全電機子電圧降下補償電圧制御方式 静止レオナード制御に関する研究

正 員 小 西 務 (大阪電通大)

1. 緒 言

直流電動機を速度制御する場合、速度発電機を用いて電動機速度を直接検出し、フィードバック制御するのが一般的である⁽¹⁾。ところが、この方法では速度発電機を必要とするので、電機子電圧と電機子電圧降下(以下、IR と略称)の差に比例した量により電動機速度を間接的に検出し、フィードバック制御する方法を用いる場合がある。この方法は速度発電機およびその配線が必要としない長所があるが、速度変動率を改善する目的で IR 補償量を増加すると系が不安定となるので、速度変動率の改善に限界が生ずる。そのため、あまり性能を要求されない小容量機などに主として実用されている。しかしながら、速度制御性能を要求される場合には問題があった。

著者は、電圧制御系が安定であっても、IR 補償量を増加する場合に不安定となることに着目し、IR 補償系にのみ安定化補償要素を追加することにより、全 IR 補償、すなわち定格速度、定格電機子電流において、速度変動率を零とした場合でも系の安定性が得られる方法を考案した⁽²⁾。制御系を解析することにより安定条件を明らかにする⁽³⁾と共に、開発したデジタルダイナミックシミュレータを用いてシミュレーションし⁽⁴⁾、装置を試作し実験により安定性を確認した⁽⁵⁾ので、これらを取りまとめ報告する。

2. 制 御 方 式

〈2・1〉 構成 直流電動機の電機子電圧降下(以後、電機子降下と呼ぶ)補償付電圧制御方式速度制御装置の回路構成を図1に示す。同図に示すように、回路は主として直流電動機、サイリスタ変換器などから

なる主回路、電機子電流検出回路、電機子電圧検出回路などの検出回路、および電圧制御回路、電流制御回路、ゲートパルス発生器、電機子降下補償回路などの制御回路から構成されている。ただし、同図にはサイリスタ変換器、制御回路は正転側だけ示してある。可逆運転、すなわち四象限運転するためには逆転側の回路が必要であるが省略されている。

〈2・2〉 動作原理 直流分巻電動機の逆起電力あるいは速度は、電機子電圧と電機子降下の差にほぼ比例することがわかっている。そこで、例えば速度発電機などを用いて速度を検出するのではなく、同図の制御系は電機子電圧の負帰還、および電機子降下の正帰還により間接的に電動機速度を演算制御する動作原理を採用している。

直流電動機を定トルクで急速加減速運転するため、マイナーループに電流制御回路が設けられている。電機子電流の検出には、サイリスタ変換器の交流側に接続された交流変流器出力を整流した電圧を用いている。直流電動機の加減速運転時には一定の電流基準値が与えられ、電動機速度の変化にかかわらずサイリスタ変換器のゲート位相制御により一定電機子電流に制御される。従って、この電機子電流と負荷電流の差の積分値として、電動機速度はほぼ直線加速あるいは減速する。このとき、電機子電圧は電動機逆起電力に電機子降下を加算あるいは減算した値となるので、時間に対

図1 速度制御系の構成

Fig. 1. Constitution of the speed regulator system.

The Full Armature Voltage Drop Compensated Automatic Voltage Regulated Static Leonard Control System. By Tsutomu Konishi, Member (Department of Mechatronics Engineering, Osaka Electric Communication University).
小西 務: 正員, 大阪電気通信大学工学部電子機械工学科

しはほぼ直線的に変化する。

電機子降下補償回路がない場合、電機子電圧が速度基準値に近くなると、速度基準値で決まる一定値に制御される。このような状態において、電動機負荷が増加すると、ほぼ電機子降下に相当する量だけ電動機速度が減少する。この減少量を小さくして、速度変動率を改善する目的で、電機子降下に比例した量を正帰還し、等価的に速度基準値を増加させて電機子降下を補償する。

