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

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)
正員 阿部 陽一郎 (関西電力)
正員 黒田 豊 (関西電力)
正員 長谷川 清 (関西電力)

1. ま え が き

産業用電力機器の大容量化に伴い、これらの機器の発生する高調波をいかに抑制するかが重要な問題となってきた。特に、サイリスタなどの電力用半導体素子を用いた電力変換器は、スイッチングに起因する複雑な周波数成分をもつ高調波を発生する。こうした電力機器の発生する高調波が送配電系統へ流出することを抑制する、いわゆる高調波抑制装置の研究・開発が活発に進められている^{(1)~(6)}。中でも、最近進歩の著しい GTO や SI サイリスタなどの自己消弧素子を用いた高調波抑制用アクティブフィルタは種々の方式について研究されており^{(7)~(9)}実用化に当っては、

- (1) 高調波電流の補償アルゴリズム
- (2) 高効率・大容量変換器の構成法
- (3) 電流制御アルゴリズム

などが補償特性に直接影響する。

中村氏は、電流形変換器を多重化した高調波抑制用アクティブフィルタ (800 kVA) を開発し、実際の

変電所でのフィールド試験を行ない、その有効性を確認している⁽⁷⁾。しかし、自己消弧素子を用いた電流形変換器は、電源側のインダクタンスに貯えられるエネルギーをいかに処理するかが難しい。

本研究では、電圧形 PWM 変換器を変圧器を用いて 4 段多重化し、電力用半導体素子の平均スイッチング周波数を 1.5~2kHz 程度に抑えながら、第 5、第 7 次高調波電流を装置の定格まで補償することを目指とし、ほぼこれを達成している。

以下では、主として多重電圧形 PWM 変換器の構成法と、電流制御アルゴリズムについて述べ、本装置による補償特性の一例を報告する。

2. 瞬時空間ベクトル表示による高調波電流の統一的な取り扱い

零相を含まない三相瞬時電圧 e_u, e_v, e_w と、三相瞬時電流 i_u, i_v, i_w を次式によって直交座標系 $\alpha\beta$ 相に変換する。

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

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2)$$

一般に三相回路の瞬時電力 p は

$$p = e_u i_u + e_v i_v + e_w i_w \quad \dots\dots\dots (3)$$

Active Filters for Suppressing Harmonics Using Multiple Voltage-Source PWM Converters. By Hirofumi Akagi, Member, Satoshi Atoh, Associate, Akira Nabae, Member (Technological University of Nagaoka) Yoichiro Abe, Member, Yutaka Kuroda, Member & Kiyoshi Hasegawa, Member (Kansai Electric Power Corp.)

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 (現在, 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

阿部陽一郎: 正員, 関西電力株式会社

黒田 豊: 正員, 関西電力株式会社

長谷川 清: 正員, 関西電力株式会社

図1 瞬時電圧、電流ベクトル

Fig. 1. Instantaneous voltage and current vector.

与えられるが、図1に示す $\alpha\beta$ 座標上では、 e_α と i_α および e_β と i_β のスカラ積の和で表われる。

$$p = e_\alpha \cdot i_\alpha + e_\beta \cdot i_\beta = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \quad \dots\dots (4)$$

ここで、新しい電気量の概念として、三相回路の瞬時虚電力ベクトル q を導入し、 e_α と i_β および e_β と i_α のベクトル積の和として定義する⁽¹⁰⁾。

$$q = e_\alpha \times i_\beta + e_\beta \times i_\alpha \quad \dots\dots (5)$$

図1で示す方向を正とすれば、瞬時虚電力 q は

$$q = e_\alpha i_\beta - e_\beta i_\alpha \quad \dots\dots (6)$$

となり*、(4)式と(6)式をまとめると次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \dots\dots (7)$$

e_α と e_β に関する行列式が零でないことから

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad \dots\dots (8)$$

が成立する。ここで、 p, q の直流分と交流分をそれぞれ、 $\bar{p}, \bar{q}, \tilde{p}, \tilde{q}$ とすれば

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad \dots\dots (9)$$

となる。 i_α について再記すると、

$$i_\alpha = \underbrace{\frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \bar{p}}_{\text{基本波有効電流}} + \underbrace{\frac{-e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \bar{q}}_{\text{基本波無効電流}} + \underbrace{\frac{e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \tilde{p}}_{\text{高調波有効電流}} + \underbrace{\frac{-e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \tilde{q}}_{\text{高調波無効電流}} \quad \dots\dots (10)$$

