Hirokazu Fukui Student Member (Yamaguchi University, h.fukui@pe-news1.eee.yamaguchi-u.ac.jp)
Eiji Hiraki Member (Yamaguchi University, hiraki@yamaguchi-u.ac.jp)
Toshihiko Tanaka Senior Member (Yamaguchi University, totanaka@yamaguchi-u.ac.jp)
Shinji Fukuma Non-member (University of Fukui, fukuma@fuis.fuis.fukui-u.ac.jp)

Figure 1 shows a circuit diagram of the constructed experimental model. The three-leg PWM converter that performs the current balancer is connected in parallel to the loads. The source voltage v_S , the load currents i_{L1} and i_{L2} are detected, and the components of the load currents correlative and cross-correlative to the primary side voltage waveform, which correspond to the active and reactive currents, are calculated in each feeder in a DSP (digital signal processor: TMS320C671333). These reactive and unbalanced-active components are compensated on the source side. The balanced source

Figure 2 shows the experimental results for Fig. 1, where the unbalanced loads are connected. Before the current balancer was started, the source currents i_{s1} and i_{s2} were unbalanced, and their power factors were different, respectively. After the current balancer was started, the source currents i_{s1} and i_{s2} were balanced with the power factor of 0.9 in spite of the unbalanced load currents i_{L1} and i_{L2} . In the proposed control method, the power factors on the source side were 0.9 because all reactive power was not compensated. Thus the required-rating of the PWM converter was reduced by one-half as compared to that of the current balancer, where the previously proposed control method was applied. The capacity of the dc capacitor C_{DC} was also reduced by one-half. The authors concluded that the proposed current balancer with the newly proposed control method is useful for the practical applications.

Fig. 2. Experimental waveforms for the constructed experimental model of Fig. 1

電源電圧と負荷電流の相関と相互相関に着目した 単相三線式配電用電流バランサの制御法

学 生 員 福井 博一* 正 員 平木 英治*

上級会員 田中 俊彦* 非会員 福岡 慎治**

A New Control Method of Current Balancer for Single-Phase Three-Wire Secondary Distribution Systems Using the Correlation and Cross-Correlation Coefficients

Hirokazu Fukui*, Student Member, Eiji Hiraki*, Member,
Toshihiko Tanaka*, Senior Member, Shinji Fukuma**, Non-member

This paper proposes a new control method of the current balancer for single-phase three-wire secondary distribution systems using the correlation and cross-correlation coefficients. The components of the load currents correlative and cross-correlative to the primary side voltage waveform, which correspond to the active and reactive currents, are detected in each feeder, then the reactive and unbalanced-active components are compensated on the source side. The balanced currents with the variable power factor are obtained in each feeder. The basic principle of the proposed method is discussed in detail, and then confirmed by digital computer simulation. A proto-type experimental system is constructed and tested. Experimental results demonstrate that the balanced source currents with the power factor of 0.9 are obtained in spite of unbalanced load currents.

キーワード：単相三線式配電，電流バランサ，相関係数，相互相関係数，有効-無効電流，不平衡状態

Keywords: single-phase three-wire secondary distribution system, current balancer, correlation coefficient, cross-correlation coefficient, active-reactive current, unbalanced condition

1. まえがき

家庭などの低圧配電として単相三線式配電が広く用いられているが⁽¹⁾，アンバランスな負荷状態による両電圧線電流の不平衡が問題となる。電流の大きさの違いによって生じる電圧不平衡を解消するため，一般に線路の末端に巻数比 1 の単巻変圧器によるバランサを設置し，電圧を等しくする方法が用いられている⁽²⁾。

著者らは先に，3 レグ電圧形 PWM インバータを用いた単相三線式配電用電流バランサを提案し，その有効性を明らかにした⁽³⁾。これは，各フィード間の有効電力は直流キャパシタを介することなくインバータ内で授受される点に特徴がある。このため，先に提案されている方式に比較し，

直流キャパシタ容量を大幅に低減することができる点に特長がある。電流バランサの制御法として電源電圧と負荷電流の相関に着目した方式を提案した⁽⁴⁾。これにより，電源側で力率が 1 でバランスした電源電流を得ることができるが，電流バランサにより電源側での無効電力がゼロとなるよう負荷の無効電力を全て補償するため，変換器容量が大きくなる問題点があった。

