UDC 621.313.223.2.012.8:681.332
621.314.63

論文

49-B 29

サイリスタ電源で運転される直流他励電動機のアナログシミュレーション

長野工業高等専門学校 知野 照 信

1. ま え が き

サイリスタ電源で直流他励電動機を運転する場合、電動機速度を迅速精密に、広範囲に電気信号によって制御でき、制御電力も少なく、回路全体の効率も良く、かつ、保守も容易であるなどの利点があるため現在まで研究が盛んに行なわれ、今後さらに応用分野が広まるものと期待される。

さて、現在のように産業が発展した段階においては、たとえば、制御要素としてのように電動機速度を絶えず変化させるような使用法が多くなり、その動特性を知る必要があるようになってきている。このような観点にたつて、今までに微少変動入力に対して伝達関数を導出された仁田氏らの論文⁽¹⁾、電圧及びトルク平衡微分方程式の境界条件を周期目ごとに順次接続し、任意周期目の諸量を求めた藤井氏らの論文⁽²⁾及び状態方程式を用いてせん移点の値を求めた松井氏らの論文⁽³⁾などが発表されている。

サイリスタ電源で運転される直流他励電動機の特徴は、よく知られているように、半導体の逆方向電流阻止特性のため動作条件によって電機子電流連続及び不連続の二つの状態が生じ非線形系となる。したがって、その動特性は非常に複雑となる。このような非線形系の動特性の解明には、アナログ計算機の使用がたいへん有効な方法となってくる。

そこで、筆者は本論文において、アナログ電子計算機を用いてサイリスタ電源で運転される直流他励電動機のアナログシミュレーションの一方法を提案し、アナログシミュレーションの結果、非線形の複雑な動作

をする直流他励電動機の特徴をたいへん簡単な構成で、容易に、短時間で解明することができた。かつ、始動時の過渡特性に対して、実測結果とアナログシミュレーション結果との比較を行ないよい一致をみ、アナログシミュレーションの妥当性を確かめた。⁽⁴⁾⁽⁵⁾ さらに、電機子回路に直列にそう入したリアクトルの始動時間に及ぼす効果についても論じた。その報告である。

2. 直流他励電動機の基本式と構成線図

サイリスタ電源で運転される直流他励電動機のアナログシミュレーションを行なうにあたって、まず、第1図に示される直流他励電動機の基本式と構成線図を求めておこう。第1図において励磁電流を一定とすれば、次のような電圧方程式が成立する。

$$v = L \frac{di}{dt} + Ri + e_c \dots \dots \dots (1)$$

ただし、 e_c : 逆起電力で $e_c = K_v \omega$

一方、回転系の運動方程式は次のようになる。

$$\tau = K_t i = J \frac{d\omega}{dt} + f_0 \omega + \tau_0 + T_0 \dots \dots \dots (2)$$

ここで、 v : 電機子電圧、 i : 電機子電流、 R : 電機子回路抵抗、 L : 電機子インダクタンス、 J : 負荷を含む慣性モーメント、 ω : 回転子角速度、 K_t : トルク定数、 K_v : 逆起電力定

第1図 直流他励電動機

Fig. 1. Separately excited DC motor.

The Analog Simulation of a Separately Excited DC Motor Driven by the Thyristor Power Supply. By T. CHINO, Member (Electrical Engineering Department of Nagano Technical College)

知野照信: 正員、長野工業高等専門学校電気工学科

第 2 図 直流他励電動機の構成線図

Fig. 2. Block diagram of separately excited DC motor.

