UDC 621.313.2.076.52.025.2:621.3.077.65

二分割二相チョップパの特性

論文

57-B98

正員 韓 慶 熙 (名古屋大)

正員 林 和 彦 (名城大)

正員 上 田 實 (名古屋大)

1. はし が き

近年、直流電気車には力行、回生とも直流直巻機をチョップパ制御する方式がよく使われている⁽¹⁾⁻⁽²⁾。ここで架線電流の脈動による誘導障害や電動機電流の脈動による整流悪化の軽減および平滑リアクトル容量の低減などをはかるため、図1(a), (b)に示す二相二重方式⁽³⁾が主に採用されている。 $M_1 \sim M_8$ は電機子を、 $F_1 \sim F_8$ は直巻界磁を示す。この方式はすでに多くの使用実績を有し、技術的に完成の域に達しているが、直巻機の制御を対象にしている。

電気車を高粘着特性で、経済的に運転するには直巻機より分巻特性の電動機の方が適している⁽⁴⁾。他励機または分巻機を採用すれば、回生用予備励磁電源は不要になり、より安定な回生制御を行なえる。この場合、図1の従来方式では二分割した電動機群を並列接続する方式であるため、各群の電動機のトルク分担が均一にならない。この他二相二重方式には次のような

欠点もある。(1)各相の電流 i_1, i_2 は不平衡になる⁽⁵⁾。このため i_1, i_2 を検出する DC-CT を要し、両電流が平衡するように制御する必要がある。(2)平滑リアクトル L_c には単位チョップパの周波数の電流が流れ、 i_1, i_2 の脈動率が大きい。このため、結合リアクトルが用いられているが、出力電流 i_m の脈動率はかえって増加する⁽⁶⁾。

本論文で提案する二分割二相チョップパ⁽⁷⁾は、直並列チョップパ⁽⁸⁾と分圧二相チョップパ⁽⁹⁾の原理を応用し、二相二重方式における上記の欠点の解決を図ったものである。本方式では直巻機のみならず分巻機や他励機でも2群の電動機群のトルク分担を均一にして運転できる。このため、接触器をつなぎ換えることなく、ゲート信号のみで力行から回生動作へ移行させることが可能になる。以下、本方式と従来方式を比較しながら、その回路動作、基礎的な特性などを論じる。

2. 二分割二相チョップパの基本的動作

〈2・1〉 力行チョップパ 図2は分圧二相力行チョップパの原理図である。低速領域では接触器 SW_1, SW_2 は開放され、電機子 M_1, M_2 、直巻界磁 F_1, F_2 は常に直列接続される。このため両電動機電流 i_1, i_2 は常に等しく、 i_1, i_2 の脈流率も著しく減少する⁽¹⁰⁾。図2の v_m の平均値 V_m を $0 \sim E_s/2$ の間で制御できる。次に高速領域では SW_1 と SW_2 を閉じ D_3 がオフ状態で運転される。 α を $0 \sim 1$ の間で制御すると、 V_m を $E_s/2 \sim E_s$ の間で制御できる。この領域では F_1, M_1 は CH1 で、 F_2, M_2 は CH2 でそれぞれが独立に制御されるので、一般に $i_1 \neq i_2$ となる。

図1 二相二重チョップパ回路

Fig. 1. Two phase chopper circuit with combined output.

A Study of two Phase Chopper System with two Separate Groups of DC Motors. By Kyunghue Han, Member (Faculty of Engineering, Nagoya University), Kazuhiko Hayashi, Member (Faculty of Science and Engineering, Meiji University) & Minoru Ueda, Member (Faculty of Engineering, Nagoya University)

韓 慶 熙: 正員, 名古屋大学工学部
林 和 彦: 正員, 名城大学理工学部
上 田 實: 正員, 名古屋大学工学部

図2 分圧二相力行チョップパの原理図

Fig. 2. Fundamental two phase chopper circuit with two divided source voltages for powering.

また単位チョップの周波数で i_1, i_2 は脈動し、脈率率が大きくなる。この方式はチョップ容量が従来方式の半分でよいという利点の反面、低速域から高速域への渡りに接触器で接続換えする必要がある、その際 V_m がステップ状に変化すること⁽¹¹⁾、分圧用コンデンサ C_1, C_2 を要すること、などの欠点がある。更に高速領域では M_1, M_2 の負荷分担を平衡化できないため、他励機や分巻機の駆動には問題がある。