本論文では，電流バランサとして動作する電圧形 PWM インバータの変換器容量の低減を目的として，電源電圧と負荷電流の相関および相互相関に着目した制御法を提案する⁽⁵⁾。これは，負荷電流の無効電流成分を制御することで任意の力率を有する電源電流を得ることができる点に特長がある。はじめに，相関および相互相関関数を用いた電流バランサの制御法について詳細に検討する。次に，電圧形 PWM インバータの電力フローを検討し，先に提案されている方式に比べ直流キャパシタ容量を大幅に低減可能であることを明らかにする。計算機シミュレーションおよび実験結果より，提案した制御法の有効性を確認する。計算機シミュレーション結果および実験結果から，先に提案した方式に比較し大幅に変換器容量および直流キャパシタ容量を低減しながら，電気供給約款⁽⁶⁾で定められた力率 0.9 の

* 山口大学大学院 理工学研究科 情報・デザイン工学系専攻
〒755-8611 宇部市常盤台 2 丁目 16-1
Department of Electrical and Electronic Engineering, Yamaguchi University
2-16-1, Tokiwadai, Ube 755-8611

** 福井大学 工学部 情報メディア工学科
〒910-8507 福井市文京 3-9-1
Department of Information Science, The University of Fukui
3-9-1, Bunkyo, Fukui 910-8507

図 1 単相三線式配電用電流バランサの構成図

Fig. 1. Circuit diagram of the proposed current balancer in single-phase three-wire secondary distribution systems.

バランサした電源電流が得られることを明らかにする。

2. 単相三線式配電用電流バランサ

〈2・1〉 システム構成 図 1 に、単相三線式配電用電流バランサのシステム構成図を示す。配電トランスの高圧側は 6,600 V, 60 Hz, 5.0 kVA をベースとしており、低圧側の定格は 105 V, 24 A である。低圧側巻線は、家庭に電力を配電するために用いられ、負荷として線形負荷を考慮している。電流バランサには 3 レグ電圧形 PWM インバータを用いており、各レグがフィーダ 1、フィーダ 2 および中性線にそれぞれ接続されている。電圧形 PWM インバータは、負荷側電流の無効電流成分と有効電流成分のアンバランス分を補償する。このため、電源側で電気供給約款⁶⁾で定められた、力率が 0.9 でバランサした電流を得ることができる。文献(7)および(8)では、単相電圧形ハーフブリッジ PWM インバータを 2 台用いており、直流キャパシタの中性点を利用して中性線の電流を供給している。各フィーダの有効電力は直流キャパシタを介して授受されるため、キャパシタ電圧の脈動が大きくなり、これを抑制するため大容量の直流キャパシタが必要となる。さらに、各直流キャパシタに流入する電力が等しくならないため、それぞれの直流キャパシタの電圧変動が異なるという問題点がある。本提案方式では、3 レグの電圧形 PWM インバータを使用することで、これらの問題を解決している。

〈2・2〉 電源電圧と負荷電流の相関と相互相関に着目した電流バランサの制御法 図 1 において、高圧側電圧 $v_S(t)$ および負荷電流 $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ の和の 1/2 倍の電流 $i_L(t)$ が次

式で与えられるものとする。

$$\begin{aligned} v_S(t) &= \sqrt{2}V \sin \omega t \\ i_{L1}(t) &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \\ i_{L2}(t) &= \sqrt{2}I_2 \sin(\omega t - \phi_2) \\ i_L(t) &= \frac{1}{2}\{i_{L1}(t) + i_{L2}(t)\} \\ &= \sqrt{2}I_L \sin(\omega t - \phi) \dots\dots\dots (1) \end{aligned}$$

ここで、関数空間において、 $v_S(t)$, $i_L(t)$ のノルムはそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \|v_S(t)\| &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t v_S^2(t) dt} \\ \|i_L(t)\| &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t i_L^2(t) dt} \dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

ただし、 $T_S = 1/60$ [s] である。積分時間は、 $T_S/2$ に短縮できる⁹⁾。ノルムは関数の大きさを表し、実効値に相当する。 $v_S(t)$ と $i_L(t)$ の内積は、次式で与えられる。

$$\langle v_S(t), i_L(t) \rangle = \frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t v_S(t) \cdot i_L(t) dt \dots\dots\dots (3)$$

