

単相入力 3 レグ PWM 電流形コンバータの 三相出力平衡化フィードバック制御*

松 本 洋 和**
根 葉 保 彦**
柴 戸 洋次郎***
中 村 俊 也***
石 坂 耕 一**
伊 藤 良 三**

Feedback Control for Balanced Output in Single-to-Three Phase PWM Current Source Converter with Three Legs

Hirokazu MATSUMOTO**, Yasuhiko NEBA**, Yojiro SHIBAKO***, Toshiya NAKAMURA***,
Kouichi ISHIZAKA** and Ryozo ITOH**

This paper presents a control to improve the imbalance output currents of a single-to-three phase PWM converter. The control has phase-angle regulation that enables the output current to be balanced. The angle is determined with the feedback of the positive phase sequence component of the output currents. The simulation result confirms that the proposed controller can achieve the balanced outputs.

Key Words : Current source converter, PWM, Balance control, Positive and negative phase sequence currents, Single-phase, Three-phase.

1. はじめに

直流平滑インダクタを有する 3 レグ電流形コンバータによる単相-三相変換は、比較的簡単な三相 PWM(Pulse Width Modulation) 動作によって実現可能であるが⁽¹⁾、三相出力が不平衡になることが実験から確認されている⁽²⁾。これは、ダイオードの導通損や IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) 等のスイッチング損、インダクタ内部の抵抗損等の各種回路損失に起因する入力電流の増加が原因となっている。一方、著者

らは、三相 PWM 電流の位相角 β を最適な値に設定することにより、この出力不平衡を改善可能であることを実証した⁽²⁾。本稿では、三相出力電流から抽出した正相電流をフィードバックすることにより、位相角 β を最適な値に設定し、これにより三相出力電流を平衡化する制御方法を提案する。この制御を実装した 3 レグ電流形単相-三相コンバータにおいて、平衡化された出力電流が得られることをシミュレーションにより検証する。

2. 三相出力平衡化原理

2.1 単相入力 3 レグ電流形コンバータと動作原理

図 1 に 3 レグ電流形単相-三相コンバータを示す。システムの単相電源は、フィルタインダクタ L_f を介して 3 レグコンバータに接続される。電源が接続されるレグはい

* 平成 23 年 11 月 30 日受付

** 電気工学科

*** 電気工学専攻博士課程前期

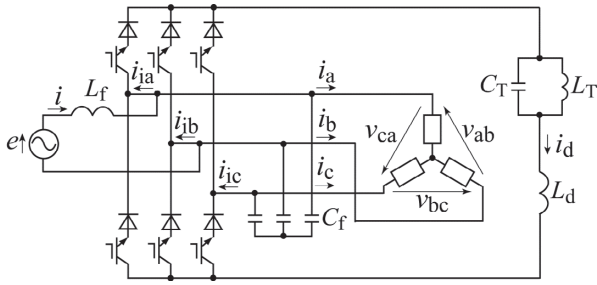


図1 3レグ電流形单相-三相コンバータ

ずれでもよいが、本稿では図1の様に、a相とb相に接続された場合で検討する。コンバータの直流部は、平滑インダクタ L_d 、及びインダクタ L_T とコンデンサ C_T から構成された2倍高調波吸収のためのタンク回路から成る。また、三相負荷はコンバータの各レグに接続されると共に、途中、フィルタコンデンサ C_f にも接続される。

回路損失が無い時、電圧と電流のフェーザは図2で表される。この図においてコンバータの出力であるPWM電流 I_{ia} , I_{ib} , I_{ic} は、基本波のフェーザを示している。この時、PWM電流は三相平衡に制御され、さらに I_{ia} の位相は入力電流 I に対して $\pi/6$ だけ遅らせて出力される。PWM電流の大きさは、回路損失が無い場合、入力と出力の電力の釣り合いから、必然的に入力電流の $1/\sqrt{3}$ になる。出力電流 i_a , i_b , i_c は、PWM電流 i_{ia} , i_{ib} , i_{ic} を用いて