一般に、静止レオナード主回路において、直流電動機の電機子電流が増加した場合、速度変動を生ずる主たる要因をあげると次のとおりである。

- (1) 交流電源
 - (i) 変圧器および交流リアクトルの抵抗およびインダクタンスによる電圧降下。
 - (ii) 配線の抵抗およびインダクタンスによる電圧降下など。
- (2) サイリスタ変換器回路
 - (i) サイリスタ素子の順方向電圧降下。
 - (ii) 断続電流に基づく電圧変動。
 - (iii) 直流リアクタの抵抗による電圧降下など。
- (3) 直流電動機
 - (i) 電機子抵抗による電圧降下。
 - (ii) ブラシ接触抵抗による電圧降下。
 - (iii) 電機子反作用による電圧降下など。

上記のうち、電機子電流変化に対し線形特性とみなせるものは、(1)、(2)項の(i)および(3)項の(i)で、ほかは非線形特性と考えられる。

図1の制御系においては、電圧制御系により電機子電圧がほぼ一定値に制御されるので、上記速度変動要因のうち、(1)および(2)項の各電圧降下に基づく電動機速度変動はほぼ無視できる。そのうえ、定格速度、定格電機子電流において、速度変動率が零になるように IR 補償した場合、定格電機子電流以下では速度変動要因(3)項の(ii)および(iii)の非線形特性に基因する速度変動がわずかに残存すると共に、速度基準値の小さい低速度運転時にも速度変動が残存する。

しかしながら、本論文では定格速度、定格電機子電流において、速度変動率を零に調整した場合の過渡応答の改善を問題にすることとし、それ以外の定常状態の速度変動については考慮外とする。

〈2・3〉問題点 前述のように、電機子降下を補償する目的で電機子降下補償回路が付加されるが、速度変動率を改善する目的で補償量を増加すると系が不安定となり、それ以上の改善が不可能となる。このような場合、電圧帰還回路に安定化回路を入れて安定化

定数を選定しても、速度変動率を零にすることは極めて困難である。

3. 電圧制御系の解析および安定限界

〈3・1〉電圧制御系の構成線図 前記の現象を解析により明らかにする。図1の制御系において、直流電動機の電機子電流 $I_a(s)$ (A) および電動機速度 $\omega(s)$ (rad/s) は次式のようにになる。

$$I_a(s) = K_E \{ V_a(s) - k\phi\omega(s) \} / (1 + T_E S) \quad (1)$$

$$\omega(s) = (I_a(s) - I_L(s)) k\phi / JS \quad (2)$$

ここに、 R_a : 電機子回路抵抗 (Ω)、 L_a : 電機子回路インダクタンス (H)、 $K_E = R_a^{-1}(\Omega^{-1})$ 、電気的時定数 $T_E = L_a/R_a(s)$ 、 $k\phi$: 界磁定数 ($\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}/\text{Nm}$ あるいは $\text{V}/\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$)、 V_a : 電機子電圧 (V)、 I_L : 負荷電流 (A)、 J : 慣性モーメント ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)、 S : ラプラス演算子

ただし、電機子回路抵抗 R_a のなかには交流側電圧降下の直流側換算値、サイリスタ変換器電圧降下の抵抗分、補極抵抗などを含む。また、電機子回路インダクタンス L_a のなかには交流側インダクタンスの直流側換算値、補極インダクタンスなどを含む。

次に、ゲートパルス発生器入力電圧 $E_G(s)$ (V) とサイリスタ変換器出力電圧 $V_a(s)$ (V) の間には次の関係が成立つ。

$$V_a(s) = K_{GT} E_G(s) \exp(-T_d S) \quad (3)$$

ここに、 K_{GT} : 利得、サイリスタ変換器死時間 $T_d = (\theta/f)^{-1}$ 、 θ : 整流相数、 f : 電源周波数 (Hz)

