同期機の電氣的過渡現象解析のための基本式 に関する一考察

正員 田村 淳二 (北見工大)

正員 武田 郁夫 (北見工大)

A Consideration on Basic Equations for Electrical Transients of Synchronous Machines

Junji Tamura, Member, Ikuo Takeda, Member (Kitami Institute of Technology)

Not a few types of d - and q -axis equivalent circuits for analysis of electrical transients of synchronous machines have been proposed. However these circuits, in general, have the same structure fundamentally except the rotor circuit composed of field and damper circuits. Therefore these several types of d - and q -axis circuits may be considered to have some properties in common. This paper investigates the fundamental properties of d - and q -axis equivalent circuits and basic equations by using the generalized d - and q -axis circuits whose rotor circuits are expressed by two-port networks.

At first, the generalized d - and q -axis equivalent circuits are shown and the basic equations for analysis of electrical transients are derived from them. And the basic properties of the four transfer functions (d - and q -axis operational inductances, and two armature-to-field transfer functions) appearing in the basic equations are analyzed. Next, some problems encountered on constructing d - and q -axis circuits by using these transfer functions are noted. Finally, the fundamental theory of three test methods which are based on the determination of the transfer functions (frequency response method, three-phase short circuit test and stator decrement test) are developed by using the basic equations derived here, and their fundamental meanings are clarified.

キーワード：同期機， d ， q 軸等価回路，オペレーショナルインダクタンス，定数決定法

1. ま え が き

本論文は、同期機の電氣的過渡現象解析のための基本式に関して検討を行い、その一般的な特性を明らかにするものである。ただし、機械的過渡現象は考察の対象外とするので、回転子の回転速度は時間的に不変であることを前提とする。同期機の d ， q 軸等価回路および基本回路方程式を構成する際、制動回路の表現が問題となる。突極形の水車発電機に対しては図1に示す伝統的な等価回路が標準的に用いられる反面、塊状鉄心構造のタービン発電機においては制動回路の表現は特に複雑である。後者に関しては次章で述べるよ

うに近年非常に多くの検討がなされ、種々の回路が提案されている。その結果として、定数決定手法に関してまだ多少問題が残されているものの、実用的に十分な精度を与えるような幾つかの等価回路（例えば図2）が推奨されている。ところで、これらの等価回路は基本的にその制動回路の構造が異なるだけであり、本質的には類似の性質を有し、それぞれの回路に対する基本式は種々の共通的な性質を有するものと考えられる。本資料はこの点に着目し、多種多様の構成となり得る制動回路を含めて回転子回路全体を二端子対回路を用いたブラックボックスで表現して基本式を導出し、その一般的な性質を明らかにしようとするもので

図 1 d 、 q 軸等価回路 (I)Fig. 1. d - and q -axis equivalent circuits (I). 図 2 d 、 q 軸等価回路 (II)Fig. 2. d - and q -axis equivalent circuits (II).

ある。同期機の基本式をこのように一般的な形式で論じた報告は非常に少なく、また本資料では基本式およびそこに現れる伝達関数の性質に関して検討すると共に、後半ではこれらの伝達関数に基礎を置く代表的な定数決定法と基本式との関連に関して検討を加えており、同期機の基礎理論の総合的把握のための有用な資料を与えようと考えられる。

2. 同期機の d 、 q 軸等価回路構成の変遷

同期機の電氣的過渡現象解析のための一般的な基本回路方程式を初めて示したのは Park である⁽⁶⁾。その後、この基本式を出発点として同期機の等価回路や数学的モデルに関する研究が続けられることになるが、その際問題となるのが回転子側（界磁側）回路の表現である。これについては、結局界磁回路のほかに d 、 q 軸にそれぞれ 1 個の制動回路を考慮する方法が広く認められ、現在に至るまで同期機の標準的なモデルとして用いられている^{(1)~(5)}。これが図 1 に示す標準モデル等価回路である。ここで、 $p\psi_d$ 、 $p\psi_q$ は電機子鎖交磁束の時間微分、 v_d は界磁電圧、 i_d 、 L_{md} 、 L_{mq} は電機子漏れインダクタンスおよび主磁束励磁インダクタンスであり、他の抵抗および漏れインダクタンスに

おける添字は、 f が界磁回路、 kd 、 kq が d 、 q 軸制動回路を表す（図 2 についても同様）。しかしながら、1960 年代ごろから図 1 の等価回路の不十分さが指摘されるようになり、等価回路の改良ならびにそれに対応する定数決定法が研究されるようになった。Canay は界磁電流の応答を正確に求めるためには、いわゆる Mutual Leakage インダクタンス（以後“相互漏れインダクタンス”と呼ぶ、図 2 でいえば l_{fkd1} 、 l_{fkd2} である）の考慮が不可欠であることを指摘し⁽⁷⁾、タービン発電機と突極機に対する等価回路を設計論的見地から導出した⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。後に、図 1 の標準モデルにこの相互漏れインダクタンスを考慮した場合の三相突発短絡試験による定数決定法も示された⁽¹³⁾。

一方、アメリカにおいても Jackson らがタービン発電機に対する正確な等価回路⁽⁸⁾を示したのに引き続き、Schulz らはこの回路に周波数応答法の考え方を導入することによりタービン発電機に対する最初の実用的かつ詳細な等価回路を導出した（これは図 2 と q 軸は同じであるが、 d 軸がわずかに異なる）⁽¹¹⁾。その後、周波数応答の実測値を基に等価回路を構成する手法が検討されるようになり、静止周波数応答試験^{(12)(17)~(22)}、オンライン周波数応答試験⁽¹⁹⁾⁽²³⁾⁽²⁴⁾などによる各伝達関数の測定および等価回路の構成が検討され、一方、周波数応答特性を有限要素法に基づく境界計算によって求める方法⁽²⁶⁾⁽²⁷⁾、一線地絡時の d 、 q 軸 2 倍周波数電流の測定により求める方法⁽²⁸⁾⁽³¹⁾⁽³²⁾なども報告されている。

以上のような経過をふまえて、文献(30)ではタービン発電機に対する実用的かつ最も精度の高いモデルとして図 2 の詳細モデルを、また取扱いが容易で必要最小限の精度を有するものとして図 2 の回路より d 、 q 軸とも制動回路を 1 個ずつ取除いたモデルを推奨している (p. 78)。また、水車発電機に対しては、図 1 に相互漏れインダクタンスを考慮したモデルを推奨している。なお我が国においては、水車発電機に対しては図 1 のモデルが、タービン発電機に対しては図 1 において q 軸制動回路を 2 個としたモデルが主として用いられている⁽³⁶⁾⁽³⁷⁾。

