循環電流断続モードで動作する高周波サイクロコンバータの振舞と循環電流制御法

正 員 成 世 鎮 (忠南大)
 正 員 松 井 幹 彦 (東工大)
 正 員 深 尾 正 (東工大)

1. ま え が き

電圧形他励サイクロコンバータには、(i)循環電流、(ii)非循環電流方式の二つの運転方式がある⁽¹⁾。(i)は(ii)の欠点である負荷電流極性反転に伴う P 、 N コンバータ切替時の電流休止期間⁽²⁾⁽³⁾を設ける必要がないうえ、中間タップ付きリアクトルの働きにより、入出力波形の高調波をより低減できる利点がある。しかし、循環電流のリプル分を抑制するためには比較的容量の大きなリアクトルを必要とする。また、初期の循環電流方式では、文献(1)でPellyが述べているように、負荷電流に起因して生じるいわゆる自己誘発成分により循環電流の大きさが決まるために、かなり大きな循環電流が流れ、これによって入力力率が非循環電流方式に比べ低下する欠点もあった。これらの理由から、従来は主に(ii)もしくはコンバータ切替時のみ循環電流(以下、 i_{cc} と略記)を流す部分循環電流方式が用いられてきた。

しかし近年、循環電流方式のもつ無効電力制御機能や波形の良さを積極的に利用し、更にそのゲート制御に非対称制御、非干渉制御などを取り入れることにより入力力率と循環電流の制御性を改善した方式が、田村ら、多田隈らにより報告されており⁽⁴⁾⁽⁵⁾、循環電流方式への関心も高まってきている⁽⁶⁾⁽⁷⁾。

また、サイクロコンバータの応用面でも、単に商用

電源から低周波を得るにとどまらず、高周波(以下、HFと略記)中間回路を用いた電力変換方式が、GyugyiらやEspelageらにより提案されている⁽⁸⁾⁽⁹⁾。

著者らも、さきに循環電流形HFサイクロコンバータを用いた無効電力補償装置⁽¹⁰⁾、HF電源^{(11)~(13)}について報告してきた。これらは、Gyugyiらの方式がHF側にLCタンク回路を用いるのに対し、Cのみを接続している。この方式では、サイクロコンバータ自身の i_{cc} が可変リアクトルを流れる電流と等価な作用をするので、HF側周波数を基準三相発振器の周波数に追従して連続的に変化させることも、また一定に保つこともできる。また、従来の循環電流方式では i_{cc} のリプル成分は不要なものとして、循環電流リアクトル L_{cc} を大きくする、 i_{cc} に対するパルス数を増すなどして抑制し、直流成分により無効電力制御を行うのが一般的である。これに対し本方式は、 i_{cc} のリプル成分に起因する無効電力を利用するために、 i_{cc} をすべての負荷状態において全期間で断続させるように L_{cc} を小さく選り、HFサイクロコンバータに適用して以下の効果を得ようとするものである。

(1) 循環電流に対し3パルスの変換装置のまま、 L_{cc} 容量を大幅に低減できる(付録参照)。

(2) 非循環電流状態まで連続的に循環電流の大きさを絞ることができる。また、コンバータ極性切替時の電流極性判別や休止期間が不要であり、休止期間に起因する商用電源側電流(以下、電源電流と略記)の波形ひずみを生じない。

(3) HF側の各相間を環流する循環電流を独立に変化できるので、無効電力制御の自由度が多い。そこで、有効電力が変換装置の動作限界時のそれよりも小さい領域では、余剰の変換装置容量を、HF側に不平衡負荷を接続したときに生じる負荷電圧不平衡の補償に利用することができる^{(14)~(16)}。

Behavior of High-Frequency Cycloconverter Operating in Discontinuous Circulating Current Mode and its Control Scheme for Circulating Current. By Sejin Seong, Member (Department of Electrical Engineering, Chungnam National University), Miki-hiko Matsui, Member & Tadashi Fukao, Member (Department of Electrical and Electronic Engineering, Tokyo Institute of Technology).

