高調波ガイドライン適合型単相ダイオード整流回路

正員 藤原憲一郎 正員 野村 弘 (高知工業高等専門学校)

A new operating principle of voltage-doubler diode rectifiers to meet the harmonic guide lines
Kenichiro Fujiwara, Member, Hiroshi Nomura, Member (Kochi National College of Technology)

To improve the current waveform of diode rectifiers, we propose a new operating principle for the voltage-doubler diode rectifiers. In the conventional voltage-doubler rectifier circuit, relatively large capacitors are used to boost the output voltage, while the proposed circuit uses smaller ones and a small reactor not to boost the output voltage but improve the input current waveform. A circuit design method is shown and confirmed experimentally. The experimental results of a 1.6 kW rectifier show that the proposed diode rectifier satisfies the harmonic guide lines. A high input power factor of 97% and an efficiency of 98% are also obtained. The new rectifier needs no controlled switches to meet the harmonic guide lines, resulting in a simple, reliable and low-cost ac-to-dc converters in comparison with the boost-type current-improving circuits.

キーワード：高調波ガイドライン、倍電圧整流回路、波形改善、EMIノイズ

1. まえがき

インバータが家電製品や産業用機器に広く普及するにつれて、直流電源として採用されているコンデンサ入力形ダイオード整流回路が引き起こす高調波障害が問題となっている。その対策として、家電汎用品に流入する高調波電流の大きさが、「家電・汎用品高調波対策ガイドライン」で規制されることになった^{(1), (2)}。

この規制に対し、数百Wクラスの小電力整流回路では、自励素子を用いたすぐれた波形改善法が開発されている⁽³⁾。しかし、これらの技術を、インバータエアコン用直流電源に代表される単相中容量整流回路に適用する上では、効率、経済性、信頼性および電磁ノイズ等の面で解決すべき問題点が残されている⁽⁴⁾。

この課題に対し、ダイオードと受動素子のみで構成され、高調波規制値を満足する整流回路が報告されている^{(5), (6)}。文献(5)は、3倍電圧整流回路を基本回路とし、コンデンサの充電電圧を電源電圧に重畳し、電流の導通区間を広げることにより波形改善を実現している。しかし、出力電圧が入力電圧の2～3倍となるため、200V電源に接続される場合、負荷として接続される機器の高耐圧化を必要とする。文献(6)では、整流回路の出力側に電源周波数の3倍で脈動する共振回路を設け、電流波形改善を実現している。この回路では、出力電圧が入力電圧とほぼ等しくなるため、負荷に倍電圧を必要とする用途には不向きと思われる。このように、現在の整流回路の置換という観点において、提

案されている回路はやや汎用性に欠ける面がある。

本論文では、従来の倍電圧整流回路において、倍電圧用として用いられている大容量コンデンサを小容量に選び、リアクトルと併用して波形改善機能を持たせ、出力電圧の上昇を抑制しながら電流波形の改善をはかる手法を提案する^{(7)～(9)}。提案回路では、出力電圧がほぼ入力電圧に等しく、200V電源へ接続される場合にも、出力側の機器を特に高耐圧化する必要がない。また、出力に入力電圧の2倍を得る倍電圧整流回路も、回路構成の簡単な変更で実現できる。

本論文では、最初に、100V電源に接続される整流回路を例に波形改善の原理を示し、回路設計の指針となる特性パラメータを定義する。次に、そのパラメータをもとに設計された整流回路の特性をシミュレーションで求め、高調波規制値を満足することを示す。続いて、倍電圧整流回路への応用について述べ、最後に、200V電源に接続される整流回路が高調波規制値を満足することを実験で確認し、その結果がシミュレーション結果と一致することを示す。

2. 基本回路と特性

〈2・1〉 基本回路と動作原理 図1は提案する単相整流回路を示し、図2および図3は、その波形例と動作モードを示す。図1の回路構成は従来の倍電圧形に類似しているが、 C_1 、 C_2 を小容量に選び、交流側にリアクトル L を挿入している。このため、図2に示すように、コンデンサ C_1 および C_2 の電圧 v_{c1} 、 v_{c2} が、電源の半サイクル間に

0[V]と負荷電圧 V_d の間で充・放電を繰り返す点が従来の倍電圧整流回路と動作が異なる。基本的な考え方は、電源半サイクルの前半における入力電流の立ち上げは、 L と C_1 、 C_2 の共振で実現し、導通区間の拡大は、リアクトル L に蓄えられたエネルギーを利用するものである。

