相間リアクトル付きサイリスタ整流回路の 電流バランスについて

正 員 田 中 俊 彦 (釧路高専)

正 員 小笠原 悟 司 (長岡技科大)

正 員 赤 木 泰 文 (長岡技科大)

正 員 難波江 章 (長岡技科大)

On the Current Balance of Phase-Controlled Thyristor Converter having Interphase Reactors

Toshihiko Tanaka, Member (Kushiro Technical College), Satoshi Ogasawara, Member,
Hirofumi Akagi, Member, Akira Nabae, Member (Nagaoka University of Technology)

A parallel connected thyristor converter with an interphase reactor has been used widely as a low voltage high current DC power supply because of high efficiency, compared with a series one. It seems to be the most suitable for superconducting magnetic energy storage systems in particular. If the parallel converter consisting of two thyristor converters is operated under different firing angles in the two due to imperfect adjustment in the control circuit or something like that, unbalance may occur in the output DC current of each converter.

The purpose of this paper is to discuss the current unbalance of a parallel thyristor converter in detail. The main points are summarized as follows :

- (1) It is clarified theoretically that the unbalance of DC output current may occur even when the difference of firing angles is less than 1° .
- (2) It is verified experimentally that the proposed simple current feedback makes it possible to balance the DC output current of the parallel thyristor converter.
- (3) An interphase reactor without gap is able to take the place of a conventional interphase reactor with gap which is used widely. Compared with the conventional one, the volume of the interphase reactor without gap is much small.

キーワード：相間リアクトル，サイリスタ整流回路，電流バランス，電流フィードバック

1. ま え が き

低電圧・大電流の直流電源の用途としては，相間リアクトルを有する並列接続形サイリスタ整流回路が広く使用されている。これは，直列接続形サイリスタ整流回路に比較し効率がよく，特に系統安定化装置あるいは核融合炉用パルス電源などとして実用化が期待されている超電導エネルギー貯蔵システムの電力変換器に適している。これら大容量の整流回路では力率の改

善および高調波電流の低減が必要であり，このため多数台のサイリスタブリッジを並列接続した各種の回路構成が提案されている^{(1)~(3)}。

一般に，相間リアクトル付きサイリスタ整流回路は，2台の整流回路に 30° の位相差を有する三相電源を接続して12相整流回路として動作する。この場合，相間リアクトルは各整流回路の出力電圧差を吸収するリアクトルとして動作すると共に，各整流回路の出力電流の平均値を等しくするバランスとしても動作する

重要な役割を果たしている。このような相間リアクトルの基本的な考え方および機能については、水銀整流器の時代から数多く検討されている。しかし、何らかの原因で整流回路の制御角に誤差を生じた場合、各整流回路の出力電流の平均値がアンバランスとなることが知られているが⁽⁴⁾、これらの現象について詳細に解析した例は、著者らの知る限り報告されていないように思われる。

本論文は、相間リアクトル付きサイリスタ整流回路の出力電流バランスについて検討したものである。まず、サイリスタの転流期間中でも各整流回路の出力電流が一定という仮定が成立しない点を考慮して整流回路の出力電流のアンバランスを与える解析式を導出し、それぞれの整流回路の制御角の誤差が比較的小さな場合でも整流回路の出力電流の平均値がアンバランスとなることを理論的に明らかにする。次に、この対策として出力電流の差を検出してフィードバックすることが、どの程度有効であるかを定量的に明らかにする。従来、出力電流がアンバランスとなった状態でも各整流回路の出力電圧差を吸収するために、ギャップを有する大型の相間リアクトルが用いられている。しかし、電流フィードバックを付加することにより、相間リアクトルは出力電圧差を吸収する機能のみに着目して設計することが可能であり、このため相間リアクトルにギャップのない 300 Hz の相間変圧器を用いることができる。相間変圧器は相間リアクトルに比べ、鉄心が飽和しない状態では非常に大きなリアクトルとして動作する。このため、従来の相間リアクトルと比較して大幅な小形・軽量化が可能である。この点についても、詳細に検討する。

