UDC 621.372.63.016.2: 621.382.3: 621.316.761.2

論文

61-B67

直列多重電圧形 PWM 変換器を用いた 電力用能動フィルタの補償特性

正員 赤木 泰文 (長岡技科大)

准員 阿藤 聡 (長岡技科大)

正員 難波江 章 (長岡技科大)

1. ま え が き

従来、送配電系統の高調波対策としては LC フィルタ (受動フィルタ) が多く採用されてきた。これは特定の高調波に対して系統インピーダンスよりも低インピーダンスとなる分路を構成し、送配電系統に流出する高調波を抑制するもので、高調波発生源の近傍に設置される。しかし、 LC フィルタには以下のような問題点がある。

(i) 高調波抑制効果は系統インピーダンスの影響を受ける。特に、 LC フィルタの定数によっては系統インピーダンスとの並列共振回路を構成し、高調波が増大することがある⁽¹⁾。

(ii) 発生高調波の周波数が変動する場合には、良好な補償効果が期待できない。

(iii) LC フィルタが過負荷になると系統から遮断しなければならず、この場合には高調波を全く抑制できない。

こうした LC フィルタの問題点を一挙に解決できる PWM 変換器を用いた電力用能動フィルタ (アクティブフィルタ) の研究・開発が進められている⁽²⁾⁻⁽⁶⁾。これは、近年の半導体製造技術の著しい進歩により、高速スイッチング特性を有する自己消弧形電力用半導体素子、例えばパワートランジスタ (1,200 V, 300 A)、SI サイリスタ (2,500 V, 1,000 A) などが開発され、数 μ s の高速スイッチングが可能になったためである。

一般に、電圧形 PWM 変換器を用いて高調波を補償しようとする、電力用半導体素子のスイッチング

周波数、直流コンデンサ電圧などが補償特性に直接影響を与える⁽⁷⁾。特に過渡特性は、補償電流指令値の演算回路 (図1では p^* , q^* 演算回路) の設計が重要となる。このように電力用能動フィルタを構成する各要素は補償特性と密接に関係しているため、補償対象の高調波に応じて構成要素を設計する必要がある。また従来、サイリスタ変換器が発生する基本波まわりの側帯波や低次調波は LC フィルタでは除去するのが難しく、電力用能動フィルタを適用することによって、はじめて補償可能であると考えられていた⁽⁸⁾。しかし、実際に電力用能動フィルタを用いて過渡時の補償効果や基本波まわりの側帯波の補償効果を詳細に検討した例はない。

本論文では、著者らが先に開発した直列多重電圧形 PWM 変換器を用いた電力用能動フィルタの補償特性を、以下の点に着目して論じた。

(i) 補償対象とコンデンサ容量

(ii) p^* , q^* 演算回路と補償特性

(iii) スイッチングリプル抑制用 LC フィルタ

この電力用能動フィルタ (7 kVA) の有効性を明確にするため、三相サイリスタ整流回路 (20 kVA) の発生する基本波まわりの側帯波の補償実験を行った。一例として、カットオフ周波数の異なる p^* , q^* 演算回路を用いることにより、工学的にも興味ある優れた補償効果を実験的に確認した。

2. 電力用能動フィルタと補償アルゴリズム

<2-1> 主回路構成⁽⁷⁾

図1に電力用能動フィルタのシステム構成を示す。多重用変圧器は巻数比が 1:2 の通常の三相変圧器を四台用い、一次側を直列に接続している。四台の PWM 変換器は独立に制御されるが、スイッチングのタイミングを各変換器で重複しないようにし、更に各相間においても重複しない

Compensation Characteristics of Active Power Filters using Multi-series Voltage Source PWM Converters. By Hirofumi Akagi, Member, Satoshi Atoh, Associate, Akira Nabae, Member (The Technological University of Nagasaki).

赤木泰文: 正員, 長岡技術科学大学工学部電気系
阿藤 聡: 准員, 長岡技術科学大学大学院〔現, 東洋電機製造(株)〕
難波江 章: 正員, 長岡技術科学大学工学部電気系

図 1 電力用能動フィルタ

Fig. 1. Active power filter configuration.

