

簡易型三相 5 レベル整流器の制御方式に関する 基礎検証

安達 健人^{*}, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Basic Verification on Control Method of Simplify Three-Phase Five-Level Rectifier

Taketo Adachi, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

近年, 高調波対策のため様々な PFC 整流器が提案されており, 盛んに研究されている⁽¹⁾. 著者らは, 3 レベルインバータと同じ 12 個のスイッチ素子を用いてスイッチ素子 1 個あたりのスイッチ電圧を直流出力電圧の 1/4 に低減した 5 レベル三相 PWM 整流器を提案した⁽²⁾⁽³⁾.

本論文では, 提案回路の制御方式として, 空間ベクトル変調を用いた制御, および 1 パルススイッチングを行なう方法を提案する. 1 パルス運転では, 提案回路は 12 パルス整流器と同等の動作ができるため, 12 パルス整流器と比べて入力の結合トランスが不要である利点を持つ. 提案回路についてシミュレーションにより基本動作を確認したので報告する.

2. 提案回路の構成と制御方法

<2・1> 回路構成

図 1 に提案回路を示す. ダイオードとフライングキャパシタを用いることにより, 従来の 5 レベル PWM 整流器と比較してスイッチ数を半分に削減した. 各コンデンサ電圧は, 直流出力電圧 V_{out} とすると C_2 と C_3 が $V_{out}/2$, フライングキャパシタ C_1 は $V_{out}/4$ となるようにスイッチングにより制御する. これにより, スwitch数が少ないながらも, 従来回路と同様に各スイッチ電圧を $V_{out}/4$ に低減できる.

<2・2> 空間ベクトル変調を用いた PWM 制御方式⁽³⁾

図 2 に提案回路のベクトル図を示す. ある電圧ベクトル v_o を出力したい場合, 図中に示すように v_o の三方を囲む近傍のベクトルを選択する. 選択した各ベクトルの出力時間の比 $T_1 \sim T_3$ は次式を解くことによって求められる.

$$\begin{cases} v_{o\alpha} = V_{1\alpha}T_1 + V_{2\alpha}T_2 + V_{3\alpha}T_3 \\ v_{o\beta} = V_{1\beta}T_1 + V_{2\beta}T_2 + V_{3\beta}T_3 \\ 1 = T_1 + T_2 + T_3 \end{cases} \quad \dots\dots(1)$$

<2・3> 1 パルススイッチング方式

図 3 に入力電圧に対する変換器の出力電圧を示す. 変換器の出力電圧は各レベルを 30° 毎に切り替えるように制御し, フライングキャパシタ C_1 の電圧制御は, 電源電圧 1 周期内で充放電をキャンセルするようにスイッチングパターンを使い分ける. 図 3 中の θ は電源電圧と変換器の入力電圧の位相差である. 図 4 に 1 パルス運転時の各電圧ベクトル

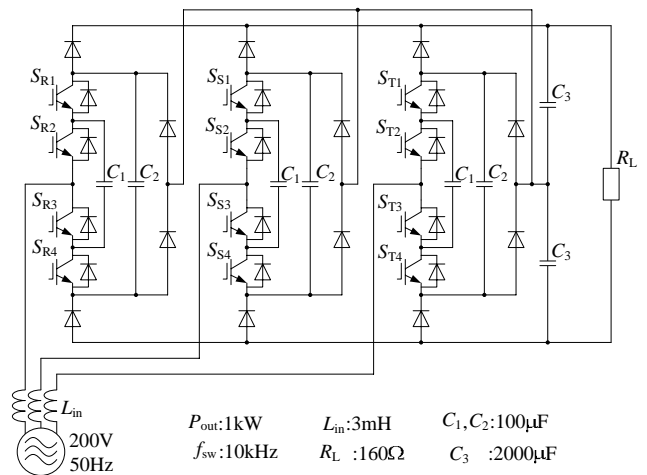


図 1 提案回路
Fig.1. Proposed circuit.

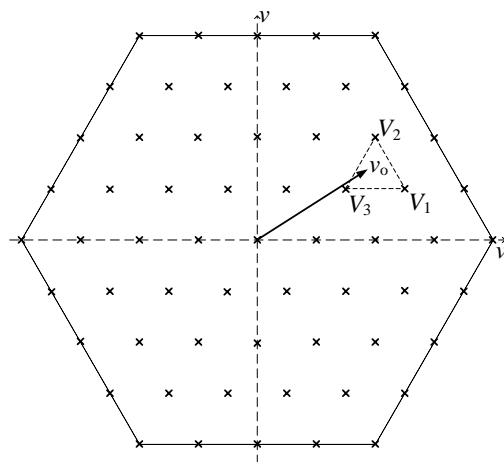


図 2 提案回路のベクトル図
Fig.2. Vector diagram.

と電流ベクトルを示す. 図 4 より, θ には次式の関係がある.

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\omega L_{in} I_{in} \cos \phi}{V_{in} - \omega L_{in} I_{in} \sin \phi} \quad \dots\dots(2)$$

ここで L_{in} は入力リアクトル, ϕ は入力電圧と入力電流の位相差である. また, 負荷によって θ を変化させる必要がある.

3. シミュレーション結果

<3・1> PWM 制御方式のシミュレーション結果

図 5 に PWM 制御方式のシミュレーション結果を示す.

