

交流励磁型同期機の誘導機型的定態安定 領域に関する解析*

田村 淳 二**
村田 年 昭**
武田 郁 夫**
長谷川 淳***
藤原 一***

(昭和60年9月9日受理)

Analysis of the Steady State Stable Region of an Induction Machine Type of an AC Excited Synchronous Machine

by Junji TAMURA, Toshiaki MURATA, Ikuo TAKEDA
Jun HASEGAWA and Hajime FUJIWARA

An analysis of the steady state stable region of an AC Excited Synchronous Machine (AESM), especially of that of an induction machine type, is presented in this paper. The AESM essentially has two unstable phenomena, one is the stepout, the other the hunting. The step-out can be judged by the steady state stability condition of a synchronous machine type; on the other hand the hunting can be judged by that of an induction machine type. The steady state stable region of a synchronous machine type always exists at any slip within the range of 180 degrees of the extended internal displacement angle. However the stable region of an induction machine type is not as simple; that is, it changes complexly for slips and ceases to exist beyond the range of certain slips (boundary slips). This paper derives these boundary slips and shows by numerical calculations that it is very effective to increase the secondary resistance of an AESM for the expansion of the steady state stable region of an induction machine type.

1. ま え が き

筆者らは文献(2)において、交流励磁型同期機(AC Excited Synchronous Machine, 以下AESMと略記する)の定態安定性に関して検討を行ない、二つの近似的定態安定条件(同期機

* 電気学会回転機研究会(昭和59年9月)にて発表(RM-84-75).

** 北見工業大学電気工学科

*** 北海道大学工学部電気工学科

的定態安定条件および誘導機的定態安定条件)を導出し、同期機的定態不安定の場合には誘導機的条件のいかにかわらず脱調し、同期機的定態安定で誘導機的定態不安定の場合には乱調(負制動)が発生することを示した。これらの条件のうち、同期機的定態安定領域の方は各すべりにおいて常に拡張内部相差角の 180° の開きの範囲として存在するが、誘導機的定態安定領域の方はすべりの値によってその様相が大幅に異なり、特にすべりの絶対値が大きくなるとその安定領域はしだいに減少し、ついには消滅するという性質を有する。したがって、この誘導機的定態安定領域をより広げるための検討が必要であると考えられるが、文献(2)ではここまでは検討していない。そこで本稿では、この誘導機的定態安定領域に特に重点をおいて、理論的に詳細に検討する。

2. AESM の定態安定性理論²⁾

筆者らが提案した AESM の定態安定度解析法は、次式で表わされる非同期運転時の動揺方程式を基礎としている。

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Delta\sigma}{dt} &= -\Delta s\omega \\ \frac{d\Delta s}{dt} &= \frac{p_\phi}{\omega J} \left\{ \tau_G(\Delta\sigma, \Delta s) - \tau_D \right\} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

ここで、

$\Delta\sigma$: 拡張内部相差角 σ の定常値 σ_0 からの変動分

Δs : すべり s の定常値 s_0 からの変動分

ω : 基準同期角速度

J : 回転部分の慣性モーメント

p_ϕ : 極対数

τ_G : 電氣的発生トルク

τ_D : 原動機トルク

である。 τ_G の関数形の決定は種々考えられるが、筆者らはすべりの変化が比較的ゆっくりしている場合を想定し、非同期運転時に関する定常解析により次式のように決定した。