2. 出力電流のアンバランスの解析

〈2・1〉 解析を行ううえでの仮定 図 1 は相間リアクトル付き並列接続形サイリスタ整流回路の基本的な構成図である。ここで、解析を行うにあたり以下の仮定をおく。

(1) 負荷には十分に大きな平滑リアクトルを有するものとし I_d = 一定とする。

(2) サイリスタの順方向降下、変圧器・相間リアクトルの巻線抵抗などは無視する。

一般に、整流回路の重なり角などの解析では、整流回路の出力電流 (図 1 では i_{d1} , i_{d2}) が転流期間中一定という条件の下で解析が行われている。しかし、本解析では転流期間中において図 1 の $I_d (= i_{d1} + i_{d2})$ は一定であるが、それぞれの整流回路の出力電流 i_{d1} , i_{d2} は一定という仮定が成立しないことを考慮して解

図 1 回路構成

Fig. 1. Circuit configuration.

図 2 整流回路出力波形

Fig. 2. Output waveforms of thyristor converter.

析を行う。

〈2・2〉 基本式の導出 図 2 に整流回路の出力波形を示す。ここで、

$$e_{u1} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E_1 \sin \left(\omega t + \frac{5}{6} \pi \right) \quad \cdots \cdots (1)$$

$$e_{v1} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E_1 \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad \cdots \cdots (2)$$

$$e_{w1} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E_1 \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad \cdots \cdots (3)$$

$$e_{u2} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E_2 \sin \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right) \quad \cdots \cdots (4)$$

$$e_{v2} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E_2 \sin \omega t \quad \cdots \cdots (5)$$

$$e_{w2} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E_2 \sin \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \quad \cdots \cdots (6)$$

ただし、 E_1 , E_2 : それぞれの整流回路の線間電圧実効値

である。

CON.1 は $\alpha - \Delta\alpha$, CON.2 は $\alpha + \Delta\alpha$ でそれぞれ点弧され、2 台の整流回路の制御角の誤差は $2\Delta\alpha$ とす

図 3 $t_1 \leq t \leq t_2$ の等価回路
Fig. 3. Equivalent circuit for $t_1 \leq t \leq t_2$.

図 4 $t_2 \leq t \leq t_3$ の等価回路
Fig. 4. Equivalent circuit for $t_2 \leq t \leq t_3$.

る。このとき、解析の対象となるモードは四種類となる。

(1) $t_1 \leq t < t_2$ 図 3 はこのモードの等価回路である。時刻 t_1 , t_2 の電気角をそれぞれ $\alpha - \Delta\alpha$, $\alpha - \Delta\alpha + u_1$ とすると、このモードの CON.1 の出力電流の増加量 Δi_{d1} は次式で与えられる（導出については付録 1 参照）。

$$\Delta i_{d1} = \frac{\sqrt{6}E_1 - \sqrt{8}E_2}{\omega(4L_s + 7l)} \{ \sin(\alpha - \Delta\alpha + u_1) - \sin(\alpha - \Delta\alpha) \} \quad (7)$$

ただし、 L_s : 相間リアクトルの両端のインダクタンス、 l : 転流インダクタンス

ここで、重なり角 u_1 は次式となる（導出については付録 2 参照）。

$$u_1 = \cos^{-1} \left\{ \cos(\alpha - \Delta\alpha - \phi_1) - \frac{i_{d1}(t_1)}{K_3} \right\} - (\alpha - \Delta\alpha - \phi_1)$$

ただし、

$$K_3 = \sqrt{K_1^2 + K_2^2}, \quad \phi_1 = \tan^{-1} \frac{K_2}{K_1}$$

$$K_1 = \frac{\sqrt{2}E_1}{2\omega l}, \quad K_2 = \frac{\sqrt{6}E_1 - \sqrt{8}E_2}{2\omega(4L_s + 7l)}$$