上式の利得 K_{GT} は、動作領域が広い場合には一般に非線形となるが、ここでは電動機の定格近傍の動作領域を対象としているので、定数と考える。

電流制御回路においては次の関係式が成立する。

$$E_G(s) = G_C(s) E_{ic}(s) \quad (4)$$

$$E_{ic}(s) = E_{CR}(s) - H_C I_a(s) \quad (5)$$

ここに、 $G_C(s)$: 電流制御補償要素伝達関数 (V/V)、 $E_{ic}(s)$: 電流制御偏差 (V)、 $E_{CR}(s)$: 電流基準値 (V)、 H_C : 電流帰還定数 (V/A)

電圧制御回路において次の関係式が成立つ。

$$E_{oV}(s) = G_V(s) E_{iV}(s) \quad (6)$$

$$E_{iV}(s) = \omega_R(s) - H_V V_a(s) + H_D(s) I_a(s) \quad (7)$$

ここに、 $E_{iV}(s)$: 電圧制御偏差 (V)、 $G_V(s)$: 電圧制御補償要素伝達関数 (V/V)、 $\omega_R(s)$: 速度基準値 (V)、 H_V : 電圧帰還定数 (V/V)、

図 2 構成線図

Fig. 2. Block diagram.

$H_D(s)$: IR 補償回路の伝達関数 (V/A)

ただし、リミッタ特性は次式のように表すことができる。

$$\left. \begin{aligned} E_{CR} &= |I_a H_C| & (I_a < |I_{as}|) \\ E_{CR} &= |I_{as} H_C| & (I_a \geq |I_{as}|) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

ただし、 I_{as} : 起動電機子電流 (A)

以上、(1)~(8)式を構成線図に表すと図 2 に示すようになる。

〈3・2〉 電圧制御系の伝達関数 直流電動機において、負荷電流を I_L (A) とすると、電機子電圧と電機子電流の関係式は次式のようになる。

$$I_a(s) = \frac{K_E T_M S V_a(s) + I_L}{1 + T_M S + T_M T_E S^2} \dots\dots\dots (9)$$

ここに、機械的時定数 $T_M = J/K_E$ ($k\phi$)²

次に、電流制御系の補償要素を次式のように設計する。

$$\begin{aligned} G_C(s) &= (1 + T_{C2} S / T_{C1} S) \\ &= (1 + T_E S / T_{C1} S) \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

すなわち、電気的時定数 T_E の影響をなくし、電機子電流の立上り (dI_a/dt) を、整流を妨げない値になるように時定数 T_{C2} を選ぶ。

上式を用いて、電流制御系の電流基準値 $E_{CR}(s)$ と電機子電圧の間の関係を求めると次式となる (付録 1 参照)。

$$\begin{aligned} V_a(s) &= \frac{(1 + T_M S + T_M T_E S^2) E_{CR}(s) / H_C + I_L}{K_E T_M S (1 + T_C S)} \\ &\dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

ここに、 $T_C = T_{C1} / K_{CT} K_E H_C \ll T_M$

電圧制御系の補償要素を次式のように設計する。

$$G_V(s) = K_V (1 + T_V S) \dots\dots\dots (12)$$

上式の関係を用いて、電圧制御系の電圧基準値 $V_R(s)$ (V) と電機子電圧の間の関係式を求めると次式のようになる。ただし、ここでは加減速終了近傍となる時点以後、すなわち飽和要素の動作点が線形領域に移行した後の応答を問題にしているので、解析には飽和要素

は含めない (付録 2 参照)。

$$\begin{aligned} V_a(s) &= \frac{1}{H_V} \frac{1}{1 + T_M' S} \left\{ V_R(s) \right. \\ &\quad \left. + \frac{H_C}{K_V} \frac{1}{1 + T_V' S} I_L \right\} \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