分圧二相チョップの低速域における特長を生かし、上記の欠点を改善したのが図3の方式(本文では二分割二相力行チョップと呼ぶ)である。 $M_1 \sim M_8$ は電機子、 $F_{s11} \sim F_{s18}$ は分巻巻線、 $R_{s11} (R_{s12})$ は $F_{s11} \sim F_{s14} (F_{s15} \sim F_{s18})$ の巻線抵抗と界磁電流制限抵抗との和の抵抗、 E_s はフィルタコンデンサ C 、両端の電圧、 L_c は平滑リアクトル、 S_1, S_1', S_2, S_2' はチョップ部、 $D_1, D_2, D_{11}, D_{11}', D_{22}, D_{22}'$ はダイオードである。図2において、 C_1, C_2 をなくし、 SW_1, SW_2 を半導体素子でおきかえたのと同じ回路構成であるが、それらの動作は異なる。図4(a)に S_1, S_1', S_2, S_2' の導通期間と電動機電流 $i_{m1}=i_{m2} (=L_c$ の電流)、電源電流 i_s 、図3の $P_1 Q_2$ (または $P_2 Q_1$) 間電圧波形を通過率 $\alpha = T_a/T_0$ (T_a : 各チョップ部の導通期間、 T_0 : 各チョップ部の動作周期) が 0.5 以下の場合と 0.5 以上の場合に分けて示した。 S_1, S_1' と S_2, S_2' は二相で動作させる。これらのチョップ部のオン、オフに従って生じるモードの等価回路を同図(b)に示す。図3において、 $M_1 \sim M_4$ と $M_5 \sim M_8$ の逆起電力を E_{m1} と E_{m2} 、 $P_1 Q_2$ 間と $P_2 Q_1$ 間の抵抗分を R_1 と R_2 として示してある。ここで $i_0, i_1, i_1', i_2, i_2'$ は各モードの電動機電流を表わす。なお図4(a)の $i_{m1}, i_s, P_1 Q_2 (P_2 Q_1)$ 間電圧 v_{PQ} の波形は理想的な場合を考え、 $E_{m1}=E_{m2}=E_m, R_1=R_2=R$ で、 $i_2=i_2', i_{m1}=i_{m2}=i_m$ の場合を示してある。

(a) $0 < \alpha \leq 0.5$ 図4(a)に示したように、モード1は S_1, S_1' がオン、モード1'は S_2, S_2' がオンのときで回路状態は同じである。この動作モードでは図4(b)の(ii), (iii)のようにすべての要素と E_s が直列に接続される。モード1の開始時刻を時間 t の原点にとり、 $t=0$ で $i_1=I_{P1}$ とすると、

$$i_1 = E_s/R \cdot (0.5 - \xi_\alpha)(1 - e^{-t/\tau}) + I_{P1} e^{-t/\tau} \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここで L_c の相互インダクタンスを M 、結合係数を k とすると、 $M = k L_c$ (極性は図3の方向) で、 $\tau = L/R$ ($L = L_c(1+k)$)、 $\xi_\alpha = E_m/E_s$ である。モード0は図4(b)の(i)に示すような還流モードで、本モードの開始時刻を時間の原点にとり、 $t=0$ で $i_0=I_{P0}$ と

図3 二分割二相力行チョップの原理図

Fig. 3. Fundamental two phase chopper circuit with two separate groups of DC motors for powering.

(a) スイッチの導通状態と各部の波形

(b) 動作モード

図4 力行チョップの各部波形と動作モード

Fig. 4. Waveforms and operating modes in powering.

すると、 i_0 は

$$i_0 = -E_s/R \cdot \xi_\alpha(1 - e^{-t/\tau}) + I_{P0} e^{-t/\tau} \dots (2)$$

またこの場合の i_{m1} と v_{PQ} の平均値を I_m, V_{PQ} とすると、 $V_{PQ} = R I_m + E_m$ であるから、

$$V_{PQ} = 2R/T_0 \left\{ \int_0^{T_a} i_1 dt + \int_0^{(T_0/2 - T_a)} i_0 dt \right\} + E_m = E_s \alpha \dots\dots\dots (3)$$

この領域では分圧二相チョップの低速域と同様に、2群の電動機は常に直列接続され、必ず $i_{m1}=i_{m2}$ となる。

(b) $0.5 \leq \alpha \leq 1$ モード2では図4(b)(iv)の等価回路になり、 E_s から $i_2 + i_2' = 2i_2$ の電流が流れる。モード2の開始時刻を $t=0$ とし、 $t=0$ で $i_2 = I_{P2}$ とすると、 $i_2 (=i_2')$ は

$$i_2 = E_s/R \cdot (1 - \xi\alpha)(1 - e^{-t/\tau}) + I_{P2} e^{-t/\tau} \quad (4)$$

この領域でもモード1の i_1 は(1)式で表わされる。従って $P_1 Q_2 (P_2 Q_1)$ 間電圧の平均値は

$$V_{PQ} = 2R/T_0 \left\{ \int_0^{(T_a - T_0/2)} i_2 dt + \int_0^{(T_0 - T_a)} i_1 dt \right\} + E_m = E_s \alpha \quad (5)$$

この領域ではモード2の状態で一般に $i_2 \neq i_2'$ となるため、 i_{m1} と i_{m2} の平均値は等しくならないが、直並列チョップパでの高速回生動作時と同様に、電動機電流の脈動率を小さくすれば両電流の不均衡を抑えることができる⁽¹²⁾。このため、分巻特性の電動機による電気車の力行制御が容易になる。本方式では α を零から1まで制御することにより、 V_{PQ} を零から E_s まで連続的に制御できる。また L_c を二相二重方式のように並列接続せず各群の電動機に直列接続するため、 L_c の電流は電動機電流と全く同じになる。

図5 直並列チョップパ

Fig. 5. Fundamental circuit of series-parallel chopper.

