UDC 621.313.223.2-9: 621.316.718
621.376.54.018.752

論 文

48-B 16

チョップで制御される直流他励電動機の特 性の一改善法

名古屋工業大学

名古屋工業大学

名古屋工業大学

松 井 信 行

松 村 武 政

足 立 良 夫

1. ま え が き

近年、急速な発展をとげた電力用半導体素子、特にサイリスタの直流電動機速度制御への応用の代表的なものにチョップがある。周知のようにチョップ制御法はそのオン-オフ時間比を適当な方法で制御することによって、負荷に印加される平均電圧を変化させようとするものであって、これによって無段階の電圧制御が効率的に行なえる。

このようなチョップを用いて制御用の比較的小容量の直流他励電動機を運転する場合については、すでに種々の報告があるが、それらは主としてチョップ回路の動作、それも転流機構を中心としたものが多く、筆者らの知るかぎりではそのような場合の電動機の制御特性についての報告は1~2の例⁽¹⁾⁽²⁾を除いてあまりないようである。チョップで制御される直流他励電動機の制御特性については、その定常特性および過渡特性に関していくつかの実験的な問題が生じてくる。

まず、定常特性については電動機の負荷状態とチョップのオン-オフ時間比との相対的な関係によって、負荷電流は必ずしも連続電流とはならず、不連続なパルス状電流となる場合がある。このような状態で運転される直流他励電動機はその整流条件の悪化などといった問題とともに、電動機の特性が本来の特性とは異なるものとなり⁽³⁾制御上つごうな場合もある。また、過渡特性で問題となるのは電動機を減速する場合であって、このような場合は見かけ上電動機は電源か

ら開放された形となり、電動機自身の機械的時定数に従って減速することになるので過渡応答は著しく悪いものになる。

これらの問題はチョップの動作周波数をより高い値に選ぶとか、あるいは、運転時と減速時にチョップ主回路の結線を変えるなどといった方法で一応の解決はできるが、必ずしも最良の方法とはいえない面がある。

筆者らは直流他励電動機のチョップ制御に関する上記の諸問題はチョップ回路の整流器性によるものであるとの観点から、逆方向に電流を流す機能をもたせて整流器性を排することにより解決できるとして、改良形チョップ回路を試作した。この改良形チョップ回路はその回路構成が簡単であるにもかかわらず、制御される直流他励電動機の定常特性のみならず、過渡特性も著しく改善できるものである。

本論文では従来のチョップ回路で制御される直流他励電動機の制御特性の問題点を指摘するとともに、それらの解決策の一つとして筆者らの試作した改良形チョップ回路をとりあげ、その回路動作や電動機の制御特性について説明を加えている。さらに、従来のチョップ回路にはない改良形チョップ回路独得のいくつかの問題点を実用上の見地から明確にするために、改良形チョップ回路による直流他励電動機の制御特性の解析を状態変数法で行なうとともに、回路設計上の問題にも言及している。

2. 従来のチョップ制御の問題点

第1図(a)に示すのは、従来のチョップで直流他励電動機を制御する場合の回路図である。ここで、図のa, b端子から左の部分为一体として電動機の駆動電源であると考えた場合の電源の電流-電圧特性は(b)図

One Method of Improving Characteristics of D.C. Separately Excited Motor by SCR Chopper. By N. MATSUI, Member T. MATSUMURA, Associate & Y. ADACHI, Member (Department of Electrical Engineering, Nagoya Institute of Technology).
松井信行: 正員, 名古屋工業大学電気工学科助手
松村武政: 准員, 名古屋工業大学電気工学科大学院修士課程
足立良夫: 正員, 名古屋工業大学電気工学科教授

第 1 図 従来のチョッパ回路とその電流-電圧特性

Fig. 1. Conventional chopper circuit and its voltage-current characteristics.

