

固有値法による同期機の固有定態安定領域の解析

(第2報)*

—制動巻線付き突極形同期機—

田 村 淳 二**

武 田 郁 夫**

(昭和62年4月20日受理)

Analysis of Inherent Steady State Stability of Synchronous Machines by the Eigen Values Method (Part 2)

—Salient-pole-type Synchronous Machines with Damper Windings—

by Junji TAMURA and Ikuo TAKEDA

This paper presents an analysis of the inherent steady state stability of salient-pole-type synchronous machines with damper windings. Eigen values method is used in the same manner as in the preceding paper. Since the general purpose of the damper windings is to stabilize hunting instability, this paper discusses the effects of them on hunting regions.

At first, the basic linearized differential equations for a synchronous generator system with damper windings are derived and the characteristics of the eigen values are considered. It is shown that the steady state stability is determined by the three dominant eigen values in the same way as in a damper-less system. Next, calculations of the steady state stable regions for the various circuit conditions are carried out, and the effects of circuit parameters on the stable region are discussed. In particular, the effects of damper circuit parameters on the hunting region are discussed in detail.

1. まえがき

本稿では前報²⁾にひきつづき同期機の固有定態安定領域に関して検討を行なうが、より一般的な場合として制動巻線付同期機を対象とする。

同期機における制動巻線の役目としては、過渡的な動搖時における制動トルクの発生、および同期電動機における始動トルクの発生が主たるものであるが、特に前者は同期機の安定度向上において重要であり、このことからほとんどの同期機は制動巻線を具備している。なお、

* 電気学会電力技術研究会(昭和61年8月)にて発表(参考文献1)

** 北見工業大学電気工学科

蒸気タービン用の円筒形同期発電機においては、製造上の制約から（高速回転となるので、容量のわりに回転子の直径がかなり小さめに設計される）制動巻線が取り付けられることは少ないが、そのかわり界磁回転子が塊状鉄心として作られるために回転子表面にうず電流回路が形成され、これが等価的に制動巻線の役目をする。しかしながら、この制動回路は基本的に分布定数回路となるので、その数学的解析は容易ではない。そこで本稿では、円筒形同期機は今後の検討課題として除外し、突極形同期機のみを取り扱うこととする。

以下においては、前報と同様にまず初めに解析の対象となる制動巻線付突極形同期発電機による一機無限大母線系統の基礎微分方程式を示した後、その線形化方程式を導出する。次に、得られた線形化方程式をもとに固有値計算を行ない、種々の回路条件下における定態安定領域を求める。なお、前報での制動巻線なし同期機の場合と同様に、制動巻線付同期機においても各回路条件の脱調領域に対する影響は小さく、また制動巻線自体も乱調領域に対してのみ大きな影響を有していることから、本報においても乱調領域の特性に特に重点をおいて検討する。

2. 基礎理論³⁾

本稿で取り扱う制動巻線付突極形同期発電機による一機無限大母線系統の基礎微分方程式を以下に示す。但し、前報と同様に送電線は直列インピーダンスのみから成り、また発電機の各種制動御機構は考慮しない。

$$\left. \begin{aligned} v_d &= -(R_a + pL_D)i_d + pL_{md}(i_f + i_{kd}) - \omega_m(-L_Qi_q + L_{mq}i_{kq}) \\ v_q &= -(R_a + pL_Q)i_q + pL_{mq}i_{kq} + \omega_m\{-L_Di_d + L_{md}(i_f + i_{kd})\} \\ v_f &= (r_f + pL_f)i_f + pL_{md}(-i_d + i_{kd}) \\ 0 &= (r_{kd} + pL_{kd})i_{kd} + pL_{md}(-i_d + i_f) \\ 0 &= (r_{kq} + pL_{kq})i_{kq} - pL_{mq}i_q \\ \tau_D &= J \cdot p\omega_m + \tau_G \\ \tau_G &= L_{md}(-i_d + i_f + i_{kd})i_q + L_{mq}(i_q - i_{kq})i_d \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

但し、

$$\left. \begin{aligned} R_a &= r_a + r_r \\ L_D &= l_T + L_d = l_T + l_a + L_{md} \\ L_Q &= l_T + L_q = l_T + l_a + L_{mq} \\ L_f &= l_f + L_{md} \\ L_{kd} &= l_{kd} + L_{md} \\ L_{kq} &= l_{kq} + L_{mq} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

以上における各定数の説明と実際に以後の計算で使用したそれらの値を表1に示す。なお、表1に示されているもの以外の記号等については前報にて説明してある。

次に、無限大母線電圧を

表1 モデル定数(基準値)
Table 1. Constants of the model (Base values)

r_a	電機子巻線抵抗	0.01 pu
l_a	電機子巻線もれインダクタンス	0.1 pu
L_d	直軸同期インダクタンス	1.0 pu
L_q	横軸 //	0.7 pu
L'_d	直軸過渡インダクタンス	0.3 pu
L''_d	直軸初期過渡インダクタンス	0.2 pu
L''_q	横軸 //	0.24 pu
r_f	界磁巻線抵抗	0.00074 pu
l_f	界磁巻線もれインダクタンス	0.26 pu
r_{kd}	直軸制動巻線抵抗	0.021 pu
r_{kq}	横軸 //	0.021 pu
l_{kd}	直軸制動巻線もれインダクタンス	0.2 pu
l_{kq}	横軸 //	0.18 pu
T'_d	直軸短絡過渡時定数	1.5 sec
T'_d'	直軸短絡初期過渡時定数	0.04 sec
T'_q	横軸 //	0.04 sec
r_T	送電線直列抵抗	0.1 または 0.3 pu
l_T	送電線直列インダクタンス	0.3 pu
J	回転部分の慣性モーメント(注1)	5 sec
ω	同期角速度	100 π rad/sec