(2) $t_2 \leq t < t_3$ 図 4 にこのモードの等価回路を示す。時刻 t_3 の電気角を $\alpha + \Delta\alpha + (\pi/6)$ とすると、 Δi_{d1} は次式となる。

$$\Delta i_{d1} = \frac{\sqrt{2}}{2\omega(L_s + 2l)} \left\{ E_1 \left\{ \cos\left(\alpha - \Delta\alpha + u_1 + \frac{\pi}{3}\right) + \sin(\alpha + \Delta\alpha) \right\} - E_2 \left\{ \sin\left(\alpha + \Delta\alpha + \frac{\pi}{6}\right) - \sin(\alpha - \Delta\alpha + u_1) \right\} \right\} \quad (8)$$

図 5 $t_3 \leq t \leq t_4$ の等価回路
Fig. 5. Equivalent circuit for $t_3 \leq t \leq t_4$.

図 6 $t_4 \leq t \leq t_5$ の等価回路
Fig. 6. Equivalent circuit for $t_4 \leq t \leq t_5$.

(3) $t_3 \leq t < t_4$ 図 5 はこのモードの等価回路を示したものである。重なり角を u_2 とすると時刻 t_4 の電気角は $\alpha + \Delta\alpha + (\pi/6)u_2$ となり、 Δi_{d1} は次式となる。

$$\Delta i_{d1} = \frac{\sqrt{8}E_1 - \sqrt{6}E_2}{\omega(4L_s + 7l)} \{ \sin(\alpha + \Delta\alpha + u_2) - \sin(\alpha + \Delta\alpha) \} \quad (9)$$

ここで、 u_2 は次式で与えられる。

$$u_2 = \cos^{-1} \left\{ \cos(\alpha + \Delta\alpha - \phi_2) - \frac{i_{d1}(t_3)}{N_3} \right\} - (\alpha + \Delta\alpha - \phi_2)$$

ただし、

$$N_3 = \sqrt{N_1^2 + N_2^2}, \quad \phi_2 = \tan^{-1} \frac{N_2}{N_1}$$

$$N_1 = \frac{\sqrt{2}E_1}{2\omega l}, \quad N_2 = \frac{\sqrt{8}E_1 - \sqrt{6}E_2}{2\omega(4L_s + 7l)}$$

(4) $t_4 \leq t < t_5$ 図 6 にこのモードの等価回路を示す。時刻 t_5 の電気角は、 $\alpha - \Delta\alpha + (\pi/3)$ であるから、 Δi_{d1} は次式で与えられる。

$$\Delta i_{d1} = \frac{\sqrt{2}}{2\omega(L_s + 2l)} \left\{ E_1 \left\{ \sin\left(\alpha - \Delta\alpha + \frac{\pi}{6}\right) - \sin(\alpha + \Delta\alpha + u_2) \right\} - E_2 \left\{ \sin(\alpha - \Delta\alpha) + \cos\left(\alpha + \Delta\alpha + u_2 + \frac{\pi}{3}\right) \right\} \right\} \quad (10)$$

従って、2 台の整流回路がそれぞれ一度の転流を行うことによる CON.1 の出力電流の平均値の増加分 Δi_{d1} は、(7)~(10)式の和で与えられる。

〈2・3〉 解析式による計算結果 前節で導出した

 図 7 L_s 一定の場合の計算結果

Fig. 7. Calculated results under $L_s = \text{constant}$.

 図 8 L_s を変化した場合の計算結果

Fig. 8. Calculated results as a parameter L_s .