成 世鎮：正員，大韓民国忠南大学校電気工学科

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

上記のうち、(3)項は特に i_{cc} 連続方式にはない本方式特有の性質である。従って、単に L_{cc} を小さくして P 、 N コンバータ切換時のみに i_{cc} を流す部分循環電流方式とは目的が異なる。以下、本方式を従来の i_{cc} 連続方式に対して i_{cc} 断続方式と呼ぶ。

しかし、商用側で所望の電圧・電流を得るために、サイリスタの点弧位相は既に制約を受けているので、これに加えて i_{cc} を広範囲に制御しようとする、複雑なゲート制御を要する。また、 i_{cc} が HF 側に発生する高調波は HF 側電圧のひずみを引起こすので、上記のような i_{cc} の不平衡制御を行った場合に HF 側の高調波の周波数・大きさを明らかにしておく必要がある。

以上を踏まえて、本論文では以下の検討を行う。

(i) 断続 i_{cc} の経路を整理してまとめ、HF 側各線間の i_{cc} を独立に制御するためのゲート制御法を示す。

(ii) i_{cc} に起因する HF 側の周波数成分・大きさを解析・シミュレーションにより明らかにし、試作装置で得られた実験結果によりその妥当性を示す。

2. 断続循環電流の通流角制御法

〈2・1〉 循環電流リアクトル値 L_{cc} の大小による動作方式の差異⁽¹⁵⁾ 図 1 は本研究で対象とする HF サイクロコンバータの主回路とその制御系の構成図である。主回路は 3 組の逆並列接続コンバータからなり、その商用電源側各相の端子はフィルタインダクタンス L_f を介して電源トランスに接続され、互いに絶

縁されている。一方、HF 側端子はともに配電系統に接続されており、これに負荷と変換装置の必要とする無効電力を供給するためのコンデンサと高調波フィルタが接続されている。電源側各相の P 、 N コンバータ間には循環電流を環流させ、後述するように負荷に応じてこの大きさを変えることにより、HF 側各線間の無効電力を制御できる。

ここで、本装置では負荷に一定周波数・一定振幅の正弦波電圧を供給するためにも、また変換装置が確実に負荷転流を行えるためにも、HF 側電圧波形の過渡的な変動は抑制されなければならない。これを実現するため、図 1 の系では負荷が必要とする有効・無効・逆相各電力成分を検出し、電源電流 i_s と三つのコンバータの循環電流 i_{cc} を制御している⁽¹⁶⁾。すなわち、 i_s は負荷の必要とする有効分および変換装置の損失分の和の有効分と、所望の電源側力率を得るための無効分をもつように、振幅と位相が制御される。一方、各コンバータの i_{cc} は HF 側の無効電力と逆相電力の平衡条件が満足されるよう制御される。その詳細は文献(16)にゆずる。

ところで、本装置では循環電流リアクトル L_{cc} の大小によって、全期間にわたって P 、 N 両コンバータに電流を流して運転する i_{cc} 連続方式と、全期間にわたって i_{cc} が断続する i_{cc} 断続方式での動作が可能である。断続方式では HF 側各線間の i_{cc} 通流角を独立に零まで絞ることができるので、上で述べた逆相電力の制御が可能になる。また、非循環電流動作に至るまで連続方式と同様に i_s に電流休止期間を設ける必要がないので、 i_s の波形ひずみを小さくできる利点がある。

しかし、 L_{cc} を小さくすると i_{cc} のピーク値は増すので、小形化には限度がある。そこで試作装置では、既に文献(12)で提案したように、サイクロコンバータが無負荷状態のとき、 i_{cc} がちょうど臨界連続となるように L_{cc} の値を選定している。その結果、 i_{cc} のピーク値は電源電流 i_s の最大振幅の 70 % 以下に抑えられており、平衡負荷時には負荷状態が変わっても、素子や L_{cc} を流れる電流の実効値やピーク値の増加は認められない。

次に、この断続 i_{cc} の経路と通流角について述べる。

〈2・2〉 i_{cc} 経路と通流角変調関数 $\delta_{a0}(\theta_s)$ 、 $\delta_{b0}(\theta_s)$

図 2 は i_{cc} 断続方式の動作波形を商用電源電圧零クロス点付近について拡大したものである。ただし、 U 相の逆並列コンバータについてのみ、HF 側相電圧および上下アームのゲート信号と循環電流 i_{cc}^+ 、 i_{cc}^- の

図 1 循環電流制御機能をもった高周波サイクロコンバータ

Fig. 1. High-frequency cycloconverter with controllable circulating currents.