(注1) 蓄積エネルギー定数 H における値

(注2) 上記の値は全て自己容量ペー値

$$v_a = \sqrt{2} V_B \cos \omega t \quad (3)$$

とおくと、前報と全く同様にして負荷角 δ により次式としてその d, q 軸成分が表現される。

$$\left. \begin{array}{l} v_d = \sqrt{3} V_B \sin \delta \\ v_q = \sqrt{3} V_B \cos \delta \end{array} \right\} \quad (4)$$

一方、回転角速度 ω_m と負荷角 δ の間には

$$\omega_m = \omega + p\delta \quad (5)$$

なる関係があり、以上(1)～(5)式がこの場合の基礎微分方程式である。

(1)～(5)式の基礎方程式を定常動作点 ($\delta = \delta_0, \omega_m = \omega$ および無負荷誘起電圧 E_0) において線形化すると、その結果が次式となる。

（注）1. $T_{dmax} (r=0) = 0.17, T_{qmax} (r=0) = 0.3 pu, 188 \Omega^{-1}, 17.7 \text{ rad/sec}$

2. $T_{dmax} = 10.3 \text{ sec}^{-1}$

$$\begin{array}{c}
 p[\Delta i_d \ \Delta i_q \ \Delta i_f \ \Delta i_{kd} \ \Delta i_{kq} \ \Delta \delta \ \Delta \omega_m]^T = \\
 \left(\begin{array}{cccc|c}
 -\frac{L_{fkd}^2 R_a}{L_{d0}^3} & \frac{\omega L_Q L_{fkd}^2}{L_{d0}^3} & -\frac{L_{md} l_{kq} r_f}{L_{d0}^3} & -\frac{L_{md} l_{rkd}}{L_{d0}^3} & * \\
 -\frac{\omega L_D L_{kq}}{L_{qkq}^2} & -\frac{L_{kq} R_a}{L_{qkq}^2} & \frac{\omega L_{md} L_{kq}}{L_{qkq}^2} & \frac{\omega L_{md} L_{kq}}{L_{qkq}^2} & ** \\
 -\frac{L_{md} l_{kd} R_a}{L_{d0}^3} & \frac{\omega L_{md} L_{qklkd}}{L_{d0}^3} & -\frac{(l_T + l_a) L_{kd} + L_{md} l_{kd}}{L_{d0}^3} r_f & \frac{L_{md} (l_T + l_a) r_{kd}}{L_{d0}^3} & \\
 -\frac{L_{md} l_f R_a}{L_{d0}^3} & \frac{\omega L_{md} L_{qlf}}{L_{d0}^3} & \frac{L_{md} (l_T + l_a) r_f}{L_{d0}^3} & -\frac{L_{df}^2 r_{kd}}{L_{qkq}^2} & \\
 -\frac{\omega L_D L_{mq}}{L_{qkq}^2} & -\frac{L_{mq} R_a}{L_{qkq}^2} & \frac{\omega L_{md} L_{mq}}{L_{qkq}^2} & \frac{\omega L_{md} L_{mq}}{L_{qkq}^2} & ** \\
 0 & 0 & 0 & 0 & \\
 \frac{(L_{md} - L_{mq}) i_{q0}}{J} & \frac{(L_{md} - L_{mq}) i_{d0} - L_{md} i_{f0}}{J} & -\frac{L_{md} i_{q0}}{J} & -\frac{L_{md} i_{q0}}{J} & \\
 \end{array} \right) \\
 \\
 \left(\begin{array}{c|c|c|c}
 \frac{\omega L_{md} L_{fkd}^2}{L_{d0}^3} & -\frac{L_{fkd}^2 \sqrt{3} V_B \cos \delta_0}{L_{d0}^3} & \frac{L_Q L_{fkd}^2 i_{q0}}{L_{d0}^3} & \Delta i_d \\
 -\frac{L_{mq} r_{kq}}{L_{qkq}^2} & \frac{L_{kq} \sqrt{3} V_B \sin \delta_0}{L_{qkq}^2} & \frac{L_{kq} (-L_D i_{d0} + L_{md} i_{f0})}{L_{qkq}^2} & \Delta i_q \\
 * & -\frac{\omega L_{md} L_{mqlkd}}{L_{d0}^3} & \frac{L_{md} L_Q l_{kd} i_{q0}}{L_{d0}^3} & \Delta i_f \\
 -\frac{\omega L_{md} L_{mqlf}}{L_{d0}^3} & -\frac{L_{md} l_{lf} \sqrt{3} V_B \cos \delta_0}{L_{d0}^3} & \frac{L_{mq} L_{qlf} i_{q0}}{L_{d0}^3} & \Delta i_{kd} \\
 * & -\frac{L_Q r_{kq}}{L_{qkq}^2} & \frac{L_{mq} \sqrt{3} V_B \sin \delta_0}{L_{qkq}^2} & \frac{L_{mq} (-L_D i_{d0} + L_{md} i_{f0})}{L_{qkq}^2} \\
 0 & 0 & 1 & \Delta \delta \\
 \frac{L_{mq} i_{d0}}{J} & 0 & 0 & \Delta \omega_m \\
 \end{array} \right) \quad (6)
 \end{array}$$

