された場合に使用周波数において前記ダイオード素子と前記伝送線路とを有する直列体のリアクタンス成分が直列共振する

ことを特徴とする高周波整流回路。

【請求項2】

前記伝送線路の電気長Eは、前記ダイオード素子の逆方向電圧印加時のインピーダンスを  $Z_{doff}$ 、前記伝送線路の特性インピーダンスを  $Z_c$  として、前記使用周波数で以下に示す式で表されることを特徴とする請求項1に記載の高周波整流回路。

【数 1】

$$E = \tan^{-1} \left[ \frac{1}{Z_c} \operatorname{Im}(Z_{doff}) \right]$$

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、高周波整流回路に関する。

10

【背景技術】

【0002】

従来、レクテナ装置における高周波信号を直流信号に変換する高周波整流回路の例として、シングルシャント型の整流回路が知られている（特許文献1-3）。

図12は、従来のシングルシャント型の整流回路の基本的な回路図である。図12に示す整流回路は、入力端子91、出力端子92、ダイオード素子93、容量素子95、入力整合回路96、高周波成分を除去し直流成分のみを出力するフィルタ回路97を有している。ここで、整流回路の動作を、図12と図13を用いて説明する。図13は、従来の高周波整流回路の動作原理を示すイメージ図である。図13(a)には、図12に示す整流回路の電圧降下のない理想状態での動作原理を示すイメージ図が記載されている。図13(b)には、図12に示すA点における高周波信号入力直後の電圧変化を示すイメージ図が記載されている。図13(c)には、図12に示す出力端子92における定常状態での電圧変化を示すイメージ図が記載されている。

20

【0003】

図12において、入力端子91から入力した高周波信号は、容量Cを持つ容量素子95、入力整合回路96を介しダイオード素子93に inputs。入力した信号は、ダイオード素子93が逆方向に接続されているため、負の順方向降下電圧 $V_0$ 以下でダイオード素子93に電流が流れ、容量素子95に電荷が供給され蓄電される（図13(a)）。電荷が容量素子95に蓄電されることにより、図12のA点における直流電圧は昇圧される。図12のA点において、昇圧された高周波信号の負のピーク値が $V_0$ 以上となると、ダイオード素子93に電流が流れなくなる（図13(b)）。昇圧された高周波信号は、フィルタ回路97により高周波成分が除去され、直流成分のみが出力端子92から出力される（図13(c)）。この時、出力電圧 $V_{out}$ は、式(1)で表すことができる。

30

【0004】

【数 1】

$$V_{out} = A_1(V_p + V_0)(1 - e^{-A_2 \frac{t}{RC}}) + A_3 \left( e^{-A_4 \frac{t}{(RL_{PF} + Z_L)C}} - 1 \right) \dots (1)$$

【0005】

なお、式(1)の第1項は、容量素子への蓄電を表し、第2項は、容量素子からの放電を表す項である。また、パラメータ $A_1$ は、整流回路での損失を示し、パラメータ $A_3$ は、蓄電された容量素子からの放電率を示す。また、パラメータ $A_2$ 、 $A_4$ は、蓄電および放電時間に関するパラメータを示す。ここで、第1項が第2項より大きい場合、高周波信号は、昇圧された後、直流信号として出力される。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特開2012-75227号公報

【特許文献2】特開2007-116515号公報

【特許文献3】特開平5-335811号公報

50

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0007】

ところで、従来のシングルシャント型の高周波整流回路は、高周波信号の周波数が高くなると、ダイオード素子などの寄生容量などによる信号漏洩が無視できなくなり、蓄電量が低下し、図14に示すように電圧降下が生じる。図14は、図12のA点において、従来の整流回路の高周波数帯で電圧降下が発生したことを示すイメージ図である。この電圧降下のため、高周波信号の負のピーク値が $V_0$ 以下の $V_{min}$ となり、理想的な動作時より昇圧電圧が下がる現象が生じていた。その結果、出力端子92から出力される出力電力が低下し、変換効率が低下するという問題点があった。

10

## 【0008】

ここで、従来のシングルシャント型の整流回路の動作を図15、図16、図17を用いて説明する。図15は、従来のシングルシャント型の整流回路の動作原理を説明するために簡略したダイオード素子の等価回路である。図15に示すダイオード素子の等価回路は、並列に接続された抵抗素子13（抵抗値 $R_d$ ）、容量素子14（容量値 $C_d$ ）を有している。

## 【0009】

図16は、一般的なダイオード素子の等価回路を示す図である。図16に示すダイオード素子の等価回路は、入力端子101、出力端子102、接合抵抗（抵抗値 $R_v$ ）103、接合容量（容量値 $C_j$ ）104、接触抵抗（抵抗値 $R_s$ ）105、寄生容量（容量値 $C_p$ ）106を有している。図16に示すダイオード素子の等価回路を図15に示すダイオード素子の等価回路に変換すると、図17に示す抵抗素子と容量素子からなる等価回路とすることができる。図17は、図16に示すダイオード素子を図15に示すダイオード素子に変換した等価回路図である。ここで抵抗素子113の抵抗値 $R_d$ 、容量素子114の容量値 $C_d$ は、下記に示す式(2)、(3)から算出することができる。