図2に示すように、 C_1 、 C_2 が、電源の負の半サイクル間に、 $v_{c1}=0$ 、 $v_{c2}=V_d$ (負荷電圧) に充電されていると仮定すれば、電源の正の半サイクルの動作は図3 (a)～(c)に示す3つのモードに分けられる。

モード1 電源が正になった瞬時より C_1 の充電回路 ($v-L-D_1-C_1-v$) と、 C_2 の放電回路 ($v-L-D_1-$ 負荷 $-C_2-v$) が形成され、入力電流 i が立ち上がる。 $v_{c1}=V_d$ 、 $v_{c2}=0$ となれば D_4 が導通し、モード2に移行する。

モード2 電流 i は減少するが、モード1で L に蓄えられたエネルギーにより連続して流れ、その後、電源電圧 v が負荷電圧 V_d より高くなると、電流は再び増加する。時間が経過し、電源電圧 v が V_d より低くなると、電流 i は再び減少に転じ、 L に蓄えられたエネルギーがなくなれば、モード3となる。

モード3 負荷と電源が切り放され、負荷には平滑コンデンサ C_0 および C_1 により電力が供給される。モード2とモード3において、 D_4 が導通している間は $v_{c1}=V_d$ 、 $v_{c2}=0$ にクランプされる。

〈2.2〉 回路解析 提案回路は、電源の半サイクル間に2つの共振モードを有し、また、モード1からモード2への切り替わり時刻が負荷の関数となるため、従来の解析法⁽¹⁰⁾により入力電流の高調波成分を求めることができない。本論文では、電流の高調波特性をシミュレーションで求め、実験によりシミュレーションの妥当性を確認した。提案回路において、図3 (a)に示すモード1が電流波形改善の重要な役割を担い、入力電流は、 L および C_1 ($=C_2$) の値でほぼ決定される。以下に、 L および C_1 の値をどのように決定すれば入力電流が規制値を満足するかの指針となるパラメータを定義し、そのパラメータに基づき設計された整流回路の特性を検討する。

図3 (a)において、平滑コンデンサ C_0 が C_1 に比べて十分大きい場合、モード1は、 C_1 、 C_2 の並列回路に L が直列に接続された回路と等価となる。電源電圧 v を

$$v = \sqrt{2} V \sin \omega t \quad \dots \dots \dots (1)$$

で与え、 $v_{c1}(0)=0$ 、 $v_{c2}(0)=V_d$ (負荷電圧)、 $i(0)=0$ の条件のもとで、モード1の共振電流 i を求めると、

$$i = \frac{\sqrt{2} V}{(k^2 - 1) \omega L} \{ \cos \omega t - \cos(k \omega t) \} \quad \dots \dots (2)$$

となる。ここで、 k は

図1 波形改善型ダイオード整流回路

Fig.1. Diode rectifier with improved input current waveform.

図2 動作モードと波形例

Fig.2. Simulated capacitor voltages and input current waveforms of Fig.1. ($L=3\text{mH}$, $C_1=C_2=73\mu\text{F}$, Input=1.0kW)

図3 提案回路の動作モード

Fig.3. Operating modes of the rectifier in Fig.1.

$$k = \sqrt{\frac{1}{2LC}} \frac{1}{\omega}, C=C_1=C_2 \quad \dots \dots (3)$$

で定義される共振周波数の電源周波数に対する比であり、本論文ではこの k を1つの特性パラメータとして用いる。(2)式で与えられるモード1の電流 i が最大値をとるのは、近似的に $k\omega t = \pi$ の時刻であり、その最大値を $1/\sqrt{2}$ 倍した実効値は次式で与えられる。

$$I_r = \frac{V}{(k^2 - 1)\omega L} \{ \cos(\pi/k) + 1 \} \quad \dots \dots (4)$$

本論文では、この I_r をもう1つの特性パラメータに選ぶ。

〈2・3〉 回路定数と入出力特性 ここで、電源電圧 V と I_r および k を与えれば、(4)式より L が決定され、その結果を(3)式に代入して、 $C(=C_1=C_2)$ が決定される。表1に、電源電圧を100Vとした場合の、特性パラメータ I_r と k に対する L および C の値を示す。平滑用コンデンサ容量 C_0 は、出力電圧のリプル値の制限より決定されるが、ここでは、電圧リプルを抑え負荷を理想的な定電圧源に近づけるため、10,000 μ Fとした。

