



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	無整流子電動機のI _f -β _o 制御時における安定性に関する研究
Author(s)	浦野, 正道; Urano, Masamichi; 福田, 昭治 他
Citation	北海道大學工学部研究報告, 105, 37-45
Issue Date	1981-07-31
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/41698
Type	departmental bulletin paper
File Information	105_37-46.pdf



無整流子電動機の $I_f - \beta_0$ 制御時における 安定性に関する研究

浦野正道* 福田昭治** 新居昭雄**

(昭和56年3月31日受理)

Studies on the Stability of a Commutatorless Motor under $I_f - \beta_0$ control

Masamichi URANO Shoji FUKUDA Akio NIU

(Received March 31, 1981)

Abstract

An induced voltage commutated commutatorless motor has the disadvantage of a small overload capacity due to the influence of armature reaction in comparison with a DC motor. The overload capacity is improved by $I_f - \beta_0$ control method, which controls the field current I_f and the preset leading angle β_0 in accordance with the load current and eliminates the armature reaction flux in a corresponding fashion.

In this paper we treat a DC source commutatorless motor with damper windings, and discuss the stability of the system under $I_f - \beta_0$ control by means of non-linear simulation and root locus method, and confirm the results by experiments.

1. ま え が き

無整流子電動機(以下CLMと略す)は、直流機の機械的整流子をサイリスタ変換器で置き換え、無接点化した電動機であり、すぐれた速度制御性能をもつ。直流機と比較して、回転速度と容量の製作的限界、電動機の設置環境、保守点検などの点で有利となり、最近、多方面で実用化されている。

CLMは直流形と交流形に分けられ、さらに転流方式で自然転流形と強制転流形に分けられる。自然転流形CLMは、電動機の内部誘起電圧を利用してサイリスタを消弧する方式なので、直流機と比べて過負荷耐量の小さい欠点がある。これは、負荷の増加と共に電機子反作用の影響が大きくなり、サイリスタの逆バイアス期間が減少するためである。従って、電機子反作用を補償してやれば過負荷耐量の改善ができる。その方法としては、第1に補償巻線を付けて電機子反作用磁束を打ち消す方法、第2に $I_f - \beta_0$ 制御法¹⁾がある。 $I_f - \beta_0$ 制御法とは、負荷に応じて設定制御進み角 β_0 と界磁電流 I_f とを適切に制御することにより、電機子反作用磁束を等価的に打ち消す方式である。

本論文では、自然転流形直流分巻CLMの過渡時における方程式をもとに、ある定常動作点からの非線形シミュレーションおよび根軌跡法から負荷電流に応じて β_0 および I_f を変化させた場合の

* 電気工学専攻博士課程前期(現在、新日鉄働勤務)

** 電気工学科 電気機器学講座

系の安定性を検討し、実験によってその確認を行なっている。ただし、電動機はダンパ付き突極同期機である。

2. 過渡時における特性方程式²⁾³⁾

本章では CLM の過渡時における方程式を示す。以下では時間離散量であるインバータの設定制御進み角 β_0 、実効制御進み角 β 、転流重なり角 u は連続量とみなし、発生トルクやインバータの直流側電圧などの脈動分を含む量はその平均値で代表させて取り扱うこととする。また、定常動作時においては次のような仮定を置く。

(1)界磁電流 i_f は一定とし、その脈動分は無視する。(2) d 軸、 q 軸ダンパ抵抗は無視する。(3) 直流電流 I_d の脈動は無視する。(4)電機子電流は台形波で近似する。

