UDC 621.313.224.012.6-9: 621.376.54.018.752

論文
51-B 62

チョップパ方式による直流電動機の運転特性

富山大学 柳 瀬 秋 夫

1. ま え が き

チョップパ方式により運転される直流電動機の特性格として、基本回路における微分方程式より出発し、電流の状態や回路構成などを考慮して求める方法が一般的であり、これについての定常特性および始動特性の研究もある。

しかし、これらの特性式において、なお理論的解明が不十分と思われる点があるほか、特に非線形をもつ電動機特性計算が複雑である。筆者はさきに非線形磁化曲線の曲線部分を直線近似して算定する法を提案し、この誤差についても検討⁽⁶⁾しているため、本文ではこの直線近似法によって、界磁接続法の相違により分類された電動機の基本回路の微分方程式より、それぞれの電動機の電圧電流の平均値で表わした近似特性基本式を導出して定常状態における電圧、電流、逆起電力および回転数と回路構成の電気系時定数、パルス周期、パルス幅などの相互関係を述べ、直流電動機の総合的特性を表わす複巻電動機について理論的考察と実測例を示した。

また、始動特性については、定常特性を用いて始動等価回路を設定し近似始動特性を求めているので定常特性と始動特性は直接関連しており、これまでの研究にもあまり解明されていない複巻電動機の始動特性について論及し、始動時間と回路構成条件、オン・オフ時間比、パルス周期、分巻界磁回路の電気時定数等の相互関係について解明した。

最後に直流電動機制御における全般的な検討を加え、実測について考慮すべき注意事項をあげている。

2. 定常特性計算

第1図はチョップパ方式により駆動される直流電動機の基本回路を示す。以下の解析は次の仮定による。

- (1) 電機子および界磁コイルのインダクタンスは一定である。
- (2) 直巻界磁コイルおよび分巻界磁コイルの磁化特性は、第3図、第4図のように直線 $\bar{A}'\bar{B}'$ にて近似する。
- (3) 分巻回路のインダクタンスは大きく、一周期中の界磁電流は一定とする。
- (4) 一周期中の電動機速度一定とする。
- (5) 転流コンデンサの漏れ無視。
- (6) 半導体整流素子の正方向電圧降下無視する。

第1図 チョップパ基本回路

Fig. 1. Basic circuit of chopper.

第2図 等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit of D.C. motor.

Running Characteristic of DC Motor Driven Chopper System.
By Akio Yanase, Member (Faculty of Engineering Toyama University)

柳瀬秋夫：正員、富山大学工学部

以上の假定から界磁接続方式により分類される直流電動機の等価回路は第2図の実線および点線によって表わされる。この場合電機子電流の波形は不連続と連続に大別され、さらにチョップの繰返し周期の小さい運転状態では第1図に示す転流コンデンサの影響により電動機端子電圧波形が変わってくる。本文ではこれらの状態を以下のように4つのモードに分類して検討を加える。

〈2・1〉 電流不連続（モードⅠ） 第2図の実線で示す電機子回路より次の微分方程式が成立つ。

$$\left. \begin{aligned} E &= iR_t + L_t \frac{di}{dt} + E_c \\ &= iR_t + L_t \frac{di}{dt} + k\phi n \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

ただし、 R_t, L_t : 電機子回路の抵抗、インダクタンス

(a) 他励電動機 (1)式は次の平均電圧 V 、電流 I に近似できる⁽¹⁾⁽²⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

$$\left. \begin{aligned} i_F &= d_F' - \frac{T_e}{T} \alpha \log \frac{e^{(T/T_e)d_F'} - 1 + \alpha}{\alpha} \\ v_F &= i_F + \alpha \end{aligned} \right\} \dots\dots (2)$$

ただし、 T_e : L_t/R_t , n : 電動機回転速度,
 K : 逆起電力定数, k : 比例定数, T : チョップ周期

$\alpha = k\phi n/E = Kn$ (逆起電力係数), $i_F = IR_t/E$ (電流係数), $v_F = V/E$ (電圧係数), $d_F' = T_{on}/T$ (通電係数) とする。

(2)式より d_F', T が決まれば $i_F - \alpha, v_F$ の特性が得

第3図 磁化特性説明図 (分巻コイル)

Fig. 3. Explanation of magnetization curve (Shunt coil).