内積は有効電力に相当する。相関係数 r は内積をノルムの積で割ることにより次式で表される。

$$r = \frac{\langle v_S(t), i_L(t) \rangle}{\|v_S(t)\| \|i_L(t)\|} \dots\dots\dots (4)$$

相関係数 r は関数どうしがどの程度似ているかを表す尺度であり、大きさは $-1 \leq r \leq 1$ である。この相関係数は力率

を表す。(2) 式, (3) 式および (4) 式を用いることで, $i_L(t)$ の有効電流 $i_{Lp}(t)$ は次式で表すことができる。

$$i_{Lp}(t) = \frac{\langle v_S(t), i_L(t) \rangle}{\|v_S(t)\|^2} \cdot v_S(t) \dots \dots \dots (5)$$

(1) 式を (5) 式に代入すると, 次式を得る。

$$i_{Lp}(t) = \sqrt{2}I_L \cos \phi \sin \omega t \dots \dots \dots (6)$$

次に, 電源電圧 $v_S(t)$ の 1/4 周期前の情報と $i_L(t)$ の相互相関係数を求める。ノルムと内積より相互相関係数 R は次式で与えられる。

$$R = \frac{\langle v_S(t - \frac{T_S}{4}), i_L(t) \rangle}{\|v_S(t - \frac{T_S}{4})\| \|i_L(t)\|} \dots \dots \dots (7)$$

(2) 式, (3) 式および (7) 式を用いることで, $i_L(t)$ の無効電流 $i_{Lq}(t)$ は次式で表すことができる。

$$i_{Lq}(t) = \frac{\langle v_S(t - \frac{T_S}{4}), i_L(t) \rangle}{\|v_S(t - \frac{T_S}{4})\|^2} \cdot v_S(t - \frac{T_S}{4}) \dots \dots \dots (8)$$

(1) 式を (8) 式に代入すると, 次式を得る。

$$i_{Lq}(t) = -\sqrt{2}I_L \sin \phi \cos \omega t \dots \dots \dots (9)$$

ここで, 電源電流の力率を電気供給約款⁶⁾ で定められた 0.9 とする指令値の演算法について検討する。図 2 に, 電源電圧, 電源電流および負荷電流のフェーザ図を示す。(9) 式で検出した無効電流をノルムで割ることにより基準波 $i_q(t) = -\sqrt{2} \cos \omega t$ を発生する。(6) 式の有効電流 $i_{Lp}(t)$ に対して各フィードの電源電流 $i_{S1}(t)$, $i_{S2}(t)$ の力率が 0.9 となるような無効電流を得るためのゲイン K を基準波 $i_q(t)$ と乗算する。ただし, 図 2 より $K = I_L \cos \phi \{\tan(\cos^{-1} 0.9)\}$ である。電源電流がバランス状態でかつ力率を 0.9 とするためには $i_{S1}(t)$, $i_{S2}(t)$ は次式となればよい。

$$\begin{aligned} i_{S1}(t) &= i_{S2}(t) \\ &= i_{Lp}(t) + Ki_q(t) \\ &= \sqrt{2}I_L \cos \phi \{\sin \omega t - \tan(\cos^{-1} 0.9) \cos \omega t\} \dots \dots \dots (10) \end{aligned}$$

したがって, 電流バランス出力電流指令値は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{C1}^*(t) &= i_{L1}(t) - i_{S1}(t) \\ i_{C2}^*(t) &= i_{L2}(t) - i_{S2}(t) \\ i_{C3}^*(t) &= -(i_{C1}^*(t) + i_{C2}^*(t)) \dots \dots \dots (11) \end{aligned}$$

図 1 において, 負荷が変動した場合に有効電力が電圧形 PWM インバータに流入し直流キャパシタ電圧が変動する。この対策として, 直流キャパシタ電圧一定制御ブロックを有している。直流キャパシタ電圧の指令値 V_{DC}^* と検出したキャパシタ電圧 v_{DC} の偏差を PI コントローラにより増幅し, 直流キャパシタ電圧を制御するための有効電流の振幅 I_P を求める。ここで, PI コントローラの伝達関数 $G(s)$

図 2 電源電圧・電流および負荷電流のフェーザ図

Fig.2. Phaser diagram of the source voltage, source current and load current.