$$\begin{aligned} \tau_G &= (3p_\phi/\omega)(1-\Delta s)r_{1a}\omega^2L_m^2V_{2a}^2/\Gamma_1^2 \\ &\quad - (3p_\phi/\omega)(s_0+\Delta s)r'_{2a}\omega^2L_m^2V_{1a}^2/\Gamma_2^2 \\ &\quad - (3p_\phi/\omega)\omega L_m V_{1a} V_{2a} (Z_s/\Gamma_1 \Gamma_2) \cdot \sin(\sigma_0 + \Delta\sigma - \mu_s) \end{aligned} \quad (2)$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned}
 Z_s &= \sqrt{Z_{s1}^2 + Z_{s2}^2} \\
 Z_{s1} &= (1 - \Delta s) \omega L_1 r'_{2a} - (s_0 + \Delta s) \omega L_2 r_{1a} \\
 Z_{s2} &= r_{1a} r'_{2a} + (1 - \Delta s) (s_0 + \Delta s) \omega^2 L_0^2 \\
 \mu_s &= \frac{Z_{s1} Y_{s2} - Z_{s2} Y_{s1} + j(Z_{s1} Y_{s1} + Z_{s2} Y_{s2})}{Y_{s1} = \operatorname{Re}\{\dot{I}'_1\} \cdot \operatorname{Re}\{\dot{I}'_2\} + \operatorname{Im}\{\dot{I}'_1\} \cdot \operatorname{Im}\{\dot{I}'_2\} \\
 Y_{s2} &= \operatorname{Re}\{\dot{I}'_1\} \cdot \operatorname{Im}\{\dot{I}'_2\} - \operatorname{Im}\{\dot{I}'_1\} \cdot \operatorname{Re}\{\dot{I}'_2\} \\
 \dot{I}'_1 &= r_{1a} r'_{2a} - (1 - \Delta s) s_0 \omega^2 L_0^2 + j\{s_0 \omega L_2 r_{1a} + (1 - \Delta s) \omega L_1 r'_{2a}\} \\
 \dot{I}'_2 &= r_{1a} r'_{2a} - (s_0 + \Delta s) \omega^2 L_0^2 + j\{(s_0 + \Delta s) \omega L_2 r_{1a} + \omega L_1 r'_{2a}\} \\
 L_0^2 &= L_1 L_2 - L_m^2
 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

ここで、

r_{1a}, r'_{2a} : 1次側, 2次側各巻線抵抗

L_1, L_2 : 1次側, 2次側各全自己インダクタンス

L_m : 励磁インダクタンス

V_{1a}, V'_{2a} : 1次側, 2次側各端子電圧

である。

(1)式を原点 ($\Delta\sigma=0, \Delta s=0$) において線形化し、固有値解析を行なうことにより定態安定条件を求めると、次の二式が得られる。

$$T_s > 0 \quad (4)$$

$$T_s < 0 \quad (5)$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned}
 T_s &= \frac{\partial \tau_\sigma(\Delta\sigma, \Delta s)}{\partial \Delta\sigma} \Big|_{\Delta\sigma \rightarrow 0} \Big|_{\Delta s \rightarrow 0} = \frac{3p_\phi}{\omega} \cdot \omega L_m V_{1a} V'_{2a} \frac{\Gamma'}{\Gamma^2} \cdot \cos(\sigma_0 + \gamma') \\
 T_s &= \frac{\partial \tau_\sigma(\Delta\sigma, \Delta s)}{\partial \Delta s} \Big|_{\Delta\sigma \rightarrow 0} \Big|_{\Delta s \rightarrow 0} = T_{s1} + T_{s2} + T_{s3} \\
 T_{s1} &= -\frac{3p_\phi}{\omega} \cdot \frac{r_{1a} (\omega L_m)^2 V_{2a}'^2}{\Gamma^4} \cdot \left\{ \operatorname{Re}\{\dot{I}'\} \cdot \operatorname{Re}\{\dot{I}'\} - \operatorname{Im}\{\dot{I}'\} \cdot \operatorname{Im}\{\dot{I}'\} \right\} \\
 T_{s2} &= -\frac{3p_\phi}{\omega} \cdot \frac{r'_{2a} (\omega L_m)^2 V_{1a}^2}{\Gamma^4} \cdot \left\{ \operatorname{Re}\{\dot{I}'\} \cdot \operatorname{Re}\{\dot{I}'\} + \operatorname{Im}\{\dot{I}'\} \cdot \operatorname{Im}\{\dot{I}'\} \right\} \\
 T_{s3} &= -\frac{3p_\phi}{\omega} \cdot \frac{2r_{1a} r'_{2a} (\omega L_m)^3 V_{1a} V'_{2a}}{\Gamma^4} \cdot \operatorname{Im}\left\{ \dot{I}' (\varepsilon^{j\sigma_0} + s_0 \varepsilon^{-j\sigma_0}) \right\} \\
 \dot{I}' &= \Gamma \varepsilon^{j\gamma} = r_{1a} r'_{2a} - s_0 \omega^2 L_0^2 + j(\omega L_1 r'_{2a} + s_0 \omega L_2 r_{1a}) \\
 \dot{I}' &= \Gamma' \varepsilon^{j\gamma'} = r_{1a} r'_{2a} + s_0 \omega^2 L_0^2 + j(\omega L_1 r'_{2a} - s_0 \omega L_2 r_{1a})
 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