図6 二分割二相回生チョップパの原理図

Fig. 6. Fundamental two phase chopper circuit with two separate groups of DC motors for regenerative braking.

〈2・2〉 回生チョップパ 図5(a)は曾根氏によって提案された直並列チョップパ⁽⁸⁾の基本回路である。接触器 SW は、高速回生時には開、低速時は閉で動作する。低速域では発電機 M_1, M_2 が常に直列接続されるため、 M_1, M_2 の電流 i_{m1} と i_{m2} は常に等しい。高速域で CH オフの状態では、 M_1, M_2 は電源 E_s に並列接続されるので、一般に $i_{m1} \neq i_{m2}$ となるが、 CH がオンした後直列接続モードへ移行する際、両電流の平衡化が行なわれるので、分巻特性の発電機でも運転可能である⁽¹²⁾。この方式は制御しうる回生電力をチョップパ容量を増さずに力行時の2倍まで拡大する点に主眼があり、高速域と低速域とでは SW を切り換えて接続変更する必要がある。また両領域の渡りにおいても常にブレーキ力を維持するには、両領域の特性を重ね合わせる必要がある⁽¹³⁾。電源電流や発電機電流の脈動率の低減化には、図5(b)のような二相二重方式が検討されてきた⁽¹⁴⁾。この場合平滑リアクトル $L_c/2$ には単位チョップパの周波数の電流が流れ、その脈動率も大きいので、〈3・4〉節でも述べるように、他励機などを運転する場合、高速域の不均衡率が高い。

図5(a)の SW をチョップパにおきかえ、両チョップパを二相で動作させると、高速から低速への制御の連続化と不均衡率の改善が可能になる。この回路を図6に示す。但し回生可能領域は図1(b)と同じ領域を対象にしている。次に単位チョップパ $CH1$ と $CH2$ は理想的なチョップパであるとし、原理的な動作を述べる。図7(a)に $CH1$ と $CH2$ の導通期間と発電機電流 $i_{m1} (=i_{m2})$ 、電源電流 i_s 、図6の $P_1 Q_2$ (または $P_2 Q_1$) 間電圧波形を通過率 $\beta = T_\beta/T_0$ (T_β : チョップ部の導通期間) が 0.5 以下と以上に分けて示す。 $i_{s0}, i_{s1}, i_{s1}', i_{s2}, i_{s2}'$ は各モードの発電機電流を表す。なお $E_{m1} = E_{m2} = E_m$, $R_1 = R_2 = R$ で、 $i_{s2} = i_{s2}'$, $i_{m1} = i_{m2} = i_m$ の場合を示す。チョップパのオン、オフに伴って生じる動作モードの等価回路を図7(b)に示す。

(a) $0 < \beta \leq 0.5$ この領域で $CH1, CH2$ は降圧チョップパとして働く。モード1とモード1'では2分割した発電機群が直列接続され、電源へエネルギーを回生する。このときの電流 i_{s1} は、 $CH1$ がオンする時刻を時間の原点にとり、 $t=0$ で、 $i_{s1} = I_{s1}$, $\xi\beta = E_m/E_s$ とすると、

$$i_{s1} = -E_s/R \cdot (0.5 - \xi\beta)(1 - e^{-t/\tau}) + I_{s1} e^{-t/\tau} \quad (6)$$

モード2では電動機群が並列接続されて電源へエネルギーを回生する。このときの電流 i_{s2} は $CH1$ がオフする時刻を原点にとり、 $t=0$ で $i_{s2} = I_{s2}$ とすると、

図7 回生チョップの各部波形と動作モード
Fig. 7. Waveforms and operating modes in regenerative braking.

図8 総合的主回路
Fig. 8. Synthetic main circuit.

$$i_{s2} = -E_s/R \cdot (1 - \xi_\beta)(1 - e^{-t/\tau}) + I_{s2} e^{-t/\tau} \quad \dots\dots\dots (7)$$

(b) $0.5 \leq \beta \leq 1$ CH1, CH2は昇圧チョップとして動作する。モード0での電流 i_{s0} はCH1オンの時刻を $t=0$ とし、 $t=0$ で、 $i_{s0}=I_{s0}$ とすると、

$$i_{s0} = E_s/R \cdot \xi_\beta(1 - e^{-t/\tau}) + I_{s0} e^{-t/\tau} \quad \dots\dots\dots (8)$$
ここで、 i_m の平均値を I_m 、 $P_1Q_2(P_2Q_1)$ 間電圧 v_{PQ} の平均値を V_{PQ} とすると、 $V_{PQ} = E_m - R I_m$ となる。力行の場合に求めた(3)、(5)式と同様にしてこれを計算すると、 $0 \leq \beta \leq 1$ の全領域で次式が成立する。

$$V_{PQ} = (1 - \beta)E_s \quad \dots\dots\dots (9)$$

従って、降圧動作から昇圧動作または昇圧電作から降

圧動作へ連続的に移行可能で、 E_{m1} 、 E_{m2} が E_s 以下の領域で回生制御できる。また L_s の電流は発電機電流と常に等しく、その脈動率も小さくなるので、両群の発電機電流の不平衡率も改善される。