ように制御している。文献(7)では、図1を高調波抑制用アクティブフィルタと称したが、本論文では 50 Hz 以下の低次調波成分も補償対象としているので、より一般的な意味合いもこめて“電力用能動フィルタ”と呼ぶことにする。

〈2・2〉 制御回路 電流制御回路は電力用能動フィルタの補償特性に直接影響するので、安定かつ良好な電流追従性を達成しなければならない。電流追従性と密接に係る要素としてはコンデンサ電圧 v_{cd} 、フィルタリアクトル L 、PWM 変換器のスイッチング周波数である。これらは互いに関連し合うため、種々の補償対象の高調波に対して、最適な電流追従性を得るのは一般には困難である。最も簡単な方法としては、コンデンサ電圧を制御することが考えられる。このような目的で設けたのがコンデンサ電圧制御回路であり、 V_{cd}^* を高く設定すると電流追従性は改善されるが、スイッチングリプルが増加する。逆に V_{cd}^* を低く設定するとスイッチングリプルは減少するが、電流追従性は悪化する⁽⁷⁾。図1の試作装置では V_{cd}^* を手動で設定しているが、実際には補償対象の高調波と電流追従性をモニターしながら V_{cd}^* を最適値に制御する必要がある。

以下に、瞬时无効電力の一般化理論を応用した補償アルゴリズムを説明する。相電圧 e_u, e_v, e_w および負荷電流 i_{Lu}, i_{Lv}, i_{Lw} を直交座標系に変換する。

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lu} \\ i_{Lv} \\ i_{Lw} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2)$$

負荷の瞬時実電力 p_L と瞬時虚電力 q_L は、直交座標系の瞬時電圧 e_α, e_β と瞬時電流 $i_{L\alpha}, i_{L\beta}$ を用いて次式で表わされる⁽⁹⁾。

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 p_L, q_L の交流分 $\tilde{p}_L, \tilde{q}_L$ が高調波（低次調波、逆相分も含む）に起因する成分であり、直流分 $\bar{p}_L, \bar{q}_L$ は基本波電流に起因する成分である。 p_L, q_L から $\tilde{p}_L, \tilde{q}_L$ を分離するためにはハイパスフィルタが用いられる。瞬時実電力と瞬時虚電力や瞬时有効電流と瞬时无効電流などは瞬時に、かつ一義的に定義できる電気量であるが、高調波電流（低次調波電流、逆相電流も含む）は平均値の概念が必要である点に注意しなければならない。

電流指令値演算回路では、(3)式の逆演算を行う。

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p^* + p_{av} \\ q^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 p_{av} は直流コンデンサ電圧 v_{cd} を設定値 V_{cd}^* に制御するための実電力である。更に、二相/三相変換を行うと電流指令値 $i_{cu}^*, i_{cv}^*, i_{cw}^*$ が得られる。

$$\begin{bmatrix} i_{cu}^* \\ i_{cv}^* \\ i_{cw}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/3 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (5)$$

電力用能動フィルタでは、(4)式の p^* と q^* は次式のように与えられる⁽⁷⁾。

$$p^* = -\tilde{p}_L, \quad q^* = -\tilde{q}_L \quad \dots\dots\dots (6)$$

〈2・3〉 コンデンサ容量 高調波を完全に除去するには $\tilde{p}_L$ と $\tilde{q}_L$ を補償しなければならない。しかし、 $\tilde{p}_L$ を補償しようとするエネルギー蓄積要素として用いているコンデンサの端子電圧 v_{cd} が変動し、電流制御性や PWM 変換器の耐圧に悪影響を及ぼす。 $\tilde{p}_L$ が振幅 P_m 、角周波数 ω の正弦波である場合、コンデンサの電圧変動率を ε とすると、コンデンサの静電容量 C_d は文献(7)から次式のように誘導できる。

$$C_d = P_m / \varepsilon V_{cd}^2 \omega \quad \dots\dots\dots (7)$$

ここで、 V_{cd} はコンデンサの平均電圧であり、これは設定値 V_{cd}^* に等しい。(7)式から明らかなように、 $\tilde{p}_L$ の周波数の逆数と振幅に比例してコンデンサは大容量のものが必要となるため、低次調波や基本波まわりの側帯波の補償は一般には困難である。補償対象とコンデンサ容量については、第4章で実験的に検討す

る。

3. p^* , q^* 演算回路の検討

p^* , q^* 演算回路は、制御回路の中で唯一の時定数を有する回路であるため補償特性に直接影響を与える。従って、理想的な電流制御を仮定すれば p^* , q^* 演算回路のみから補償特性を論じることができる。以下では、 p^* , q^* 演算回路に用いる代表的な二種類のハイパスフィルタ（以下、HPF と略記）を検討する。

