キャパシタ電圧を平衡化した単相倍電圧整流器の特性

正員 清 武 博文 (大分高専)

正員 岡 田 英 彦 (大 分 大)

正員 石 坂 耕 一 (福 岡 大)

正員 伊 藤 良 三 (福 岡 大)

Characteristics of Single-Phase Voltage-Doubler Rectifier with Balanced Capacitor Voltages

Hirofumi Kiyotake, Member (Oita National College of Technology), Hidehiko Okada, Member (Oita University), Kouichi Ishizaka, Member, Ryoza Itoh, Member (Fukuoka University)

A single-phase voltage-doubler rectifier, which has two auxiliary bidirectional switches, is studied. The proposed rectifier has the advantages that the imbalance of the voltages across the capacitors, connected in series, is minimized independent of the working conditions and the discharge of capacitors is adjusted by arranging two auxiliary bidirectional switches. Therefore, the total capacitance of the rectifier can be reduced. The tested setup, using four insulated-gate bipolar transistors (IGBTs) and a microcomputer as a PI controller, is implemented and IGBTs are switched with 20 kHz, which is out of audible band. Moreover, a rigorous state-space analysis is introduced to predict the operation of the rectifier. From the results, the well-balanced capacitor voltages can be achieved and the input current can be sinusoidally waveshaped with a near-unity power factor under the steady state and transient conditions even if the rectifier is operated with small series-connected capacitors. Consequently, the single-phase voltage-doubler rectifier studied is suitable for AC-DC conversion equipment with output voltage higher than twice that of the supply and with reduced total capacitance.

キーワード：単相整流器，倍電圧，キャパシタ電圧の平衡化，正弦波入力電流，IGBT

1. ま え が き

ハーフブリッジ構成のスイッチモード単相倍電圧整流器は簡単な回路構成で倍電圧出力が得られる^{(1)~(2)}。この整流器はパワーフローが可逆である。出力端に直列接続されたキャパシタの中性点が利用できる，などの特長を有し，大きな出力が必要なインバータの電源として使用されている。しかしながら，キャパシタの電圧が本質的に不平衡であるため，動作条件によってはキャパシタ電圧が電源電圧のピーク値よりも小さくなり，その結果入力電流の正弦波化が困難であることが指摘されている⁽¹⁾。また，ハーフブリッジタイプのインバータを負荷としたとき，インバータ入力の中性点電位が変動するのでインバータ出力波形を歪ませる原因になる。一方，不必要なキャパシタの放電を調整するためにダイオードブリッジとスイッチング素子からなる双方向スイッチを付加した回路構成が提案されているが⁽³⁾，キャパシタ電圧の不平衡はほとんど改善されない。

本論文は，出力端に直列接続されたキャパシタの電圧を

平衡化させるため，従来の整流器にダイオードブリッジとIGBTからなる2個のキャパシタ充放電用双方向スイッチを付加した単相倍電圧整流器を提案したものである^{(4)~(7)}。この整流器の特長は，キャパシタ電圧の平衡化と放電調整を同時に行う点にあり，容量の小さなキャパシタを用いてもキャパシタ電圧を平衡化させることができる。従って，出力端に接続するキャパシタ全体の容量を低減でき，かつ負荷が大きいたくにもキャパシタ電圧は十分に平衡化され，入力電流を正弦波状に制御できることが期待される。

本論文では，実験並びに状態空間法を用いたシミュレーションから，定常および過渡状態においてもキャパシタ電圧は十分に平衡化され，ほぼ力率1の正弦波状入力電流が得られることを明らかにする。

2. 主回路構成

図1にスイッチモード単相倍電圧整流器の基本構成を示す⁽²⁾。この整流器は，IGBT Q_1 , Q_2 のオンオフ制御によ

り倍電圧出力が得られると共に、双方向パワーフローが可能である。しかし、出力端に直列接続されたキャパシタ C_p , C_n の容量を小さく設定するとキャパシタ電圧 e_p と e_n に脈動が生じて不平衡となる。これは、例えば電源電圧 $v \geq 0$ のとき、 Q_2 のスイッチングごとに C_p は充電、 C_n は放電を繰り返すためである。負荷が大きくなるに従ってこの不平衡が顕著になり、電源電圧のピーク値よりもキャパシタ電圧が低下すると昇圧動作の条件を満足できず、入力電流の正弦波化は困難になる。

一方、出力端からみた等価キャパシタンスを増加させるため、図1の整流器にキャパシタ C_2 を付加した単相倍電圧整流器を図2に示す⁽¹⁾。 C_2 は出力電圧 e_2 の平滑化を担うため、出力端に接続されたキャパシタ全体の容量を低減することができる。しかし、 C_{1p} , C_{1n} の容量を小さく設定すると、依然としてキャパシタ電圧の不平衡が生じ、負荷が大きくなって昇圧動作の条件を満足できなくなると入

図1 単相倍電圧整流器の基本構成

Fig. 1. Basic configuration of single-phase voltage-doubler rectifier.

