デルタ接続サイクロコンバータを用いた 無効電力補償装置

正員 松井 幹彦 (東工大)

正員 深尾 正 (東工大)

1. まえがき

電力系統用や産業設備用無効電力補償装置として従来のサイリスタ制御リアクトル (TCR) やサイリスタ開閉コンデンサ (TSC) に加えて、半導体電力変換装置を用いた補償装置 (以下, SVG; Static Var Generator と略記) が種々研究開発されつつある。そして、容量、速応性、経済性など総合的にみて、使用目的にかなったより実用性の高い補償方式が求められているのが現状である⁽¹⁾⁻⁽⁷⁾。

著者らも、さきに補償電流の波形ひずみが少なく速応性があり、かつ大容量化に適した SVG として、図 1 の循環電流形他励サイクロコンバータを用いた方式 (以下、この方式を本論文で提案する方式に対して逆並列接続方式と呼ぶ) を提案し、その動作解析および 5 kVar 試作装置による実験結果について報告した⁽⁸⁾⁽⁹⁾。しかし、この逆並列接続方式は素子数が 36 個と多く、また補償限界の非循環電流動作時には P, N コンバータのいずれか一方が常に休止状態にあり素子の利用率が悪いという欠点がある。

そこで本論文では、他励サイクロコンバータを用いながら回路構成を簡単化できる回路方式として、図 2 の循環電流形デルタ接続サイクロコンバータ方式 (以下、デルタ接続方式と呼ぶ) を提案する。

デルタ接続方式を一般の電源転流サイクロコンバータとして用いた場合の得失については、既に Pelly 氏⁽¹⁰⁾や McMurray 氏⁽¹¹⁾らにより指摘されている。すなわち、逆並列接続方式に比べて素子数を半減できる反面、

図 1 逆並列接続サイクロコンバータ
方式 SVG

Fig. 1. SVG using bridge cycloconverter.

(i) 非循環電流動作時に、 120° の電流休止期間にある三相全波ブリッジコンバータ (以下、コンバータと略記) 端子に電源電圧以上の電圧が印加される

(ii) 電源側の力率や絶縁変圧器の利用率が低いなどの欠点を有するために、本方式の適用分野としては小容量の電動機駆動用などが適当とされている。

これに対して、提案方式のようにサイクロコンバータを循環電流モードで利用する場合には、素子耐圧の増加の必要はないが、高周波側 (以下、HF 側と略記) からみたサイクロコンバータの力率は更に低下するので、コンデンサ容量は増加せざるを得ない。従って、電力系統用などの大容量 SVG にはむしろ逆並列接続方式のほうが有利と考えられる。しかし、素子の直並列接続を必要としない程度の小容量の産業設備用 SVG などにデルタ接続方式を適用すれば、素子数が少ないことから冷却設備なども含めて装置の小形化が

A Static Var Generator Using Delta Connected Cycloconverter.
By Mikihiro Matsui, Member & Tadashi Fukao, Member
(Department of Electrical and Electronic Engineering, Tokyo
Institute of Technology).

松井幹彦: 正員, 東京工業大学工学部電気電子工学科
深尾 正: 正員, 東京工業大学工学部電気電子工学科

図2 デルタ接続サイクロコンバータ方式 SVG

Fig. 2. SVG using delta cycloconverter.

期待できる。

ところで，図2のデルタ接続方式 SVG を実現するにあたっては，以下の問題点がある。

(1) HF 側のコンデンサに確立する電圧によってサイリスタの転流を行うため，その電圧の大きさ，周波数は一定で波形ひずみが小さいことが必要である。しかし，循環電流モードで運転する場合には，補償電流以外に循環電流に起因する側帯波・高調波成分が HF 側電流に含まれる。しかも，図2の方式では HF 側に高調波フィルタやタンク回路をもたないため，HF 側電圧はひずむ。従って，素子の逆バイアス時間の減少を招き，出力電圧比の上限も電圧ひずみの程度により制限を受ける。そこで，側帯波・高調波成分を低減できる循環電流パターンを求め，波形ひずみが出力電圧比の上限に及ぼす影響を知る必要がある。