(2.3) 力行一回生切換の無接点化 他励機または分巻機を用いれば電機子電流の方向が逆転しても界磁電流の方向は変わらないので、力行から回生制動への切換を無接点化できる。図8に分巻界磁を自動可変界磁にする場合の回路例を示す。 S_1 、 S_1' 、 S_2 、 S_2' は力行時の、 S_{B1} 、 S_{B2} は回生時の主サイリスタを表す。 D_{s1} 、 D_{s1}' 、 D_{s2} 、 D_{s2}' は回生用ダイオード、 D_1 、 D_2 は力行用の還流ダイオードであるが、転流時にはバイパスダイオードの役割を兼ねる。サイリスタ S_{A1} 、 S_{A1}' 、 S_{A2} 、 S_{A2}' 、コンデンサ C_1 、 C_2 、リアクトル L_1 、 L_2 などから成る回路は転流回路で、転流原理は一括転流法⁽¹⁵⁾と同じである。力行時では D_1 か D_2 、回生時には S_{B1} か S_{B2} がオンしているとき、8機分の分巻巻線は直列接続されて電源 E_s につながれ、他の時刻では E_s から切り離されて還流モードとなる。このため力行時において $\alpha \leq 0.5$ の領域(強め界磁領域)では、界磁電流 I_f は、 $I_f = E_s / (R_{sA1} + R_{sA2}) = \text{一定}$ 、 $\alpha \geq 0.5$ では $I_f = E_s(1 - \alpha) / (R_{sA1} + R_{sA2})$ となり、 I_f は α の増加と共に直線的に減少する。また、回生時において $\beta \leq 0.5$ では、 $I_f = E_s \beta / (R_{sA1} + R_{sA2})$ で I_f は β の増加と共に直線的に増加し、 $\beta \geq 0.5$ では $I_f = E_s / (R_{sA1} + R_{sA2}) = \text{強め界磁一定}$ となる。この特性は東武線9,000系に採用されたチョップ車(複巻機を使用)における分巻界磁電流特性⁽¹⁶⁾と同様である。本方式では力行および回生専用の主サイリスタを要し、素子数が増えるが、力行から回生への切換をゲート信号の切換のみで行なうことができ、転換器が不要になる。また、逆転用転換器は接点容量が小さくすむ分巻巻線回路に入ればよく、転換器を小形化できる。

3. 二分割二相チョップの基礎特性

(3.1) 平滑リアクトルの結合係数 k 直巻機駆動時をも考慮し、直巻巻線のインダクタンスを L_f として k の値について考察する。この場合力行、回生ともモード2では k が $+1$ に近づくほど電動機電流の脈動率が小さくなる。しかし他励機や分巻機の駆動時($L_f=0$)に、例えば $E_{m1} \neq E_{m2}$ の場合、各群の電動機電流の差が増加し、不平衡の程度が大きくなる。逆に k が -1 に近づくほど不平衡の程度が減少するが、電機子電流の脈動率が增加する。これらのことから直巻機駆動時には $k \approx +1$ に、他励機や分巻機の駆動時

表 1 各電流のリプル式

Table 1. Equations of ripple in armature and smoothing reactor current.

方式 通流率の範囲	二 分 割 二 相	二 相 二 重
電動機電流 $0 \leq \alpha \leq 0.5$	$\frac{\Delta I}{E_s/R} = \frac{(1-e^{-\rho_0\alpha})(1-e^{-\rho_0(0.5-\alpha)})}{2(1-e^{-\rho_0/2})}$	同 左
$0.5 \leq \alpha \leq 1$	$\frac{\Delta I}{E_s/R} = \frac{(1-e^{-\rho_0(1-\alpha)})(1-e^{-\rho_0(\alpha-0.5)})}{2(1-e^{-\rho_0/2})}$	同 左
リアクトル電流 $0 \leq \alpha \leq 0.5$	$\frac{\Delta I}{E_s/R} = \frac{(1-e^{-\rho_0\alpha})(1-e^{-\rho_0(0.5-\alpha)})}{2(1-e^{-\rho_0/2})}$	$\frac{\Delta I}{E_s/R} = \frac{(1-e^{-\rho_0\alpha})(1-e^{-\rho_0(0.5-\alpha)})}{2(1-e^{-\rho_0/2})} + \frac{R}{R_c} \cdot \frac{(1-e^{-\rho_c\alpha})(1-e^{-\rho_c(0.5-\alpha)})}{2(1+e^{-\rho_c/2})}$
$0.5 \leq \alpha \leq 1$	$\frac{\Delta I}{E_s/R} = \frac{(1-e^{-\rho_0(1-\alpha)})(1-e^{-\rho_0(\alpha-0.5)})}{2(1-e^{-\rho_0/2})}$	$\frac{\Delta I}{E_s/R} = \frac{(1-e^{-\rho_0(1-\alpha)})(1-e^{-\rho_0(\alpha-0.5)})}{2(1-e^{-\rho_0/2})} + \frac{R}{R_c} \cdot \frac{(1-e^{-\rho_c(1-\alpha)})(1-e^{-\rho_c(\alpha-0.5)})}{2(1+e^{-\rho_c/2})}$