図 2 断続循環電流の制御法
($i_{su} \geq 0$, $\alpha_p = 80^\circ$, $\alpha_n = 100^\circ$)

Fig. 2. Control scheme for discontinuous i_{cc} .

相互の関係を示している。いま、 P 、 N 両コンバータの制御角 $\alpha_p(\theta_s)$ 、 $\alpha_n(\theta_s)$ を通常の余弦波変調法により決定するものと仮定すれば、 $\alpha_p(\theta_s)$ 、 $\alpha_n(\theta_s)$ は電源電流 i_{su} の極性とは無関係に次式で与えられる。ただし、電源側電角を θ_s とし、電源側および HF 側の線間電圧実効値をそれぞれ V_s 、 V_h とするとき、出力電圧比を $r = \pi V_s / 3 V_h$ で定義する。

$$\alpha_p(\theta_s) = \cos^{-1}(r \sin \theta_s) \dots \dots \dots (1)$$

$$\alpha_n(\theta_s) = \cos^{-1}(-r \sin \theta_s) \dots \dots \dots (2)$$

そこで、例えば上側アームの循環電流リアクトル L_{cc} には (a) 図に示す HF 側線間電圧の裁断波 v_{cc}^+ が印加され、その時間積分を L_{cc} で除したリプル電流が i_{cc}^+ として流れる。 i_{cc}^+ の経路は図 3 に整理したとおり、九とおり存在するが、このうちの $\times$ 印で示される経路では、HF 側の同相に接続されるサイリスタを介して (例えば、 R 相の P_1 と N_4) リアクトル L_{cc} の両端が短絡される。これらの経路は断続 i_{cc} の動作に本来不要であるうえ、 L_{cc} の中間タップから流入あるいは流出する電源電流 i_s による i_{cc} の自己誘発成分の発生を助け、 i_{cc} の制御上好ましくないので、ゲート論理によって禁止する。このように、 i_{cc} が断続するた

図 3 循環電流経路
Fig. 3. Paths for i_{cc} .

図 4 制御角および i_{cc} 通流角のパターン
Fig. 4. Patterns of control angles and i_{cc} conduction angles.

びに L_{cc} の両端を開放すれば、自己誘発成分の影響はほとんど現れない。下側アームの循環電流 i_{cc}^- の波形についても同様に (b) 図で与えられる。

さて、図 2 において制御角 $\alpha_p(\theta_s)$ 、 $\alpha_n(\theta_s)$ は位相変調されているから、これらに基づいて発生した i_{cc} の通流角もまた θ_s に関する位相変調関数となる。更に、通流角はその経路に着目すれば二通りの関数で表される。すなわち、 i_{cc}^+ については経路が図 3 の $\circ$ 印で示すように $R \rightarrow S$ 、 $S \rightarrow T$ 、 $T \rightarrow R$ 相の場合には $\delta_{ao}(\theta_s)$ であり、 $\bullet$ 印で示すように $R \rightarrow T$ 、 $S \rightarrow R$ 、 $T \rightarrow S$ 相の場合には $\delta_{bo}(\theta_s)$ で表される。また、 i_{cc}^- については図 2 (a)、(b) の比較からも明らかに、 $\delta_{ao}(\theta_s)$ と $\delta_{bo}(\theta_s)$ とが逆になっている。