られ、 K が一定であるから $i_F - n$ 特性も求められる
第3図に $i_F - v_F$ の概要を曲線で示した。

(b) 分巻電動機 分巻電動機では他励のように K は一定でなく、第2図の点線で示す分巻界磁コイルによる $K_n = k\phi_n/E$ が電流および通電係数により変化する。いま任意の運転時における電流、電圧、逆起電力係数をそれぞれ $i_{F(n)}, v_{F(n)}, \alpha_{(n)}$ とすれば、(2)式より

$$\left. \begin{aligned} v_{F(n)} &= i_{F(n)} + \alpha_{(n)} \\ \alpha_{(n)} K_{(n)} n & \\ K_{(n)} &= K_{(p)} + C_h(v_{F(n)} - d_F') \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 $K_{(p)} = k\phi_p/E$, ϕ_p : $v_{F(p)}$ における磁束となり、回転数 n の算出は i_F, α_F により異なる。これについてももう少し説明を補足する。

第3図に示す分巻界磁コイルの近似磁化特性は直線 $\bar{A}'\bar{B}'$ で表わされるが、分巻界磁電流 I_f は仮定により連続⁽¹⁾であり、完全直流電圧供給と考えて $I_f = V/R_h$ となるから v_F に比例し、 $v_F - \phi_h$ 特性は直線 $\bar{A}'\bar{B}'$ におきかえることができる。したがって、(3)式で $i_{F(n)} + \alpha_{(n)}$ の関係より $v_{F(n)}$ を求め、第3図、(3)式より $K_{(n)}$ を算定して、 n を求めなければならない。

(c) 直巻電動機 第4図の I_{min} : 直巻電動機の最小許容平均電流、 I_{max} : 直巻電動機の最大許容平均電流として電動機の制御範囲を $I_{min} \sim I_{max}$ とすると第2図、第4図より(1)式と同様にして

$$\left. \begin{aligned} E &= iR_t + L_t \frac{di}{dt} + k\phi n \\ &= iR_t + L_t \frac{di}{dt} + k\{\phi_{min} + C_s(i - I_{min})\}n \end{aligned} \right\}$$

第4図 磁化特性説明図 (直巻コイル)

Fig. 4. Explanation of magnetization curve (Series coil).

$$= i(R_t + k_n C_s) + L_t \frac{di}{dt} + k_n(\phi_{\min} - C_s I_{\min}) \dots \dots \dots (4)$$

(4)式は(3)式と同様に次の平均電圧、電流係数に近似できる。

$$i_F = d_F' - \frac{T_e}{T} K' n \log \frac{\epsilon^{(T/T_e)d_F' - 1} + K' n}{K' n} \dots \dots \dots (5)$$

(5)式より $i_F - n$ 特性を求め、

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= K n = (K' + k C_s I/E) n \\ v_F &= i_F + \alpha \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (6)$$

となる。

$$\text{ただし、} K' = k(\phi_{\min} - C_s I_{\max})/E, i_F = I(R_t + k_n C_s)/E, T_e = L_t/(R_t + k_n C_s)$$

(6)式の K' の値は、電動機の制御範囲によって決まる定数となり、 $i_F - n, v_F, \alpha$ が求まる。

(d) 複巻電動機 複巻電動機においては仮定により分巻回路電流は連続であり、また、直巻電動機のような最小許容電流による制限もなく、最小電流を無負荷電流 I_0 とすると、(5)式は直巻界磁コイルの他に第2図点線で示される分巻界磁コイルによる影響もあわせ考慮しなければならない。

第5図はある通電係数における複巻界磁特性説明図である。この場合の電流制御範囲は $I_0 \sim I_p$ (モード I・II 境界値) となり、和動磁化特性は第3図の $i_F - v_F$ 特性より得た、電流係数に逆比例する近似分巻磁化特性第5図で K_d で示す) と、第4図の電流に比例する近似直巻磁化特性 (K_s で示す) との和、すなわち、 $K_c = (K_s + K_d)$ となる直線で表わされる。したがって、

第5図 磁化特性説明図 (複巻コイル)

Fig. 5. Explanation of magnetization curve (Compound coil).