に示すようになり、負荷電流が不連続から連続となる臨界電流 I_c を境に大きく異なるものとなる。すなわち、負荷電流が連続となる範囲では、電源電圧はチョッパのオン-オフ時間比で一義的に決まるが、不連続となる範囲では負荷依存性を示して負荷が軽くなるほど電源電圧は上昇する。このような特性をもつ電源で直流他励電動機を運転する場合には、与えられた負荷範囲内で負荷電流が連続となるようにすることが種々の面から望ましい。そこで、電動機とその負荷範囲が与えられた場合に、その範囲内で負荷電流が常に連続となるようなチョッパ-電動機系の運転条件を検討してみよう。

いま、与えられた負荷範囲における最小負荷電流の値を I_m とすると上記の条件のもとでは $I_m = I_c$ であって、この最小負荷電流を電動機の定格負荷電流に対する比で記すと、次の関係を得る。

$$m = \frac{1}{k_L} \left(\alpha - \frac{\varepsilon^{\alpha\delta} - 1}{\varepsilon^\delta - 1} \right), \quad \delta = T/\tau_e \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 T : チョッパ周期、 τ_e : 電動機の電

機子回路時定数、 α : チョッパの Duty factor であり、 k_L は定格負荷時の電機子回路の抵抗降下を電源電圧 V_s に対する比で表わしたものであって、電動機によって決まる定数である。

すでに、報告されているように、⁽¹⁾ 回路定数にかかわらず負荷電流が不連続となりやすいのはチョッパの Duty factor $\alpha=0.5$ の場合であるから、(1) 式で $\alpha=0.5$ として m と δ の関係を求めると、その結果は第 2 図に示すようになる。いま、一例として電動機の無負荷電流を最小負荷電流値に想定して $m=0.10$ とすると、第 2 図の結果から k_L をパラメータとして、電機子回路時定数 τ_e とチョッパ周波数 f の関係が計算でき、その結果は第 3 図に示すとおりである。第 3 図を利用すると与えられた電動機について定格電流の

第 2 図 m - δ 特性Fig. 2. m - δ characteristics.

10% までの負荷範囲で常に負荷電流が連続になるようにするチョッパ周波数を求めることができる。そこで、実際の数値例として小容量の直流他励電動機についてみると、 $k_L=0.15$ 、 $\tau_e=20.4$ ms であり、これらに対応する上記の条件の周波数は約 430 Hz となる。また、直流サーボモータの例をとれば、 $k_L=0.10$ 、 $\tau_e=1.33$ ms であり、これに対する上記条件を満足するチョッパ周波数は約 9.5 kHz のオーダーとなり、高周波で動作するチョッパが必要となる。もちろん電機子回路に直列に平滑リアクトルを接続すれば、見かけ上の電機子回路時定数 τ_e の値は大きくなるので、直流サーボモータの場合でもそのチョッパの動作周波数を下げることはできるが、その反面、リアクトルのそう入により電動機速度変化時にハンチングが生ずるといったような問題もあり、⁽⁴⁾ 必ずしも得策とはいえない面がある。一方、数 kHz から数十 kHz の動作周波数のチョッパはその転流回路の設計に特別の配慮が必要であることを考えると、定常状態で負荷電流が断続

第 3 図 時定数と周波数の関係

Fig. 3. Relations between time constant and operating frequency.

しないようにするにはみずから限界があるといえる。

このように、従来のチョップ回路で直流他励電動機を制御する場合には定常特性を線形化するうえで問題があるとともに、過渡特性についても次に述べるような問題点がある。すなわち、電動機を減速する場合を考えてみると、従来のチョップ回路はいわゆる整流器性を有しているため過剰の運動エネルギーを電動機から吸収することができず、電動機自体で機械的な損失という形で放散させることになるので、減速時の過渡特性は悪いものとなる。この問題は運転時と減速時でチョップ主回路の結線を変更して、減速時には電気制動がかかるようにすれば一応の解決はできる。

上記のように、従来のチョップ回路で直流他励電動機を制御する場合に生ずる問題点は、もちろんそれぞれについて一応の解決策もあるが、これらを一括する解決策を実現させるためには新たな回路方式の開発が必要となる。

3. 改良形チョップ回路の原理と動作

〈3・1〉 改良形チョップ回路の原理 第4図に示しているのは筆者らの試作した改良形チョップ回路の原理を示す回路図であり、ここでは前章で明らかにした問題がこの回路でどう解決されるかという観点からその動作を説明することにしよう。

第4図ではスイッチ S_1 と S_2 は S_1 がオンになる場合は S_2 がオフとなり、スイッチ S_2 がオンの場合は S_1 がオフとなるという形で周期的に動作するものであるとする。そして、従来のチョップ回路で直流他励電動機を運転する場合に、負荷電流が不連続となるような運転条件にあるとして話を進めることにする。図で今まで通電していたスイッチ S_1 がオフに転ずると、電機子回路はまず D_f で短路され、電機子回路とで閉回路が形成される。そこで、次にスイッチ S_1 がふたたびオンに転ずる前に D_f を流れる電流が零になる場合が、いわゆる負荷電流の不連続となる運転条件であるが、第4図の回路では D_f を流れていた電流が零となると、電動機の逆起電力の働きでスウィ

第4図 改良形チョップ回路の原理図

Fig. 4. Principle of the improved chopper circuit.

