拡張ダルトン-カメロン法による同期機の 等価回路定数算定法

正員 荒 隆裕 (職業能力開発総合大)
正員 平賀 章 (職業能力開発総合大)
正員 山本 修 (職業能力開発総合大)

Determination of Equivalent Circuit Constants of Synchronous Machine from the Extended Dalton-Cameron Method
Takahiro ARA, Member, Akira HIRAGA, Member, Shu YAMAMOTO, Member (Polytechnic University)

This paper presents a method to determine the equivalent circuit constants which accord with the physical construction of synchronous machines, using the D.C. decay testing method with the rotor in arbitrary position (proposed by the authors and called the Expanded Dalton-Cameron method).

The conventional Dalton-Cameron method calculates the direct and quadrature axis subtransient reactance from a standstill response test in any arbitrary rotor position using a single-phase power supply. The expanded Dalton-Cameron method determines the direct and quadrature axis operational impedances for each slip from a standstill response test using a small-capacity D.C. power supply.

The direct and quadrature axis operational impedance loci thus obtained synchronous machine constants (subtransient, transient and synchronous reactances) are used to estimate the direct and quadrature axis equivalent circuit constants which accord with the physical construction of synchronous machines.

As an example, equivalent circuit constants are determined for a 10kW laminated salient-pole type synchronous machine with damper winding. The validity of the equivalent circuit constants is confirmed by comparing the calculated resistance and leakage reactance of the field winding determined from the operational impedance when the terminals are short-circuited, to those when the terminals are connected to an external resistance.

キーワード：静止試験、同期機、等価回路定数、演算子インピーダンス、ダルトン-カメロン法

(Standstill response test, synchronous machine, equivalent circuit constants, operational impedance, Dalton-Cameron method)

1. まえがき

同期機の等価回路定数の算定法としては、規格化されている JEC114⁽¹⁾、IEC34-4⁽²⁾、IEEE115⁽³⁾が知られている。また、この回路定数の算定法として、種々の提案がなされている。

著者らは、本論文において直軸および横軸の不飽和等価回路定数を物理的に妥当な値として算定する方法について述べている。本方法は、既に著者らが提案している直流電源を用いた静止試験からフーリエ変換によって演算子インピーダンスを算出する方法である直流試験法を適用することによって回路定数を算出するものである。その手順は、以下のとおりである。

- (1) 回転子を任意の位置に固定し、界磁巻線短絡、界磁巻線開放および界磁巻線外部抵抗短絡における各電機子巻線端子間 (UV、VW、WU) での演算子インピーダンスを直流試験法より算出する。
- (2) 算出した UV、VW、WU 間の演算子インピーダンスをダルトン-カメロン法を拡張して適用し、一相当たりの

直軸および横軸の演算子インピーダンスを求める⁽⁴⁾。

- (3) 直軸演算子インピーダンス軌跡より諸定数 (同期リアクタンス、過渡リアクタンス、初期過渡リアクタンス、界磁回路開放時の過渡リアクタンス) を算出する。
- (4) (3)で算出した諸定数の各算定値と直軸等価回路との関係から電機子漏れリアクタンスを算出する。
- (5) 算出した電機子漏れリアクタンスと界磁開放時の直軸演算子インピーダンスを用いて制動巻線インピーダンスを算出する。電機子漏れリアクタンス、電機子反作用リアクタンスおよび同定した制動巻線インピーダンスを用いて界磁短絡時ならびに外部抵抗短絡時の界磁回路インピーダンスを同定する。また、この電機子漏れリアクタンスと横軸演算子インピーダンスを用いて横軸の等価回路を同定する。

以上により、物理的に妥当と考えられる直軸および横軸の等価回路定数が算出される。本方法の妥当性については実機 (10kW-200V-31.9A-50Hz-4P、制動巻線付き積層磁極突極形同期電動機) を用いた等価回路定数の同定結果から明らかにしている。

図1 試験回路
Fig. 1. Test circuit.

図2 電圧・電流波形
Fig. 2. Typical waveforms of the voltage and current.