この特性式は(5)、(6)式と同様の方法で算定すればよい。

また、第5図の K_c の傾きは第4図の傾きとは電流制御範囲が異なるため、 θ_c' で表わした。

差動複巻特性は、図のように磁化特性の傾きは θ_d となり $K_d = (K_s - K_c)$ 直線にて表わされる。

以上の式に用いる磁化特性の傾きは、通電係数、チョップの繰返し周期によって異なる。また、逆起電力係数 $\alpha = 0$ で最大許容電流 $I_{\max}$ に達し得ないような小さい通電係数を用いるような状態のときは、第4図および第5図の近似直巻磁化特性の範囲を $I_0 \sim v_{F(p)} = d_F'$ としなければならない。

<2.2> 電流連続 (モード II, III, IV) 第2図の

電機子回路電流が大きくなって第3図の $d_F' \sim i_{F(p)}$ 間のように電圧係数一定 (モード II) となった場合、または、周期が小さくなって後述するように等価通電係数が増し、モード III または IV になった場合には電流連続となり、これらの電流、電圧係数は T_e, n に関係なく次式で示される。

モード II

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= v_F - i_F \\ v_F &= d_F' \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (7)$$

すなわち、 v_F は通電係数によって決定され、直流の場合と同じ関係になる。

モード III モード II は転流コンデンサの影響を無視できる場合であるが、周期 T が小さくなるとこの影響を無視することができなくなり、あたかも通電係数 d_F' が増加されたと同様な特性を示す。すなわち、第2章で仮定したようにコンデンサの漏れを無視すればその出力電圧波形は第6図で示される。

$$V/E = (T_{on} + \Delta t)/T = d_F' + \Delta d_F = d_F \dots \dots \dots (8)$$

となる。また、一方転流コンデンサの容量 C_0 は下式

第6図 出力電圧波形 (モード III)

Fig. 6. Output voltage wave form (Mode III).

のように決定される⁽⁷⁾。

$$C_0 = t_{off}(I/E) \dots\dots\dots (9)$$

C_0 を一定とすれば第6図に示す三角形の t_c (SCRの逆バイアス時間)は負荷電流 I に逆比例するからSCR消弧可能であるためには I の最大値において $t_c \geq t_{off}$ でなければならない。ただし、 I の最大値は定常状態では最大許容電流 I_{max} をとればよいが、始動特性においては $I = I_M = V/R_i$ で $t_c \geq t_{off}$ (SCRのターンオフ時間)としなければならないから、任意負荷電流 I において

$$\left. \begin{aligned} t_c &= (I_M/I)t_{off} \\ \Delta t &= 2t_c \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (10)$$

$$\therefore \Delta d_F = \Delta t/T = 2/T(I_M/I)t_{off} \dots\dots (11)$$

(11)式を電流係数にとれば

$$\Delta d_F = (2/T)(i_{FM}/i_F)t_{off} \dots\dots\dots (12)$$

ただし、 $i_{FM} = I_M R_i/E$, $i_F = I R_i/E$

となる⁽⁴⁾。

この(8)式の d_F を筆者は等価通電係数と呼んで第6図に示した。

モードIV モードIIIの特性式(11), (12)をさらに周期 T を小さくすると、やがて $v_F = 1$ になる。この場合モードIVと呼んで次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= v_F - i_F \\ v_F &= d_F' + \Delta d_F = 1 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (13)$$

ただし、(11)~(13)式の $i_F = I R_i/E$

となり、他励、分巻、直巻、和動、差動複巻のどの場合でも(11)~(13)式にて表わされ、それぞれの近似磁化特性より回転速度が得られる。

3. 定常特性・実験結果

チョップ方式で駆動される直流電動機の定常特性のうち、他励および直巻電動機⁽¹⁾⁽⁶⁾についてはすでに述べており、また複巻特性に包括されているので省略し分巻、複巻電動機について次の実験を行なった。

試用電動機は、定格200W, 100V, 2.8A, 1,800rpm 直巻界磁コイルのインダクタンスは、定格電流で6.19mH, 電機子および分巻界磁コイルのインダクタンスは67.8mH, 84.9H, 直巻界磁コイル、電機子および分巻界磁コイルの抵抗は、それぞれ0.95 Ω , 4.8 Ω , 600 Ω , 電機子直列そう入保護用抵抗は4.25 Ω であった。

分巻特性は複巻電動機の直巻コイルを除き、分巻コイルのみを使用した場合の特性である。チョップ回路に使用したSCRのターンオフ時間は20 μ s 転流コンデンサの容量は10 μ Fを用いた。

第7図 電流対逆起電力実測値

Fig. 7. Measured current vs counter e. m. f.