(2) HF 側に絶縁変圧器が不可欠であるうえ，そ

の利用率が悪く，容量が大きくなる欠点がある。そこで，変圧器容量を軽減できる回路構成を検討する必要がある。

これらを踏まえて，本論文では以下の検討を行う。

(1) HF 側電圧の側帯波成分を抑制するうえで最適なコンバータ電流パターンを与える。また，このときに HF 側に流出する側帯波電流成分を求め，その転流余裕角への影響，出力電圧比の設定条件などについて述べる。

(2) 高周波側絶縁変圧器の巻線容量を低減できる回路方式として，図2(b)のコンデンサ分割方式を提案し，その効果を同図(a)に示す基本回路 (コンデンサ一括方式) と比較検討する。

(3) 本方式を逆並列接続方式と比較した場合のコンデンサ，変換装置容量の増加の程度を明らかにする。

2. 主回路構成と基本動作

〈2・1〉 主回路構成と特徴 図2(a)に循環電流形デルタ接続サイクロコンバータを用いた SVG 主回路の基本構成を示す。デルタ接続方式では3台のコンバータの直流側端子が環状 (デルタ) に接続されるので，各コンバータ間の絶縁は HF 側で行わなければならない。

本論文では，デルタ接続方式の利点である主回路構成の簡単さを生かすために，図2(a)の基本構成を更に簡単化し，部品点数を減らした同図(b)の回路方式を提案する。提案方式の特徴は，

- (i) フィルタリアクトル L_f をデルタ結線内に配置して循環電流リアクトルの働きを兼ねている点
- (ii) 高周波側の転流電圧源であるコンデンサを三分割し，各コンバータ HF 側端子に接続して変圧器二次巻線を省き，後に第4章で詳しく述べるように，変圧器の巻線容量を約 50% に低減している点

にある。

〈2・2〉 コンバータ電流パターン 逆並列接続方式と同様，本装置でも通常のサイクロコンバータの使用法とは異なり，HF 側に接続されたコンデンサの端子に確立する電圧を転流電圧とする。従って，コンデンサ電圧は装置の動作状態にかかわらず一定の振幅・周波数で，かつ波形ひずみの少ないことが要求される。そのためには，コンデンサに流入する電流の高調波成分，とりわけ基本波まわりの側帯波成分の除去が重要である。そこで以下では，サイクロコンバータ自身の循環電流パターンを適切に与えることにより側

図3 コンバータ電流パターン

Fig. 3. Converter current patterns.

帯波を低減する方法について検討し、コンバータ電流の最適パターンを導く。ただし、図2(b)の回路を対象とし、 L_f の抵抗分、素子の順方向電圧降下は無視する。また、HF側変圧器は漏れがなく理想的とする。

いま、電源電圧を平衡三相とし、進相補償動作時を考える。図3に示されるように、電源電流(i_{su} , i_{sv} , i_{sw})が流れるコンバータは電源側 120° の各区間ごとに切り替わるが、その動作は各コンバータに関して対称であるので、区間1について考える。電源電圧 v_{sA} 、U相電流 i_{su} を

$$v_{sA} = \sqrt{2} V_s \sin \omega_s t \quad (1)$$

$$i_{su} = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t - \pi/6) \quad (2)$$

循環電流を i_{cc} とすると、各コンバータ電流は

$$\left. \begin{aligned} i_A &= \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \pi/6) + i_{cc}, \quad i_B = i_{cc} \\ i_C &= -\sqrt{2} I_s \sin \omega_s t + i_{cc} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

と表せる。ここで、フィルタリアクトル L_f 3台に蓄えられる磁気エネルギーの総和 W_m 、ならびにHF側コンデンサに蓄えられる静電エネルギーの総和 W_e を考えると、定常時には電源から供給される瞬時電力の総和が零であるので、

$$W_m + W_e = W_0 \quad (\text{一定}) \quad (4)$$

が成り立つ。ここで、 W_m は

$$W_m = L_f (i_A^2 + i_B^2 + i_C^2)/2 \quad (5)$$

で表される。いま、(3)式で仮に $i_{cc}=0$ とすれば、明らかに(5)式の W_m は脈動し、区間2,3でも対称な動作が繰返されるので、その基本波角周波数は図3に示されるように $3\omega_s$ となる。しかるに、(4)式の関係によりこの脈動分はすべて W_e により供給される。いま、HF側電圧を三相対称とし、線間電圧の振幅を $\sqrt{2} V_h$ とすれば W_e は $CV_h^2/2$ で与えられるので、 W_e が脈動すると線間電圧の振幅も一定値の上