2. 諸定数算定法

<2.1> 演算子インピーダンスと等価回路

筆者らが提案している直流試験法について述べる。この方法は、まず供試機の回転子（界磁巻線短絡）を任意の位置に固定し、図1の試験回路を構成する。そして、電機子巻線UV間に直流電圧Vを印加し、電流 I_{DC} を流す。その後、電機子巻線UV間を水銀リレー（MC）で短絡する。直流減衰電流 $i(t)$ ならびに短絡前のUV間電圧 V_{DC} および電流 I_{DC} を測定する。この電圧・電流波形は、図2となる。これらをフーリエ変換して、電機子巻線側から見た界磁巻線短絡時の各周波数におけるインピーダンス $Z_{UVs}(\omega_s)$ を求めると、

$$Z_{UVs}(\omega_s) = \frac{1}{\frac{\omega_s}{jV_{DC}} \int_0^{\infty} i(t) e^{-j\omega_s t} dt + \frac{I_{DC}}{V_{DC}}} \quad (1)$$

となる（ Z_{UVs} の添字の s は、界磁巻線短絡時を示す）。

UV端子から見た始動時二相間の演算子インピーダンス $Z_{UVs}(js)$ は、

$$Z_{UVs}(js) = \frac{Z_{UVs}(\omega_s) - 2r_a}{js} \quad (2)$$

（ただし、 r_a ：電機子巻線一相当りの直流抵抗、 s ：すべり（ $=\omega_s/\omega_0$ ）、 ω_0 ：商用電源の角周波数、 ω_s ：すべり角周波数）

で求められる⁽⁵⁾。

固定した回転子位置をそのままにして、VW、WU間についても同様な方法で直流試験を行う。この試験から各相間の演算子インピーダンス $Z_{VWs}(js)$ 、 $Z_{WUs}(js)$ が求められる。

図3 直軸等価回路
Fig. 3. D-axis equivalent circuit.

図4 直軸等価回路（界磁巻線開放）
Fig. 4. D-axis equivalent circuit (open-circuited field winding).

図5 横軸等価回路
Fig. 5. Q-axis equivalent circuit.

これら $Z_{UVs}(js)$ 、 $Z_{VWs}(js)$ および $Z_{WUs}(js)$ を用いて一相当りの直軸および横軸の演算子インピーダンス $Z_{ds}(js)$ 、 $Z_{qs}(js)$ に分離する（付録1参照）。図3は、界磁巻線短絡（ $R_f = r_f$ ）および界磁巻線外部抵抗短絡（ $R_f = K \cdot r_f$ ）における直軸等価回路⁽⁶⁾である。また、界磁巻線開放時における直軸等価回路は二次回路が制動巻線回路のみの回路であり、図4となる。図5は横軸等価回路⁽⁶⁾である。図3および図4に示す $Z_{ds}(js)$ は界磁巻線短絡時、 $Z_{dk}(js)$ は界磁巻線外部抵抗短絡時、 $Z_{do}(js)$ は界磁巻線開放時の直軸演算子インピーダンスである。また、図5に示す $Z_{qs}(js)$ は横軸演算子インピーダンスである。 $Z_{dk}(js)$ および $Z_{do}(js)$ は、 $Z_{ds}(js)$ と同様の方法によって算出できる（付録1参照）。

<2.2> 演算子インピーダンス軌跡

直軸同期リアクタンス x_d および横軸同期リアクタンス x_q は、図3～図5の等価回路ですべり s を零とした場合の端子c-d間から見たリアクタンスである。

また、直軸および横軸の初期過渡リアクタンス x_d' および x_q' は、図3および図5の等価回路ですべり s を無限大とした時の端子c-d間から見たリアクタンスである。図4の

すべり s を無限大としたときの端子c-d間から見た過渡リアクタンスを x_d''' とおく。

これら、 x_d 、 x_q 、 x_d'' 、 x_q'' および x_d''' は、<2.1>節の方法によって算出した $Z_{ds}(js)$ 、 $Z_{dk}(js)$ 、 $Z_{do}(js)$ および $Z_{qs}(js)$ のすべり s を変化したときの軌跡から求めることができる。しかしながら、図1の測定回路から算出されるこれら演算子インピーダンスは、原理上、すべり周波数が無限大まで算出することが不可能である。著者らの経験において、すべり周波数が零付近から商用周波数までの領域では、この演算子インピーダンスを精度良く算出できる。したがって、 x_d 、 x_q は $Z_{ds}(js)$ 、 $Z_{qs}(js)$ から求めることができるが、 x_d'' 、 x_q'' および x_d''' は、補外以外に算出する方法がない。