解析式から出力電流のバランスについて計算した結果を以下に示す。2 台の整流回路の制御角 α が等しく各整流回路の出力電流の平均値 I_{d1} , I_{d2} が完全にバランスした状態で制御角に誤差を与え、その後の転流回数と整流回路の出力電流の平均値 I_{d1} との関係求めた。また、 $I_d/2$ を、縦軸 I_{d1} の 100% としている。

図 7 は相間リアクトル $L_s = 4.6 \text{ mH}$ (=25%, 50 Hz 100 V 10 A ベース) 一定で電源電圧が等しいときに制御角が 0.25° の誤差を生じた場合の、転流回数と I_{d1} との関係求めたものである。転流回数が、36 回 (120 ms) で定常状態に近づいている。また、制御角 $\alpha = 60^\circ$ では I_{d1} の最終値が 110% を超えている。図 8 は、図 7 と同じ条件の下で相間リアクトル L_s を変化した場合の応答を求めたものである。相間リアクトル L_s は、 I_{d1} の定常値に達するまでの時間には関係しているが I_{d1} の定常値にはほとんど関係していない。図 9 は電源電圧が 0.2% かつ制御角が 0.25° 異なったときの結果を示したものである。図 7 と同様に、転流回数が 36 回で定常状態に近づいている。一方、図 10 は

 図 9 $E_1 \neq E_2$ の場合の計算結果

Fig. 9. Calculated results under $E_1 \neq E_2$.

 図 10 i_{d1} の瞬時値

Fig. 10. Instantaneous value of i_{d1} .

L_s を変化したときの i_{d1} の瞬時値をプロットしたものである。相間リアクトル L_s は i_{d1} のピーク値に密接に関係しているが、平均値には関係していない。図 7～図 10 の計算結果から、従来、相間リアクトルには安全上からギャップを有する大形のものが用いられているが、これは整流回路の出力電流がアンバランスとなった場合においてもピーク値を抑制することを目的としたものであることがわかる。このとき、出力電流の平均値を等しくするためには、電流フィードバックなど何らかの対策が必要である。

また、以上の解析ではサイリスタの順方向降下電圧を無視したが、順方向降下電圧は、各整流回路の出力電流のアンバランスおよびリプルを抑制するように動作する。従って、水銀整流器などのように順方向降下電圧を無視できない素子を用いた場合には出力電流のアンバランスおよびリプルは、本計算結果と比べ小さくなる。

3. 相間リアクトルの検討

本章では、〈2・3〉節で得られた結果をもとに相間リアクトルの容量などについて検討する。

〈3・1〉 ギャップのない場合 図2に示した整流回路の出力電圧波形において、相間リアクトルの両端の電圧の時間積分を計算することで相間変圧器の最大磁束密度が算定できる。ここで、簡単のために重なり角を無視するものとする。

相間リアクトルの鉄心中の磁束を ϕ とすると次式が成立する。

$$\phi = \frac{1}{N} \int_0^t e_L dt + \phi_0 \quad (11)$$

ただし、 ϕ_0 : $t=0$ における磁束

図2において、(1)～(6)式から相間リアクトルの両端の電圧 e_L を求め(11)式に代入し整理すると、鉄心の最大磁束 ϕ_m は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \phi_m &= \frac{A_1 E}{2\omega N} \int_{\alpha-(\pi/6)}^{\alpha} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{12}\right) d\theta \\ &\approx \frac{0.804 \times E \sin \alpha}{4.44 \times 6 \times f N} \quad (12) \end{aligned}$$

ただし、

$$E = E_1 = E_2, \quad A_1 = \sqrt{2} \sqrt{2 - \sqrt{3}}$$

(12)式から、鉄心の磁束は $\alpha=90^\circ$ のときに最大となることがわかる。ここで、重なり角を考慮した場合、(12)式の積分値は重なり角を無視した場合に比べ小さくなる。従って、重なり角を無視した(12)式による計算結果は相間変圧器の定格の上限値を与えるものと考えられる。ここで、電源電圧 $E_1=E_2=100$ V、電源周波数50 Hzで鉄心材料にアモルファス鉄心を用いるものとするれば、相間リアクトルとして鉄心が飽和しないためには図11のような変圧器となる。このとき、鉄心の飽和磁束密度 $B_m=0.85$ T、巻数 $N_1=42$ 回、鉄心の有効断面積 $S=8.4$ cm²である。