20

## 【0010】

## 【数2】

$$R_d = \frac{R_v(R_s + R_v)}{R_s + R_v + \omega^2 C_j^2 R_s R_v^2} + R_s \quad \dots (2)$$

30

## 【0011】

## 【数3】

$$C_d = \frac{C_j R_v^2}{(R_s + R_v)^2 + (\omega C_j R_s R_v)^2} + C_p \quad \dots (3)$$

## 【0012】

なお、抵抗素子 $R_d$ 、容量素子 $C_d$ の各々は、周波数依存性を有するが、ここでは周波数依存性がないと仮定する。この仮定より、図16に示す一般的なダイオード素子の等価回路を図15に示す簡略化したダイオード素子の等価回路に置き換えることができる。

40

ここで、ダイオード素子の容量素子14の容量値 $C_d$ を一定とし、ダイオード素子に印加される電圧が順方向降下電圧（ $-V_0$ ）以下では、抵抗素子13の抵抗値 $R_d$ を抵抗値 $R_{doff}$ とする。また、ダイオード素子に印加される電圧が順方向降下電圧（ $-V_0$ ）以上では抵抗素子13の抵抗値 $R_d$ を抵抗値 $R_{don}$ とする。このときダイオード素子のアドミタンス $Y_d$ は、式(4)で与えられる。

## 【0013】

【数4】

$$Y_d = \frac{1}{R_d} + j\omega C_d \quad \dots (4)$$

【0014】

また、ダイオード素子のインピーダンス  $Z_d$  は、式(5)で与えられる。

【0015】

【数5】

$$Z_d = \frac{1}{Y_d} = \frac{R_d - j\omega C_d R_d^2}{1 + (\omega C_d R_d)^2} \quad \dots (5)$$

10

【0016】

なお、ここで、インピーダンス  $Z_d$  の実数成分  $Re(Z_d)$  と虚数成分  $Im(Z_d)$  は、それぞれ式(6)、式(7)で与えられる。

【0017】

【数6】

$$Re(Z_d) = \frac{R_d}{1 + (\omega C_d R_d)^2} \quad \dots (6)$$

20

【0018】

【数7】

$$Im(Z_d) = \frac{-\omega C_d R_d^2}{1 + (\omega C_d R_d)^2} \quad \dots (7)$$

【0019】

ここで、虚数成分  $Im(Z_d)$  の分子と分母をそれぞれ  $f(x)$ 、 $g(x)$  とおくと、  
 $f(x)$ 、 $g(x)$  は、それぞれ式(8)、式(9)で与えられる。

30

【0020】

【数8】

$$f(x) = -\omega C_d R_d^2 \quad \dots (8)$$

【0021】

【数9】

$$g(x) = 1 + (\omega C_d R_d)^2 \quad \dots (9)$$

40

【0022】

式(7)の虚数成分  $Im(Z_d)$  を微分すると、式(10)で表すことができる。

【0023】

【数10】

$$\{Im(Z_d)\}' = \frac{f'(x)g(x) - f(x)g'(x)}{(g(x))^2} \quad \dots (10)$$

【0024】

50

式(10)の分母は、常に正の値となることから、虚数成分  $\text{Im}(Z_d)$  の周波数変化は、式(10)の分子のみを計算すればよい。式(10)の分子は、式(11)で求めることができる。

【0025】

【数11】

$$\begin{aligned} f'(x)g(x) - f(x)g'(x) &= -C_d R_d^2 \{1 + (\omega C_d R_d)^2\} - (-\omega C_d R_d^2) \{2\omega (C_d R_d)^2\} \\ &= C_d R_d^2 \{2(C_d R_d)^2 \omega^2 - (C_d R_d)^2 \omega - 1\} \end{aligned} \quad \dots(11)$$

【0026】

10

式(12)に示した方程式を、 $\omega$  について解くと、式(13)となる。

【0027】

【数12】

$$2(C_d R_d)^2 \omega^2 - (C_d R_d)^2 \omega - 1 = 0 \quad \dots(12)$$

【0028】

【数13】

$$\omega = \frac{(C_d R_d)^2 \pm \sqrt{(C_d R_d)^4 + 8(C_d R_d)^2}}{4(C_d R_d)^2} \quad \dots(13) \quad 20$$