数, τ : 電動機の発生トルク, T_0 : 電動機の出力トルクまたは負荷トルク, f_0 : 粘性摩擦係数, τ_0 : クーロン摩擦トルク

(1), (2) 式において $d/dt = p$ とおけば, 直流他励電動機の構成線図は第 2 図のように表わすことができる。図中のスイッチ S は静止摩擦トルク τ_0' による不感帯発生用のスイッチで, 電動機始動後電動機発生トルクが静止摩擦トルクより大きくなったとき接点を閉じる, すなわち, $|\tau - \tau_0'| = 0$ までは接点を開いており, $|\tau - \tau_0'| > 0$ となったとき接点を閉じる。その後接点を閉じたまま維持される。⁽⁶⁾

3. サイリスタチョップ電源で運転される場合

〈3・1〉 直流他励電動機の動作と構成線図 第 3 図に示されるサイリスタチョップ電源 (点線で囲まれた部分) で運転される直流他励電動機の電機子電流は, 動作条件⁽⁷⁾により電機子電流不連続 (モード I) 及び連続 (モード II) の二つの状態が生じ, モード I の電流通電期間の算定がむずかしく, 一般に解析的には求められないとされている。⁽²⁾ ところで, アナログシミュレーション法によれば, 後述のように電流通電期間は自動的に決まり, モード I とモード II を統一的に扱うことができるので解析が容易となる。

第 4 図にモード I の電機子電圧及び電流波形を示

第 3 図 サイリスタチョップ電源で運転される直流他励電動機

Fig. 3. Separately excited DC motor controlled by thyristor chopper.

第 4 図 電機子電圧及び電流波形

Fig. 4. Armature voltage and current wave forms.

す。ただし, α はチョップオフ時点, β は電機子電流 $i=0$ となる時点, T はチョッパー周期を表わす。

アナログシミュレーションを行なうにあたり, チョップパの波形は転流による波形ひずみのない理想的な方形波とし, サイリスタ, ダイオード及びブラシの電圧降下は無視する。

一般の直流他励電動機の構成線図は, すでに第 2 図に示した。第 2 図の構成線図を基に, サイリスタチョップ電源で運転される直流他励電動機のモード I にあるときの構成線図をまず求めてみよう。

第 4 図からわかるようにチョッパー周期は電機子電流について次の三つの期間から成立っている。

時間 t が $0 < t \leq \alpha$ の期間 I は, 電動機が電源から電力を供給され駆動される期間で, (1), (2) 式が成立し, $v = E$ となる。ただし E は電源電圧である。 t が $\alpha < t \leq \beta$ の期間 II は, 電動機が電源から切離され, 期間 I で電機子に蓄えられた電磁エネルギーがフリーホイールダイオード SR を通じて放出される期間で次式が成立する。

$$0 = L \frac{di}{dt} + Ri + e_c \quad \dots \dots \dots (3)$$

$$\tau = J \frac{dw}{dt} + f_0 w + \tau_0 + T_0 \quad \dots \dots \dots (4)$$

t が $\beta < t \leq T$ の期間 III は, 電動機自体の有する運動エネルギーによって, 電動機はだ行運転している期間で次式が成立する。

$$i = 0 \quad \dots \dots \dots (5)$$

$$0 = J \frac{dw}{dt} + f_0 w + \tau_0 + T_0 \quad \dots \dots \dots (6)$$

以上 (1)~(6) 式よりモード I にある電動機の構成線図は, 期間 I, II, III についてそれぞれ第 2 図, 第 5 図 (a) 及び (b) のように表わすことができる。次にモード II にある電動機の構成線図を考えてみよう。モード II は第 4 図において期間 III の状態

(a) 期間 II の直流他励電動機の構成線図
(a) Block diagram of separately excited DC motor for period II.

(b) 期間 III の直流他励電動機の構成線図
(b) Block diagram of separately excited DC motor for period III.

第 5 図

Fig. 5.

が生じなく期間 I 及び期間 II からチョッパ一周期が構成される場合である。したがって、モード II の電動機の構成線図は t が $0 < t \leq \alpha$ のとき第 2 図となり、 t が $\alpha < t \leq T$ のとき第 5 図 (a) となる。

上述のように電動機の構成線図は時間に応じて切換る。その切換りをスイッチを用いて示すと、サイリスタチョッパ電源で運転される直流他励電動機の構成線図は第 6 図となる。同図においてスイッチ S_1 , S_2 , S は時間 t について次のように動作する。