図2 平滑キャパシタを付加した単相倍電圧整流器

Fig. 2. Single-phase voltage-doubler rectifier with a smoothing capacitor.

図3 提案する単相倍電圧整流器

Fig. 3. Proposed single-phase voltage-doubler rectifier.

力電流の正弦波化が困難になる。

図3に本論文で提案する単相倍電圧整流器を示す。これは図2の整流器にダイオード D_3 , D_4 およびダイオードブリッジと IGBT Q_{a1} , Q_{a2} で構成されるキャパシタ充放電用の双方向スイッチを2個付加したものである。双方向スイッチは1スイッチング周期毎にキャパシタ電圧 e_{1p} , e_{1n} の低い方のキャパシタを充電するようにオンオフ制御される。従って、スイッチング周波数を高く設定することによって出力端に接続されたキャパシタ全体の容量を低減しながらキャパシタ電圧の平衡化が実現できる。

3. 動作原理

提案する単相倍電圧整流器に前述の動作を行わせるための制御信号を図4に示す。図中の $(e_{1p} - e_{1n}) / |e_{1p} - e_{1n}|$ は e_{1p} と e_{1n} の大小関係を表すために用いたものであり、 $e_{1p} > e_{1n}$ のときは1, $e_{1p} < e_{1n}$ のときは-1となる。IGBTの制御信号はクロックパルスの立ち上がり、 i と i^* の基準信号 i^* および e_{1p} と e_{1n} の大小関係で決定され、 $v \geq 0$ のとき、 Q_2 , Q_{a2} をオン、 Q_2 のみオン、 Q_{a1} のみオン、 Q_{a2} のみオンの4通りがある。したがって、提案する単相倍電圧整流器の動作は図5に示す5つの動作モードで表される。他方、単相整流器の動作は交流入力 v の半サイクルを考えれば十分把握できるので、 $v \geq 0$ の期間で考えることにする。

図4 IGBTの制御信号

Fig. 4. Control signals of IGBTs.

以下、図5に従って各モードの動作を説明するが、 $v < 0$ のときは Q_2 を Q_1 に置き換えて考えればよい。

v の零クロス点からピーク値までの期間では、 i が i^* に追従するように、クロックパルスの立ち上がりと一緒にメインスイッチ Q_2 と同時に補助スイッチ Q_{a2} をオンする。このとき図示の極性で充電されていた C_{1n} が放電して、 C_{1n} の電圧 e_{1n} が $v-L-Q_2-C_{1n}-Q_{a2}$ の経路で v に重畳され、入力電流 i は $(v+e_{1n})/L$ に比例して上昇する。このモードを図5(1)に示す。また、 v のピークから次の零クロス点まではキャパシタの不必要な放電を防ぐため、クロックパルスの立ち上がりと一緒に Q_2 だけをオンする。したがって、 i は $v-L-Q_2-D_4$ の経路で流れ、 v/L に比例して増加する。このときのモードを図5(2)に示す。

i が基準値 i^* に達したとき Q_2 をオフする。この後の動作モードはキャパシタ電圧 e_{1p} 、 e_{1n} の大小関係によって電圧が低い方のキャパシタが充電されるように切り替わる。すなわち、 $e_{1p} > e_{1n}$ のときは、図5(3)に示すように Q_2 オフと同時に Q_{a2} をオフ、 Q_{a1} をオンすると $v-L-Q_{a1}-C_{1n}-D_4$ の経路で C_{1n} が充電される。一方、 $e_{1p} < e_{1n}$ のときは、図5(4)に示すように、 v の零クロス点からピーク値までは Q_{a2} のオン状態を保ち、また、 v のピークから次の零クロス点までは Q_{a2} をオンすると $v-L-D_1-C_{1p}-Q_{a2}$ の経路で C_{1p} が充電される。図5(3)、(4)のモードでインダクタ L のエネルギーが放出し終わると入力電流は0になり、整流器は図5(5)に示すモードで動作し、負荷は電源と切り離される。したがって、 $v \geq 0$ の期間における動作モードの推移は、 v の零クロス点から $\pi/2$ の間では図5(1)と(3)または(1)と(4)を1スイッチング周期ごとに繰り返し、 $\pi/2$ から次の零クロス点の間では図5(2)と(3)または(2)と(4)を繰り返す。ただし、図5(3)、(4)のモードで $i=0$ になると図5(5)のモードへ移行する。