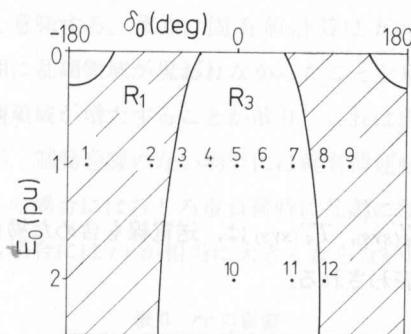
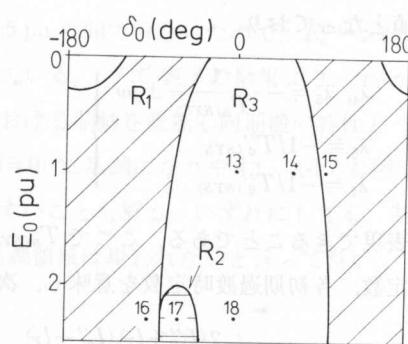
但し、

$$\left. \begin{array}{l}
 L_{fkd}^2 = L_f L_{kd} - L_{md}^2 \\
 L_{df}^2 = L_D L_f - L_{md}^2 \\
 L_{d0}^3 = L_D L_{fkd}^2 - L_{md}^2 (l_f + l_{kd}) \\
 L_{qkq}^2 = L_Q L_{kq} - L_{mq}^2 \\
 i_{d0} = \{-\sqrt{3} V_B (R_a \sin \delta_0 + \omega L_Q \cos \delta_0) + \omega L_Q \sqrt{3} E_0\} / (R_a^2 + \omega L_D \omega L_Q) \\
 i_{q0} = \{\sqrt{3} V_B (-R_a \cos \delta_0 + \omega L_D \sin \delta_0) + R_a \sqrt{3} E_0\} / (R_a^2 + \omega L_D \omega L_Q) \\
 i_{f0} = \sqrt{3} E_0 / \omega L_{md}
 \end{array} \right\} \quad (7)$$

上式の固有値を種々の動作点 (δ_0, E_0) に対して計算することにより、前報の場合と全く同様にして定態安定領域図を求めることができる。

3. 固有値の構成

図1, 2に表1のモデル定数を用いて前述の固有値計算により求めた定態安定領域を示す。ここで、領域 R_1 は脱調領域、領域 R_2 は乱調領域、領域 R_3 は安定な領域をそれぞれ表わしている。各領域の固有値の構造による定義は、前報において示した通りである。さて、前報において示したように、制動巻線のない場合には $r_T=0.1\text{ pu}$ においてもかなりの乱調領域が現われ

図1 定態安定領域 ($r_T=0.1\text{ pu}$)Fig. 1. Steady state stable region ($r_T=0.1\text{ pu}$).図2 定態安定領域 ($r_T=0.3\text{ pu}$)Fig. 2. Steady state stable region ($r_T=0.3\text{ pu}$).表2 図1, 2中の各運転点における固有値の値 (sec^{-1})Table 2. Eigen values at each operating points in figures 1 and 2(sec^{-1})

No.	E_0 (pu)	δ_0 (度)	$\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$	λ_4, λ_5	λ_5	λ_7
1	1.0	-160	0.341, -0.445, -5.39	$-66.7 \pm j313$	-19.9	-13.8
2	1.0	-90	0.236, -0.527 $\pm j3.91$	$-66.7 \pm j313$	-19.5	-15.8
3	1.0	-60	-0.103, -0.427 $\pm j5.06$	$-66.7 \pm j313$	-19.6	-15.6
4	1.0	-30	-0.330, -0.595 $\pm j5.55$	$-66.7 \pm j313$	-19.9	-14.7
5	1.0	0	-0.429, -0.766 $\pm j5.80$	$-66.7 \pm j313$	-20.0	-14.2
6	1.0	30	-0.334, -0.742 $\pm j6.01$	$-66.7 \pm j313$	-19.9	-14.4
7	1.0	60	-0.137, -0.579 $\pm j5.97$	$-66.7 \pm j313$	-19.6	-15.2
8	1.0	90	0.0869, -0.519 $\pm j5.29$	$-66.7 \pm j313$	-19.3	-15.8
9	1.0	120	0.504, -0.828 $\pm j3.60$	$-66.7 \pm j313$	-19.4	-15.6
10	2.0	0	-0.431, -0.658 $\pm j7.70$	$-66.8 \pm j313$	-20.0	-14.3
11	2.0	60	-0.201, -0.553 $\pm j7.32$	$-66.8 \pm j313$	-19.6	-15.3
12	2.0	90	0.0530, -0.525 $\pm j5.87$	$-66.8 \pm j313$	-19.3	-15.8
13	1.0	0	-0.429, -0.537 $\pm j5.41$	$-189 \pm j312$	-18.8	-13.5
14	1.0	60	-0.164, -0.548 $\pm j6.24$	$-189 \pm j312$	-18.4	-14.1
15	1.0	90	0.0218, -0.459 $\pm j5.88$	$-189 \pm j312$	-17.9	-15.0
16	2.3	-90	4.03, -0.353, -4.23	$-189 \pm j312$	-18.1	-15.0
17	2.3	-60	-0.513, 0.106 $\pm j3.19$	$-189 \pm j312$	-18.4	-15.0
18	2.3	0	-0.447, -0.315 $\pm j7.52$	$-189 \pm j312$	-18.9	-13.7

(注) $1/T_{a(\text{SYS})}$ ($r_T=0.1\text{ pu}$) = 66.5 sec^{-1} , $1/T_{a(\text{SYS})}$ ($r_T=0.3\text{ pu}$) = 188 sec^{-1} , $1/T_d'(\text{SYS})$ = 20.0 sec^{-1} , $1/T_d'(\text{SYS})$ = 15.9 sec^{-1} .