〈3.1〉 HPF と高調波残存率 図2に示す二種類の HPF について論じる。図2(a)は、二次 LPF と加算器から構成される HPF である。いま LPF の伝達関数を $G_a'(s)$ とすれば、HPF としての伝達関数 $G_a(s)$ は

$$G_a(s) = 1 - G_a'(s) \quad \dots\dots\dots (8)$$

となる。図2(b)は一般的な二次 HPF である。

コンデンサ容量が十分に大きく、理想的な電流制御を仮定する。 $\tilde{p}_L$, $\tilde{q}_L$ が角周波数 ω の正弦波関数

$$\left. \begin{aligned} \tilde{p}_L &= P_m \sin(\omega t + \varphi_p) \\ \tilde{q}_L &= Q_m \sin(\omega t + \varphi_q) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (9)$$

で表わされる場合、残存する高調波成分は次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \tilde{p}_L - \tilde{p}_L' &= P_m' \sin(\omega t + \varphi_p') \\ \tilde{q}_L - \tilde{q}_L' &= Q_m' \sin(\omega t + \varphi_q') \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (10)$$

上式から、高調波残存率を次式で定義できる。

$$\xi_p = P_m' / P_m, \quad \xi_q = Q_m' / Q_m \quad \dots\dots\dots (11)$$

p^* と q^* の演算回路の HPF に同一のものをを用いれば、 $\xi = \xi_p = \xi_q$ となる。(11)式から、HPF の伝達関数 $G(s)$ を用いて ξ を表わせば次式となる。

$$\xi = |1 - G(s)| \quad \dots\dots\dots (12)$$

(12)式に基づいて、図2(a), (b)の二種類の HPF について計算した結果を図3に示す。ここで、フィルタの Q を、 $Q=0.707$ (パワース形) とし、 ω/ω_0 で

図3 高調波残存率

Fig. 3. Harmonic residual rate.

規格化した。図2(a)では、 $\xi = |G_a(s)|$ 、すなわち LPF の特性と一致する。図2(b)を用いた場合には、カットオフ周波数の付近 ($\omega/\omega_0 \approx 1$) で $\xi > 1$ となっている。これは電力用能動フィルタが高調波発生源になることを意味し、HPF の位相特性に起因するものである。従って、高調波残存率に関しては図2(a)が優れている。

〈3.2〉 コンデンサ容量への影響 〈2.3〉 節で述べたように、コンデンサの静電容量は補償対象とする $\tilde{p}_L$ の振幅と周波数から決定できる。しかし、 p_L から補償対象の $\tilde{p}_L$ を分離しようとしても HPF を通過した $\tilde{p}_L'$ と補償対象の $\tilde{p}_L$ が異なる場合にはコンデンサの電圧変動率が変化する。従って、設定した電圧変動率を得るためにはコンデンサ容量を再検討する必要がある。

まず理想的な HPF を仮定し、角周波数 ω_0 の $\tilde{p}_L$ に対して電圧変動率 ε のコンデンサ静電容量を C_0 とする。次に、カットオフ周波数 ω_0 の HPF を用いて p_L から $\tilde{p}_L$ を分離する場合、角周波数 ω の $\tilde{p}_L$ に対して電圧変動率 ε の条件を満足するコンデンサの静電容量 C は、(7)式から次式で与えられる。

$$C = \omega_0 C_0 |G(j\omega)| / \omega \quad \dots\dots\dots (13)$$

ここで、 $G(j\omega)$ は p^* 演算回路に用いる HPF の伝達関数である。

図4は、図2(a), (b)に対する計算結果である。同図では、特に $\omega/\omega_0 < 1$ の領域に注意する必要がある。 $\omega/\omega_0 < 1$ の領域は補償対象外であるので、理想的な HPF では $C/C_0 = 0$ となる。実際には HPF による分離が完全ではなく、 $\omega/\omega_0 < 1$ の周波数成分がコンデンサの静電容量に影響を与える。図4から明らかなように、図2(b)は図2(a)よりも $\omega/\omega_0 < 1$ の周波数成分に対する影響が小さい。これは図2(b)が図2(a)

図2 p^* , q^* 演算回路

Fig. 2. Calculation circuit of p^* and q^* .

図 4 コンデンサ容量への影響

Fig. 4. Effect on capacity of the capacitor.