ッチ S_2 を通じてそれまでとは反対方向に電機子電流が流れることになる。そして、次にスイッチ S_1 がオン状態に転じてスイッチ S_2 がオフ状態になると、それまで電機子回路を逆方向に流れていた電流は、電機子回路のインダクタンスの働きでただちにその方向を反転することができず、 D_d を介して電源側に帰還される。そして、この帰還電流が零となるとはじめてスイッチ S_1 を介して電源から電動機へパワが伝達されることになり、以下上記の動作が周期的にくり返される。この場合の電動機の端子電圧および電機子電流の瞬時波形を第5図に示しているが、この図からわかるように電機子電流は一時期逆方向に流れるものの、常に連続となっている。

第4図の回路で負荷電流が正方向だけで連続する運転条件のもとでの回路動作は従来のチョップ回路と異なる点がないので説明は省略する。

以上が定常状態における回路動作であるが、次に電動機を速度を下げる場合についてみることにする。この場合減速のためにチョップのオン時間を短くすると、最初の1～数周期で電機子電流は完全に逆方向となり、以後、スイッチ S_2 がオン状態では発電制動、スイッチ S_2 がオフ状態では D_d によって回生制動がかかり、電動機の過剰エネルギーはすみやかに吸収されるため、減速特性は従来のチョップ回路で制御する場合に比較して格段に改善される。しかも、通常の運転時と減速時でチョップ回路の結線を変更する必要がなく、そのままの回路でよいという大きな利点を有している。

〈3・2〉 改良形チョップの実際の回路⁽⁵⁾ 第4図の原理図で示す回路の機能を実際に応用するには種々の回路方式が考えられるが、筆者らはその一つとして第6図に示すような回路を用いた。この回路は基本的にはマクマリーのインバータ回路⁽⁶⁾をチョップ回路として用いたものであり、転流機構などの回路動作についてはすでに多くの論文に発表されたものであるから

第5図 改良形チョップ回路の動作例

Fig. 5. Operation of the improved chopper circuit.

第 6 図 改良形チョップ回路

Fig. 6. Practical circuit configuration of the improved chopper.

第 7 図 速度-トルク特性

Fig. 7. Speed-torque characteristics.

(a) 従来形 (b) 改良形

第 8 図 動作特性の比較

Fig. 8. Comparison of dynamic characteristics.

説明は省略することにして、チョップとして用いた場合の各素子の機能について簡単に説明するにとどめよう。第 6 図で点線で囲んだ SW_1 , SW_2 の部分はそれぞれスイッチング回路であるが、いま SW_1 についてみるとこれ全体で SW_2 のサイリスタを消弧させるための転流回路を形成するとともに、サイリスタ Th_1 は主サイリスタとしての機能を、またダイオード D_1 は帰還電流の通路としての機能をそれぞれ兼備している。

また、 SW_2 についてみればこれ全体で SW_1 のサイリスタを消弧するための転流回路を形成するとともに、サイリスタ Th_2 は電動機の電機子回路を短絡して発電制動をかける回路を形成し、また、ダイオード D_2 はフリーホイーリングダイオードとしての機能を兼備している。そういったわけで、比較的簡単な回路構成で前節で述べた機能が実現できるのである。

〈3・3〉改良形チョップ回路による特性の改善

ここでは、第 6 図に示した改良形チョップ回路で直流他励電動機を制御した場合の静特性、および動特性を従来のチョップ回路で制御した場合のそれらと比較した結果を示すことにしよう。

第 7 図は 100 V, 500 W 直流他励電動機 の速度-トルク特性を、チョップ周波数 100 Hz で運転した場合についてチョップの Duty factor α をパラメータとして示したものである。図で実線で示してあるのが第 6 図の改良形チョップ回路で制御した場合の特性であり、比較のために従来のチョップ回路を用いて同一条件で制御した場合の特性を破線で示している。この特性からもわかるように、この場合には従来のものとは異な