るのであるが、制動巻線のある場合には図1のように全く現われない。 $r_T=0.3 \text{ pu}$ とかなり大きな抵抗値の場合にも図2のようにわずか乱調領域が現われるだけである。これより、制動巻線が乱調に対していくに大きな効果を有しているかが十分推察される。なお、このことは次章でより詳しく検討を行なう。

次に、表2に図1、2中に示してある各運転点における固有値の実際の値を示してある。これらの結果からまず解ることは、7つの固有値のうちの4根($\lambda_4 \sim \lambda_7$)は運転点に関係なくほぼ一定値となっており

$$\left. \begin{array}{l} \lambda_4, \lambda_5 = -\frac{1}{T_{a(SYS)}} \pm j\omega \\ \lambda_6 = -1/T''_{d(SYS)} \\ \lambda_7 = -1/T''_{q(SYS)} \end{array} \right\} \quad (8)$$

で近似表現できることである。ここで $T_{a(SYS)}$, $T''_{d(SYS)}$, $T''_{q(SYS)}$ は、送電線も含めた場合の電機子時定数、各初期過渡時定数を意味し、次式で表わされる。

$$\left. \begin{array}{l} T_{a(SYS)} = \frac{2(L'_d + l_r)(L'_q + l_r)}{R_a \{(L'_d + l_r) + (L'_q + l_r)\}} \\ T''_{d(SYS)} = \frac{1}{r_{kd}} \left\{ l_{kd} + \frac{(l_a + l_r)L_{md}l_f}{l_f L_{md} + L_{md}(l_a + l_r) + l_f(l_a + l_r)} \right\} \\ T''_{q(SYS)} = \frac{1}{r_{kq}} \left\{ l_{kq} + \frac{(l_a + l_r)L_{mq}}{l_a + l_r + L_{mq}} \right\} \end{array} \right\} \quad (9)$$

λ_4, λ_5 の式は特にその近似の精度が高い。またこれらの4根は、一般にその実部の絶対値がかなり大きく、従ってそれによる過渡現象の減衰は非常にすみやかである。このことは従来から、電機子回路と制動巻線回路の過渡現象を無視してモデルを低次元化するという形で利用されている。一方、残りの3根($\lambda_1 \sim \lambda_3$)は、表2から解るように運転点によってその構成および値がかなり変化するとともにその実部の絶対値もかなり小さく、さらには不安定根となる場合もある。従って、これら3固有値が同期機の安定性を決定する支配的固有値となる。以上の性質は制動巻線のない同期機の場合と全く同様であり、前報にて示した支配的3固有値の構成は、制動巻線付き同期機に対してもそのままあてはまるうことになる。

4. 各回路定数の定態安定領域への影響

本章では、(6)式にて得られた線形化方程式の固有値計算により、同期機および送電線の各回路定数の定態安定領域への影響について検討する。本報においても前報と同様に、乱調領域の特性に重点をおいて検討する。なお、前報においては、脱調領域に大きく影響するものとして励磁インダクタンスの影響についての計算結果も示したが、後述するように本稿では省略する。そのかわり、制動巻線回路定数の安定領域への影響に関しては、特に詳しく検討する。

以後で示される数値計算結果に使用したモデルの定数は、各表、各図中に示してあるもの

以外はすべて表1の値を用いている。

4.1 外部回路条件の影響

本節では、同期発電機系に対する外部的な回路定数、つまり送電線抵抗 r_T 、送電線インダクタンス l_T 、および慣性定数 H の影響に関して検討する。

表3に種々の r_T の値において計算した結果を示す。但し、 E_0^{\min} は乱調領域が存在する場合の E_0 の最小値を表わす。つまり、 $E_0^{\min}=2 \text{ pu}$ とは $E_0 \geq 2 \text{ pu}$ の範囲に乱調領域が存在することを意味する。また、固有値計算は $E_0=0 \sim 2.5 \text{ pu}$ の間で行なったので、 $E_0^{\min} > 2.5$ とはこの範囲に乱調領域が現われなかつたことを意味している。さて表3の結果より、 r_T が大きい程乱調領域が増大することが解り、これは前報における制動巻線無し同期機の特性と一致しているが、制動巻線のない場合には軽負荷運転時 ($\delta \approx 0$) に乱調になりやすい（図7参照）のに対し、この場合にはむしろ重負荷時に乱調になりやすいことも解る。いずれにしても、制動巻線のある場合には r_T が相当に大きくならない限り乱調領域は現われないとあって良い。

表3 r_T の影響

Table 3. Effect of r_T

r_T (pu)	E_0^{\min} (pu)	図番号
0.0	>2.5	
0.05	>2.5	
0.1	>2.5	1
0.2	>2.5	
0.3	2.0	2
0.4	1.55	
0.5	1.25	3

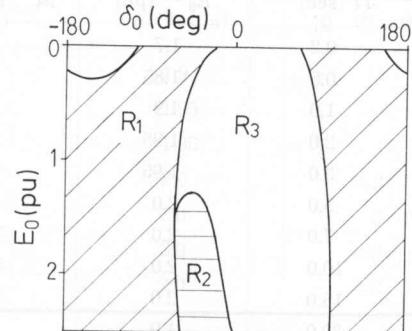


図3 定態安定領域 ($r_T=0.5 \text{ pu}$)

Fig. 3. Steady state stable region ($r_T=0.5 \text{ pu}$).