そこで、これら $Z_{ds}(js)$ 、 $Z_{dk}(js)$ 、 $Z_{do}(js)$ および $Z_{qs}(js)$ を用いて、回転子側の等価回路定数を同定することから x_d'' 、 x_q'' および x_d''' を算出する方法について述べる。図3の界磁巻線短絡の等価回路定数同定を例にこれら諸定数の算出方法を述べる。

まず初めに、電機子漏れリアクタンス x_l を仮定する。これは、この x_l を仮定しなければその他の定数が一義的に決定できないためである。次に、 $Z_{ds}(js)$ の軌跡より直軸同期リアクタンス x_d を求める。著者らの提案する直流試験法は、すべり周波数が0.1Hz以下の演算子インピーダンスを精度よく算出できるので、 x_d は容易に求められる。この x_d より x_l を差し引き、電機子反作用リアクタンス（励磁リアクタンス） x_{ad} を決定する。

次に、図6に示す同定方法のように、未知数（界磁回路抵抗 $R_f=r_f$ 、界磁巻線漏れリアクタンス x_{fd} 、制動巻線抵抗 r_{kd} 、制動巻線漏れリアクタンス x_{kd} ）に初期値を仮定し、ある一つの未知数のみを増減させたときの、各すべり s における演算子インピーダンス $|Z_{ds}(js)|$ （計算値）を計算し、(1)~(2)式から求めた $|Z_{ds}(js)|$ （実測値）と比較し、すべり s の全範囲における誤差の二乗和が最小になるよう収斂させる。次に、こうして収斂した未知数を初期値として使用し、他の未知数を同様に变化させて収斂させる。演算子インピーダンスの計算値と実測値との差の二乗和が最小になるようにすべての未知数を繰り返して同定を終了する。

図3の界磁巻線外部抵抗短絡、図4および図5についても同様の方法によって回転子回路の定数を同定する。 x_d'' 、 x_d''' 、 x_q'' は、この方法によって同定した等価回路定数から求めることができる。端子c-d（図3～図5）間から見た演算子インピーダンスが変わらない条件下においては、 x_l をいかなる値に仮定しても同定された定数から算出した演算子インピーダンスは一致する。同期リアクタンス x_d は、界磁巻線短絡、界磁巻線外部抵抗短絡、および界磁巻線開放の各演算子インピーダンスから求められ、それらの値は一致する。また、 x_d'' および x_q'' は、界磁巻線短絡および界磁巻線外部抵抗短絡の再計算した演算子インピーダンスから求められ、それらの値は一致する。

<2.3> 等価回路定数の算定法

等価回路定数は、端子c-d間（図3～図5）から見た演算子インピーダンスが変わらない条件下においては、無限

図6 等価回路定数の同定手順

Fig. 6. Procedure to identify the equivalent circuit constants.

図7 直軸演算子インピーダンス $Z'_ds(js)$ の軌跡例

Fig. 7. An example of the locus of the direct axis operational impedance $Z'_ds(js)$.

に存在する。

本節では、物理的に妥当な等価回路定数を算出する方法を図3の等価回路に基づいて提案する。図7は、図3の端子e-f間から見た演算子インピーダンス $Z'_ds(js)$ の軌跡である。この軌跡は、後述する実機での軌跡ではなく、説明用のものである。

図7の軌跡において X_1 は、図3ですべり s を無限大にし

表 1 供試機の仕様

Table 1 Specifications of the tested machine.

相数	3	ギャップ (平等)	5.0mm
定格容量	10kW	一極の界磁巻回数	378 回
定格電圧	200V	界磁並列回路数	1
定格電流	31.9A	電機子巻線直列有効導体数	177.2 本
周波数	50Hz	制動巻線一極当たりの導体数	7 本
極数	4	制動巻線の導体間隔 (電気角)	14 度

たときの端子 e-f 間から見たリアクタンス値である。 X_3 は、すべり s を零としたときのリアクタンス値である。

また、 X_2 は制動巻線がないときのリアクタンス値である。この X_2 は、以下の手順で求められる。

まず、 X_2 を左右に動かし、 $\overline{X_1 X_2}$ および $\overline{X_2 X_3}$ を直径とする半円を $Z_{ds}'(js)$ の軌跡内に描く。次に、 $Z_{ds}'(js)$ と 2 つの半円で囲まれた面積 S を求める。この面積 S が最小となり、かつ 2 つの半円の軌跡が $Z_{ds}'(js)$ を超えない X_2 を求める。このようにして求められる X_2 に電機子漏れリアクタンスを加算したものが直軸過渡リアクタンス x_d' であると考えられる。

