UDC 621.314.63: 621.3.018.3: 621.3.014.2
621.382.333.32

論 文

52-B28

サイリスタブリッジ整流回路の交流側 高調波軽減方法の提案

正 員 松 橋 登喜雄 (鉄道技研)

1. ま え が き

交流式電気鉄道における電気車にとう載されている単相整流装置へのサイリスタ位相制御方式の応用は、電圧・電流の制御に関して無接点化・連続制御・メンテナンスフリー化など数多くの利点を与えたが、装置の交流側に発生する高調波電流に関しては、種々問題が指摘され各種の対策が検討⁽¹⁾⁽²⁾され実施されている。

最近、省エネルギーの気運が高まるにつれて、交流電気車においても電力回生制御方式へのサイリスタ応用が再び研究課題となってきた。

従来交流電気車で使用されている単相整流装置では、力行制御のみを行なう場合のサイリスタ応用回路としてダイオードブリッジと直列にサイリスタ回路を接続する逆並列回路または、整流器ブリッジの二つのアームをサイリスタに置替えた混合ブリッジ方式などが用いられている。また電力回生制御を行なう場合では、整流器ブリッジの各素子はすべてサイリスタに置替えることが必要となり、サイリスタの特性上電圧・電流の制御が複雑となってきた。

従来、用いられている電気車用電力回生制御方式⁽³⁾では、交流側高調波電流の軽減方策として、整流器用主変圧器の2次側は4または6分割され、それぞれにサイリスタブリッジ整流回路を接続した多重ブリッジ非対称制御を用いて電圧を直流側で積重ねる方法がとられている。この方式では直流電流の通路制御に伴うサイリスタの転流失敗防止のため、余裕角を持って制御を行なう方法($\gamma_{\min}$ 制御という)がとられている。

この $\gamma_{\min}$ 制御に伴って起る問題としては、交流側高調波電流の増大、主変圧器2次分割数効果の減少、力率の悪化などが挙げられている。なお、力率の悪化には単相整流装置だけの問題ではなく、特に大容量機器では、大きな問題として取上げられ、種々の整流装置でその改善方法が発表⁽⁴⁾⁽⁵⁾されている。

筆者は力行・回生共用の電気車用サイリスタ制御整流装置について、装置の交流側高調波電流の軽減効果と力率の改善を目標として新たな制御方式の着想を得たので、ここに報告する。

この新たな制御方式は、単相多分割サイリスタブリッジ整流回路において、従来の制御方式にバイパス制御(サイリスタブリッジ整流回路において、1組の隣合せのブリッジアームに連続点弧信号を加えて導通制御し、直流側負荷電流のバイパス回路を構成する制御)を付加するもので、これによって $\gamma_{\min}$ 制御に伴う上記の問題点の改善を計ろうとするものである。

2. 制御に伴うモデル化波形

〈2・1〉 従来制御の動作 電力回生制御を行なう交流電気車では単相サイリスタブリッジ整流回路が使用されるが、回生ブレーキ可能範囲、脈流率、力率並びに交流電流の高調波含有率などを改善するため、多重ブリッジ非対称制御方式⁽³⁾が用いられている。この多重ブリッジ非対称制御方式(以下単相多分割サイリスタ制御装置と呼ぶ)は、整流器用主変圧器の2次側巻線を複数個(4~6)に分割し、各々にサイリスタブリッジを接続し、サイリスタの位相制御として非対称制御を用い、直流側電圧は各ブリッジの直流側端子を直列接続して得ている。

第1図にこの単相多分割サイリスタ制御装置の回路例として、整流器用主変圧器の2次側分割数が4の場

A Proposal for AC Side Higher Harmonic Reducing Method of Thyristor Bridge Rectifier Equipment. By *Tokio Matsuhashi*, Member (Railway Technical Research Institute, Japanese National Railways)

松橋登喜雄: 正員, 鉄道技術研究所

第 1 図 多分割サイリスタ制御整流回路

Fig. 1. Multisplit thyristor control rectifying circuit.