次に、表4に l_T の影響に関する計算結果を示してあるが、制動巻線のない場合と同様に、 l_T が小さい程乱調になりやすいことが解る。なお、脱調領域に関しては、以上の r_T 、 l_T の変化に対して形はそれ程変化せずに左右にスライドすることが解る。ただし、乱調領域と接する部分における形の変化は比較的大きい。

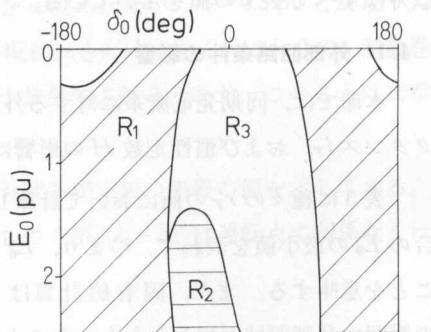
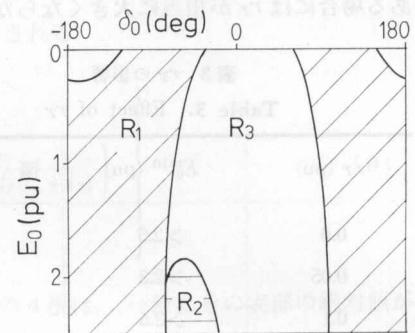
次に慣性定数 H の影響に関する計算結果を表5に示してあるが、前報における制動巻線無し同期機の場合と同様に H が小さい程乱調になりやすいことが解る。 H が大きくなるに従って乱調領域は減少し、 $H=5$ 秒程度以上ではほとんど変化しなくなるが、興味深いのはさらに H を大きくしていくと再度乱調領域が増大する点である。現実の同期機における H は最大でも 10 秒を越えることはほとんどないので、実際的な見地からすればこのような範囲に対する検討は意味がないが、理論的には興味深い現象である。なお、 H をさらに大きくしていくと、

表 4 l_T の影響 ($r_T=0.3 \text{ pu}$)Table 4. Effect of l_T ($r_T=0.3 \text{ pu}$)

l_T (pu)	E_0^{\min} (pu)	図番号
0.0	1.4	4
0.1	1.65	
0.2	1.85	
0.3	2.0	2
0.4	2.15	
0.5	2.3	
0.7	2.5	
1.0	>2.5	
1.5	>2.5	

表 5 H の影響 ($r_T=0.3 \text{ pu}$)Table 5. Effect of H ($r_T=0.3 \text{ pu}$)

H (sec)	E_0^{\min} (pu)	図番号
0.2	1.7	
0.5	1.85	5
1.0	1.9	
2.0	1.95	
3.0	1.95	
5.0	2.0	2
7.0	2.0	2
10.0	2.0	2
15.0	2.0	
30.0	1.9	
100.0	1.55	

図 4 定態安定領域 ($r_T=0.3 \text{ pu}$, $l_T=0 \text{ pu}$)
Fig. 4. Steady state stable region ($r_T=0.3 \text{ pu}$, $l_T=0 \text{ pu}$).図 5 定態安定領域 ($r_T=0.3 \text{ pu}$, $H=0.5 \text{ sec}$)
Fig. 5. Steady state stable region ($r_T=0.3 \text{ pu}$, $H=0.5 \text{ sec}$).

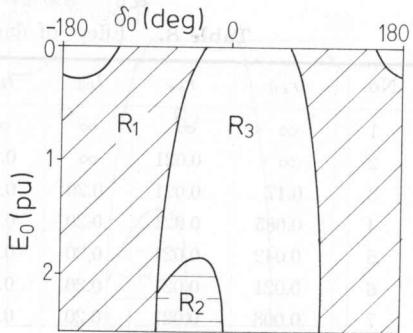
最終的には制動巻線無し同期機における結果(図 7)に一致する。また、脱調領域は H の変化によってほとんど影響されない(乱調領域と接する部分でわずか変化する)。

4.2 界磁回路定数の影響

表 6 に界磁巻線抵抗 r_f の影響に関する計算結果を示す。同表より r_f が小さい程乱調領域が減少することが解るが、これは前報における制動巻線の無い場合とは反対の結果となってい。しかしながら、その変化の大きさはかなり小さいと言える。一方、表 7 には界磁もれインダクタンスの影響に関する計算結果を示してあるが、 l_f が小さい程乱調になりやすい結果とはなっているものの、この場合にも乱調領域の変化は非常に小さいと言って良い。以上により乱調領域に対しては、界磁回路インピーダンスはほとんど影響しないという結論となる。なお脱調領域については、制動巻線の無い場合と全く同様に r_f , l_f の影響は全く受けない。

表 6 $r_f (T'_d)$ の影響 ($r_T=0.3 \text{ pu}$)Table 6. Effect of r_f or T'_d ($r_T=0.3 \text{ pu}$)