【0029】

しかし、 $\omega > 0$  より、(13)式の解は、式(14)に示した式になる。

【0030】

【数14】

$$\omega = \frac{C_d R_d + \sqrt{(C_d R_d)^2 + 8}}{4C_j R_d} \quad \dots(14)$$

30

【0031】

式(6)より、ダイオード素子のインピーダンス  $Z_d$  の実数成分  $\text{Re}(Z_d)$  は、周波数が高くなるに従い単調に減少する。一方、虚数成分  $\text{Im}(Z_d)$  は、式(14)に示す値で極小値を有する周波数特性となる。 $R_d$  の値が小さい順方向降下電圧 ( $-V_0$ ) 以上では、虚数成分  $\text{Im}(Z_d)$  は、周波数が高くなるに従い単調に減少する。 $R_d$  の値が大きい順方向降下電圧 ( $-V_0$ ) 以下では、式(14)に示す値以上で、虚数成分  $\text{Im}(Z_d)$  の絶対値は、周波数が高くなるに従い単調に減少する。つまり、順方向降下電圧 ( $-V_0$ ) 以下では、極小値以上でダイオード素子のインピーダンス  $Z_d$  は、周波数が高くなるに従い低下することが分かる。その結果、高周波数帯でのダイオード素子の  $\text{on/off}$  比が低下し、整流器の変換効率が低下する。図4に  $C_d = 0.3 \text{ pF}$ 、 $R_{d \text{ on}} = 1000 \text{ ohm}$ 、 $R_{d \text{ off}} = 10 \text{ ohm}$  とした場合のインピーダンス  $Z_d$  の虚数成分  $\text{Im}(Z_d)$  の計算結果を示す。図4に示す三角は  $R_{d \text{ off}} = 1000 \text{ ohm}$ 、黒く塗られた三角は  $R_{d \text{ on}} = 10 \text{ ohm}$  の計算結果である。図4に示す通り、周波数が高くなると、 $R_{d \text{ on}}$  と  $R_{d \text{ off}}$  での間の差が小さくなっていることがわかる。

40

【0032】

本発明は、このような事情に鑑みてなされたもので、その目的は、高周波帯においても、ダイオード素子等の信号漏洩による昇圧電圧の降下を抑えることができる高周波整流回路を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0033】

50

本発明の一態様は、高周波信号を入力する入力端子と、前記入力端子に一端が接続された容量素子と、前記容量素子の他端に一端が接続された整合回路と、前記整合回路の他端にカソードが接続されたダイオード素子と、前記整合回路の他端に接続されたフィルタ回路と、前記ダイオード素子のアノードに一端が接続され他端が接地された伝送線路と、前記フィルタ回路の他端が直流信号を出力する出力端子と、を備え、前記ダイオード素子に対して逆方向に所定の電圧が印加された場合に使用周波数において前記ダイオード素子と前記伝送線路とを有する直列体のリアクタンス成分が直列共振することを特徴とする高周波整流回路である。

【0034】

また、本発明の一態様は、上述した高周波整流回路であって、前記伝送線路の電気長は、前記使用周波数で前記電気長を以下に示す式（実施形態における式（19））で表される。

10

【0035】

また、本発明の一態様は、上述した高周波整流回路であって、前記ダイオード素子は、順方向電圧が印加されたとき、前記伝送線路の電気長が90度に近づく値を有する接合容量である。

【発明の効果】

【0036】

以上説明したように、本発明によれば、逆方向電圧が印加された時のダイオード素子と伝送線路とを有する直列体のリアクタンス成分が使用周波数において直列共振するように、該伝送線路のパラメータが設定される。これにより、高周波帯においても、ダイオード素子等の信号漏洩による昇圧電圧の降下を抑えることができる高周波整流回路を提供することができる。

20

【図面の簡単な説明】

【0037】

【図1】本発明の実施形態における高周波整流回路の構成を示すブロック図である。

【図2】本発明の実施形態における簡略化したダイオード素子を使用した高周波整流回路の等価回路図である。

【図3】本発明の実施形態におけるインピーダンス $Z_d$ の虚数成分をゼロとする伝送線路の電気長 $E$ の周波数依存性を示す図である。

30

【図4】本実施形態のダイオード素子（本実施形態の構造）および図15に示す簡略化したダイオード素子（従来の構造）のインピーダンスの虚数成分の周波数依存性を示す図である。

【図5】本発明の実施形態における高周波整流回路の効果を示すための回路図である。

【図6】従来の高周波整流回路の効果を示すための回路図である。

【図7】本発明の実施形態におけるシャント接続したダイオード素子と伝送線路および従来の構造のシャント接続したダイオード素子の $S$ パラメータの周波数依存性を示す図である。