第7図は磁化特性として電動機を他励発電機とし定格一定速度で回転した時の誘起起電力より逆の電力定数 $K = k\phi$ を求めた。(a)は直巻界磁コイルの磁化特性で、(b)は分巻界磁コイルの磁化特性である。

実験結果の一例として第8図に和動複巻電動機を、第9図に界磁コイルの接続方式分類による和動、差動および分巻電動機の電流対電圧および回転速度の実測結果を理論値とともに示した。

第8図、第9図ともに理論値より実測値が一般に低いのは、非線形部分を直線近似した算定法が主因であり、その他にSCRおよび循環バイパス用ダイオードによる電圧降下と、コンデンサの漏れによる充電電圧低下などによるものと思われる。従って、後者の低下および降下の条件を特性式に導入すれば、この誤差をさらに小さくする事ができるが、本文は分巻、複巻電動機の種別による特性の相互関係の解明も重要論旨の一つとしているため、あえて第2章の仮定による解析法をとったものである。

チョップ方式により直流電動機を制御する場合、速度変動の点からモードIIであることが望ましい。

第9図(a)からもわかるようにモードI, IIの境界値は和動、差動および分巻により異なり、差動複巻はもっともモードII範囲がひろく、分巻、和動がそれについており、この点差動複巻がよい。また直巻界磁の強さを適当に選ぶと一定速度に保つこともできる。

(b)図は周期 T が小さく転流コンデンサが出力電圧に影響している場合で、この状態では電流連続であり周期 T 一定とすれば、どの種別の電動機でもその

第 8 図 電流対電圧, 速度実測値

Fig. 8. Measured current vs voltage, speed.

第 9 図 電流対電圧, 速度実測値

Fig. 9. Measured current vs voltage, speed for different field connection.

特性式は (8), (13) 式で算定され, すべて電流, 電圧特性は同一となり, 磁化特性の相違による速度特性のみが異なる。

図においてモード III では電流に対する電圧および速度の変動が著しく, 電流が小さい範囲の状態にあるモード IV では電圧一定 ($v_f = 1$) となる。

また, 過負荷の場合に完全直流電源電圧で制御される差動複巻は速度上昇の危険があるが, チョップ方式においては系の定数によって異なるが, 電動機端子電圧は一般に電源電圧より低いため, モード II の状態

であっても前者に比べ危険が少く, 特にモード III では電圧が急減するから速度上昇による運転の不安定もない。この点チョップ方式で制御される場合の特質でもある。

4. 始動特性

チョップ方式による直流電動機の始動特性は, 電動機の平均供給端子電圧と機械系時定数を電気系時定数に置換して得られる第 10 図の始動等価回路より求められ, その平均端子電圧は動作点がモード I および III

第 10 図 始動等価回路

Fig. 10. Equivalent circuit of starting.

第 11 図 電流、速度および磁束時間特性説明図

Fig. 11. Explanation of time vs speed, current and flux for different field connection.

にある場合は電流によって変化するが、その電圧変化を磁化特性を直線近似したと同様、以下の解析はすべてこの直線近似法による。

定常特性の電流、電圧特性がモード II または IV の範囲では一定電圧供給で、始動時定数によって電流は減少し、速度は上昇する。モード I または III であれば、電圧は直線的に変化している場合の過渡現象となり、その連系によって始動特性が得られる。始動特性説明の順序として電圧一定の場合から述べる。なお第 10 図の始動等価回路は機械系時定数に比べ、電気系時定数は小さく無視するものとする。

〈4.1〉 分巻特性 他励では界磁束 $\phi = \phi_m$ 一定でその電流特性は指数関数的に減少し、第 11 図で示す細実線 i_{se} とする。

また、分巻界磁束の時間特性を図示 ϕ_h で表わすと

その電流特性は太実線 i_h で示され、 $t < t_h$ 時間はその始動時定数は変化している。すなわち、任意時刻 t_n 、 $t_{(n+1)}$ における電流を $i_n, i_{(n+1)}$ 、磁束を ϕ_n とすれば

$$\Delta t_n = \frac{RC}{(K\phi_n)^2} \log \frac{i_n}{i_{(n+1)}} \quad (14)$$

となり、他励では

$$= \Delta t_{se} \frac{RC}{(K\phi_m)^2} \log \frac{i_n}{i_{(n+1)}} \quad (15)$$

ゆえに、

$$\frac{\Delta t_h}{\Delta t_{se}} = \left(\frac{\phi_m}{\phi_h} \right)^2 \quad (16)$$