下に角周波数 $3\omega_s$ で脈動する。その結果、角周波数 $\omega_h \pm 3m\omega_s$ ($m=1, 2, \dots$)の側帯波成分を生じることになる。

そこで、 W_m を一定とし、 W_e の変動に起因する側帯波が発生しないように区間1での i_{cc} パターンを決定すると、 i_{cc} は一意的に

$$i_{cc} = I_0 \{1 + \xi \sin(\omega_s t - \pi/6)\} \quad (6)$$

$$\xi = \pm \sqrt{2/3} (I_s/I_0) \quad (\text{進相: 正}) \quad (7)$$

で与えられる。ただし、 i_{cc} の直流分 I_0 は後にHF側での無効電力平衡条件より定められ〔(26)式参照〕、 ξ は規格化補償電流で $-1 \leq \xi \leq 1$ の値をとる。このとき、 W_m は $L_f (I_s^2 + 3I_0^2)/2$ 一定に保たれる。

よって、コンバータ電流 i_A の最適パターンは、

$$i_A = I_0 (1 + \xi \cos \omega_s t) \quad (8)$$

のように、補償電流(線間電流)に直流分を重畳したもので与えられ、 i_B , i_C についても同様である。変換装置の損失を考慮した場合には、電源電流として補償電流に有効分が加わるが、この場合にも最適パターンは(8)式と同じく、電源電流(線間電流)に直流分を重畳した形で与えられる。

ところで、(6)式の i_{cc} パターンは、本装置を通常の電源転流サイクロコンバータとして運転し、かつ循環電流制御を行わない場合に、自己誘発成分⁽¹⁰⁾により定まる i_{cc} パターンと等しい。しかし、電源転流の場合には電源から供給される電力に制約がないので、例えば文献(12)のように i_{cc} パターンを任意に設定する自由度があるのに対し、本装置の場合にはHF側において W_e 一定の制約があるため、一意に(6)式のパターンが導出される。

〈2.3〉 HF側電圧波形ひずみと出力電圧比設定条件 上記の検討では基本波電力の授受に着目し、HF側とコンバータとの間で授受される瞬時電力の総和〔文献(13)での定義による実電力〕を定常的に零とするよう、コンバータ電流パターンを決定した。しかし、なお素子のスイッチングに伴いHF側各相間では瞬時電力の授受が行われるため(同文献による虚電力)、基本波まわりの $\omega_h \pm 3m\omega_s$ 側帯波成分、および五、七次などを中心角周波数とする側帯波群が残留する。従って転流電圧がひずみ、その零クロス点は動揺する可能性があるため、素子の転流逆バイアス時間の低下が懸念される。

そこで以下では、これらの影響を定量的に検討し、出力電圧比の設定条件を明らかにする。ただし、コンバータ電流は(8)式で与えるものとする。また、HF側電圧の高調波が基本波に比べて小さいので、その基

本波とコンバータが電源側に出力する逆起電力とから、通常の余弦波制御法によって制御角は決まるものとする。すなわち、HF 側に確立する電圧の R 相基本波を

$$v_{R1} = \sqrt{2} (V_h / \sqrt{3}) \sin \omega_h t \dots \dots \dots (9)$$

とするとき、さきの(8)式の i_A をコンバータに流すには、(1)式の電源電圧 v_{SA} に対抗してコンバータが発生する逆起電力 v_A を v_{SA} と同相に保って、

$$v_A = \sqrt{2} V_A \sin \omega_s t \dots \dots \dots (10)$$

で与えなければならない。そこで、余弦波変調によりこの v_A を出力するものとすれば、制御角 α_A は

$$\alpha_A = \cos^{-1}(-r \sin \omega_s t) \dots \dots \dots (11)$$

$$r = (\pi/3) (V_A / V_h) \dots \dots \dots (12)$$

で与えられる。ただし、 r は出力電圧比を表す。このとき、 j コンバータ電流 $i_j (j=A, B, C)$ に起因して HF 側 R 相に流出する電流 i_{Rj} は、