は Duty factor α により一義的に決まり、したがって、速度-トルク特性は直流他励電動機本来の定速度性を示すことになる。

動特性、特に減速特性の比較は、第 8 図に示している。第 8 図は供試直流他励電動機を無負荷状態で 900 rpm で運転しておき、チョップの Duty factor を突然に零にして電動機を停止させる場合の電動機の減速特性を示すものであり、従来のチョップ回路の場合と改良形チョップ回路の場合について比較している。従来形チョップ回路で制御する場合には、すでに前章で述べたように過剰の運動エネルギーを吸収することができないため、電動機速度は機械的な時定数に従ってほぼ直流状に減衰して、停止に至るまでに約 20 秒を要している。

一方、改良形チョップ回路で制御する場合には、発電制動と再生制動がくり返されて電動機速度は急速に減速する。第 8 図の場合は $\alpha=0$ であるから、再生制動はかからず、発電制動だけがかかる場合であり、電動機速度の高いうちは制動電流が大で急速に減速し、速度の低下とともに減速の割合もゆるくなっているが約 2 秒で停止に至っており、減速時間は従来のチョップ回路を用いた場合の約 1/10 に短縮されている。

4. 状態変数による解析

本章では改良形チョップ回路で制御される直流他励電動機の制御特性と回路動作の解析を行なう。改良形チョップを用いた系で従来のチョップ回路を用いた系と比較して特性上問題となるのは、定常特性では軽負荷時の速度脈動であり、過渡特性については転流直前

の電流値である。

すなわち、定常状態で比較的負荷の軽い場合には、すでに説明したように電機子回路にはある期間逆方向電流が流れることになるので、チョップの1周期中のある期間、電動機は逆方向トルクを発生する。従来のチョップ回路の場合にはこの期間には電機子電流は流れないわけで、したがって、電動機はその機械的時定数に従って減速するだけである。そういった理由から改良形チョップ回路で制御する場合には従来のチョップ回路で制御する場合に比べて、定常状態における1周期中の速度脈動はより大きく現われることが容易に推察できるわけで、それが実用上どの程度の大きさとなるかを知る必要がある。

また、過渡特性では特に減速時の系の動作が重要である。すでに説明したように電動機を減速する場合には発電制動と回生制動が交互にかかるわけであるが、発電制動時には第6図のサイリスタ Th_2 が電機子回路を短絡することになる。転流用リアクトルの値は電機子インダクタンスに比べて無視できるほど小さいから、この場合のサイリスタ Th_2 を流れる電流は、電機子回路の抵抗とインダクタンスで決まることになるが、その電流値はサイリスタ Th_2 の容量を決める上からも、また転流要素である L や C を決定するうえでも重要である。

上記のような目的で解析を行なうためには、状態変数によりチョップ回路と直流他励電動機からなる系を制御理論でいう離散値系として取り扱うのが便利である。整流器を含む回路を離散値系として取り扱う一般的な方法は、筆者らが別に発表⁽⁷⁾しているのので、ここではその詳細は省略する。

〈4.1〉 状態方程式による系の記述 解析を進め

第9図 改良形チョップの動作モードと等価回路

Fig. 9. Operating modes of the improved chopper and their equivalent circuits.

る前に、回路動作のモードの定義を明らかにしておこう。第9図はこれを示すものであって、チョップの1周期間の回路動作を第6図のサイリスタ Th_1 の動作に着目して、電動機と電源が接続されるオンモード ($nT < t < nT + \tau$) と、電動機が電源から切り離されるオフモード ($nT + \tau < t < (n+1)T$) の二つのモードで考えることにする。

オンモードの系の動作を支配する微分方程式は、新しい変数 $\lambda = t - nT$ を用いて $P = d/d\lambda$ とすると次のように示す。

$$\left. \begin{aligned} v_0 &= (R + LP)i + K\omega \\ K_i &= JP\omega + \tau_L \\ \tau_L &= T_L, \quad v_0 = V_s \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 v_0 : 入力電圧, R, L : それぞれ電機子回路の抵抗とインダクタンス, K : 起電力係数, τ_L : 負荷トルクであって解析の便を図るために負荷トルクは摩擦トルクを含めて一定値 T_L であるとして取り扱うことにする。