筆者らは、(4)式を同期機的定態安定条件、(5)式を誘導機的定態安定条件と呼んでいる。同期機的定態不安定の場合には誘導機的定態安定・不安定にかかわらず脱調し、同期機的定態安定で誘導機的定態不安定の場合には乱調(負制動)となる。なお、(4)式は(6)式よりさらに簡単に次式で表わされる。

$$\pi/2 - \gamma' > \sigma_0 > -\pi/2 - \gamma' \tag{7}$$

3. 誘導機的定態安定領域に関する検討

3.1 定態安定領域の計算

(4), (5)式で得られた T_σ および T_s は, (6)式よりそれぞれ s_0 , σ_0 , V'_{2a} の関数となっている (V_{1a} は一定とする) ので, 種々のすべり s_0 において σ_0 と V'_{2a} を変数として定態安定領域を数値計算により求める。なお, 同期機的定態安定領域は V'_{2a} に依存せず (7)式にて得られる。

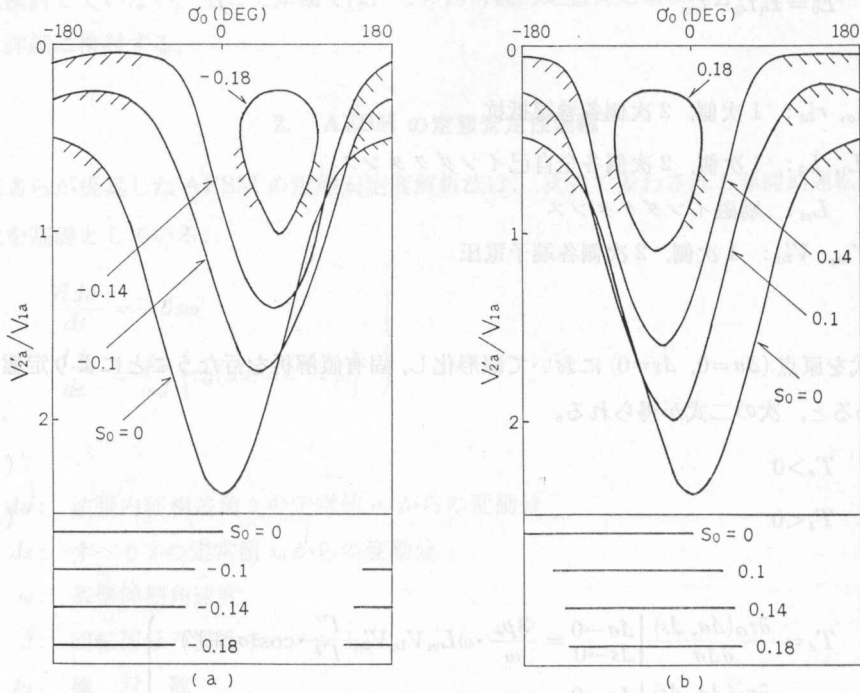


図1 定態安定領域
Fig. 1. Steady state stable region.