(a) 高調波残存率

(b) コンデンサ容量への影響

図 5 第 5, 7 次高調波補償用 p^* , q^* 演算回路の特性Fig. 5. Characteristics of the calculation circuit of p^* and q^* for compensating the 5th and 7th order harmonics.

よりも $\omega/\omega_0 < 1$ の遮断特性が優れているためである。

〈3.3〉 第 5, 7 次高調波を補償対象とした p^* , q^* 演算回路の特性 実験に用いた p^* , q^* 演算回路の伝達関数 $G(s)$ は、第 5, 7 次高調波の補償に対しては、

$$G(s) = 1 - \frac{\omega_0^5}{(s + \omega_0) \left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_1} s + \omega_0^2 \right)} * \frac{1}{\left(s^2 + \frac{\omega_0}{Q_2} s + \omega_0^2 \right)} \quad (14)$$

を用いた。これは図 2 (a) に相当し、LPF は 5 次バタワース形フィルタ ($Q_1=1.618$, $Q_2=0.618$) であり、特に高調波残存率に重点をおく設計である。

高調波残存率とコンデンサ容量への影響を計算した結果を図 5 に示す。高調波残存率は非常に優れているが、 $\omega/\omega_0 < 1$ の周波数成分がコンデンサ容量へ与える影響は無視できない。以下に定量的に検討する。実験に用いたフィルタのカットオフ周波数は 150 Hz である。周波数 300 Hz, 振幅 P_m^{300} の p_L に対して電圧変電率が ε となるコンデンサの静電容量を C_d とする。この場合、 $\omega/\omega_0=1$ に換算した静電容量 C_0 は $C_0=2C_d$ となる。そこで補償対象外の成分、例えば周波数 15 Hz ($\omega/\omega_0=0.1$), 振幅 P_m^{15} の低周波成分が p_L に含まれている場合を考える。この低周波成分に対して電圧変動率 ε の条件を満足するコンデンサの静電容量 C は、図 5 (b) から

$$C = 3.2 C_0 P_m^{15} / P_m^{300} = 6.4 C_d P_m^{15} / P_m^{300} \quad (15)$$

となる。

4. 実験的検討

以下では基本波まわりの側帯波の取扱い、 p^* , q^* 演算回路と補償特性を実験により検討する。

〈4.1〉 基本波まわりの側帯波と p_L , q_L 図 6 に補償システムを示す。負荷 (高調波発生源) は三相サイリスタ整流回路であり、この入力電流に含まれる高調波と基本波まわりの側帯波を補償する。

三相サイリスタ整流回路の直流電流 i_d を制御し

$$i_d = I_{d0} + I_{d1} \sin 2\pi f_1 t \quad (16)$$

とすると、入力電流 i_{Lu} には $f \pm nf_1$ (f : 電源周波数, $n=1, 2, 3, \dots$) の側帯波が発生する。また、第 5, 7 次高調波のまわりにも $5f \pm nf_1$, $7f \pm nf_1$ の側帯波が発生する。前者は基本波まわりの側帯波と呼ばれ、後者と区別される。

図 7 は $I_{d0}=50$ A, $I_{d1}=30$ A, $f_1=10$ Hz における

図 6 補償システム

Fig. 6. Compensation system.

図 7 i_{Lu} の周波数スペクトラムFig. 7. Frequency spectrum of i_{Lu} . 図 8 サイリスタ整流回路の p_L と q_L Fig. 8. p_L and q_L of the thyristor bridge converter.

入力電流 i_{Lu} の周波数スペクトラムの実測結果であり、基本波まわりの側帯波のみを示している。基本波 (50 Hz) の実効値は 40 A であり、側帯波の振幅は高次側 (60 Hz) よりも低次側 (40 Hz) が大きい。このような側帯波の振幅の違いは p_L , q_L の振幅と位相に關係している。

図 8 にサイリスタ整流回路の瞬時実電力 p_L と瞬時虚電力 q_L の実測波形を示す。 p_L , q_L は 10 Hz で脈動しており、これが基本波まわりの側帯波に關係する成分である。サイリスタ整流回路の直流負荷がリアクトルであるため、図 8 では p_L の 10 Hz の成分に対して q_L の成分は約 2.5 倍となっている。

