

複合 PWM による 6 素子 2 レグ電流形インバータの二相出力電流特性*

根 葉 保 彦**
 松 本 洋 和**
 柴 戸 洋 次 郎**
 高 倉 悠***
 橋 鷹 也***
 荒 木 大 吾***

Current Characteristics of Two-Phase Output in Composite PWM Current Source Inverter with Two Legs of Six Switching Devices

Yasuhiko NEBA**, Hirokazu MATSUMOTO**, Yojiro SHIBAKO**, Yu TAKAKURA***,
 Takaya TACHIBANA*** and Daigo ARAKI***

This paper deals with current source inverter with two legs of six switching devices. The inverter circuit consists of two single-phase bridge circuits, which are connected in cascade. Two switching devices are used in common to bridge circuits. Control signals of two carrier and three modulating waves are employed to generate the switching pattern for devices. Carriers have triangular waves and modulating are sinusoidal waves. Use of carrier waves of two types allows the composite switching to apply for devices. In the composite PWM method, the inverter with six devices can generate two-phase output currents, which are independently controlled by changing the amplitude and phase angle of the modulating wave. The paper shows the inverter circuit and explains the composite PWM method. The instantaneous values of the output currents are derived and expressed as the current phasors. The phasor diagrams lead to the relationship of the two-phase currents. The theoretical results are given and compared with the experimental ones. The results show that the inverter with the composite PWM can generate the sinusoidal two-phase currents with adjustable amplitude and phase.

Key Words : Current Source Inverter, Composite PWM, Two-phase, Sinusoidal Wave

1. まえがき

単相交流 - 直流電力変換では、交流の 2 倍周波数で変動する瞬時電力を吸収して一定直流を得るため、電圧形変換器では電圧平滑コンデンサ、電流形変換器では電流平滑インダクタを直流部に接続する。これらの直流コンポーネントは、容量やサイズ、重量が大きくなるため、これらを低減する交流瞬時電力変動補償として、コンデンサやインダクタとスイッチング素子から構成するパ

ワーデカップリング回路やアクティブバッファ回路を挿入するなどの策がある⁽¹⁾⁽²⁾。筆者らは先に、単相電流形変換器において、コンデンサと単相ブリッジによる交流チョッパを接続した 6 素子 2 レグ構成の回路方式を提案し、整流器動作およびインバータ動作における特性を示した⁽³⁾。また、提案回路は、チョッパブリッジに交流負荷を接続することで、AC-AC 変換が可能なことを報告した⁽⁴⁾。

ところで、単相誘導電動機の変速駆動ではインバータを必要とするが、一般に二相巻線を有する単相誘導電動機の始動および可変速運転に対して、二相電圧出力が可能な電圧形インバータ回路方式やその適用例が報告さ

* 平成 29 年 11 月 30 日受付

** 電気工学科

*** 電気工学専攻博士課程前期

れている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。筆者らが提案した6素子2レグ方式の電流形インバータでも二相電流出力が可能であるが、従来のPWM法では、設定可能な二相電流間の位相差には制限がある。

そこで、本論文では、6素子2レグ電流形インバータについて、2つの三角波搬送波を用いた複合PWM法を適用し⁽⁷⁾、二相出力電流の制御方法と出力特性を示す。PWMスイッチングパターンとPWM制御電流の関係から、出力電流フェーザを導出して、フェーザ軌跡による出力電流の大きさや位相関係を示す。フェーザによる理論結果は実測結果と比較検討して、複合PWMによる本インバータの二相出力電流特性を明らかにする。

2. インバータ回路と複合PWM法

図1は電流形インバータ回路を示す。6個のオンオフ可制御スイッチング素子IGBTを用いて2つの単相ブリッジ回路を構成する。すなわち、素子S1からS4のブリッジ回路と素子S3からS6のブリッジ回路であり、S3とS4は両ブリッジで共用する。この構成は、4素子のブリッジ回路をカスケード接続したものと等価である。それぞれのブリッジ出力には電流バイパスコンデンサ C_{fm} と C_{fa} を接続し、負荷は抵抗 R としている。直流入力側には、電流平滑インダクタ L_d を接続する。なお、実験で使用するIGBTは逆並列寄生ダイオードを有するので、逆電流阻止のためにダイオードをIGBTと直列に接続している。

図2は2つの三角波搬送波を用いた複合PWM法を示す。それぞれのブリッジ上側と下側素子に対して、互いに半周期の位相差がある搬送波 X と Y を採用し、S1とS2のスイッチングパターンは正弦波変調波 ξ_1 、S3とS4