図1に種々のすべりにおいて計算した結果を示す。モデルは表1に示してある。同図の上の部分において, 斜線側の部分が各すべりに対する誘導機的定態不安定領域であり, また同期機的定態安定領域は同図下に示した実線に対応する σ_0 の範囲内である。これより, 同期機的定態安定領域は各すべりにおいて常に σ_0 の 180° の開きの領域として存在するが ((7)式より明らか), 誘導機的定態安定領域はすべりの値によってその様相が大幅に異なることが解

表1 モデル定数

Table 1. Circuit constants of the model

V_{1a}	$3000\sqrt{3}$ (V)
$p\phi$	6
r_{1a}	0.86Ω
r'_{2a}	1.09Ω
ωL_1	98.83Ω
ωL_2	98.71Ω
ωL_m	95.1Ω

る。つまり、誘導機的定態安定領域は $s_0=0$ 近辺で最も広く、それより $|s_0|$ が大きくなるとしだいにせまくなり、あるすべりの時に閉領域となる。さらに $|s_0|$ が大きくなると、ついには安定領域が存在しなくなる。そこで次節以後では、これらの誘導機的定態安定領域が開領域より閉領域となる時のすべり s_{B1} (第一種境界すべり) と、同領域が消滅する時のすべり s_{B2} (第二種境界すべり) をそれぞれ導出する。

3.2 s_{B1} の導出

s_{B1} の導出は比較的簡単である。これは $V'_{2a}=0$ (通常の誘導機としての運転点) における誘導機的定態安定性を検討することとなり、結局通常の誘導機の停動トルクに対応するすべりを求めれば良いことになる。 s_{B1} が満足する方程式は、(5), (6) 式より、

$$T_s(V'_{2a}=0) = 0 \tag{8}$$

$$\therefore \operatorname{Re}(\dot{I}') \cdot \operatorname{Re}(\dot{I}'') + \operatorname{Im}(\dot{I}') \cdot \operatorname{Im}(\dot{I}'') = 0 \tag{9}$$

となり、これに(6)式の \dot{I}' , \dot{I}'' を代入して整理すると、最終的に次式となる。

$$(r_{1a}r'_{2a})^2 - (s_0\omega^2L_0^2)^2 + (\omega L_1r'_{2a})^2 - (s_0\omega L_2r_{1a})^2 = 0 \tag{10}$$

上式をすべりに関して解くと、 s_{B1} が次のように得られる。

$$s_{B1} = \pm \frac{r'_{2a}\sqrt{r_{1a}^2 + (\omega L_1)^2}}{\sqrt{(\omega^2L_0^2)^2 + (\omega L_2r_{1a})^2}} \tag{11}$$

上式より、誘導機的定態安定領域は絶対値の等しい正負のすべりにおいて閉領域となることが解る。

3.3 s_{B2} の導出

(6)式の T_s において、

$$T_s = 0 \tag{12}$$

は、図1に示した各すべりにおける $\sigma_0 - V'_{2a}$ 図において、誘導機的定態安定領域と同不安定領域の境界線の関数式を表わしている。上式は σ_0 を固定して考えると、 V'_{2a} に関する二次方程式となっている。したがって、誘導機的定態安定領域が存在しなくなるということは、任意の σ_0 ($-\pi < \sigma_0 \leq \pi$) に対して上式が実根をもたなくなるということに等しい。そこで、(6)式より(12)式を整理すると次式が得られる。

$$K_{s1}V'_{2a} + K_{s2}V'_{2a} + K_{s3} = 0 \tag{13}$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned} K_{s1} &= r_{1a} \{ \operatorname{Re}(\dot{I}') \cdot \operatorname{Re}(\dot{I}'') - \operatorname{Im}(\dot{I}') \cdot \operatorname{Im}(\dot{I}'') \} \\ K_{s2} &= 2r_{1a}r'_{2a}\omega L_m V_{1a} \{ (1-s_0) \operatorname{Re}(\dot{I}') \sin \sigma_0 + (1+s_0) \operatorname{Im}(\dot{I}') \cos \sigma_0 \} \\ K_{s3} &= r'_{2a}V_{1a}^2 \{ \operatorname{Re}(\dot{I}') \cdot \operatorname{Re}(\dot{I}'') + \operatorname{Im}(\dot{I}') \cdot \operatorname{Im}(\dot{I}'') \} \end{aligned} \right\} \tag{14}$$