モード I $0 < t \leq \alpha$ S_1 オン, S_2 オン, S オン
 $\alpha < t \leq \beta$ S_1 オフ, S_2 オン, S オン
 $\beta < t \leq T$ S_1 オフ, S_2 オフ, S オン
 モード II $0 < t \leq \alpha$ S_1 オン, S_2 オン, S オン
 $\alpha < t \leq T$ S_1 オフ, S_2 オン, S オン

〈3.2〉 スケール変換 実際のチョッパ一周期の動作は短時間でなわれるのでアナログシミュレーションではタイムスケール変換を必要がある。また、電機子電流及び回転子角速度に対しても計算機の誤差を少なくするためスケール変換を行なう。

時間、電機子電流及び回転子角速度に対する変換係数をそれぞれ a , b , c とし、電動機の基本式 (1), (2) にスケール変換を行なうと次の演算方程式が得られる。

$$\frac{di_0}{dt_0} = -\frac{R}{aL}i_0 - \frac{bK_v}{acL}\omega_0 + \frac{b}{aL}v \quad \dots\dots (7)$$

$$\frac{d\omega_0}{dt_0} = \frac{cK_t}{abJ}i_0 - \frac{f_0}{aJ}\omega_0 - \frac{c}{aJ}(\tau_0 + T_0) \dots\dots (8)$$

ただし、 $t_0 = at$, $i_0 = bi$, $\omega_0 = c\omega$

第 6 図 アナログシミュレーションのための直流他励電動機の構成線図

Fig. 6. Block diagram of separately excited DC motor for analog simulation.

〈3.3〉 アナログシミュレーション 第 6 図の構成線図をアナログシミュレーションする場合、切換えスイッチの動作をアナログ計算機上でプログラムしなければならない。そのため切換回路及び比較器を用いて次のように実現される。

第 6 図における S_1 の動作は簡単なリレーにより模擬することができる。このような模擬が可能となる場合は、リレーのスイッチング時間が計算機上の周期に比べて無視できるときである。⁽⁸⁾ これは時間変換係数 a の値を、リレーのスイッチング時間が計算機上の周期に比べて無視できる程度に選べばよい。一例としてチョッパ周波数 100 Hz の場合を考えて a の値を 250 に選べば、計算機上の周期は 2.5 s となり、リレーのスイッチング時間 (約 10 ms) は無視できる。

第 6 図における S_2 の動作は電流 i_0 を比較器で比較し、 $i_0 > 0$ の状態ではリレーを動作させスイッチの接点を閉じ逆起電力帰還ループを接続し、 $i_0 = 0$ となった時点で逆起電力帰還ループを切離すようにプログラムすることによって模擬できる。このようにプログラムすれば、電流通電期間は自動的に決定され、 $i_0 > 0$ のときは逆起電力帰還ループは切離されることはない。モード II の、 $i_0 = 0$ となったとき逆起電力帰還ループは切離されモード I のアナログシミュレーションとなる。したがって、モードの移行は自動的に行なわれ統一解析ができる。

不感帯発生用スイッチ S の動作は、 τ を比較器で比較し $|\tau - \tau_0| > 0$ となった時点でリレーが動作し接点を閉じるスイッチと、 ω_0 を比較器で比較し $|\omega_0| > 0$ となった時点でリレーが動作し接点を閉じるスイッチを並列に接続することにより模擬できる。

以上述べたことを考慮して実験で使用する直流他励電動機の第 1 表に示す電動機諸定数 (実測値) 及び変換係数を $a = 250$, $b = 10$, $c = 0.25$ として、(7), (8) 式の係数を計算すると次式となる。

$$\frac{di_0}{dt_0} = -0.450i_0 - 0.752\omega_0 + 0.404E \dots\dots (9)$$

第 1 表 電動機諸定数

Table 1. Various constant of the motor.