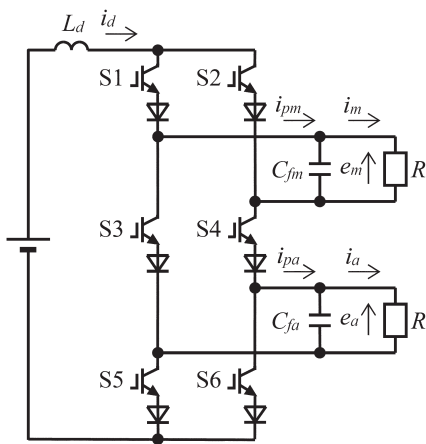


図1 6素子2レグ電流形インバータ回路

Fig.1. Current source inverter with two legs of six devices.

は ξ_2 、S5とS6は ξ_3 と搬送波との比較を行いスイッチング時間を決定する。2つの搬送波を用いることによってブリッジが出力するPWM制御電流 i_{pm} と i_{pa} のパターンは、それぞれのブリッジ上側素子と下側素子のスイッチングの複合パターンとなる。すなわち、PWM制御電流のそれぞれの基本波 i_{pmf} と i_{paf} の振幅および両者の位相差は、3つの変調波 ξ_1 、 ξ_2 および ξ_3 の振幅、位相によって調整できる。

3. 出力電流制御法とフェーザ表示

素子のスイッチングによってPWM制御電流に含有するPWMリップルは、その基本波に影響を与えないので、これを無視する。いま、インバータ周波数 f ($\omega = 2\pi f$)で動作する時、3つの変調波は、 ξ_1 を基準として次のように与えられる。

$$\xi_1 = M_1 \sin \omega t \tag{1}$$

$$\xi_2 = M_2 \sin(\omega t - \alpha_2) \tag{2}$$

$$\xi_3 = M_3 \sin(\omega t - \alpha_3) \tag{3}$$

ここで、 M_1 、 M_2 および M_3 は変調率であり、搬送波振幅を1とした場合のそれぞれの変調波振幅に相当する。また、 α_2 と α_3 は変調波 ξ_1 に対する ξ_2 と ξ_3 の遅れ位相角である。素子S1、S3およびS5の電流波形は図2に示すパターンと同じであり、直流電流 I_d 一定の場合、それぞれの素子に流れる電流 i_{s1} 、 i_{s3} と i_{s5} は次式で表される。

$$i_{s1} = \frac{1}{2} I_d + \frac{1}{2} I_d \xi_1 \tag{4}$$

$$i_{s3} = \frac{1}{2} I_d - \frac{1}{2} I_d \xi_2 \tag{5}$$

$$i_{s5} = \frac{1}{2} I_d + \frac{1}{2} I_d \xi_3 \tag{6}$$

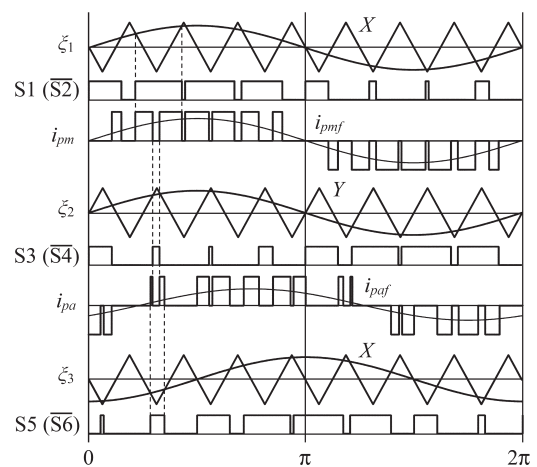


図2 複合PWM法

Fig.2. Composite PWM method.

それぞれのブリッジのレグから出力する PWM 制御電流 i_{pm} と i_{pa} は次式で計算できる。

$$i_{pm} = i_{s1} - i_{s3} = \frac{1}{2} I_d (\xi_1 + \xi_2) \quad (7)$$

$$i_{pa} = i_{s5} - i_{s3} = \frac{1}{2} I_d (\xi_2 + \xi_3) \quad (8)$$

両ブリッジの出力電流の非干渉制御を行う一方法として、変調波 ξ_2 を固定すると、制御電流 i_{pm} の振幅は変調率 M_1 によって調整でき、 i_{pa} の振幅と i_{pm} に対する位相角は変調率 M_3 と位相角 α_3 で制御可能となる。この時、直流電流の利用効率の点から変調波 ξ_2 の変調率 M_2 は高い方が望ましく、また、位相 α_2 は零に設定する。したがって、PWM 制御電流の瞬時値は次式となる。