ただし、

$$T_M' = (K_E H_C / K_V H_V) T_M$$

$$\frac{1 + T_M S + T_M T_E S^2}{1 + T_V S} = 1 + T_C S$$

$$T_V = T_C T_E / (T_C - T_E)$$

すなわち、電圧制御補償回路の時定数 T_V を、上の条件式を満たすように設計する。

〈3・3〉 IR 補償と安定限界 前述の結果に、IR 補償を付加する場合の構成線図を図 3 に示す。すなわち、IR 補償要素の伝達関数 $H_I(s)$ は次式となっている。

$$H_I(s) = H_I \dots\dots\dots (14)$$

この場合、速度基準値 $\omega_R(s)$ と電機子電圧の間の関係は次式のようになる。

$$\begin{aligned} V_a(s) &= \left\{ (1 + T_M S + T_M T_E S^2) \omega_R(s) \right. \\ &\quad \left. + \left(1 + \frac{H_C}{K_V H_I} \frac{1 + T_M S + T_M T_E S^2}{1 + T_V' S} \right) H_I I_L \right\} \end{aligned}$$

図 3 定数 IR 補償構成線図

Fig. 3. Block diagram of the constant IR compensation.

$$\begin{aligned} & / \{H_V(1+T_M'S)(1+T_MS+T_MT_ES^2) \\ & - K_E H_I T_M S\} \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

IR 補償した場合の安定性を評価するため、(15)式の特性方程式を求めると次式ようになる。

$$a_{00}S^3 + a_{01}S^2 + a_{02}S + a_{03} = 0 \dots\dots\dots (16)$$

ここに、

$$\left. \begin{aligned} a_{00} &= H_V T_M' T_M T_E \\ a_{01} &= H_V (T_M' + T_E) T_M \\ a_{02} &= H_V (T_M' + T_M) - K_E H_I T_M \\ a_{03} &= H_V \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (17)$$

系の動特性が安定であるためには、Hurwitz 条件より次の関係式が成立し、

$$a_{02} = H_V (T_M' + T_M) - K_E H_I T_M > 0 \dots\dots (18)$$

$$\therefore H_I < (1 + T_M'/T_M) H_V / K_E \dots\dots\dots (19)$$

かつ、Hurwitz 行列式が正でなければならない。

$$H_{01} = a_{01} = H_V (T_M' + T_E) T_M > 0 \dots\dots (20)$$

$$H_{02} = \begin{vmatrix} a_{01} & a_{03} \\ a_{00} & a_{02} \end{vmatrix} > 0 \dots\dots\dots (21)$$

$$\therefore a_{02} > a_{00} a_{03} / a_{01} \dots\dots\dots (22)$$

(22)式に(17)式を代入して整理すると次式を得る。

$$H_I < \frac{H_V}{K_E} \left[1 + \frac{T_M'}{T_M(1+T_E/T_M')} \right] \dots\dots\dots (23)$$

以上、系が安定となるための必要かつ十分条件は(23)式を満足することである。ところが、同式の右辺の各項は直流電動機、電流および電圧制御系により決まる定数であるので、IR 補償定数 H_I の値がそれにより制限される。すなわち、(23)式が安定限界を与える IR 補償定数である。

4. 新ダンピング方式および安定化理論

〈4.1〉新ダンピング方式の考え方 従来から用いられている、電圧制御に IR 補償を付加して電動機速度制御性能を向上させる方法は、電動機のトルク速度特性、すなわち静特性に着眼点があった。ところが、IR 補償により速度変動率を改善する場合、前章の解析で明らかのように、系の安定動作限界、すなわち動特性上限界が生じた。従って、この安定動作限界を広くするには IR 補償系の動特性に着眼し、改善点を見いだす必要がある。

従来、フィードバック制御系の一巡伝達関数の遅れに起因する系の不安定に対する補償回路、すなわちダンピング回路には、その遅れを改善する目的で、位相進み回路が用いられるのが普通である。ところが、図3から推察できるように、IR 補償回路を含む後向け回路の伝達関数に零点、すなわち微分成分が含まれて

図4 一次遅れ IR 補償構成線図

Fig. 4. Block diagram of the 1st order lag IR compensation.