【図8】本発明の実施形態における高周波整流回路の動作原理を示すイメージ図である。

【図9】本発明の実施形態における高周波整流回路の具体的な回路（図10）と従来の高周波整流回路の具体的な回路（図11）の変換効率の計算例の比較を説明する図である。

40

【図10】本発明の実施形態における高周波整流回路の具体的な回路図の例を示す図である。

【図11】従来の高周波整流回路の具体的な回路図の例を示す図である。

【図12】従来の高周波整流回路の構成を示すブロック図である。

【図13】従来の高周波整流回路の電圧降下のない理想状態での動作原理を示すイメージ図である。

【図14】従来の高周波整流回路の高周波数帯での課題を示すイメージ図である。

【図15】簡略化したダイオード素子の等価回路図である。

【図16】一般的なダイオード素子の等価回路図である。

50

【図17】図16のダイオード素子を図15のダイオード素子に変換した等価回路図である。

【発明を実施するための形態】

【0038】

図1は、シングルシャント型の高周波整流回路（以下、「整流回路」という。）10の回路図である。整流回路10は、高周波信号を入力する入力端子1、直流信号を出力する出力端子2、ダイオード素子3、伝送線路4、容量素子5、入力整合回路6、フィルタ回路7を有している。

以下に、本実施形態におけるシングルシャント型の整流回路10について図を用いて説明する。

図2は、整流回路10の動作原理を説明するためにダイオード素子3の簡略した等価回路に伝送線路25を接続した回路図である。並列に接続された抵抗素子23（抵抗値 $R_d$ ）、容量素子24（容量値 $C_d$ ）、伝送線路25を有している。ここで、抵抗素子23は抵抗値 $R_d$ であり、容量素子24の容量値は $C_d$ である。

図2に示す抵抗素子23の抵抗値 $R_d$ は、図15の従来回路の場合と同様、順方向降下電圧 $V_0$ 以下では $R_{doff}$ 、順方向降下電圧 $V_0$ 以上では $R_{don}$ とする。このとき図2に示す回路のインピーダンス $Z_{dnew}$ は、式(15)で表される。

【0039】

【数15】

$$Z_{dnew} = Z_d + Z_{TL} = \frac{R_d - j\omega C_d R_d^2}{1 + (\omega C_d R_d)^2} + jZ_c \tan E$$

$$= \frac{R_d + j[-\omega C_d R_d^2 + Z_c \tan E (1 + (\omega C_d R_d)^2)]}{1 + (\omega C_d R_d)^2} \dots (15)$$

【0040】

なお、 $Z_d$ はダイオード素子3のインピーダンスを、 $Z_{TL}$ は伝送線路25のインピーダンスを示している。伝送線路25のインピーダンス $Z_{TL}$ は、特性インピーダンス $Z_c$ を用いて、式(16)で表される。

【0041】

【数16】

$$Z_{TL} = jZ_c \tan E \dots (16)$$

【0042】

なお、 $E$ は伝送線路の電気長である。ここで、ダイオード素子3に所定の逆方向電圧を印加した場合、 $R_d$ が $R_{doff}$ となるインピーダンス $Z_{dnew}$ をインピーダンス $Z_{dnewoff}$ とする。また、ダイオード素子3に順方向電圧 $V_0$ を印加した場合、 $R_d$ が $R_{don}$ となるインピーダンス $Z_{dnew}$ をインピーダンス $Z_{dnewon}$ とする。

インピーダンス $Z_{dnewoff}$ が短絡となるためには、式(17)に示すように、式(15)の虚数成分、つまりダイオード素子3と伝送線路25とを有する直列体のリアクタンス成分が零となればよい。

【0043】

【数17】

$$-\omega C_d R_{doff}^2 + Z_c \tan E \left( 1 + (\omega C_d R_{doff})^2 \right) \dots (17)$$

$$= 0$$

【0044】

式(17)を、 $\tan E$ で整理すると、式(18)で表される。

【0045】

10

20

30

40

50

【数 18】

$$\tan E = \frac{1}{Z_c} \frac{\omega C_d R_{doff}^2}{1 + (\omega C_d R_{doff})^2} = \frac{1}{Z_c} \text{Im}(Z_{doff}) \quad \dots (18)$$

【0046】

したがって、伝送線路 25 の電気長 E は、式 (19) で表される。

【0047】

【数 19】

$$E = \tan^{-1} \left[ \frac{1}{Z_c} \text{Im}(Z_{doff}) \right] \quad \dots (19)$$

10

【0048】

式 (19) より、伝送線路 25 の電気長 E は、逆方向電圧印加時のダイオード素子 3 のインピーダンス  $Z_{doff}$  の虚数成分  $\text{Im}(Z_{doff})$  から求めることができる。伝送線路 25 の電気長 E を、所望の周波数帯で式 (19) とすれば、本実施形態における整流回路 10 は直列共振となり、短絡とすることが可能となる。つまり、ダイオード素子 3 と伝送線路 25 とを有する直列体のリアクタンス成分が直列共振する。ここで、所望の周波数帯は、整流回路 10 に入力される高周波信号の周波数帯である。