電機子回路抵抗	$R=10.9\Omega$
電機子インダクタンス	$L=0.0991\text{ H}$
逆起電力定数	$K_e=0.466\text{ V/rad/s}$
トルク定数	$K_t=0.461\text{ N}\cdot\text{m/A}$
慣性モーメント	$J=4.36\times 10^{-4}\text{ kg}\cdot\text{m}^2$
クーロン摩擦トルク	$t_0=0.0529\text{ N}\cdot\text{m}$

$$\frac{dw_0}{dt_0}=0.106i_0-2.29(0.0529+T_0)\dots(10)$$

(9), (10) 式より, サイリスタチョップ電源で運転される直流他励電動機のアナログシミュレーションを行なうと第7図となる。ただし, 粘性摩擦トルクはクーロン摩擦トルクに比べ非常に小さいので無視されている。図中, 第6図のスイッチ S_1 の動作をする電圧切換用リレー R_e は次節のリレー駆動回路により駆動される。

〈3.4〉 電圧切換用リレー駆動回路 第8図に電圧切換用リレー駆動回路を示す。同図の構成は, フリップフロップ (F・F) 回路, 演算回路及びユニジャンクション・トランジスタ (UJT) パルス発生回路からなる。図中のスイッチ S_3, S_4 は電圧切換用リレーで制御し, S_3 はクランプ, S_4 はリセットスイッチである。この回路の動作はいま, F・F 回路に入力パルスが入れば状態が反転して, S_3, S_4 は開放となり積分器に電圧が印加され積分を開始する。 C_2 は充電されその充電電圧が UJT のトリガ点に達すればトランス Tr にパルスを発生し, F・F 回路を反転し始めの状態にもどる。再び入力パルスが入れば前と同様の動作を行ない電圧切換用リレーをオン, オフさせる。計算機上のチョップ周期は入力パルスの周期を, Duty factor は演算回路の可変抵抗を変えることにより任意に変化することができる。入力パルスは電子シーケンスタイ

第 7 図 サイリスタチョップ電源で運転される直流他励電動機のアナログシミュレーション

Fig. 7. Analog simulation of separately excited DC motor controlled by thyristor chopper.

第 8 図 電圧切換用リレー駆動回路

Fig. 8. Driving circuit of relay for changing voltage.

マにより発生させている。

〈3.5〉 実測結果とアナログシミュレーション結果

ここでは, 始動特性の実測結果とアナログシミュレーション結果及びシミュレーション実験結果について述べる。実験に使用した直流他励電動機の仕様は次のようである。

定格出力 100 W, 定格電圧 100 V, 定格電流 1.4 A
極数 2, 定格回転数 1,800 r. p. m.

電動機諸定数の実測値は第1表に示したとおりである。一般に電動機諸定数は電流, チョップ周波数及び回転速度の状態によって変動するが, この変動を考慮してアナログシミュレーションを行なうことは困難であるから, ここでは一定であるものとした。

電動機駆動用のチョップ回路は第3図に示した陰極パルス形チョップ回路を用いて実験を行なった。

第9図はチョップ回路の電源電圧 $E=50\text{ V}$ (安定化電源), 周波数 $f=100\text{ Hz}$, Duty factor $df=0.6$ として, 直流他励電動機を無負荷運転した場合の回転角速度 ω 及び電機子電流 i の始動特性で, 実測結果 (a) とアナログシミュレーション (b) である。 ω, i ともに実測結果とアナログシミュレーションとはよく一致している。電動機始動後数サイクルにおいて,

実測結果のほうがアナログシミュレーションより, 回転角速度及び電流の脈動がやや大きい, これは電機子電流による電機子回路インダクタンス値の変化及び電機子回路抵抗の変化によるものと思われる。第10図は, $E=50\text{ V}$, $f=100\text{ Hz}$ として, Duty factor, 電源電圧及び負荷の各変動パラメータがステップ状に急変したときの ω 及び i の変化をシミュレーション実験した結果で, (a) は 0.15 N·m の負荷時に $df=0.2$ の定常状態から df を 0.8, 0.2 と変化させたときの, (b) は $df=0.8$ の無負荷定常状態で, E が 50 V から 40 V に変化したときの, (c) は $df=0.8$ の無負荷定常状態で, 0.2 N·m の負荷が加わったときの結果である。これより各変動パラメータが急変したときの, 任意

(a) 実測結果

(b) アナログシミュレーション

第 9 図 サイリスタチョッパ電源で運転される
直流他励電動機の始動特性

Fig. 9. Starting characteristics of separately excited DC motor controlled by thyristor chopper.