次に、上述の方法より算出した諸定数 (x_d , x_d' , x_d'' , x_d''') を用いて、電機子漏れリアクタンス x_l を算出する方法について述べる。

諸定数と図 3 の等価回路定数とは、

$$x_d = x_l + x_{ad} \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$x_d' = x_l + \frac{x_{ad} x_f}{x_{ad} + x_f} \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$x_d'' = x_l + \frac{x_f x_{kd} x_{ad}}{x_{ad} x_f + x_f x_{kd} + x_{ad} x_{kd}} \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$x_d''' = x_l + \frac{x_{ad} x_{kd}}{x_{ad} + x_{kd}} \quad \dots\dots\dots (6)$$

の関係となる⁽⁶⁾。(3)~(6)式より、電機子漏れリアクタンス x_l を求めると、

$$x_l = \frac{b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad \dots\dots\dots (7)$$

(ただし、 $a = x_d - x_d' + x_d'' - x_d'''$ 、 $b = 2(x_d x_d'' - x_d' x_d''')$ 、 $c = x_d x_d' x_d'' + x_d x_d'' x_d''' - x_d x_d' x_d''' - x_d' x_d'' x_d'''$)

となる。

物理的に妥当な電機子漏れリアクタンス x_l は、

- (1) x_l が正の実数であること。
- (2) $x_d'' > x_l$ であること。
- (3) 界磁巻線短絡 ($R_f = r_f$) および外部抵抗短絡 ($R_f = K \cdot r_f$) における演算子インピーダンス $Z_{ds}(js)$ 、 $Z_{ak}(js)$ を用いて同定した界磁巻線の抵抗が K 倍となること。

と考えられる。

以上の条件 (1)~(3) を満たす x_l における等価回路定数が物理的に妥当な直軸等価回路定数となる。また、横軸等価回路定数は、この x_l を用いて他の定数を最小二乗法で同定すればよい。

3 実施例

<3.1> 演算子インピーダンス軌跡

表 1 に示す制動巻線付き積層磁極突極形同期電動機 (安川電機 (株) 製) を供試機として、図 1 の試験回路を構成し、定格電流の 30% 程度の試験電流 ($I_{DC} = 10A$) における直流減衰電流試験 (界磁巻線短絡、 $K=1$) を実施した。このときの電機子巻線端子間の電圧 V_{DC} は、3.290V であった。

図 8 は、各端子間 (UV、VW、WU) から見た界磁巻線短絡時の演算子インピーダンス ($Z_{UVs}(js)$ 、 $Z_{VWs}(js)$ 、 $Z_{WUs}(js)$ 、添字の s は界磁巻線短絡時を示す) の軌跡である。図 8 の各端子間における演算子インピーダンスを用いて付

図 8 各端子間の演算子インピーダンス $Z_{UVs}(js)$ 、 $Z_{VWs}(js)$ および $Z_{WUs}(js)$ の軌跡 ($K=1$)

Fig. 8. The loci of the operational impedance at each terminals $Z_{UVs}(js)$, $Z_{VWs}(js)$ and $Z_{WUs}(js)$ ($K=1$).

図 9 直軸演算子インピーダンス $Z_{ds}'(js)$ の軌跡 (界磁巻線短絡時、 $K=1$)

Fig. 9. The loci of the direct axis operational impedance $Z_{ds}'(js)$ (short-circuited field winding, $K=1$).

録 1 より直軸および横軸の演算子インピーダンスを算出した。これら算出した演算子インピーダンスを用いて <2.2> 節の方法により、図 3 の $K=1$ における等価回路定数を同定した。仮定した電機子漏れリアクタンスは、 $x_l = 0.3466\Omega$ であり、算出した直軸同期リアクタンス $x_d = (3.466\Omega)$ の 10% の値とした。

図 9 は、図 3 の端子 e-f 間から見た演算子インピーダンス $Z_{ds}'(js)$ の軌跡である。このとき、 $X_1 = 0.363\Omega$ 、 $X_3 = 3.119\Omega$ であった。また、<2.3> 節の方法によって X_2 を求めると $X_2 = 0.478\Omega$ であった。

図 10 は、図 5 の横軸等価回路において制動巻線回路を

図 10 横軸演算子インピーダンス $Z_{qs}'(js)$ の軌跡
Fig. 10. The loci of the quadrature axis operational impedance $Z_{qs}'(js)$.