である。上式が σ_0 の値にかかわらず実根をもたない時が誘導機的定態安定領域が存在しない

時であるので、その条件式は、

$$K_{s2}^2 (\text{任意の } \sigma_0) - 4K_{s1}K_{s3} < 0 \quad (15)$$

となる。ここで、 K_{s2} は σ_0 に関する単振動であるから、 K_{s2} が極大となる時に K_{s2}^2 も極大となる。 K_{s2} の極大値は (14) 式より、

$$(K_{s2})^{\max} = 2r_{1a}r'_{2a}\omega L_m V_{1a} \sqrt{(1-s_0)^2 \{Re(\dot{I}')\}^2 + (1+s_0)^2 \{Im(\dot{I}')\}^2} \quad (16)$$

となるから、よって K_{s2}^2 の極大値は次式となる。

$$(K_{s2}^2)^{\max} = 4(r_{1a}r'_{2a}\omega L_m V_{1a})^2 \cdot [(1-s_0)^2 \{Re(\dot{I}')\}^2 + (1+s_0)^2 \{Im(\dot{I}')\}^2] \quad (17)$$

以上の結果より、 s_{B2} が満足する方程式は次式で表わされる。

$$(K_{s2}^2)^{\max} - 4K_{s1}K_{s3} = 0 \quad (18)$$

上式に (14)、(17) 式を代入して計算すると、最終的に次式が得られる。

$$\begin{aligned} & \{r_{1a}r'_{2a}(\omega L_m)^2(1+s_0)^2 + (s_0\omega L_2r_{1a})^2 + (\omega L_1r'_{2a})^2 - (r_{1a}r'_{2a}) - (s_0\omega^2L_0^2)\} \cdot \\ & \{(r_{1a}r'_{2a})^2 + (\omega L_1r'_{2a})^2 + (s_0\omega^2L_0^2)^2 + (s_0\omega L_2r_{1a})^2 + 2s_0r_{1a}r'_{2a}(\omega L_m)^2\} = 0 \end{aligned} \quad (19)$$

上式の前半の中かっこ内の s_0 に関する二次方程式を解くと s_{B2} が得られ、その結果が次式となる。

$$s_{B2} = \pm \sqrt{\frac{(\omega L_1r'_{2a})^2 + r_{1a}r'_{2a}(\omega L_m)^2 - (r_{1a}r'_{2a})^2}{(\omega^2L_0^2)^2 - r_{a1}r'_{2a}(\omega L_m)^2 - (\omega L_2r_{1a})^2}} \quad (20)$$

なお、(19) 式の後半の中かっこ内の二次方程式は、その判別式が最終的に、

$$-\{2r'_{2a}(\omega L_1\omega^2L_0^2 + \omega L_2r'_{1a})\}^2 < 0 \quad (21)$$

となるので実根をもたない。よって、結局 s_{B2} は (20) 式だけとなり、この場合にも絶対値の等しい正負の値となることが解る。

4. 数 値 例

4.1 s_{B1} , s_{B2} に関する数値計算

本稿における目的は、誘導機の定態安定領域をより広いすべりの範囲に広げることであるが、一番簡単な方法は 1 次側あるいは 2 次側回路に抵抗を投入することであると考えられる。そこで、ここでは前章において得られた各境界すべりに関して、抵抗を投入した場合の特性について計算する。

抵抗投入後の 1 次側抵抗を R_{1a} 、同じく 2 次側抵抗を R'_{2a} とする。そして、

$$\left. \begin{aligned} a_{R1} &= \frac{R_{a1}}{r_{1a}} \\ a_{R2} &= \frac{R'_{2a}}{r'_{2a}} \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