となって減少する。

$t > t_h$ では $\phi = \phi_m$ で他励と同じ時定数となって指数関数的に減衰し、 $t = T_{s(h)}$ で最終値 i_{0h} に落着く。この場合始動時間は $T_{s(h)}$ である。

〈4.2〉 複巻特性 直巻界磁コイルの磁束 ϕ_s で表わすと、複巻特性も ϕ_s と ϕ_h から分巻特性と同様にして得られる。

すなわち、和動および差動複巻の磁束を $\phi_c = \phi_h + \phi_s$ 、 $\phi_d = \phi_h - \phi_s$ とすれば始動特性は第 10 図の始動等価回路より求まる。

直巻コイルの定常磁化特性は第 7 図に分巻コイルの特性とともに比較して示されており、その時間特性は第 11 図の点線で示す ϕ_c のように求められ、この和動磁束 ϕ_c に対し (14)~(16) 式と同様にして算定すると和動の電流特性となり点線のような i_c となる。

同様に差動特性は鎖線 i_d にて示される。

すなわち、和動においては図からもわかるように $t < t_c$ までは、その電流特性はゆるやかに減衰しているが、 $t > t_c$ になると $\phi_c > \phi_m$ となり始動時定数は他励よりも小さくなって減衰し、 $t = T_{s(c)}$ で最終値に到達する。この場合の始動時間は $T_{s(c)}$ となる。

差動においては、磁束 ϕ_d の特性によってその電流減衰状態は始動直後ゆるやかになっているが漸次大きくなって $t = T_{s(d)}$ で最終値に達する。

以上によってそれぞれの始動時間は、分巻では $i = V/R_i(t=0) \sim i_h(t=t_h)$ まで m 等分すると、

$$t_h = \sum_0^m \Delta t_h$$

$$\therefore T_{s(h)} = \sum_0^m \Delta t_h + RC \log(i_{hh}(t_h)/i_{0h}) \quad (17)$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{差動では } T_{s(d)} = \sum_0^m \Delta t_d \\ \text{和動では } T_{s(c)} = \sum_0^m \Delta t_c \end{array} \right\} \quad (18)$$

第 12 図 磁束対時間特性説明図

Fig. 12. Explanation of time vs flux.

となる。

この場合、電動機の無負荷トルク T_0 を一定と仮定すれば、無負荷出力 P_0 、無負荷速度 ω_0 、無負荷電圧、電流 v_0, i_0 の関係は

$$\left. \begin{aligned} P_0 &= T_0 \omega_0, \quad P_0 = V_0 I_0 \\ I_0 &= T_0 / V_0 \cdot \omega_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (19)$$

となり、それぞれの無負荷電流は無負荷速度 ω_0 に比例し第 11 図に示す i_{0d}, i_{0h}, i_{0c} のようになる。

〈4.3〉 電圧変化している特性 (モード I, III)

以上に述べた〈4.1〉, 〈4.2〉節は電圧一定とした場合の特性であり、分巻界磁の磁化特性は第 11 図のように $t=t_h$ で一定となるが、第 12 図のように転流コンデンサの影響のない場合の定常特性は一般にモード I・II にわたっており、そのため磁化特性は電流-時間特性が伸長された⁽¹⁾⁽⁶⁾と同様に最終値に到着く時間 t_h' は $t_h' > t_h$ になる。すなわち、全範囲モード II (電圧一定) であった場合の磁化特性を ϕ_h' で表わすと、モード II から I に転換している特性は ϕ_h' で表わされ、 $t=t_h'$ で最終値となる。このような特性算定は電圧変化する場合の第 12 図点線で示す電流特性⁽¹⁾⁽⁵⁾を求め、これと ϕ_h' 特性を用いて第 11 図で説明した方法により算定しなければならない。またこの電流特性 $i_{F1}(t)$ は第 8 図(a)のように、ある通電係数 d_F' における電圧特性の傾き C' が周期 T により異なるように第 9 図(b)のように周期 T が同一であっても C' の値は界磁接続法の相違による電動機の種類によっても異なるから、それに起因する始動時間も当然変わってくる。

5. 始動特性実験結果

電動機を他励とした全電圧始動時間は 0.45s でありこれより求めた始動時定数を基準としている。分巻回

第 13 図 d_F' 対始動時間特性実測値 (和動複巻電動機)Fig. 13. Measured starting time vs d_F' with calculated (Cumulative compound motor). 第 14 図 d_F' 対始動時間特性実測値 (界磁接続方式の相違による)Fig. 14. Measured starting time vs d_F' with calculated for different of field connection system.