なお、図1および図2に示す整流器の動作モードは、それぞれ Q_2 をオンした場合は図5(1)、 Q_2 をオフした場合は図5(4)、入力電流が0になると図5(5)に示すモードに相当する。従って、図1および図2の整流器では図5(2)と(3)に相当するモードは存在せず、キャパシタ電圧の平衡化とキャパシタの放電調整が不可能である。

以上の動作を実現させるための電圧・電流制御ブロック図を図6に示す。まず、予めROMに v と同期した単位大きさの正弦波整流信号を書き込んでおき、PI制御器の出力 u とROMの出力との積から入力電流の基準信号 $|i^*|$ を得る。また、メインスイッチ Q_1 、 Q_2 は可聴帯域外の20kHzのクロックパルスと等しい周波数でオンオフ制御される。一方、図示のように単安定マルチバイブレータ1および2を使って C_{1p} および C_{1n} が放電する期間を電源電圧の零クロス点から $\pi/2$ の範囲に設定している。

次に、 $|i|$ が $|i^*|$ に達すると、コンパレータの働きによって $v \geq 0$ のとき Q_2 、 $v < 0$ のとき Q_1 がオフされる。ただ

し、前述したように、 Q_{a2} がモードの切り替わる前後においてオンする場合、 Q_{a2} は $|i|$ が $|i^*|$ に達してもオフせず

図5 図3の動作モード
Fig. 5. Operating mode of Fig. 3.

図6 電圧・電流制御ブロック図
Fig. 6. Voltage and current control block diagram.

にオン状態を保つ。なお、 e_{1p} 、 e_{1n} の大小関係によっては Q_{a1} 、 Q_{a2} のオンオフがクロック周波数の20kHzを越えて高速で切り替わる可能性がある。このような高速スイッチングを避けるため、図中の $e_{1p} > e_{1n}$ および $e_{1p} < e_{1n}$ 以後の論理回路で示すように1スイッチング周期の間は Q_1 あるいは Q_2 がオフした時点での電圧が低い方のキャパシタを充電し続けるようにした。

4. 実測波形

図7および図8に、それぞれ図2と図3に示した整流器の実測動作波形を示す。ただし、動作条件および回路定数を $V=50V$ 、 $f=60Hz$ 、 $L=2.105mH$ ($r=0.112\Omega$)、 $C_{1p}=C_{1n}=270\mu F$ 、 $C_2=1,000\mu F$ 、 $R_L=49.84\Omega$ とし、出力

図7 図2の実測波形
Fig. 7. Experimental waveforms of Fig. 2.

図8 図3の実測波形
Fig. 8. Experimental waveforms of Fig. 3.

電圧 e_2 の平均値が電源電圧ピーク値の約2倍の150VとなるようにPI制御器の出力電圧基準値 e_2^* を調整した。また、 r はインダクタ L の抵抗、 V は電源電圧 v の実効値である。図7より、図2の整流器ではキャパシタ電圧 e_{1p} 、 e_{1n} が電源周波数と等しい周波数で脈動し、その結果 e_{1p} と e_{1n} に不平衡が顕著に現れると共に、入力電流 i が大きく歪んでいるのがわかる。これは、例えば $v \geq 0$ のとき、 e_{1p} が v より小さくなる所が存在し、昇圧動作の条件を満足しないためである。このような現象は、昇圧比を変化させても改善されないことを実験によって確認している。また、 e_{1p} と e_{1n} は、それぞれ v が負から正に変化する付近と正から負に変化する付近で零近くまで低下している。負荷をさらに大きくするとキャパシタ電圧の不平衡は一層顕著になり、その結果 e_{1p} 、 e_{1n} の極性が反転する。一方、図8では e_{1p} 、 e_{1n} はそれぞれ $e_2/2$ にほとんど等しく、かつ十分に平衡化しており、入力電流 i はほぼ力率1で正弦波状に制御されていることがわかる。

図7と図8に示した入力電流の波形歪みの主な原因となる低次高調波成分の基本波に対する割合を表1に示す。た

表1 入力電流の低次高調波成分
Table 1. Low order harmonic contents of input currents.