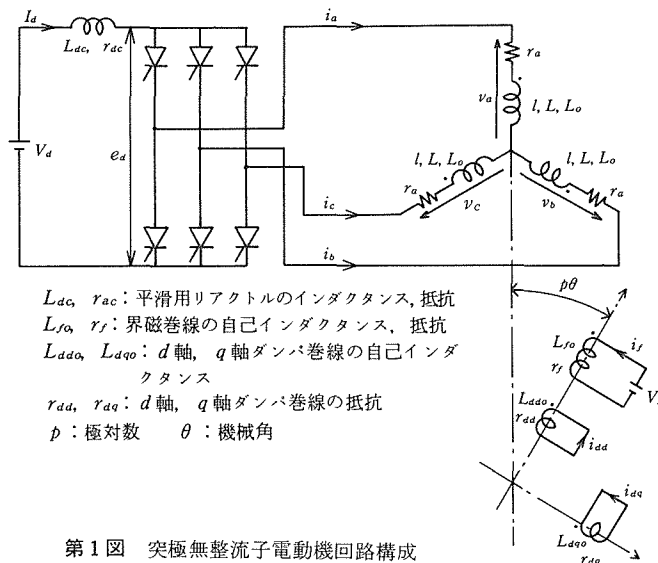
第 1 図に CLM の回路構成を示す。ただし、 l, L, L_o, r_a : 電機子巻線のもれインダクタンス、有効インダクタンス平均値および変化分の振幅、抵抗、 L_{af}, L_{add}, L_{daq} : 電機子巻線 (一相) と界磁巻線、 d 軸ダンパ巻線、 q 軸ダンパ巻線の相互インダクタンス最大値。 p : 極対数。 θ : 機械角。

d 軸、 q 軸ダンパ巻線の磁束鎖交数 ϕ_{do} (界磁の鎖交磁束を含まない)、 ϕ_{qo} は次式で示される。

$$\begin{bmatrix} \phi_{do} \\ \phi_{qo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{add} \{ i_a \cos p\theta + i_b \cos (p\theta - 2\pi/3) + i_c \cos (p\theta + 2\pi/3) \} + L_{ado} i_{dd} \\ L_{daq} \{ i_a \sin p\theta + i_b \sin (p\theta - 2\pi/3) + i_c \sin (p\theta + 2\pi/3) \} + L_{aqo} i_{dq} \end{bmatrix} \quad (1)$$

さて、直軸、横軸初期過渡インダクタンスを $L''_{ds} (= \sigma_d L_{ds})$ 、 $L''_{qs} (= \sigma_q L_{qs})$ とすると、ダンパ巻線をもつ機械では $L''_{ds} \cong L''_{qs}$ が成り立つ。ただし、 $\sigma_d (= 1 - 3L^2_{add} / (2L_{ado}L_{ds}))$: 直軸全もれ係数、 $L_{ds} (= l + 3(L + L_o)/2)$: 直軸同期インダクタンス、 $\sigma_q (= 1 - 3L^2_{daq} / (2L_{aqo}L_{qs}))$: 横軸全もれ係数、 $L_{qs} (= l + 3(L - L_o)/2)$: 横軸同期インダクタンスである。そこで、(1)式より d 軸、 q 軸ダンパ電流 i_{dd} 、 i_{dq} を求め、 L''_{ds} と L''_{qs} の平均値を L''_s おくと電圧方程式は次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = (r_a + pL''_s) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2)$$



第 1 図 突極無整流子電動機回路構成

ただし, P は d/dt , e_a , e_b , e_c は電機子各相の内部誘導起電力である。

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin p\theta & \cos p\theta \\ \sin (p\theta - 2\pi/3) & \cos (p\theta - 2\pi/3) \\ \sin (p\theta + 2\pi/3) & \cos (p\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$= \sqrt{2} V_i \begin{bmatrix} \sin (p\theta - \pi + \alpha) \\ \sin (p\theta - \pi + \alpha - 2\pi/3) \\ \sin (p\theta - \pi + \alpha + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p\omega_m (L_{af}i_f + k_d\phi_{do}) - k_q P\phi_{qo} \\ p\omega_m k_q \phi_{qo} + k_d P\phi_{do} + L_{af}P i_f \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$V_i = \frac{\sqrt{A^2 + B^2}}{\sqrt{2}} \quad (6) \quad \alpha = \tan^{-1}(-\frac{B}{A}) \quad (7) \quad \beta = \beta_0 - \alpha \quad (8)$$