3. 同期機の電氣的過渡現象解析のための基本式

本章では、同期機の電氣的過渡現象解析のための基本式を一般的な形式で導出する。つまり、物理的な見地からみて明らかと考えられる部分を明らかな電気回路で構成し、確定的でない部分をブラックボックスで表現し、その入出力特性に着目する。 d 、 q 軸等価

回路においては、一般にその電機子回路部分の構成は明確であり、一方、前述したように回転子側回路の構成は主として制動回路の複雑さによって明確であるとは言いがたい。そこで以下では、回転子回路の部分をブラックボックス、つまり二端子対回路で表現して基本式を導出する。

なお、界磁回路の構成は巻線抵抗と漏れインダクタンスの直列接続回路で表すことができると考えられるが*、ここではこれもブラックボックスに含めて扱うことにする。ただし F パラメータを用いるので、二端子対回路部分が幾つかの回路の縦続接続として表現される場合への拡張は容易である。

〈3・1〉 基本式の導出 前述のように界磁回路、制動回路の部分を F パラメータで表現して回路方程式を導出する。この際、以下の仮定を設ける。

(1) 回転子側（界磁側）回路は既に d, q 軸電機子巻線側に等価変換されているとする。従って、 d, q 軸ともそれぞれ共通の主磁束励磁インダクタンスを有する等価回路で表現される〔文献(4) p. 147〕。電機子および界磁の端子状態量の測定によって回路同定を行う際、界磁の電圧・電流に対して適当な基準値を用いれば、結果として得られる回路は電機子側基準値に対する回路、つまり電機子側に等価換算された等価回路となる⁽³⁵⁾。

(2) 主磁束通路を除く磁気回路における鉄心のヒステリシスや磁気飽和などに基づく非線形性は無視する。従って、これらの部分は抵抗およびインダクタンスから成る線形の回路で表現できるものとする。なお、主磁束の飽和は励磁インダクタンスの変化という形で通常扱うことができる。

以下では、文献(4)にならってラプラス変換を基礎として解析を進めるが、さしあたり電圧、電流などにおける定常値からの変化分を状態変数として扱う。また、制動回路の電流の初期値は初めから0として扱う。まず d, q 軸の等価回路を図3で表す。 Δ を付したものは変化分を表し、 s はラプラス演算子である。 $V_d(s), V_f(s), E_{vd}(s), I_d(s)$ などは電機子電圧、界磁電圧、速度起電力、電機子電流の裏領域変数であり、 L_{md}, L_{mq}, l_a, r_a は d, q 軸主磁束励磁インダクタンス、電機子漏れインダクタンス、電機子抵抗である。回転子回路部分の F パラメータを図のように A_d, B_d, C_d, D_d とすると、以下の式が成り立つ。

* ただし Canay は、界磁が励磁電源により短絡されている場合はこれでよいが、開路している場合には（サイリスタ励磁されていて励磁電流が逆極性になる場合を含む）界磁抵抗と並列に渦電流回路を考慮すべきであると述べている〔文献(16) p. 144〕。

図3 一般的な d, q 軸等価回路
Fig. 3. Generalized d - and q -axis equivalent circuits.

図4 簡略化 d, q 軸等価回路
Fig. 4. Simplified d - and q -axis equivalent circuits.

$$\begin{cases} \Delta V_f(s) = A_d \Delta V_{2d}(s) + B_d \Delta I_{2d}(s) \\ \Delta I_f(s) = C_d \Delta V_{2d}(s) + D_d \Delta I_{2d}(s) \end{cases} \quad \dots\dots (1)$$

(1)式を基に、(a)図の $b-b'$ より左側をテブナンの等価回路で表現すると、その結果が図4(a)となる。 q 軸に関しても F パラメータを $A_{kq}, B_{kq}, C_{kq}, D_{kq}$ として、 $\Delta I_{1q}(s)=0$ の条件の下で同様な等価回路を求めると、その結果が(b)図となる。ただし、

$$\begin{cases} sG_f(s) = sL_{md}/(sL_{md}A_d + B_d) \\ sL_{md}(s) = sL_{md}B_d/(sL_{md}A_d + B_d) \\ sL_{mq}(s) = sL_{mq}D_{kq}/(sL_{mq}C_{kq} + D_{kq}) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (2)$$

である。次に、図3、図4のそれぞれ $a-a', c-c'$ 間の電圧が等しいと置いて

$$\left. \begin{aligned} sL_{md}\{\Delta I_{2d}(s) + \Delta I_d(s)\} + sI_a\Delta I_d(s) \\ = sL_d(s)\Delta I_d(s) + sG_f(s)\Delta V_f(s) \\ sL_{mq}\{\Delta I_{2q}(s) + \Delta I_q(s)\} + sI_a\Delta I_q(s) \\ = sL_q(s)\Delta I_q(s) \end{aligned} \right\} \dots (3)$$

が得られる。ただし、

$$\left. \begin{aligned} L_d(s) &= l_a + L_{md}(s) \\ L_q(s) &= l_a + L_{mq}(s) \end{aligned} \right\} \dots (4)$$

一方、 d 、 q 軸の電機子鎖交磁束を $\Psi_d(s)$ 、 $\Psi_q(s)$ とすると

$$\left. \begin{aligned} \Delta \Psi_d(s) &= L_{md}\{\Delta I_{2d}(s) + \Delta I_d(s)\} + l_a\Delta I_d(s) \\ \Delta \Psi_q(s) &= L_{mq}\{\Delta I_{2q}(s) + \Delta I_q(s)\} + l_a\Delta I_q(s) \end{aligned} \right\} \dots (5)$$

となるので、各速度起電力は回転子角速度を ω_m とおいて次式で表されることになる。

$$\left. \begin{aligned} \Delta E_{vd}(s) &= \omega_m \Delta \Psi_q(s) = \omega_m L_q(s) \Delta I_q(s) \\ \Delta E_{vq}(s) &= -\omega_m \Delta \Psi_d(s) \\ &= -\omega_m \{L_d(s) \Delta I_d(s) + G_f(s) \Delta V_f(s)\} \end{aligned} \right\} \dots (6)$$

