三個のサイリスタと一個の共振スイッチから成る三相正弦波整流器

正 員 伊藤 良三* 正 員 石坂 耕一*

Three-Phase Sinusoidal Rectifier Consisting of Three Thyristors and a Resonant Switch

Ryozo Itoh*, Member, Kouichi Ishizaka*, Member

Three-phase sinusoidal rectifier consisting of three thyristors and a resonant switch is presented. The switching transition of resonant switch is mainly governed by a series resonance and this allows the thyristors to turn on and off under the zero-current switching condition. Also, the currents flowing through power devices are always limited to the dc current. The experimental prototype employing three inverter-grade thyristors and two insulated-gate bipolar transistors is implemented to investigate the operation. The results confirm that the sinusoidal input currents with a near-unity power factor can be obtained under the pulse-width modulation.

キーワード：三相整流器，サイリスタ，共振スイッチ，ソフトスイッチング，パルス幅変調，正弦波入力電流

Keywords: three-phase rectifier, thyristors, resonant switch, soft-switching, pulse-width modulation, sinusoidal input currents

1. まえがき

直流側に電流平滑用インダクタを有する三相整流器は、三個の自己消弧要素子を用いて実現でき、パルス幅変調の適用も可能である⁽¹⁾。本レターは、数 kW 程度のインバータ用ソフトスイッチング正弦波整流器を得るために、文献(1)の自己消弧要素子をサイリスタに置換すると共に、ロスレススナバの機能を併せ持つ共振スイッチ⁽²⁾を直流回路に挿入した回路構成を提案したものであり、パルス幅変調時の実験から、入力電流を高力率で正弦波状に制御できることを明らかにする。

2. 主回路構成と動作原理

提案する三相整流器を図 1 に示す。ただし、 L と C 、 L_d と C_d は、それぞれ、交流回路および直流回路における低域通過フィルタを構成する。また、 D_f は環流ダイオードであり、サイリスタ、ダイオードのターンオン・ターンオフは、インダクタ L_r 、キャパシタ C_r 、IGBT で示す自己消弧要素子 Q_{r1} 、 Q_{r2} およびダイオード D_{r1} 、 D_{r2} から成る共振スイッチ⁽²⁾の動作に大きく依存する。なお、参考のため、共振スイッチが無く、サイリスタのみで通常の位相制御を行わせるとき、制御遅れ角は $0 \sim \pi/3$ に限定される。図 2 は、本レターで適用するパルス幅変調法を $v_u \geq 0$ 、 $v_v \geq 0$ かつ $v_w < 0$ が成立する $\pi/3$ の範囲で示したものである。図中、 e_{mu} 、 e_{mv} はそれぞれ v_u 、 v_v と同位相の正弦波変調波であり、変調率 M は三角波搬送波 e_{cu} 、 e_{cv} の大きさに対する変

図 1 提案する三相正弦波整流器

Fig. 1. Proposed three-phase sinusoidal rectifier.

図 2 パルス幅変調法

Fig. 2. Pulse-width modulation scheme.

調波の大きさの比で定義される。図 2 の e_{cu} のピーク間で Q_{r1} 、 Q_{r2} 、 T_u 、 T_v のオンゲート信号 v_g を印加、遮断した場合の動作モードは、 $v_u > v_v$ のとき図 3 のように表される。ただし、簡単のため、交流側低域通過フィルタは無視し、 e_{cu} の一周期 T の間、 v_{uw} は一定、 i_d はその平均値 I_d に

* 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3 動作モード波形

Fig. 3. Waveforms illustrating modes of operation.

等しいと仮定している。また、サイリスタに直接接続されたダイオードのターンオン・ターンオフ動作はサイリスタのそれと同じであるので記述を省略する。なお、 v_{A-K} はサイリスタ T_u のアノード・カソード間電圧を示し、 T_u に流れる u 相電流 i_u はインダクタ電流 i_r に等しい。さらに、 Z_0 は共振回路の特性インピーダンスであり、 $Z_0 = (L_r/C_r)^{1/2}$ で与えられる。以下、 Q_{r1} , Q_{r2} , T_u , T_w にオンゲート信号が印加されるまで、 I_d は D_f を通って環流し、 $0 \sim t_1$ に示すように $e_r = v_{uw} + Z_0 I_d > v_{uw}$, $i_r = 0$ が成立しているとして、図3の動作モードの概略を説明する。