ただし, $\omega_m = P\theta$, $k_d = L_{add}/L_{ddo}$, $k_q = L_{adq}/L_{aqo}$ である。

(ダンパ回路)

定常動作時には仮定(1), (2)より, (1)式の ϕ_{do} , ϕ_{qo} は一定となる。また, ダンパ電流が電機子電流の高調波分を打ち消すように流れるので, ϕ_{do} , ϕ_{qo} の大きさは電機子基本波電流によって定まる。そこで, 仮定(4)より各相の電機子基本波電流を求め, (1)式から定常動作時の ϕ_{do} , ϕ_{qo} を求めると次式を得る。

$$\begin{bmatrix} \phi_{do} \\ \phi_{qo} \end{bmatrix} = -\frac{3}{2}\sqrt{2} I_1 \begin{bmatrix} L_{add} \sin(\beta_0 - u/2) \\ L_{adq} \cos(\beta_0 - u/2) \end{bmatrix} \quad (9)$$

ただし, I_1 は電機子基本波電流の実効値で,

$$I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{\sin(u/2)}{u/2} I_d \cong \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (10)$$

一方, 過渡時においてはダンパ巻線の鎖交磁束が変化するので, ダンパ抵抗を考慮しなければならない。そこで, 過渡時の d 軸, q 軸ダンパ巻線全磁束鎖交数 ϕ_{dd} , ϕ_{qo} を求めると,

$$\phi_{dd} = \phi_{do} + M_{fdd}i_f = \phi_{do1} + L_{ddo} i_{dd} + M_{fdd} i_f \quad (11)$$

$$\phi_{qo} = \phi_{qo1} + L_{dqo} i_{dq} \quad (12)$$

ただし, M_{fdd} は d 軸ダンパ巻線と界磁巻線間の相互インダクタンスとし,

$$\begin{bmatrix} \phi_{do1} \\ \phi_{qo1} \end{bmatrix} = -\frac{3}{2}\sqrt{2} I_1 \begin{bmatrix} L_{add} \sin(\beta_0 - u/2) \\ L_{adq} \cos(\beta_0 - u/2) \end{bmatrix} \quad (13)$$

ダンパ巻線の電圧方程式は次式となる。

$$r_{dd} i_{dd} + P\phi_{dd} = 0 \quad (14) \quad r_{dq} i_{dq} + P\phi_{qo} = 0 \quad (15)$$

(界磁回路)

界磁回路の電圧方程式は, 界磁巻線全磁束鎖交数を ϕ_f , 界磁巻線のもれインダクタンスを $l_f (= L_{fo} - L_{af}M_{fdd}/L_{add})$ とすると次式で表わされる。

$$V_f = P\phi_f + r_f i_f \cong (L_{af}/L_{add}) P\phi_{dd} + (l_f P + r_f) i_f \quad (16)$$

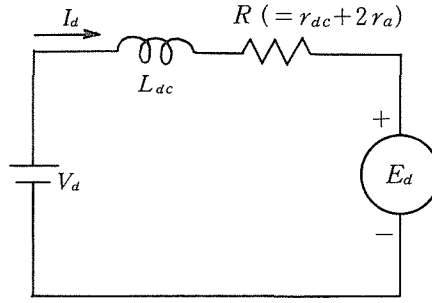
(直流側等価回路)

第2図に直流側からみた等価回路を示す。同図より直流回路の電圧方程式は,

$$V_d = (L_{dc}P + R) I_d + E_d \quad (17)$$

となり, 直流側電圧平均値 E_d は次式で示され,

$$E_d = E_{do} \cos \beta + E_x \quad (18) \quad E_{do} = 3 \sqrt{6} V_i / \pi \quad (19)$$