20

一方、順方向電圧時のインピーダンス  $Z_{dnewon}$  は、式 (15) より、式 (20) で表される。

【0049】

【数 20】

$$\begin{aligned} Z_{dnewon} &= Z_d + Z_{TL} \\ &= \frac{R_d - j\omega C_d R_{don}^2}{1 + (\omega C_d R_{don})^2} + j\text{Im}(Z_{doff}) \quad \dots (20) \end{aligned}$$

【0050】

順方向電圧時のダイオード素子 3 の抵抗成分は、十分小さいとすると、式 (20) は、式 (21) となる。

30

【0051】

【数 21】

$$Z_{dnewon} = Z_d + Z_{TL} = R_d + j[\text{Im}(Z_{doff})] \quad \dots (21)$$

【0052】

インピーダンス  $Z_{dnewon}$  の周波数特性は、式 (21) における虚数成分、つまり伝送線路 25 に依存することが分かる。ここで、入力信号の周波数を  $f_0$ 、伝送線路 25 が 1/4 波長となる周波数を  $f_1$  とすると、電気長は、式 (22) で表される。

40

【0053】

【数 22】

$$E = \frac{2\pi f_0}{v} l \quad \dots (22)$$

【0054】

ここで、 $v$  は位相速度である。周波数が  $f_1$  となる時、伝送線路 25 は 1/4 波長となることから、伝送線路 25 の線路長  $l$  は、式 (23) に表される。

【0055】

50



【数 2 3】

$$l = E \frac{v}{2\pi f_0} = \frac{1}{4} \frac{v}{f_1} \quad \dots (23)$$

【0056】

したがって、周波数  $f_1$  と周波数  $f_0$  との関係式は、式 (24) に表される。

【0057】

【数 2 4】

$$f_1 = \frac{\pi}{2E} f_0 \quad \dots (24)$$

10

【0058】

式 (24) よりダイオード素子 3 の順方向電圧印加時、電気長  $E$  が 90 度に近づく十分小さな  $C_j$  を持つダイオード素子 3 を選択すれば、周波数  $f_1$  で高インピーダンスとすることができる。よって、 $C_j$  が十分小さいとき、インピーダンス  $Z_{dnewon}$  は、式 (25) に表され、高インピーダンス、つまり開放となる。

【0059】

【数 2 5】

$$\begin{aligned} Z_{dnewon} &= Z_d + Z_{TL} = R_d + j[\text{Im}(Z_{don})] \\ &= R_d + j \left[ E \frac{f}{f_0} \right] \quad \dots (25) \end{aligned}$$

20

【0060】

次に、インピーダンス  $Z_d$  の虚数成分をゼロとする伝送線路 25 の電気長  $E$  の周波数依存性について説明する。

図 3 は、(19) 式から算出したインピーダンス  $Z_d$  の虚数成分をゼロとする伝送線路 25 の電気長  $E$  の周波数依存性を示す図であり、横軸が周波数 (GHz) を示し、縦軸が電気長 (degree) を示す。図 3 に示すとおり、周波数が 2 GHz のときの電気長は、78.6 度となる。

30

【0061】

この値を用いて計算したインピーダンス  $Z_{dnewon}$  の虚数成分を図 4 に示す。

図 4 は、丸が  $R_{doff} = 1000 \text{ ohm}$  ( $\text{ohm} = \Omega$ )、黒く塗られた丸が  $R_{don} = 10 \text{ ohm}$  の計算結果を示す。図 4 に示す通り、周波数が 2 GHz でダイオード素子 3 に逆方向電圧を印加している場合 (丸のとき、 $R_{doff} = 1000 \text{ ohm}$ ) のインピーダンス  $Z_{dnewon}$  の虚数成分はゼロとなる。つまり、インピーダンスは極小となる。

一方、ダイオード素子 3 に順方向電圧を印加している場合 (黒く塗られた丸のとき、 $R_{don} = 10 \text{ ohm}$ )、インピーダンスの虚数成分が約 300 ohm となり、インピーダンスが式 (26) となり、高くなることわかる。

40

【0062】

【数 2 6】

$$\sqrt{R_d + 300^2} \quad \dots (26)$$

【0063】

次に、本実施形態における効果について、図 5、図 6、図 7 を用いて説明する。図 5 は、本実施形態におけるダイオード素子 33 に伝送線路 34 をシャント接続した 2 端子回路を示す図である。図 6 は、従来構成であるダイオード素子 43 をシャント接続した 2 端子

50

回路を示す図である。図7は、図5、図6で示した2端子回路について、Sパラメータ(透過特性 $S_{21}$ )を計算した結果である。Sパラメータの値が低い場合、シャント接続した回路が高い高周波抑圧特性を有することを示し、Sパラメータの値が負の値から零に近づくほど高い高周波透過特性を有することを示している。なお、横軸が周波数(GHz)を示し、縦軸がSパラメータ(dB)を示す。