〈3・2〉 ギャップを有する場合 図11で得られた変圧器にギャップを付加した場合、どの程度のインダクタンスが得られるかを検討する。ここで、

- (1) 鉄心の磁気抵抗を無視する
- (2) 飽和電流を10 Aとする

という条件をおく。

一般に、飽和電流を I_p とすればギャップの長さ l_g

は、次式となる。

$$l_g \approx \frac{\mu_0 N I_p}{B_m} \quad (13)$$

また、このときのインダクタンス L は、次式となる。

$$L \approx \frac{\mu_0 S N^2}{l_g} \quad (14)$$

図11の変圧器で計算すると、条件(2)よりギャップの長さ $l_g=1.4$ mmが得られ、このときのインダクタンスの大きさ L は、5 mH ($a-c$ 間)となる。また、一次側、二次側の巻数をそれぞれ半分とし、電圧定格を20 Vとした場合にはこれと同様に $l_g=0.7$ mmが得られ、 $L=2.4$ mHとなる。先に示した図10は、このときの計算結果を示したものである。これと比較し、ギャップのない変圧器は鉄心が飽和しない範囲では非常に大きなインダクタンスとして動作する。このために、出力電流のリプルを大幅に減少することが可能である。従って、電流フィードバックにより常に出力電流がバランスした状態を保つことができれば、相間リアクトルとしてギャップのない変圧器を用いることができる。その結果、相間リアクトルの小形・軽量化が可能である。

4. 実験結果

〈4・1〉 実験装置の構成 図12に実験に用いた整流回路の構成図を示す。各整流回路はそれぞれ Δ - Δ 結線と Δ - γ 結線の三相変圧器を介して電源と接続されており、2台の整流回路を相間リアクトルにより並列接続することで12パルス構成としている。ここで、変圧器の漏れインダクタンスは0.5 mH ($\approx 2.7\%$, 50 Hz 100 V 10 A ベース)である。電流検出にはDCCTを使用し、同一のコア上に各整流回路の出力電流が逆方向となるように電線を巻き、1個のCTで出力電流の差を検出している。この出力電流の差をPIコントローラを通じて増幅し本来の制御角の指令

図11 相間変圧器

Fig. 11. The interphase transformer.

図12 実験装置構成図

Fig. 12. Block diagram of experimental system.

値 α^* に加算または減算を行ってそれぞれの整流回路の制御角 α_1, α_2 としている。ここで、サイリスタ整流回路は余弦制御法を用いているために線形増幅器と考えることができ PI コントローラのゲインを容易に決定することができる。なお、今回実験に用いた PI コントローラのゲインは、比例定数 $P=6$ 、積分時定数 $T_i=2.2\text{ ms}$ とした。整流回路の負荷は、負荷電流 I_{dc} を一定とするためにサイリスタの転流周期に比べ十分に大きな時定数を有する必要がある、 $\tau=120\text{ ms}$ 程度の $R-L$ 負荷とした。

<4・2> 実験結果 図 13～図 15 は、整流回路の制御角 $\alpha^*=60^\circ$ (一定) とした場合に電流フィードバ

ックにより各整流回路の出力電流がバランスした状態で、電流フィードバックを切離したときの応答を求めたものである。比較のために、三種類の相間リアクトルについて実験を行った。

図 13 は相間リアクトルとしてケイ素鋼板を鉄心とする変圧器を用いた場合の応答波形である。(a)図は 20 V、300 Hz 定格の相間変圧器を用いたもので、変圧器の電圧定格が低く出力電流がバランスした状態でも鉄心が飽和するために、整流回路の入力電流にリップルを生じている。一方、(b)図は、40 V、300 Hz 定格の相間変圧器を用いた場合であり、良好な特性が得られている。電流フィードバックが切離された後は、

(a) 20 V, 300 Hz

(b) 40 V, 300 Hz

図 13 300 Hz の相間変圧器の実験結果

Fig. 13. Experimental results under 300Hz interphase transformer.

図 14 $L_s=2.4\text{ mH}$ の実験結果

Fig. 14. Experimental result under $L_s=2.4\text{ mH}$.