以上の諸式および図 4 より、変化分に関する基礎回路方程式が次式として得られる。

$$\left. \begin{aligned} \Delta V_d(s) &= \{r_a + sL_d(s)\} \Delta I_d(s) \\ &\quad - \omega_m L_q(s) \Delta I_q(s) + sG_f(s) \Delta V_f(s) \\ \Delta V_q(s) &= \{r_a + sL_q(s)\} \Delta I_q(s) \\ &\quad + \omega_m L_d(s) \Delta I_d(s) + \omega_m G_f(s) \Delta V_f(s) \end{aligned} \right\} \dots (7)$$

次に、(1)式および図 3(a)より得られる

$$\Delta V_{2d}(s) = sL_{md}\{\Delta I_{2d}(s) + \Delta I_d(s)\} \dots (8)$$

より $\Delta I_d(s)$ と $\Delta I_f(s)$ の関係式を計算すると、その結果が次式となる。

$$\Delta I_f(s) = G'_f(s) \Delta V_f(s) - sG_f(s) \Delta I_d(s) \dots (9)$$

$$G'_f(s) = (sL_{md}C_d + D_d) / (sL_{md}A_d + B_d) \dots (10)$$

$$A_dD_d - B_dC_d = 1 \dots (11)$$

ただし、(9)式の下線部が(2)式の定義による $G_f(s)$ となるためには(11)式が成り立つことが条件となる。考察の対象としている二端子対回路は線形受動素子から成る可逆回路であるので、(11)式は当然成立する。

以上において、各変化分を初期値を用いて

$$\left. \begin{aligned} \Delta V_d(s) &= V_d(s) - v_{d0}/s \\ \Delta I_d(s) &= I_d(s) - i_{d0}/s \end{aligned} \right\} \dots (12)$$

などとして表して、これを(7)、(9)式に代入して最

終的に次式を得る。

$$\left. \begin{aligned} \{V_d(s) - v_{d0}/s\} &= \{r_a + sL_d(s)\} \{I_d(s) - i_{d0}/s\} \\ &\quad - \omega_m L_q(s) \{I_q(s) - i_{q0}/s\} \\ &\quad + sG_f(s) \{V_f(s) - v_{f0}/s\} \\ \{V_q(s) - v_{q0}/s\} &= \{r_a + sL_q(s)\} \{I_q(s) - i_{q0}/s\} \\ &\quad + \omega_m L_d(s) \{I_d(s) - i_{d0}/s\} \\ &\quad + \omega_m G_f(s) \{V_f(s) - v_{f0}/s\} \\ \{I_f(s) - i_{f0}/s\} &= G'_f(s) \{V_f(s) - v_{f0}/s\} \\ &\quad - sG_f(s) \{I_d(s) - i_{d0}/s\} \end{aligned} \right\} \dots (13)$$

上式が電氣的過渡現象解析のための基本式であり、制動回路の電流初期値 (=0) が含まれていない点を除いて従来の式[文献(4) p. 175]と同じ形であるが、制動回路の構造に関して一般性をもたせた点でより一般的である。(3)、(5)式によって磁束鎖交数を変数として組入れると

$$\left. \begin{aligned} \Delta \Psi_d(s) &= \Psi_d(s) - \phi_{d0}/s \\ &= L_d(s) \{I_d(s) - i_{d0}/s\} \\ &\quad + G_f(s) \{V_f(s) - v_{f0}/s\} \\ \Delta \Psi_q(s) &= \Psi_q(s) - \phi_{q0}/s \\ &= L_q(s) \{I_q(s) - i_{q0}/s\} \end{aligned} \right\} \dots (14)$$

$$\left. \begin{aligned} \{V_d(s) - v_{d0}/s\} &= r_a \{I_d(s) - i_{d0}/s\} \\ &\quad + s \{ \Psi_d(s) - \phi_{d0}/s \} \\ &\quad - \omega_m \{ \Psi_q(s) - \phi_{q0}/s \} \\ \{V_q(s) - v_{q0}/s\} &= r_a \{I_q(s) - i_{q0}/s\} \\ &\quad + s \{ \Psi_q(s) - \phi_{q0}/s \} \\ &\quad + \omega_m \{ \Psi_d(s) - \phi_{d0}/s \} \end{aligned} \right\} \dots (15)$$

が得られ、これは Park が示した基本式にほかならない。

〈3・2〉 伝達関数の意義に関する考察 (13)式より ω_m 一定時における電氣的過渡現象は基本的に 4 個の伝達関数により決まることが明らかである。つまりオペレーショナルインダクタンス $L_d(s)$ 、 $L_q(s)$ および $G_f(s)$ 、 $G'_f(s)$ である。同期機の種々の過渡現象解析を行うためには、これらの伝達関数を決定することが必要となる。さて、それぞれの伝達関数の意義に関して以下のことを結論づけることができる。

(1) 界磁電圧一定時において、電機子電流の応答を正確に求めるためには $L_d(s)$ 、 $L_q(s)$ が必要である。

(2) 上記の場合に界磁電流の応答も正確に求めるためには $G_f(s)$ も必要となる。

(3) 界磁電圧も変化する場合、電機子電流の応答を求めるためには $L_d(s)$ 、 $L_q(s)$ 、 $G_f(s)$ が必要である。

(4) 上記(3)項の場合に界磁電流の応答も求めるためには更に $G_f(s)$ も必要となる。

言うまでもなく、任意の状況下においてすべての過渡現象を正確に求めるためには4個の関数すべてが必要であり、これは言い換えれば、図3の二端子対回路は四端子定数のすべての情報に基づいて構成する必要があるということである。従来の等価回路の同定では、多くの場合 $L_d(s)$, $L_q(s)$, $G_f(s)$ の3個のみが扱われているが、これは(2)式より d 軸に関して A_d , B_d に関する情報のみによって回転子回路を構成していることに相当し、回転子回路の構造が物理的に明白であって A_d , B_d と C_d , D_d とが従属関係になるような回路構成となる場合を除いて、前記(4)項の要求に対して満足すべき結果を与える保証はないことになる。ただし、(13), (14)式より明らかなように、これら3個の伝達関数を考慮することにより、任意の状況下において電機子の電流と鎖交磁束の応答は正確に求まるので、従って発生トルクも正確に計算できることになり、負荷角の応答を対象とする安定度解析のためにはこれで十分であるといえる。一方、 q 軸に関しては、必要なのは電機子側の状態量の計算であり、 $L_q(s)$ のみが決定されればよい。これは(2)式より四端子定数のうちの D_{kq}/C_{kq} (右側より二端子対回路を眺めたときの駆動点インピーダンス) に関する情報のみによって回転子回路を構成することに相当し、物理的な見地からは不正確であるが、電機子電流の計算のためにはこれで十分である。 q 軸では回転子側の状態量を検出できないので、測定によって四端子定数を独立に、つまり回路の構造を完全に決定することは不可能である。