$$i_a = -i_{ia} + i \quad (1-a)$$

$$i_b = -i_{ib} - i \quad (1-b)$$

$$i_c = -i_{ic} \quad (1-c)$$

と表される。従って、この関係式を基に、図2に示す次の関係が成立する。

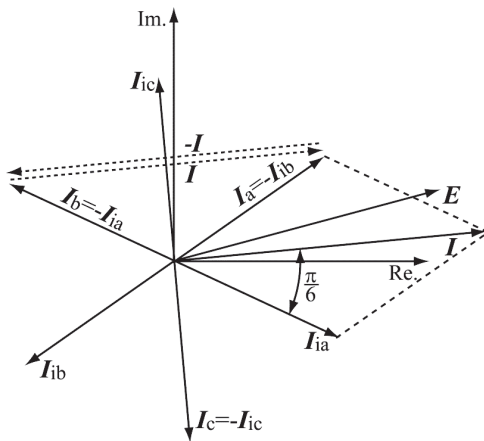


図2 回路損失が無い時のフェーザ

$$I_a = -I_{ib} \quad (2-a)$$

$$I_b = -I_{ia} \quad (2-b)$$

$$I_c = -I_{ic} \quad (2-c)$$

以上より、出力電流は逆相の三相平衡となって出力される。

2.2 位相角 β による平衡化原理

一方、回路損失が在る場合には、入力電流は出力電流の $\sqrt{3}$ 倍より大きくなるため、上述の様にPWM電流を三相平衡で出力すると、出力電流は図3の様に不平衡になる。そこで、この不平衡を改善するために、PWM電流の i_{ia} と i_{ib} の位相角を三相平衡となる従来の角度から β だけそれぞれシフトする。また、これらの電流の大きさを、 β に依存させて次の様に変更する。

$$|i_{ia}| = |i_{ib}| = \frac{|i_{ic}|}{2\cos(\frac{\pi}{3} + \beta)} \quad (3)$$

位相角 β を最適な値に設定することにより、図4に示すように出力電流を三相平衡にすることができる。

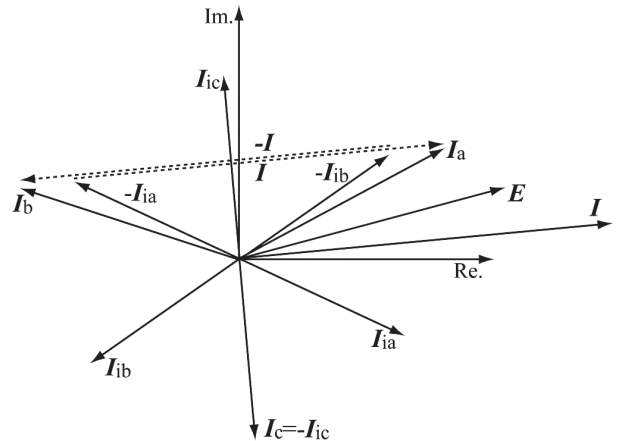


図3 回路損失が在る時のフェーザ

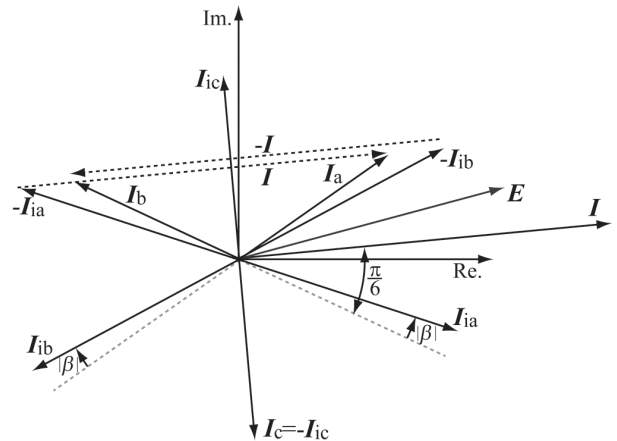


図4 位相角 β による出力平衡化原理

3. 正相成分フィードバックによるβ設定

3.1 正相電流と逆相電流

図1に示す負荷には零相電流が存在しないため、三相出力電流のフェーザは、正相電流 I_{pa} , I_{pb} , I_{pc} と逆相電流 I_{na} , I_{nb} , I_{nc} に分けることができる。