いる。そのため、突合せ点において電圧帰還信号との一巡速度の一致がとれず、それが原因となり不安定現象を生ずると推論される。

以上のような観点から、IR 補償回路の伝達関数 $H_I(s)$ を次式のように一次遅れに選定する。

$$H_I(s) = H_D / (1 + T_D S) \dots\dots\dots (24)$$

〈4.2〉ダンピング付 IR 補償の安定化理論

(24)式の IR 補償回路の伝達関数、すなわちダンピング回路を含む電圧制御系の構成線図を図4に示す。同図において、速度基準値に対する電機子電圧の関係は次式のようになる。

$$\begin{aligned} V_a(s) &= \left[(1 + T_M S + T_M T_E S^2) (1 + T_D S) \omega_R(s) \right. \\ & \quad \left. + \left\{ 1 + \frac{H_C}{K_V H_D} \frac{1 + T_M S + T_M T_E S^2}{(1 + T_C S) (1 + T_D S)} \right\} H_D I_L \right. \\ & \quad \left. / \{H_V (1 + T_M' S) (1 + T_M S + T_M T_E S^2) \right. \\ & \quad \left. \times (1 + T_D S) - K_E H_D T_M S\} \right] \dots\dots\dots (25) \end{aligned}$$

(25)式の特性方程式は次式のようになる。

$$a_{10}S^4 + a_{11}S^3 + a_{12}S^2 + a_{13}S + a_{14} = 0 \dots\dots (26)$$

ここに、

$$\left. \begin{aligned} a_{10} &= H_V T_M' T_M T_E T_D \\ a_{11} &= H_V \{T_M' T_M T_E + (T_M' + T_M) T_M T_D\} \\ a_{12} &= H_V \{(T_M' + T_E) T_M + (T_M' + T_M) T_D\} \\ a_{13} &= H_V (T_M' + T_M + T_D) - K_E H_D T_M \\ a_{14} &= H_V \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (27)$$

Hurwitz 条件より次式が成立し、

$$a_{13} = H_V (T_M' + T_M + T_D) - K_E H_D T_M > 0 \dots\dots\dots (28)$$

$$\therefore H_D < (1 + T_M'/T_M + T_D/T_M) H_V / K_E \dots\dots\dots (29)$$

かつ、Hurwitz 行列式が正でなければならない。

$$\begin{aligned} H_{11} &= a_{11} = H_V \{T_M' T_M T_E \\ & \quad + (T_M' + T_M) T_M T_D\} > 0 \dots\dots\dots (30) \end{aligned}$$

$$H_{21} = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{13} \\ a_{10} & a_{12} \end{vmatrix} > 0 \quad (31)$$

$$\therefore a_{12} < a_{11}a_{12}/a_{10} \quad (32)$$

(32)式に(27)式を代入し、整理すると次式を得る。

$$H_D > \frac{H_V}{K_E} \left[1 + \frac{T_M'}{T_M} + \frac{T_D}{T_M} \left\{ 1 - \frac{1}{T_M' T_E} \left(\frac{T_M' T_E}{T_D} + T_M' + T_E \right) \left((T_M' + T_E) \frac{T_M}{T_D} + T_M' + T_M \right) \right\} \right] \quad (33)$$

$$H_{13} = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{13} & 0 \\ a_{10} & a_{12} & a_{14} \\ 0 & a_{11} & a_{13} \end{vmatrix} > 0 \quad (34)$$

$$\therefore a_{13} > a_{11}a_{12}/2a_{10} \quad (35)$$

(35)式に(27)式を代入し、整理すると次式を得る。

$$H_D < \frac{H_V}{K_E} \left[1 + \frac{T_M'}{T_M} + \frac{T_D}{T_M} \left\{ 1 - \frac{1}{2 T_M' T_E} \times \left(\frac{T_M' T_E}{T_D} + T_M' + T_E \right) \times \left((T_M' + T_E) T_M / T_D + T_M' + T_M \right) \right\} \right] \quad (36)$$