合を示す。この回路における従来制御方式（非対称制御）の動作を示すと次のようになる。

力行制御：いま、第 2 分割の制御中を考えると、第 3、第 4 分割の各ブリッジのサイリスタ制御としては、直流電流経路のための制御が必要である。例えば、第 3 分割において位相零からサイリスタ 31, 34 が点弧され直流電流が流れていたとする。 γ でサイリスタ 33 にゲート信号が送られるとサイリスタ 24 は、消弧して第 3 分割巻線の交流電圧が発生し、電流は巻線とサイリスタ 31, 33 を流れる。次いで位相 π でサイリスタ 32, を点弧すると巻線電圧の位相逆転に伴い、サイリスタ 31 は消弧してサイリスタ 32, 33 に電流が流れる。次いで位相 $\pi + \gamma$ でサイリスタ 34 を点弧すると 33 は消弧して電流は、巻線とサイリスタ 32, 34 を流れる。次いで位相 2π でサイリスタ 31 を点弧して 1 サイクルを終了する。このように第 3、第 4 分割の制御が行なわれているとし、第 2 分割を位相 α で制御するとすれば、 $0 \sim \alpha$ ではサイリスタ 21, 24 が点弧され、電流はサイリスタのみを流れ、位相 α でサイリスタ 23 にゲート信号が送られると 23 は点弧し、24 は逆位相電圧で消弧する。従って、巻線電圧サイリスタ 21, 23 を通り負荷に加わることとなる。位相が進み π において、サイリスタ 22 を点弧すると 21 は消弧し、電流はサイリスタ 22, 23 のみを通る。 $\pi + \alpha$ においてサイリスタ 24 を点弧すると、23 は消弧し、巻線電圧はサイリスタ 22, 24 を通り負荷に加わり 1 サイクルを終了する。また、第 1 分割の制御は、ダイオードブリッジと同様な制御が必要で、ここでは位相 0 でサイリスタ 11, 13 を、位相 π でサイリスタ 12, 14 をそれぞれ点弧制御する。なお、制御の進め方は第 2 分割の制御終了をまって第 3、第 4 分割へと進められることとなる。

回生制御：負荷としての直流直巻電動機を他励磁発電機となるように接続替を行ない発生電圧の極性を力

第 2 図 従来制御方式の電圧電流波形

Fig. 2. Idealized voltage and current waveform for conventional method.

行時と逆極性とする。電力回生制御の基本は整流器出力側に負の電圧を発生し、電気車の走行速度に応じて発生した発電機電圧を整流器出力電圧に打勝って電流を流すことで行なわれる。サイリスタの点弧順序としては、例えば第 2 分割制御中と発電機電圧が平衡しているとすれば、第 3、第 4 分割は直流電流の通路制御が必要で、この場合、サイリスタの制御は力行の場合と同一となる。第 1 分割制御では最大負電圧発生のため、位相 0 及び π で点弧していたサイリスタ 11, 12 をそれぞれ γ 及び $\pi + \gamma$ に移す、また第 2 分割では、発電機電圧に応じて制御位相 α 及び $\pi + \alpha$ でサイリスタ 21, 22 を点弧制御する。なお、制御電圧の減少方向は $\alpha \rightarrow 0$ 及び $\pi + \alpha \rightarrow \pi$ の方向となる。

以上、各部の電圧、電流波形並びに制御信号のシーケンスを示すと第 2 図のようになる。なお、波形は主変圧器の 1 次、2 次巻数比が大きいとして、交流側インピーダンスを無視し、直流側では平滑リアクトルが大きく、ほぼ完全平滑であるとしてモデル化して抽いた。図で力行中の交流電流 i_a は、第 2 分割制御中のもので、位相 $\gamma \sim \pi$ 及び $\pi + \gamma \sim 2\pi$ でパルス状の波形が重畳されており、これが高調波電流の増大と力率の悪化をまねく原因となっている。また、電力回生中の交流電流 i_a も力行中と同様の位相でパルス状電流が発生している。なお、波形は位相の関係で力行と回生とでは若干異なっている。