〈4・2〉 p^* , q^* 演算回路と補償特性⁽¹⁰⁾

図 8 の i_{Lu} に含まれる高調波や基本波まわりの側帯波を補償しようとする場合、 p_L と q_L には複数の周波数成分が存在するため、第 3 章で述べたように p^* , q^* 演算回路の設計に注意しなければならない。そこで、高調波残存率とコンデンサ容量を考慮して、補償対象と p^* , q^* 演算回路に用いた HPF を以下のように設定した。

(a) $5f \pm nf_1$, $7f \pm nf_1$ などの高調波を補償する場合

$$\begin{cases} p^* \text{ フィルタ: カットオフ } 150 \text{ Hz (5 次系)} \\ q^* \text{ フィルタ: カットオフ } 150 \text{ Hz (5 次系)} \end{cases}$$

(b) $5f \pm nf_1$, $7f \pm nf_1$ などの高調波と q_L に起因する基本波まわりの側帯波を補償する場合

$$\begin{cases} p^* \text{ フィルタ: カットオフ } 150 \text{ Hz (5 次系)} \\ q^* \text{ フィルタ: カットオフ } 0.9 \text{ Hz (2 次系)} \end{cases}$$

(c) $5f \pm nf_1$, $7f \pm nf_1$ などの高調波と基本波まわりの側帯波をすべて補償する場合

$$\begin{cases} p^* \text{ フィルタ: カットオフ } 0.9 \text{ Hz (2 次系)} \\ q^* \text{ フィルタ: カットオフ } 0.9 \text{ Hz (2 次系)} \end{cases}$$

ここで、コンデンサの静電容量 C_d は $10,000 \mu\text{F}$ とし、図 2 (a) の HPF を用いた。

図 9 (a), (b), (c) は、上記 (a), (b), (c) 項の設定条件に対する補償特性であり、図 10 (a), (b), (c)

(a) $5f \pm nf_1$, $7f \pm nf_1$ の高調波を補償した場合 (b) $5f \pm nf_1$, $7f \pm nf_1$ の高調波と q_L に起因する基本波まわりの側帯波を補償した場合 (c) $5f \pm nf_1$, $7f \pm nf_1$ の高調波と基本波まわりの側帯波をすべて補償した場合図 9 実験結果 ($C_d = 10,000 \mu\text{F}$)Fig. 9. Experimental results ($C_d = 10,000 \mu\text{F}$).

図 10 i_{su} の周波数スペクトラムFig. 10. Frequency spectrum of i_{su} .

は電源電流 i_{su} の基本波まわりの周波数スペクトラムを示している。

(a)項に示す設定条件では、図9(a)の i_{su} の波形から負荷電流が変化している過渡状態においても $5f \pm n f_1$, $7f \pm n f_1$ などの高調波成分は完全に除去されている。一方、図7と図10(a)から明らかなように基本波まわりの側帯波は補償されていない。しかし、このことが(a)項の設定条件に対しては理論どおりの補償が行われていることを示している。

(b), (c)項に示す設定条件での補償効果は i_{su} の波形からでは区別しにくい、(c)項の場合は $\hat{p}_L$ の 10 Hz 成分を補償しているためコンデンサ電圧 v_{cd} が大きく変動している。特に電圧が低下した部分で電流追従性が悪化している。電源電流 i_{su} の基本波まわりの側帯波は、(c)項の設定条件では完全に除去されている。これに対して(b)項の設定条件では、 $\hat{q}_L$ の 10 Hz 成分に起因する側帯波は補償されるが、 $\hat{p}_L$ の 10 Hz 成分に起因する側帯波は残留し、40 Hz と 60 Hz の側帯波の振幅は等しくなる。

以上の実験結果から、 $\hat{p}_L$ の 10 Hz 成分に起因する側帯波を補償するということは、サイリスタ整流回路の直流リアクトルに蓄えられるエネルギーの脈動を電力用能動フィルタの直流コンデンサの電圧変動という形で吸収していることにほかならない。この場合は、基本波まわりの側帯波を補償する電力用能動フィルタというよりも、エネルギーの平滑化を目的とした

図 11 実験結果 ($C_d=1,500 \mu\text{F}$)Fig. 11. Experimental results ($C_d=1,500 \mu\text{F}$).

図 12 補償システム

Fig. 2. Compensation system.