直流出力電圧指令 400V とし, 図 1 に示す回路定数によりシミュレーションを行った。図より, 入力電流波形が改善され, スイッチ電圧が $V_{out} / 4$ に低減できている。また, このときの入力電流ひずみ率は 40 次以下の成分が 2.0% である。また, PWM 動作では直流出力電圧は電源電圧に対し昇圧となるため, 電源擾乱に強く高い電圧が出力できる。

<3・2>1 パルス運転のシミュレーション結果

図 6 に 1 パルス運転のシミュレーション結果を示す。図 1 に示す条件から, 入力リアクトルを 10mH, C_1 と C_2 を 2000 μ F, 負荷抵抗を 90 Ω に変更した。入力電流ひずみ率は 40 次以下の成分が 18.3% である。

図 7 に負荷を変化させたときの入力電流ひずみ率の変化を示す。重負荷ほど低ひずみ率となった。また, 出力電圧はほぼ入力電圧の最大値付近で一定の値となる。

4. まとめ

提案回路に対して 2 つの制御方式を適用し, シミュレーションにより良好な結果を得た。空間ベクトルによる PWM 制御ではスイッチングにより効率が悪化するが, 1 パルス運転ではスイッチング回数が減少するため損失が低減される。提案回路ではアプリケーションにより双方の制御方式を使い分けることができる。今後, 実機にて検証を行う予定である。

文 献

- (1) B.Singh, et al.: IEEE Trans. Ind. Electron., Vol.51, No.3, pp. 641-659, June 2004
- (2) 安達, 伊東:平成 19 年度電気関係学会関西支部連合大会
- (3) 安達, 伊東:第 17 回電気学会東京支部新潟支所研究発表会

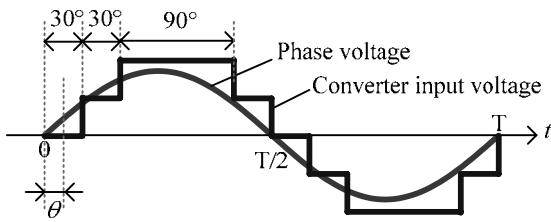


図 3 1 パルス運転時の変換器入力相電圧波形
Fig.3. Converter output phase voltage waveform using one pulse mode.

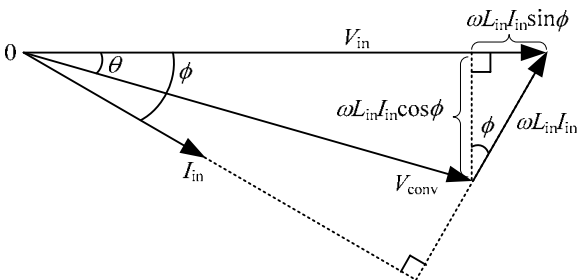


図 4 1 パルス運転時のベクトル図
Fig.4. Vector diagram using one pulse mode.

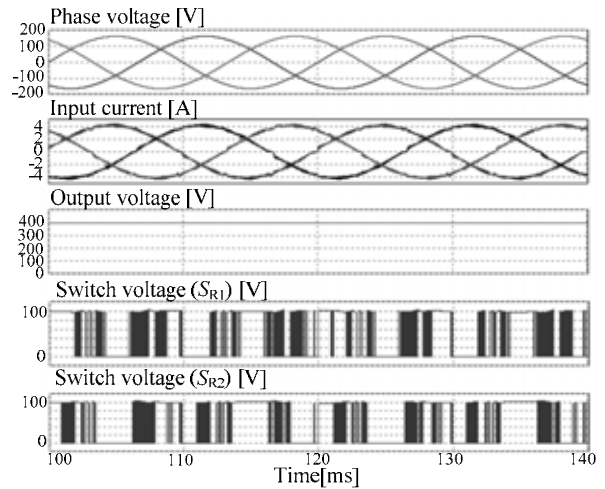


図 5 PWM 制御によるシミュレーション結果
Fig.5. Simulation waveform using PWM method.
(output power: 1[kW], switching frequency: 10[kHz])

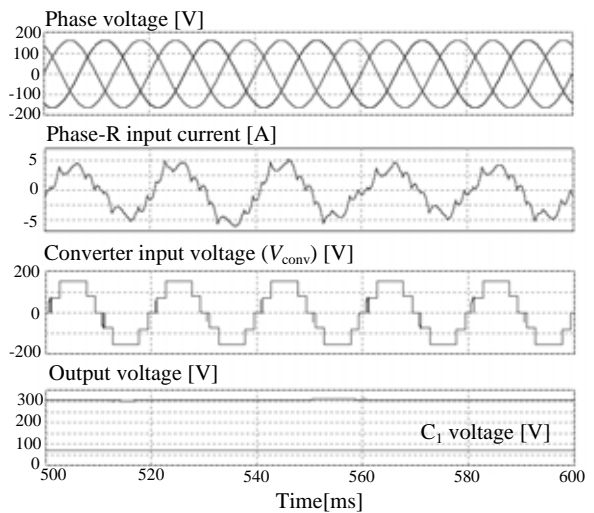


図 6 1 パルス運転によるシミュレーション結果
Fig.6. Simulation waveform using one pulse mode.
(output power: 1[kW], $\theta=10$ [deg])

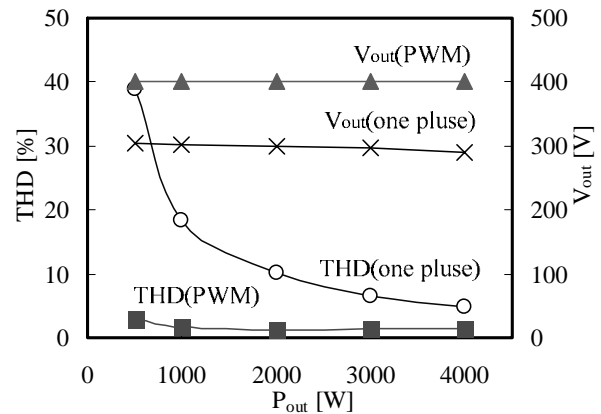


図 7 負荷に対する入力電流ひずみ率の変化
Fig.7. Input current THD versus load.