〈2・2〉 本論文で提案する制御方式の動作 本論

文における制御方式は、転流失敗防止に必要な $\gamma_{\min}$ 制御に伴うパルスの電流の発生を抑制するため交流電圧を必要としない制御分割のサイリスタブリッジについて、片側のサイリスタを導通制御して、直流側負荷電流のバイパス回路を構成する制御を従来の制御方式に付加するものである。

以下に本制御方式における動作を具体的に示すこととする。

力行制御：第1分割制御中では、第2～第4分割の各サイリスタブリッジについて、バイパス制御を行なう。即ち第2分割を例にとると、位相0および π においてサイリスタ 22, 23 にゲート信号を加えて点弧し、バイパス回路を構成し、直流電流の通路を確保する。次いで第1分割の制御に入るが、いま、第1分割の制御をバイパス制御から位相制御に入るものとすれば、位相0ではサイリスタ 12, 13 にゲート信号が加えられて点弧しているが、位相 α でサイリスタ 11, 12 にゲート信号を加えこれを点弧する。このとき、サイリスタ 11, 12, 13 が同時に点弧することになるが、巻線電圧の位相によりサイリスタ 12 が直ちに消弧し、サイリスタ 11, 13 により直流側に電圧が発生し電流が流れる。位相 π ではサイリスタ 14 にゲート信号を加えると電圧位相の関係からサイリスタ 13 が消弧して、直流電流通路はサイリスタ 11, 14 で構成される。次で $\pi+\alpha$ ではサイリスタ 12 にゲート信号が与えられ、11 は消弧して直流側に電圧が発生することとなる。位相 2π ではサイリスタ 13 にゲート信号が与えられ、14 が消弧して1サイクルを終了することとなる。なお、直流電圧の増加は、制御角が $\alpha \rightarrow 0$ 並びに $\pi+\alpha \rightarrow \pi$ の方向で行なわれる。また制御分割の進め方は、第1分割の制御位相が0, 2π でサイリスタ 11, 13 が、位相 π , 3π でサイリスタに、14 がそれぞれ点弧制御された後に第2分割へと制御が移ることとなる。

回生制御：まず、負荷としての直流直巻電動機を他励磁発電機に接続替えし、発生する起電力の極性を力行時と逆極性とする。いま走行速度に伴い発生している電圧の大きさが、第2分割制御電圧の範囲である場合を考えると、第3, 第4分割については、バイパス制御が必要である。この場合、第3, 第4分割のサイリスタ制御は、位相0, π において、第3分割ではサイリスタ 31, 34 に、第4分割では、サイリスタ 41, 44 にそれぞれゲート信号を加えて点弧し、直流電流の経路を作る。第1分割は負の最大整流電圧を得るため位相 γ でサイリスタ 11, 13 を、 $\pi+\gamma$ でサイリスタ 12, 14 をそれぞれ点弧する。第2分割の制御については、回生電圧が高い方からまたは低い方から入る場合とで

第3図 新提案方式の電圧電流波形

Fig. 3. Idealized voltage and current waveform for proposed control method.

若干異なる。高い方から入る場合は、制御の始めが、負電圧最大の位置から制御が始まるので、位相 α でサイリスタ 21 に、 γ でサイリスタ 23 に、 $\pi+\alpha$ でサイリスタ 22 に、 $\pi+\gamma$ でサイリスタ 24 に、それぞれゲート信号を加えて点弧することにより制御することができる。なお、電圧の大きさは $\alpha \rightarrow 0$ 減少、 $\alpha \rightarrow \gamma$ 増加の方向となる。低い方から入る場合では、初めバイパス制御が行なわれているので、位相0, π でサイリスタ 21, 24 が同時に点弧されている状態から、位相 γ でサイリスタ 23 にゲート信号を送る。このときサイリスタ 24 は消弧し、サイリスタブリッジは回生制御の動作に入ることができる。

以上本論文の制御方式における各部の電圧、電流波形並びにゲート信号のシーケンスを抽くと第3図のようになる。なお、各波形のモデル化については、従来の制御方式の場合と同様な条件とした。