高調波次数	a_h/a_1 (%)	
h	図7	図8
3	9.294	0.675
5	5.594	0.107
7	2.924	0.106
9	1.044	0.142
11	0.951	0.158
13	0.438	0.120
15	0.447	0.152
17	0.400	0.119
19	0.178	0.137

図9 昇圧比に対する歪み率
Fig. 9. Distortion factor for step-up ratio.

だし、表1は電源と直列に 0.1Ω の検出用抵抗を接続し、その端子電圧をFFTアナライザによって分析した結果である。また、 a_h は第 h 次高調波電流の大きさである。同表より、図3に示した提案する整流器では低次高調波成分はいずれも0.7%以下と十分抑制されていることがわかる。ちなみに、図7の場合の入力電流の実測歪み率(THD)は11.365%、図8の場合では0.970%であった。

図2と図3の整流器で昇圧比を変化させた場合の入力電流の実測歪み率を図9に示す。ただし、昇圧比は e_2 の平均値を E_2 としたとき、 E_2/V で定義した。図9から、図2の整流器では昇圧比を大きくしても入力電流の歪み率を大幅に改善することはできないが、提案する整流器では図示の昇圧比の範囲で1.0%以下であり、ほぼ一定であることがわかる。

5. シミュレーション

前述のように、単相整流器の動作は交流入力力の半サイクルを考えれば十分把握できるので、シミュレーションは $v \geq 0$ の半周期を考えることにする。

電源電圧は、実効値を V とすると次式で表される。

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

一方、煩雑な畳み込み積分を用いないで状態方程式を解くために

$$v_f = \sqrt{2} V \cos \omega t \quad \dots\dots\dots (2)$$

で表される仮想電圧 v_f を考えると、

$$\frac{dv}{dt} = \omega v_f \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$\frac{dv_f}{dt} = -\omega v \quad \dots\dots\dots (4)$$

である。また、 e_2 は

$$e_2 = e_{1p} + e_{1n} \quad \dots\dots\dots (5)$$

で与えられるので、状態変数 x を

$$x = [v, v_f, i, e_{1p}, e_{1n}]^T \quad \dots\dots\dots (6)$$

のように定義したとき、各モードの回路方程式から導出された定数係数行列 A を用いて、

$$\frac{dx}{dt} = Ax \quad \dots\dots\dots (7)$$

の形式の状態方程式が得られる。ただし、(6)式右肩添字 T はベクトルの転置を示すものとする。時刻 t における x を $x(t)$ 、微小時間を Δt としたとき、 $x(t + \Delta t)$ は、(7)式から

$$x(t + \Delta t) = e^{A\Delta t} x(t) \quad \dots\dots\dots (8)$$

によって計算できるので、シミュレーションは(7)式で表される図5(1)から(5)までの各動作モードの状態方程式とPI制御則を組み合わせることで出力電圧が所望の基準値 e_2^* に収束するまで、動作モードを判別しながら(8)式の計算を繰り返して行った。本論文では、スイッチング周波数を考慮して $\Delta t = (\pi/\omega)/18,000 \approx 0.463\mu s$ とした。

図7、8の実測波形と同じ動作条件、同じ回路定数の下でのシミュレーション結果をそれぞれ図10、11に示す。

図10 図7のシミュレーション結果
Fig. 10. Simulated results of Fig. 7.

図11 図8のシミュレーション結果
Fig. 11. Simulated results of Fig. 8.

シミュレーション結果は、実測波形とほぼ一致しているが、入力電流の大きさに若干の差が見られる。これはシミュレーションでは無視した素子の電圧降下、スイッチング損失、インダクタの鉄損などが影響しているものと考えられる。なお、図2の整流器で提案する整流器と同程度のキャパシタ電圧の平衡化を行うには、 C_{1p} 、 C_{1n} として、約 $10^4\mu F$ 程度の大きな容量のキャパシタが必要であることを確認している。

図 12 負荷変化時の実測過渡応答
Fig. 12. Experimental transient responses when changing the load.

図 13 負荷変化時の解析過渡応答
Fig. 13. Simulated transient responses when changing the load.