【0064】

図7に示すように、本実施形態の構造でダイオード素子33に逆方向電圧を印加している場合( $R_{doff} = 1000\text{ohm}$ )が丸、ダイオード素子に順方向電圧を印加している場合( $R_{don} = 10\text{ohm}$ )が黒く塗られた丸で示している。

また、従来構造でダイオード素子43に逆方向電圧を印加している場合( $R_{doff} = 1000\text{ohm}$ )が三角、従来構造でダイオード素子に順方向電圧を印加している場合( $R_{don} = 10\text{ohm}$ )が黒く塗られた三角で示している。

【0065】

ダイオード素子43のみの従来構造では、全周波数帯域にわたり、一定の周波数特性を示すのに対し、本実施形態の構造では、ダイオード素子33に逆方向電圧を印加している場合、設定周波数が2GHzでSパラメータが極小値となる周波数特性を示す。また、本実施形態の構造では、ダイオード素子33に順方向電圧を印加している場合、設定周波数が2.3GHzでSパラメータが極大値となる周波数特性を示す。

【0066】

つまり、本実施形態の構造では、ダイオード素子33に逆方向電圧を印加している場合(図7中の丸)、Sパラメータが極小値となる周波数2GHzでは、高周波信号が図5に示す回路を介しグラウンドに流れている。一方、ダイオード素子33に順方向電圧を印加している場合(図7中の黒く塗られた丸)、周波数2GHz帯のSパラメータの値は、Sパラメータが極大値となる周波数2.3GHz時より低い。

【0067】

しかし、本実施形態の構造は、従来の構造におけるダイオード素子43に逆方向電圧を印加した場合(図7中の三角)より高い高周波透過特性を示し、本実施形態において、ダイオード素子33に印加する電圧が、負の順方向電圧 $V_0$ 以下で高い高周波抑圧性能を持つことが分かる。

【0068】

次に、本実施形態における整流回路10の動作原理について説明する。

図8(a)は、本実施形態における整流回路10の動作原理を示すイメージ図である。図8(b)は、図1のA点における高周波信号入力直後の電圧変化を示すイメージ図である。図8(c)は、図1の出力端子における定常状態での電圧変化を示すイメージ図である。

【0069】

入力した信号(図8(a))は、容量素子に蓄電されることにより直流電圧は昇圧される。本実施形態の構造は、順方向電圧 $V_0$ 以下では高い高周波抑圧性能を有するため、昇圧された高周波信号の負のピーク値が順方向電圧 $V_0$ 以下にはならず、順方向電圧 $V_0$ 以上となる(図8(b))。昇圧された高周波信号は、フィルタ回路7により高周波成分が除去され、図13(c)に示す理想状態の動作原理と同じ動作となる(図8(c))。

【0070】

次に、本実施形態における整流回路10の変換効率の計算例を図9に示す。なお、ダイオード素子3のパラメータは、市販されているダイオード素子の一般的なパラメータを用いた。また、計算には本実施形態の具体例と、従来回路の具体例を用い、図9に示す丸は本実施形態の整流回路10、黒く塗られた三角は従来の整流回路の結果である。

図10は、本実施形態における整流回路10の具体的な回路図の例である。また、図11は、従来の整流回路の具体的な回路図の例である。

【0071】

図10に示す整流回路は、高周波信号を入力する入力端子51、直流信号を出力する出

10

20

30

40

50

力端子 5 2、ダイオード素子 5 3、伝送線路 5 4 及び 5 6 ~ 6 1、容量素子 5 5、負荷抵抗 6 2 を有している。なお、図 1 で示す入力整合回路 6 は伝送線路 5 6 ~ 5 8 を有している。また、フィルタ回路 7 は伝送線路 5 9 ~ 6 1 を有している。

図 1 1 に示す従来の高周波整流回路は、高周波信号を入力する入力端子 7 1、直流信号を出力する出力端子 7 2、ダイオード素子 7 3、伝送線路 7 6 ~ 8 1、容量素子 7 5、負荷抵抗 8 2 を有している。図 1 2 で示す入力整合回路 9 6 は、伝送線路 7 6 ~ 7 8 を有している。また、フィルタ回路 9 7 は、伝送線路 7 9 ~ 8 1 を有している。図 9 に示す通り、図 1 0 に示す整流回路は、従来回路に対し 5 % 以上の高効率化を図れていることが分かる。