となり、従来の高調波電流の瞬時値が、瞬時実電力の交流分 $\tilde{p}$ と瞬時虚電力の交流分 $\tilde{q}$ による成分とに分離できることを示している。このことによってアクテ

表1 従来の用語と $\tilde{p}, \tilde{q}$ の関係Table 1. Relationship between conventional technical terms and $\tilde{p}, \tilde{q}$.

p, q	0 (直流)	$< 2\omega$	2ω	$2\omega <$
従来の用語	有効電流 無効電流	低次調波電流 (高調波電流)*	ω : 逆相電流 3ω : 第3次高調波	高調波電流

*: p, q の周波数が 2ω 以下の場合には、高調波電流も発生する。例えば、三相サイクロコンバータでは、 $\omega \sim 6\omega_0$ の低次調波電流と同時に $\omega + 6\omega_0$ の高調波電流も発生する。

ィブフィルタとしての補償対象が明確になった。

瞬時空間ベクトルに基づく“高調波有効電流”と、“高調波無効電流”は、従来の“逆相電流”、“低次調波電流”、“高調波電流”とは定義が異なっている。表1に p, q の周波数成分と、従来の用語との関係を示す。ここで、(1)~(10)式では平衡三相電圧の仮定を必要としないが、従来の用語との関係を示すために表1では、三相電圧 e_u, e_v, e_w は平衡三相正弦波電圧と仮定している。なお、表1の ω は電源の角周波数を表わす。

“逆相電流”は、 p, q が電源周波数の2倍で変動する場合であり、(10)式の3項と4項に存在する 3ω の成分が相殺され、見掛け上 i_α には ω の成分しか含まない特別な場合である。なおこの ω の相回転は、三相電圧の相回転とは逆になる。

“低次調波電流”は、 p, q に 2ω 以下の周波数成分を含む場合であり、三相出力のサイクロコンバータの入力電流に含まれる $\omega \sim 6\omega_0$ (ω_0 : 出力周波数)の成分などは q の $6\omega_0$ ($< 2\omega$)成分に起因するものである⁽¹¹⁾。

“高調波電流”は、 p, q に 2ω 以上の周波数成分を含む場合であり、三相整流回路に含まれる第5, 7次高調波電流は、 p, q の 6ω の周波数成分に起因するものである。

3. 補償装置の容量と直流コンデンサ容量

補償装置容量(kVA)を決定する要因は、補償対象すなわち、系統に発生する障害電流のうち何を補償するか目的を明確にすることである。(10)式に従って補償対象を分類すると、

- (1) $\bar{q}$ に起因する基本波無効電流を補償する場合
- (2) $\tilde{q}$ に起因する瞬时无効電流を補償する場合
- (3) $\tilde{p}, \tilde{q}$ に起因する高調波電流を補償する場合
- (4) $\tilde{p}, \tilde{q}$ に起因する障害電流を補償する場合、すなわち基本波有効電流以外のすべてを補償する場合

となる。それぞれの場合における補償電流の実効値を求めれば、所要の容量が計算できる。図2に示すようなサイリスタ整流回路を想定し、上記(1)~(4)それ

*: (6)式から明らかなように、瞬時虚電力は異なる相の瞬時電圧と瞬時電流の積で定義されるので、瞬時虚電力の単位は[W], [VA], [Var]ではない。本論文では、瞬時虚電力の単位を、[IVA]...Imaginary...Volt・Ampareとして従来の電気量の単位と区別する。

図 2 計算モデル

Fig. 2. Calculation model.

図 3 補償装置容量

Fig. 3. Compensator capacity.

それぞれに必要な補償装置の容量を求めた結果を図3に示す*。図3から明らかなように、(3)の場合は、サイリスタ整流回路の容量に対して30%の補償装置容量で済む。また(1),(2),(4)の場合、 $\alpha > 30^\circ$ ではほとんど差がなくなる。

上記(3),(4)の場合のように、 $\tilde{p}$ が補償対象に含まれていると、実電力の授受によって補償装置の直流コンデンサに蓄積されたエネルギーが変動する⁽¹⁰⁾。従って直流電圧が変化し、電流制御に影響を与える。制御の安定度の観点から、許容する電圧変動率を与えれば、必然的に最低限必要なコンデンサ容量が決定される。補償装置容量を求めたときと同一条件で、所要のコンデンサ容量を計算した結果を図4に示す(付録参照)。ここで、kVA換算のコンデンサ容量を

$$Q_{cd} = \omega C_d V_d^2 \dots \dots \dots (11)$$

としている**。

*: 図3, 図4では制御角 α に従って負荷抵抗 R を制御し、サイリスタ整流回路の出力電流は一定としている。

** : 図2, 図5の C_d は直流コンデンサ(電解コンデンサ)であり、このkVA換算の容量を(11)式とするのは適当ではないが、ここでは負荷容量に対する規格化を行なうために(11)式を用いた。

図 4 コンデンサ容量

Fig. 4. Condensor capacity.