$$i_{pm} = I_d M_m \sin \omega t \quad (9)$$

$$i_{pa} = I_d M_a \sin(\omega t - \alpha_a) \quad (10)$$

ここで、 M_m は電流 i_{pm} の振幅を決める等価変調率、 M_a と α_a は電流 i_{pa} の振幅と位相を調整する等価変調率と等価位相角であり、以下で与えられる。

$$M_m = \frac{1}{2}(M_1 + M_2) \quad (11)$$

$$M_a = \frac{1}{2} \sqrt{M_2^2 + 2M_2M_3 \cos \alpha_3 + M_3^2} \quad (12)$$

$$\alpha_a = \tan^{-1} \frac{M_3 \sin \alpha_3}{M_2 + M_3 \cos \alpha_3} \quad (13)$$

一方、上記の (7) 式および (8) 式からわかるように、ブリッジレグ出力は各素子電流の交流分だけとなるので、電流フェーザ \dot{i}_{pm} と \dot{i}_{pa} は、それぞれの変調波 ξ_1 、 ξ_2 および ξ_3 によって出力される電流フェーザ \dot{i}_1 、 \dot{i}_2 および \dot{i}_3 を用いて次のように表現できる。

$$\dot{i}_{pm} = \dot{i}_1 + \dot{i}_2 \quad (14)$$

$$\dot{i}_{pa} = \dot{i}_2 + \dot{i}_3 \quad (15)$$

ただし、

$$\dot{i}_1 = I_1 = \frac{1}{2\sqrt{2}} I_d M_1 \quad (16)$$

$$\dot{i}_2 = I_2 = \frac{1}{2\sqrt{2}} I_d M_2 \quad (17)$$

$$\dot{i}_3 = I_3 \exp(-j\alpha_3) = \frac{1}{2\sqrt{2}} I_d M_3 \exp(-j\alpha_3) \quad (18)$$

これらの電流フェーザは、(9) 式および (10) 式を電流フェーザ表現した次式と一致する。

$$\dot{i}_{pm} = I_{pm} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d M_m \quad (19)$$

$$\dot{i}_{pa} = I_{pa} \exp(-j\alpha_a) = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d M_a \exp(-j\alpha_a) \quad (20)$$

図 3 に電流フェーザの関係と位相角 α_3 を 0 から π まで変化した時の電流フェーザ \dot{i}_{pa} の軌跡を示す。なお、直流電流 $I_d=1A$ で $M_1=0.9$ 、 $M_2=0.6$ 、 $M_3=0.9$ とした。位相

角 α_3 の変化に対して電流フェーザ \dot{i}_3 が回転する。その結果、 \dot{i}_2 と \dot{i}_3 の合成電流フェーザ \dot{i}_{pa} の軌跡は、 \dot{i}_2 の終点を中心とした半径 I_3 の円弧となる。この時、電流 \dot{i}_{pm} に対する電流 \dot{i}_{pa} の遅れ位相角は α_a である。電流実効値 I_{pa} は α_3 が大きくなるにつれて減少するが、この条件すなわち $M_2 \leq M_3$ では、遅れ位相角は $0 \leq \alpha_a \leq \pi$ で設定可能なことがわかる。一方、 $M_2=M_3$ では $0 \leq \alpha_a < \pi/2$ であり、 $M_2 \geq M_3$ の場合には $0 \leq \alpha_a \leq \sin^{-1}(M_3/M_2)$ となる。位相角 α_3 を負で変化した時には、電流フェーザ \dot{i}_3 と \dot{i}_{pa} の軌跡は同図の実軸対称となり、電流 \dot{i}_{pm} に対して電流 \dot{i}_{pa} は進み位相となる。

4. 実験結果

実験条件は、 $L_d=200mH$ 、 $C_{fm}=C_{fa}=10\mu F$ 、 $R=16.8\Omega$ 、インバータ周波数 30Hz、搬送波周波数 6kHz とした。変調率は $M_1=0.9$ 、 $M_2=0.6$ 固定とし、 M_3 が 0.3、0.6 および 0.9 の場合の結果を示す。また、インバータの直流電源には、直流電圧平滑コンデンサを接続した三相ダイオード全波整流回路を用いて、平均直流電流が $I_d=5A$ 一定とした。

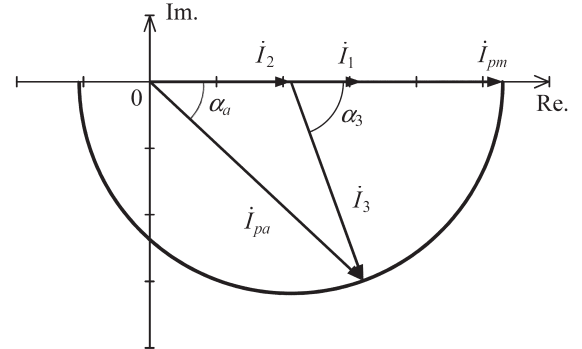


図 3 電流フェーザの関係 (0.1A/div.)