は次式で与えられる。

$$G(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \dots \dots \dots (12)$$

本論文で用いた PI コントローラは $K_P = 0.1$, $T_I = 10 \text{ ms}$ である。一方, 高圧側で検出した v_S を電源電圧ノルムで割った $1/\|v_S\|$ を乗じることにより, 振幅 $\sqrt{2}$ の基準電圧を発生する。この基準電圧と I_P を乗算することで v_{DC} を一定に制御するための指令値 i_{DC}^* を求める。この i_{DC}^* を (11) 式で与えられる電流バランス出力電流指令値に加えることで, 電流バランスの電流指令値 i_{C1}^* および i_{C2}^* としている。以上から, 直流キャパシタ電圧一定制御法を用いた場合の電流バランス出力電流指令値は, 次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{C1}^*(t) &= i_{L1}(t) - i_{S1}(t) + 0.5i_{DC}^*(t) \\ i_{C2}^*(t) &= i_{L2}(t) - i_{S2}(t) + 0.5i_{DC}^*(t) \dots \dots \dots (13) \end{aligned}$$

3. 電力フローと直流キャパシタ容量の検討

図 1 において, 電圧形 PWM インバータの直流キャパシタに流入する電力フローを求め直流キャパシタ容量について検討する。ここで, 各フィードの電源電流 $i_{S1}(t)$, $i_{S2}(t)$ が次式で与えられるものとする。

$$\begin{aligned} i_{S1}(t) &= i_{S2}(t) \\ &= \sqrt{2}I_S (\sin \omega t - K_1 \cos \omega t) \dots \dots \dots (14) \end{aligned}$$

ただし, $I_S = \frac{1}{2}(I_1 \cos \phi_1 + I_2 \cos \phi_2)$, $K_1 = \tan(\cos^{-1} 0.9)$ である。また, (11) 式より電流バランスの出力電流は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{C1}(t) &= i_{L1}(t) - i_{S1}(t) \\ &= \sqrt{2} \left\{ \frac{1}{2} (I_1 \cos \phi_1 - I_2 \cos \phi_2) \sin \omega t \right. \\ &\quad \left. - (I_1 \sin \phi_1 - K_1 I_S) \cos \omega t \right\} \\ i_{C2}(t) &= i_{L2}(t) - i_{S2}(t) \\ &= \sqrt{2} \left\{ \frac{1}{2} (-I_1 \cos \phi_1 + I_2 \cos \phi_2) \sin \omega t \right. \\ &\quad \left. - (I_2 \sin \phi_1 - K_1 I_S) \cos \omega t \right\} \dots \dots \dots (15) \end{aligned}$$

ここで, 低圧側電圧 $v_{L1}(t)$ と $v_{L2}(t)$ は次式で与えられるも

のとする。

$$v_{L1}(t) = v_{L2}(t) = \sqrt{2}V_L \sin \omega t \dots \dots \dots (16)$$

以上より、電圧形 PWM インバータへ流入する電力 $p_C(t)$ は、次式となる。

$$\begin{aligned} p_C(t) &= p_{C1}(t) + p_{C2}(t) \\ &= V_L(2K_1I_S - I_1 \sin \phi_1 - I_2 \sin \phi_2) \sin 2\omega t \\ &\dots \dots \dots (17) \end{aligned}$$

(17) 式より、電圧形 PWM インバータの直流キャパシタには無効電力のみが流入し、その周期は $T_S/2$ である。このことは、各フィードの有効電力は電圧形 PWM インバータを介して授受が行われ、直流キャパシタには流入しないことを示している。したがって、文献 (1) および (2) と比較し直流キャパシタ容量を大幅に低減できる。

次に、直流キャパシタ容量について検討する。(17) 式より、キャパシタの充電および放電期間は $T_S/4$ となる。キャパシタ電圧の平均値から最大値および最小値となる期間は $T_S/8$ である。ここで、この期間におけるキャパシタへの流入または流出エネルギー ΔW_C は、

$$\Delta W_C = \int_0^{T_S/8} p_C(t) dt \dots \dots \dots (18)$$

となる。

電圧形 PWM インバータへ流入するエネルギーを ΔW_C とすると、直流キャパシタ電圧の平均値が V_{DC} であるとき、次式が成立する。

$$\Delta W_C = \frac{1}{2} C \{ (V_{DC} + \Delta V_{DC})^2 - V_{DC}^2 \} \dots \dots \dots (19)$$