また、 J は電動機と負荷を合せた慣性モーメントである。

オンモードに対する方程式がオフモードに対しても成立するようにするためには、 $\lambda = t - nT - \tau$ として $v_0 = 0$ とすればよいわけで、この場合に入力電圧をモード期間中は一定値をとる電圧 v_0 と v_1 を用いて第10図に示すように二つの成分の合成という形で取り扱うことができる。*すなわち、モード期間中は一定値をとるという考え方から、

$$\left. \begin{aligned} v_0(nT + \tau) &= v_0(nT^+) \\ v_1(nT + \tau) &= v_1(nT^+) \\ v_0(nT + \tau^+) &= v_0((n+1)T) \\ v_1(nT + \tau^+) &= v_1((n+1)T) \end{aligned} \right\}$$

であり、モードの切りかわり時点では状態量 v_0 および v_1 には(3)式で示される接続が行なわれるとすればよい。

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} v_0(nT + \tau^+) \\ v_1(nT + \tau^+) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -1, & 1 \\ 0, & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0(nT + \tau) \\ v_1(nT + \tau) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_0(nT^+) \\ v_1(nT^+) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -1, & 1 \\ 0, & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0(nT) \\ v_1(nT) \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \dots\dots (3)$$

ここで、初期条件としては

$$\begin{bmatrix} v_0(0) \\ v_1(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ V_s \end{bmatrix}$$

*: 入力をおのうに二つの成分で表わさなくとも、(6)式にならうて、オンモードとオフモードで状態方程式を $pV = A_{on}V$, $pV = A_{off}V$ と異なる A マトリックスを用いて記すこともできる。しかしながら、そうした場合には以後の数式的処理の段階で状態遷移行列をそれぞれのモードに対して求めることが必要となり、計算時間その他の理由からむしろオンモードとオフモードを同じ状態方程式で記すほうが有利である。

第 10 図 入力電圧の取り扱い

Fig. 10. Treatment of input voltage.

とする。なお、 $v_0(nT)$ 、 $v_0(nT^+)$ などはそれぞれモード切りかわり時点における第 1 種、および第 2 種初期値を示すものである。

ここで、(2)式の諸量を電圧に換算して考えるために、次のような置換を施す。

$$i_n = Ri/V_s, \quad \omega_n = K\omega/V_s, \quad \tau_{Ln} = R\tau_L/KV_s$$

$$L/R = \tau_e \quad (\text{電気的定数})$$

$$JR/K^2 = \tau_m \quad (\text{機械的定数})$$

$$v_{0n} = v_0/V_s, \quad v_{1n} = v_1/V_s$$

これらの置換を施すと、(2)式は次のように記せる。

$$\left. \begin{aligned} p i_n &= (v_{0n} - i_n - \omega_n)/\tau_e \\ p \omega_n &= (i_n - \tau_{Ln})/\tau_m \\ p \tau_{Ln} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

入力電圧、 v_{0n} 、 v_{1n} は期間中は一定値をとるから、 $p v_{0n} = 0$ 、 $p v_{1n} = 0$ であり、これらの関係をまとめて状態方程式の形で記すと次のようになる。

$$p \begin{bmatrix} v_{0n} \\ v_{1n} \\ \tau_{Ln} \\ i_n \\ \omega_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/\tau_e & 0 & 0 & -1/\tau_e & -1/\tau_e \\ 0 & 0 & -1/\tau_m & 1/\tau_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{0n} \\ v_{1n} \\ \tau_{Ln} \\ i_n \\ \omega_n \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

これを簡単のため次のように記す。

$$pV = AV, \quad p = d/d\lambda \dots\dots\dots (6)$$

(6)式は $\lambda = t - nT$ とすればオンモード、 $\lambda = t - nT - \tau$ とすればオフモードの系の動作を示す状態方程式である。

