スナバエネルギーの回生が可能な単相混合ブリッジ降圧形整流器

正員 伊藤 良三* 正員 石坂 耕一*

Single-Phase Half-Controlled Buck Rectifier Capable of Recovering Snubber Energy

Ryozo Itoh*, Member, Kouichi Ishizaka*, Member

Single-phase half-controlled buck rectifier using a simple snubber energy recovery bridge leg is studied. When the active power devices assembled into this bridge leg are simultaneously turned on, the snubber capacitor is discharged and its stored energy is transferred to the load circuit. The experimental results confirm that the input current can be waveshaped sinusoidally with the higher efficiency than that of the conventional one.

キーワード：単相整流器，混合ブリッジ，スナバエネルギー回生，降圧，正弦波入力電流

Keywords: single-phase rectifier, half-controlled bridge, snubber energy recovery, step-down, sinusoidal input current

1. まえがき

パワーフローが可逆でスナバ損失を発生しない電流形変換器のために考案されたスナバエネルギー回生スイッチの単位構成⁽¹⁾を基礎としてサイリスタを組み合わせた整流器用ブリッジレグが実現できる⁽²⁾。一方，応用を単相に限定したとき，より簡略化したブリッジレグの構成が可能であり，本レターは，これを用いたパルス幅変調混合ブリッジ降圧形整流器を実験から検討したものである。

2. 主回路構成と動作原理

図1に本レターで提案する単相降圧形整流器を示す。スナバエネルギー回生ブリッジレグは，IGBT Q_1 ， Q_2 ，キャパシタ C_r ，インダクタ L_r およびダイオード D_1 ， D_2 ， D_{b1} ， D_{b2} から成る。ただし， D_1 ， D_2 は IGBT への逆電圧印加を阻止すると共に， Q_1 ， Q_2 がターンオフしたときのインダクタ電流 i_r が C_r を図示の極性に充電する経路を構成する。また，図1の整流器では Q_1 および Q_2 が同時にターンオン・ターンオフするため， D_{b1} ， D_{b2} は Q_1 ， Q_2 のターンオン時に C_r が短絡放電するのを防ぐ。なお， L と C ， L_o と C_o は，各々， i_r の高調波を減衰させる低域通過フィルタおよび直流電流 i_d に含まれる電源周波数の2倍の周波数成分を除去する反共振回路として動作し， L_d は反共振回路と共に i_d を平滑化する役割を担う。他方，電源電圧を v としたとき， L_r は C_r との共振によって電圧 e_r を $|v|$ 以上に充電する。

ここで，三角波搬送波と正弦波変調波を用いる良く知られた三角波比較パルス幅変調を適用することになると， $v > 0$ における三角波搬送波のピーク間での動作モードは， i_d がそ

の平均値 I_d に等しいと仮定したとき， $|v| > Z_o I_d$ では図2， $|v| < Z_o I_d$ では図3のように表すことができる。ただし， Z_o は特性インピーダンス $(L_r/C_r)^{1/2}$ であり，簡単のため，低域通過フィルタは無視している。以下，搬送波周波数が十分高いときには搬送波の一周期で v がほとんど変化しないことを考慮して， v は一定と仮定し，動作モードの概略を説明する。ただし， Q_1 ， Q_2 にオンゲート信号が印加される t_1 まで I_d は D_3 ， D_4 を通って環流している。このとき， C_r は最大値 $|v| + Z_o I_d$ に充電されており， $i_r = 0$ である。なお， $t_1 \sim t_3$ および $t_4 \sim t_6$ は誇張されて表示しており，これらの時間は実際には非常に短く， i_r はオンゲート信号の波形に近い。

(1) t_1 で Q_1 ， Q_2 がターンオンすると， D_3 ， D_4 が e_r の逆バイアスを受けてターンオフする。 I_d は Q_2 - C_r - Q_1 で流れ， C_r が直線的に放電する。一方， $i_r = 0$ の状態が維持される。(2, 2') t_2 で $e_r = |v|$ になると D_1 ， D_4 が順バイアスされるので， I_d は Q_2 - C_r - Q_1 と D_4 - v - L_r - D_1 - Q_1 に分流し， L_r と C_r の共振によって e_r は低下， i_r は増加し続ける。ただし， $|v| < Z_o I_d$ のときは i_r が I_d に達する前の t_2' で e_r が0にな

図1 提案する単相降圧形整流器

Fig. 1. Proposed single-phase buck rectifier.

* 福岡大学

〒814-0180 福岡市城南区七隈 8-19-1

Fukuoka University

8-19-1, Nanakuma, Jonan-ku, Fukuoka 814-0180

図2 $|v| > Z_o I_d$ のときの動作モード

Fig. 2. Modes of operation for $|v| > Z_o I_d$.

図3 $|v| < Z_o I_d$ のときの代表的な動作モード

Fig. 3. Typical modes of operation for $|v| < Z_o I_d$.