4. 多重電圧形 PWM 変換器を用いた アクティブフィルタ

〈4・1〉補償装置の構成 電流制御の高速化と、電力用半導体素子のスイッチング周波数の低減を同時に解決するために、本装置では、電圧形 PWM 変換器の多重化を行なっている。図5に本装置の構成を示す。三相変圧器を4台用いて、各変換器を結合している。ここで、変圧器の一次巻線は、図6に示すように直列に結線する直列多重方式である。従って変圧器の一次側では線間電圧が、 $4E, 3E, 2E, E, 0, -E, -2E$,

図 5 アクティブフィルタのシステム構成

Fig. 5. System configuration of the proposed active filter.

図 6 三相変圧器の結線

Fig. 6. Connection of four three-phase transformers.

図 7 電圧形 PWM 変換器の主回路
(図 5 CON. 1~4 に相当)

Fig. 7. Power circuit of each voltage-source PWM converter. (equivalent to Fig. 5 CON. 1~4).

$-3E$, $-4E$ の 9 種類をとり得る。このことによって電圧波形が改善され、電流波形も改善される。また、変圧器の一次側が直列接続であるため、二次側の各変換器の電流波形は等しくなる。

なお、変圧器を用いた多重化には変圧器の一次側を並列に接続する並列多重方式もあるが、これは直列多重方式と比較して変圧器の二次側および PWM 変換器に流れる高調波電流が多く、このため騒音や損失が増加するという欠点がある⁽¹²⁾。一方、直列多重方式では励磁電流の不均衡により、変圧器の電圧分担が不均一になることがある。しかし本装置の場合、等価的に並列とみなすことのできる二次側からも励磁電流の供給があるため、三相変圧器の電圧分担は均一（一次側 50 V、二次側 100 V）になる。

各変換器は図 7 に示すように、パワートランジスタを用いたブリッジ構成である。パワートランジスタ（東芝 MG 50 G 2 CL 1, 450 V, 50 A）のターンオフ時間は 15 μ s 程度であり、大容量の自己消弧素子の特性とはほぼ等しい。

図 8 は、筆者らの研究室で試作したアクティブフィルタの外観である。

〈4.2〉 コンデンサ電圧一定制御系 図 9 にコン

図 8 実験装置

Fig. 8. Experimental apparatus.

図 9 コンデンサ電圧一定制御回路

Fig. 9. Control circuit for constant capacitor voltage.

デンサ電圧一定制御系のブロック図を示す。コンデンサ電圧は、アクティブフィルタの瞬時虚電力を制御しても変化しないが、瞬時実電力の増減によってコンデンサ電圧を制御できる。図 9 において、直流利得 $K=30$ 、時定数 $T=1.5$ s としているので、近似的には I (積分) 制御系と考えることができる。系の応答は時定数 T により定まるが、時定数を小さくして応答を高めようすると p_{av} が変動し、逆に高調波発生源となるので注意しなければならない。なお、電流追従性が犠牲にならない範囲でコンデンサ電圧を制御することも可能である。

〈4.3〉 電流制御アルゴリズム 電流制御アルゴリズムは補償特性を左右する重要な項目である。実用的なアクティブフィルタを構成するために、以下の観点から検討した。

- (i) 電流制御の高速化
- (ii) 電力用半導体素子のスイッチング周波数低減
- (iii) 各変換器の負荷分担の均一化
- (iv) 制御アルゴリズムの簡易化

(ii) の条件を満たす方法の一つとして、三角波比較 PWM 方式の多重化が考えられる。この場合、見掛け上のスイッチング周波数が上昇し、電流波形のリップルは改善される。しかし図 10(a) に示すように利得 K

図 10 従来の電流制御法

Fig. 10. Conventional current control scheme.

