

12 スイッチで構成する 5 レベル PWM 整流器における 同期 PWM 制御の適用

学生員 野下 裕市 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

An Experimental Verification of a Simplified Five-level PWM Rectifier using 12 switches in Synchronous PWM control

Yuichi Noge, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper evaluates a reduced switch count five-level PWM rectifier in a high frequency power supply system. The rectifier proposed by authors is combined a diode clamp type topology with flying capacitor type topology. The proposed rectifier only uses four switches per leg in spite of five-level converter. This paper describes the feature of the proposed topology and the corresponding methods of the high input frequency. Finally, the performance of the input current control of the proposed circuit using synchronous PWM control is confirmed by experimental setup. In addition, the high frequency 800Hz operation of the proposed circuit is confirmed experimentally.

キーワード : PWM 整流器, マルチレベル, 空間ベクトル変調, 高周波電源

Keywords : PWM rectifier, Multilevel, Space vector modulation, High frequency power supply

1. はじめに

近年, 航空機では小型軽量化が可能な電気式飛行制御装置の採用が進み, 電源設備の容量が増大している。現在は移相変圧器とダイオード整流器を用いた多パルス整流回路とインバータを組み合わせたシステムが用いられている⁽¹⁾。しかし変圧器が大型で重い欠点があり, また入力電流の高調波規制を達成するため, 大型のフィルタを必要とする。さらに入力電圧や負荷に応じて出力電圧が変動する問題もある。これらの理由から小型軽量で入力電流高調波が少ない整流回路が必要とされている。

入力電流高調波を抑制できる整流回路として, 力率改善(PFC)整流器があり, さまざまな回路構成や適用例が報告されている⁽²⁾。中でも 2 レベルの PWM 整流器はスイッチ素子で構成されるため入力電流の制御性が高く, 入力電流高調波抑制に効果的であることから実用化が進んでいる。

PWM 整流器を航空機電源システムに適用する場合, エンジンに接続された発電機の出力周波数が 400~800Hz と高く, 制御性を確保するため, 一般的な商用電源に用いる PWM 整流器に比べてスイッチング周波数を高く設定することが望ましい。しかし一般的な 2 レベル PWM 整流器ではスイッチング素子の制約から, スwitching周波数を向上させるのが困難である。また 2 レベル変換器は入力リアクトルが大型化する。

一方低損失に高周波スイッチングを実現する技術として, マルチレベル構成が考えられる。 n レベルで構成することでスイッチ印加電圧が $1/(n-1)$ に低減し, 低耐圧で高速な MOSFET が使用できる。また入力電流リップルを一定とすると, 入力リアクトルも $1/(n-1)$ に低減できる。このことにより, 高周波スイッチングによる制御性能の向上と, 入力リアクトルの小型化が実現できる。しかし従来から提案されているダイオードクランプ方式またはフライングキャパシタ方式マルチレベル PWM 整流器はスイッチ素子が多く, 回路構成と制御方法が複雑である。

これに対し, 筆者らはスイッチ数を従来の 1/2 に低減した 5 レベル PWM 整流器を提案している⁽³⁾。提案回路はアクティブ中性点クランプ型の外側スイッチをクランプダイオードに置き換え, 出力電圧 V_{dc} の 1/2 を持たせることで電流の通過素子数を削減し, 同時にスイッチ素子数が低減できる。

本論文では, 提案する整流回路の特徴及び動作を紹介し, 次に高周波入力において問題となる入力電流波形のひずみについて, 発生原因と補償法を説明する。次に非同期 PWM 制御において問題となる入力電流の非対称性を低減するため, 同期 PWM 制御を適用し, 動作特性を実機検証する。航空機電源で使用する最高周波数となる電源周波数 800Hz 時の動作を示し, 入力電流に含まれるビート電流成分が低減可能であることを示す。

2. 提案回路の構成と制御法

(2-1) 従来回路

従来のダイオードクランプ型やフライングキャパシタ型などの5レベルPWM整流器は、1相あたり8個のスイッチ素子が必要であり、コストアップや制御系が複雑化する欠点がある。