図 11 直軸演算子インピーダンス $Z_{do}'(js)$ の軌跡
(界磁巻線開放時)
Fig. 11. The loci of the direct axis operational impedance $Z_{do}'(js)$ (open-circuited field winding).

図 12 直軸演算子インピーダンス $Z_{dk}'(js)$ の軌跡
(界磁巻線外部抵抗短絡時、 $K=10$)
Fig. 12. The loci of the direct axis operational impedance $Z_{dk}'(js)$ (external-resistance-connected field winding, $K=10$).

2 回路⁽³⁾として、<2.2>節の方法で同定したときのインピーダンス軌跡である。直軸の場合と同様、電機子漏れリアクタンス $x_l (=0.3466\Omega)$ の値を仮定し、他の定数を同定した。このとき、 $X_4=1.866\Omega$ 、 $X_5=0.410\Omega$ であった。

図 10 から明らかなように、回転子回路には少なくとも 2 つ以上の回路が存在することが確認される。これより演

算子インピーダンスを用いて制動巻線回路を精度よく同定するためには、回転子回路を少なくとも 2 つの回路で表す必要がある。

図 11 は、図 4 の界磁巻線開放の等価回路で端子 e-f 間から見た演算子インピーダンス $Z_{do}'(js)$ の (添字の o は、界磁巻線開放時を示す) 軌跡である。界磁巻線短絡の場合と同様に直流減衰電流試験を実施し、直軸および横軸の演算子インピーダンスを算出した。この $Z_{do}'(js)$ は、図 10 と同様に制動巻線回路を 2 回路として、電機子漏れリアクタンス $x_l (=0.3466\Omega)$ における等価回路定数を同定した。図 10 のように図 11 の A 付近で明らかな鞍部は出てないが、半円の軌跡とはなっておらず、少なくとも 2 つ以上の回路が存在しているものと推察される。これは、付図 3 から推察すると測定精度によるものと考えられる。このとき、 $X_3=3.201\Omega$ 、 $X_6=0.959\Omega$ であった。

次に、界磁巻線外部抵抗短絡時 ($K=10$) においても、 $K=1$ の場合と同様に直流減衰電流試験を実施し、直軸および横軸の演算子インピーダンスを算出した。図 12 は、 $x_l=0.3466\Omega$ における図 3 の端子 e-f 間から見たインピーダンス軌跡 ($Z_{dk}'(js)$ の添字 k は、界磁巻線外部抵抗短絡時を示す) である。これより、 $X_1=0.336\Omega$ 、 $X_2=0.421\Omega$ 、 $X_3=3.182\Omega$ であった。

これら X_1 、 X_2 、 X_3 、 X_4 、 X_5 、 X_6 に $x_l (=0.3466\Omega)$ を加えたものが x_d'' 、 x_d' 、 x_d 、 x_q 、 x_q'' 、 x_d''' になる。

図 9、図 11、図 12 から算出される同期リアクタンス x_d は、界磁巻線短絡における x_d を基準にして図 11 では 2.3%、図 12 では 1.8% の差であった。また、図 9 および図 12 から算出される初期過渡リアクタンス x_d'' は、界磁巻線短絡における x_d'' を基準にして 3.8% の差であった。これらの結果より、直流試験法は、十分な精度で諸定数を算出できることが確認される。

また、回転子を直軸および横軸の位置に固定して、直流減衰電流試験を実施した。そのときの界磁巻線短絡、界磁巻線外部抵抗短絡、界磁巻線開放の場合の図 9～図 12 に対応する軌跡は、付録 2 に示すとおりである。