T'_d (sec)	r_f (pu)	E_0^{\min} (pu)	図番号
0.05	0.0221	1.9	
0.1	0.0111	1.85	6
0.2	0.00552	1.9	
0.5	0.00221	1.95	
1.0	0.00110	2.0	≈2
1.5	0.00074	2.0	2
2.0	0.00055	2.0	≈8
3.0	0.00037	2.0	≈8

図 6 定態安定領域 ($r_T=0.3 \text{ pu}$, $T'_p=0.1 \text{ sec}$)Fig. 6. Steady state stable region ($r_T=0.3 \text{ pu}$, $T'_p=0.1 \text{ sec}$).表 7 I_f の影響 ($r_T=0.3 \text{ pu}$)Table 7. Effect of I_f ($r_T=0.3 \text{ pu}$)

I_f (pu)	L'_d (pu)	T'_d (sec)	E_0^{\min} (pu)	図番号
0.05	0.147	0.605	1.9	
0.10	0.190	0.821	1.95	
0.15	0.229	1.04	1.95	
0.20	0.264	1.25	2.0	≈2
0.26	0.3	1.5	2.0	2
0.30	0.325	1.69	2.0	≈2
0.35	0.352	1.90	2.0	≈2

4.3 制動巻線抵抗 r_{kd} , r_{kq} の影響

本節では、制動回路定数のうちの抵抗分の影響について検討する。表 8 にその計算結果を示す。まず、表 8 の No. 1 (図 7) は制動巻線無しの場合であり、制動巻線が普通に存在する場合 (同 No. 6) の図 2 と比較すると、制動巻線の乱調に対する安定化作用がいかに大きいものであるかが解る。なお、もう一つ注意しなければならない点は、これら二つの図で脱調領域が全く変わらないことである。つまり、制動巻線は脱調領域に対して何ら影響を及ぼさないということになる。次に、No. 2~8 は q 軸制動巻線の定数はもとのままとして r_{kd} のみを変化させてみたものであるが、結果として r_{kd} の値は (無限大も含めて) 乱調領域に対してほとんど影響しないことが解る。つまり、 d 軸制動巻線を無視してこのような解析を行なっても無視しない場合とほとんど同じ結果が得られる事になる。さらに、No. 9~14 は q 軸制動巻線を無視して d 軸抵抗 r_{kd} を変化させた場合の結果であるが、 r_{kd} の値が結果にほとんど影響しないのは上述の通りであり、かつその結果が両軸制動巻線とも無視した場合の結果 (図 7) とほとんど同じになることが解る。このことは、 q 軸制動巻線の乱調領域に対する影響が非常に大きいこと

表 8 制動巻線抵抗 r_{kd} , r_{kq} の影響 ($r_T=0.3 \text{ pu}$)
Table 8. Effect of damper resistances r_{kd} and r_{kq} ($r_T=0.3 \text{ pu}$)

No.	r_{kd}	r_{kq}	l_{kd}	l_{kq}	T'_d'	$T'_{q'}$	L'_d'	$L'_{q'}$	E_0^{\min}	図番号
1	∞	∞	∞	∞	0.0	0.0	0.3	0.7	0.0	7
2	∞	0.021	∞	0.18	0.0	0.04	0.3	0.24	2.0	8
3	0.17	0.021	0.20	0.18	0.005	0.04	0.2	0.24	2.0	8
4	0.085	0.021	0.20	0.18	0.01	0.04	0.2	0.24	2.0	8
5	0.042	0.021	0.20	0.18	0.02	0.04	0.2	0.24	2.0	2
6	0.021	0.021	0.20	0.18	0.04	0.04	0.2	0.24	2.0	2
7	0.008	0.021	0.20	0.18	0.1	0.04	0.2	0.24	2.0	
8	0.004	0.021	0.20	0.18	0.2	0.04	0.2	0.24	1.95	
9	0.17	∞	0.20	∞	0.005	0.0	0.2	0.7	0.0	7
10	0.085	∞	0.20	∞	0.01	0.0	0.2	0.7	0.0	
11	0.042	∞	0.20	∞	0.02	0.0	0.2	0.7	0.0	9
12	0.021	∞	0.20	∞	0.04	0.0	0.2	0.7	0.0	9
13	0.008	∞	0.20	∞	0.1	0.0	0.2	0.7	0.0	9
14	0.004	∞	0.20	∞	0.2	0.0	0.2	0.7	0.0	9
15	0.021	∞	0.20	∞	0.04	0.0	0.2	0.7	0.0	9
16	0.021	0.17	0.20	0.18	0.04	0.005	0.2	0.24	1.45	10
17	0.021	0.085	0.20	0.18	0.04	0.01	0.2	0.24	1.8	
18	0.021	0.043	0.20	0.18	0.04	0.02	0.2	0.24	1.95	
19	0.021	0.021	0.20	0.18	0.04	0.04	0.2	0.24	2.0	2
20	0.021	0.009	0.20	0.18	0.04	0.1	0.3	0.24	2.0	8
21	0.021	0.004	0.20	0.18	0.04	0.2	0.2	0.24	1.95	
22	∞	0.17	∞	0.18	0.0	0.005	0.3	0.24	1.7	
23	∞	0.085	∞	0.18	0.0	0.01	0.3	0.24	1.85	
24	∞	0.043	∞	0.18	0.0	0.02	0.3	0.24	1.95	
25	∞	0.021	∞	0.18	0.0	0.04	0.3	0.24	2.0	8
26	∞	0.009	∞	0.18	0.0	0.1	0.3	0.24	2.0	8
27	∞	0.004	∞	0.18	0.0	0.2	0.3	0.24	1.95	