$$\begin{bmatrix} I_{ia} \\ I_{ib} \\ I_{ic} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{pa} \\ I_{pb} \\ I_{pc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{na} \\ I_{nb} \\ I_{nc} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} I_p e^{j(\omega t + \theta_p)} \\ I_p e^{j(\omega t + \theta_p)} \mathbf{a}^2 \\ I_p e^{j(\omega t + \theta_p)} \mathbf{a} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_n e^{j(\omega t + \theta_n)} \\ I_n e^{j(\omega t + \theta_n)} \mathbf{a} \\ I_n e^{j(\omega t + \theta_n)} \mathbf{a}^2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

ここで、 $\mathbf{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ であり、 ω は系統電源の角周波数である。また、 I_p , I_n と θ_p , θ_n は、それぞれ正相電流と逆相電流の振幅と位相である。正相電流と逆相電流を用いると、図3の三相不平衡電流は図5で表され、主成分は逆相電流であり、一方の正相電流は不平衡をもたらす成分であることが分かる。つまり、正相電流を零とすることにより、出力を平衡化することができる。

ところで、図5において正相と逆相のc相電流が同相であることから、 θ_p と θ_n は

$$\theta_n - \theta_p = \frac{\pi}{3} \quad (5)$$

の関係を満足する。

3.2 正相電流と逆相電流の抽出

三相出力電流の瞬時値は、(4)式を基に、正相電流と逆相電流の和で表すことができる⁽³⁾。

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_p \cos(\omega t + \theta_p) \\ I_p \cos(\omega t + \theta_p - \frac{2\pi}{3}) \\ I_p \cos(\omega t + \theta_p - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_n \cos(\omega t + \theta_n) \\ I_n \cos(\omega t + \theta_n + \frac{2\pi}{3}) \\ I_n \cos(\omega t + \theta_n + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (6)$$

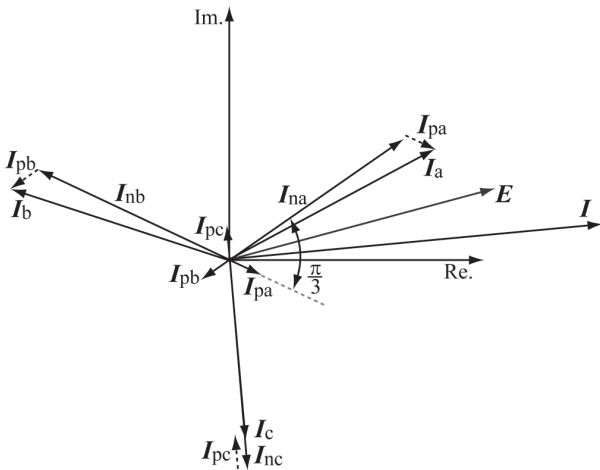


図5 不平衡電流の正相成分と逆相成分

ここで三相-二相変換行列

$$[C_1] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

を適用することにより、(6)式は次の様に変換できる。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} I_p \cos(\omega t + \theta_p) \\ I_p \sin(\omega t + \theta_p) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} I_n \cos(-\omega t - \theta_n) \\ I_n \sin(-\omega t - \theta_n) \end{bmatrix} \quad (8)$$

ただし、 i_α と i_β は二相電流であり、次の(9)式で定義される。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [C_1] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

次式によりフェーザ表示したものを図6に示す。

$$\begin{bmatrix} I_p \\ I_n \end{bmatrix} = [C_2] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

ただし

$$[C_2] = \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \quad (11)$$

である。この時、 I_p と I_n は時間に依存して変化する三相電流のピークの位相を表している。 I_p は時計回りに回転するのに対し、 I_n は本来、反時計回りに回転する。しかし、(11)式(二行二列目の要素が $-j$) の変換行列を用いることにより、図6では I_n も時計回りに回転する。これにより、本来は時間とともに変動する I_p と I_n 間の角度を $\theta_n - \theta_p = \pi/3$ の一定値として考えることができる。