$\delta_{ao}(\theta_s)$ 、 $\delta_{bo}(\theta_s)$ は (1)、(2) 式で $\alpha_p(\theta_s)$ 、 $\alpha_n(\theta_s)$ が与えられると、図 4 の表に示した関係式により一意に与えられる。ただし、モード 1、 4^+ 、 4^- などの表記法については、さきに文献 (10)、(13) に報告したものをを用いている。(b) 図に実線で示される $\delta_{ao}(\theta_s)$ 、 $\delta_{bo}(\theta_s)$ のパターンは、与えられた L_{cc} のもとで変換装置に流し得る断続 i_{cc} の上限を与えるものであり、個々のリプルの通流角を制御すれば、零からこの上限の間で i_{cc} を調整できる。

<2・3> i_{cc} の通流角制御法 次に、 i_{cc} の通流角

〈2・4〉 サイリスタ制御リアクトル(TCR)との相違

以上で述べたように、 i_{cc} 断続モードで動作する本装置の振舞は、 i_{cc} が線間電圧の積分成分で与えられ、各線間の通流角を独立に調整できるという点で、非循環電流形サイクロコンバータの HF 側にサイリスタ制御リアクトル(TCR)方式の無効電力補償装置を並列接続した場合の動作に類似している。しかし、断続 i_{cc} を等価的に TCR として扱ううえで、従来の TCR とは以下の違いがある点に留意しなければならない。

(1) i_{cc} の経路が電源側三相分で 36 存在し、1 台の L_{cc} を六つの経路が共有するため、 i_{cc} 通流角の最大値は 120° (TCR では 180°) に制限される。従って、 i_{cc} 制御角 $\Delta\delta$ の有効調整範囲は $0 \leq \Delta\delta \leq 60^\circ$ である。

(2) 定常状態でも通流角は周期的な変調を受けるため、HF 側に i_{cc} に起因する側帯波電流を発生する。このため、図 1 に示したとおり HF 側に高調波フィルタが必要になる。

(3) i_{cc} の最大値 ($\Delta\delta=0$ 運転時) が出力電圧比 r に依存する。そこで、 L_{cc} の容量を決める際には、これを留意する必要がある。

L_{cc} の選定法については既に文献(12)で述べたので、次章では高調波フィルタ容量を知るために、 i_{cc} に起因する HF 側成分を定量的に検討する。

3. i_{cc} に起因する高周波側電流成分

以下ではまず、HF 側周波数が電源側に比べて十分に高く ($f_h \gg f_s$)、従って i_{cc} が全期間で断続することを仮定したうえで i_{cc} に起因する HF 側電流の解析式を導く。続いて、 $f_h/f_s = 10 \sim 20$ 程度の実用的な値の場合には、 i_{cc} が部分的に連続となることをシミュレーション結果より指摘し、その対策を述べる。また実験結果との比較により解析結果の妥当性を示す。

〈3・1〉 $f_h \gg f_s$ の条件下での解析式 商用電源側 x 相 ($x=U, V, W$) の逆並列接続コンバータの RS 相間を流れる循環電流 HF 側成分を i_{RSx} とし、これら三相分の合成電流 i_{RS} に含まれる周波数成分を求める。

$f_h \gg f_s$ を仮定すると、さきに図 4 (b) に示した通流角の位相変調関数 $\delta_{ix}(\theta_s)$ ($i=a, b$) と i_{RSx} の波形は図 6 により関係づけられる。すなわち、(a) 図のように HF 側電圧に同期した三角波キャリアを便宜的に考えると、これと $\delta_{ix}(\theta_s)$ との比較により (b) 図のスイッチング関数 $S_x(\theta_s)$ が得られる⁽¹⁷⁾。これと線間電圧との積をとれば (c) 図の L_{cc} 印加電圧 v_{CCx} となり、これを積分して L_{cc} で割れば (d) 図の i_{RSx} を得る。すなわち、次式が成り立つ。

図 6 δ_{ix} と i_{RSx} の関係

Fig. 6. Relationships between δ_{ix} and i_{RSx} .