3. 高調波並びに諸量の計算

以上のように従来の制御方式並びに新たな制御方式の電圧・電流波形をモデル化することができれば、各波形に関して諸量を計算することができる。

交流側高調波としては、交流電流のフーリエ係数 A_n を求めることにより得られる。即ち、従来の制御方式では、

$$A_n = \frac{4I_d}{\pi n} \left[(m^2 - m + 13) + (m + 3) \times \{ \cos n\alpha + (4 - m) \cos n\gamma \} + (4 - m) \{ \cos n(\alpha - \gamma) \} \dots (\text{力行中}) \dots \right]$$

$$A_n = \frac{4I_d}{\pi n} [(m^2 - m + 13) + (m + 3) \times \{(m - 4) \cos n\gamma - \cos n\alpha\} + (4 - m) \{\cos n(\alpha - \gamma)\}] \dots (\text{回生中}) \dots \quad (1)$$

但し、 n = 高調波次数、 m : 動作中の分割
本論文の制御方式では、

$$A_n = \frac{2I_d}{\pi n} [(2m - 1)^2 + 1 + 2 \times (2m - 1) \cos n\alpha] \dots (\text{力行中}) \dots$$

$$A_n = \frac{2I_d}{\pi n} [(2m - 1)^2 + 1 - 2 \times (2m - 1) \cos n\alpha] \dots (\text{回生中}) \dots \quad (2)$$

となる。また、各制御方式における直流側電圧を E_d とすれば、従来の制御方式では

$$E_d = \frac{E_m}{\pi} [m + 3 + \cos \alpha + (4 - m) \cos \gamma] \dots (\text{力行中}) \dots$$

$$E_d = \frac{E_m}{\pi} [4 - m + \cos \alpha + (m + 3) \cos \gamma] \dots (\text{回生中}) \dots \quad (3)$$

本論文の制御方式では

$$E_d = \frac{E_m}{\pi} (2m - 1 + \cos \alpha) \dots (\text{力行中}) \dots$$

$$E_d = \frac{E_m}{\pi} [\cos \alpha + (2m - 1) \cos \gamma] \dots (\text{回生中}) \dots \quad (4)$$

となる。次で、各制御方式における力行時、回生時の力率 PF は、直流側負荷電力と交流側皮相電力とから求められる。即ち、従来の制御方式では、

$$P.F. = \frac{2I_d [m + 3 + \cos \alpha + (4 - m) \cos \gamma]}{\pi V \sum_{n=1,3,\dots} A_n^2} \dots (\text{力行中}) \dots$$

$$P.F. = \frac{2I_d [4 - m + \cos \alpha + (m + 3) \cos \gamma]}{\pi V \sum_{n=1,3,\dots} A_n^2} \dots (\text{回生中}) \dots \quad (5)$$

本論文の制御方式では

$$P.F. = \frac{2I_d (2m - 1 + \cos \alpha)}{\pi V \sum_{n=1,3,\dots} A_n^2} \dots (\text{力行中}) \dots$$

$$P.F. = \frac{2I_d [\cos \alpha + (2m - 1) \cos \gamma]}{\pi V \sum_{n=1,3,\dots} A_n^2} \dots (\text{回生中}) \dots$$

となる。..... (6)

サイリスタ制御整流装置の交流側高調波電流による妨害の程度は、電力系統の種別によって異なり、例えば、交流式電鉄回路における場合では、交流き電系統に設備される進相用コンデンサ、き電用変圧器、周波数変換機などの温度上昇・容量低下並びに系統保護のための継電器類の誤動作などの原因として第3調波並びに低次調波の存在が問題となる。また、弱電流線系統に対する妨害としては、鉄道用信号系統では、主として列車位置検知、レール破断検知、速度指令などに用いられている周波数として商用周波の1/2、83.3 Hz および 400~1,500 Hz などの発生量が問題とされ、また、通信回線に及ぼす誘導障害に関するものとしては800 Hz を基準とした評価係数による等価妨害電流で評価される。いま、これを J_p とすれば

$$J_p = \sqrt{\sum_{n=1,3,\dots} (S_n A_n)^2 / 2} \dots (7)$$

但し、 S_n : n 次調波の評価係数、 A_n : n 次調波電流の振幅
で与えられる。

4. 計算結果

(1)~(7)式を用いて、第3調波電流、等価妨害電流、力率などを計算し図示すると、第4図~第6図となる。なお、この計算では重なり角+余裕角としての $\gamma_{\min}$ は 50 度として行なった。