$$i_{Rj} = S_{Rj} i_j \dots \dots \dots (13)$$

と表される。ただし、 S_{Rj} はスイッチング関数であり、例えば S_{RA} は次式で与えられる⁽¹⁴⁾。

$$\begin{aligned} S_{RA} = & \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin \alpha_A \cos \omega_h t - \cos \alpha_A \sin \omega_h t \right. \\ & + \sum_{l=1}^{\infty} \frac{(-1)^l}{6l \pm 1} \{ \sin(6l \pm 1) \alpha_A \\ & \times \cos(6l \pm 1) \omega_h t - \cos(6l \pm 1) \alpha_A \\ & \times \sin(6l \pm 1) \omega_h t \} \end{aligned} \dots \dots \dots (14)$$

上式より i_{Rj} は $\omega_h, 5\omega_h, 7\omega_h$ などを中心角周波数とする側帯波群の合成として表されることがわかる。しかし、ここでは HF 側電圧への影響の大きい基本波 ω_h を中心角周波数とする側帯波の合成電流 i_{RA}^* のみ考えるものとし、 $5\omega_h, 7\omega_h$ などについては後にその中心角周波数成分の影響のみを考慮する。ここで、 i_{RA}^* は

$$i_{RA}^* = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_0 (M_A \cos \omega_h t - N_A \sin \omega_h t) \dots \dots \dots (15)$$

$$M_A = (1 + \xi \cos \omega_s t) \sin \alpha_A \dots \dots \dots (16)$$

$$N_A = (1 + \xi \cos \omega_s t) \cos \alpha_A \dots \dots \dots (17)$$

と表すことができ、これを展開すれば表 1 の各周波数成分実効値が得られる。ただし、係数 K_0, K_n は、

$$\begin{aligned} K_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} M_A(\omega_s t) d(\omega_s t) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{1 - (r \sin \omega_s t)^2} d(\omega_s t) \dots \dots (18) \end{aligned}$$

$$K_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} M_A(\omega_s t) \cos n \omega_s t d(\omega_s t) \dots (19)$$

表 1 i_{RA}^* の各成分実効値

Table 1. Rms value for each component of i_{RA}^* .

ω	実効値	ω	実効値
ω_h	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} K_0 I_0$	$\omega_h \pm 2\omega_s$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} K_1 \mp \xi r/2 I_0$
$\omega_h \pm \omega_s$	$\frac{\sqrt{6}}{2\pi} K_1 \mp r I_0$	$\omega_h \mp n\omega_s$ ($n \geq 3$)	$\frac{\sqrt{6}}{2\pi} K_n I_0$

表 2 K_0 の数値計算結果

Table 2. Calculated values for K_0 .

r	$K_0(r)$	r	$K_0(r)$
1.0	0.637 (=2/ π)	0.7	0.863
0.9	0.746	0.6	0.903
0.8	0.813	0.5	0.934

図 4 コンバータ HF 側電流の側帯波実効値
Fig. 4. Rms sideband converter current on HF side.

で与えられる。ここで、 K_0 は I_0 とコンデンサ電流の基本波実効値とを関係づける係数である。 K_0 は第二種だ円積分の一般形で表され、 $r=0, 1$ の場合を除いて初等関数で表すことができないので⁽¹⁵⁾、数値計算により得られた値を表 2 に示す。

図 4 は表 1 の理論側帯波（百分率）を実測値と比較した一例である。 i_{Rj}^* には多量の側帯数が含まれるが、各コンバータの動作対称性により、HF 側コンデンサバンクには、このうちの $\omega_h \pm 3m\omega_s (m=1, 2, \dots)$ 成分のみが流入し、ほかはすべて変圧器を介して相殺される。よって、コンデンサ電流 i_{cap}^* は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{cap}^* &= \frac{1}{3} \sum_j i_{Rj}^* \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_0 (K_0 + \sum_m K_{3m} \cos 3m \omega_s t) \\ &\quad \times \cos \omega_h t \dots \dots \dots (20) \end{aligned}$$

図 5 r の設定条件
Fig. 5. Setting condition for r .