図4は、表1に示す回路定数に対する整流回路の入力電流に含まれる低次の高調波成分(3,5,7) ω のシミュレーション結果を示す。入力範囲は、インバータエアコン用電源を想定し、0.3kW ~ 1.6kW とし⁽¹¹⁾、シミュレーションは PSpice Ver.6.2 を用いて行った。図4(a)に示すように、第3次高調波特性はV字となる。このため、表1に示す L 、 C の値は、入力全範囲で判断すれば、第3次高調波電流に対する低減効果はほぼ同じであり、 L 、 C の値の違いは、その特性曲線を左右に平行移動することになる。しかし、図4(b)、(c)が示すように、 L の値の増加は、第5次以上の高調波電流の減少には効果的である。

図5は、表1の回路定数に対する出力電圧および力率特性のシミュレーション結果である。効率は、 L 、 C の影響をほとんど受けないので、 $L=3$ mH、 $C=73\mu$ F の特性を代表値として示し、最大効率は98%である。 $k=3$ ($L=5$ mH、 $C=78\mu$ F)の場合、入力が450W以下で倍電圧動作(C_1 および C_2 の電荷が0Vまで放電されない)となるため、出力電圧が急上昇する。これに対して、 $k=4$ ($L=3$ mH、 $C=73\mu$ F)では、このような問題が生じない。

表1 k 、 I_r に対する回路定数(電源電圧=100V)

Table 1 Circuit parameters for k and I_r with 100V source voltage.

k	4	4	3
I_r [A]	12	10	10
L [mH]	2.5	3.0	5.0
C [μ F]	88	73	78
C_0 [μ F]	10,000		

$C=C_1=C_2$

図4 表1の回路定数に対する高調波電流特性

Fig.4. Harmonic currents of the rectifier with the parameters in table 1.

図5 表1の L 、 C と入出力特性

Fig.5. Input-output characteristics of the rectifier with the parameters in table 1.

一般的に、 k の値が小さくなるほど L および C の容量が増加し、低出力時に整流回路が倍電圧動作領域に入る危険性が高くなる。逆に、 k が大きくなると、高調波成分が規制値を満足しなくなる。これらの結果より、 $k=4$ が実用的な値と判断される。一方、 I_r は、V字特性を描く第3次高調波電流が入力範囲の中心値(0.3kW ~ 1.6kWの入力範囲で約1.0kW)付近で最小値をとるように決定

する。100V 電源に接続される場合、 I_r は 1.0kW に相当する力率 1 の電流実効値、すなわち 10A 程度に選ぶのが適当である。

3. 倍電圧回路への適用

100V 電源に接続されるインバータエアコンでは、倍電圧整流回路の採用が一般的である。ここでは、図 1 の基本回路を用いて、出力に倍電圧を得る回路構成（以下倍電圧整流回路と呼ぶ）と特性を示す。

〈3・1〉 倍電圧整流回路の構成 図 6 は、図 1 に示す基本回路を用いた倍電圧整流回路である。倍電圧用コンデンサとして、 C_3 、 C_4 を基本回路に追加し、これらのコンデンサと波形改善用コンデンサ C_1 、 C_2 との干渉を防ぐために、ダイオード D_5 、 D_6 を挿入した。図 6 の倍電圧整流回路の動作は、図 7 に示す 4 つの動作モードに分けられる。図 7(a) のモード 0 を除けば、倍電圧回路の動作モード 1 ～ 3 は、図 3 の基本回路の動作モード 1 ～ 3 と等価となる。ここで、倍電圧回路のモード 0 は次のように説明される。

モード 0 定常状態では、配線インダクタンスや C_2 、と C_4 との容量の差および充電モード（モード 2）で直列に接続されるダイオードの数等の影響で、 v_{c2} が v_{c4} よりわずかに高くなる。このため、 $v + v_{c2} \geq v_{c4}$ となる時刻より電流が流れ始め、電源電圧が正に転ずる直前（ $v < 0$ ）より電流が立ち上がることになる。 v_{c2} と v_{c4} の電位差は、入力が増加するにしたがい大きくなるが、この電位差が高調波特性に影響を及ぼすほど高くなることはない。 $v > v_{c1}$ となればモード 1 に移行する。

〈3・2〉 倍電圧整流回路の特性 前述の理由により、実用的には図 7 (a) のモード 0 は無視できる。図 7 (b) に示すモード 1 の負荷側の等価キャパシタンス C_{e1} は、 $C_1(=C_2) \ll C_3(=C_4)$ を考慮して、

$$C_{e1} = C_d + \frac{C_d C_0}{C_d + C_0}, \quad C_d = C_3 = C_4 \quad \dots (5)$$

で与えられる。また、図 7 (d) モード 3 の負荷の等価キャパシタンス C_{e2} は、

$$C_{e2} = \frac{C_d}{2} + C_0 \quad \dots (6)$$

である。ここで、(5)、(6) 式のキャパシタンスが、図 2 のモード 1 およびモード 3 の C_0 に等しければ、すなわち

$$C_0 = C_{e1} = C_{e2} \quad \dots (7)$$

図 6 基本回路の倍電圧整流回路への適用
Fig.6. Circuit configuration for a voltage-doubler rectifier.