〈3・3〉 伝達関数の構造に関する考察 二つの極限状態 ($s=0$, $s=\infty$) における四つの伝達関数の構造に関して前出の諸式、図3の等価回路を基に検討する。まず初めに $s=0$ の場合を想定すると、等価回路上の電圧、電流はすべて直流となる (つまり、これは定常運転状態を意味する)。ただし、回転数は同期速度一定、電機子電圧には逆相分が含まれず、界磁電圧は正確な直流であることを前提とする。このときには電機子電流 i_d はそのすべてが L_{md} に流入し、かつ L_{md} の両端の電位差は0となる。従って i_d による電機子鎖交磁束成分は $(l_a + L_{md})i_d$ となり、結局オペレーショナルインダクタンスの値が一定値 $l_a + L_{md}$ になることを意味する。一方、界磁電流もそのすべてが L_{md} に流入し、界磁電圧を v_f , 界磁巻線抵抗を r_f とすればこれは v_f/r_f に等しくなり、よって界磁電圧による電機子鎖交磁束成分は $L_{md}v_f/r_f$ となる。なお、

もし二端子対回路内に L_{md} と並列にインダクタンスのみから成るループを構成するような枝路があるとすれば上述のことは成り立たないが、これはありえないことである。なぜならば、もしこのような枝路があれば定常状態において電流が流れるような制動回路が存在することになるからである。以上のことは q 軸に関しても同様であり、よって次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} L_d(s=0) &= l_a + L_{md} = L_d \\ L_q(s=0) &= l_a + L_{mq} = L_q \\ G_f(s=0) &= L_{md}/r_f \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (16)$$

一方、 $G_f(s)$ は(13)式より電機子回路を開路したときの界磁側より眺めた等価インピーダンスの逆数に相当するので、前記の考察より次式が成り立つ。

$$G_f(s=0) = 1/r_f \dots\dots\dots (17)$$

次に、 s が無限大となった場合の特性に関して、各四端子定数の意味を基にして検討する。 A_d , B_d , C_d , D_d は s 領域におけるブラックボックス内の諸インピーダンスの関数であるが、 A_d , D_d は電圧比、電流比を与える係数であるから無次元の量であり、 B_d , C_d は s 領域におけるインピーダンス、アドミタンスの次元を有する量である。よって、これらを一般的に次のように表現することができる。

$$\left. \begin{aligned} A_d &= \frac{\alpha_0 + \alpha_1 s + \dots + \alpha_i s^i}{\beta_0 + \beta_1 s + \dots + \beta_i s^i} \\ B_d &= \frac{\gamma_0 + \gamma_1 s + \dots + \gamma_{j+1} s^{j+1}}{\epsilon_0 + \epsilon_1 s + \dots + \epsilon_j s^j} \\ C_d &= \frac{\zeta_0 + \zeta_1 s + \dots + \zeta_m s^m}{\eta_0 + \eta_1 s + \dots + \eta_{m+1} s^{m+1}} \\ D_d &= \frac{\mu_0 + \mu_1 s + \dots + \mu_n s^n}{\nu_0 + \nu_1 s + \dots + \nu_n s^n} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (18)$$

各式の分母、分子における α_0 , β_0 , i , j などとは単なる定数であるが、これらのうち少なくとも s の最大次数項の係数 α_i , β_i などが0となることはない。よって、上式と(2)式より、例えば $L_d(s)$ に関して次式が得られる。

$$\begin{aligned} \lim_{s \rightarrow \infty} [L_d(s)] &= l_a + \frac{L_{md}(\gamma_{j+1}/\epsilon_j)}{L_{md}(\alpha_i/\beta_i) + (\gamma_{j+1}/\epsilon_j)} \\ &= 0 \text{ でない有限値} \dots\dots\dots (19) \end{aligned}$$

全く同様にして以下の関係式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \lim_{s \rightarrow \infty} [L_q(s)] &= 0 \text{ でない有限値} \\ \lim_{s \rightarrow \infty} [sG_f(s)] &= 0 \text{ でない有限値} \\ \lim_{s \rightarrow \infty} [sG_f(s)] &= 0 \text{ でない有限値} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (20)$$

以上により4個の伝達関数の境界条件が明らかとなったが、この条件は次章でこれらを有理関数で表現す

る際に有用な情報を与えることになる。

4. 伝達関数の関数表現と等価回路の構成

〈4・1〉 伝達関数の有理関数表現 前出の伝達関数に基づく端子状態量の測定結果から同期機の等価回路を構成する場合、まず測定値を基に(13)式に現れた4個の伝達関数を最終的な回路構成を念頭におきつつ任意の関数で表現し、次にこれら関数表現された伝達関数と同じ端子特性を有するような等価回路を決定する、つまり図3での回転子回路部分の具体的構成を求めるというのが基本的過程である。従ってこの場合には、まず初めにこれらの伝達関数をどのような関数形に設定するかというのが重要な問題となる。この関数形の決定に際しては、ある程度の自由度はあるものの、前章で導出した境界条件を満たすことが必要となる。本章では、最も基本的であり、かつ現実にも多く採用されているものとして、伝達関数を有理関数で表現した場合における取扱いについて考察をはらう。この場合には、対応して得られる回転子回路が図1、図2のように一定の抵抗とインダクタンスのみから成る単純な回路となり、その取扱いは容易である。

4個の伝達関数 $L_d(s)$, $L_q(s)$, $G_f(s)$, $G'_f(s)$ を単純な有理関数で表すこととし、更に前章で得られた境界条件(16)～(20)式も考慮すると、一般的にこれらを次のように置くことができる。ただし、(2), (10)式より d 軸の3個の関数の分母はすべて同じとしなければならない。

$$\left. \begin{aligned} L_d(s) &= L_d \frac{1 + a_1 s + a_2 s^2 + \cdots + a_N s^N}{1 + d_1 s + d_2 s^2 + \cdots + d_N s^N} \\ G_f(s) &= \frac{L_{md}}{r_f} \frac{1 + b_1 s + b_2 s^2 + \cdots + b_{N-1} s^{N-1}}{1 + d_1 s + d_2 s^2 + \cdots + d_N s^N} \\ G'_f(s) &= \frac{1}{r_f} \frac{1 + c_1 s + c_2 s^2 + \cdots + c_{N-1} s^{N-1}}{1 + d_1 s + d_2 s^2 + \cdots + d_N s^N} \\ L_q(s) &= L_q \frac{1 + e_1 s + e_2 s^2 + \cdots + e_N s^N}{1 + f_1 s + f_2 s^2 + \cdots + f_N s^N} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (21)$$