上式において、ダンピング回路の時定数 T_D を大きくした場合、IR 補償定数 H_D は次式のようになる。

$$\lim_{T_D \rightarrow +\infty} H_D \rightarrow +\infty \quad (37)$$

それゆえ、理論的には IR 補償定数 H_D を大きくしても、時定数 T_D を大きく選ぶことにより制御系を安定化できることを意味している。

5. シミュレーションによるダンピング効果の検討

〈5.1〉 シミュレータの構成および機能 パーソナルコンピュータを用いて開発した、デジタルダイナミックシミュレータ (DDS と略記) のプログラム流れ図を図5に示す。プログラムは大別して、構成線図の構築、ボード線図の作成、静特性および動特性の計算処理から構成されている。

構成線図の構築の方法は、会話形式で CRT 表示装置上に伝達関数の形を指定した記号表示の構成線図を形成し、問合せに対して各伝達関数の利得および時定数を順次入力することにより完成する。次に、ボード線図を作成するため、計算アルゴリズムに基づき利得特性および位相特性を計算し、グラフ表示すると共に必要に応じ印刷できる。次に、静特性および動特性を伝達関数単位の計算アルゴリズムに基づき計算しグラフ表示する。この結果、過渡応答が不安定となる場合

図5 流れ図

Fig. 5. Flow chart.

には、適当な安定化パラメータを変化させながらダンピング収束計算を自動的に進める。この過程の計算結果はグラフ表示される。安定度が所定値以下になると計算が終了し、必要に応じて結果の特性を印刷できる。ただし、実際の静止レオナード主回路では、サイリスタ変換器出力電圧および電流が位相制御のため脈動波形となるが、その平均値を用いることとする。

〈5.2〉 シミュレーション結果 試作した DDS を用い、図2の構成線図に準じて対話形式により制御系を構築する。この場合に使用した制御系の定数を表1に示す。図2において、IR 補償量を零とした場合の、速度指令に対する電機子電流および電動機速度の過渡応答のシミュレーション結果を図6(a)に示す。ただし、電圧制御ダンピングおよび IR 補償は用いていない。この結果、電流制御系および電圧制御系は安定であることがわかる。また、定常状態における速度

表1 制御系定数

Table 1. Constants of the control system.

分類	制御定数
主回路定数	界磁定数 $k\phi=0.275 \text{ V/rad}\cdot\text{s}^{-1}$
	慣性係数 $J=0.00412 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$
	電機子抵抗 $R_a=K_E^{-1}=0.987 \Omega$
	電氣的時定数 $T_E=0.0130 \text{ s}$ サイリスタ変換器定数 $K_{CT}=70.6 \text{ V/V}$
電流制御系定数	$G_C(s)=(1+T_{C1}S)/T_{C1}S$
	時定数 $T_{C1}=0.0867 \text{ s}$, $T_{C2}=0.0130 \text{ s}$
	電流帰還定数 $H_C=0.330 \text{ V/A}$
電圧制御系定数	$G_V(s)=K_V/(1+T_VS)$
	電圧利得 $K_V=18.0 \text{ V/V}$, 時定数 $T_V=0.00100 \text{ s}$
	電圧帰還定数 $H_V=0.138 \text{ V/V}$
IR 補償系定数	ダンピング回路なし $H_I(s)=H_I$
	IR 補償定数 $HI=0.130 \text{ V/A}$
	ダンピング回路あり $HI(s)=HD/(1+TDS)$
	IR 補償定数 $HD=0.130 \text{ V/A}$ 時定数 $TD=0.200 \text{ s}$

図 6 シミュレーション結果

Fig. 6. Results of the simulation.