には $k \approx 0$ に設計するのが適当と考える。

〈3・2〉平滑リアクトルおよび電動機電流のリプル

本方式では L_c と電動機は直列接続されるので、両者の電流は常に等しく、電流の脈動周波数は各チョップパ部の動作周波数の2倍となるため、二相二重方式に比べて L_c の電流の連続範囲とリプル率は著しく改善される。本節では直巻機駆動時をも考慮し、〈2・1〉節で定義した L を $L = L_c(1+k) + L_f$ として扱う。また $R_1 = R_2 = R$, $E_{m1} = E_{m2} = E_m$ とする。

本方式における L_c の電流 (= 電動機電流) のリプル ΔI (脈動電流の最大値と最小値の差) の理論式を二相二重方式 (L_c の電流 ≠ 電動機電流) の式と共に表1に示す。力行時と回生時は同じ形の式になり、 α の代りに β とおけば回生時の式になる。図9はその計算例で、実線が本方式、破線は二相二重方式を表す。一点鎖線は二相二重方式の電動機電流のリプルである。直巻機駆動時を考え、 $R T_0/L_c = 1$, $L_f/L_c = 0.5$ とし、両方式の最大リプルを比較すると、本方式 ($k = 0.9$) の場合、 L_c の電流リプルは二相二重方式 (k

$= -1/3$) の場合の約 1/7.2 に、また電動機電流のリプルは約 49% に減少する。分巻機または他励機駆動時 ($L_f = 0$, $k = 0$) には直巻機駆動時に比べて電動機電流のリプルは増加するが、二相二重方式に比べて L_c の電流リプルは著しく減少する。このため効率がよくなる特長がある。

L_c の電流が断続したり、電流リプルが大きいと、転流コンデンサへの充電が不十分となり、転流能力が低下する、転流コンデンサ容量の増加が必要などの問題が生じるので、二相二重方式ではこの観点から適当な容量の L_c が選ばれている。これに対して本方式で直巻機を駆動する場合には電動機電流の許容脈動率または転流失敗時の事故電流の上昇率などの観点から L_c を選ぶことができ、 L_c の容量および転流装置の容量の低減が可能になる。また L_c の電流リプルに基づく直達雑音も小さくなる。

〈3・3〉電源電流の高調波含有量 電動機電流のリプル率 $\mu = \Delta I/2I_m$ (I_m は電動機電流の平均値) と電源電流 i_s に含まれる高調波含有量の関係などを二相二重方式と比較しながら考察する。簡単のため抵抗分を無視し、 $L_f = 0$ とすると、本方式の μ の式はその定義から表2(a)のように表せる。二相二重方式の場合も同じ式になる。 $0 < \alpha \leq 0.5$ の領域では、図4(a)に示すように $0 < t \leq \alpha T_0$ の期間では、 $i_s = i_1$ で、 $i_s/I_m = 2\mu t/\alpha T_0 + (1-\mu) \dots \dots \dots (10)$

また、 $\alpha T_0 < t < T_0$ の期間では $i_s = 0$ となる。 $0.5 \leq \alpha \leq 1$ の領域および回生の場合、更に二相二重方式における力行、回生の場合などについても i_s の式が求まる。これをフーリエ級数に展開し、 i_s 中に含まれる高調波成分の振幅 A_n ($n=1, 2, 3, \dots$) を計算した結果を表2(b), (c)に示す。基本波成分の振幅 A_1 と μ の計算例を図10に示す。二相二重方式における μ の値は $k=0$, $E_s T_0/L_c I_m = 1$ の場合は実線、 $k=0$, $E_s T_0/L_c I_m = 8$ の場合は一点鎖線に一致する。また

図 9 平滑リアクトルと電動機電流のリプル

Fig. 9. Amplitudes of the smoothing reactor and the armature current ripple.

表 2 電源電流の高調波成分

Table 2. Equations of harmonic contents in input current.

(a) 電動機電流のリプル率 (力行=再生)

通流率の範囲	二 分 割 二 相	二 相 二 重
$0 \leq \alpha(\beta) \leq 0.5$	$\mu = \frac{E_s T_0}{L_c I_m} \cdot \frac{\alpha(0.5-\alpha)}{2(1+k)}$	同 左
$0.5 \leq \alpha(\beta) \leq 1$	$\mu = \frac{E_s T_0}{L_c I_m} \cdot \frac{(1-\alpha)(\alpha-0.5)}{2(1+k)}$	同 左