第2図 直流側等価回路

重なり角による電圧降下 E_x は、

$$E_x = 3 p \omega_m L''_s I_d / \pi \quad (20)$$

$$= E_{d0} \{ \cos(\beta - u) - \cos\beta \} / 2 \quad (21)$$

(機械軸方程式)

発生トルク平均値 T_{av} は次式で示される。

$$T_{av} = (3 \sqrt{2}/2) p I_1 \phi_g \cos\delta \quad (22)$$

$$\delta = \beta_0 - \tan^{-1} \{ -k_q \phi_{q0} / (L_{af} i_f + k_d \phi_{d0}) \} - u/2 \quad (23)$$

$$\phi_g = \sqrt{(L_{af} i_f + k_d \phi_{d0})^2 + (k_q \phi_{q0})^2} \quad (24)$$

また、機械軸方程式は次式で示される。

$$J (d\omega_m/dt) + R_\omega \omega_m + T_L = T_{av} \quad (25)$$

ただし、 J ：慣性定数、 R_ω ：制動まさつ抵抗、 T_L ：負荷抵抗。

最後に、 $I_f - \beta_0$ 制御について説明する。本研究における $I_f - \beta_0$ 制御とは、直流電流 I_d のある定常動作点からの偏差 ΔI_d に比例して界磁電圧 V_f と β_0 を同時に制御することである。以下にその式を示す。

$$\Delta \beta_0 = K_b \Delta I_d \quad (26) \quad \beta_0 = \beta_{0i} + \Delta \beta_0 \quad (27)$$

$$\Delta V_f = K_{vf} \Delta I_d \quad (28) \quad V_f = V_{f0} + \Delta V_f \quad (29)$$

ただし、 Δ は定常動作点からの偏差を表わし、 K_b 、 K_{vf} ：比例定数、 β_{0i} ： β_0 の定常値、 V_{f0} ： V_f の定常値である。また、制御は ΔI_d が正のときのみに限る。(後述のシミュレーション結果より、 ΔI_d が負のときも制御すると系が不安定となりやすいことが判明した)

3. デジタル制御のシミュレーション⁴⁾⁵⁾

CLM の実験機は、制御系に I 8080 A cpu を中心としたシングルプロセッサ方式を導入し、デジタル制御を行なっている。そこで、実験機のシミュレーションを行なう場合、サンプル周期と制御遅れ時間を考慮しなければならない。

まず、実験機では $I_f - \beta_0$ 制御がどのように行なわれているのか考えてみよう。 $I_f - \beta_0$ 制御に必要な制御系への入力には直流電流 I_d である。 I_d は電流検出器によって、 β_0 制御において 1.5 msec ごとに、界磁制御では 10 msec ごとにサンプルされる。サンプルされた I_d をもとに演算が行なわれ、 β_0 と界磁回路の制御角 α_f (界磁電圧は単相コンバータで制御される) に対応するクロックのカウント値が算出される。 β_0 のカウントは電動機内部誘起電圧のゼロクロス信号より電気角で 30 deg 進んだ時点から開始され、 α_f はゼロクロス信号の時点よりカウントされる。