図 15 アモルファス変圧器の実験結果

Fig. 15. Experimental result in the case of using amorphous transformer.

(a), (b)ともに鉄心が飽和し相間リアクトルが短絡状態となるために i_{u1} , i_{u2} にスパイク状の電流が流れている。

図 14 は、図 13(a) で用いた変圧器に〈3・2〉節で述べたようにギャップを付加し、リアクトルとして用いた場合の応答波形である。それぞれの整流回路の入力電流に 100% 近いリプルを生じているが、電流フィードバックの効果により出力電流がバランスし、安定な並列運転が行われている。また、三相変圧器の一次側電流 i_u は正弦波に近い電流波形となっている。図 16 は、このときの i_u の周波数スペクトラムを求めたものである。高調波成分が大幅に減少しており、36 パルス構成の整流回路と同等の入力電流が得られている。一方、電流フィードバックを切離した後は、 i_{u2} のリプル分が零付近にまで達しており、しかも平均値で約 15% 程度のアンバランスを生じている。

図 15 は相間リアクトルにアモルファス変圧器を用いた場合の実験結果である。アモルファス変圧器は、透磁率が高く励磁電流が通常の変圧器に比べ 1/10 程度である。このため鉄心が飽和しない状態では、非常に大きなインダクタンスとして働く。従って、電流フィードバックにより整流回路の出力電流がバランスした状態では、入力電流にリプル分を全く生じていない。図 17 はこのときの i_u の周波数スペクトラムを求めたものである。入力電流の第五、七次の高調波が消失されており、理想的な 12 パルス構成の整流回路となっている。

図 18 は実験に用いたアモルファス変圧器の B - H 曲線である。一般に用いられているケイ素鋼板に比べ、鉄心の透磁率が大きく励磁電流が非常に少ないことがわかる。

〈4・3〉 相間リアクトルの体積容量の比較 図 10 の $L_s=24$ mH の場合と図 13(a) の整流回路の入力電流がバランスした状態を比較すると、 i_{d1} , i_{d2} の平均値に対するリプル成分がほぼ等しい大きさとなっている。ここで、〈3・2〉節で述べた条件の下で図 13(a) で用いた相間変圧器にギャップを付加すると約 2.4 mH のインダクタンスが得られる。従って、電流フィードバックを付加しないでギャップを有する相間リアクトルを用いた従来方式に比べ、電流フィードバックを付加しギャップのない相間変圧器を用いる本方式では、相間リアクトルのインダクタンスを 1/10 に低減することができる。ここで、(13) 式を (14) 式に代入すれば次式が得られる。

$$L \doteq \frac{SB_m N}{I_p} \dots\dots\dots (15)$$

図 16 $L_s=2.4$ mH の場合の入力電流スペクトラム

Fig. 16. Harmonic spectrum of the source current i_u under $L_s=2.4$ mH.

図 17 アモルファス変圧器の場合の入力電流スペクトラム

Fig. 17. Harmonic spectrum of the source current i_u in the case of under amorphous transformer.

図 18 アモルファス変圧器の B - H 曲線
Fig. 18. B - H curve of amorphous transformer.

鉄心の飽和磁束密度を一定とするとインダクタンスは巻数に正比例する。つまり、電流フィードバックを付加することで相間リアクトルの巻数を 1/10 に減少できる。簡単のために、鉄心の形状を円と仮定すると、磁路長は $1/\sqrt{10}$ となる。すなわち、本方式により相間リアクトルの体積容量は、約 1/3 に低減するこ

図 19 超電導エネルギー貯蔵システムの電力変換器

Fig. 19. Thyristor converter for superconducting magnetic energy storage systems.