(b) 力 行

方式	通流率の範囲	高調波成分の振幅 ($A_n, n=1, 2, 3, \dots, \infty$)
二 分 割 二 相	$0 \leq \alpha \leq 0.5$	$\left[\left(\frac{2 \sin 2n\pi\alpha}{n\pi} \right)^2 + \left\{ \frac{\mu}{n\pi} \right\}^2 \left\{ 4 \cos^2 2n\pi\alpha + \left(\frac{\sin 2n\pi\alpha}{\alpha n\pi} \right)^2 - \frac{2 \sin 4n\pi\alpha}{\alpha n\pi} \right\} \right]^{1/2}$
	$0.5 \leq \alpha \leq 1$	$\left[\left(\frac{2 \sin 2n\pi\alpha}{n\pi} \right)^2 + \left\{ \frac{\mu}{n\pi} \right\}^2 \left\{ 4 \cos^2 2n\pi\alpha + \left(\frac{(3-2\alpha)\sin 2n\pi\alpha}{(1-\alpha)(2\alpha-1)n\pi} \right)^2 - \frac{2(3-2\alpha)\sin 4n\pi\alpha}{(1-\alpha)(2\alpha-1)n\pi} \right\} \right]^{1/2}$
二 相 二 重	$0 \leq \alpha \leq 0.5$	$\left[\left(\frac{2 \sin 2n\pi\alpha}{n\pi} \right)^2 + \left\{ \frac{(1-\alpha+k)\mu}{(1-k)(0.5-\alpha)n\pi} \right\}^2 \left\{ 4 \cos^2 2n\pi\alpha + \left(\frac{\sin 2n\pi\alpha}{\alpha n\pi} \right)^2 - \frac{2 \sin 4n\pi\alpha}{\alpha n\pi} \right\} \right]^{1/2}$
	$0.5 \leq \alpha \leq 1$	$\left[\left(\frac{2 \sin 2n\pi\alpha}{n\pi} \right)^2 + \left\{ \frac{(\alpha+k-\alpha k)\mu}{(1-k)(\alpha-0.5)n\pi} \right\}^2 \left\{ 4 \cos^2 2n\pi\alpha + \left(\frac{(1-\alpha-2k+\alpha k)\sin 2n\pi\alpha}{(1-\alpha)(\alpha+k-\alpha k)n\pi} \right)^2 - \frac{2(1-\alpha-2k+\alpha k)\sin 4n\pi\alpha}{(1-\alpha)(\alpha+k-\alpha k)n\pi} \right\} \right]^{1/2}$

(c) 回 生

方式	通流率の範囲	高調波成分の振幅 ($A_n, n=1, 2, 3, \dots, \infty$)
二 分 割 二 相	$0 \leq \beta \leq 0.5$	$\left[\left(\frac{2 \sin 2n\pi\beta}{n\pi} \right)^2 + \left\{ \frac{\mu}{n\pi} \right\}^2 \left\{ 4 \cos^2 2n\pi\beta + \left(\frac{(1+2\beta)\sin 2n\pi\beta}{(1-2\beta)\beta n\pi} \right)^2 + \frac{2(1+2\beta)\sin 4n\pi\beta}{(1-2\beta)\beta n\pi} \right\} \right]^{1/2}$
	$0.5 \leq \beta \leq 1$	$\left[\left(\frac{2 \sin 2n\pi\beta}{n\pi} \right)^2 + \left\{ \frac{\mu}{n\pi} \right\}^2 \left\{ 4 \cos^2 2n\pi\beta + \left(\frac{\sin 2n\pi\beta}{(1-\beta)n\pi} \right)^2 + \frac{2 \sin 4n\pi\beta}{(1-\beta)n\pi} \right\} \right]^{1/2}$
二 相 二 重	$0 \leq \beta \leq 0.5$	$\left[\left(\frac{2 \sin 2n\pi\beta}{n\pi} \right)^2 + \left\{ \frac{(1-\beta+\beta k)\mu}{(1-k)(0.5-\beta)n\pi} \right\}^2 \left\{ 4 \cos^2 2n\pi\beta + \left(\frac{(\beta-k-\beta k)\sin 2n\pi\beta}{(1-\beta+\beta k)\beta n\pi} \right)^2 + \frac{2(\beta-k-\beta k)\sin 4n\pi\beta}{(1-\beta+\beta k)\beta n\pi} \right\} \right]^{1/2}$
	$0.5 \leq \beta \leq 1$	$\left[\left(\frac{2 \sin 2n\pi\beta}{n\pi} \right)^2 + \left\{ \frac{(\beta+k-\beta k)\mu}{(1-k)(\beta-0.5)n\pi} \right\}^2 \left\{ 4 \cos^2 2n\pi\beta + \left(\frac{\sin 2n\pi\beta}{(1-\beta)n\pi} \right)^2 + \frac{2 \sin 4n\pi\beta}{(1-\beta)n\pi} \right\} \right]^{1/2}$

$k=0, E_s T_0 / L_c I_m = 1$ の場合の A_1 の値は $E_s T_0 / L_c I_m \approx 0$ の場合の値にほぼ等しい。 L_c の値が小さいと、二相二重方式では α が $0.2 \sim 0.6$ (β は $0.4 \sim 0.8$) の領域 (加速または減速領域) で高調波含有量が增加するのに対し、本方式ではあまり増加しない。従