$$i_{RSx} = \frac{1}{L_{cc}} \int_0^t v_{CCx} dt \dots\dots\dots (4)$$

$$v_{CCx} = S_x(\theta_s) v_{RS} \\ = S_x(\theta_s) \sqrt{2} V_h \sin \theta_h \dots\dots\dots (5)$$

$$S_x(\theta_s) = \sum_{i=a,b} \left\{ \frac{2}{\pi} \delta_{ix}(\theta_s) + \sum_{l=1}^{\infty} \frac{2}{l\pi} \times \sin 2l\delta_{ix}(\theta_s) \cos 2l\theta_h \right\} \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 l : 自然数

(5), (6) 式を (4) 式に代入することにより、

$$i_{RSx} = - \sum_{n=2l-1}^{\infty} a_{nx}(\theta_s) \cos n\theta_h \dots\dots\dots (7)$$

$$a_{nx}(\theta_s) = \frac{2\sqrt{2} V_h}{\pi \omega_h L_{cc}} \sum_{i=a,b} \times \left\{ \frac{\sin(n-1)\delta_{ix}(\theta_s)}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\delta_{ix}(\theta_s)}{n+1} \right\} \\ = \sum_{k=2m}^{\infty} \left\{ \frac{B_{n0}}{2} + B_{nk} \cos k(\theta_s - 2\nu\pi/3) \right\} \dots\dots\dots (8)$$

ここで、 m : 自然数

ただし、 $x=U, V, W$ のとき $\nu=0, 1, -1$ である。また、 B_{nk} は

$$B_{nk} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} a_{nu}(\theta_s) \cos k\theta_s d\theta_s \dots\dots\dots (9)$$

従って、 i_{RSx} の総和 i_{RS} は次式で与えられる。

$$i_{RS} = \sum_{x=U,V,W} i_{RSx} = -3 \sum_{n=2l-1}^{\infty} \left(\frac{B_{n0}}{2} + \sum_{k=6m}^{\infty} B_{nk} \cos k\theta_s \right) \cos n\theta_h \\ = -\frac{3}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} B_{nk} \cos(n\theta_h \pm k\theta_s) \\ (n: 1, 3, 5, \dots, k: 0, 6, 12, \dots) \dots\dots\dots (10)$$

ここで、(9) 式の B_{nk} の計算は数値積分によらなければならないが、 i_{RS} の周波数成分に関して (10) 式より次の事柄が明らかである。

(1) i_{RS} は中心周波数 nf_h の側帯波群を形成する。

(2) (8)式の $\delta_{xi}(\theta_s)$ の対称性(U, V, W各相が同一の関数で、 $\theta_s=120^\circ$ ずつの位相差をもつこと)さえ保証されれば、 i_{cc} 制御角 $\Delta\delta_{RS}$, $\Delta\delta_{ST}$, $\Delta\delta_{TR}$ を不平衡に与えた場合にも、 $f_h \pm 2f_s$, $f_h \pm 4f_s$ などの側帯波成分は相殺し i_{RS} などには現れない。

〈3・2〉 シミュレーション (10)式の導出にあたっては、 $f_h \gg f_s$ でかつ i_{cc} が断続することを仮定した。しかし、 f_h/f_s が実用的な値に抑えられたときには、通常の余弦波制御法で常に i_{cc} の断続運転ができるのか、また商用側電圧とHF側電圧との波形の初期位相差 ϕ_0 の高調波成分に及ぼす影響を考慮する必要はないのか、が問題である。これらを明らかにするため、以下の方法でデジタルシミュレーションを行った。すなわち、HF側を三相理想電圧源とし、これに同期して(1), (2)式の制御角を開ループで与えた。また低周波側端子は開放し、 i_{cc} に起因する電流成分のみの影響を直接に把握できるようにした。

図7(a)はサイリスタの順方向電圧降下リアクトルの抵抗分などの損失要素をすべて無視し、 i_{cc} 制御角 $\Delta\delta=0$ とした場合の i_{cc}^+ のシミュレーション波形である。矢印の区間で i_{cc} が部分的に浮上り連続する現象が見られる。この原因は図6(a)の一部分を拡大

図7 i_{cc} のシミュレーション波形
($r=0.7$, $f_h/f_s=16$)

Fig. 7. Simulated waveforms of i_{cc} .