とが可能となる。

〈4・4〉 超電導エネルギー貯蔵システムの電力変換器 超電導エネルギー貯蔵システムの電力変換器では、直列に接続した2台の整流回路間の非対称制御により有効電力と無効電力の同時制御方式が提案されているが⁽⁵⁾、入力電流の五、七次の高調波を完全に消去することが不可能である。なお、ブリッジ内での非対称制御も原理的には可能であるが、2組の転流の相互影響により種々の問題が生じることが報告されている⁽³⁾。このため、有効・無効電力の同時制御と入力電流の高調波の低減を目的とする非対称制御を行うためには、図19の回路構成が考えられるが、この詳細については別の機会に報告したいと考えている。

5. む す び

相間リアクトルを有する並列接続形サイリスタ整流回路の電流バランスと相間リアクトルについて検討を行った。得られた結論をまとめると以下のようになる⁽⁶⁾⁽⁷⁾。

(1) 整流回路の制御角の誤差が 1° 以下と比較的小さい場合でも各整流回路の出力電流がアンバランスとなることを理論的に明らかにした⁽⁶⁾。

(2) 従来から用いられているギャップを有する大形の相間リアクトルは整流回路の出力電流リプルのピーク値の抑制が目的であり、平均値を等しくするためには、何らかの対策が必要であることを明らかにした。

(3) 電流フィードバックを付加することで良好なバランス特性が得られることを実験により確認した。

(4) 相間リアクトルにギャップのない300 Hzの変圧器を用いることで相間リアクトルの小形・軽量化(体積容量で約1/3)が可能であることを実験により明らかにした。

マイクロプロセッサが普及し電力変換器の制御回路

に広く用いられている現在では、整流回路の制御角の誤差を低減することが可能である。しかしながら、制御回路の構成要素の一つである通倍回路の分解能で決定される誤差をなくすることはできない。ここでは、制御角の誤差を 0.25° としたが、これは10ビット(1,024通倍)の場合の最小誤差に相当する。従って、本論文で検討した内容は、大容量の相間リアクトルを有する並列接続形サイリスタ整流回路を設計するうえで参考になるものと考えられる。

最後に、本論文は半導体電力変換研究会で発表した研究会資料⁽⁷⁾に加筆修正したものであることを付記し、貴重な御討論をいただいた各位にお礼申し上げます。また、本研究を進めるにあたり御協力いただいた、東芝重電技術研究所 八木沢猛氏に厚くお礼申し上げます。

(平成元年1月23日受付、同元年6月27日再受付)

文 献

- (1) 宮入、他：「相間リアクトルのタップ切り換え方式による整流回路の高調波低減法」、電学論B、**105**、225 (昭60-3)
- (2) 高橋、他：「並列多重非対称制御方式を用いた高効率他励サイリスタ変換装置」、同上B、**105**、813 (昭60-10)
- (3) 林、他：「超電導エネルギー貯蔵用不平等電圧三段縦続接続サイリスタ電力変換器」、同上D、**108**、813 (昭63-9)
- (4) 今井：パワエレクトロニクス (昭52) 電気書院
- (5) 白濱、他：「非干渉制御による超電導エネルギー貯蔵システムの有効・無効電力同時制御方式」、電学論C、**108**、17 (昭63-1)
- (6) 田中、他：「並列接続形サイリスタ整流回路の電流バランスについての理論解析」、昭63電気学会産業応用部門大会、No. 115
- (7) 田中、他：「並列接続形サイリスタ整流回路の電流バランスについての検討」、電気学会半導体電力変換研究、SPC89-14 (平元)

付 録

1. (7)式の導出

図3に示した等価回路において、CON.1についての回路方程式は次式となる。

$$e_{u1} - l \frac{di_{u1}}{dt} = e_{v1} - l \frac{di_{v1}}{dt} \dots\dots\dots (付1)$$

$$e_{v1} - e_{w1} = l \frac{di_{v1}}{dt} + l \frac{di_{d1}}{dt} + e_{d1} \dots\dots\dots (付2)$$

$$e_{u1} - e_{w1} = l \frac{di_{u1}}{dt} + l \frac{di_{d1}}{dt} + e_{w1} \dots\dots\dots (付3)$$

ここで(付2)、(付3)式に、 $i_{d1} = i_{u1} + i_{v1}$ を代入し整理すれば次式を得る。

$$e_{d1} = \frac{1}{2}(e_{u1} + e_{v1}) - e_{w1} - \frac{3}{2}l \frac{di_{d1}}{dt} \dots\dots\dots (付4)$$