時間の回転子角速度，電流値及び応答時間が与えられ，また，複雑な動作をする変化の様子も一見してわかりアナログシミュレーションの有効性を示しているといえる。

〈3・6〉リアクトルそう入時の解析 電動機の始動時間は始動状態がモードⅡのみで完了する場合は，電池のような純直流電源で始動した場合に等しいが，始動状態がモードⅠとなる場合は純直流電源で始動した場合に比べて始動時間は長くなる。⁽⁷⁾

ここでは，始動状態がモードⅠとなる場合に，電機子に直列にリアクトルをそう入したときの電動機速度について述べる。そう入リアクトルのインダクタンス L_a と電機子インダクタンス L の和と電機子インダクタンスとの比を χ とすれば，次のようになる。

$$\chi = \frac{L_a + L}{L}$$

第 11 図は $df=0.8$ と 0.6 について， χ を変化したときの始動時より電動機速度が最終速度の $\pm 2\%$ に最終的に達する時間 t_0 を示したもので，実線はアナログシミュレーションより，実測値はオシログラフよりそれぞれ読みとった値である。最終速度の $\pm 2\%$ に達する時間を選んだ理由は読み取りを正確とし，かつ始動時間を比較できるようにするためである。第 12 図は χ をパラメータとして $df=0.8$ のときの電動

(a)

(b)

(c)

第 10 図 シミュレーション実験結果
Fig. 10. Results of simulative experiment.

第 11 図 χ と t_0 との関係

Fig. 11. Relation of χ and t_0 .

機始動特性をアナログシミュレーションしたものである。

第 11 図からリアクトルをそう入することにより χ のある範囲内 ($df=0.8$ のとき $\chi < 2.3$ ， $df=0.6$ のとき $\chi < 3.5$) において t_0 を短縮する効果があるこ

第 12 図 リアクトルそう入時の始動特性

Fig. 12. Starting characteristics with inserted reactor.

とがわかる。さらに、 $df=0.8$ のとき $\chi=2.0$ に、 $df=0.6$ のとき $\chi=2.9$ に最小値が存在し、 $\chi=1$ に比較してそれぞれ約 $1/3$, $1/6$ に短縮されていることが認められる。 t_0 に最小値が生ずる理由は t_0 が最小値に達する χ 以上の値になると、第 12 図における $\chi=2.8$ の応答からわかるように、電動機は L 及び L_0 に蓄えられた電磁エネルギーにより最終速度以上に加速されいわゆるゆき過ぎ現象が生じ、最終速度に達する時間が長くなるためである。第 12 図において $\chi=2.0$ のとき電動機の始動時間が最小となる。同図で χ の値が大きくなると最終速度が小さくなるが、これは電機子電流が脈動することによりリアクトルに電圧降下が生じ、電機子電圧が低くなったためである。

第 13 図は無負荷状態で、 f をパラメータとして Duty factor を変化したときの始動時間が最小となる χ の値 χ_0 を示したものである。同図より、 f が高くなれば χ_0 は小さく、電流不連続となりやすい Duty factor の近辺で χ_0 は大きくなっていることがわかる。第 14 図は Duty factor をパラメータとして、負荷を変化したときの χ_0 を示したもので、負荷が増せば χ_0 は小さくなることがわかる。同図で $\chi_0=1$ となるときから電機子電流は電流連続状態となる。第 13 図、第 14 図から χ_0 の値はチョップ周波数、Duty factor 及び負荷によって変わることがわかる。したがって、チョップ周波数、Duty factor 及び負荷が与えられれば電動機の始動時間を最小とする χ の最適値を求めることができ、最短時間で電動機を始動することが可能となる。実際的には、速度制御精度をあまり必要としない場合に採用される、⁽⁹⁾ 速度発電機によるフィードバック回路を持たないオープン回路で電動機を運転する場合で、たとえば、ひんばんに起動、停止をする場合などにリアクトルそう入による電動機始動時間短縮の効果がある。

第 13 図 Duty factor と χ_0 との関係Fig. 13. Relation of duty factor and χ_0 . 第 14 図 負荷と χ_0 との関係Fig. 14. Relation of load and χ_0 .

