A New Current Balancer in Single-Phase Three-Wire Secondary Distribution Feeders Using the Correlation Coefficients

Toshihiko Tanaka Member (Yamaguchi University, totanaka@yamaguchi-u.ac.jp)

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)

Shuuji Watanabe Member (Matsue National College of Technology, wata-sj@matsue-ct.ac.jp)

Shinji Fukuma Non-member (Fukui University, fukuma@fuis.fuis.fukui-u.ac.jp)

Keywords: correlation coefficient, active current, single-phase secondary distribution feeder, current balancer, three-leg voltage-source PWM converter

This paper proposes a new current balancer in single-phase secondary distribution feeders using the three-leg PWM converter. A new control method for the proposed current balancer with the correlation coefficients is also proposed. The basic principle of the proposed current balancer with the proposed control method is discussed in detail, then confirmed by digital computer simulation using PSIM software. A prototype experimental model is constructed and tested to verify the validity and practicability of the proposed current balancer.

Fig. 1 shows a circuit diagram of the constructed experimental model of the proposed current balancer in single-phase secondary distribution feeders. The three-leg PWM converter that performs a 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 then the components of the load currents correlative to the source voltage waveform, which correspond to the active currents, are calculated in each feeder by a DSP (digital signal processor: TMS320C6713).

Fig. 1. Circuit diagram of the constructed experimental model of the proposed current balancer in single-phase secondary distribution feeders

The reactive and unbalanced-active components are compensated on the source side. The balanced currents with unity power factor are obtained in each feeder.

Fig. 2 shows 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 not unity, respectively. After the current balancer was started, the source currents i_{S1} and i_{S2} were balanced with the unity power factor in spite of the unbalanced load currents i_{L1} and i_{L2} . In the proposed current balancer consisting of the three-leg converter, the active powers on the load side are exchanged in the three-leg converter. Thus only the reactive power flows into the DC capacitor C_{DC} . The required-rating of the DC capacitor C_{DC} can be reduced by one-tenth as compared to that of the previously proposed current balancer. This demonstrates that the proposed current balancer 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に着目した 単相三線式配電用電流バランサの制御法

正員 田中 俊彦* 学生員 福井 博一*
正員 平木 英治* 正員 渡邊 修治**
非会員 福岡 慎治***

A New Current Balancer in Single-Phase Three-Wire Secondary Distribution Feeders Using the Correlation Coefficients

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

This paper proposes a new current balancer in single-phase three-wire secondary distribution systems using the correlation coefficients. The components of the load currents correlative to the primary side voltage waveform, which correspond to the active currents, are detected in each feeder, then the non-active and unbalanced-active components are compensated on the source side. The balanced currents with unity 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 unity power factor 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，有効電流，不平衡状態，平衡状態

Keywords: single-phase three-wire secondary distribution system, current balancer, correlation coefficient, active current, unbalanced condition, balanced 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⁾，単相三線式配電においてアンバランスな負荷状態での電流の不平衡が問題となる。このような両電圧線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，線路の末端に巻数比が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⁾。この方法により，電圧の不平衡を解決することが可能とな

る。一方，アンバランスな負荷状態を補償するため単相電圧形ハーフブリッジインバータ2台を用いた電流バランサが提案されている⁽³⁾⁽⁴⁾。提案された方式では，単相電圧形ハーフブリッジインバータ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。したがって，各フィード間の有効電力は単相電圧形ハーフブリッジインバータの直流キャパシタを介して授受される。このため，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出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。

本論文では，3アームを有する電圧形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する。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長がある。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。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法を提案する⁽⁵⁾。これは，電源電圧と負荷電流の相関のある成分を検出することで電源側で力率が1でバランスした電源電流を得ることができる。はじめに，相関関数を用いた電流バランサの

* 山口大学大学院 理工学研究科
〒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

** 松江工業高等専門学校 電気工学科
〒690-8518 松江市西生馬町14-4
Department of Electrical Engineering, Matsue National College of Technology
14-4, Nishiikuma, Matue 690-8518

*** 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

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詳細に検討する。提案した 3 アームを有する電圧形 PWM インバータを用いた電流バランスでは、有効電力がインバータ内で授受され、無効電力のみが直流キャパシタに流入することを示す。さらに、直流キャパシタの蓄積エネルギーを検討し、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理論的に明らかにする。計算機シミュレーションおよび実験結果より、提案した 3 アームを有する電圧形 PWM インバータにより構成される単相三線式配電用電流バランス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、先に提案された方式に比較し大幅に直流キャパシタ容量を低減しながら、力率が 1 でバランスした電源電流が得られることを明らかにする。