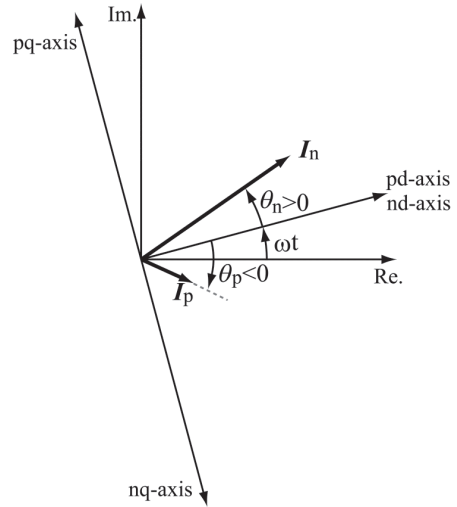


図6 出力電流の正相成分と逆相成分

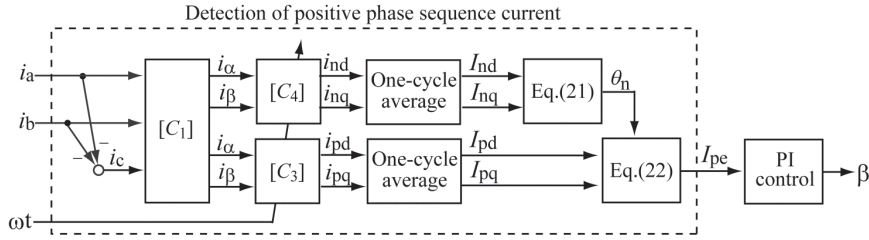


図7 位相角 β 設定のブロック図

以下の正相変換行列 $[C_3]$ と逆相変換行列 $[C_4]$,

$$[C_3] = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$[C_4] = \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \quad (13)$$

を (8) 式にそれぞれ適用すると、二相電流を正相の回転座標である pd-pq 座標と逆相の回転座標である nd-nq 座標上の成分に変換することができる。

$$\begin{bmatrix} i_{pd} \\ i_{pq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} I_p \cos(\theta_p) \\ I_p \sin(\theta_p) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} I_n \cos(2\omega t + \theta_n) \\ -I_n \sin(2\omega t + \theta_n) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} i_{nd} \\ i_{nq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} I_n \cos(\theta_n) \\ -I_n \sin(\theta_n) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} I_p \cos(2\omega t + \theta_p) \\ I_p \sin(2\omega t + \theta_p) \end{bmatrix} \quad (15)$$

この式から、正相回転座標上の成分と逆相回転座標上の成分はそれぞれ、時間に依存しない第一項と二倍周期の脈動を持つ第二項で構成されていることが分かる。従って、これらの回転座標上の成分を一周期平均することにより、第二項を除去することができる。平均後の値は以下で表され、これは、抽出された出力電流の正相及び逆相成分を表している。

$$\begin{bmatrix} I_{pd} \\ I_{pq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} I_p \cos(\theta_p) \\ I_p \sin(\theta_p) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} I_{nd} \\ I_{nq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} I_n \cos(\theta_n) \\ -I_n \sin(\theta_n) \end{bmatrix} \quad (17)$$

なお、上式より正相電流の大きさ $|I_p|$ と逆相電流の大きさ $|I_n|$ は、

$$|I_p| = \sqrt{I_{pd}^2 + I_{pq}^2} \quad (18)$$

$$|I_n| = \sqrt{I_{nd}^2 + I_{nq}^2} \quad (19)$$

と表される。また、正相分の位相角 θ_p と逆相分の位相角 θ_n は

$$\theta_p = \cos^{-1} \left(\frac{I_{pd}}{|I_p|} \right) \quad (20)$$

$$\theta_n = \cos^{-1} \left(\frac{I_{nd}}{|I_n|} \right) \quad (21)$$

となる。

3.3 位相角 β の設定

以上から求められる正相電流をフィードバックし、これが零になるように位相角 β を設定することにより、出力電流を平衡化することができる。しかし、(18) 式で得られる絶対値では、符号が求められないため、フィードバック値として使用するには不相当である。そこで、正相電流の dq 座標成分である I_{pd} と I_{pq} を用いて、 I_p 方向上の成分である I_{pe} を算出し、これをフィードバック値として使用する。 I_p は、主成分である I_n に対して $\pi/3$ だけ遅れることを考慮すると、 I_{pe} は以下の様に表される。

$$I_{pe} = I_{pd} \cos \left(\theta_n - \frac{\pi}{3} \right) + I_{pq} \sin \left(\theta_n - \frac{\pi}{3} \right) \quad (22)$$