次にモード切りかわり時点における各状態量の値の関係をみると、まず入力電圧 v_{0n} 、 v_{1n} については(3)式ですでに与えられている。一方、負荷トルクはチョップ 1 周期間で一定であるとして取り扱っており、また、電流 i_n は電機子回路インダクタンスの作用で、速度 ω_n も電動機の慣性モーメントの作用でそれぞれ連続であるから次のように記せる。

$$\tau_{Ln}(nT^+) = \tau_{Ln}(nT)$$

$$\tau_{Ln}(nT + \tau^+) = \tau_{Ln}(nT + \tau)$$

$$i_n(nT^+) = i_n(nT)$$

$$i_n(nT + \tau^+) = i_n(nT + \tau)$$

$$\omega_n(nT^+) = \omega_n(nT)$$

$$\omega_n(nT + \tau^+) = \omega_n(nT + \tau)$$

そこで、これらの関係を(3)式と一括して次のように記すことができる。

$$\left. \begin{aligned} V(nT^+) &= BV(nT) \\ V(nT + \tau^+) &= BV(nT + \tau) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

$$B = \begin{bmatrix} B_s & 0 \\ 0 & B_l \end{bmatrix}, \quad B_s = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B_l = I \dots (8)$$

このように接続行列 B を定めると、期間 n に対して誘導された上記の諸式は他の期間に対してもそのまま用いることができる。

そこで、(6)式および(7)式から状態遷移マトリクスを Φ と記すことにすると、オンモードに対する解は次のようになる。

$$\begin{aligned} V(t) &= \Phi(t - nT) V(nT^+) \\ &= \Phi(t - nT) BV(nT) \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

オフモードに対しても同様に、次の解が得られる。

$$V(t) = \Phi(t - nT - \tau) BV(nT + \tau) \dots (10)$$

そこで、両式から

$$\begin{aligned} V(nT) &= \Phi(T - \tau) B \Phi(\tau) BV(nT - \tau) \\ &= H(T, \tau) V(nT - \tau) \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

と記すことができる。ここで $H(T, \tau)$ は

$$H(T, \tau) = \Phi(T - \tau) B \Phi(\tau) B \dots\dots\dots (12)$$

と定義される。以下、すでに報告した手法⁽⁷⁾に従って、 z 変換表示で次の関係が得られる。

$$\begin{bmatrix} M(z) \\ X(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I - z^{-1} \alpha(T, \tau) & 0 \\ -z^{-1} \gamma(T, \tau) & I - Z^{-1} \beta(T, \tau) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} m(0) \\ x(0) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (13)$$

ここで

$$\begin{aligned} V &= \begin{bmatrix} m \\ x \end{bmatrix}, \quad H(T, \tau) = \begin{bmatrix} \alpha(T, \tau) & 0 \\ \gamma(T, \tau) & \beta(T, \tau) \end{bmatrix} \\ m &= [v_{0n}, v_{1n}, \tau_{Ln}]^t, \quad x = [i_n, \omega_n]^t \end{aligned} \dots\dots\dots (14)$$

そこで、(13)式を入力 $M(z)$ 、出力 $X(z)$ についてそれぞれを記すと、

$$M(z) = [I - z^{-1} \alpha(T, \tau)]^{-1} m(0) \dots\dots (15)$$

$$\begin{aligned} X(z) &= z^{-1} [I - z^{-1} \beta(T, \tau)]^{-1} \gamma(T, \tau) M(z) \\ &\quad + [I - z^{-1} \beta(T, \tau)]^{-1} x(0) \dots\dots (16) \end{aligned}$$

となる。したがって、系の初期値 $m(0)$ 、 $x(0)$ さえ与えれば、(15)、(16)両式を逆変換することによって $t =$

$nT(n=1, 2, \dots, \infty)$ に対する各状態量の値を求めることができる。系の初期値としては、まず入力量として

$$\mathbf{m}(0) = [0, 1, \tau_{Ln}]^T \dots\dots\dots (17)$$

で τ_{Ln} の値を与えればよい。また、出力量の初期値としては減速時の特性計算時を除いては $\mathbf{x}(0) = \mathbf{0}$ としてよく、減速時の特性を計算する場合には $\mathbf{x}(0)$ として定常状態の値を用いばよい。

定常状態の特性計算は、(15)、(16)式で解が定常値になるまで計算を進めても求められるが、すでに報告しているように、⁽⁷⁾ 両式に z 変換の最終値定理を適用して得られる次の関係を用いて計算するほうが、計算時間などの点から有利である。

$$\mathbf{x}(nT)_{n \rightarrow \infty} = [\mathbf{I} - \beta(T, \tau)]^{-1} \gamma(T, \tau) \mathbf{m}(0) \dots\dots\dots (18)$$