また、CON.2では

$$e_{d2} = e_{u2} - e_{w2} - 2l \frac{di_{d2}}{dt} \dots\dots\dots (付5)$$

となる。ここで、 $I_d = i_{d1} + i_{d2}$ (=一定) という仮定から次式を得る。

$$\frac{di_{d1}}{dt} + \frac{di_{d2}}{dt} = 0 \dots\dots\dots (\text{付 6})$$

更に、相間リアクトルの両端では常に次式が成立する。

$$2L_s \frac{di_{d1}}{dt} = e_{d1} - e_{d2} \dots\dots\dots (\text{付 7})$$

従って、(付 6) 式を(付 5) 式へ代入し、更に(付 4)、(付 5) 式および(1)～(6) 式を(付 7) 式に代入し整理すれば次式を得る。

$$\frac{di_{d1}}{dt} = \frac{\sqrt{6}E_1 - \sqrt{8}E_2}{4L_s + 7l} \cos \omega t \dots\dots\dots (\text{付 8})$$

(付 8) 式を積分することで(7) 式を得ることができる。また、他のモードについても同様の方法により i_{d1} を求めることができる。

2. 重なり角 u_1 の導出

(付 8) 式から次式が得られる。

$$\frac{di_{u1}}{dt} = \frac{\sqrt{6}E_1 - \sqrt{8}E_2}{4L_s + 7l} \cos \omega t - \frac{di_{v1}}{dt} \dots (\text{付 9})$$

(付 1)、(付 9) 式から i_{v1} を消去すると次式となる。

$$\frac{di_{u1}}{dt} = \frac{e_{u1} - e_{v1}}{2l} - \frac{1}{2} \frac{\sqrt{6}E_1 - \sqrt{8}E_2}{4L_s + 7l} \cos \omega t \dots\dots\dots (\text{付 10})$$

ここで、重なり角 u_1 は $i_{u1}(t_1)$ を初期値とし、 $i_{u1}(t_2) = 0$ となるまでの電気角を算出することで求められる。従って、(付 10) 式において、この二点の条件を考慮して積分することにより u_1 を求めることができる。

田 中 俊 彦 (正員)

昭和 34 年 7 月 29 日 生。59 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。60 年 7 月釧路工業高等専門学校電気工学科助手。平成元年 4 月北海道職業

訓練短期大学校電子技術科教官、現在に至る。主に、パワーエレクトロニクスに関する研究に従事。

小 笠 原 悟 司 (正員)

昭和 33 年 7 月 27 日 生。58 年 3 月長岡技術科学大学大学院修士課程電気・電子システム工学専攻修了。同年 4 月同大学工学部電気系助手、現在に至る。主として、パワーエレクトロニクスに関する研究に従事。計測自動制御学会、パワーエレクトロニクス研究会、IEEE 会員。

赤 木 泰 文 (正員)

昭和 26 年 8 月 19 日 生。54 年 3 月東京工業大学大学院電気工学専攻博士課程修了。同年 4 月長岡技術科学工学部電気系助手、59 年 10 月同助教授。62 年 3 月～12 月 MIT 客員研究員。電動機制御、電力用能動フィルタ、高周波インバータなどの研究に従事。工学博士。55、58 年 IEEE/IAS Committee Prize Power Award、60 年電気学会論文賞受賞。IEEE 会員。

難波江 章 (正員)

大正 13 年 9 月 13 日 生。昭和 22 年 9 月東京大学工学部電気工学科卒業。26 年 9 月東京芝浦電気(株)入社(現、東芝)。53 年 4 月長岡技術科学大学教授、現在に至る。主として回転機の高速制御やパワーエレクトロニクスとその応用システムに関する開発研究に従事。工学博士。55、58 年 IEEE/IAS Committee Prize Power Award、60 年電気学会論文賞受賞。IEEE 会員。