図8 i_{cc} の部分連続とその防止法

Fig. 8. Partial continuity of i_{cc} and its prevention measure.

した図8により以下のように説明できる。いま、関数 $\delta_a(\theta_s)$ のこう配が(a)図のように負である期間を考える。 $\Delta\delta=0$ の場合 i_{cc} は(b)図のように $\theta_{h1}=-\theta_{h1}$ で通流し始めるが、零にリセットされる前に θ_{h2} で新たなゲート信号が印加されるので、次のリプルに連続的に移行し、その結果 i_{cc} は浮上る。そこで、このような i_{cc} の部分的な連続を防ぐには、(b)図で $\theta_{h1}-\theta_{h2}=2\varphi$ とすると、 i_{cc} の立上りを(c)図のように全体に φ だけ遅らせればよい。すなわち、 $\Delta\delta \geq \varphi$ を満たす $\Delta\delta$ を与えれば i_{cc} を零までリセットできる。 φ の値は $\delta_a(\theta_s)$ の負の傾きが急になるほど大きくなる。そこで、 $\delta_a(\theta_s)$ の傾きが出力電圧比 $r=1$ のときに最も急で -1 となることに着目し、この直線と傾きが f_h/f_s である三角波キャリアとの交点を求めることにより、次の条件式を得る。

$$\Delta\delta \geq \frac{60}{f_h/f_s + 1} (^\circ) \dots\dots\dots (11)$$

図7(a)の場合 $f_h/f_s=16$ なので、 $\Delta\delta$ を上式より得られる 3.5° とすることにより、(b)図に示すように i_{cc} を全区間で断続させることができる。

次に、初期位相差 ϕ_0 の影響について述べる。図9は $\Delta\delta$ の種々の値のもとで f_h/f_s を変化したときの、 i_{cc} に起因するHF側基本波電流実効値 I_{fh} の変化を表したものである。ただし、比較のため(10)式による理論値を併記し、縦軸はすべて $\Delta\delta=0$ のときの理論値 $I_{fh}(\Delta\delta=0)$ で規格化してある。また、ドットで示される範囲は、 ϕ_0 をHF側電気角で $0 \leq \phi_0 \leq 60^\circ$ の範囲で変化させたときに、基本波の実効値がこの範囲内で変化することを表す。そこで、もし f_h/f_s が整数でない場合には、電源側一周周期ごとに ϕ_0 が徐々に変化

図9 i_{cc} に起因する規格化基本波電流への
 f_h/f_s , ϕ_0 の影響

Fig. 9. Effects of f_h/f_s and ϕ_0 on normalized fundamental current due to i_{cc} .

図 10 循環電流に起因する HF 側周波数成分に及ぼす $\Delta\delta$, r の影響
Fig. 10. Effects of $\Delta\delta$ and r on frequency spectrum of HF current due to i_{cc} .

することになるため、基本波の実効値にもいわゆるビートを生じ、基本波まわりの側帯波を発生する原因となる。しかし、 $f_h/f_s \geq 8$ 程度に選べば基本波の実効値の変化幅は 1% 以下になる。すなわち、 f_h/f_s を整数に選ばなくても HF 側電流のビートの振幅は 1% 以下にできる。

〈3・3〉 解析・実験結果 図 10 は (10) 式による理論値および $f_h/f_s = 32$ でのシミュレーション結果を実験値 ($f_h/f_s = 8 \sim 10$) と比較したものである。実験値は図 1 の装置で電源側力率を 1、HF 側を無負荷状態とし、 U 相コンバータの HF 側端子電流 i_{conu} を FFT 分析して得られた結果である。ここでも、縦軸はすべて $\Delta\delta = 0$ のときの理論値 $I_h(\Delta\delta = 0)$ で規格化してある。