“電力貯蔵システム”と考えることができる。従って、電圧形 PWM 変換器を用いた電力用能動フィルタの制御方式としては(b)項が適しているが、従来の単相回路の無効電力理論に基づく制御方式では図9(b)の補償特性を得るのは難しい。

〈4.3〉 $C_d=1,500 \mu\text{F}$ での補償特性 前節(a)項の設定条件で $C_d=1,500 \mu\text{F}$ に対する補償特性を図11に示す。 $\hat{p}_L$ に 10 Hz 成分を含まない場合 ((16)式において $I_{d1}=0$) コンデンサの電圧変動率の理論値は、文献(7)の図4から $C_d=1,500 \mu\text{F}$ では約 5% となる。一方、〈3.2〉節の(15)式から計算した直流コンデンサの静電容量 C は約 6,500 μF となる[†]。従って、 $\hat{p}_L$ の 10 Hz 成分による電圧変動率の理論値は、 $C_d=1,500 \mu\text{F}$ では約 22% ($=5\% \times 6,500 \mu\text{F} / 1,500 \mu\text{F}$) となる。図11の実験結果では、コンデンサ電圧は設定値 ($V_{cd}^*=205 \text{ V}$) に対して約 23% で脈動し、理論値と良く一致していることがわかる。

〈4.4〉 単相整流回路の補償特性と起動特性 図12に補償システムを示す。単相ダイオード整流回路では逆相分と第三次高調波などを発生し、 $\hat{p}_L$, $\hat{q}_L$ の周

[†]: 図8の $\hat{p}_L$ の波形から $F_{m10}/F_{m300} \approx 0.67$ が得られる。 $\omega/\omega_0 = 0.067$ に対する C/C_0 は 3.25 となり、これらの値と $C_d=1,500 \mu\text{F}$ を(15)式に代入すると $C \approx 6,500 \mu\text{F}$ を得る。

図 13 実験結果 ($C_d=10,000\mu\text{F}$)Fig. 13. Experimental results ($C_d=10,000\mu\text{F}$)

波数成分は主として 100 Hz である。これらをすべて補償するために、 p^* , q^* 演算回路に用いた HPF のカットオフ周波数を 0.9 Hz (二次系) に設定して実験を行った。

図 13 に補償特性を示す。電力用能動フィルタを起動した瞬間に電源電流は三相とも平衡し、逆相電流と高調波電流が完全に補償されているのがわかる。コンデンサ電圧 v_{cd} は起動した瞬間から徐々に確立し、約 80 ms 後に設定電圧 V_{cd}^* に一致している。

以上、図 9, 図 11, 図 13 に示した補償実験では、コンデンサ電圧の設定値 V_{cd}^* を 205 V 一定とし、PWM 変換器の平均スイッチング周波数は 1.5~2 kHz, 多重変圧器も含めた電力用能動フィルタの効率は 90~92% であった。

5. スイッチングリップル抑制用 LC フィルタの検討

電力用能動フィルタを系統に設置して運用する場合、スイッチングに起因する電圧、電流リップル (以下、スイッチングリップルと略記) が発生し、誘導障害などの原因になることがある。本章では、このようなスイッチングリップルを抑制するための LC フィルタの設計と補償効果について検討する。

〈5.1〉 LC フィルタの設計 図 14 にシステム構成を示す。図 15 はスイッチングリップルに対する等価回路である。実験に用いた LC フィルタは、比較的広い周波数範囲で低インピーダンスとなる点に特徴がある。

LC フィルタを設計するには電源側のインピーダンスとスイッチングリップルの周波数を知る必要がある。図 14 では、電源側のインピーダンスは変圧器の漏れインダクタンスと考えることができ、 $L_s=0.16\text{ mH}$ (2.5% 20 kVA ベース) であった。スイッチングリプ

図 14 システム構成

Fig. 14. System configuration.

図 15 スイッチングリップルに対する等価回路

Fig. 15. Equivalent circuit for switching ripples.

ルの周波数は 5~6 kHz であり、これは PWM 変換器の平均スイッチング周波数 1.5~2 kHz の 3~4 倍である。そこで、LC フィルタの共振周波数 f_n を 5 kHz とし、共振時のインピーダンス Z_n が電源インピーダンス $\omega_n L_s (\approx 5\Omega)$ の 1/5 以下となるように LC フィルタを設計した。実験に用いた LC フィルタは、以下のとおりである。

$$3C_f = 3 \times 10\mu\text{F} \quad (5.4\% \text{ 7kVA ベース})$$

$$L_f/3 = 0.1/3\text{ mH} \quad (0.17\% \text{ 7kVA ベース})$$

$$R_f/3 = 2.5/3\Omega$$

(a) フィルタを設置しない場合

(b) フィルタを設置した場合

図 16 スイッチングリップル抑制用 LC フィルタの補償効果

Fig. 16. Effect of compensation for the LC power filter suppressing switching ripples.