また、 $t = nT + \tau (n=1, 2, \dots, \infty)$ における状態量の値を求める場合にはふたたび (9)、(10)式から

$$\begin{aligned} \mathbf{V}(nT + \tau) &= \Phi(\tau) \mathbf{B} \Phi(T - \tau) \mathbf{B} \mathbf{V}(\overline{n-1}T + \tau) \\ &= \mathbf{H}'(T, \tau) \mathbf{V}(\overline{n-1}T + \tau) \dots\dots (19) \end{aligned}$$

ただし

$$\mathbf{H}'(T, \tau) = \Phi(\tau) \mathbf{B} \Phi(T - \tau) \mathbf{B} \dots\dots\dots (20)$$

以下、前と同様の手順で求めることができる。

なお、モード期間中の状態量の瞬時値を計算する必要がある場合には上記の手順で $\mathbf{V}(nT)$ 、 $\mathbf{V}(nT + \tau)$ の値を求めた後、(9)式で $nT < t \leq nT + \tau$ の期間に対する瞬時値を、また(10)式で $nT + \tau < t \leq \overline{n+1}T$ の期間に対する瞬時値を計算することができる。

〈4・2〉 諸特性の計算結果とその検討⁽⁸⁾ ここでは〈4・1〉節で説明した方法により、筆者らの試作した改良形チョップ回路で直流他励電動機を制御する場合の特性を計算した結果を示すとともに、実験値と比較検討する。なお供試回路の諸定数は次のとおりである。

$$\begin{aligned} V_s &= 100 \text{ V}, \quad T = 0.01 \text{ s}, \quad R = 2.7 \Omega, \quad L = 55 \text{ mH} \\ K &= 0.572 \text{ V} \cdot \text{s}, \quad J = 0.085 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \end{aligned}$$

第 11 図に示すのは、電動機を無負荷の状態で始動する場合の電機子電流と電動機速度の時間的变化を、チョップの Duty factor をパラメータとして示したものである。ここで問題となるのは、チョップの転流回路の設計上から、 $t = nT + \tau$ における始動電流の値がどの程度の値となるかという点である。始動電流の $t = nT + \tau$ におけるピーク値はチョップの Duty factor の値が大きいくほど高い値となり、たとえば、 $\alpha = 0.8$ の場合についてみれば、 $i(nT + \tau)_{\max} = 29 \text{ A}$ である。また、始動時間はおおよそ 2.5 秒であり、これらの値は実験値と良い一致をみている。

第 11 図 始動特性

Fig. 11. Starting characteristics.

第 12 図は制動特性の一例を示すものであって、チョップの Duty factor $\alpha = 0.8$ で無負荷状態の電動機を定常運転しておき、Duty factor α の値を突然 0.6, 0.4, 0.2, 0 と変化させた場合の電流および速度の時間的变化をみたものである。定常運転の場合は $i(nT)$ の値は負であり、いわゆる逆電流を流す回路動作を行っているが Duty factor の値を変えると、 α の値によって 1~2 周期の間に $i(nT + \tau)$ の値も負となり、それ以後はチョップの 1 周期間にわたって電機子電流は完全に逆方向に流れて発電制動と回生制動をかけることが明らかである。この場合に第 6 図の回路で考えると主サイリスタ Th_1 が電機子電流を流すのは $i(nT + \tau) > 0$ の 1~2 周期期だけであって、転流という点からは主サイリスタ Th_2 を流れる電流よりもむしろサイリスタ Th_2 を流れる電流のピーク値、すなわち $i(nT)_{\max}$ が問題となる。そういった観点から $i(nT)_{\max}$ を第 12 図からみると、 $\alpha = 0$ による場合で $i(nT)_{\max} = 27 \text{ A}$ となる。この値は Duty factor α を下げる場合の極限として取り扱えばよい。電動機の減速に要する時間は α の値によって差はあるが、だいたい 2~3 秒であって、すでに述べたように従来のチョップ回路で制御する場合のおおよそ 1/10 に短縮されている。

定常特性のなかで特に従来のチョップ回路で制御す

第 12 図 制動特性

Fig. 12. Braking characteristics.