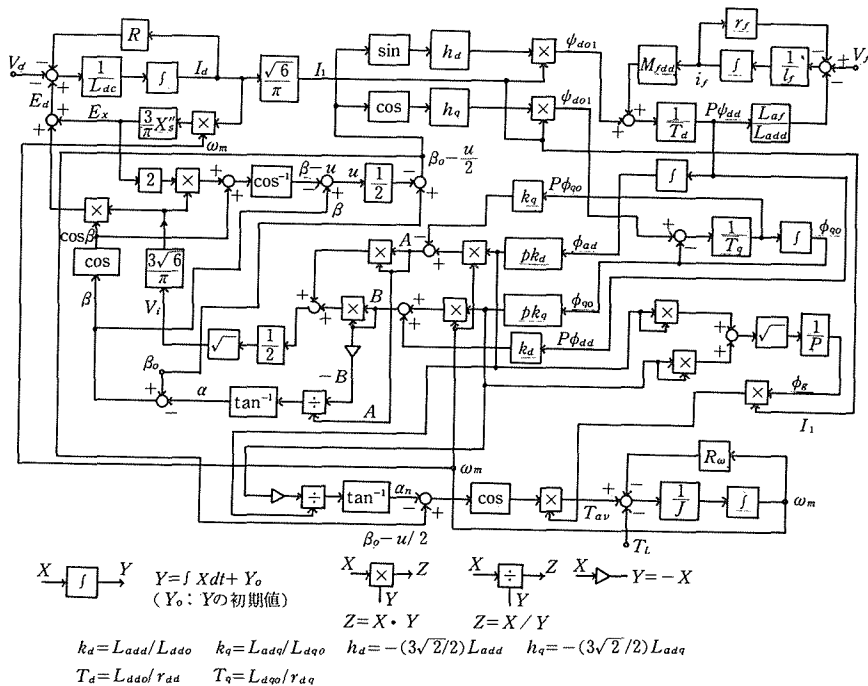
次に、シミュレーションでの電流サンプル周期および制御おくれ時間について考えてみよう。 β_0 制御における実験機の I_d のサンプル周期は1.5 msecであるが、サンプルされたすべての I_d が β_0 制御に反映されるわけではなく、電気角で 60 deg ごとに現われる β_0 のカウンタ開始基準点の直前にサンプルされた I_d が有効となる。従って、 β_0 制御のサンプル周期は電気角で 60 deg に対応する時間とした。また、遅れ時間はあるカウンタ開始基準点から β_0 の反映される点までの時間である。この場合、 β_0 の値はその変化幅が小さいことから定常動作点 (=50 deg) とし、遅れ時間は電気角で 160 deg に対応する時間とした。一方、界磁制御の場合、電源として 50 Hz の単相交流を使用しているのでゼロクロス信号(カウンタ開始基準点)は 180 deg 周期で現われ、サンプル周期は 180 deg に対応する時間 (10 msec) とし、遅れ時間は短いので無視した。

さらに、実験機においては電流検出器、 β_0 制御および界磁制御の分解能がそれぞれ 1/8 A, 0.1 deg (電気角), 1/4 V であるため、この点も考慮に入れて ΔI_d , $\Delta \beta_0$, ΔV_f を量子化した。

4. β_0 制御時における系の安定性

本章では、非線形シミュレーションにより β_0 制御のみを行なった場合の系の安定性について検討する。第3図に前章の(5)から(25)までの諸式をまとめた CLM のシミュレーション・ブロック線図を示す。同図に(26), (27)式およびデジタル制御の要素を加えると、 β_0 制御時の非線形シミュレーションを行なうことができる。シミュレーションは、ある定常動作点から定常値の約 13% に相当するステップ負荷を加えた場合について行なった。

第4図にシミュレーションで求めた β_0 制御時における直流電流 I_d と回転速度 N の過渡応答を示す。その際、使用した電動機定数を表1に、定常動作点を表2に示す。同図より、 β_0 制御の比例定