上式は更に次のように変形することができる。

$$\left. \begin{aligned} L_d(s) &= L_d \frac{(1 + sT_{d1}) \cdots (1 + sT_{dN})}{(1 + sT_{d01}) \cdots (1 + sT_{d0N})} \\ G_f(s) &= \frac{L_{md}}{r_f} \frac{(1 + sT_{dA1}) \cdots (1 + sT_{dA(N-1)})}{(1 + sT_{d01}) \cdots (1 + sT_{d0N})} \\ G'_f(s) &= \frac{1}{r_f} \frac{(1 + sT_{dB1}) \cdots (1 + sT_{dB(N-1)})}{(1 + sT_{d01}) \cdots (1 + sT_{d0N})} \\ L_q(s) &= L_q \frac{(1 + sT_{q1}) \cdots (1 + sT_{qM})}{(1 + sT_{q01}) \cdots (1 + sT_{q0M})} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (22)$$

従って、試験結果を基にして各係数と時定数の値を決

定すればよいことになる。ただし、 N と M の値は回路の物理的構造も考慮しつつ試験結果をどの程度の精度で近似するかという観点から決定される。一般に、図3において励磁インダクタンスと回転子回路を合せた部分における独立な電流ループの数が N, M となる。

〈4・2〉 回転子回路構成における注意点 試験結果を基に(22)式の形の関数を求めて、具体的に図3の回転子回路部分を構成する際、注意しなければならない問題点がある。手順としては、まず制動回路の物理的構成や全体としての精度を考慮して N, M を決定し、それに対する回転子回路の具体的構成を決定する。次に、試験結果を N, M の値に対応する関数で近似し、(22)式における係数、時定数の値を求める。一方、構成された回路より伝達関数を(22)式の形で表し、各係数、時定数の式を求め、これらを先の係数値、時定数値に等しいとおいて方程式を構成し、これを解くことによって等価回路定数が求まる。この際、回路同定に用いる伝達関数と回路の構成に応じて、未知数である等価回路定数の数と、方程式の数は必ずしも一致しないことに注意する必要がある。後述するように、 I_a はあらかじめその値が決定されているとして、例えば図1の d 軸回路を $L_d(s)$ のみに関する試験結果より決定する場合 ($N=2$) には、試験値 L_d , T_{d1} , T_{d2} , T_{d01} , T_{d02} に対して未知数は、 L_{md} , r_{fd} , l_{fd} , r_f , l_f となり一意に解けるが、一方、図2の d 軸回路を $L_d(s)$, $G_f(s)$ の試験結果より決定する場合 ($N=3$)、方程式の数は10本となるが未知数の数が9個となり、いずれか1本の式を使用しないで解くなどの近似的処理が必要となる⁽³³⁾。ただし、非線形方程式となるので、その扱いは比較的複雑である〔文献(19) Part-1, Appendix A〕。なお、 q 軸回路の同定においては、 $L_q(s)$ に関する試験値のみしか得られないのであるが、図2のような抵抗とインダクタンスの直列回路による単純並列接続として制動回路を構成する場合には、試験値と未知数の数が一致し、単純な代数的処理で解が得られる⁽¹²⁾。

以上のような計算において、方程式の中に電機子漏れインダクタンス l_a が入ってくるが、一般にこれを未知数として扱うことはできず、あらかじめその値を設定する必要がある。ところが、電機子漏れインダクタンスの値を測定によって正確に求めることは一般に困難であり、通常は設計理論に基づく計算値が使用される。なお、 l_a の値は必ずしも電機子漏れインダクタンスに等しくする必要はなく、任意の値でよいことが知られている〔文献(17) p. 272〕。この性質を利用し

て、例えば $I_a=0$ である回路や、また相互漏れインダクタンスを消去した回路も提案されている⁽²⁵⁾⁽³⁴⁾。しかし、以上のような回路は実際の回路の物理的構造との対応がとれていないことはもちろんのこと、主磁束の飽和によって励磁インダクタンスが変化する場合に飽和の程度に応じて回転子回路のすべての定数値を変えなければならない[文献(34) p. 597, Dandeno の討論参照]などの欠点があり、あまり実用されない。

5. 各種試験法と伝達関数の関係

本章では、同期機の定数決定法のうち伝達関数の決定に基礎をおくものから代表的な三つを取上げ、試験結果と先の伝達関数との関係に視点を置きつつそれぞれの基本原理を説明する。

〈5・1〉 周波数応答試験⁽¹⁷⁾⁽²⁰⁾⁽³⁸⁾ 静止周波数応答試験では、電機子を単相結線とし、その磁軸が界磁磁軸と一致 (d 軸測定)、あるいは直交 (q 軸測定) するように回転子を固定し、界磁回路は場合に応じて短絡または開路状態とし、電機子側より $f=1\text{ mHz} \sim$ 数百 Hz 程度の周波数範囲の交流電圧を供給して電機子電流、界磁電流などを測定する。例えば、界磁短絡の場合における d 軸関係式は(13)式より次式となる。

$$\begin{cases} \{V_d(s) - v_{d0}(s)\} = \{r_a + sL_d(s)\} \{I_d(s) - i_{d0}/s\} \\ \{I_f(s) - i_{f0}/s\} = -sG_f(s) \{I_d(s) - i_{d0}/s\} \end{cases} \quad \dots\dots\dots (23)$$

この場合は交流回路理論に基づき s を $j2\pi f$ とし、各変数をフェーザとおき、初期値をすべて 0 として扱うことができるので、

$$\begin{cases} L_d(j2\pi f) = \{ \dot{V}_d / \dot{I}_d - r_a \} / j2\pi f \\ G_f(j2\pi f) = -(\dot{I}_f / \dot{I}_d) / j2\pi f \end{cases} \quad \dots\dots\dots (24)$$