が有限であるため、電流指令値がランダムに変化する場合などには偏差を生じ、(i)の条件を満たすのが難しい。

図 10(b) に示すヒステリシスコンパレータ方式は、最も偏差の大きい相の電流を最短時間で追従させることができ(i)を満たす。しかし、このために電流のリプルが大きくなり、リプルを抑えるためにはスイッチング周波数を高くしなければならない。またこの方式をそのまま多重化しようとする、(iii)、(iv)に問題がある。

そこで、本装置では図 10(b) の方式の高速性に着目し、(i)~(iv)の条件を同時に満足する制御アルゴリズムを開発した。図 11 に電流制御法の原理を示す。検出された実際の電流 i と電流指令値 i^* を比較してスイッチング素子のドライブ信号を作成する。この信号は、外部から与えられるクロックによって一定期間 T_s だけ保持される。このように判断と保持を繰返しなが、実際の電流を指令値に追従させる。ここで、判断と保持のタイミングを各変換器で重複しないように与え、更に各相間においても重複しないように制御する*。

従って、4 台の変換器は独立制御となり、相乗効果によって、制御の高速性を維持しながら平均スイッチング周波数の低減が可能となり、4 台のスイッチングもほぼ均等になる。

5. 実験結果

〈5・1〉電流制御性 電流制御性を確認するために、図 5 の装置を電源に直結し、制御回路内の p^* , q^* に発振器を接続して 300 Hz の正弦波を加えると、電流指令値は第 5, 第 7 次高調波電流の合成値となる。

図 12 は、 q^* に 300 Hz の正弦波を加えた場合 (p^*

図 11 提案する電流制御法

Fig. 11. Proposed current control scheme.

図 12 $q^*(p^*=0)$ に対する電流制御性Fig. 12. Current control performance for $q^*(p^*=0)$.

$=0$) の電流追従性を示す。ここで、(a) は $v_d^*=200$ V, (b) は $v_d^*=170$ V であり、装置の定格 (7kVA) 時の特性である。(a), (b) 共に電流は指令値に完全に追従しているが、(a) は (b) に比べてコンデンサ電圧が高いために、電流リプルが増加している。

図 13 は、 p^* に 300 Hz の正弦波を加えた場合 (q^*

*: 実験では、保持期間を 30 μ s としている。従って 2.5 μ (=30 μ s/12) ごとに電流指令値と検出値を比較している。

図 13 $p^*(q^*=0)$ に対する電流制御性

Fig. 13. Current control performance for $p^*(q^*=0)$.

=0)の特性である。この条件では、指令値の傾きが大きくなる部分で、相電圧との位相関係によって最も追従が難しくなる。本装置では、 $v_d^*=200$ V の場合には定格の 90% 程度が完全に追従する限界となっている。しかし、一般に高調波電流は $\tilde{p}$, $\tilde{q}$ の両成分から成り、実際には $\tilde{p}$ 成分のみを装置の定格まで要求されることはほとんどなく、補償効果は十分期待できる。なお、 p^*, q^* が 12ω (第 11, 第 13 次高調波電流の補償に相当) では、定格の約 50% (3.5kVA) までの電流に対して指令値に追従できる。定格の 50% 以上の電流を指令値に追従させようとすると、交流側に挿入したリアクトル L の値を小さく、直流コンデンサの電圧設定値 v_d^* を大きくすればよい。しかし、図 12 から明らかなように補償電流にはスイッチングに起因する電流リップが大幅に増加する。また p^*, q^* が 6ω 以下では追従がやさしく、いかなる条件でも指令値に対して完全に追従できることを実験により確認した。

〈5・2〉 補償特性 図 14 に補償時のシステム構成を示す。負荷は図 14 のようにダイオード整流回路を接続し、この入力電流に含まれる高調波のみを補償した。アクティブフィルタは、図 5 に示すとおりである。負荷電流と相電圧を検出して演算し、負荷の瞬時実電力 p_L と瞬時虚電力 q_L を求め、ハイパスフィルタによって、その交流分のみを取り出して補償電流を逆演算している。

図 15 に p_L, q_L からその交流分 $\tilde{p}_L, \tilde{q}_L$ を分離するフィルタを示す。ダイオード整流器負荷の場合、 $\tilde{p}_L, \tilde{q}_L$ は、主として 300 Hz の周波数成分をもつため、フィルタのカットオフ周波数を 150 Hz とし、減衰特性を急しゅんにする必要があるため、5 次系パターワース形フィルタを用いている。

図 16 に定常特性を示す。電源側の電流は完全な正

図 14 実験システム

Fig. 14. Experimental system.

図 15 ハイパスフィルタの構成

Fig. 15. Configuration of the high-pass filter.