って、 $L_f=0$ のため μ が増加する分巻機または他励機駆動時でも、 μ の許容値または次節で述べる電流不平衡率の観点から L_c を選べばよい。

〈3.4〉 電流分担特性 速度変動の大きい直巻機駆動時には、図1のように電動機群を並列接続してもトルク分担の差は小さく、問題はないが、分巻特性の電動機駆動時には一般に負荷分担特性が不均一になる。本節では分巻機または他励機の駆動を対象に、二分割二相方式における電流分担特性を考察する。力行時は $0.5 < \alpha < 1$ 、再生時は $0 < \beta < 0.5$ の領域でモード2の期間があるため、両群の電動機電流の平均値に差が生じる。次に力行制御の場合を例にとり、電流分担特性を考える。図11にこの場合の $i_{m1}, i_{m2}, i_s, v_{P1Q1}, v_{P2Q1}$ などの波形を示す。但しモード2の期間では $i_{m1}=i_2 < i_{m2}=i_2'$ としている。ここで期間 t_x は同図(b)の等価回路で、期間 t_y では同図(c)の等価回路で i_2' が減少し、 i_2 が増加して $i_2=i_2'$ の時点でモード1またはモード1'へ移行する。期間 t_x と t_y とは通電素子が異なるのみで回路条件は同じである。この回路動作は直並列チョッパのそれと同じであるが、本方式では動作周期が $T_0/2$ となるため、電流脈動率が小さくなり、不平衡の度合を改善できる。ここで簡単のため抵抗分を無視し、 $k=0, E_{m1} \approx E_{m2}$ の場

図 10 電源電流の基本波成分の振幅と電動機電流のリプル率

Fig. 10. Fundamental harmonic components in source current and ripple factor of the armature current.

図 11 電動機電流が $i_{m1} < i_{m2}$ の場合の波形と等価回路 ($\alpha > 0.5$)。

Fig. 11. Waveforms and equivalent circuit in the case of $i_{m1} < i_{m2}$.

図 12 各電動機群の電流平均値の差とリップル

Fig. 12. Difference between the average armature currents and the armature current ripple.

表 3 両電動機群の平均電流の差 (ΔI_m)

Table 3. Difference between the average currents of two groups of motor.

二分割二相チョップパ		二相二重直並列チョップパ (高速回生時)	
力 行	回 生	$0 \leq \beta \leq 0.5$	$0.5 \leq \beta \leq 1.0$
$\frac{E_s T_o}{L_c} \frac{(\alpha-0.5)^2}{\left\{ \frac{1+b}{2\alpha(1-b)} - 1 \right\}}$	$\frac{E_s T_o}{L_c} \frac{(0.5-\beta)^2}{\left\{ \frac{1+b}{2(1-\beta)(b-1)} - 1 \right\}}$	$\frac{E_s T_o}{L_c} \frac{2(1-\beta)^2}{\left\{ \frac{\beta}{(2-\beta)} - \frac{3-b}{(2-\beta)(1-b)} \right\}}$	$\frac{E_s T_o}{L_c} \frac{2(1-\beta)^2}{\left\{ \frac{1+b}{(2-\beta)(b-1)} - 1 \right\}}$

表 4 平均電圧 V_{P1Q2} と V_{P2Q1} の値

Table 4. The value of V_{P1Q2} and V_{P2Q1} (average voltage).

	力 行		回 生	
	$0 \leq \alpha \leq 0.5$	$0.5 \leq \alpha \leq 1.0$	$0 \leq \beta \leq 0.5$	$0.5 \leq \beta \leq 1.0$
V_{P1Q2}	$E_s \alpha \left\{ 1 + \frac{2\alpha(1-b)}{1+b} \right\}$	$E_s \alpha \frac{2}{1+b}$	$E_s (1-\beta) \frac{2}{1+b}$	$E_s (1-\beta) \left\{ 1 + \frac{2(1-\beta)(1-b)}{1+b} \right\}$
V_{P2Q1}	$E_s \alpha \left\{ 1 - \frac{2\alpha(1-b)}{1+b} \right\}$	$E_s \alpha \frac{2b}{1+b}$	$E_s (1-\beta) \frac{2b}{1+b}$	$E_s (1-\beta) \left\{ 1 - \frac{2(1-\beta)(1-b)}{1+b} \right\}$

合の電流分担特性を調べる。 $b = E_{m2}/E_{m1}$ とし、 i_{m1} の平均値 I_{m1} と i_{m2} の平均値 I_{m2} との差 ΔI_m [図 11 の斜線部の平均値] を求めると表 3 の式が得られる。同表には回生時および図 5 (b) の二相二重方式直並列チョップパの高速回生領域における ΔI_m の理論式も併せて示した。本方式で $b < 1$ の回生時の ΔI_m は負となるが、これは I_{m1} と I_{m2} の大きさの関係が力行時とは逆になるためである。ここで $(I_{m1} + I_{m2})/2 = I_m$ とし、 $\Delta I_m/I_m$ を不平衡率と定義する。表 3 の式を $E_s T_o/L_c I_m$ で割り、規格化した不平衡率の計算例を図 12 に示す。図において、 ΔI_1 と ΔI_2 はそれぞれ本方式の i_{m1} と i_{m2} の最大値と最小値の差を表す。 $b=1$ ならば、 $\Delta I_m=0$ 、 $\Delta I_1=\Delta I_2$ となる。 α (力行) における不平衡率は、 $\beta=1-\alpha$ (回生) におけるそれにほぼ等しい。 $E_s T_o/L_c I_m=2$ とすると、 $b=0.9$ の状態でも $\Delta I_m/I_m < 0.045$ で、リップル率の最大値 $\Delta I_{2max}/2I_m < 0.073$ になることがわかる。また回生領域において本方式と直並列チョップパの不平衡率を比較すると、前者の $b=0.90$ の特性と後者の $b=0.99$ の特性とはほぼ同程度の値となり、本方式では不平衡率が著しく改善されることがわかる。