(1) t_1 でオンゲート信号 v_g が印加されたとき、それまで $i_r = 0$ であったので、 Q_{r1} , Q_{r2} , T_u , T_w が ZCS でターンオンし、 $D_{b6}-T_w-D_5-v_w-v_u-D_2-T_u-D_{b1}-L_r-Q_{r1}-C_r-Q_{r2}-D_f$ の共振回路で i_r が増加しながら C_r を放電する。(2) i_r が t_2 で I_d に達すると、 D_f に流れる電流が 0 になるため、 D_f は ZCS でターンオフし、 C_r は I_d によって直線的に放電を続ける。(3) e_r が t_3 で 0 まで低下すると、 D_{r1} , D_{r2} は、各々の端子電圧が 0 であることから、ZVS でターンオンし、 $i_r = I_d$ は $Q_{r1}-D_{r2}$ と $D_{r1}-Q_{r2}$ の枝に分流する。また、 e_r は 0 の状態が維持される。(4) パルス幅変調法で決まる t_4 で v_g が遮断されたとき、 t_4 まで $e_r = 0$ であったので、 Q_{r1} , Q_{r2} は ZVS でターンオフする。 t_4 の後、 $i_r = I_d$ が $D_{r1}-C_r-D_{r2}$ を通って流れ、 C_r は直線的に充電される。(5) e_r が上昇して t_5 で v_{uw} に達すると、 i_r が減少し始めるので、 D_f が ZCS でターンオンし、 $D_{b6}-T_w-D_5-v_w-v_u-D_2-T_u-D_{b1}-L_r-D_{r1}-C_r-D_{r2}-D_f$ の共振回路で C_r の充電が継続される。(6) e_r が最大値 $v_{uw} + Z_0 I_d$ まで上昇すると、 i_r が 0 になるため、 T_u , T_w は ZCS でターンオフし、次に Q_{r1} , Q_{r2} , T_v , T_w にオンゲート信号が印加されるまで、 $i_r = 0$, $e_r = v_{uw} + Z_0 I_d$ である。この状態は、 e_r の値を除き、 Q_{r1} , Q_{r2} , T_u , T_w にオンゲート信号が印加される前の状態に等しい。

以上の説明から、全半導体素子はソフトスイッチングでターンオン・ターンオフし、素子に流れる電流は I_d を上まわることはない。また、図3から、 i_r の導通時間はオンゲート信号 v_g より t_6-t_4 だけ長くなるが、 L_r , C_r の値が小さいときには、 t_6-t_4 も小さい。したがって、 v_g と i_r の相違が入力電流波形へ大きな影響を及ぼすとは考えられず、図2のパルス幅変調法に従った入力電流の正弦波化が期待できる。

図4 実測動作波形

Fig. 4. Experimental operating waveforms.

3. 実験結果

本レターでは、回路定数を $L = 2.123 \text{ mH}$, $C = 20 \mu\text{F}$, $L_r = 8.3 \mu\text{H}$, $C_r = 0.1 \mu\text{F}$, $L_d = 11.30 \text{ mH}$, $C_d = 2000 \mu\text{F}$, $R_L = 9.41 \Omega$ とし、電源線間電圧および搬送波周波数を各々 100 V (60 Hz), 4.14 kHz に設定して実験を行った。なお、 $T_u \sim T_w$ にはターンオフ時間が $15 \mu\text{s}$ の高速サイリスタを用いた。図4は、 $M = 0.8$ のときの実測動作波形を示し、入力電流の実効値および出力電圧の平均値は、それぞれ 4.78 A , 83.2 V である。ただし、 v_{cuv} は交流側キャパシタの uv 相間の電圧を示す。図より、入力電流 i_u は、ほとんど力率1で正弦波状に制御されていることがわかる。ちなみに、入力電流歪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、FFT アナライザによる実測から、第5次、7次、11次、13次など総て1%未満に抑制されており、実測総合歪み率 (THD) は 1.334% 、実測総合力率は 0.999 であった。一方、図1の整流器は半導体素子数が多いため、文献(1)の整流器と比較して、電力変換効率の改善はそれほど期待できないが、オン・オフに伴うリングングは全素子で観測されなかった。

4. あとがき

以上、三個のサイリスタと一個の共振スイッチから成る三相整流器を提案し、パルス幅変調時の実験から、入力電流をほとんど力率1で正弦波状に制御できることを示した。今後、シミュレーションによる回路動作の詳細な検証を行う予定である。最後に、本研究の装置作成および実験に協力された福岡大学大学院博士課程前期学生中山陽介君に紙面を借りて深謝する。

(平成18年11月8日受付, 平成19年3月9日再受付)

文 献

- (1) L. Malesani and P. Tenti: "Three-Phase AC/DC PWM Converter with Sinusoidal AC Currents and Minimum Filter Requirements", *IEEE Trans. IA.*, **23**, 1, pp.71-77 (1987-1/2)
- (2) N. Kimura, T. Morizane, and K. Taniguchi: "Analysis of PFC Boost Converter with Soft-Switching Configuration", *T. IEE Japan*, Vol. 119-D, No.5, pp.617-627 (1999-5) (in Japanese)
木村紀之・森實俊充・谷口勝則:「ソフトスイッチング単相昇圧形力率改善コンバータの特性解析と高調波抑制」, 電学論 D, **119**, 5, pp.617-627 (1999-5)