図 16 実験結果 (定常特性)

Fig. 16. Experimental results (steady states).

弦波となり、制御が良好に行なわれていることを示している。基本波無効電流は補償していないため、電源

電流の基本波力率は変化していないのがわかる。アクティブフィルタは、負荷 (19kVA) に対して 23% 程度の動作であり、図 3 に示した理論値 (30%) を下まわっている。これは、負荷の交流側に挿入したリアクトル (0.18 p.u./19 kVA ベース) によって重なり期間を生じ、結果的に高調波が減少していることによる。

瞬時実電力の交流分 $\tilde{p}_L$ に起因する項を補償しているため、コンデンサ電圧は図 16 のように脈動している。脈動の周期は 6ω であり、 $\tilde{p}_L$ の周波数成分に一致する。この電圧脈動は、設定電圧 (180 V) に対して $\pm 3.6\%$ と測定された。一方、実際の $\tilde{p}_L$ の波形は、 $\pm 3.6 \text{ kW}$ (ピーク値) で正弦波状に変化している。この $\tilde{p}_L$ の波形から理論的なコンデンサ電圧の脈動率を求めると、 $\pm 3.8\%$ となり、実験結果をよく一致している。直流コンデンサの静電容量は $1,500 \mu\text{F}$ であるが、脈動率を $\pm 10\%$ まで許容すれば、この場合には、 $500 \mu\text{F}$ 程度で済む。

実験時の補償装置の平均スイッチング周波数は、約 1.5 kHz であり、各変換器間のばらつきもなく、安定に動作している。

図 17 に i_{su} , i_{Lu} の高調波スペクトラムの測定結果を示す。図から第 5, 7 次高調波電流が完全に補償されていることがわかる。

図 18 は、ダイオード整流回路の負荷を 50%→100% に急変した場合の各部波形の実測結果である。図中

図 17 電源電流 i_{su} と負荷電流 i_{Lu} の高調波スペクトラム

Fig. 17. Harmonic spectrum of the source current i_{su} and the load current i_{Lu} .

図 18 実験結果 (過渡特性)

Fig. 18. Experimental results (transient states).

の一点鎖線は負荷急変時刻を表す。負荷電流 i_{Lu} は電源の約 2 サイクル (40 ms) 後に定常値に達しているが、電源電流は過渡時においても良好に補償されているのがわかる。ここで、コンデンサ電圧の設定値 v_d^* は 200 V 一定にもかかわらず、 v_d は過渡的に低下している。これは図 15 に示すフィルタの応答遅れに起因し、フィルタの設計が適切でない場合には、 v_d が大幅に低下し、補償特性が悪化する。

また、図 18 の負荷急変時刻から 100 ms 後の v_d は 245 V であり、設定値 200 V に一致しない。これは定常偏差ではなく、 v_d が低周波で振動し定常値に達していない。このような v_d の振動を抑制する方法としては、

- (i) コンデンサ電圧一定制御系の時定数を小さくする。
- (ii) コンデンサの静電容量を増加する。

表 2 効率測定結果

Table 2. Measurement results of efficiency.

測定項目	補償対象	$\tilde{p}_L, \tilde{q}_L$ (高調波電流のみ補償)		$\tilde{p}_L, \tilde{q}_L, \tilde{q}_L$ (基本波無効 と高調波)
入力電力 (kW)		18.10	10.68	10.86
補償装置損失 (kW)		0.38	0.26	0.46
系統線間電圧 (V)		214	215	216
補償電流実効値 (A)		12.0	8.0	13.2
補償装置容量 (kVA)		4.45	2.98	4.94
補償装置の効率 (%)	*	91.5	91.3	90.7

* : 補償装置の効率は、 $1 - \frac{\text{補償装置の損失 (kW)}}{\text{補償装置容量 (kVA)}}$ として算出した。

がある。(i)の方法は、前述したように p_{av} が変動し、逆に高調波発生源となることがあるので、注意しなければならない。

〈5・3〉効率 表2に、アクティブフィルタの効率の測定結果を示す。ここで表中の入力電力(kW)は図14の全入力電力を測定したもので、補償装置の損失と負荷(三相ダイオード整流回路)の和を示している。補償装置の効率には制御回路とドライブ回路の損失は含まれていない。

入力電力 18.1 kW, 補償装置容量 4.45 kVA 時の効率は 91.5% であり、損失 8.5% の内分けは、多重用変圧器 3.5%, 主回路その他が 5% 程度である。なお、入力電力に対する補償装置の損失は $2.1\% (= 100 \times 0.38/18.1)$ となる。