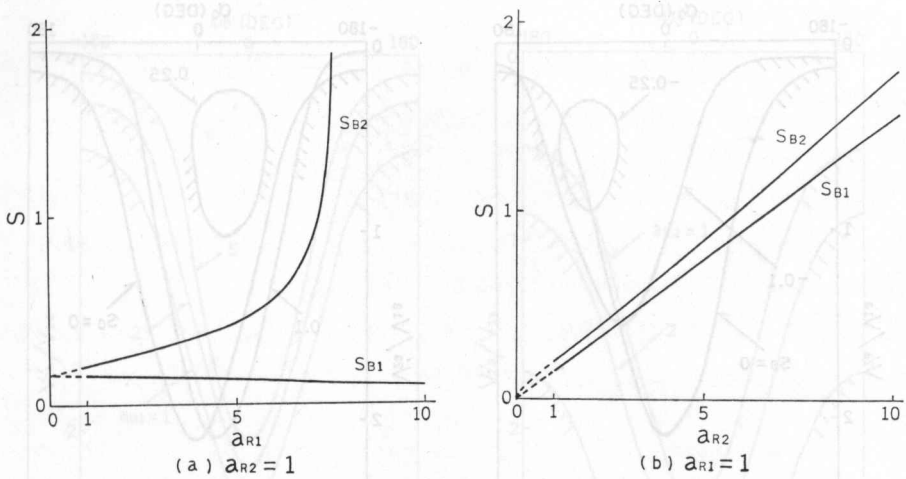


図2 境界すべり曲線

Fig. 2. Curves of the boundary slips.

なるパラメータを導入する。(11), (20)式より上式のパラメータを横軸に、各境界すべりの値を縦軸にとり計算した結果を図2に示す。モデルは表1と同一である。同図(a)は1次側のみ抵抗を投入した場合、(b)は2次側のみ抵抗を投入した場合である。図1より、誘導機的定態安定領域は閉領域である場合よりも開領域である場合の方が広いわけであるから、実際に運転するすべりの範囲にもよるが、一般的にはできるだけ s_{B1} , s_{B2} とも (特に s_{B1}) 大きな値となった方が良いと考えられる。しかるに図2(b)より、2次側に抵抗を投入することは非常に効果的であることが解る。この場合には s_{B1} , s_{B2} とも a_{R2} にほぼ比例して (s_{B1} の方は完全に比例) その値が増大する。ところが同図(a)より、1次側に抵抗を投入した場合には s_{B1} が減少し、むしろ逆効果であることが解る。なおこの場合、 s_{B2} は増大するが、後に検討する様にこのことによる効果はそれほど大きくなく、むしろ s_{B1} が減少することによる逆効果の方が大きい。以上により、誘導機的定態安定領域を広げるための方法として、2次側に抵抗を投入することが非常に効果が大きいと予想できる。

4.2 抵抗投入による誘導機的定態安定領域の拡大

AESMの1次側あるいは2次側回路に抵抗を投入した場合について、図1の場合と同様にして定態安定領域を表1のモデルにより計算する。得られた結果を図3, 4に示す。図3は1次側に抵抗を投入した場合 ($a_{R1}=3$) であり、図4は2次側に抵抗を投入した場合 ($a_{R2}=3$) である。これらの結果より、前節で予想した様に2次側に抵抗を投入することにより、誘導機的定態安定領域がより広いすべりの範囲に拡大されることが明確に解る。一方図3より、1次側に抵抗を投入した場合には、確かに s_{B2} が大きくなることにより閉領域の誘導機的定態安定領域は多少広いすべりの範囲に拡大されるが、反面開領域の同安定領域が図1と比較することにより抵抗を投入しない場合よりもせまくなっており、結局逆効果となっていることが解る。