4. 単相全波及び半波整流電源で運転される場合

〈4・1〉 直流他励電動機の動作と構成線図 単相全波及び半波整流電源で運転される直流他励電動機の場合も、動作条件⁽¹⁰⁾によりモード I 及びモード II の二つの状態が生じ、その関係はサイリスタチョップ電源で運転される場合と全く同様に扱える。

第 15 図のような単相全波整流電源で運転される直流他励電動機のモード I の電機子電圧及び電流波形を第 16 図に示す。同図からわかるようにサイリスタが点弧し電流が流れる時点は α 制御された電源電圧 e_a の瞬時値が逆起電力 e_c より大きくなった時点で、 e_a は $i=0$ となるまで印加されている。この点を考慮すれば単相全波及び半波整流電源で運転される直流他励電動機の構成線図は第 6 図に示したサイリスタチョップ電源で運転される直流他励電動機の構成線図と全く同様となる。このことは第 6 図における S_1 の動作を $(e_a - e_c) > 0$ となった時点でオンとし、 $i=0$ となった時点でオフとすればよい。

〈4・2〉 アナログシミュレーション 単相全波及び半波整流電源で運転される直流他励電動機のアナロ

第 15 図 単相全波整流電源で運転される
直流他励電動機

Fig. 15. Separately excited DC motor controlled by the single phase whole wave rectifier circuit.

グシミュレーションは、第 7 図に示したアナログシミュレーションの一部を変更すれば得られる。前節の S_1 の動作を計算機上でプログラムするには次のようにする。計算機上の e_a と e_c の大小関係を比較器で比較し、 $(e_a - e_c) > 0$ となった時点でリレーが動作し接点を閉じるスイッチと、 i_0 を比較器で比較し $i_0 > 0$ となった時点でリレーが動作し $i_0 > 0$ の期間接点を閉じているスイッチを並列に接続することによって模擬できる。前者のスイッチによってサイリスタの点弧時点を、後者のスイッチによって e_a の印加期間を模擬している。

第 15 図の電源周波数は 60 Hz であるが、計算機上では、リレーのスイッチング時間が無視される程度に時間変換 ($a=250$) されるので電源周波数は 0.24 Hz の超低周波となる。この電圧波形は演算増幅器を用いて発生させる。整流波形はダイオードを用いて整流して得る。サイリスタの α 制御動作は、計算機上の電源周波数と同期して通電角に相当する期間だけ接点を閉じるリレー R_c によって模擬できる。 R_c の駆動には第 8 図のリレー駆動回路がそのまま使用できる。同回路の入力パルスには、計算機上の電源周波数と同期したパルスを加える。この同期パルスは整流された電圧を比較器で比較し、電圧が零より大きくなったときリレーを動作させスイッチの接点を閉じ、同期信号を得て作る。計算機上の点弧角は第 8 図の演算回路の可変抵抗を得るにより任意に変化できる。

以上に述べてきたことを考慮して、単相全波整流電源で運転される直流他励電動機のアナログシミュレーションを行なうと第 17 図となる。図中一点鎖線で囲まれた部分は超低周波正弦波発生部である。単相半波整流電源で運転される場合は、全波整流部分を半波整流とすればよい。

〈4・3〉 実測結果とアナログシミュレーション結果
単相全波整流電源で運転される直流他励電動機の始

第 16 図 電機子電圧及び電流波形

Fig. 16. Armature voltage and current wave forms.