特性インピーダンス Z_0 は

$$Z_0 = \omega_n L_f / 3 = 1/3 \omega_n C_f = 1.05 \Omega$$

$$\text{ただし, } \omega_n = 2\pi f_n = 1/\sqrt{L_f C_f}$$

となり、共振時のインピーダンス Z_n は

$$Z_n = Z_0^2 / \sqrt{R_f^2/9 + Z_0^2} = 0.82 \Omega$$

となり、設計条件を満足している。共振の鋭さは一般に 1~5 に選定されるが⁽¹⁾、この場合は 0.8 である。

〈5・2〉 補償効果 図 16 に実験結果を示す。LC フィルタを設置しない場合には相電圧 e_u 、電源電流 i_{su} の波形にはスイッチングリプルが含まれている。これに対して LC フィルタを設置した場合には、スイッチングリプルがほぼ完全に除去されており、効果が認められる。

6. む す び

電力用能動フィルタの原理は古くから知られていたが、高速スイッチング素子の出現と PWM 変換器の周辺技術の進歩に伴い、実用化へ向けての研究が活発に進められている。しかし、従来の単相回路の無効電力理論に基づく補償アルゴリズムでは、過渡時あるいは基本波まわりの側帯波に対しては十分な補償効果が得られないという問題点があった。

本論文では、著者らがさきに発表した瞬时无効電力の一般化理論を、直列多重電圧形 PWM 変換器を用いた電力用能動フィルタの補償アルゴリズムへ応用し、 p^* 、 q^* 演算回路に用いる HPF の特性と補償効果、コンデンサ容量の関係を詳細に論じた。特に基本波まわりの側帯波の補償に対しては、カットオフ周波数の異なった HPF を用いることにより、優れた補償

効果が得られることを実験的に確認した。

一般に、電力用能動フィルタは LC フィルタに比べて小形・軽量化が可能で、補償特性も優れている。しかし、初期コストや運転コストの点では LC フィルタに劣り、電力用能動フィルタの本格的な実用化にあたっては運転コストの低減が今後の最も重要な検討課題である。

最後に、本研究を御支援下さいました関西電力(株)工務部ならびに技術研究所の関係各位に深く感謝します。

(昭和 60 年 2 月 26 日受付, 同 60 年 7 月 17 日再受付)

文 献

- (1) 山崎・室谷・大西:「電力系統の高調波と交流フィルタ」, 日新電機技報, 20 (昭 50-9)
- (2) L. Gyugyi & C. Strycula: "Active AC Power Filters", IEEE/IAS '76 Annual Meeting, p. 529 (1976)
- (3) 中村, 他:「能動形高調波抑制装置」, 明電時報, 164, 16 (昭 57)
- (4) 矢野, 他: PWM 制御変換器による瞬时无効電流補償の一方方法」, 電気学会半導体電力変換研究, SPC-83-36 (昭 58-11)
- (5) 小松木・井村:「電力用アクティブフィルタ ——電力変換器を用いた高調波補償装置——」, 同上, SPC-84-83 (昭 59-11)
- (6) 奥・関口・荻原・熊沢:「注入回路を用いたアクティブフィルタの検討」, 同上, SPC-85-4 (昭 60-1)
- (7) 赤木, 他:「多重電圧形 PWM 変換器を用いた高調波抑制用アクティブフィルタ」, 電学論 B, 105, 573 (昭 60-7)
- (8) F. Harashima, K. Tsuhoi & H. Inaba: "An Adaptive Method for the Reduction of Reactive Power Required by Cycloconverters", IEE Proceeding of Second International Conference on Power Electronics-Power Semiconductors and Their Applications (1977)
- (9) 赤木・金沢・藤田・難波江:「瞬时无効電力の一般化理論とその応用」, 電学論 B, 103, 483 (昭 58-7)
- (10) 阿藤, 他:「多重電圧形 PWM 変換器を用いた高調波抑制用アクティブフィルタの補償特性」, 電気学会半導体電力変換研究, SPC-84-82 (昭 59-11)