2. 提案する単相三線式配電用電流バランス

〈2・1〉 システム構成 図 1 に、本論文で提案する単相三線式配電用電流バランス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。表 1 に、図 1 で用いた変圧器の定数を示す。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。電流バランスには 3 アームを有する電圧形 PWM インバータを用いており各アームがフィーダ 1、フィーダ 2 および中性線にそれぞれ接続されている。表 2 は、図 1 の回路定数を示している。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、電源側で力率が 1 でバランスした電

流を得ることができる。文献 (3) および (4) 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出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 アームの電圧形 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。この点については、第 3 章で明らかにする。

〈2・2〉 電源電圧と負荷電流の関関に着目した電流バランスの制御法 図 1 において、高圧側電圧 $v_s(t)$ および負荷電流 $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ と関関のある成分を検出する。高圧

表 1 図 1 で用いた変圧器定数

Table 1. Constants of the transformer used in Fig. 1.

Shunt magnetizing reactance	b_0	4.51 μ S
Shunt core loss resistance	g_0	0.849 μ S
No load current	I_0	30.3 mA(0.04pu)
Winding resistance	r_1+r_2	180.1 Ω (0.021pu)
Leakage reactance	x_1+x_2	121.3 Ω (0.014pu)

表 2 図 1 の回路定数

Table 2. Circuit constants for Fig. 1.

Load1	L_L : 5.8 mH	L_f : 1.0 mH
	R_L : 2.9 Ω	C_f : 5.0 μ F
Load2	L_L : 6.3 mH	L_c : 3.0 mH
	R_L : 4.9 Ω	C_{DC} : 750 μ F

図 1 単相三線式配電用電流バランスのシステム構成図

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

側電圧 $v_S(t)$ および負荷電流 $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ が次式で与えられるものとする。

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

ここで, $v_S(t)$, $i_{L1}(t)$ および $i_{L2}(t)$ のノルムはそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \|v_S(t)\| &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t v_S^2(t) dt} \\ \|i_{L1}(t)\| &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t i_{L1}^2(t) dt} \\ \|i_{L2}(t)\| &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t i_{L2}^2(t) dt} \dots \dots \dots (2) \end{aligned}$$

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⁶⁾。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 $i_{L1}(t)$ および $v_S(t)$ と $i_{L2}(t)$ の内積は、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \langle v_S(t), i_{L1}(t) \rangle &= \frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t v_S(t) \cdot i_{L1}(t) dt \\ \langle v_S(t), i_{L2}(t) \rangle &= \frac{1}{T_S} \int_{t-T_S}^t v_S(t) \cdot i_{L2}(t) dt \dots \dots \dots (3) \end{aligned}$$

内積は有効電力に相当する。ここで、相関係数 r_1 , r_2 は内積をノルムの積で割ることにより次式で表される。

$$\begin{aligned} r_1 &= \frac{\langle v_S(t), i_{L1}(t) \rangle}{\|v_S(t)\| \|i_{L1}(t)\|} \\ r_2 &= \frac{\langle v_S(t), i_{L2}(t) \rangle}{\|v_S(t)\| \|i_{L2}(t)\|} \dots \dots \dots (4) \end{aligned}$$

相関係数 r_1 , r_2 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。値が大きければ関数間の相関が高い。また、相関係数が 0、すなわち電圧と電流の内積が 0 ならば直交関係にある。したがって、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、負荷側の有効電流はそれぞれ次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} i_{L1p}(t) &= \frac{\langle v_S(t), i_{L1}(t) \rangle}{\|v_S(t)\|^2} \cdot v_S(t) \\ i_{L2p}(t) &= \frac{\langle v_S(t), i_{L2}(t) \rangle}{\|v_S(t)\|^2} \cdot v_S(t) \dots \dots \dots (5) \end{aligned}$$

図 1 において、電源側の電流がバランス状態であつ力率を 1 とするために $i_{S1}(t)$ および $i_{S2}(t)$ は、次式となればよい。

$$\begin{aligned} i_{S1}(t) &= \frac{1}{2} \{i_{L1p}(t) + i_{L2p}(t)\} \\ i_{S2}(t) &= \frac{1}{2} \{i_{L1p}(t) + i_{L2p}(t)\} \dots \dots \dots (6) \end{aligned}$$