路の電気時定数は 0.14s であった。

始動時間の実測値は、速度上昇を認めることができない速度 n_∞ とし、 $0.9n_\infty$ をもって実測始動時間とした。

第 13 図, 第 14 図は試用電動機の定常特性理論値、すなわちその一例を示した第 8 図, 第 9 図の電流対電圧論理特性値を用いて始動特性計算した算定結果と実測値の比較図である。第 13 図は和動複巻電動機の特

第 15 図 始動特性オシログラム

Fig. 15. Oscillograms of time vs speed and current.

性比較を示し、第 14 図は種類別の比較図である。

第 13 図において全電圧 ($d_F' = 1.0$) 始動した場合の和動の始動時間は 0.43s であったので、この点で理論値と重ねてある。図において $T = 10$ ms 以下の転流コンデンサが出力電圧波形に影響している範囲の周期では、電流が小さくなると第 8 図(b)、第 9 図(b)のようにモード IV の領域が表われ始動時間は短くなってくる。 $T = 10$ ms 以上ではモード I の電圧変化平均傾きによって左右される。本装置では $T = 60$ ms の実測は不能であったので第 13 図に理論値のみを点線で示した。

第 14 図の実線はコンデンサの影響がない場合の一例である $T = 20$ ms とした種別比較である。この始動時間は第 11 図および第 12 図で述べたように電圧変化の平均傾きに起因する電流特性および分巻回路の時定数が始動時間に大きく影響するため、第 9 図(a)で示す和動、差動、分巻の定常特性の傾きにより大体の予想が得られると思う。

図の点線で示した特性は $T = 5$ ms の比較であり、定常特性の電圧変化の傾きは、第 9 図(b)で示すように種別に関係なく同一であるため、磁化特性のみによる相違となる。

第 15 図は通電係数 0.5 周期 $T = 5$ ms における種別比較した始動特性オシログラムである。電流特性は差動のものを示した。

6. あとがき

複巻電動機の定常特性は直巻、分巻の磁化特性を考慮することにより得られる。また完全直流電圧による差動複巻は運転の危険よりあまり用いられないがチョップ方式では異なった特性がありこの心配はあまりない。始動時間の理論値と実測値の誤差は始動特性算定の基本となる定常特性において、すでに誤差があり、そのため始動時間に及ぼす誤差も当然のことである。これについては別法として定常特性の実測値を用いて始動特性計算を行えばこの誤差は小さくなる。

以上によりチョップで駆動される定常、始動特性の解析を行なったが結果は必ずしも満足できるものでなく、その誤差の要因も知りながらこの対策法も導入せずあえて一連の理論解析をつづけたのは、これらの誤差は共通の単純誤差でありチョップ装置自体の問題等のため本文の論旨である特性そのものの解析の妥当性を得なかったからである。

終わりに、本研究にあたり終始ご指摘、ご教示願った東京電機大学理事長 蓮見孝雄博士、大阪府大 入江寿一博士、並びに数値計算にご協力願った本学学生 稲井清文君(現、北陸電力(株))、沢田幸司君(現、日本カーバイト)に対し深く感謝致します。

(昭和 50 年 4 月 23 日受付、同 51 年 2 月 23 日再受付)

文 献

- (1) 柳瀬：電学誌 94, 495 (昭 49-10)
- (2) 入江・藤井・石崎：電学誌 88, 123 (昭 43-4)
- (3) P. Frankin: IEEE Trans. Power Apparatus Syst. 1/2 249 (1972)
- (4) 柳瀬：昭 47 電気四学会北陸支部大会 A-4
- (5) 柳瀬：昭 48 電気四学会全国大会 No. 693
- (6) 柳瀬：昭 50 電気四学会北陸支部大会 C-21
- (7) 東京芝浦電気(株)：SCR マニュアル 243