コンデンサ電圧は上式を積分して得られるので、その基本波と側帯波の実効値を V_{ω_h} , $V_{\omega_h \pm 3\omega_s}$ とすれば、電流実効値との間に次の関係がある。

$$\frac{V_{\omega_h \pm 3\omega_s}}{V_{\omega_h}} = \frac{\omega_h}{\omega_h \pm 3\omega_s} \frac{I_{\omega_h \pm 3\omega_s}}{I_{\omega_h}} \quad \dots (21)$$

図 5 (a) は、 $\omega_h/\omega_s = 10$ の場合についての (21) 式の計算結果である。側帯波は I_s すなわち $|\xi|$ に比例して増加するので、最も条件の厳しい $|\xi| = 1$ の場合を示している。例えば、 $r = 0.8$ のとき、 $m = 1$ に対応する 350 Hz, 650 Hz 成分はそれぞれ 8.2%, 4.4% であるが、 $m \geq 2$ の成分はすべて 0.23% 以下と極めて小さい。

以上の検討に基づいて、素子の転流逆バイアス時間に影響を与える転流電圧零クロス点の変動角 ϕ_{max} の大きさを求めよう。基本波に対する側帯波電圧の規格化値 $\hat{V}_{350}$, $\hat{V}_{650}$ を用い、更に五次、七次などの高調波成分については、その中心角周波数成分の影響のみを考慮に入れると、 ϕ_{max} は付録より

$$\phi_{max} = \sin^{-1}(\hat{V}_{350} + \hat{V}_{650} + \pi^2/9 - 1) \quad \dots (22)$$

で与えられる。いま、転流余裕時間を t_{mgn} とし、 ϕ_{max} を考慮して出力電圧比 r の上限を決定すると、

$$r_{max} = -\cos(\pi - \phi_{max} - 2\pi f_h t_{mgn}) \quad \dots (23)$$

となり、図 5 (b) に示すように r_{max} は (22), (23) 式の曲線の交点で与えられる。例えば、 $t_{mgn} = 100 \mu s$ の場合、HF 側電圧が完全に正弦波で $\phi_{max} = 0$ のときには $r_{max} = 0.95$ であるが、電圧波形ひずみを考慮したときには (22) 式で与えられる ϕ_{max} のため、 $r_{max} = 0.85$ としなければならないことがわかる。

ところで、図 4 にも明らかなように、デルタ接続方式ではコンバータの発生する側帯波のなかでも $\omega_h \pm \omega_s$ 成分が特に大きく、 $r = 0.7$ の場合最大で基本波の

95% にも達する。この成分は、動作の対称性から本来は相殺され、HF 側コンデンサには流入しない成分であるが、3 台のコンバータの動作が完全に対称でない場合には、残留して電圧をひずませる原因となる。この理由から、本装置では特に各コンバータの電流指令や利得の不平衡、電流検出時の直流分オフセットなどを小さくするよう留意しなければならない。

3. 制御回路の構成法

本章では、第 2 章で導出したコンバータ電流パターンを実現する際に電流制御系で問題となる点について述べ、その解決法を示す。

図 6 にコンバータ 1 台あたり (A コンバータ) の制御回路構成を示す。制御回路は、コンバータ電源側電流の波形制御および高周波側電圧一定制御を行うためのフィードバック系を構成している。ここで、電源側ではコンバータ逆起電力 v_A と電源線間電圧 v_{SA} の間に次の関係が常に成り立つ。

$$v_A = v_{SA} - L_f (di_A/dt) \quad \dots (24)$$

そこで、コンバータの利得を K_{cc} として、 v_A の指令値 v_A^* に v_{SA}/K_{cc} および $-L_f (di_A^*/dt)/K_{cc}$ をフィードフォワードすることにより、 i_A の追従性を向上できる⁽¹⁶⁾。また、ゲート信号の発生法は従来の余弦波制御法を用いるが、前論文⁽⁹⁾の逆並列接続方式と同様に外部の三相正弦波発生器から余弦基準波を作り、これと v_A^* との比較によりゲート信号を発生する他制式である。このため、高周波側の周波数を任意に設定することができる。

ところで、さきにも述べたとおり、本装置においてはコンバータ電流直流分 I_0 の大きさを、HF 側の基本波無効電力一定の拘束条件を常に満足するように与えなければならない。その大きさは、(20) 式の i_{cap}^* の

図 6 制御回路構成
Fig. 6. Control block diagram.