Fig.3. Relationship of current phasors.

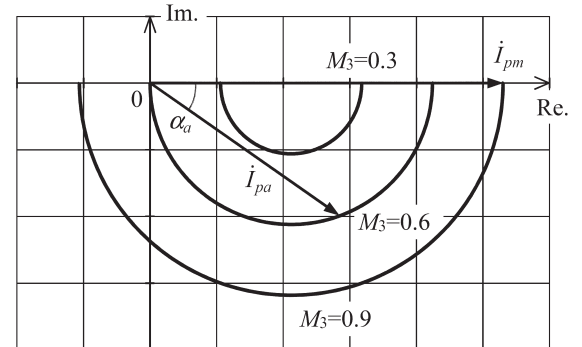


図 4 電流フェーザの軌跡 (0.5A/div.)

Fig.4. Loci of current phasors.

図4は変調波 ξ_3 のそれぞれの変調率において、位相角 α_3 を0から π まで変化した場合の電流フェーザ \dot{I}_{pa} の軌跡の計算値である。これらの軌跡から、電流 \dot{I}_{pa} の実効値 I_{pa} および \dot{I}_{pm} に対する遅れ位相角 α_a は最大円弧内で任意の値に設定できる。例えば、 $M_3=0.9$ では、 α_3 を約120deg.に設定した場合に位相角 $\alpha_a=90$ deg.が得られ、この時、 I_{pa} は約1.2Aとなる。

図5は負荷 R に流れる電流 i_a の実効値 I_a および位相角 α_a の特性であり、プロットは実測値、実線は理論値を示す。実際の回路では、出力端にフィルタコンデンサが接続されているため、電流 i_{pa} と i_a の間には、フェーザ表現で次式の関係がある。

$$\dot{I}_a = K \exp(-j\delta) \dot{I}_{pa} \tag{21}$$

ただし、

$$K = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega CR)^2}} \tag{22}$$

$$\delta = \tan^{-1}(\omega CR) \tag{23}$$

上記の関係は、電流 i_{pm} と i_m についても同じである。実験条件では、 $K=0.9995$ 、 $\delta=1.81$ deg.となるが、今回の測定では、両ブリッジのフィルタコンデンサと負荷 R を同等としているため、 i_m と i_a の位相差は i_{pm} と i_{pa} の位相差に等しい。同図より、電流実効値は、位相角 α_3 の増加とともに減少し、 $M_2=M_3$ の場合だけ $I_a=0$ で動作できる。

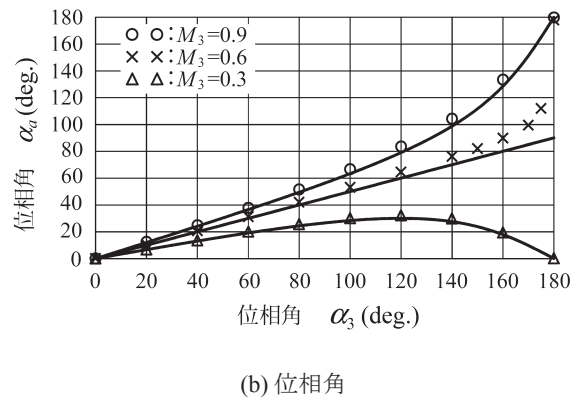
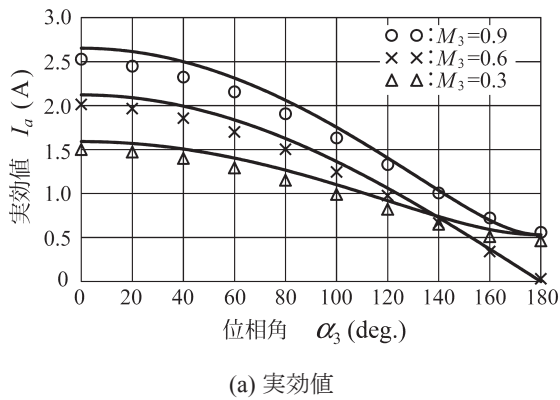


図5 出力電流特性

Fig.5. RMS and phase angle of output current.