となり、 v_d , i_a , i_f の測定により $L_d(s)$, $G_f(s)$ の周波数特性が求められ、これを近似するような適当な N における(22)式の関数における係数、時定数の値を最小二乗法などで求めれば(一般に大きさと位相の両方を考慮する)、前章で述べたような過程で等価回路構成が行える。 q 軸についても同様である。なお、界磁を開放した場合における式は次式となり、

$$\begin{cases} \{V_d(s) - v_{d0}/s\} = \{r_a + sL_{d0}(s)\} \{I_d(s) - i_{d0}/s\} \\ \{V_f(s) - v_{f0}/s\} = sG_f''(s) \{I_d(s) - i_{d0}/s\} \\ L_{d0}(s) = l_a + L_{md}D_d / (sL_{md}C_d + D_d) \\ sG_f''(s) = sL_{md} / (sL_{md}C_d + D_d) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (25)$$

これより、(23), (25)式に基づいて $L_d(s)$, $L_{d0}(s)$, $G_f(s)$, $G_f''(s)$ の 4 個の伝達関数の特性を測定すれば

先の二端子対回路の四端子定数を独立に決定できることがわかる。

このように、周波数応答試験法は各伝達関数の特性を周波数領域で算定し、それを基に等価回路を構成する手法であり、広い範囲にわたる伝達関数の特性が得られ、それを基にかなり精確な回路構成を行うことができる。ただし、静止周波数応答試験には幾つかの問題点も指摘されており、代表的なものは次の二点である。第一に、増分透磁率の問題がある⁽²⁶⁾。前述のような広い周波数範囲を出力できるような電源の容量には限界があり、多くの場合に試験時における鉄心の磁束レベルが試験機の通常運転状態における磁束レベルに比較してはるかに小さくなり、透磁率の値がかなり異なってくる。例えば、(22)式の第一式の形で L_d を求めると、磁気飽和の影響がないにもかかわらず、その値は通常の測定より得られる不飽和値よりも更に小さな値となることが指摘されている[文献(20) p. 1482, (19) Part-1, p. 3-11]。これに対しては、 L_{md} には通常の磁束レベルにおける別の測定より得られる不飽和値を用い、 L_{mq} に対しては L_{md} と同じ割合で修正する方法⁽²⁰⁾が提案されている。第二に、静止状態における試験であるので、運転時における特有の影響が考慮できないという問題がある。具体的には、タービン発電機において回転に伴う遠心力によりスロットくさびなどにより構成されている制動回路における接触抵抗値が変化することが指摘されており[文献(30) p. 85], 特につなぎ目なしのくさびを用いている場合にこの影響が顕著になると言われている[文献(19) Part-1, p. 7-7]。以上のような問題点を克服するための方法として、通常運転状態において微小な正弦波信号を例えば AVR 信号に重畳してそのときの各状態量を測定し、等価回路より得られる応答がその測定値に一致するように回路定数を修正するオンライン周波数応答試験法⁽²³⁾、線路開閉などに伴う過渡時における各状態量の測定値の周波数スペクトラム処理により各伝達関数の特性を求める方法⁽²⁴⁾、任意回転数時において電機子側一線地絡を生じさせ、そのときの定常地絡電流の周波数処理により伝達関数の周波数特性を求める方法⁽²⁸⁾⁽³¹⁾⁽³²⁾などが提案されている。

〈5・2〉 三相突発短絡試験 三相突発短絡試験に関して、簡単のため電機子過渡現象を無視し、更に電機子抵抗も無視して検討する。後者の近似は電機子時定数の算定を除いて通常行われるものであり、前者の近似は固定子三相短絡電流中の直流成分および第二調波分 (d , q 軸電流中の基本周波交流成分) を考慮しないことを意味する。この場合の関係式は、(13),

(15)式に上記の近似を導入し、電機子電圧を0、界磁電圧を一定、回転子角速度を同期角速度 ω とし、更に発電機運転を基準として電機子電流の符号を逆転して、

$$\left. \begin{aligned} -v_{d0}/s &= -\omega\{\Psi_q(s) - \phi_{q0}/s\} \\ &= \omega L_q(s)\{I_q(s) - i_{q0}/s\} \\ -v_{q0}/s &= \omega\{\Psi_d(s) - \phi_{d0}/s\} \\ &= -\omega L_d(s)\{I_d(s) - i_{d0}/s\} \end{aligned} \right\} \dots\dots (26)$$

となり、これより次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} i_d &= i_{d0} + (v_{q0}/\omega) \mathcal{L}^{-1}\{1/sL_d(s)\} \\ i_q &= i_{q0} - (v_{d0}/\omega) \mathcal{L}^{-1}\{1/sL_q(s)\} \end{aligned} \right\} \dots\dots (27)$$

上式は負荷時三相短絡に対しても適用できる式であるが、通常行われる無負荷三相突発短絡試験に対しては i_{d0} 、 i_{q0} 、 v_{d0} を0とおき、更に

$$v_{q0} = \sqrt{3}E_0 \dots\dots (28)$$

とおけばよい。ただし、 E_0 は短絡前の無負荷誘導起電力（相電圧実効値）である。

さて、(27)式のラプラス逆変換部分を(22)式より

$$\begin{aligned} \frac{1}{sL_d(s)} &= \frac{1}{sL_d} + \left(\frac{1}{L_d^1} - \frac{1}{L_d} \right) \frac{T_{d1}}{1+sT_{d1}} \\ &+ \dots + \left(\frac{1}{L_d^N} - \frac{1}{L_d^{N-1}} \right) \frac{T_{dN}}{1+sT_{dN}} \end{aligned} \dots\dots (29)$$

と部分分数に展開すれば

$$\begin{aligned} i_d &= (v_{q0}/\omega) \left[\frac{1}{L_d} + \left(\frac{1}{L_d^1} - \frac{1}{L_d} \right) e^{-t/T_{d1}} \right. \\ &+ \dots + \left. \left(\frac{1}{L_d^N} - \frac{1}{L_d^{N-1}} \right) e^{-t/T_{dN}} \right] \end{aligned} \dots\dots (30)$$

が得られる。ただし、展開定理により、例えば過渡インダクタンス L_d^1 は

$$\frac{1}{L_d^1} = \frac{1}{L_d} \left[1 - \frac{(T_{d1} - T_{d01}) \dots (T_{d1} - T_{d0N})}{T_{d1}(T_{d1} - T_{d2}) \dots (T_{d1} - T_{dN})} \right] \dots\dots (31)$$

