キャパシタ電圧を平衡化した単相倍電圧整流器

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)

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)

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

ハーフブリッジタイプの単相倍電圧整流器は双方向パワーフローが可能であるが⁽¹⁾，電源の半サイクルに相当する期間，直列接続された一方のキャパシタは電源との間で繰り返し放電し，逆に他方のキャパシタは充電されるので，キャパシタ電圧が不平衡になる。この対策として，キャパシタ電圧の放電調整⁽²⁾や平衡化⁽³⁾を行う回路構成が提案されている。本レターは，キャパシタの放電調整と充電切り替えを行うスイッチ回路を付加した新しい回路構成を提案したものであり，実験から入力電流をほとんど力率1で正弦波化しながらキャパシタ電圧の平衡化が可能になることを明らかにする。

図1は本レターで提案する単相倍電圧整流器の主回路構成を示し，基本回路にダイオード D_3, D_4 とダイオードブリッジ，IGBT Q_{a1}, Q_{a2} からなる双方向スイッチを付加したものである。以下，図2に示す電圧・電流制御ブロック図に従って $v \geq 0$ のときの回路動作の基本を説明する。まず，あらかじめ v と同期した単位大きさの正弦全波整流信号をROMに書き込んでおき，これとPID制御器出力 u との積から得られる基準信号 $|i^*|$ に入力電流 $|i|$ が追従するように， Q_2 は20 kHzクロックパルスと等しい周波数でオンオフ制御される。 Q_{a2} を Q_2 オンと同時にオンすると C_n の電圧 e_n が v に重畳されるが， C_n の放電は i の上昇を助けるためであるので， i が上昇する期間すなわち電源電圧の零クロスから $\pi/2$ だけ Q_{a2} をオンさせれば十分である。従って，図示のように単安定マルチバイブレータ1および2を用いて C_n の放電が零クロスから $\pi/2$ の範囲で行われるように設定した。 $\pi/2$ から π の範囲では Q_2 オンのとき i は $v-L-Q_2-D_4$ の回路で増加する。次に， Q_2 がオフになったとき，電圧の低いほうのキャパシタが充電されるようにスイッチ回路を切り替える。すなわち， $e_p > e_n$ のときは Q_{a1} をオンして $v-L-Q_{a1}-C_n-D_4$ の回路で C_n を充電し， $e_p < e_n$ のときは Q_{a2} をオンして $v-L-D_1-C_p-Q_{a2}$ の回路で C_p を充電する。ただし， Q_2 オフの間， e_p ，

e_n の大小関係によっては Q_{a1}, Q_{a2} のオンオフが高速で切り替わる可能性がある。これを避けるため， $e_p > e_n$ および $e_p < e_n$ 以後の論理回路で示すように，一スイッチング周期の間は Q_2 がオフした時点の電圧が小さいほうのキャパシタが充電されるようにした。例えば， Q_2 がオフした

図1 提案する単相倍電圧整流器

Fig. 1. Proposed single-phase voltage-doubler rectifier.

図2 電圧・電流制御ブロック図

Fig. 2. Voltage and current control block diagram.

図 3 実測動作波形

Fig. 3. Experimental operating waveforms.

時点で $e_p > e_n$ であるとする、次に Q_2 がオンするまでは Q_{a1} がオン状態、 Q_{a2} はオフ状態を継続する。このような充電切り替えを行うことにより、キャパシタ電圧の平衡化が可能になるものと考えられる。

本レターでは、動作条件および回路定数を電源電圧 $V = 50$ V、電源周波数 $f = 60$ Hz、 $L = 2.105$ mH ($R = 0.112$ Ω)、 $C = C_p = C_n = 1,000$ μ F、 $R_L = 69.3$ Ω のように設定して実験を行った。図 3 は、出力電圧 e の平均値が電源電圧ピーク値の約 2 倍の 150 V となるように PID 制御器の出力電圧基準 e^* を調整したときの実測動作波形である。図より、各キャパシタの電圧 e_p, e_n はほぼ $e/2$ に等しく、十分平衡化されていることがわかる。また、誌面の都合上図示を省略したが、負荷および出力電圧基準値を変化させた過渡時においてもキャパシタ電圧が平衡化されることを確認している。一方、図 3 からわかるように、入力電流はほとんど力率 1 で正弦波化されている。ちなみに、図 3 と同じ条件の下における実測力率は 0.998、入力電流の FFT アナライザによる実測ひずみ率 (THD) は 1.164% であった。入力電流ひずみの主な原因となる低次高調波の基本波に対する割合は、第 3 次、5 次、7 次の順に各々 0.508, 0.274, 0.203% であり、第 9 次以上の高調波はすべて 0.2% 未満に抑制されている。

以上、キャパシタの放電調整と充電切り替えを行うスイッチ回路を付加した単相倍電圧整流器を提案し、ほとんど力率 1 の正弦波入力電流を維持しながらキャパシタ電圧が十分平衡化されることを示した。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。なお、一般には出力電圧を平滑化するためのキ

ャパシタを出力端に接続し、直列接続されたキャパシタを小さく設定することによってキャパシタ容量の低減が図られているが、負荷の増大に従ってキャパシタ電圧の不平衡が大きくなり、その結果力率 1 近傍での入力電流の正弦波化が困難になることが指摘されている⁽¹⁾。本レターで提案したスイッチ回路の付加はこのようなキャパシタ構成に対して一層の効果が期待され、今後稿を改めて報告する所存である。

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 石川康弘君に深謝する。

(平成 9 年 12 月 9 日受付)

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. C. Salmon: "Circuit Topologies for Single-Phase Voltage-Doubler Boost Rectifiers", *IEEE Trans. Power Electron.*, PE-8, 521 (1993)
- (3) 萩原・大西：「キャパシタ電圧バランス制御方式倍電圧 PWM コンバータ」, 平 6 電気学会産業応用部門大会, No. T-21

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入社。96 年 4 月大分工業高等専門学校講師、現在に至る。主に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 月同大学工学部講師、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。

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 月同大学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。

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。