ただし、 ΔV_{DC} はキャパシタ電圧の平均値からの変動分である。Load1 に 1.2 pu、力率 0.8、Load2 に 0.8 pu、力率 0.9 の負荷が接続されている場合に (18) 式で与えられる ΔW_C は -0.865J である。定常状態において、直流キャパシタ電圧の平均値に対して $\pm 5\%$ の変動を許容するものとする。直流キャパシタ電圧の平均値が 350 V のとき、直流キャパシタ容量は次式となる。

$$\begin{aligned} C &= \frac{2 \times (-0.865)}{(350 \times 0.95)^2 - 350^2} \\ &= 145 [\mu\text{F}] \dots \dots \dots (20) \end{aligned}$$

(20) 式は定常状態における容量であり、負荷急変時における電圧変動を $\pm 10\%$ 以内とするために計算機シミュレーションによりキャパシタ容量を検討した。シミュレーション結果から、直流キャパシタ容量を $440 \mu\text{F}$ に決定した。これは、文献 (3) と比較し約 1/2 に低減することができた。

4. シミュレーション結果

本論文で提案した電流バランサの制御法の有効性を確認するために、計算機シミュレーションを行った。シミュレーションには、パワーエレクトロニクス用シミュレータ PSIM

表 1 図 1 の回路定数

Table 1. Circuit constants for Fig. 1.

Load1	L_L : 5.8 mH	L_f : 1.0 mH
	R_L : 2.9 Ω	C_f : 4.7 μF
Load2	L_L : 6.3 mH	L_c : 3.0 mH
	R_L : 4.9 Ω	C_{DC} : 440 μF

図 3 電流バランサ起動前後のシミュレーション波形

Fig. 3. Simulation waveforms for Fig. 1 before and after started.

を用いた。内線規程では、単相三線式における中性線と各電圧側電線間の負荷は“やむを得ない場合は設備不平衡率を 40% までとすることができ”と定められている⁽¹⁰⁾。設備不平衡率とは、中性線と各電圧側電線間に接続される負荷設備容量 S_1, S_2 [VA] の差と総負荷設備容量 S_A [VA] の平均値の比で定義される。このとき、設備不平衡率は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \text{設備不平衡率 [\%]} &= \frac{S_1 - S_2}{S_A \times 0.5} \times 100 \\ &\dots \dots \dots (21) \end{aligned}$$

表 1 に、計算機シミュレーションに用いた回路定数を示す。不平衡率が最大の 40% となるよう、Load1 は 1.2 pu、力率 0.8、Load2 は 0.8 pu、力率 0.9 とした。

〈4・1〉 シミュレーション結果 図 3 に電流バランサ起動時の波形を示す。 v_{L1} は低圧側電圧、 i_{s1}, i_{s2} は各フィードの電源電流を示している。電流バランサ起動以前はアンバランスな負荷状態であるため Load1 に流れる電流 i_{L1} と Load2 に流れる電流 i_{L2} の振幅および位相が異なっている。一方、電流バランサの起動後は、電源側電流 i_{s1} と i_{s2} の振幅が等しく力率が 0.9 の波形となっている。また、キャパシタ電圧 v_{DC} から、直流キャパシタ電圧一定制御法により指令値 $V_{DC}^* = 350 \text{ V}$ 付近に一定に制御されている。図 4 は、Load2 を一定とした状態で Load1 を 1.2 pu から 0.6 pu に急変させた場合のシミュレーション波形を示している。図 4 より、負荷が急変した場合においても電流バランサにより各フィードの電源側電流 i_{s1}, i_{s2} はバランスした状態

図4 負荷急変時におけるシミュレーション波形

Fig. 4. Simulation waveforms for Fig. 1 with load variation of the Load1.