各等価回路定数の同定には、すべり周波数が 0.1Hz～50Hz までの 500 個の演算子インピーダンスのデータを用いている。

<3.2> 等価回路定数の算出

回転子が任意の位置における界磁巻線短絡時および開放時における直流減衰試験から求めた諸定数 ($x_d=3.466\Omega$ 、 $x_d'=0.825\Omega$ 、 $x_d''=0.710\Omega$ 、 $x_d'''=1.306\Omega$) を用いて (7) 式より電機子漏れリアクタンスを求めた。その結果は、 $x_l=0.3707\Omega$ および $x_f=0.9823\Omega$ であった。また、回転子が直軸および横軸の位置における試験から求めた諸定数 ($x_d=3.556\Omega$ 、 $x_d'=0.798\Omega$ 、 $x_d''=0.668\Omega$ 、 $x_d'''=1.226\Omega$) を用いて電機子漏れリアクタンスを求めると $x_l=0.3235\Omega$ および $x_f=0.9454\Omega$ であった。回転子が任意の位置および直軸の位置のいずれの場合も良く一致していることがわかる。

これより第 2 章の x_l が物理的に妥当である条件の (1) および (2) を適用すると、 x_l は回転子が任意の位置の場合

表2 界磁巻線開放時の直軸等価回路定数の同定結果
Table 2 D-axis equivalent circuit constants when the field winding is short-circuited.

		等価回路定数 (Ω)		等価回路定数 (Ω)	
		A1	A2	B1	B2
電機子漏れリアクタンス	x_l	0.3707	0.9823	0.3235	0.9454
電機子抵抗	r_a	0.1611	0.1611	0.1611	0.1611
電機子反作用リアクタンス	x_{ad}	3.0956	2.4840	3.2319	2.6102
制動巻線抵抗	r_{kd}	0.4510	0.2904	0.4520	0.2948
制動巻線漏れリアクタンス	x_{kd}	1.2923	0.3414	1.2246	0.2966

表3 任意の位置での直軸等価回路定数の同定結果
(界磁巻線短絡と界磁巻線外部抵抗短絡)

Table 3 D-axis equivalent circuit constants from the test with the rotor in any arbitrary position (short-circuited and external-resistance connected field winding).

		等価回路定数 (Ω)		等価回路定数 (Ω)	
		A1	A2	B1	B2
電機子漏れリアクタンス	x_l	0.3707	0.9823		
電機子抵抗	r_a	0.1611	0.1611		
電機子反作用リアクタンス	x_{ad}	3.0956	2.4840		
制動巻線抵抗	r_{kd}	0.4510	0.2904		
制動巻線漏れリアクタンス	x_{kd}	1.2923	0.3414		
		K=1	K=10	K=1	K=10
界磁巻線抵抗	R_f	0.0487	0.4909	0.0292	0.2019
界磁巻線漏れリアクタンス	x_f	0.5590	0.4686	-0.2040	-0.3302

表4 直軸の位置での直軸等価回路定数の同定結果
(界磁巻線短絡と界磁巻線外部抵抗短絡)

Table 4 D-axis equivalent circuit constants from the test with the rotor in the direct axis position (short-circuited and external-resistance connected field winding).

		等価回路定数 (Ω)		等価回路定数 (Ω)	
		B1	B2	B1	B2
電機子漏れリアクタンス	x_l	0.3235	0.9454		
電機子抵抗	r_a	0.1611	0.1611		
電機子反作用リアクタンス	x_{ad}	3.2319	2.6102		
制動巻線抵抗	r_{kd}	0.4520	0.2948		
制動巻線漏れリアクタンス	x_{kd}	1.2246	0.2966		
		K=1	K=10	K=1	K=10
界磁巻線抵抗	R_f	0.0496	0.4788	0.0314	0.2047
界磁巻線漏れリアクタンス	x_f	0.6300	0.5590	-0.2043	-0.3302

表5 横軸等価回路定数の同定結果
Table 5 Q-axis equivalent circuit constants.