6. 過渡特性

提案する倍電圧整流器の過渡特性を検討するために、負荷変化時の実験とシミュレーションを行った。なお、本論文では PI 制御則として

$$u(nT) = u\{(n-1)T\} + k_p[\varepsilon(nT) - \varepsilon\{(n-1)T\}] + k_i\varepsilon(nT) \dots \dots \dots (9)$$

を用いた。ただし、 k_p 、 k_i はそれぞれ比例、積分の各ゲイン、 n は正の整数、 T は $1/2f$ に等しいサンプリング周期であり、 $e_2(nT)$ を $t=nT$ における出力電圧の検出値としたとき、 $\varepsilon(nT) = e_2^* - e_2(nT)$ である。また、(9) 式の計算はマイクロコンピュータを用いて行った。

今、 $k_p=0.21$ 、 $k_i=0.12$ に設定し、 $e_2^*=150V$ の条件下で負荷抵抗 R_L を 49.84Ω から 99.68Ω へ、さらに 49.84Ω へと変化させたときの実験による過渡応答を図 12、シミュレーション結果を図 13 に示す。

両図より、実験結果はシミュレーション結果とほぼ一致しており、過渡状態においてもキャパシタ電圧が十分に平衡化され、ほぼ力率 1 の正弦波入力電流が達成されていることがわかる。

7. あとがき

以上、キャパシタ充放電用の双方向スイッチを付加した単相倍電圧整流器を提案し、試作装置による実験および状態空間法によるシミュレーションを行った。その結果、出力端に直列接続されたキャパシタを小さく設定してもキャパシタ電圧は十分に平衡化され入力電流をほぼ力率 1 で正弦波状に制御できることを明らかにした。提案した単相倍

電圧整流器は、キャパシタ電圧の平衡化と放電調整を同時に行える点に特長があり、出力端に接続するキャパシタ全体の容量を低減することができる。キャパシタ電圧の平衡化は、キャパシタの接続点いわゆる中性点の電位変動を小さくし、例えば単相ハーフブリッジインバータのように中性点を利用するインバータの電源回路として有用であると考えられる。

最後に、本研究の実験に協力された福岡大学大学院工学研究科博士課程前期学生 竹川剛義君に謝意を表します。

(平成 12 年 11 月 30 日受付、同 13 年 5 月 2 日再受付)

文 献

- (1) 牧野・田村・牛嶋・塚本：「双方向電流制御形コンバータによる空調機の新電源方式」，昭 63 電気学会産業応用部門大会，No. 98
- (2) J. T. Boys and A. W. Green: "Current-Forced Single-Phase Reversible Rectifier", *IEE Proc. B, Electr. Power Appl.*, **136**, No. 5, 205~211 (1989)
- (3) J. C. Salmon: "Circuit Topologies for Single-Phase Voltage-Doubler Boost Rectifiers", *IEEE Trans. Power Electron.*, **PE-8**, No. 4, 521~529 (1993)
- (4) H. Kiyotake, H. Okada, K. Ishizaka, and R. Itoh: "Single-Phase Voltage-Doubler Rectifier with Balanced Capacitor Voltages", *PCIM INTER '98 JAPAN*, 289~294 (1998)
- (5) 清武・岡田・石坂・伊藤：「キャパシタ電圧を平衡化した単相倍電圧整流器」，*電学論 D*, **118**, No. 4, 552~553 (平 10)
- (6) 清武・岡田・石坂・伊藤：「キャパシタ電圧を平衡化した単相倍電圧整流器の回路構成」，平 10 電気学会半導体電力変換研究，SPC-98-98
- (7) H. Kiyotake, H. Okada, K. Ishizaka, and R. Itoh: "Single-Phase Voltage-Doubler Boost Rectifier Minimizing the Imbalance of Capacitor Voltages", *IPEC-Tokyo 2000*, **2**, 862~867 (2000)

清 武 博 文 (正員) 1964年9月23日生。90年3月鹿児島大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年4月(株)東芝・医用機器技術研究所, 96年4月大分工業高等専門学校講師, 99年10月同助教授, 現在に至る。パワーエレクトロニクスに関する研究に従事。

石 坂 耕 一 (正員) 1953年11月13日生。76年3月福岡大学工学部電気工学科卒業。同年4月同大工学部教育技術職員, 現在に至る。パワーエレクトロニクスに関する研究に従事。

岡 田 英 彦 (正員) 1940年3月20日生。68年3月九州大学大学院工学研究科電気工学専攻博士課程修了。同年4月同大工学部講師, 74年4月大分大学工学部助教授, 78年1月同教授, 現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクス, 超電導応用に関する研究に従事。

伊 藤 良 三 (正員) 1947年10月9日生。75年3月九州大学大学院工学研究科電気工学専攻博士課程修了。同年4月福岡大学工学部講師, 79年4月同助教授, 88年4月同教授, 現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクス, 超電導応用に関する研究に従事。