次に両電動機群に加わる平均電圧 V_{P1Q2} と V_{P2Q1} を求める (図 11 参照)。結果を表 4 に示す。 $b=1$ では $V_{P1Q2}=V_{P2Q1}$ であるが、 $b \neq 1$ の場合には両電圧の値は異なった値となる。図 11 のような電流平衡化動作は、両群の電流が平衡するように V_{P1Q2} と V_{P2Q1} とを制御する動作と考えることもできる。

4. 実験結果および考察

供試電動機として、定格 2.2 kW, 100 V, 28 A, 1,800 rpm の直流直巻機 2 台、負荷として直流他励発

図 13 他励機の電流分担特性

Fig. 13. Characteristics of current division in separately excited motor.

図 14 α, β に対する V_{P1Q2} と V_{P2Q1} .Fig. 14. Relations among V_{P1Q2} , V_{P2Q1} and α, β .

電機 1 台の計 3 台を直結し、図 8 の回路で、 $L_c = 6.2$ mH, $k = 0$, 各チョップ部の動作周波数 $f_{ch} = 200$ Hz として実験を行なった。但し 2 台の直巻界磁は、他励磁にした。また力行時は $E_s = 100$ V, 回生時は回生電源の都合で $E_s = 70$ V で行なった。図 13 に不平衡率の実測値を示す。 b の値は両機の界磁電流を適当に変化させて行なった。また実測点は同じ $\alpha(\beta)$ の所で負荷を変化させ、 ΔI_m の平均値から求めた。実測値と理論値との間にかなり差があるが、不平衡率は小さく、電流分担が均一になることを確認した。この差は電機子回路の抵抗分やサイリスタ、ダイオードの順電圧降下を無視して解析したことなどが原因と考えられる。図 14 に V_{P1Q2} , V_{P2Q1} 対 $\alpha(\beta)$ の実測例を示す。理論値との差はサイリスタ、ダイオードなどの順電圧降下を無視したことによる。

5. むすび

二分割二相チョップを提案し、その基礎特性について考察した結果、本方式では素子数が増えるが、二相二重方式に比べて次の特長を持つことがわかった。

- (1) 不平衡電流が存在しないので、2 組の相電流検出用 DC・CT は不要で、相電流の制御を要しない。
- (2) 平滑リアクトル電流の脈動周波数が 2 倍になり、リップル率が著しく改善されるので、効率がよくなり、転流装置の小形化、直達雑音の軽減を図れる。直巻機駆動時には平滑リアクトル容量を小さくできる。
- (3) 分巻機や他励機でも負荷分担を均一にして運転できる。ここで直巻機駆動時は $k \approx 1$, 分巻機、他励機駆動時には $k \approx 0$ が適当である。
- (4) ゲート信号の切換のみで力行から回生動作へ移行できる。このため転換器数を少なくできる。
- (5) 電源電流の高調波含有率が改善される。

(昭和 57 年 4 月 26 日受付)

文 献

- (1) 成戸・四方:「電鉄における回生ブレーキ併用チョップ制御装置」三菱電機技報 53, 12 (昭 54-12)
- (2) 木村:「鉄道車両におけるパワーエレクトロニクスの応用」日立評論 61, 10 (昭 54-10)
- (3) 大野・赤松:「車両制御用多相多重サイリスタ DC チョップ方式の解析」電学論 B 88, 954 (昭 43-3)
- (4) 曾根・横田:「電気車の粘着特性評価のためのシミュレーションモデル」電学論 B 101, 375 (昭 56-7)
- (5) 秦泉寺:「チョップ制御が他の電気機器に及ぼす影響」昭 48 電気四学会連大 No. 106
- (6) 赤松・大野:「相間リアクトル式および個別リアクトル式多相 DC チョップの統合的解析」昭 43 電気四学会連大 No. 662
- (7) 韓・林・上田:「2 分割 2 相結合リアクトル力行、回生チョップ」昭 55 電気学会全大 No. 451
- (8) 曾根:「電力回生ブレーキ域の拡大策」昭 48 電気四学会連大 No. 107
- (9) 赤松:昭 46 電気学会東京支大 No. 332
- (10) 赤松・芦谷・甲木:「分圧 2 相式チョップ制御装置の解析」昭 47 電気学会全大 No. 633
- (11) 甲木・成戸・芦谷・赤松:「分圧 2 相式チョップ制御装置の基礎実験」昭 48 電気学会全大 No. 870
- (12) 曾根:「直並列チョップとその電流平衡特性」電気鉄道研究会資料 RT-72-3 (昭 47)
- (13) 永岡:「直並列チョップの試験」昭 48 電気四学会連大 No. 108
- (14) 松野・古賀・川井:「今後のチョップ制御電車」東芝レビュー 30, 2 (昭 50-2)
- (15) サイリスタ・エレクトロニクス編集委員会:「5.3.2 一括転流」サイリスタ回路 198 (昭 49) (丸善)
- (16) 石川・野中・飯塚・平子・小林:「東武ステンレス・チョップ車 9000 系」電気車の科学 35, 3 (昭 57-3)