図 7 倍電圧整流回路の動作モード
Fig.7. Operating modes of the rectifier in Fig.6.

を満足するように、 $C_d(=C_3=C_4)$ 、 C_0' を選べば、図 1 の基本回路と図 6 に示す倍電圧回路の入力特性はほぼ等しくなる。表 1 の $L = 3\text{mH}$ 、 $C = 73\mu\text{F}$ 、 $C_0 = 10,000\mu\text{F}$ に相当する C_d および C_0' を (5) ～ (7) 式より求めると、 $C_d = C_0' = 6,700\mu\text{F}$ が得られる。図 8 は、これらの値を用いた高調波特性のシミュレーション結果であり、図 4 に示す基本回路の特性とほぼ一致する。

図 9 は、倍電圧整流回路の直流電圧と力率特性である。入力に対する直流電圧の変動は、基本回路（図 1）の 42V

に対して、倍電圧形の場合は81Vと約2倍となる。しかし、倍電圧整流回路の回路定数は基本回路に準じて決定され、特性パラメータ I_r と k を同じ値に選べば、高調波および力率特性は基本回路とほぼ等しくなる。

4. 200V電源に接続される整流回路の実験結果

コンデンサの充放電を利用したダイオード整流回路の電流波形改善法を提案し、シミュレーションによりその特性を検討した。ここでは、商用電源200Vに接続される図1の整流回路を例に、高調波成分が規制値を満足することを実験で確認する。また、実験結果とシミュレーション結果が一致することを示し、先に検討した基本回路のシミュレーション結果の妥当性を明らかにする。

表2に実験で使用した特性パラメータと、その値を用いて得られた回路定数を示す。平滑用コンデンサ容量 C_0 は、基本回路のシミュレーションでは10,000 μ Fを用いたが、実験では2,200 μ Fを用いた。シミュレーション結果より、このような C_0 の容量差が入力電流の高調波特性に及ぼす影響は小さく、その特性は L および C により決定されることが確認されている。(4)式を参照すれば、200V電源に接続される整流回路の場合、同じ出力に対して、電圧が2倍、電流が1/2となるため、 L の値は100V入力時の4倍となり、 C の容量は1/4に減少する。

図10は高調波電流の実験結果とシミュレーション結果であり、提案回路の高調波成分が入力全範囲において規制値を満足し、また、シミュレーション結果ともよく一致することが確認される。参考のために、 $L=13$ mHのみ(C_1 と C_2 を除く)で波形改善を試みた場合の第3次高調波電流の実験結果を図10に示した。このように、 $L=13$ mHのみでは、1kW以上の入力で第3次高調波電流が規制値を満足しない。しかし、図が複雑となるために図示は省略したが、第5次以上の高調波電流は L のみの場合でも規制値を満足する。

図11は、提案回路の入出力特性の実験結果とシミュレーション結果を示す。比較のために、 $L=13$ mHのみで波形改善を試みた場合の結果も合わせて示した。提案回路の力率は最大97%、効率は最大98%が得られた。これに対し、 L のみで波形改善を試みた場合、効率は提案回路と等しくなるが、力率は最大78%にとどまった。提案回路の出力電圧は、 C_1 、 C_2 の作用により、 L のみの場合に比較して約50V高くなる。しかし、提案回路の出力電圧リップルは、電流の導通期間が L のみの場合に比較して広がり波形改善されるため、1.6kW入力時で7.8Vと、 L のみの場合の12.3Vに比較して改善される。

図12は入力に対する電流波形の変化であり、最初の共振電流は負荷の影響を受けない。一方、第2回目の共振電流は、負荷が大きくなるにしたがい負荷電圧が下がるため、電流値および通流期間ともに大きくなる。

図8 倍電圧整流回路の高調波特性

Fig.8. Harmonic currents of the voltage doubler rectifier in Fig.6.

($L=3$ mH, $C_1=C_2=73$ μ F, $C_3=C_4=C_0'=6,700$ μ F)

図9 倍電圧整流回路の入出力特性

Fig.9. Input-output characteristics of the voltage doubler rectifier in Fig.6.