変動率は 10.0% である。

次に、速度変動率が 0% となるように IR 補償した場合の過渡応答を (b) 図に示す。この結果、電流制御系および速度制御系とも、著しい不安定状態となることがわかる。次いで、新しく考案したダンピング回路を用いた場合の過渡応答を (c) 図に示す。ただし、ダンピング定数は表 1 の最下部に示す。この結果、IR 補償により速度変動率が 0% であり、かつ一次遅れ安定化回路により比較的安定な応答が得られている。

以上、シミュレーションの結果、IR 補償系に接続さ

れる一次遅れ形ダンピング回路がない場合、およびある場合の過渡応答が図 6 (b)、および (c) に示したようになり、著しい安定化効果のあることが明らかである。

6. 実験結果

制御装置を試作し、直流電動機 (400 W, 100 V, 5 A) を用いて実験した。階段状の速度指令に対する電機子電流、および電動機速度の過渡応答を計測した結果のオシログラムを図 7 に示す。(a) 図は電機子電流制御および電機子電圧制御のみで、IR 補償なしの場合を示す。この場合、過渡応答は安定であるが、速度変動率は 10.0% 存在する。次に、IR 補償を付加し、速度変動率を零とした場合の過渡応答のオシログラムを (b) 図に示す。この結果、電機子電流および電動機速度ともに著しい不安定現象が見られる。次いで、一次遅れダンピング回路を IR 補償系に付加した場合の過渡応答を (c) 図に示す。この場合、速度変動率は零であり、かつ系は安定化されている。

以上、図 7 に示す実験結果のオシログラムは、前節のシミュレーション結果の図 6 に対し比較的良い相似を示していると言えよう。

7. 結 言

静止レオナードによる直流電動機速度制御法の一つである電圧制御方式において、速度変動率を改善する目的で従来 IR 補償が用いられた。ところが、安定限界のため、速度変動の改善に限界があった。この限度を、制御系を解析することにより定量的に明らかにすることができた。

次いで、著者の考案した安定化法に関して解析を加え、適当な安定化定数を選定することにより、速度変動率が零の場合であっても安定な制御系とし得ること

図 7 実験結果のオシログラム

Fig. 7. Oscillograms of the experimental result.

を定量的に証明できた。

パーソナルコンピュータを用い、試作した DDS によりシミュレーションした結果、速度変動率が 10.0% の電機子電圧制御系において、IR 補償により速度変動率が零であるが、系が不安定の場合でも、新安定化回路により安定な過渡応答を得ることができた。

最後に、制御装置を試作し、直流電動機 (400 W) を用いて試験した結果、IR 補償のない場合、および IR 補償があるが安定化回路のない場合、および IR 補償、安定化回路が共にある場合の三つの場合について実験した。この結果、新安定化法により速度変動率が零で、かつ安定な制御系とすることができた。また、これらの結果はシミュレーションによる過渡応答の計算結果とも良く近似した結果が得られた。

本制御方式は、現在染色工業用として実用化が検討されているが、速度発電機を用いずにそれに匹敵する性能が発揮できるため、一般産業用はじめ多方面の応用が期待できる。

(昭和 61 年 12 月 1 日受付, 同 62 年 2 月 19 日再受付)

文 献

- (1) T. Konishi, et al.: "A Performance Analysis of Micro-processor-Based Control Systems Applied to Adjustable Speed Motor Drives", *IEEE Trans. Industr. Applic.*, IA-16, 378 (1980)
- (2) 小西: 特許出願中
- (3) 小西: 「全電機子降下補償付電圧制御方式静止レオナード制御系の特性解析」, 第 29 回自動制御連合講演会, No. 3060 (昭 61-11)
- (4) 小西: 「電機子降下補償付電圧制御方式静止レオナード制御の新安定化法」, 第 24 回 SICE 學術講演会, No. 1114 (昭 60-7)
- (5) 小西: 「IR 補償付電圧制御方式静止レオナード制御系の安定性に関する検討」, 昭 62 電気学会全大, No. 617

付 録

1. 電流制御系の伝達関数 [(11) 式の誘導]