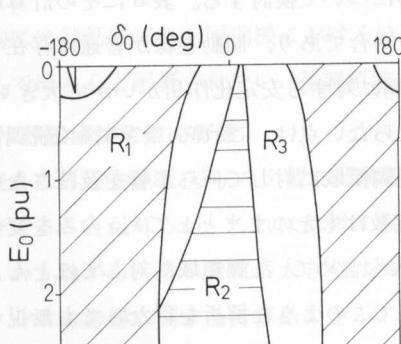


図 7 定態安定領域 ($r_T=0.3 \text{ pu}$, 制動巻線のない場合)

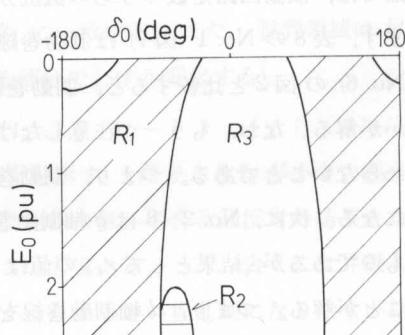


図 8 定態安定領域 ($r_T=0.3 \text{ pu}$, d 軸制動巻線のない場合)

Fig. 7. Steady state stable region ($r_T=0.3 \text{ pu}$, no dampers).

Fig. 8. Steady state stable region ($r_T=0.3 \text{ pu}$, d -axis damperless).

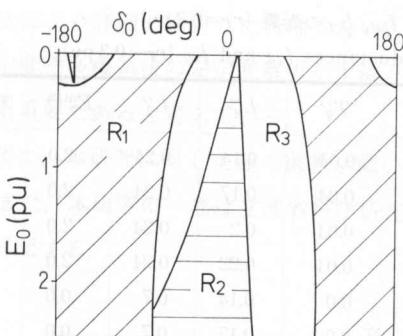


図 9 定態安定領域 ($r_T=0.3 \text{ pu}$,
 q 軸制動巻線の無い場合)

Fig. 9. Steady states table region ($r_T=0.3 \text{ pu}$, no q -axis damper).

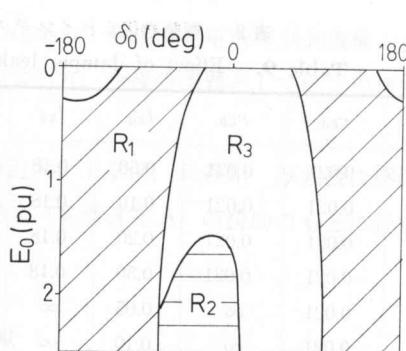


図 10 定態安定領域 ($r_T=0.3 \text{ pu}$,
 $T'_q'=0.005 \text{ sec}$)

Fig. 10. Steady state stable region ($r_T=0.3 \text{ pu}$, $T'_q'=0.005 \text{ sec}$).

を物語っている。

さて次に、No. 15~21 は d 軸制動巻線はもとのままとして q 軸抵抗 r_{kq} を変化させた場合の結果であるが、乱調領域が大きく変化することが明白に解る。さらに、No. 22~27 は d 軸制動巻線を無視して r_{kq} を変化させた場合であり、結果は d 軸制動巻線を無視しない場合とそれほど変わらない。

以上の検討により、 r_{kd} は乱調領域に対してほとんど影響を及ぼさず、極端な場合として d 軸制動巻線を無視しても得られる結果はほとんど変わらないこと、および r_{kq} は乱調領域に対して非常に大きな影響を有していることが結論として得られた。

4.4 制動巻線もれインダクタンス l_{kd} , l_{kq} の影響

最後に、制動巻線もれインダクタンスの影響について検討する。得られた計算結果を表 9 に示す。同表 No. 1~4 は q 軸制動巻線はもとのままで l_{kd} を変化させた場合、No. 5~8 は q 軸制動巻線を無視して l_{kd} を変化させた場合であり、前節における r_{kd} の場合と全く同様に l_{kd} は乱調領域に対してほとんど影響しないことが解る。次に、No. 9~12 は d 軸制動巻線はもとのままで l_{kq} を変化させた場合、No. 13~16 は d 軸制動巻線を無視して l_{kq} を変化させた場合の結果であり、 d 軸制動巻線の存在そのものが乱調領域に対してほとんど影響しないことは前節の結果と同様であるが、さらに r_{kq} の場合とは異なり l_{kq} も乱調領域にあまり影響しないことが解る。

5. あとがき

本稿では、前報にひき続き制動巻線付き同期機の固有定態安定正域に関して固有値法による検討を行ない、各種回路定数、特に制動巻線回路定数の定態安定領域への影響に対して考察を払った。以上で得られた結果を以下に要約する。

- (1) 制動巻線付き同期機における 7 個の固有値のうちの 4 根は運転状態等に無関係にはほぼ

表9 制動巻線もれインダクタンス l_{kd} , l_{kq} の影響 ($r_T=0.3$ pu)Table 9. Effect of damper leakage inductances l_{kd} and l_{kq} ($r_T=0.3$ pu)