		等価回路定数 (Ω)		等価回路定数 (Ω)	
		回転子任意 (C)	回転子横軸 (D)	回転子任意 (C)	回転子横軸 (D)
電機子漏れリアクタンス	x_l	0.3707	0.3235		
電機子抵抗	r_a	0.1611	0.1611		
電機子反作用リアクタンス	x_{aq}	1.8422	1.8946		
制動巻線抵抗	r_{kq}	0.1985	0.2147		
制動巻線漏れリアクタンス	x_{kq}	0.4510	0.4886		

$x_f=0.3707\Omega$ 、回転子が直軸の位置の場合 $x_f=0.3235\Omega$ となる。

以下では、算出した x_l を用いて図3の等価回路定数を同定し、同定結果から条件(3)を満足することを明らかにする。

表2は、これらの算出した2つの電機子漏れリアクタンスを用いて図4の界磁巻線開放時における直軸等価回路定数を同定した結果である。表2のA1は、回転子が任意の位置における電機子漏れリアクタンス $x_l=0.3707\Omega$ 、A2は、 $x_l=0.9823\Omega$ での同定結果を示している。表2のB1は、直軸の位置に固定した場合における $x_l=0.3235\Omega$ 、B2は、 $x_l=0.9454\Omega$ での同定結果を示している。 r_{kd} および x_{kd} は、制動巻線を2回路として同定したインピーダンスの合成値である。

定数A1とB1ならびにA2とB2を比較すると良く一致しており、測定精度の妥当性が確認される。

表3は、表2のA1およびA2の各回路定数(r_a 、 x_l および制動巻線を2回路として同定した各定数値)と界磁巻線短絡($K=1$)、界磁巻線外部抵抗短絡($K=10$)における直軸演算子インピーダンス(回転子位置が任意)を用いて図3の界磁回路のインピーダンス($R_f=r_f$ 、 $R_f=K \cdot r_f$)を同定した結果である。表3から、 $x_l=0.9823\Omega$ のときには x_f がマイナスとなっていることがわかる。 $x_l=0.3707\Omega$ のときは、全ての定数が正の実数、界磁回路の抵抗比が $K=10$ ($\approx 0.4909/0.0487$)、界磁巻線漏れリアクタンス x_f がほぼ一致している。これより物理的に妥当な電機子漏れリアクタンスは $x_l=0.3707\Omega$ であることが確認される。また、そのときの等価回路定数は、物理的に妥当なものである。

表4は、回転子が直軸の位置における等価回路定数同定結果である。表3と同様、表2のB1およびB2の回路定数と演算子インピーダンスから同定している。 $x_f=0.9454\Omega$ では、 x_f がマイナスとなることが確認される。一方、 $x_l=0.3235\Omega$ では、回転子が任意の場合と同様、全ての定数が正の実数、界磁回路の抵抗比が $K=9.7$ 、 x_f がほぼ一致している。これより物理的に妥当な電機子漏れリアクタンスは $x_l=0.3235\Omega$ であり、その他の定数も物理的に妥当なものとして同定されたことになる。

表5は、図5の横軸等価回路定数である。表5のCの回路定数は、回転子が任意の位置から算出した $x_f=0.3707\Omega$ における同定結果である。また、表5のDの回路定数は、回転子が横軸の位置から算出した $x_f=0.3235\Omega$ における同定結果である。両者は、良く一致していることが確認される。

4. まとめ

直流電源を用いた静止試験から同期機の物理的に妥当な等価回路定数を算出する方法について述べた。まとめると以下のとおりである。

- (1) 諸定数である直軸の同期リアクタンス、過渡リアクタンス、初期過渡リアクタンスおよび横軸の同期リアクタンス、初期過渡リアクタンスを精度良く算出する方法について述べた。
- (2) (1)で算出した諸定数および界磁開放時の過渡リアクタンスと等価回路定数との関係式より電機子漏れリア

クタンスを算出する方法について明らかにした。

- (3) (2) で算出した電機子漏れリアクタンスの妥当性については、界磁巻線短絡時および外部抵抗短絡時の界磁回路の抵抗比より明らかにした。このとき同定した等価回路定数が物理的に妥当な値となることをも明らかにした。

なお、算出した直軸および横軸の等価回路定数を用いて計算した始動特性（トルクすべり特性、電流すべり特性）は、実測値と良く一致することを確認している。

（平成 12 年 1 月 31 日受付、平成 12 年 8 月 22 日再受付）

文献

- (1) JEC-114: 電気学会電気規格調査会標準規格 (1979)
- (2) IEC Pub.34-4: "Methods for Determining Synchronous Machine Quantities from Test" (1985)
- (3) IEEE std 115A: "IEEE Standard Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Response Testing" (1987)
- (4) 荒、山本、浅野、小田:「拡張ダルトン・カメロン法—任意の回転子位置における直流試験法—」、電学論 D、117、6、1997
- (5) 荒、山本、小田、松瀬:「直流試験法による同期電動機の始動特性推定法」、電学論 D、112、1、1992
- (6) 猪狩: 電気機械理論、コロナ社、1977