〈5・1〉 第3調波電流 第4図は、第3調波電流の計算結果で、比較のため従来の制御方式と新たな制御方式とを重ねて抽いた。従来の制御方式では、力行制御並びに回生制御いずれの場合も各分割の位相制御に伴って、第3調波が大幅に変動し、どの分割を制御してもほぼ同一の変動幅を示し、分割数増加に伴う軽

第4図 第3調波の計算結果（非対称制御）
Fig. 4. Calculation result of third harmonics.

第 5 図 等価妨害電流の計算結果 (非対称制御)

Fig. 5. Calculation result of equivalent interference current.

第 6 図 力率の計算結果 (非対称制御)

Fig. 6. Calculation result of powerfactor.

減効果はみられない。新たな制御方式では、主変圧器 2 次側分割数の増加による軽減効果として直流電圧の小さい領域で著しく軽減されることが判る。また、回生制御中の各分割領域での第 3 調波変動は割合い少なく、従来の制御方式比で第 3 調波の軽減効果が大きい。

〈5・2〉等価妨害電流 第 5 図は、等価妨害電流の計算結果で、従来の制御方式では、直流電圧の低い第 1 分割制御から割合大きな等価妨害電流が発生しているが、新しい制御方式では、等価妨害電流に対する分割数増加の効果が大きく、特に直流電圧の小さい範囲では、従来の制御方式に比べて約 1/3 程度に減少する結果が得られた。

〈5・3〉力率 第 6 図は力率の計算結果を示したものである。新たな制御方式では、制御電圧の少ない範囲から力率が良好で、従来の制御に比べて大幅に改善されることが判る。

6. 実験結果

実験回路は、第 7 図のように整流器用主変圧器の 2 次側が 4 分割相当の単相多分割サイリスタブリッジ整流回路を構成し、制御は非対称制御、力行の場合とし

第 7 図 実験回路

Fig. 7. Experimental circuit.

た。回路中の各素子は、実験室にありあわせたものでそれらの定数は、 T_1 : 1 次 200 V, 2 次 $15V \times 2 + 30V \times 2$, SCR: 2 SF 211 A, $X_L = 137mH$, $R = 11.8\Omega$ などである。

実験方法は、整流器用変圧器の都合で、2 次側分割を $15V \times 2 + 30V \times 1$ の 3 分割とし、制御分割に応じて各分割を組合せ、4 分割相当の実験を行った。

実験結果を示すと第 8 図～第 11 図となる。

第 8 図は、実験幅における各部の電圧、電流波形を示したもので、波形は上から電源電圧、整流器用変圧器 1 次側交流電流、2 次側制御中分割の交流電流、2 次側 γ_{min} 制御またはバイパス制御中分割の交流電流、直流電圧、直流電流の順である。従来制御方式の場合、交流電流は波形の一部でパルスの電流の発生していることが判り、この電流の発生は γ_{min} 制御（上から 4 番目）に伴って発生していることが判る。また直流電圧は、 γ_{min} に伴って大きくひずんでいるが、直流電流は、平滑リアクトルのためほとんども脈動は小さい。

新しい制御方式の場合では、バイパス制御中（上から 4 番目）は、交流側電流が零であるので 1 次側交流電流中にパルス性波形の重畳されることがなく、大幅にひずみの改善されることが判る。また、直流電圧も従来の制御に比べて脈動が少ない。なお、直流電流は平滑リアクトルのため割合い脈動分が少ない。