6. むすび

以上、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とその基礎特性について述べた。本装置は、実用的な大容量アクティブフィルタを目標としており、実験的に装置の有効性を実証している。

本装置の過渡特性は、瞬時実電力 p と瞬時虚電力 q の交流分を分離するフィルタの特性に関係し、補償対象の高調波に応じて最適なフィルタを設計する必要がある。例えば、サイクロコンバータが発生する低次調波、高調波を補償する場合⁽¹³⁾、 $\omega \pm 6\omega_0$ (ω : 電源周波数, ω_0 : 出力周波数)の成分が $\bar{q}$ に起因することから⁽¹¹⁾、 p と q のフィルタはカットオフ周波数の異なったものを使用しなければならない。これらのフィルタの設計、電流リップル抑制用リアクトルの設計、直流コンデンサ電圧の最適値などについては、次の機会に譲る。

最後に、本論文は、第 59 回パワーエレクトロニクス研究会(昭和 59 年 6 月)において発表した研究会資料⁽¹⁴⁾を加筆修正したものであること付記し、貴重な御助言を賜りました日新電機(株)系統技術課長 浅野正邦氏をはじめ、関係各位に厚くお礼申し上げます。
(昭和 59 年 6 月 26 日受付)

文 献

- (1) 佐々木:「磁束補償による直流送電からの高調波電流除去方式」電学誌, 91, 131 (昭 46-1)
- (2) 深尾・宮入:「サイリスタを用いたスイッチングフィルタによるひずみ波の力率改善」電学誌 B, 92, 342 (昭 47-6)
- (3) L. Gyugyi & C. Strycula: "Active ac power filters", IEEE/IAS Annual Meeting, 529 (1976)

- (4) 雨谷, 他:「電流源による逆変換器交流側高調波の除去および電流源容量の算定」電学誌 B, 99, 73 (昭 54-2)
- (5) 「無効電力・高調波対策のための電力変換技術」電気学会技術報告(II部), 76 (昭 54-4)
- (6) 佐々木, 他:「磁束補償による交流高調波電流除去方式」電学誌 B, 99, 465 (昭 54-7)
- (7) 中村, 他:「能動形高調波抑制装置」明電時報, 164, 3, 16 (1982)
- (8) 坪井, 他:「追従制御方式による三相無効電力補償装置の動作原理」東大生産研究, 28, 9 (昭 51-9)
- (9) 早船, 他:「マルチパルス PWM 方式電力用能動フィルタの補償特性」SPC-84-44 (昭 59-4)
- (10) 赤木, 他:「瞬时无効電力の一般化理論とその応用」電学論, B, 103, 7, 483 (昭 58-7)
- (11) H. Akagi, et al: "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits", IEEE IPEC-TOKYO, 1375 (1983)
- (12) 春本, 他:「SVG の開発と実系統運転試験」三菱電機技報, 56, 6 (1982)
- (13) H. Akagi, et al: "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components", IEEE Trans. Ind. Appl., IA-20, No. 3, p. 625 (1984)
- (14) 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」第 59 回パワーエレクトロニクス研究会資料 (昭 59-6)

付 録

コンデンサ容量の決定 高調波電流を完全に補償しようとする、付図1に示すようにコンデンサ電圧が脈動する。これは、負荷の瞬時実電力の交流分 $\tilde{p}_L$ によるエネルギー ΔW_p が負荷と補償装置を往復し、コンデンサの蓄積エネルギーが増減するためである。コンデンサ電圧が $(1-\varepsilon)V_d$ から $(1+\varepsilon)V_d$ に変化すると、コンデンサの蓄積エネルギーの変化 ΔW_c は、

$$\begin{aligned}\Delta W_c &= \frac{1}{2} C_d V_d^2 \{ (1+\varepsilon)^2 - (1-\varepsilon)^2 \} \\ &= 2\varepsilon C_d V_d^2 \\ &= \Delta W_p \text{ [J]} \dots\dots\dots (付1)\end{aligned}$$

となる。ここで、 ε は電圧脈動率を表わす。(付1)式より、コンデンサの静電容量は、

$$C_d = \frac{\Delta W_p}{2\varepsilon V_d^2} \text{ [F]} \dots\dots\dots (付2)$$

として求められる。

付図1 $\tilde{p}_L$ と v_d の関係

app. Fig. 1. Relationship between $\tilde{p}_L$ and v_d .