となっていることが確認できる。図3および図4において、定常状態における直流キャパシタ電圧の変動率は $\pm 2.1\%$ である。また、負荷急変時では $+8.6\%$ であり、 10% 以内となっている。変動率が定常状態で $\pm 5\%$ 以内であり負荷急変時では $\pm 10\%$ 以内であることから、決定したキャパシタ容量の妥当性が確認できる。

文献(7),(8)では、 $4700\mu\text{F}$ を直列接続して用いている。また、先に提案した相関に着目した制御方式を用いた場合には、 $800\mu\text{F}$ の直流キャパシタを用いている⁽³⁾。本方式では、直流キャパシタ容量を大幅に低減できた。

5. 実験結果

本論文で提案した電流バランサの制御法の有効性を確認するために、実験装置を構成し実験による検討を行った。

〈5・1〉実験装置の構成 図1において、高圧側が $6,600\text{V}$ であり、研究室レベルで実験装置を構成するのは困難である。そこで、一次側の電圧を 200V として実験装置を構成した。図5に、単相三線式配電用電流バランサの実験装置構成図を示す。電源トランスの一次側は 200V 、 6.0kVA である。また、二次側はそれぞれ 100V 、 30A とし、それぞれ線形負荷が接続されている。表2に図5の回路定数を示す。負荷はアンバランスな負荷状態となるよう、シミュレーションと同様にフィーダ1には 1.2pu で力率が 0.8 の負荷を接続し、フィーダ2には 0.8pu で力率が 0.9 の負荷を接続している。このとき、不平衡率はシミュレーションと同様に 40% である。図5において、電源電圧 v_S 、負荷電流 i_{L1} 、 i_{L2} を検出し、A/D変換器を介してデジタル信号として、DSPに入力する。DSPでは、(11)式を用いて、電流バランサの出力電流指令値 i_{C1}^* 、 i_{C2}^* 、 i_{C3}^* を演算する。さらに、三角波比較方式PWMを用いて、各レグの出力電流を指令値に追従させている。三角波の周波数は 15kHz であり、これらはすべてDSP内で演算により実現している。

図5 単相三線式配電用電流バランサの実験装置構成図

Fig. 5. Circuit diagram of the experimental model for Fig. 1.

表2 図5の回路定数
Table 2. Circuit constants for Fig. 5.

Load1	L_L : 6.4 mH	L_f : 1.0 mH
	R_L : 2.9 Ω	C_f : 4.7 μF
Load2	L_L : 6.3 mH	L_c : 3.0 mH
	R_L : 5.0 Ω	C_{DC} : 440 μF

図6 電流バランサ起動前後の実験波形

Fig. 6. Experimental waveforms for Fig. 5 before and after started.

また、直流キャパシタ電圧一定制御もDSPにより実現している。

〈5・2〉実験結果 図6に、電流バランサ起動時の実験結果を示す。 v_{L1} は低圧側電圧、 i_{S1} 、 i_{S2} は各フィーダの電源電流を示している。電流バランサの起動前は、アンバランスな負荷状態であるためLoad1に流れる電流 i_{L1} とLoad2に流れる電流 i_{L2} の振幅および位相が異なっている。電流バランサの起動後は、電流バランサの補償電流 i_{C1} 、 i_{C2} 、 i_{C3}

図7 負荷急変時における実験波形

Fig. 7. Experimental waveforms for Fig. 5 with load variation of the Load1.

により i_{S1} と i_{S2} の振幅が等しく力率が 0.9 のバランスした電流が得られている。また、キャパシタ電圧 v_{DC} から、直流キャパシタ電圧一定制御法により指令値 $V_{DC}^* = 350 \text{ V}$ 付近に一定に制御されている。

次に、負荷急変時の実験結果を示す。図 7 は Load2 を一定とし、Load1 を 1.2 pu から 0.6 pu に急変させた場合の実験波形である。図 7 より、負荷が急変した場合においても電流バランサにより各フィードの電源電流 i_{S1} 、 i_{S2} はバランス状態となっている。図 6 および図 7 より、定常状態における直流キャパシタ電圧の変動率は $\pm 2.3\%$ である。さらに、負荷急変時のキャパシタ電圧の変動率は $+8.3\%$ であり、10% 以内となっている。これらの結果はシミュレーション結果と良く一致しており、計算機シミュレーションにより決定したキャパシタ容量の妥当性が確認できる。