図 7 Q_s に対する ε, θ の変化
Fig. 7. Change of ε, θ with Q_s .

基本波実効値 $\sqrt{6} K_0 I_0 / \pi$ を、一定値

$$I_{cap1}^* = \omega_h C V_h / 3\sqrt{3} \dots \dots \dots (25)$$

と置くことにより、次式で与えられる。

$$I_0 = \frac{\pi}{9\sqrt{2} K_0(r)} \omega_h C V_h \dots \dots \dots (26)$$

しかし、上式中の r は補償電流の大きさに応じて無補償時の値 $r_0 = (\pi/3)(V_h/V_h)$ の上下に変化するうえ、上式は導出過程で装置の損失分を無視したため、本来誤差を含んでいる。上式から得られる値を I_0 の指令値 I_0^* として用いた場合、その誤差が動作に及ぼす影響を示したのが図7の曲線群Iである。ただし、これらは図6の制御系で SW_1 をオフとし、 I_0^* を $r_0 = 0.7$ のとき(26)式より得られる一定値 8.09 A に設定して無効電力補償を行った場合の実測値である。 ε は電流制御誤差の直流分を、 θ は三相発振器出力に対する HF 側電圧基本波分の位相進み角を表す。ここで、 ε が常に正であることは、与えた I_0^* が過剰であることを意味するが、本制御系では $\varepsilon \neq 0$ であっても θ が自動的に変化して、無効電力の平衡が保たれることがわかる。

しかし、 θ の発生はコンバータの非線形性や飽和を招き、補償電流波形を悪化させる原因となるので好ましくない。そこで本論文では、その解決法として、始動時には SW_1 をオフして(26)式により I_0^* を開ループで与え、HF 側電圧がいったん確立した後は、 SW_1 をオンして i_A^* に対する i_A の制御誤差 ε を積分し、 I_0^* にフィードバックするという方法を提案する。このようにすると、図7の曲線群IIのように ε を常に零に保つことができ、 $\theta \approx 0$ での運転を実現できる。ただし、 θ が負に約 1° バイアスされているのは素子の電圧降下分などによる影響であるので、あらかじめ v_A^* に適当な負電圧を加算しておけば、 $\theta = 0$ の動作が実現できる。

以上の方法により得られた遅相補償限界時の動作波

図 8 動作波形
Fig. 8. Operating waveforms.

形を図8に示す。極めてひずみの少ない補償電流が得られている。

4. HF 側変圧器の容量低減法

図2(a)のコンデンサ一括方式では、コンバータとコンデンサとの電力授受がすべて変圧器を介して行われるため、変圧器の巻線容量が大きくならざるを得ない。そこで、その改善策として、HF 側コンデンサを図2(b)のように分割する回路構成を本論文では提案した。本構成では三巻線変圧器3台を用いて3台のコンバータを結合する。ただし巻線を密結合とし、漏れインダクタンスとコンデンサとによる並列共振を極力抑えるよう配慮する必要がある。以下では、理想変圧器を仮定して巻線容量低減効果の評価を行う。

まず、図2(a)のコンデンサ一括方式において、HF 側各部の電流実効値を求める。HF 側にはひずみの少ない電圧が確立することから、その基本波のみを考慮すれば、コンデンサ電流 I_{cap} を(25)式の I_{cap1}^* で近似できる。また、HF 側各相について対称なスイッチングを仮定すれば、 i_A の波形にかかわらず i_A, i_{RA} の実効値の間に、 $i_{RA} = \sqrt{2/3} i_A$ の関係が成り立つ。従って、 i_A が(8)式で与えられると、 i_{RA} は(7), (25), (26)式より I_0 を消去して次式で与えられる。

$$I_{RA} = \frac{1}{3} \sqrt{\left(\frac{\pi}{K_0} I_{cap}\right)^2 + 2 I_s^2} \dots \dots \dots (27)$$