る場合と比較して問題となるのは、すでに述べたようにチョップ1周期内における速度脈動である。これを求めるためには、前記の解析を生かして次のようにすればよい。すなわち、トルク-イナーシャ比の比較的大きな場合には、チョップ周期中の最高速度は $t=nT+\tau$ で、また最低速度は $t=nT$ で生ずると近似的に扱うことができる。したがって、近似的に速度脈動率 ε を

$$\varepsilon = \frac{\omega_n(nT+\tau) - \omega_n(nT)}{\omega_n(nT+\tau) + \omega_n(nT)} \times 100(\%) \dots (21)$$

として計算することができるわけである。(21)式に基づいて供試電動機速度脈動率を計算した結果を、第13図に示してある。このような系では電気的および機械的時定数とチョップ周期が速度脈動率と大きな関係をもつが、ここではすでに回路動作を説明した改良形チョップ回路のように1周期内のある期間に逆方向電流が流れるような運転条件下の速度脈動率が、従来のチョップ回路で運転する場合のそれとどの程度相異なるものであるかを実用的な見地から定量的にみることにしよう。

チョップ周波数 100 Hz ($T=0.01$ s) の場合について第13図で破線で示してあるのが、従来のチョップ回路で制御した場合の速度脈動率であり、⁽⁹⁾ この結果から改良形チョップ回路で制御した場合の速度脈動率は従来の方式のものに比べていくぶん大きくなるが、その増加分は100% 負荷時の脈動率と比較すれば実用上ほとんど問題とならないことがわかる。速度脈動率の値そのものが問題となる場合はチョップ周期を短かくすればよいことは明らかで、一例としてチョップ周期を半分にした場合の速度脈動率も併記している。なお、サーボモータのように電気的時定数、機械的時定

第13図 速度脈動率

Fig. 13. Speed fluctuation curve.

数がともに供試電動機に比べて小さい場合には、逆方向電機子電流の流れる期間も長くなるうえに、その間の速度の減衰もより大きくなるので、チョップ動作周波数をかなり高い値に選ばないと速度脈動率はかなり大きな値となってしまいます。ところで筆者らの用いた改良形チョップ回路はすでに述べたようにマクマリーの第1回路を基本としたものであるから、転流後、主サイリスタと転流用ダイオードを循環する電流による転流損失があって、動作周波数が高くなるほど効率は低下する。さらに、転流用インダクタンスとコンデンサの値から決まるある周波数以上の動作周波数では、逆バイアス時間がじゅうぶんとれなくなり安定な転流動作ができなくなる。⁽¹⁰⁾ このような場合には高周波動作に適した別の回路方式を用いるのが望ましい。

5. あとがき

本論文では、従来のチョップ回路で直流他励電動機を制御する場合の電動機の制御特性を定常状態および過渡状態の両面から論じて、その整流器性に起因する問題点を明らかにした。そして、整流器性を取り除いた回路構成の簡単な新しいチョップ回路を試作し、それによって制御される直流他励電動機の制御特性が定常特性、過渡特性ともに著しく改善されることを示した。さらに、改良形チョップで制御される直流他励電動機の制御特性を明らかにするために、状態変数を用いた解析を行ない、実用上問題となるいくつかの問題につき検討を加え、直流他励電動機の制御電源としての有用性を確認した。

最後に種々ご教示いただいた、本学の常広 謙助教授ならびに卒研究生として協力いただいた橋本直志氏(現在中部電力勤務)に謝意を表すとともに、数値計算は名古屋大学大形計算機センタ FACOM 230-60を用いたことを付記する。

(昭和47年2月25日受付, 同47年7月27日再受付)

文 献

- (1) 入江・藤井・石崎: 電学誌 88, 675 (昭 43-4)
- (2) 仁田・沖津・鈴木・木内: 電学誌 90, 1557 (昭 45-8)
- (3) 松井・足立: 電学誌 89, 2406 (昭 44-12)
- (4) 竹上・林・本間: 昭42電気学会東海支部連大 4a-G-4
- (5) 松井・足立・橋本: 昭45電気学会東海支部連大 20a-E-4
- (6) McMurray, Shattuck Commun. & Electronics 57, 505 (1961)
- (7) 松井・足立・常広・木寺: 電気学会論文誌 92-B, 531 (昭 47-10)
- (8) 松井・松村・足立: 昭 46 電気学会東海支部連大 14a-B-11
- (9) 松井・松村・足立: 昭 46 電気学会東海支部連大 14a-B-12
- (10) 松井・常広・足立: 昭 46 電気学会全国大会 No. 496