第3図 シミュレーション・ブロック線図

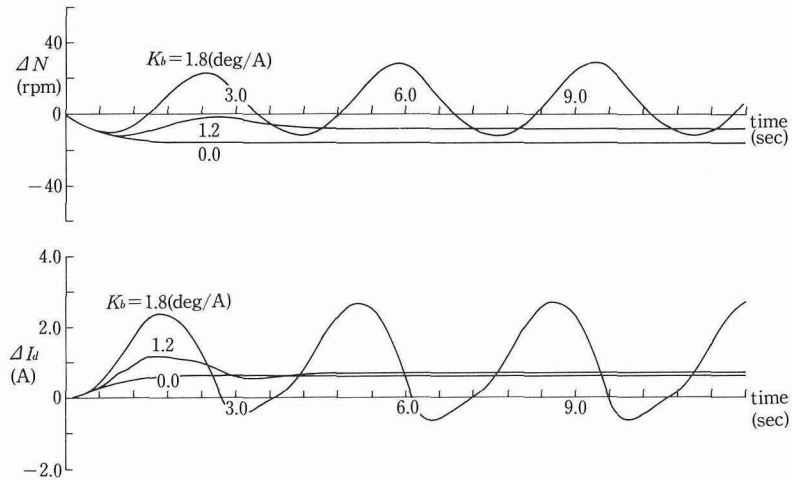
表1 電動機定数

L_{as}	0.0276 (H)	L_{qs}	0.0171 (H)
L'_s	0.00447 (H)	L_{af}	0.316 (H)
L_{ac}	0.20 (H)	l_f	0.50 (H)
R	2.32 (Ω)	r'_{ad}	1.026 (Ω)
r'_{dq}	1.026 (Ω)	r_f	70.7 (Ω)
J	0.33 (kgm^2)	R_ω	0.0342 (Nm/rad/sec)

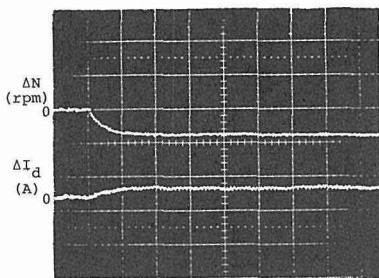
(注: r'_{da} , r'_{dq} は電機側換算値)

表2 定常動作点

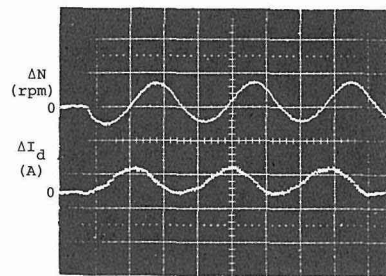
I_d	5.08 (A)	V_d	92.4 (V)
N	793 (rpm)	I_f	1.5 (A)
β_o	50 (deg)	β	41.55 (deg)
u	5.36 (deg)	V_f	106 (V)



第4図 β_o 制御時の過渡応答



第5図 $K_b=0.0 \text{ deg/A}$
 時間軸 1 sec/div
 ΔN 27 rpm/div
 ΔI_d 3.25 A/div



第6図 $K_b=1.8 \text{ deg/A}$
 時間軸 1 sec/div
 ΔN 27 rpm/div
 ΔI_d 3.25 A/div

数 K_b を大きくしていった場合、系は振動を伴って不安定となることがわかる。これは、 β_o 制御によって β_o が増えるとさらに I_d が上降し、下降していた N が上昇に転ずるためである。 I_d や N が発散してしまう状態を不安定状態と呼ぶと、安定限界は $K_b=1.8(\text{deg/A})$ 付近であることが推定される。

第5図、第6図に $K_b=0.0, 1.8(\text{deg/A})$ とした場合の N と I_d の実験結果を示す。これより、

計算結果は実験結果をほぼ把握していることがわかる。

5. I_f - β_0 制御時における系の安定性

本章では、非線形シミュレーションにより I_f - β_0 制御時における系の安定性を検討する。シミュレーションは、 β_0 制御時のシミュレーション・ブロック線図に(28)、(29)式を付け加え、前章と同様に表3の定常動作点から定常値の約13%に相当するステップ負荷を加えた場合について行なった。ただし、電動機定数は表4に示すものを使用した。

第7図に、 K_b を2.0 (deg/A) に固定し、界磁制御の比例定数 K_{vf} を0.0 (β_0 制御のみ)、1.0、4.0 (V/A) と変化させた場合の N と I_d のシミュレーション結果を示す。これより、 β_0 制御と同時に界磁制御を行なうと振動がおさまり系が安定化することがわかる。