(2-2) 提案回路

Fig.1に提案回路を示す。提案回路はダイオードクランプ形とフライングキャパシタ形と組み合わせた構成になっている。さらにパワーフローをAC-DC方向に限定することで従来回路と比較してスイッチ数を半分に削減する。 C_1 はフライングキャパシタで、 $1/4V_{dc}$ の電圧を保つようにスイッチングパターンを切り替えて充放電制御する。 C_3 の電位はダイオード D_{R1} 、 D_{S1} 、 D_{T1} を経て出力平滑キャパシタ C_2 の中性点電位にクランプされ、 C_2 の電位を制御すれば C_3 のバランス制御は不要である。

Table 1に従来回路と提案回路の回路素子数の比較を示す。提案回路の最大の利点はスイッチ素子数が従来回路の半分となることである。またダイオードクランプ形よりもダイオードが少なく、フライングキャパシタ形よりもキャパシタが少ない。また、補助回路なしにコンデンサの電圧を制御できる特徴がある。以上から提案回路は他の5レベルPWM整流器よりも低コストで実現できる。

(2-3) 制御方式

Fig.2に提案回路の制御ブロック図を示す。制御ブロックは、入力電流制御と出力電圧制御からなる。三相入力電流を入力電圧から検出した電源角度を用いて回転座標変換し、d-q軸上で制御する。d軸が有効電流、q軸が無効電流を表し、q軸電流指令値 $I_q^*=0$ とすることで入力力率1制御を行う。電流制御系のPI制御器で得られた出力電圧指令値を α - β 座標に変換し、空間ベクトル変調によりPWMを出力する。空間ベクトル変調方式を採用した理由は、キャリア変調に比べてフライングキャパシタ制御に伴うスイッチングパターンの切り替えが容易であること、また全体のスイッチング回数を低減するためである。

3. 高周波電源適用時の問題点と対策

(3-1) 問題点

提案回路はスイッチ数を削減するために、パワーフローをACからDCの一方方向に限定している。これは航空機のエンジンに向かってパワーを流し込まないことが保証されており、保護上の観点から都合が良い。しかし以下の2つの問題が生じる。

(1) 昇圧リアクトルによる位相遅れ

提案回路は力率1を前提に動作しており、入力電圧と入力電流は同位相である。またスイッチングパターンは入力電圧を基準に選択する。昇圧リアクトルに印加される電圧の影響で電流位相が遅れると、提案回路はパワーフローの制限により無効分の電流を出力できないため、入力電流に

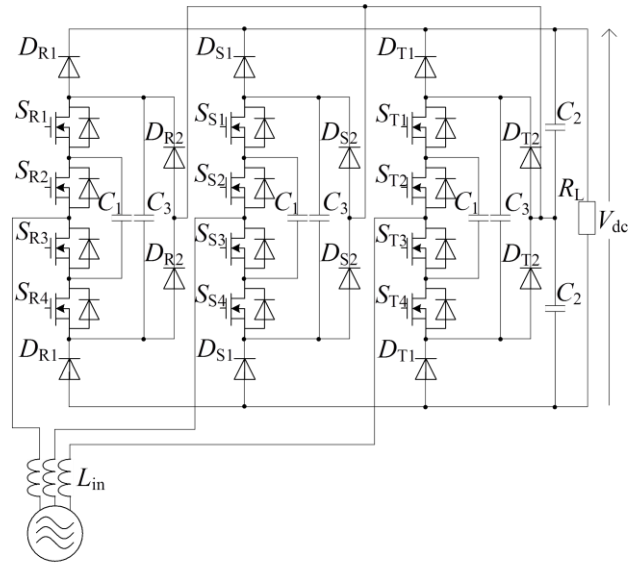


Fig. 1. Configuration of the proposed circuit

Table 1. Switching patterns for the proposed circuit

	Diode clamp	Flying capacitor	Proposed circuit
Switch	24	24	12
Diode	60	24	36
Capacitor	4	30	13
Voltage Control of C	Impossible	Possible	Possible

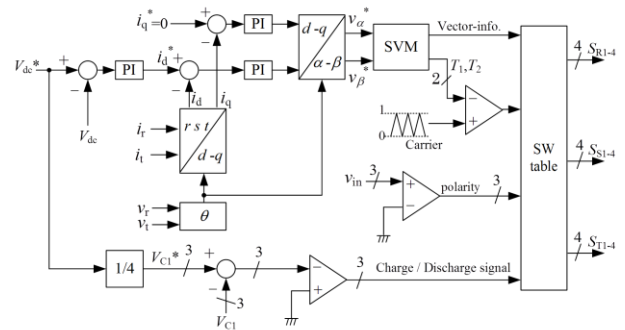


Fig. 2. Control block diagram

ひずみが発生する。

(2) 極性切り替え遅れ

提案回路では入力電流極性によってスイッチングパターンを切り替える必要があり、一般的なキャリア同期でパターンを切り替える制御器（以下同期極性切り替え）を使用すると、切り替え遅れが生じる。