動特性を実測する場合、電源電圧が最初に印加される時点は点弧角 α の時点となっていないとしない。したがって、電動機の駆動用ゲートパルス回路は特別のくふうが必要であるが、ここでは紙面のつごう上省略する。

第 18 図は電源電圧 $e=50$ V (実効値)、周波数 60 Hz、点弧角 $\alpha=60^\circ$ とし、前記仕様の直流他励電動機を無負荷運転した場合の回転子角速度 ω 及び電機子電流 i の始動特性で、実測結果 (a) とアナログシミュレーション (b) である。この場合も ω 、 i とともに実測結果とアナログシミュレーションとはよく一致している。電動機始動後数サイクルにおいて波形がやや異なっているが、この場合も電動機諸定数の変動のためと思われる。

第 19 図は χ をパラメータとして $\alpha=30^\circ$ のときの電動機始動特性をアナログシミュレーションしたもので、 $\chi=2.3$ は電動機の始動時間が最小となるときで、 $\chi=3.0$ はゆき過ぎ現象を生じた場合である。これよりサイリスタチョップ電源で運転した場合と同様に、電機子回路にリアクトルをそう入することにより始動時間を短縮でき、電動機を最短時間で始動できる。

5. あとがき

本論文ではサイリスタ電源で運転される直流他励電動機の動作をアナログシミュレーションするための実際的な方法について提案した。その結果は電動機始動特性の実測結果と良い一致をみた。また、シミュレーション実験を行ない、Duty factor、電源電圧及び負荷の各変動パラメータがそれぞれ急変したときの、電動機の動作の全容を明らかにした。従来、この種の系は非線形動作となるためたいへんむずかしいとされているが、この方法によれば、簡単な構成で容易に短時間で解明することができた。

さらに、電機子回路に直列にリアクトルをそう入することにより、電動機の始動時間を短縮することがで

第 17 図 単相全波整流電源で運転される直流他励電動機のアナログシミュレーション

Fig. 17. Analog simulation of separately excited DC motor controlled by the single phase whole wave rectifier circuit.

(a) 実測結果

(b) アナログシミュレーション

第 18 図 単相全波整流電源で運転される直流他励電動機の始動特性

Fig. 18. Starting characteristics of separately excited DC motor controlled by the single phase whole wave rectifier circuit.

き、そう入りアクトルのインダクタンス値に電動機の始動時間を最小とする最適値があることがわかった。他方、このようなアナログシミュレーションは強制転流回路の設計上及びサイリスタ素子の選定上、電機子電流のピーク値を知る必要があることから有用である。また、シミュレーション実験が容易に行なえ、始動特性ならびに Duty factor, 電源電圧及び負荷の各変動に対して任意時間の速度、電流値及び応答時間などを与えるので、サイリスタ電源で制御される電動機系の設計などに参考となれば幸いに思う。

最後に日ごろご指導いただいている、信州大学 小木曾敏三郎教授ならびに有益な助言をいただいた、名古屋大学 佐藤則明 教授に謝意を表するとともに、実験に協力された本学卒業生 清水雅男氏（現在、タケダ理研勤務）に感謝する。

（昭和 48 年 5 月 9 日受付，同 48 年 10 月 22 日再受付）

文 献

- (1) 仁田・他：電学誌 90, 1577 (昭 45-8)
- (2) 藤井・石崎：電学誌 93-B, 113 (昭 48-3)
- (3) 松井・松村・足立：電学誌 93-B, 121 (昭 48-3)
- (4) 知野・小木曾：昭 48 年電気四学会東海支部連合大会 27p-c-4
- (5) 知野・小木曾：昭 48 年電気四学会東海支部連合大会 27p-c-2
- (6) 藤巻・大庭：電学誌 89, 1175 (昭 44-6)
- (7) 入江・藤井・石崎：電学誌 88, 675 (昭 43-4)
- (8) B.D. Bedford & R.G. Hoft: Principles of Inverter Circuits (1964) John Wiley & Sons.
- (9) 宮入：サイリスタ応用ハンドブック (昭 47) 日刊工業新聞社
- (10) 竹上，他：昭 46 年電気四学会連大 561

第 19 図 リアクトルそう入時の始動特性

Fig. 19. Starting characteristics with inserted reactor.