No.	r_{kd}	r_{kb}	l_{kd}	l_{kq}	T_d''	T_q''	L_d''	L_q''	E_0^{\min}	図番号
1	0.021	0.021	0.50	0.18	0.018	0.04	0.14	0.24	2.0	2
2	0.021	0.021	0.10	0.18	0.025	0.04	0.17	0.24	2.0	2
3	0.021	0.021	0.20	0.18	0.04	0.04	0.2	0.24	2.0	2
4	0.021	0.021	0.30	0.18	0.055	0.04	0.22	0.24	2.0	2
5	0.021	∞	0.05	∞	0.018	0.0	0.14	0.7	0.0	9
6	0.021	∞	0.10	∞	0.025	0.0	0.17	0.7	0.0	9
7	0.021	∞	0.20	∞	0.04	0.0	0.2	0.7	0.0	9
8	0.021	∞	0.30	∞	0.055	0.0	0.22	0.7	0.0	9
9	0.021	0.021	0.20	0.05	0.04	0.02	0.2	0.15	2.0	2
10	0.021	0.021	0.20	0.10	0.04	0.028	0.2	0.19	2.0	2
11	0.021	0.021	0.20	0.18	0.04	0.04	0.2	0.24	2.0	2
12	0.021	0.021	0.20	0.30	0.04	0.058	0.2	0.3	2.0	2
13	∞	0.021	∞	0.05	0.0	0.02	0.3	0.15	2.0	8
14	∞	0.021	∞	0.10	0.0	0.028	0.3	0.19	2.0	8
15	∞	0.021	∞	0.18	0.0	0.04	0.3	0.24	2.0	8
16	∞	0.021	∞	0.30	0.0	0.058	0.3	0.3	2.0	8

一定値となるが、これらは電機子回路と制動巻線回路の電気的過渡現象の減衰を表わす固有値である。残りの3根が同期機の安定性を決定する支配的固有値となるが、各領域におけるこれら3根の構成は制動巻線無し同期機の場合と全く同じである。

(2) 電機子側抵抗が大きいほど、また電機子側インダクタンスが小さいほど、さらに慣性定数が小さいほど乱調領域が増大する。また脱調領域に関しては、前二者は多少影響するが、慣性定数はほとんど影響しない。以上の結果は動巻線無し同期機の場合の特性と全く同様のものである。

(3) 界磁回路定数については、抵抗分、インダクタンス分とも乱調領域に対する影響はかなり小さく、かつ脱調領域へは全く影響しない。

(4) d 軸制動巻線定数は、抵抗分、インダクタンス分とも乱調領域に対してはわずかな影響しか及ぼさず、極端な場合として d 軸制動巻線を無視しても得られる結果はそれほど変化しない。

(5) q 軸制動巻線の乱調に対する安定化作用は非常に大きく、特に抵抗分の影響が大きい。

(6) 脱調領域は、制動巻線定数の影響は全く受けない。

以上、前報と本報における検討により、同期機の固有定態安定領域の特性、特に乱調領域の特性がかなり明確になったと考える。従来からもこの様な検討は多少は行なわれているが、近似的な手法によるもの（例えば持続振動理論）がほとんどであり、本研究の様に精度の高い

固有値法により詳細に検討した例は少ない。しかしながら、最近は発電機の制御機構も含めた動態安定度や多機系統の安定度解析が主流となりつつあり、今後の課題としてはこの様な方面的の検討も重要であると考えている。

最後に、本研究に対して種々御教示戴いた北海道大学工学部、長谷川 淳教授に感謝致します。また、本研究の一部は文部省科学研究費補助金(奨励研究A)の援助のもとに行なったことを付記する。

文 献

- 1) 田村他: 同期機の定態安定性に対する制動巻線の効果に関する一考察. 電気学会電力技術研究会資料, PE-86-57 (昭和61年8月).
- 2) 田村他: 北見工大研報, vol. 19, no. 1.
- 3) 猪狩著: 電気機械理論, コロナ社.

The proposed method decides the output power at each time interval and the start-up pattern of the thermal unit to economically satisfy these constraints.

Since the multistage choice process, the Markov-like character of the daily schedule is utilized and it is explained that it is not necessary for the optimization of the daily schedule to be repeated continually. The realization is the change of the initial state of a thermal unit at a time interval.

A model system is used to simulate the proposed method. Results are investigated to confirm the usefulness of the proposed method.

1. Introduction

The operation of an electric power system must be scheduled so that many constraints can be satisfied. In this report, a scheduling method is described which can economically satisfy the constraints of both reliability and environmental protection. The reliability is considered by the power supply probability. As a small example of environmental pollution, the nitrogen oxide (NO_x) emission from each thermal unit is considered. That is, the proposed method can produce an optimum schedule where not only does the power supply probability exceed the specified value but also the expected value of the NO_x emission is less than the specified value. The outage of each equipment in the power system is considered to occur probabilistically and their data has been given previously.

The proposed method optimizes not only the output power but also the start and stop (DSS) schedule of thermal units. A recursive representation is used to conveniently express the state probability of the thermal units. Considering the Markov-like character of the DSS schedule, it is investigated that it is not kept strictly but kept approximately. That makes it possible to use the multistage choice process to approximately decide the optimum schedule in the proposed method. The proposed method repeats anticipations of the operating

* Presented at the National Convention Report of the I.E.E. of Japan (April 1987).

** Department of Electrical Engineering, Kitami Institute of Technology.