したがって、電流バランサ出力電流指令値は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{C1}^*(t) &= i_{L1}(t) - \frac{1}{2} \{i_{L1p}(t) + i_{L2p}(t)\} \\ i_{C2}^*(t) &= i_{L2}(t) - \frac{1}{2} \{i_{L1p}(t) + i_{L2p}(t)\} \\ i_{C3}^*(t) &= -\{i_{C1}^*(t) + i_{C2}^*(t)\} \dots \dots \dots (7) \end{aligned}$$

負荷電流 $i_{L1}(t)$ および $i_{L2}(t)$ から、 $i_{S1}(t)$ および $i_{S2}(t)$ を減算したものを電流バランサ出力電流指令値として電流バランサから出力することで、電源側の電流 $i_{S1}(t)$ および $i_{S2}(t)$ を力率 1 の波形とすることができる。低圧側に高調波発生源が存在する場合は、低圧側電圧波形の歪が問題となる。このため、本論文では高圧側で電圧を検出している。しかしながら、実用性の観点からは低圧側で電圧を検出することが必要であり、PLL を用いた方式が有効と考えられる。これらについては、稿を改めて報告したいと考えている。

〈2・3〉 直流キャパシタ電圧一定制御 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加える。図 2 に、直流キャパシタ電圧一定制御ブロック図を示す。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 $G(s)$ は次式で与えられる。

$$G(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{sT_I} \right) \dots \dots \dots (8)$$

本論文で用いた PI コントローラでは $K_P = 0.2$, $T_I = 50$ ms としている。一方、高圧側で検出した v_S を電源電圧ノルムで割ることにより振幅 $\sqrt{2}$ 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 (7) 式で与えられる電流バランサ出力電流指令値に加えることで、電流バランサの電流指令値 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サ出力電流指令値は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{C1}^*(t) &= i_{L1}(t) - i_{S1}(t) + 0.5i_{DC}^*(t) \\ i_{C2}^*(t) &= i_{L2}(t) - i_{S2}(t) + 0.5i_{DC}^*(t) \dots \dots \dots (9) \end{aligned}$$

図 2 直流キャパシタ電圧一定制御ブロック図
Fig. 2. Block diagram of the constant dc capacitor voltage control.

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。各フィードの負荷電流 $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ は次式で与えられるものとする。

$$\begin{aligned} i_{L1}(t) &= \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1) \\ &= \sqrt{2}I_1(\sin \omega t \cos \phi_1 - \cos \omega t \sin \phi_1) \\ i_{L2}(t) &= \sqrt{2}I_2 \sin(\omega t - \phi_2) \\ &= \sqrt{2}I_2(\sin \omega t \cos \phi_2 - \cos \omega t \sin \phi_2) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (10)$$

(6) 式より、各フィードの電源側電流 $i_{S1}(t)$ と $i_{S2}(t)$ は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{S1}(t) &= i_{S2}(t) = \frac{1}{2}\{i_{L1p}(t) + i_{L2p}(t)\} \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I_1 \cos \phi_1 + I_2 \cos \phi_2) \sin \omega t \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (11)$$

さらに、(7) 式より電流バランサの出力電流は次式となる。

$$\begin{aligned} i_{C1}(t) &= i_{L1}(t) - i_{S1}(t) \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2}(I_1 \cos \phi_1 - I_2 \cos \phi_2) \sin \omega t \\ &\quad - \sqrt{2}I_1 \sin \phi_1 \cos \omega t \\ i_{C2}(t) &= i_{L2}(t) - i_{S2}(t) \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2}(-I_1 \cos \phi_1 + I_2 \cos \phi_2) \sin \omega t \\ &\quad - \sqrt{2}I_2 \sin \phi_2 \cos \omega t \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (12)$$

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。

$$v_{L1}(t) = v_{L2}(t) = \sqrt{2}V_L \sin \omega t \quad \dots\dots\dots (13)$$

以上より、三相電圧形インバータへ流入する電力 $p_C(t)$ は次式となる。

$$\begin{aligned} p_C(t) &= v_{L1}(t) \cdot i_{C1}(t) + v_{L2}(t) \cdot i_{C2}(t) \\ &= -V_L(I_1 \sin \phi_1 + I_2 \sin \phi_2) \sin 2\omega t \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (14)$$