同期極性切り替えでは、キャリア周波数が26.7kHzの場合、遅延時間は最短で1キャリア周期37.5 μ sから、最大で2周期分75.0 μ sまで変化する。遅延時間は出力電圧誤差となり、入力電流にひずみを生じる。この出力電圧誤差は電源周期 $1/f_{in}$ とキャリア周期 $1/f_c$ の最小公倍数から決まる長周期のビート電流として現れる。ビート電流の周波数 f_{beat} は(1)式で表される。

$$f_{beat} = \frac{1}{\{1/f_m, 1/f_c\}} \dots\dots\dots (1)$$

このビート電流は電源周波数よりも低く、発電機や昇圧リアクトルの騒音や振動などの問題を生じる。

〈3・2〉リアクトル電圧の補償

昇圧リアクトル電圧に起因するひずみを改善するため、d-q 座標の位相を補償する。Fig.7 に補償器の構成を示す。電源周波数を f_m [Hz] とすると、 V_s と V_{conv} の位相差 $\Delta\theta$ [rad] は(2) 式で表される。

$$\Delta\theta = \text{Tan}^{-1} \frac{2\pi f_m L_m I_s}{V_s} \dots\dots\dots (2)$$

f_m は制御器内の d-q 座標回転速度から検出可能である。この $\Delta\theta$ を電源電圧より検出した角度に加算する。

〈3・3〉極性切り替え時のサンプリング遅れ低減

極性切り替わり付近の 0V 出力スイッチングパターンをキャリア周期と非同期に切り替える（以下非同期極性切り替え）ことで、スイッチング周波数を上昇させずに遅れを低減する。

Fig.3 に極性切り替え制御の拡大波形を示す。キャリア 1 周期において、前半は S_1, S_2 ON の -0V パターンを出力し、途中、入力電圧極性が正側に切り替わると同時に、電圧極性判定信号を用いて、キャリア周期と非同期に S_3, S_4 ON の +0V パターンに切り替えている。なお切り替え直後に $-1/2V_{dc}$ の誤差電圧パルスが発生している。この誤差電圧パルスの幅は、電圧極性判定回路とデッドタイムにより決定するため $15\mu\text{s}$ と短く、上下対称となる。

4. 同期 PWM 制御の適用

3 章に示した波形改善手法により、入力電流ひずみとビート電流は低減できる。しかし非同期 PWM 制御を使用する場合、電源周波数とキャリア周波数の比が 3 の倍数でない条件ではスイッチングパターンに非対称性から逆相成分が発生する。そこで電源 1 周期におけるスイッチング回数を 3 の奇数の整数倍に設定することで対称性を向上させる、同期 PWM 制御を適用する。

Fig.4. に同期 PWM 制御器の構成を示す。提案回路は回転座標上において入力電流制御を行うため、電源電圧の角度 θ を検出する。この電源角度の変化率を後退差分により求め、電源周波数 ω を検出する。検出した電源周波数はノイズを多く含むため、100Hz のローパスフィルタにより安定化し、電源周波数の検出値 ω_{pf} を得る。

Fig.5 に同期 PWM 制御適用時の電源周波数と、それに対応する電源 1 周期あたりのスイッチング回数を示す。電源周波数の検出値 ω_{pf} より、対応するパルス数を決定する。パルス数切り替え点には、チャタリングを回避するため 10Hz のヒステリシスを設ける。キャリア周波数範囲は 22~26kHz とする。この範囲は、下限が入力電流リップルと電流制御器の安定性、上限が制御器の計算速度とスイッチング損失の許容量により決まる。キャリアのカウンタクロック 20MHz を、決定したキャリア周波数で除算し、次の周期のキャリ