となる。従って、三相固定子基本波短絡電流の振幅包絡線の測定結果を(30)式の形で近似するとして各インダクタンス、時定数の値を求め、(31)式などの関係式よりほかの時定数(T_{d01} など)の値も求めることによりオペレーショナルインダクタンスが決定される。また、界磁電流測定結果の同様な処理により、伝達関数 $G_f(s)$ も決定することができる。

以上のことから明らかなように、三相短絡試験は各伝達関数を展開定理に基づき部分分数で表し、時間領域で求まる測定結果が対応する指数関数の和で表されると近似し、両者の整合性を用いて伝達関数式を決定

する方法であるといえることができる。なお、通常(31)式の関係式として

$$L_d^1 = L_d T_{d1} / T_{d01} \dots\dots (32)$$

などの簡略化した式が用いられる場合が多いが、このことによる誤差は場合によって無視しえないことが指摘されている⁽²⁵⁾。

〈5・3〉 負荷遮断試験 これは通常 Stator Decrement Test⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾と呼ばれるものであり、三相短絡試験とは逆にある負荷のもとで運転している状態で電機子を開放したときの、電機子誘起電圧や界磁電流を測定することにより定数を決定する試験である。前節と全く同様の仮定に基づいて検討すると、この場合の関係式は

$$\left. \begin{aligned} \{V_d(s) - v_{d0}/s\} &= \omega L_q(s)(-i_{q0}/s) \\ \{V_q(s) - v_{q0}/s\} &= -\omega L_d(s)(-i_{d0}/s) \end{aligned} \right\} \dots (33)$$

となり、これより次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} v_d &= v_{d0} - (i_{q0}\omega) \mathcal{L}^{-1}\{L_q(s)/s\} \\ v_q &= v_{q0} + (i_{d0}\omega) \mathcal{L}^{-1}\{L_d(s)/s\} \end{aligned} \right\} \dots\dots (34)$$

例えば、電機子開放前に純誘導負荷に接続されて運転していたとすると、

$$v_{d0} \doteq i_{q0} \doteq 0 \dots\dots (35)$$

とおくことができ、これより以下のように $L_d(s)$ の同定を行うことができる。つまり、(34)式のラプラス逆変換部分を(22)式より

$$\begin{aligned} \frac{L_d(s)}{s} &= \frac{L_d}{s} + (L_{d1} - L_d) \frac{T_{d01}}{1+sT_{d01}} \\ &+ \dots + (L_d^N - L_d^{N-1}) \frac{T_{d0N}}{1+sT_{d0N}} \end{aligned} \dots\dots (36)$$

と部分分数に展開すれば

$$\begin{aligned} v_q &= v_{q0} + (i_{d0}\omega) \{ L_d + (L_{d1} - L_d) e^{-t/T_{d01}} \\ &+ \dots + (L_d^N - L_d^{N-1}) e^{-t/T_{d0N}} \} \end{aligned} \dots\dots (37)$$

が得られる。ただし、例えばこの場合の過渡インダクタンス L_d^1 を求めると

$$\begin{aligned} L_d^1 &= L_d \\ &\times \left[1 - \frac{(T_{d01} - T_{d1}) \dots (T_{d01} - T_{dN})}{T_{d01}(T_{d01} - T_{d02}) \dots (T_{d01} - T_{d0N})} \right] \end{aligned} \dots\dots (38)$$

となる。よって、電機子誘導電圧の測定結果を(37)式で近似するとして各インダクタンス、時定数の値を求め、(38)式などの関係式よりほかの時定数(T_{d1} など)も求めてオペレーショナルインダクタンスが決定される。また、界磁電流測定結果の同様な処理により、

(25)式の伝達関数 $G_f(s)$ を求めることができる。なお、三相突発短絡試験と異なり、本試験においては負荷と界磁電流の調整により $i_{d0}=0$ なる状態を比較的容易に実現できるので、 $L_q(s)$ の同定も可能である⁽¹⁵⁾。

以上のことから、Decrement 試験は三相突発短絡試験の場合と同様に各伝達関数を部分分数で表し、時間領域で求まる測定結果との整合性を用いて伝達関数式を決定する方法であるということができると同時に、三相突発短絡試験と基本的に双対の関係にあることが容易に理解できる。すなわち、三相突発短絡試験は電圧急変に対する応答試験であり、Decrement 試験は電流急変に対する応答試験であるといえる。なお、(31)式と(38)式が一致しないことは重要である。これは、それぞれの試験に対応する過渡インダクタンスなどの意味が異なり、当然その値も互いに異なることを示唆している⁽²⁹⁾。

6. あとがき

本論文では、同期機の d 、 q 軸等価回路ならびに電氣的過渡現象解析のための基本式における一般的な性質に関して検討を行った。従来より種々の形の d 、 q 軸等価回路が示されているが、これらの差異は基本的にその制動回路部分の構成である。そこで、本論文ではまず初めに制動回路、界磁回路よりなる回転子回路部分をブラックボックスとして二端子対回路で扱うことにより一般的な形で基本式を導出した。次に、この基本式に現れる4個の伝達関数の基本的な性質に関して検討を加え、境界条件を明確にし、更にその有理関数表現、等価回路構成との関係について述べた。最後に、これら伝達関数の決定にその基礎を置いている代表的な3種の試験法、すなわち周波数応答試験、三相突発短絡試験、Decrement 試験を取上げ、その原理を説明すると共に試験法自体の意味を明確にした。

以上のように、本論文は同期機の基本式の構成から出発してその定数決定法との関連まで一貫した形でまとめたものであり、同期機の等価回路および基本式に関する基礎的理論の把握のための資料として有用であると考えられる。

最後に、日ごろより御指導いただく北海道大学工学部長谷川 淳教授に感謝いたします。

(平成2年7月2日受付)