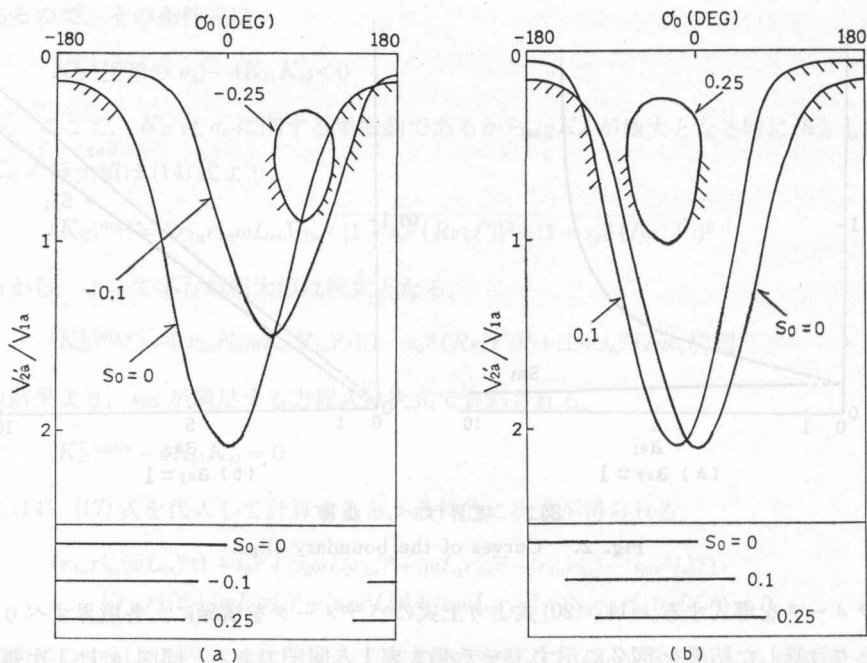


図3 定態安定領域 ($a_{R1}=3, a_{R2}=1$)
 Fig. 3. Steady state stable region ($a_{R1}=3, a_{R2}=1$)

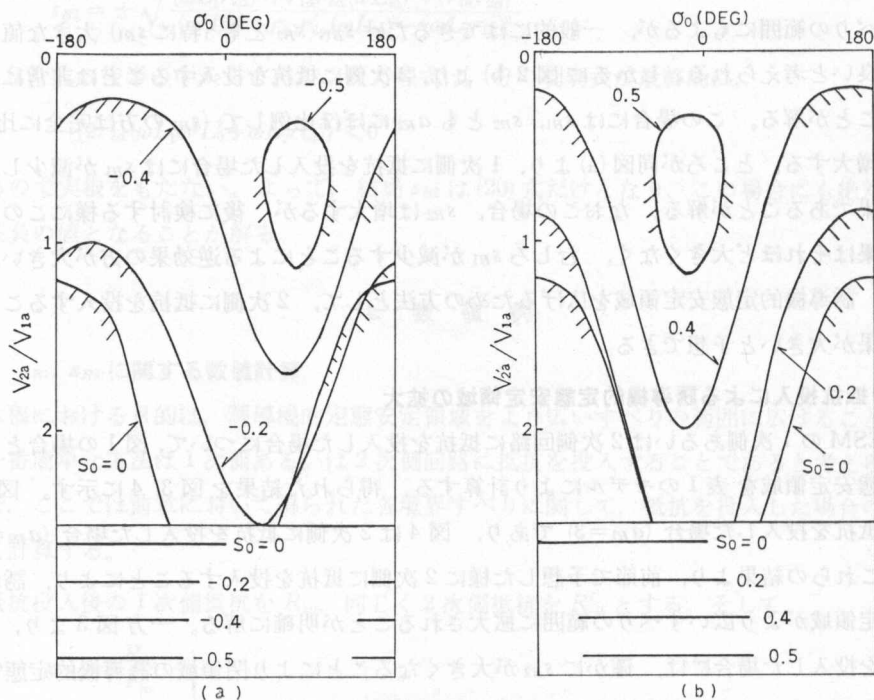


図4 定態安定領域 ($a_{R1}=1, a_{R2}=3$)
 Fig. 4. Steady state stable region ($a_{R1}=1, a_{R2}=3$)