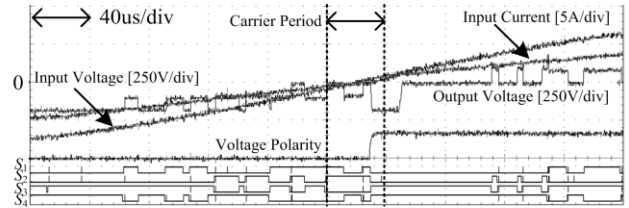


Fig.3. Asynchronous polarity switching (experiment)

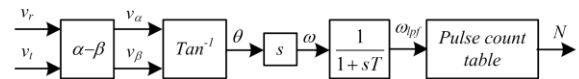
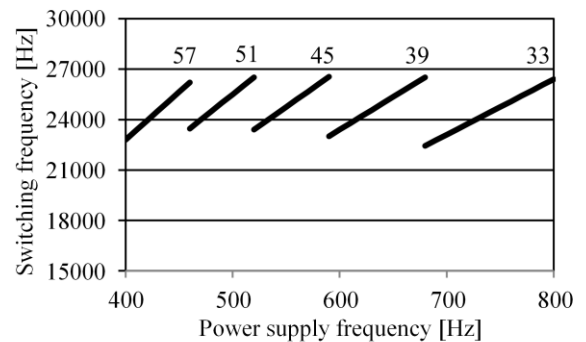


Fig. 4. Synchronous carrier generator



アカウンタ値に設定する。

4. 実験結果

Table 3 に示す実験パラメータにより、プロトタイプを作成し、提案回路の動作を実機実験により確認した。実験はリアクトル電圧補償と同期極性切り替え制御を適用し、非同期 PWM 制御と同期 PWM 制御による特性を比較する。

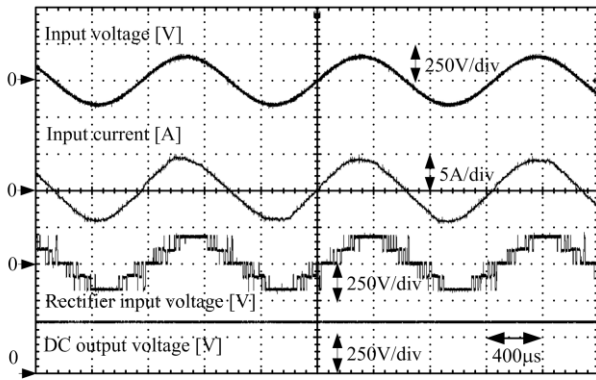
交流電源は高周波発電機を模擬するために電源環境シミュレータ (NF 回路設計ブロック製 4400) を使用し、周波数は航空機電源を想定した 400~800Hz とする。またデッドタイム 500ns を各スイッチのターンオンに付加する。

Fig.5.(a) に非同期 PWM 制御適用時の動作波形を示す。入力電流は正弦波に制御され、変換器出力電圧は 5 レベルの階段状となっている。しかし入力電流波形の極性切り替わり付近において、上下の対称性が崩れている箇所があり、 $1/2V_{dc}$ の誤った出力電圧が生じている。入力電流の全高調波ひずみ率は 6.34% となる。

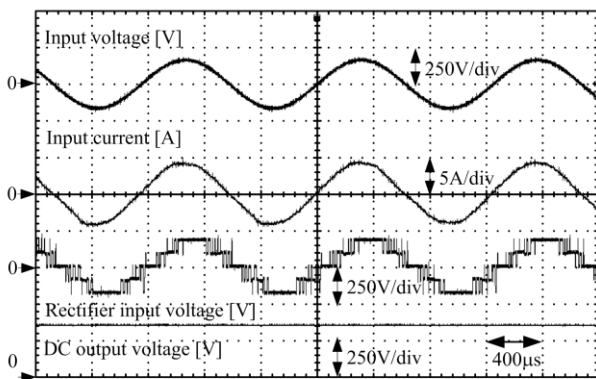
Fig.5.(b) に同期 PWM 制御適用時の波形を示す。非同期 PWM と比較して入力電流波形の対称性が向上し、誤った出力電圧が低減している。入力電流ひずみ率は 3.08% となり、非同期 PWM 制御と比較して 51% 低減している。

Fig.7. に入力電流の高調波解析結果を示す。同期 PWM 制御では入力電流の低周波ビート成分とその高調波が低減し、電源周波数の高調波成分のみが残る。

Fig.8. に電源周波数を変化させた場合の入力電流ひずみ率を示す。同期 PWM 制御を用いることで入力電流波形の対



(a) Asynchronous PWM control (THD: 6.34%)



(b) Synchronous PWM control (THD: 3.08%)

Fig. 6. Operation waveforms when the input frequency is 800 Hz.