〈5・3〉変換器容量の検討 ここで、電流バランサとして動作する電圧形 PWM インバータの変換器容量について検討する。低圧側電圧 v_{L1} 、 v_{L2} 、電流バランサ出力電流 i_{C1} および i_{C2} の実効値をそれぞれ V_L 、 I_{C1} 、 I_{C2} とすると、各フィードの皮相電力 S_{C1} 、 S_{C2} は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} S_{C1} &= V_L \cdot I_{C1} \\ S_{C2} &= V_L \cdot I_{C2} \end{aligned} \quad (22)$$

したがって、電流バランサの変換器容量 S_C は次式で表される。

$$S_C = S_{C1} + S_{C2} \quad (23)$$

図 3 のシミュレーション結果から、 i_{C1} および i_{C2} の実効値はそれぞれ 8.5 A、3.2 A である。(22) 式および (23) 式より変換器容量を求めると 1.2 kVA となり、負荷容量の約 23% である。一方、図 6 の実験結果では、 i_{C1} および i_{C2} の実効値はそれぞれ 8.6 A、2.9 A であり変換器容量は 1.2 kVA となる。両者は良く一致しており、実験結果の妥当性が確

表 3 直流キャパシタ容量と変換器容量の低減効果

Table 3. Required-rating of the dc capacitor and PWM converter.

Source-side power factor	Capacity of dc capacitor [μF]	Capacity of PWM converter [kVA]
1.0	750	2.7
0.9	440	1.2

認できる。今回提案した制御法を用いて電源側の力率を 0.9 とすることで、先に提案した方式⁽³⁾と比較して変換器容量を 1/2 以下に低減することができた。

6. むすび

本論文では、3 レグ電圧形 PWM インバータを用いた単相三線式配電用電流バランサの制御法として、電源電圧と負荷電流の相関と相互相関に着目した制御法を提案した。これにより力率が 0.9 でバランスした電流を得ることができ、特に特長があり、先に提案した方式に比較し変換器容量を大幅に低減可能である。

はじめに、相関および相互相関関数を用いた電流バランサの制御法について詳細に検討した。次に、電圧形 PWM インバータの電力フローおよび直流キャパシタ容量について検討し、先に提案されている方式に比べ直流キャパシタ容量が低減可能であることを明らかにした。さらに、計算機シミュレーションおよび実験により、本論文で提案した単相三線式配電用電流バランサの有効性を検証した。シミュレーション結果および実験結果から、電気供給約款で定められた力率 0.9 のバランスした電源電流が得られることを明らかにした。また、先に提案した方式に比較し、変換器容量および直流キャパシタ容量を約 1/2 に低減できることを明らかにした。

(平成 19 年 4 月 19 日受付，平成 19 年 8 月 24 日再受付)

文 献

- (1) 電気学会：「送電・配電」，オーム社，pp.162-165 (2001)
- (2) 林 泉：「電力系統」，昭晃堂，pp.86-87 (1978)
- (3) H. Fukui, S. Watanabe, E. Hiraki, and T. Tanaka: "A New Control Method of Current Balancer in Single-Phase Three-Wire Secondary Distribution Systems", Papers of Technical Meeting on Semiconductor Power Conversion, SPC-05-60, IEA-05-15, pp.13-18 (2005-6) (in Japanese)
福井博一・渡辺修治・平木英治・田中俊彦：「相関関数を用いた単相三線式配電用電流バランサの制御法」，電学半導体電力変換研資，SPC-05-60, IEA-05-15, pp.13-18 (2005-6)
- (4) T. Tanaka, Y. Nishida, S. Fukuma, and S. Funabiki: "A Novel Harmonic Compensator for Consumer Electric Equipment Using the Correlation Function", in *IEEE Trans. IA*, Vol.123, No.11, pp.1377-1383 (2003-11) (in Japanese)
田中俊彦・西田雄治・福岡慎治・舩曳繁之：「相関関数を用いた家電機器が発生する高調波の抑制を目的としたアクティブフィルタ」，電学論 D, **123**, 11, pp.1377-1383 (2003-11)
- (5) T. Tanaka, K. Satou, and S. Fukuma: "A Novel Method of Detecting the Active and Reactive Currents in Single-Phase Circuits Using the Correlation and Cross-Correlation Coefficients", *IEEE Trans. on Industry Appl.*, Vol.124, No.1, pp.146-147 (2004-1) (in Japanese)
田中俊彦・佐藤邦明・福岡慎治：「相関係数と相互相関係数を用いた単相回路における有効・無効電流検出法」，電学論 D, **124**, 1, pp.146-147 (2004-1)