表2 実験に用いた回路定数 (電源電圧 200V)

Table 2 Circuit parameters used in experiment with 200V input voltage.

k_1	I_r [A]	L [mH]	C [μ F]	C_0 [μ F]
4.08	4.48	13	16	2,200

図10 200V入力整流回路の高調波特性

Fig.10. Harmonic currents obtained by experiment and simulation of Fig.1 with 200V utility voltage. ($L=13$ mH, $C_1=C_2=16$ μ F, $C_0=2,200$ μ F)

5. むすび

従来の倍電圧整流回路において、倍電圧用の大容量コンデンサを小容量に選ぶとともに、交流側にリアクトルを挿入し、共振的にコンデンサを充放電させることによるダイオード整流回路の波形改善法を提案した。提案した整流回路は、受動素子のみで構成されるため、信頼性と経済性に富み、スイッチング動作を用いないため電磁ノイズ等の問題が発生しない特長を有する。本論文では、回路定数決定の指針として、2つの特性パラメータを定義し、それらの実用的な値を示した。さらに、特性パラメータより得られた回路定数の整流回路を試作し、その特性をシミュレーションおよび実験で検討した。実験結果によれば、100Vおよび200V電源に接続されるダイオード整流回路の高調波電流が高調波ガイドラインを満足するとともに、最大効率98%および力率97%が得られた。本論文で提案した回路方式と回路定数決定法は、単相100V、200V入力整流回路および倍電圧整流回路に適用できるものである。

提案した整流回路は、リアクトル容量が装置容量の約30%必要であり、小型・軽量化の面では問題点を有する。しかし、本整流回路は、受動素子のみで構成できるため、回路構成が簡単でEMI障害が低減される、などの利点があり、経済的で信頼性に富む整流回路の高調波電流低減法として実用化が期待される。

(平成9年12月22日受付、平成10年7月2日再受付)

文献

- (1) 資源エネルギー庁公益事業部：「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン」(平成6年)
- (2) 平成7年電気学会全国大会S15：「電源高調波規制に対応するパワーエレクトロニクス技術」
- (3) 電子技術：「'96スイッチング電源ハンドブック」、(1996年3月)
- (4) 菅、木全、打田：「単相力率改善型コンバータの簡易スイッチング法」、電気学会論文誌D、116巻4号(平成8年)
- (5) 高橋、堀：「高調波電流の少ない単相ダイオード整流回路」、電気学会論文誌D、115巻10号(平成7年)
- (6) 高橋、堀：「パッシブ素子を用いたダイオード整流回路の入力電流波形改善」、電気学会論文誌D、117巻1号、(平成9年)
- (7) Fujiwara and Nomura: "A Power Factor Correction for Single-phase Diode Rectifiers without Employing PWM Strategy", IPEC-Yokohama, pp.1501-1506, (1995)
- (8) 藤原、野村：「単相ダイオード整流回路の高調波電流低減法」、電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-96-3、(1996)
- (9) K. Fujiwara and H. Nomura: "Improvement of Current Waveform for 200V Input Single-phase Rectifiers Using Modified Voltage-doubler Circuit", Proceedings of Power Conversion Conference-NAGAOKA, pp.897-900, (1997)
- (10) 作井、北村、藤田：「コンデンサ入力形単相整流回路の高調波解析」、電気学会論文誌D、112巻6号(平成4年)

図11 200V入力整流回路の入出力特性
Fig.11. Input-output characteristics of the rectifier with 200V utility voltage.

図12 入力電流波形例
Fig.12. Variations of input current waveform with input power.

- (11) 田中、牧野他：「家庭用ソーラーエアクンシステム」、電気学会論文誌D、113巻、2号(平成5年)

藤原憲一郎(正員) 1949年5月5日生。1970年、高知工業高等専門学校電気工学科卒、同年4月(株)日立製作所入社。1974年2月、高知日立家電(株)に転属。1974年9月、高知工業高等専門学校電気工学科助手、1985年、同助教授。1987年、アメリカ・ミズリー大学電気工学科修士課程修了。半導体電力変換器、無効電力補償の研究に従事。IEEE、システム制御情報学会、パワーエレクトロニクス研究会の会員。

野村 弘(正員) 1943年7月27日生。1966年、東京電機大学工学部電子工学科卒業。同年高知工業高等専門学校電気工学科助手、同助教授を経て、現在、同教授。工学博士。1973年、アメリカ・ミズリー大学留学。1974年、同大学電気工学科修士課程修了。半導体電力変換器の研究に従事。電気学会、IEEE、パワーエレクトロニクス研究会の会員。