(14) 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、電流バランサとして動作する電圧形PWMインバータの直流キャパシタ容量を大幅に低減できる。一方、文献(3)および(4)では各フィードの有効電力は直流キャパシタを介して授受されるため、キャパシタの脈

動が大きくなり、これを抑制するために大容量の直流キャパシタが必要となる。

次に、直流キャパシタ容量について検討する。ここで、 $p_C(t)$ の充電あるいは放電期間中のエネルギー ΔW_C は

$$\Delta W_C = \int_0^{T_s/8} p_C(t) dt \quad \dots\dots\dots (15)$$

となる。直流キャパシタ電圧の平均値が V_{DC} であるとき、 ΔW_C は次式で求められる。

$$\Delta W_C = \frac{1}{2} C \{(V_{DC} + \Delta V_{DC})^2 - V_{DC}^2\} \quad \dots\dots\dots (16)$$

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。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。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(15)式で与えられる ΔW_C は -3.57 J である。このとき、直流キャパシタ電圧の平均値を 350 V とすると直流キャパシタ容量は次式となる。

$$\begin{aligned} C &= \frac{2 \times (-3.57)}{(350 \times 0.95)^2 - 350^2} \\ &= 598 \mu\text{F} \quad \dots\dots\dots (17) \end{aligned}$$

ここでは、負荷急変時における直流キャパシタ電圧の変動を $\pm 10\%$ 以内とするために直流キャパシタ容量を $750 \mu\text{F}$ に決定した。ここで、直流キャパシタに蓄積されている静電エネルギーについて検討する。文献(3)および(4)では、直流キャパシタ電圧が 400 V であり静電容量は $2200 \mu\text{F}$ である。したがって、静電エネルギーは 188 J となる。一方、提案方式では静電エネルギーは次式で与えられる。

$$\begin{aligned} W &= \frac{1}{2} \times 750 \times 10^{-6} \times 350^2 \\ &= 45.9 \text{ J} \quad \dots\dots\dots (18) \end{aligned}$$

先に提案されている方式に比較し、蓄積されている静電エネルギーを $1/4$ に低減することができる。この点からも提案方式の有効性が明らかである。なお、本論文では直流電圧を 350 V としているが、実システムを考慮した場合には直流電圧を低くすることが望ましい。この点については、今後の重要な検討課題であると考えている。

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 を用いた。単相三線式における中性線と各電圧側電線間の負荷は、内線規程により“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る”と定められている⁹⁾。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 $S_1, S_2 [\text{VA}]$ の差と総負荷設備容量 $S_A [\text{VA}]$ 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。

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.

$$\text{設備不平衡率 [\%]} = \frac{S_1 - S_2}{S_A \times 0.5} \times 100 \quad \dots\dots\dots (19)$$

計算機シミュレーションでは、表1の変圧器の定数を用いた。さらに、表2に示した回路定数としている。不平衡率が40%とするため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シミュレーション結果を示す。 v_{L1} は低圧側電圧、 i_{S1} 、 i_{S2} は各フィードの電源側電流を示している。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。一方、電流バランサの起動後は、電源側電流 i_{S1} と i_{S2} の振幅が等しくなっている。さらに、電圧波形と比較し同相となっていることから力率が1であることが確認できる。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結果を示している。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となっている。図3および図4において、定常状態におけるキャパシタ電圧の変動率は $\pm 4.9\%$ である。また、負荷急変時では $+6.3\%$ であり、10%以内となっている。このことから、(17)式により決定したキャパシタ容量の妥当性が確認できる。

先に提案されている方式⁽³⁾⁽⁴⁾では、各フィード間の有効電力はインバータの直流キャパシタを介して授受されているため大容量の直流キャパシタが必要であり、 $4700\mu\text{F}$ を直列接続して用いている。本提案方式では、直流キャパシタには無効電力のみが流入するため直流キャパシタ容量を $750\mu\text{F}$ に低減できた。また、蓄積エネルギーは 46 J となり $1/4$ に低減できた。

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.