#### 【 0 0 7 2 】

上述したように、高周波信号を入力する入力端子 1 と、直流信号を出力する出力端子 2 と、入力端子に一端が接続された容量素子 5 と、容量素子 5 の他端に一端が接続された整合回路 6 と、整合回路 6 の他端に一端が接続され、出力端子 2 に他端が接続されたフィルタ回路 7 と、整合回路 6 とフィルタ回路 7 との接続点に一端（カソード）が接続されたダイオード素子 3 とを備えた整流回路 1 0 において、ダイオード素子の他端（アノード）に一端が接続され、他端が接地された伝送線路 4 をさらに備え、所定の逆方向電圧が印加された時のダイオード素子 3 と伝送線路 4 とを有する直列体のリアクタンス成分が使用周波数において直列共振するように、伝送線路 4 のパラメータを設定する。これにより、ダイオード素子 3 等の信号漏洩による昇圧電圧の降下を抑えることができ、高周波 - 直流変換効率を高めることが可能となる。その結果、より高い周波数帯で電力を無線で受電することが可能となり、電力を送受信するためのアンテナを小型化することができる。また、無線電力伝送装置の小型化と高効率化に寄与することができる。

#### 【 0 0 7 3 】

以上述べた実施形態は全て本発明の実施形態を例示的に示すものであって限定的に示すものではなく、本発明は他の種々の変形態様および変更態様で実施することができる。

#### 【 符号の説明 】

##### 【 0 0 7 4 】

- 1、1 1、2 1、3 1、4 1、5 1、7 1、9 1、1 0 1、1 1 1 入力端子
- 2、1 2、2 2、3 2、4 2、5 2、7 2、9 2、1 0 2、1 1 2 出力端子
- 3、3 3、4 3、5 3、7 3、9 3 ダイオード素子
- 4、2 5、3 4、5 4、5 6 ~ 6 1、7 6 ~ 8 1 伝送線路
- 5、1 4、2 4、6 5、7 5、9 5 容量素子
- 6、9 6 入力整合回路
- 7、9 7 フィルタ回路
- 1 3、2 3 抵抗素子
- 6 2、8 2 負荷抵抗
- 1 0 3 接合抵抗
- 1 0 4 接合容量
- 1 0 5 接触抵抗
- 1 0 6 寄生容量
- 1 1 3 抵抗素子
- 1 1 4 容量素子