- (6) 中国電力 (株):「電気供給約款」, p.44 (2005)
- (7) T. Fujita and S. Iida: "Trial Manufacture of Current Balancer for Single-phase Three-wire Distribution system", in *Papers of Technical Meeting on Semiconductor Power Conversion*, SPC-04-3, pp.13-18 (2004-1) (in Japanese)
藤田崇之・飯田祥二:「単相三線式配電系統用電流バランサの試作」, 電気学会半導体電力変換研究, SPC-04-3, pp.13-18 (2004)
- (8) T. Fujita and S. Iida: "A Current Balancer in Single-Phase Three-Wire Distribution System", in *IEEE Trans. IA*, Vol.125, No.12, pp.1145-1152 (2005-12) (in Japanese)
藤田崇之・飯田祥二:「単相三線式配電系統用電流バランサの方式」, 電学論 D, **125**, 12, pp.1145-1152 (2005-12)
- (9) I. Kawasaki, T. Tanaka, S. Fukuma, S. Funabiki: "Discussions on Relationship between the Calculation Time of Harmonic Currents and the DC Capacitance of the Single-Phase Shunt Active Filter using the Correlation Function", in *Papers of Technical Meeting on Semiconductor Power Conversion*, SPC-04-6, pp.31-36 (2004-1) (in Japanese)
川崎 勇・田中俊彦・福岡慎治・舩曳繁之:「単相アクティブフィルタの高調波検出時間とコンデンサ容量の検討」, 電学半導体電力変換研究, SPC-04-6, pp.31-36 (2004-1)
- (10) 電気技術基準調査委員会:「内線規程 JEAC 8001-1995」, 日本電気協会, p.20

福井 博一 (学生員) 2001 年 4 月島根大学総合理工学部電子制御システム工学科入学。2005 年 3 月同卒業。同年 4 月山口大学大学院理工学研究科博士前期課程電気電子工学専攻入学, 2007 年 3 月同修了。同年 4 月同博士後期課程情報・デザイン工学系専攻入学, 現在に至る。主に, 相関と相互相関に着目した単相三線式配電用バランサの制御法に関する研究に従事。

平木 英治 (正員) 1990 年大阪大学大学院基礎工学研究科博士前期課程電気工学専攻修了。(株) マツダ技術研究所を経て, 1995 年 12 月山口大学工学部電気電子工学科助手, 2006 年 4 月大学院理工学研究科情報・デザイン工学系専攻助手に配置換え, 2007 年 3 月同助教授, 同年 4 月同准教授, 現在に至る。博士 (工学)。主にソフトスイッチング電力変換システムを含むエネルギーエレクトロニクスに関する研究と教育に従事。IEEE, パワーエレクトロニクス学会各会員。電気学会調査専門委員会委員。

田中 俊彦 (上級会員) 1984 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程電気電子システム工学専攻修了。同年 4 月東洋電機製造 (株) 入社。職業能力開発大学校 (現, 職業能力開発総合大学校) 長期課程部電気工学科講師を経て 1997 年 4 月島根大学総合理工学部電子制御システム工学科助教授, 2004 年 12 月山口大学工学部電気電子工学科教授, 2006 年 4 月大学院理工学研究科情報・デザイン工学系専攻教授に配置換え, 現在に至る。博士 (工学)。半導体電力変換器が発生する高調波とその制御法, 環境修復システムへのパワーエレクトロニクス応用, 微生物処理を含む高度水処理などの研究に従事。平成 14 年中国電力技術研究財団優秀研究賞, 15 年電気設備学会学術部門論文賞受賞。電気設備学会, IEEE 会員。

福岡 慎治 (非会員) 1999 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科情報・制御工学専攻博士後期課程修了。同年 4 月同大学工学部電気系助手。同年 9 月通信・放送機構研究フェロー兼務。2000 年 4 月島根大学総合理工学部電子制御システム工学科助手。2004 年 4 月福井大学工学部情報メディア工学科講師, 現在に至る。博士 (工学)。デジタル信号処理, 適応信号処理, 画像符号化, 特定用途向けデジタル画像処理システム構築の研究に従事。電子情報通信学会, 計測自動制御学会, IEEE 会員。