文 献

- (1) C. Concordia: Synchronous Machines, Chap. 4 (1951) John Wiley & Sons
- (2) B. Adkins & R. G. Harley: The General Theory of Alternating Current Machines, Chap. 4 (1975) Chapman and Hall
- (3) P. M. Anderson & A. A. Fouad: Power System Control and Stability, Chap. 4 (1977) The Iowa State Univ. Press
- (4) 猪狩: 電気機械理論, p. 162 (昭52) コロナ社
- (5) P. K. Kovacs: Transient Phenomena in Electrical Machines, p. 180 (1984) Elsevier
- (6) R. H. Park: "Two-Reaction Theory of Synchronous Machines -Generalized Method of Analysis, Part I", *Trans. AIEE*, p. 716 (1929)
- (7) I. M. Canay: "Causes of Discrepancies on Calculation of Rotor Quantities and Exact Equivalent Diagrams of the Synchronous Machines", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.*, PAS-88, 1114 (1969)
- (8) W. B. Jackson, et al.: "Direct- and Quadrature-Axis Equivalent Circuits for Solid-Rotor Turbine Generators", *ibid.*, PAS-88, 1121 (1969)
- (9) I. M. Canay: "Equivalent Circuits of Synchronous Machines for Calculating Quantities of the Rotor during Transient Processes and Asynchronous Starting (Part I. Turbogenerators)", *Brown Boveri Review*, 56, 60 (1969)
- (10) I. M. Canay: "Equivalent Circuits of Synchronous Machines for Calculating Quantities of the Rotor during Transient Processes and Asynchronous Starting (Part II. Salient-Pole Machines)", *ibid.*, 57, 134 (1970)
- (11) R. P. Schulz, et al.: "Dynamic Models of Turbine Generators Derived from Solid Rotor Equivalent Circuit", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.*, PAS-92, 926 (1973)
- (12) W. Watson, et al.: "Synchronous Machine Operational Impedance from Low Voltage Measurements at the Stator Terminals", *ibid.*, PAS-93, 777 (1974)
- (13) Y. Takeda, et al.: "Determination of Synchronous Machine Parameters Allowing for Unequal Mutual Inductances", *Proc. Instrum. Elect. Engrs.*, 121, 1501 (1974)
- (14) G. Schackshaft, et al.: "Implementation of New Approach to Determination of Synchronous Machine Parameters from Tests", *ibid.*, 124, 1170 (1977)
- (15) F. P. de Mello, et al.: "Derivation of Synchronous Machine Parameters from Tests", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.*, PAS-96, 1211 (1977)
- (16) I. M. Canay: "Extended Synchronous Machine Model for the Calculation of Transient Processes and Stability", *Elec. Machines & Electromechanics*, 1, 137 (1977)
- (17) S. D. Umans, et al.: "Modeling of Solid Rotor Turbogenerators-Part I & Part II", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.*, PAS-97, 269 (1978)
- (18) IEEE Task Force on Definitions: "Supplementary Definitions & Associated Test Methods for Obtaining Parameters for Synchronous Machine Stability Study Simulations", *ibid.*, PAS-99, 1625 (1980)
- (19) Ontario Hydro: "Determination of Synchronous Machine Stability Study Constants", EPRI Report, EL-1424, Vol. 2 (1980)
- (20) M. E. Coultas et al.: "Synchronous Machine Models by Standstill Frequency Response Test", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.*, PAS-100, 1480 (1981)
- (21) P. L. Dandeno, et al.: "Validation of Turbogenerator Stability Models by Comparison with Power System Tests", *ibid.*, PAS-100, 1637 (1981)
- (22) P. L. Dandeno, et al.: "Development of Detailed Turbogenerator Equivalent Circuit from Standstill Frequency Response Measurements", *ibid.*, PAS-100, 1646 (1981)
- (23) P. L. Dandeno, et al.: "Adaptation and Validation of Turbogenerator Model Parameters through On-Line Frequency Response Measurements", *ibid.*, PAS-100, 1656 (1981)
- (24) T. Sugiyama, et al.: "Measurements of Synchronous Machine Parameters under Operating Condition", *ibid.*, PAS-101, 895 (1982)

- (25) I. M. Canay : "Determination of Model Parameters of Synchronous Machines", *IEE Proc.*, **130**, 86 (1983)
- (26) S. H. Minnich, et al. : "Operational Inductances of Turbine Generators by the Finite-Element Method", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.*, **PAS-102**, 20 (1983)
- (27) J. W. Dougherty, et al. : "Operational Inductance of Turbine Generators; Test Data versus Finite-Element Calculations", *ibid.*, **PAS-102**, 3393 (1983)
- (28) F. P. de Mello, et al. : "Determination of Synchronous Machine Electrical Characteristics by Test", *ibid.*, **PAS-102**, 3810 (1983)
- (29) I. M. Canay : "Identification and Determination of Synchronous Machine Parameters", *Brown Boveri Rev.*, p. 299 (1984)
- (30) IEEE Task Force on Definitions : "Current Usage & Suggested Practices in Power System Stability Simulations for Synchronous Machines", *IEEE Trans. Energy Conversion*, **EC-1**, 77 (1986)
- (31) E. Eitelberg, et al. : "Estimating Synchronous Machine Electrical Parameters from Frequency Response Tests", *ibid.*, **EC-2**, 132 (1987)
- (32) J. C. Balda, et al. : "Measurement of Synchronous Machine Parameters by a Modified Frequency Response Method -Part I & Part II", *ibid.*, **EC-2**, 646 (1987)
- (33) A. Keyhani, et al. : "The Effects of Noise on Frequency Domain Parameter Estimation of Synchronous Machine Models", *ibid.*, **EC-4**, 300 (1989)
- (34) S. E. M. de Oliveira : "Modeling of Synchronous Machines for Dynamic Studies with Different Mutual Couplings between Direct Axis Windings", *ibid.*, **EC-4**, 591 (1989)
- (35) 猪狩 : 「二軸理論における同期機の界磁側諸量の変換と単位法におけるそれらの基準値」, 電学論 D, **110**, 32 (平 2-1)
- (36) 「電力系統の安定化技術」, 電気学会技報 (II 部), No. 238, 128 (昭 61)
- (37) 電気学会編 : 電気工学ハンドブック, p. 916 (昭 63)

- (38) IEEE Standard Test Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Frequency Response Testing, IEEE Std 115A-1987

田 村 淳 二 (正員)

昭和 32 年 1 月 17 日生。54 年 3 月室蘭工業大学電気工学科卒業。59 年 3 月北海道大学大学院工学研究科博士課程修了。同年 4 月北見工業大学講師, 61 年 4 月同助教授となり, 現在に至る。工学博士。主として, 同期機の過渡動特性, 交流励磁形同期機に関する研究に従事。IEEE 会員。

武 田 郁 夫 (正員)

昭和 6 年 8 月 15 日生。29 年 3 月北海道大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月北海道炭鉱汽船(株)入社。38 年 4 月北見工業短期大学講師, 43 年北見工業大学助教授, 49 年 10 月同教授となり, 現在に至る。工学博士。主として, 同期機の同期化現象, 誘導機のベクトル制御に関する研究に従事。