一方、図2(b)の分割方式においても同様に I_{cap}, I_{RA} が与えられ、更に変圧器電流 I_{tr} は $i_{tr} = i_{RA} - i_{cap}$ の関係から次式で与えられる。

$$I_{tr} = \sqrt{I_{RA}^2 - I_{cap}^2} \dots \dots \dots (28)$$

これらの値を用いて、変圧器1台あたりの巻線容量を巻線に流れる電流実効値の総和で定義する。

$$\left. \begin{array}{l} \text{一括方式: } I_1 = 3(I_{RA} + I_{cap}) \\ \text{分割方式: } I_2 = 3I_{tr} \end{array} \right\} \dots \dots \dots (29)$$

図9は、上記の理論値を実測値と比較した一例であり、理論値の妥当性が示されている。(29)式は補償限

図9 コンデンサ配置による変圧器電流の差異

Fig. 9. Difference in rms transformer current due to capacitor arrangement.

図10 コンデンサ分割方式の効果

Fig. 10. Effect of capacitor dividing method.

界時に最大値 I_{1m} , I_{2m} をとる。これらは (7) 式と $|\xi| = 1$ より求められる。

$$\left. \begin{aligned} I_{1m} &= 3I_{cap}(\pi/\sqrt{6}K_0 + 1) \\ I_{2m} &= 3I_{cap}\sqrt{\pi^2/6K_0^2 - 1} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (30)$$

これを図示したのが図10で、この結果から、分割方式の採用により $r < 0.8$ では巻線容量を一括方式の50%以下に低減できることが明らかである。

5. 逆並列接続方式との比較⁽¹⁷⁾

本デルタ接続方式の補償限界、変換装置容量について、既に報告した図1の逆並列接続方式と比較する。

〈5・1〉 補償限界 最大補償無効電力 Q_{sm} をコンデンサ容量 Q_c で規格化したものを $\mu(r)$ と定義する。

$$\mu(r) = \frac{|Q_{sm}|}{Q_c} = \frac{\sqrt{3} V_s I_{sm}}{3\sqrt{3} V_h I_{cap}} = \frac{r I_{sm}}{\pi I_{cap}} \dots (31)$$

逆並列接続方式の場合、上式は解析的に次式で表すことができる⁽⁹⁾。

$$\mu_{ant}(r) = \frac{\pi}{2} \frac{r^2}{r\sqrt{1-r^2} + \sin^{-1}r} \dots\dots\dots (32)$$

一方、デルタ接続方式では $|\xi| = 1$ のとき (7), (25) 式より

$$\mu_{del}(r) = r/2K_0(r) \dots\dots\dots (33)$$

を得る。(32), (33) 式を比較して図11に示す。 $r < 0.8$ では同一コンデンサ容量の下でのデルタ方式の補償限界は、逆並列接続方式に比べ35%程度低下することがわかる。

〈5・2〉 変換装置容量 逆並列接続、デルタ接続両方式とも循環電流を重畳して流すことによる素子電流ピーク値の増加はない。そこで、最大補償時の素子1個あたりの平均オン電流を比べると、それぞれ $I_{ant} = (\sqrt{6}/9\pi)I_s$, $I_{del} = (\sqrt{6}/9)I_s$ となる。一方、素子の印加電圧 V_{peak} はともに $\sqrt{2}V_h$ であるから、素子容量を平均オン電流とピーク印加電圧の積で定義するならば、変換装置容量の比は、これに素子数比2:1を掛けることにより1:1.57となり、デルタ接続方式では約60%の容量増加となる。

6. あとがき

以上、サイクロコンバータを用いた SVG の一方式

図11 補償限界

Fig. 11. Compensation limit.