第8図、第9図に $K_{vf}=0.0, 4.0$ (V/A) とした場合の実験結果を示す。これより、振幅および振動周期に多少の差はあるが、計算値はほぼ実験結果を把握していることがわかる。

以上のように、界磁制御を行なうと系が安定化するのは、 β_0 制御によって β_0 が増えると電流、回転速度が増加するのに対して、界磁制御によって界磁主磁束が増えると電動機の内部誘起電圧が

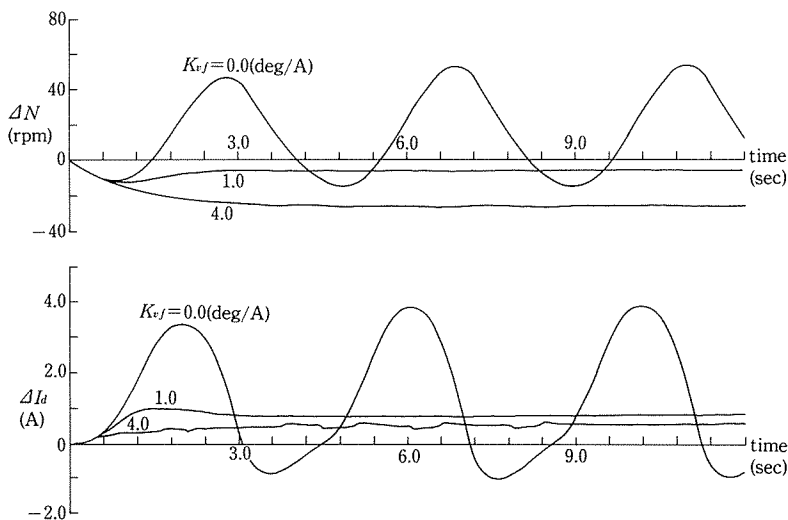
表3 定常動作点

I_d	4.9	(A)	V_o	84.9	(V)
N	735	(rpm)	I_f	1.5	(A)
β_0	50	(deg)	β	41.78	(deg)
u	5.26	(deg)	V_f	49.0	(V)

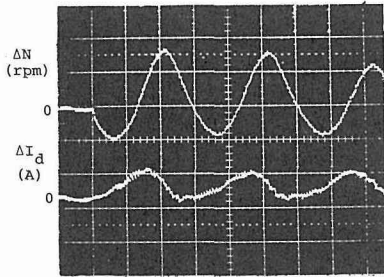
表4 電動機定数

L_{ds}	0.0276	(H)	L_{qs}	0.0171	(H)
L'_s	0.00447	(H)	L_{af}	0.316	(H)
L_{ac}	0.1	(H)	l_f	0.50	(H)
R	2.11	(Ω)	r'_{da}	1.026	(Ω)
r'_{dq}	1.026	(Ω)	r_f	32.7	(Ω)
J	0.33	(kgm ²)	$R\omega$	0.0342	(Nm/rad/sec)

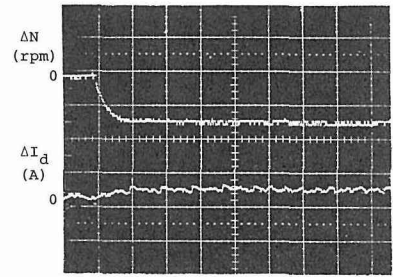
(注: r'_{da}, r'_{dq} は電機子側換算値)



第7図 I_f - β_0 制御時の過渡応答



第8図 $K_b=2.0 \text{ deg/A}$, $K_{vf}=0.0 \text{ V/A}$
 時間軸 1 sec/div
 ΔN 13 rpm/div
 ΔI_d 3.85 A/div



第9図 $K_b=2.0 \text{ deg/A}$, $K_{vf}=4.0 \text{ V/A}$
 時間軸 1 sec/div
 ΔN 13 rpm/div
 ΔI_d 3.85 A/div