(a) 図は出力電圧比 $r = 0.7$ のときの i_{rs} の基本波および低次高調波への $\Delta\delta$ の影響を示している。また (b), (c) 図は $\Delta\delta$ を $0 \leq \Delta\delta \leq 60^\circ$ の範囲で任意に変化させたときに生じる低次高調波と基本波まわりの側帯波について、 r の影響を示している。ただし上記の成分のうち、破線で示した $f_h \pm 2f_s, f_h \pm 4f_s$ 成分は、 i_{rsx} には現れるが電源側各相で相殺され i_{rs} には現れない。また、一点鎖線で示した $3f_h$ 成分は i_{rs} には現れるが、 i_{cc} 平衡運転時には HF 側各線間で相殺され相電流には現れない。実験値、シミュレーション値とも (10) 式の理論値とほぼ一致し理論の妥当性を裏づけている。

これらの解析結果より、 $r < 0.5$ では五次、七次調波成分が、また $r > 0.7$ では $f_h \pm 6f_s$ 側帯波成分が急激に増加する傾向がわかる。よって、 i_{cc} 断続モードでの運転は、 r が広範囲に変化する一般的可変電圧可変周波数電源としての用途には適さないが、本 HF

サイクロコンバータのように r を常時 0.7 付近で運転する場合に適した方式であると言える。

試作装置では、サイクロコンバータが HF 側に発生する高調波、側帯波による電圧波形ひずみへの影響を防ぐため、特に影響の大きい $3f_h (1.5 \text{ kHz})$, $f_h \pm 6f_s (200, 800 \text{ Hz})$ 成分を吸収するための LCR 直列共振フィルタを、図 1 のように HF 側コンデンサに並列に接続している。これらの電流量は、 r の変化範囲を 0.6~0.8 として図 10(b), (c) より、 $3f_h$ 用が 0.54 pu, $f_h \pm 6f_s$ 用については同図より得られる 0.10 pu に文献 (1) で与えられる非循環電流形サイクロコンバータの発生する同一成分 0.03 pu を加えた 0.13 pu となる。

4. あとがき

本論文では、 i_{cc} 断続方式 HF サイクロコンバータの動作を明らかにし、 i_{cc} 通流角の制御法を提案した。また、 i_{cc} の制御に伴い HF 側に生じる高調波成分の周波数と大きさを明らかにした。

従来の循環電流連続方式では、 L_{cc} を低減するためにはパルス数増加用の HF 側移相変圧器が不可欠であった。これに対し本方式では、最も簡単な 3 パルス構成のままで L_{cc} の容量低減が可能となうえ、循環電流による無効電力制御の自由度を向上できる利点がある。従って i_{cc} 断続方式は、本論文のような HF サイクロコンバータに特に適した方式であると考えられる。

ところで、本方式は i_{cc} に対するパルス数が 3 以外の場合にも適用できるが、 i_{cc} 通流角がパルス数に反比例して狭くなり HF 側の高調波が増加するので、本論文のような 3 パルスでの使用が最も適すると思わ

れる。

また、本方式は i_{cc} 連続方式に比べてスナバ回路の充放電回数が増すため、スナバ回路での損失が多少増加する (CR 直列スナバ回路を用いた試作装置では i_{cc} 連続動作時に比べて約 20 % 増加)。しかし、主回路の L_{cc} に応じて適切なスナバ回路の設計を行えば、素子の印加電圧が増加することはない。

スナバ回路の設計法および i_{cc} による不平衡負荷電圧の補償法などについては、紙面の都合により稿を改めて報告する。

(昭和 62 年 8 月 24 日受付, 同 63 年 8 月 24 日再受付)