としてデルタ接続方式を提案し次の成果を得た。

(1) HF 側電圧の側帯波成分を低減するコンバータ電流パターンを求め、これに基づく制御系を提案した。

(2) 素子のスイッチングに起因して、HF 側電圧に残存する側帯波や高調波による転流余裕角への影響、これを考慮に入れた出力電圧比設定条件を明らかにした。

(3) 本方式に不可欠である HF 側変圧器の巻線容量を低減できる主回路の一方式として、コンデンサ分割方式を提案し、その効果を確認した。

(4) 本方式のコンデンサ、素子容量を、さきに提案した逆並列接続方式と比較し、ともに 50~60% の容量増となることを示した。

以上の検討から、本方式は補償容量に対して装置容量が大きくなる欠点があるが、装置構成を簡単化できるので、比較的小容量の産業設備用 SVG などに応用できるものと考えらる。

本研究は、昭和 60 年度文部省科学研究費奨励研究 (A) の補助を得て行われたものである。関係各位に謝意を表す。
(昭和 61 年 8 月 25 日受付)

文 献

- (1) L. Gyugyi, et al.: Static Power Frequency Changers (1976) Wiley-Interscience
- (2) 「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), No. 76 (昭 54-4)
- (3) "International Conf. on Thyristor and Variable Static Equipment for ac and dc Transmission", IEE, Conf. Publication, No. 205 (1981)
- (4) L. Gyugyi: "Reactive Power Compensation by Static Converters", US-Japan Seminar, S4.4, 149 (1981)
- (5) Y. Sumi, et al.: "New Static Var Control Using Force-Commutated Inverters", IEEE Trans. Power Apparatus Syst., PAS-100, 4216 (1981)
- (6) 「電力系統用サイリスタ無効電力補償装置の動向と展望」, 昭 53 電気学会大会, S.7
- (7) 今井: 「パワーエレクトロニクスの全体動向」, 昭 58 電気四学会連大会, 6-2
- (8) T. Fukao, et al.: "A Novel Static Var Generator Using

Cycloconverter Operating in Circulating Current Mode", International Power Electronics Conf. Record, 1642 (1983)

- (9) 深尾, 他: 「サイクロコンバータを用いた無効電力補償装置の無効電力平衡に着目した動作解析と補償限界」, 電学論 B, 104, 833 (昭 59-12)
- (10) B. R. Pelly: Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters (1971) Wiley-Interscience
- (11) W. McMurray: The Theory and Design of Cycloconverters (1972) The MIT Press
- (12) 多田隼, 他: 「非干渉制御理論を適用した循環電流の制御法の検討」, 電学論 B, 104, 77 (昭 59-2)
- (13) 赤木, 他: 「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」, 同上 B, 103, 483 (昭 58-7)
- (14) 赤木, 他: 「サイクロコンバータの入力電流高調波と基本波無効電力について」, 同上 B, 101, 587 (昭 56-10)
- (15) 森口, 他: 数学公式 I, 143 (昭 31) 岩波全書
- (16) 田村, 他: 「電流制御サイクロコンバータのデジタルシミュレーション」, 電気学会制御変換装置研究, PCC-74-15 (昭 49-11)
- (17) 松井, 他: 「デルタ接続サイクロコンバータを用いた無効電力補償装置: ブリッジ接続方式との比較検討」, 電気学会半導体電力変換研究, SPC-84-79 (昭 59-10)

付 録

(22) 式: 転流電圧零クロス点変動角の導出

HF 側電圧 v_R に含まれる基本波以外の成分として、350, 650 Hz の両側帯波および $6l \pm 1$ 次 (l : 自然数) の中心周波数成分のみを考慮して、 v_R をフーザ表示したものが付図 1 である。 $\dot{V}_R$ が基本波分 $\dot{V}_{500}$ となす角 ϕ が HF 側電圧の位相変動、すなわち零クロス点の変動角にあたる。 ϕ の上界は付図 1 のように全高調波の振幅の算術和により与えることができる。

$$\phi_{\max} = \sin^{-1}(\dot{V}_{350} + \dot{V}_{650} + \sum_{n=5,7,\dots} \dot{V}_{500n}) \quad \dots\dots\dots (付 1)$$

上式で $\dot{V}_{500n}$ は $1/n^2$ で与えられる。これらの級数之和は数学公式より $n^2/9-1$ となり、(22) 式を得る。

付図 1 HF 側電圧フーザ

app. Fig. 1. Voltage phasor on HF side.