称性が向上した結果、ピーク電流とその高調波成分が減少し、3%付近の低く一定した特性が得られる。

5. まとめ

高周波電源用5レベルPWM整流器の入力電流波形改善手法として、同期PWM制御を適用し、以下の結果を得た。

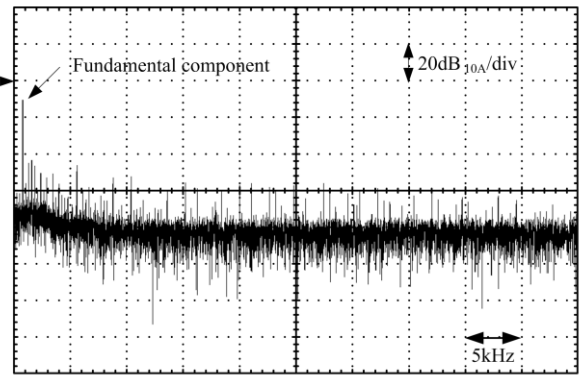
1、昇圧リアクトル電圧補償と非同期極性切り替え制御を適用し、400~800Hzの電源周波数で動作を確認した。

2、同期PWM制御によりピーク電流が低減し、電源周波数800Hzにおいて、入力電流ひずみ率を51%低減した。

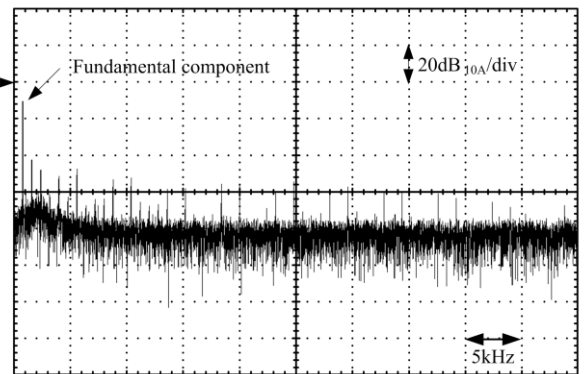
今後の課題として、電圧・電流検出回路のひずみ・遅れの低減により、入力電流波形をさらに改善する。また変換器設計の最適化を行うことで、提案法の有用性を高める。

文 献

- (1) H. Wolf, T. Gathmann: "Active Three-Phase Rectifier for Aircraft Equipment", IEEE EPE.2005.219263 (2005)
- (2) B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari: "A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters", IEEE Transactions on industrial electronics, Vol.51, No.3, pp.641-660 (2004)
- (3) J. Itoh, Y. Noge and T. Adachi: "A novel Five-level PWM Rectifier Using 12 switches", ECCE IEEE, P8-3 1394 (2009)



(a) Asynchronous PWM control (THD 6.34%)



(b) Synchronous PWM control (THD 3.08%)

Fig. 7. Input current harmonics when the input frequency is 800Hz

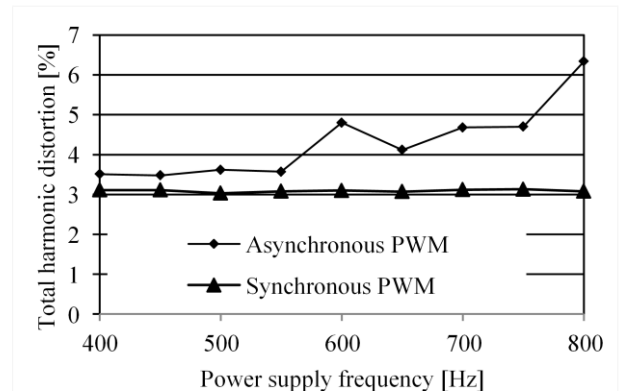


Fig. 8. Relationships between the power supply frequency and the input current THD

Table 3. Experimental parameters

Output power	0.9kW
Input AC voltage	200V
Input frequency	400~800Hz
Switching frequency	22~26kHz
DC output voltage command	350V
Load resistance	130Ω
Input inductor	2mH
Flying capacitor	47μF
Clamping capacitor	100μF
DC link capacitor	220μF