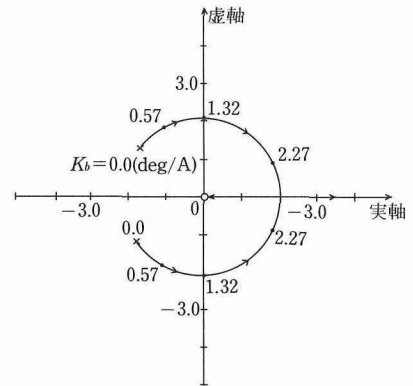
増大して電流，回転速度が減少するためである。

6. 根軌跡による検討

本章では，系を線形近似して求められる根軌跡によって， β_0 制御時における系の安定性について考察する。

さて，CLMの線形近似方程式を導出するのに各変数を定常値のまわりの微小変化分の和で表わし，微小変化分の2次以上の項を省略して第2章の(5)から(27)までの諸式を線形化すればよい。次に，これらの線形近似方程式の両辺をラプラス変換すると，直流電圧の変化分 ΔV_d ，負荷トルクの変化分 ΔT_l を入力とし，直流電流や回転速度の変化分 ΔI_d ， $\Delta \omega_m$ などを出力とした伝達関数を求めることができる。これらの伝達関数の分母は5次式となり，すべて共通となる。この5次式の係数には， β_0 制御の比例定数 K_b が含まれるので， K_b をパラメータとした根軌跡を求めることができる。

第10図に，表1の電動機定数と表2の定常動作点の値を用いた β_0 制御時における根軌跡を示す。ただし，安定性に関する2根のみを示してある。同図によると，安定限界における K_b の値は1.32 (deg/A)であることがわかる。シミュレーションおよび実験の結果では $K_b=1.8$ (deg/A)付近であった。このように，根軌跡では β_0 が連続的に，かつ ΔI_d が負となった場合にも変わるため，安定限界の K_b の値が小さく出る。しかし，根軌跡法では安定限界の K_b の値が明確に出てくるので，目安をつけるのに有効である。



第10図 根軌跡 (○零点, ×極)

7. ま と め

以上，CLMの β_0 制御時および I_f - β_0 制御時における安定性について検討してきたが，本論文の成果を要約すると次のようになる。

(1)シミュレーションおよび根軌跡法により， β_0 制御時においてある定常動作点からステップ負荷を入力した場合，振動を伴って不安定となる場合があることが判明し，実験においても確認さ

れた。また、その安定限界も予測することが可能となった。

(2)ステップ負荷入力時において、 β_0 制御と同時に界磁制御も行なった場合をシミュレーションした結果、界磁制御によって振動がおさまり系が安定化することが判明し、実験においても確認された。

本研究に残された課題としては、シミュレーション結果の誤差原因の検討、 $I_r-\beta_0$ 制御時における解析および設計へのシミュレーション・プログラムの応用などがある。シミュレーションにおいては、定常時における直流電流および界磁電流の脈動、界磁鉄心飽和による電動機定数の過渡応答時における変動、電源電圧の変動などを考慮していないので、これらの事項が実験値との差にどのような影響を与えるかについてさらに検討する必要がある。

なお、計算では本学大型計算機センターの M-200 H アプリケーション・プログラム DDSIII および本学汎用シミュレータ室の高速シミュレーション・ソフトウェア・システム「ICOSS」を使用したことを記し謝意を表わす。

参 考 文 献

- 1) 福田, 五十嵐: 電気学会論文誌 B, 97 (昭 52), 10, 625~631
- 2) 片岡他: 電気学会論文誌 B, 98 (昭 53), 6, 527~534
- 3) 片岡他: 電力応用研究会資料, EPA-79-8 (昭 54)
- 4) 浦野・福田・新居: 昭 55 電気四学会道支部連合大会講演論文集 No. 149
- 5) 浦野・福田・新居: 昭 56 電気学会全国大会 No. 536
「無整流子電動機の β_0 制御時における安定性についての解析」