るため I_d が $D_4-v-L_r-D_1-Q_1$ と $Q_2-D_2-D_1-Q_1$ で流れ、 i_r は直線的に増加する。(3) i_r が I_d に達する t_3 で Q_2 の電流が 0 になるため Q_2 がゼロ電流スイッチングでターンオフし、 I_d は $D_4-v-L_r-D_1-Q_1$ で流れる。 $|v| > Z_o I_d$ では、 $i_r = I_d$ であると同時に e_r は最小値 $|v| - Z_o I_d$ まで低下し、 Q_1, Q_2 のオンゲート信号が遮断されるまでこの値が保持される。他方、 $|v| < Z_o I_d$ では、 $e_r = 0$ 、 $i_r = I_d$ の状態が続く。(4) t_4 で Q_1, Q_2 のオンゲート信号が遮断されると、 Q_1 は、 $|v| > Z_o I_d$ のときハードスイッチング、 $|v| < Z_o I_d$ のとき $e_r = 0$ であったのでゼロ電圧スイッチングでターンオフし、 I_d は $D_4-v-L_r-D_1-C_r-D_{b1}$ で流れて $i_r = I_d$ の状態が継続する。このため、 C_r は I_d で直線的に充電される。(5) t_5 で $e_r = |v|$ になると D_3 が順バイアスされるので、 I_d は $D_4-v-L_r-D_1-C_r-D_{b1}$ と D_4-D_3 に分流し、 L_r と C_r の共振によって e_r は上昇、 i_r は減少する。(6) e_r が $|v| + Z_o I_d$ に達する t_6 で i_r は 0 になり、 D_1, D_{b1} がターンオフする。したがって、 t_6 以後、 I_d は D_3, D_4 を通って環流する。この状態は、 Q_1, Q_2 にオンゲート信号が印加される前の状態に等しい。

$t_1 \sim t_3$ および $t_1 \sim t_2'$ の動作からわかるように、放電した C_r のエネルギーは負荷回路へ移送される。また、半導体素子に流れる電流は I_d を上まわることはない。

3. 実験結果

本レターでは、回路定数を $L = 1.54 \text{ mH}$ 、 $C = 6 \mu\text{F}$ 、 $L_r =$

図4 実測波形

Fig. 4. Measured waveforms.

$11.2 \mu\text{H}$ 、 $C_r = 0.1 \mu\text{F}$ 、 $L_d = 11.44 \text{ mH}$ 、 $L_o = 17.6 \text{ mH}$ 、 $C_o = 100 \mu\text{F}$ 、 $C_d = 2200 \mu\text{F}$ 、 $R_L = 4.85 \Omega$ とし、電源電圧および搬送波周波数を各々 100 V (60 Hz)、 10.68 kHz に設定して実験を行った。図4は、三角波搬送波の大きさに対する正弦波変調波の大きさの比で定義される変調率が0.8のときの実測動作波形である。実験では、変換器効率は $86.5 [\%]$ であり、 Q_1, Q_2 に $0.1 \mu\text{F}$ のキャパシタ、 $33.0 [\Omega]$ の抵抗およびダイオードからなる従来のスナバを用いたときの変換器効率 $84.8 [\%]$ に比べて 1.7% の効率改善が確認できた。また、図4の状態での入力電流の総合歪み率 (THD) は 2.36% であり、総合力率は 0.999 であった。なお、 i_r はゼロクロス近傍で i_d まで増加していないが、これは、図3で i_r が i_d に達する前に Q_1, Q_2 のオンゲート信号が遮断されるためと考えられる。

4. あとがき

以上、簡略化したスナバエネルギー回生ブリッジレグを用いた単相混合ブリッジ整流器を実験から検討し、変換器効率の改善および入力電流の正弦波化制御が可能であることが確認できた。今後、詳細な理論的検証を行う所存である。最後に、本研究に協力された福岡大学大学院博士課程前期学生矢野純一郎君に紙面を借りて深謝する。

(平成21年8月24日受付)

文 献

- (1) H. Uchino, T. Pai, T. Shimamura, and H. Nishikawa: "GTO Converters with a Capability in Recovering Snubber Energy", *National Convention Record I.E.E. Japan*, No.478 (1992-3) (in Japanese)
内野 広・Tung-Ming Pai・嶋村武夫・西川浩行:「スナバエネルギー回生形 GTO 変換器」, 1992 年電学全大, No.478 (1992-3)
- (2) Y. Hirata, K. Ishizaka, and R. Itoh: "Simulation of Single-phase Rectifier with Snubber Energy Recovery Bridge Leg for Rectifier Applications", *National Convention Record I.E.E. Japan*, No.4-015 (2008-3) (in Japanese)
平田康紀・石坂耕一・伊藤良三:「整流器用スナバエネルギー回生ブリッジレグを適用した単相整流器のシミュレーション」, 2008 年電学全大, No.4-015 (2008-3)