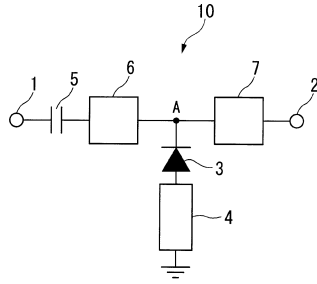
10

20

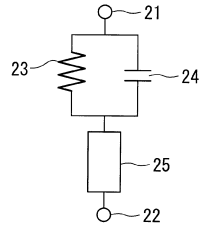
30

40

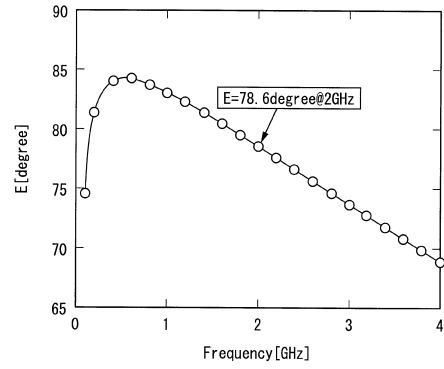
【 図 1 】



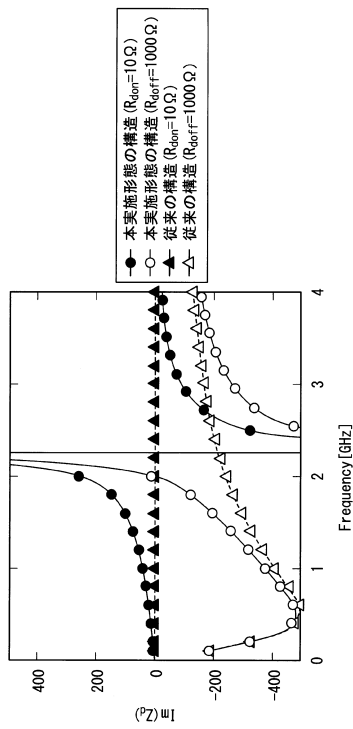
【 図 2 】



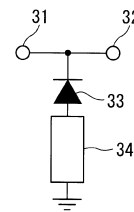
【 図 3 】



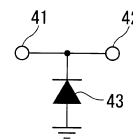
【 図 4 】



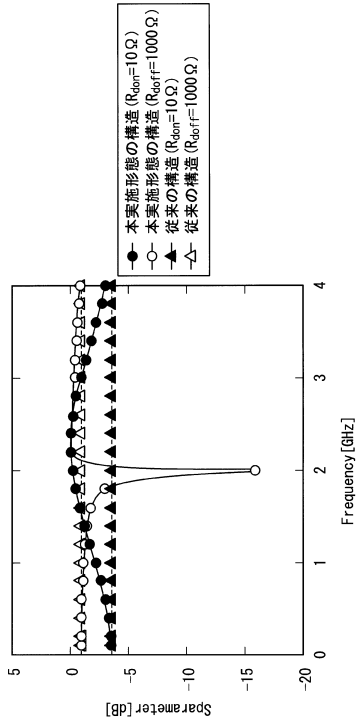
【 図 5 】



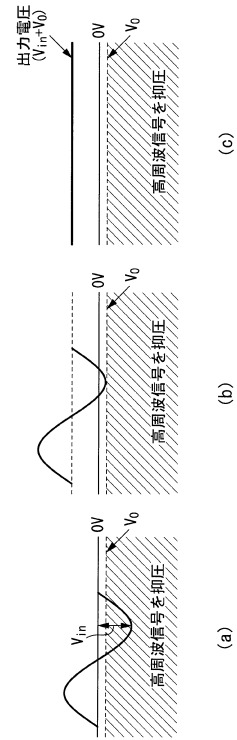
【 図 6 】



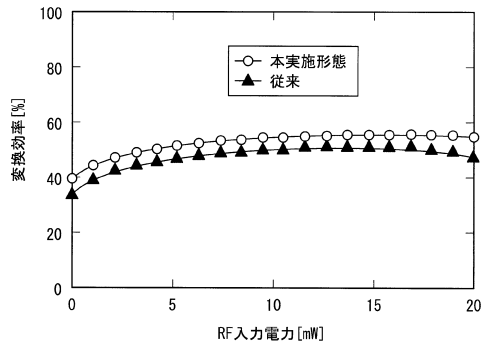
【図7】



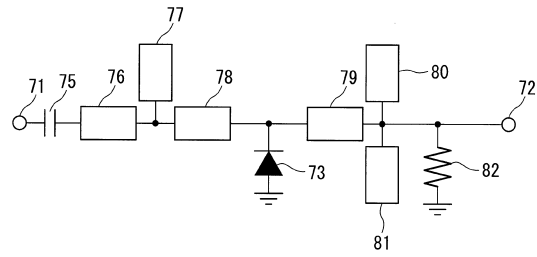
【図8】



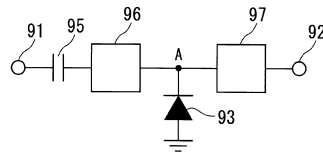
【図9】



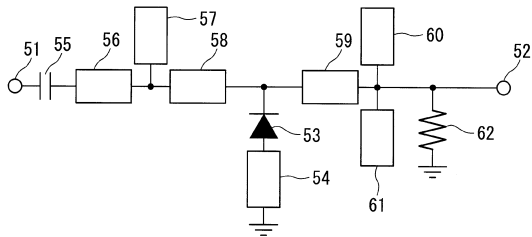
【図11】



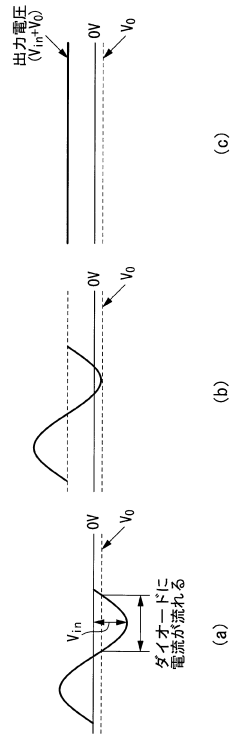
【図12】



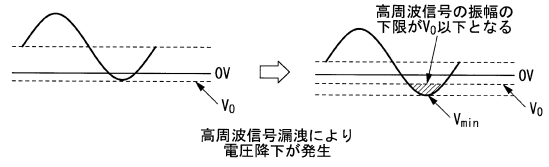
【図10】



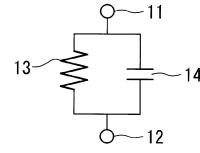
【図13】



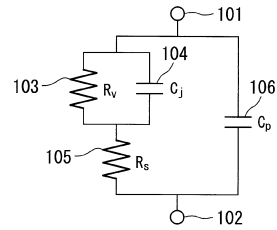
【図14】



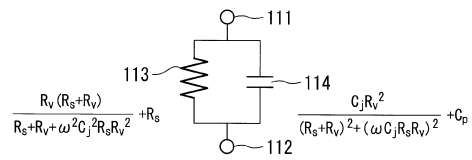
【図15】



【図16】



【図17】



---

フロントページの続き

(72)発明者 篠原 真毅

京都府京都市左京区吉田本町36番地1 国立大学法人京都大学内

審査官 岸田 伸太郎

(56)参考文献 国際公開第2012/090840(WO, A1)

特開2009-044933(JP, A)

和木輝彦(外4名), ダイオードの等価回路パラメータによるシャント型RF-DC変換回路の  
効率解析, 電子情報通信学会技術研究報告 エレクトロニクスシミュレーション, 2012年  
1月19日, vol. 111, no. 415, pp.201-206, EST2011-112

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01P 1/00 - 11/00

H02J 50/20

H02M 7/06

JSTPlus/JMEDPlus/JST7580(JDreamIII)

IEEE Xplore