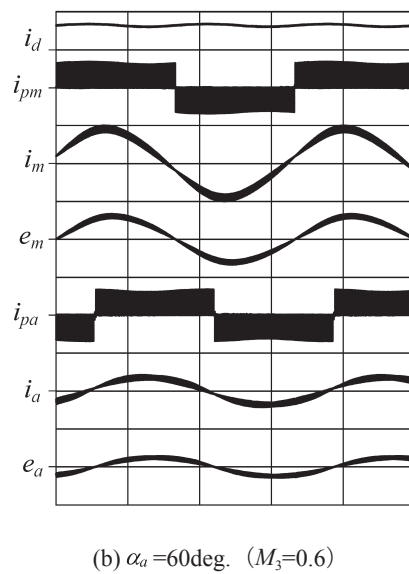
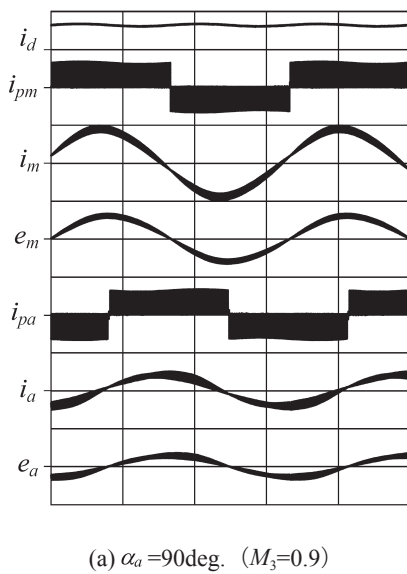


図6 実測波形 (100V/div., i_d, i_{pm}, i_{pa} : 8A/div., i_m, i_a : 4A/div., 10ms/div.)

Fig.6. Experimental waveforms.

また, 90deg. 以上の位相角 α_a を実現するには, $M_2 \leq M_3$ の条件が必要である。変調率 $M_3=0.6$ において, α_3 が大きく電流 I_a が小さい範囲で位相角 α_a にフィルタコンデンサの影響が現れているが, 変調率 M_3 のいずれの条件においても, 実測値と理論値はほぼ一致している。

図 6 は, 位相角 α_a が 90deg. および 60deg. となるように α_3 を設定した時の各部実測波形を示す。PWM 制御電流 i_{pm} と i_{pa} はパルス列交流, 出力電流および電圧はスイッチングに伴う PWM リプルを含む交流波形となる。波形から, 所望の位相差が得られ, 二相の正弦波電流を出力可能なことが確認できる。

5. むすび

6 素子 2 レグ方式の電流形インバータに複合 PWM を適用した出力電流制御法を示し, 実験による検証を行った。PWM スwitching パターンと出力電流関係を明らかにするため, PWM リプルを無視してフェーズ表示による理論関係式を導出した。理論値は実測値と良く一致し, 本電流形インバータは, 位相調整が可能な二相正弦波電流を出力できることを明らかにした。今後, 補助巻線を有する単相誘導機への適用を行う予定である。

参考文献

- (1) 大沼・伊東:「アクティブバッファを有する単相電流形インバータの実機検証」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大, No.1-29 (2012-8)
- (2) 外山・清水:「パワーデカップリング機能を持つ高力率単相系統連系インバータとその制御法」, 電学論 D, 135, 2, pp.147-154 (2015-2)
- (3) 根葉:「交流チョッパを結合した単相 PWM 電流形電力変換器」, 電学論 D, 117, 6, pp.673-679 (1997-6)
- (4) 根葉:「6 素子 PWM 単相電流形コンバータ/インバータ」, 電学論 D, 116, 2, pp.220-221 (1996-2)
- (5) F.Blaabjerg, F.Luncheon, K.Skaug and M.Tonnes, "Two-phase induction motor drives," *IEEE Ind. Applicat. Mag.*, July-Aug. pp.24-32 (2004-7/8)
- (6) D.-H. Jang, "PWM methods for two-phase inverters," *IEEE Ind. Applicat. Mag.*, Mar.-Apr. pp.50-61 (2007-3/4)
- (7) 松尾・帆足・松本・石坂・根葉:「6 素子複合 PWM 単相電流形コンバータのインバータ動作」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, Y-14 (2015-9)