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。図1では、高圧側が 6600 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 200 V として実験装置を構成した。

〈5・1〉実験装置の構成 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 200 V 、 6.0 kVA である。また、二次側はそれぞれ 100 V 、 30 A とし、それぞれ線形負荷が接続されている。表3に、実験で用いた変圧器定数を示す。また、表4に実験で用いた図5の回路定数を示す。シミュレーションと同様に実験においても負荷はアンバランスな負荷状態となるようにフィード1には 1.2 pu で力率が 0.8 の負荷を接続し、フィード2には 0.8 pu 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、(7)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。三角波比較方式PWMを用いて、各アームの出力電流を指令値に追従させているが、これらはすべてDSP内で演算により実現している。ここで、三角波の周波数は 15 kHz である。さらに、図2に示し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} は各フィードの電源側電流を示している。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。これに対し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} により i_{S1} と i_{S2} の振幅が等しく力率が

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 prototype experimental model for Fig. 1.

表 3 実験で用いた変圧器定数

Table 3. Constants of the transformer used in the experimental model of Fig. 5.

Shunt magnetizing reactance	b_0	5.0mS
Shunt core loss resistance	g_0	0.95mS
No load current	I_0	0.99A(0.033pu)
Winding resistance	r_1+r_2	0.131Ω(0.020pu)
Leakage reactance	x_1+x_2	0.0905Ω(0.014pu)

表 4 図 5 の回路定数

Table 4. 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} : 750 μF

1 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結果である。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ダの電源電流 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 v_{DC} の変動率は $\pm 4.9\%$ である。さらに、負荷急変時のキャパシタ電圧の変動率は $+6.4\%$ 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、(17) 式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、

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.

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.

各フィーダの皮相電力 S_{C1} , S_{C2} は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} S_{C1} &= V_L \cdot I_{C1} \\ S_{C2} &= V_L \cdot I_{C2} \\ &\dots\dots\dots (20) \end{aligned}$$

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。

$$S_C = S_{C1} + S_{C2} \dots\dots\dots (21)$$

図 6 の実験結果から、 i_{C1} および i_{C2} の実効値はそれぞれ 17.0 A, 10.3 A である。(21) 式から変換器容量を求めると 2.7 kVA となる。これは、定格の約 54% である。一方、図 3 のシミュレーション結果では、 i_{C1} および i_{C2} の実効値はそれぞれ 18.7 A, 9.8 A であり変換器容量は 3.0 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認できる。なお、電流バランサとして動作する PWM インバータの変換器容量の低減は今後の重要な検討課題であり、稿を改めて報告したいと考えている。

6. むすび

本論文では、3 アームを有する電圧形 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た。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。このため、直流キャパシタ容量を大幅に低減することができる。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法を提案した。これにより力率が1でバランスした電源電流を得ることができる。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を大幅に低減可能であることを明らかにした。さらに、直流キャパシタの蓄積エネルギーを比較し、先に提案されている方式に比較し1/4になることを明らかにした。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、先に提案された方式に比較し大幅に直流キャパシタ容量を低減しながら、力率が1でバランスした電源電流が得られることを明らかにした。

(平成18年10月2日受付, 平成19年1月20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」, 明晃堂, pp.86-87 (1978)
- (3) T. Fujita and S. Iida: "Trial Manufacture of Current Balancer for Single-phase Three-wire Distribution system", *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」, 電学半導体電力変換研究, SPC-04-3, pp.13-18 (2004-1)
- (4) T. Fujita and S. Iida: "A Current Balancer in Single-Phase Three-Wire Distribution System", *IEEE Trans. on 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)
- (5) T. Tanaka, Y. Nishida, S. Fukuma, and S. Funabiki: "A Novel Harmonic Compensator for Consumer Electric Equipment Using the Correlation Function", *IEEE Trans. on IA*, Vol.123, No.11, pp.1377-1383 (2003-11) (in Japanese)
田中俊彦・西田雄治・福岡慎治・船曳繁之:「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)
- (6) I. Kawasaki, T. Tanaka, S. Fukuma, and 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", *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・船曳繁之:「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)
- (7) 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

田 中 俊 彦 (正員) 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)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抑制法, 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。2002 年中国電力技術研究財団優秀研究賞, 2003 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 井 博 一 (学生会員) 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電気電子工学専攻入学, 現在に至る。相関関数を用いた単相三線式配電用バランサ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, 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。

渡 邊 修 治 (正員) 2003 年 3 月山口大学大学院理工学研究科博士後期課程電気システム工学専攻修了。1999 年 4 月松江工業高等専門学校電気工学科助手, 現在同講師。博士(工学)。多重化電力変換器のアドバンスト制御応用, および電力系統における障害電流補償に関する研究と教育に従事。電気学会, 及びパワーエレクトロニクス研究会の各正会員。

福 間 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。