直流電動機において、電機子電圧と電機子電流間の関係式は、本文 (9) 式のように表される。これを用いて、図 2 より速度基準値 ω_R と電機子電圧 V_a の間の構成線図は、付図 1 のように等価変換できる。ただし、加減速終了後を問題としていて、動作点は図 2 の飽和要素の線形領域にあるので、付図 1 には飽和要素は含んでいない。同図において、電流制御系の電流基準値 $E_{CR}(s)$ に対する電機子電圧 $V_a(s)$ の間の関係式は次式のようにになる。

$$V_a(s) = \frac{1}{K_E} \frac{(1 + T_{C2}S)}{T_M S \{1 + T_C/T_M\}} * \frac{+ T_M T_E S^2 E_{CR}(s)/H_C + I_L}{+ (T_{C2} + T_C)S + T_C T_E S^2} \quad \dots\dots\dots (付 1)$$

いま、 $T_C \ll T_M$ と仮定すると、上式は次式のようになる。

$$V_a(s) = \frac{1}{K_E} \frac{(1 + T_{C2}S)}{T_M S \{1 + (T_{C2} + T_C)S\}} * \frac{+ T_M T_E S^2 E_{CR}(s)/H_C + I_L}{+ T_C T_E S^2} \quad \dots\dots\dots (付 2)$$

$$\therefore V_a(s) = \frac{(1 + T_M S + T_M T_E S^2) E_{CR}(s)/H_C + I_L}{K_E T_M S (1 + T_C S)} \quad \dots\dots\dots (11)$$

2. 電圧制御系の伝達関数 [(13) 式の誘導]

電圧制御系の補償要素の伝達関数 $G_V(s)$ を (12) 式とすると、電圧制御系の前向き伝達関数は (11) 式を用いて次のようになる。

付図 1 電流制御系の構成線図

app. Fig. 1. Block diagram of the automatic current regulator.

付図 2 電圧制御系の構成線図
app. Fig. 2. Block diagram of the automatic voltage regulator.

$$V_a(s) = \frac{1}{K_E T_M S(1+T_C S)} \times \left[\frac{K_V}{H_C} \frac{1+T_M S+T_M T_E S^2}{1+T_V S} E_{IV}(s) + I_L \right] \quad \text{.....(付 3)}$$

ここで、次式のようにおく。

$$\frac{1}{K_E H_C} \frac{K_V}{1+T_V S} \frac{1+T_M S+T_M T_E S^2}{T_M S(1+T_C S)} = \frac{K_V}{K_E H_C} \frac{1+T_V' S}{T_M S(1+T_C S)} \quad \text{.....(付 4)}$$

上式より次式を得る。

$$1+T_M S+T_M T_E S^2 = (1+T_V S)(1+T_V' S) \quad \text{.....(付 5)}$$

上式のラプラス演算子 \$S\$ の各係数を等置し、計算の結果次式を得る。

$$T_V' = T_E T_V / (T_E + T_V) \quad \text{.....(付 6)}$$

(付 4)式を用いて、付図 1 を等価変換すると、速度基準値 \$\omega_R\$ と電機子電圧 \$V_a\$ の間の構成線図は付図 2 のようになる。同図の電圧制御系に着眼すると、電圧基準値 \$V_R(s)\$ に対する電機子電圧 \$V_a(s)\$ の関係は次式のようにになる。

$$V_a(s) = \frac{1}{H_V} \frac{(1+T_V' S)V_R(s) + H_C/K_V I_L}{1+(T_M' + T_V')S + T_M' T_C S^2} \quad \text{.....(付 7)}$$

ただし、

$$T_M' = (K_E H_C / K_V H_V) T_M$$

ここで、\$T_V' = T_C\$ とおく。すなわち、電圧制御補償要素の時定数 \$T_V\$ を次式のように設計する。

$$T_V = T_C T_E / (T_C - T_E) \quad \text{.....(付 8)}$$

その結果、(付 7)式は次式のようにになる。

$$V_a(s) = \frac{1}{H_V} \frac{1}{1+T_M' S} \left[V_R(s) + \frac{H_C}{K_V} \frac{1}{1+T_V' S} I_L \right] \quad \text{.....(13)}$$

以上で (11) 式および (13) 式の誘導を終る。