第 9 図は制御角と第 3 調波電流の関係として従来制御と新しい制御を比較したものである。結果は新しい制御方式による第 3 調波の発生量は小さい。また、同図に計算結果も示したが実験値と計算値は割合い一致することが判る。なお、第 3 章における交流電流の計算仮定では、直流側の電流を直流電圧に関係なく一定としたが実測の場合では、負荷の定数 (X_L, R) を一定としているので、計算式の適用にあたっては、直流電流 I_d として直流電圧を R で除した値を I_d として計算した。なお、直流電流一定と負荷の定数一定との相違としては、直流電流が前者では脈流率が直流電圧の大きさに従って、変わるが後者では脈流率が直流電圧に関係なく一定となる。しかし、直流電流が完全

第 8 図 実験回路各部の電圧変流波形

Fig. 8. Voltage and current waveform of experimental circuit.

平滑であるという条件のもとでは、交流電流としては両者とも相いとなり計算式としては同一 (I_a のみ変化となる) と考えられる。

第 10 図は制御位相角と等価妨害電流の関係を示したもので、結果は新しい制御を行なうことにより等価妨害電流の軽減を計ることができる。なお計算結果との比較では、第 2 分割制御で両者は比較的一致したが、第 3 分割以上の制御では両者に相違がみられた。これは、計算では整流器用主変圧器の 1 次、2 次巻数比を大として交流側のインピーダンスを無視したが、実験では変圧器の都合で巻数が 2 倍となる分割数も使用したことで 1 次側のインピーダンスの影響を受けて制御

第 9 図 第 3 調波電流の測定結果

Fig. 9. Third harmonic of current in a experimental circuit.

第 10 図 等価妨害電流の測定結果

Fig. 10. Equivalent interference current of line current in a experimental circuit.

第 11 図 交流電流の高調波スペクトラム

Fig. 11. Higher harmonics spectrum of line current in a experimental circuit.

分割が進むほど転流区間が長くなったためと考えられる。なお、波形にも若干その影響がみられる。

第 11 図は交流電流の高調波分析結果の例として第

2分割制御幅 $\alpha=108$ 度、 $\gamma_{\min}=36$ 度の場合を示したものである。従来制御の各高調波量は、新しい制御に比べて全般的に大きい、これは従来制御の場合 $\gamma_{\min}$ 制御に伴うパルスの電流による高調波が加算されたためと考えられる。図中の点線は新しい制御方式における計算結果を示したものである。計算と実測の比較では第 19 次調波以下で割合に近似した含有率となっているが、それ以上の高調波では、計算値が若干高い、これは計算式における仮定として転流区間を無視したことが大きな原因と考えられる。

7. あとがき

電力回生制御用サイリスタブリッジ整流装置においては、電圧・電流制御のほか直流電流の経路制御も重要な要素となるので、サイリスタの点弧制御も複雑となり、これに伴ってパルスの電流の発生もみられる。ここで提案した新しい制御方式の採用では、直流電圧

を必要としない分割におけるサイリスタ制御は、単純化されるとともに、パルスの電流の発生がなくなり力率の改善、高調波電流の減少、主変圧器の分割効果の増大など、数多くの利点が得られ、単相整流装置におけるサイリスタブリッジ整流回路による電力回生制御への実施に明るい見通しが得られるものとする。

終りに、サイリスタ制御整流回路の交流側高調波電流の軽減に関する一連の研究において、たえず御指導御べんたつを頂いている、名古屋大学教授 雨宮好文博士に深く感謝致します。

(昭和 51 年 4 月 2 日受付, 同 51 年 8 月 27 日再受付)

文 献

- (1) 鉄道電化協会: 無接点制御車の基礎的研究 (昭 46-3)
- (2) 松橋・雨宮: 電学誌 90, 8, 1621 (昭 45-8)
- (3) 坪井, 他: 日立評論 51, 8, 69 (昭 44-8)
- (4) 宮入, 他: 電気学会全国大会 671 (昭 51-4)
- (5) 高橋・赤木・宮入: 電気学会論文誌 96-B 2, 75 (昭 51-2)