図7に位相角 β 設定のブロック図を示す。回路より検出された出力電流 i_a, i_b 及び系統電源の位相角 ωt を基に算出された I_{pe} をフィードバック値としてPI制御に入力し、その結果を位相角 β として設定する。なお、 β の更新は I_{pe} 算出の課程で一周期平均が必要なことから、最短でも系統電源周期で行われる必要がある。

4. シミュレーション結果

回路定数を $L_f = 1 \text{ mH}$, $C_f = 10 \text{ }\mu\text{F}$, $L_d = 20 \text{ mH}$, $L_T = 49.7 \text{ mH}$, $C_T = 35.4 \text{ }\mu\text{F}$, 負荷を $R = 19.2 \text{ }\Omega$ と $L = 5 \text{ mH}$ を持つ直列 RL 回路の Y 結線とし、入力電圧実効値 $E = 100 \text{ V}$ ($f = 60 \text{ Hz}$) とした時のシミュレーション結果を図8に示す。なお、負荷電流の不平衡を再現するためにダイオードにドロップ電圧を、またインダクタに抵抗値を設定している。位相角 $\beta = 0$ の不平衡定常動作後、0 ms から β 制御を実行した結果、約 100 ms で $\beta = 3.3 \text{ deg.}$ に収束している。不平衡成分としての I_{pe} をフィードバックし、これを零にする様に β を設定することにより、負荷電流と電圧は、共に平衡化されていることが確認できる。

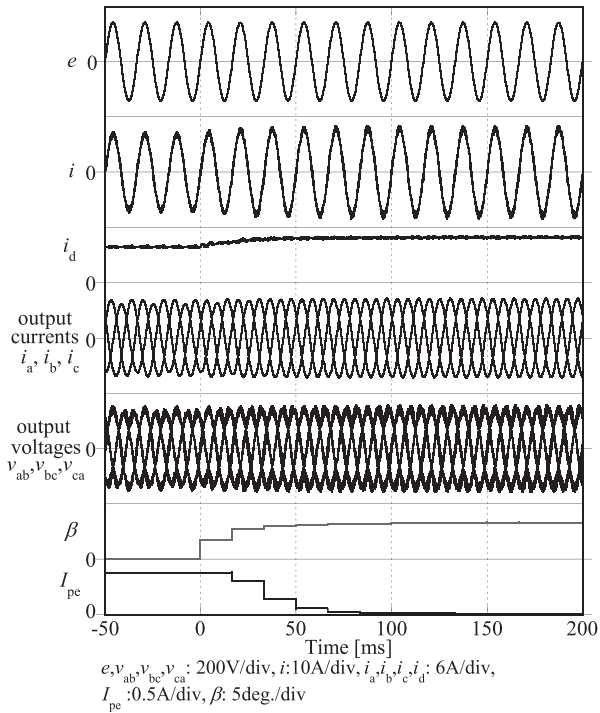


図8 シミュレーション結果

参考文献

- (1) 根葉保彦・廣田侑也・松本洋和・石坂耕一・伊藤良三：「単相電源を入力とする三相出力PWMコンバータ」, 電学論D, vol. 129, no.12, pp.1226-1227 (2010).
- (2) 柴戸洋次郎・松本洋和・根葉保彦・石坂耕一・伊藤良三：「3レグ単相-三相PWM電流形コンバータの三相平衡化」, 平成22年産業応用部門大会, Y-15 (2010-8)
- (3) 江口直也・山本光俊・遠藤和弥・小西茂雄・森田敏浩：「不平衡補償機能付き事例式SVC制御方式の開発」, 電学論D, vol. 114, no. 4, pp.444-450 (1994)

5. まとめ

以上、3レグ電流形単相-三相コンバータにおいて、出力電流の正相成分のフィードバックを基に設定を行った位相角を使用して出力を三相平衡化する制御方法を提案し、シミュレーションにより良好な動作特性が得られることを確認した。