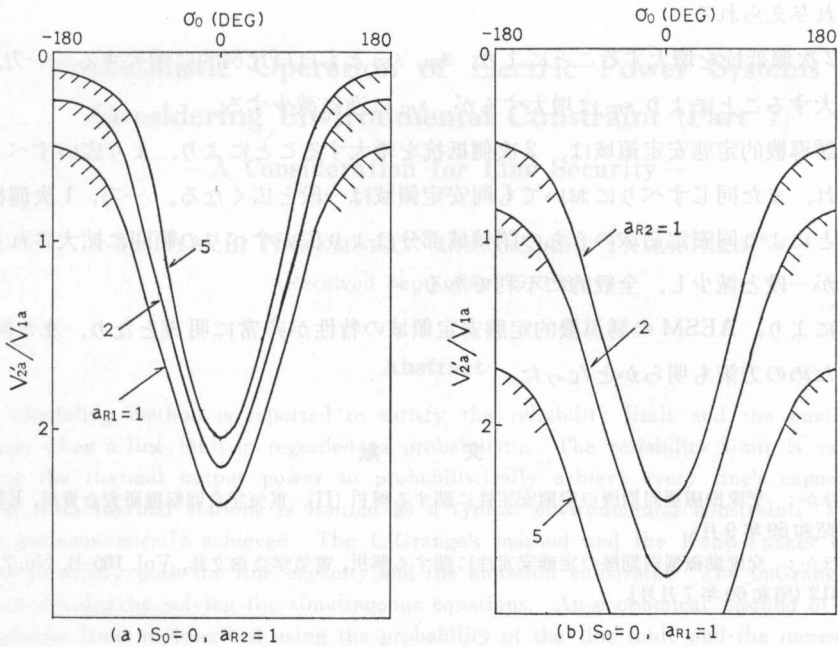


図5 $s_0=0$ における定態安定領域

Fig. 5. Steady state stable region at $s_0=0$.

次に、ある固定すべりの場合に着目し、誘導機的定態安定領域がもともと一番広い $s_0=0$ の場合において、種々の a_{R1} 、 a_{R2} に対して計算した結果（誘導機的領域のみ）を図5に示す。同図より、この場合にも2次側に抵抗を投入することにより誘導機的定態安定領域がかなり拡大され、また1次側に抵抗を投入した場合には同安定領域が減少することが解る。なお、以上の他にも多数のケースについて同様な計算を行なったが、すべて上述と同様な結果となった。

本節では、AESMの誘導機的定態安定領域を拡大するための方策について検討し、2次側に抵抗を投入することが非常に効果的であるとの結論を得た。一方、1次側に抵抗を投入した場合の検討により得られた結論は、誘導機的定態安定領域拡大に対して効果がないということではなく、むしろ1次側抵抗増大により同安定領域が減少するということである。このことは、例えばAESMを比較的抵抗値の高い電源系統に接続した場合などに問題となるものと考えられる。

5. あとがき

本稿では、AESMの定態安定領域に関して解析を行ない、特に誘導機的定態安定領域に関して詳細に検討した。以上により得られた結果を以下に列記する。

(1) 誘導機的定態安定領域が開領域より閉領域に移行する時のすべり（第一種境界すべり s_{B1} ）は(11)式にて、また同安定領域が消滅する時のすべり（第二種境界すべり s_{B2} ）は(20)式に

てそれぞれ与えられる。

(2) 2次側抵抗を増大することにより、 s_{B1} 、 s_{B2} ともほぼ比例的に増大する。一方、1次側抵抗を増大することにより s_{B2} は増大するが、 s_{B1} は逆に減少する。

(3) 誘導機的定態安定領域は、2次側抵抗を増大することにより、より広いすべりの範囲に拡大され、また同じすべりにおいても同安定領域は一段と広がる。一方、1次側抵抗が増大することにより同安定領域のうちの閉領域部分はより広いすべりの範囲に拡大されるが、開領域部分が一段と減少し、全般的に不利である。

以上により、AESMの誘導機的定態安定領域の特性が非常に明確となり、また同領域を拡大するための方策も明らかとなった。

文 献

- (1) 田村ほか：交流励磁型同期機の定態安定性に関する解析 (II)，電気学会回転機研究会資料，RM-84-75 (昭和59年9月)。
- (2) 田村ほか：交流励磁型同期機の定態安定性に関する解析，電気学会論文誌，Vol. 105-B, No. 7, p. 605-612 (昭和60年7月号)。