文 献

- (1) B. R. Pelly: Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters, p. 369 (1971) Wiley-Interscience
- (2) T. Saijo, et al.: *IEEE Trans. Industr. Applic.*, IA-17, No. 5 (1981)
- (3) R. Ueda, et al.: *IEEE-IAS-1982 Annual Meeting*, p. 651
- (4) 田村, 他: 電学論 B, 101, 635 (昭 56-11)
- (5) 多田限, 他: 同上 B, 104, 77 (昭 59-2)
- (6) 細川, 他: 昭 60 電気学会大会, No. 569
- (7) 松井, 他: 昭 61 同上, No. 572
- (8) L. Gyugyi, et al.: *IEEE Trans., Industr. Applic.*, IA-15, 420 (1979)
- (9) P. M. Espelage, et al.: *ibid.*, IA-13, 387 (1977)
- (10) 深尾, 他: 電学論 B, 104, 833 (昭 59-12)
- (11) 松井, 他: 昭 58 電気学会大会, No. 602
- (12) 深尾, 他: 電学論 B, 106, 571 (昭 61-7)
- (13) T. Fukao, et al.: *IEEE Trans. Industr. Applic.*, IA-23, No. 5 (1987)
- (14) 松井, 他: 電気学会半導体電力変換研究, SPC-86-16, 53 (昭 61)
- (15) 松尾, 他: 昭 61 電気学会大会, No. 574
- (16) M. Matsui, et al.: *IEEE IAS 1987 Annual Meeting*, p. 821
- (17) 高橋, 他: 電学論 B, 95, 73 (昭 50-2)
- (18) 西條, 他: 電気学会半導体電力変換研究, SPC-80-27, 29 (昭 55)

付 録

断続方式による L_{cc} の低減効果

i_{cc} 連続・断続両方式において, L_{cc} を決定するうえで以下の仮定を設ける。まず, 連続方式においては,

(i) i_{cc} に対するコンバータのパルス数を N とする。

(ii) 無負荷時, すなわち循環電流最大の状態における i_{cc} のリップル成分の大きさを, リプル率 ε (%) [(最大値-最小値) $\times 100$ / 平均値] とする⁽¹⁸⁾。

(iii) i_{cc} のパターンは, 文献(5)の非干渉制御の適用により, 商用側電流の大きさにかかわらず常に平滑であるものとする。従って, いわゆる自己誘発成分の影響はないものとする(付図 1 コンバータ電流概形 i) 参照)。

(iv) i_{cc} を断続させないための条件から, i_{cc} 平均値の最小値を無負荷時の値の ε (%) とする。

付図 1 循環電流リアクトル容量の比較
app. Fig. 1. Comparison of required vars for circulating current reactor.

一方, 断続方式においては, 無負荷時において i_{cc} が臨界連続となるよう L_{cc} を決定するものとする⁽¹²⁾。

また両方式において, 商用側入力力率と HF 側負荷力率は 1 とし, 出力電圧比 $r=0.7$, 周波数変換比 $f_h/f_s=10$, ゲート制御は対称制御とする。 L_{cc} はコンバータ容量(最大変換電力)により規格化を行う。すなわち, 商用側電流実効値の最大値を I_{sm} とするとき, L_{cc} 6 台分の容量は次式で定義される[文献(10)の(25)式参照]。

$$x_{cc} = \omega_s L_{cc} I_{sm} / V_s \quad \dots\dots\dots (付 1)$$

上記の仮定に基づけば i_{cc} 断続方式の x_{cc} は

$$\left. \begin{aligned} x_{cc} &= \frac{2\mu(r)K(r)}{3n^2r} \\ \mu(r) &= \frac{\pi r}{2} \left(1 - \frac{1-r^2}{2r} \ln \frac{1-r}{1+r} \right)^{-1} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (付 2)$$

ただし, $K(r)$ は数値計算により求められ[文献(12)付録参照], $\mu(0.7)=0.674$, $K(0.7)=1.159$ である。

一方, i_{cc} 連続方式の x_{cc} は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} x_{cc} &= \frac{4\pi}{9n} \frac{1-\varepsilon}{\varepsilon} \frac{\mu(r)K_0(r)}{r^2} \\ &\times \left(1 - \cos \frac{\pi}{N} \right) \\ K_0(r) &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \sqrt{1 - (r \sin \theta)^2} d\theta \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (付 3)$$

数値計算によれば $K_0(0.7)=0.863$ であり, $\mu(r)$ は(付 2)式のそれと等しい。

(付 2), (付 3) 式を図示したものが付図 1 である。本断続方式は 3 パルスでありながら L_{cc} 6 台分の総容量は 10.6 % と極めて小さい。また, これを連続方式でリップル率 $\varepsilon=5\%$ の場合と比較すると, 12 パルス相当の L_{cc} 低減効果があることが明らかである。