付録 1 直軸および横軸の演算子インピーダンス

端子 UV、VW および WU 間から見た界磁巻線短絡時の演算子インピーダンス $Z_{UVs}(js)$ 、 $Z_{VWs}(js)$ 、 $Z_{WUs}(js)$ は、次式で与えられる。

$$Z_{UVs}(js) = X_{UVs}(js) - jR_{UVs}(js) \quad (8)$$

$$Z_{VWs}(js) = X_{VWs}(js) - jR_{VWs}(js) \quad (9)$$

$$Z_{WUs}(js) = X_{WUs}(js) - jR_{WUs}(js) \quad (10)$$

（ただし、 $X_{UVs}(js)$ 、 $X_{VWs}(js)$ 、 $X_{WUs}(js)$ はリアクタンス分、 $R_{UVs}(js)$ 、 $R_{VWs}(js)$ 、 $R_{WUs}(js)$ は抵抗分である。）

(8)~(10)式のリアクタンス分と抵抗分にダルトン・カメロン法⁽⁴⁾を適用すると、

$$K_L = \{X_{UVs}(js) + X_{VWs}(js) + X_{WUs}(js)\} / 3 \quad (11)$$

$$K_R = \{R_{UVs}(js) + R_{VWs}(js) + R_{WUs}(js)\} / 3 \quad (12)$$

$$M_L = \sqrt{\{X_{VWs}(js) - K_L\}^2 + \{X_{WUs}(js) - X_{UVs}(js)\}^2} / 3 \quad (13)$$

$$M_R = \sqrt{\{R_{VWs}(js) - K_R\}^2 + \{R_{WUs}(js) - R_{UVs}(js)\}^2} / 3 \quad (14)$$

が求められる。

また、(11)~(14)式から求められる K_L 、 K_R 、 M_L 、 M_R と $X_{ds}(js)$ 、 $R_{ds}(js)$ 、 $X_{qs}(js)$ 、 $R_{qs}(js)$ の関係式は、次式となる。

$$X_{ds}(js) = (K_L \mp M_L) / 2 \quad (15)$$

$$R_{ds}(js) = (K_R \mp M_R) / 2 \quad (16)$$

$$X_{qs}(js) = (K_L \pm M_L) / 2 \quad (17)$$

$$R_{qs}(js) = (K_R \pm M_R) / 2 \quad (18)$$

界磁巻線短絡時の一相当りの直軸演算子インピーダンス $Z_{ds}(js)$ および横軸演算子インピーダンス $Z_{qs}(js)$ は、

$$Z_{ds}(js) = X_{ds}(js) - jR_{ds}(js) \quad (19)$$

$$Z_{qs}(js) = X_{qs}(js) - jR_{qs}(js) \quad (20)$$

で求められる。

(15)~(18)式の符号の決め方については文献(4)に詳述している。

界磁巻線外部抵抗短絡の場合の演算子インピーダンス $Z_{dk}(js)$ および界磁巻線を開放した場合の演算子インピーダンス $Z_{do}(js)$ についても同様の方法によって算出することができる。

付録 2 演算子インピーダンス軌跡

回転子が直軸の位置は、例えば電機子巻線 U-V 間に単相交流電源を接続し、回転子を前後に変化させ、電流計で短絡した界磁巻線に誘導する電流が最大値となるときである。また、横軸の位置は、これが零となるときである。

回転子を直軸および横軸の位置に固定して直流減衰電流試験を実施し、本文(1)式および(2)式より直軸、横軸の演算子インピーダンスを算出した。次に、これら演算子インピーダンスを用いて<2.2>節の方法によって等価回路定数を同定した。

付図 1 は、図 3 の端子 e-f 間から見た界磁巻線短絡時

付図 1 直軸演算子インピーダンス $Z_{ds}'(js)$ の軌跡
(界磁巻線短絡時、 $K=1$)

Fig. 1a. The loci of the direct axis operational impedance $Z_{ds}'(js)$ (short-circuited field winding, $K=1$).

付図 2 横軸演算子インピーダンス $Z_{qs}'(js)$ の軌跡

Fig. 2a. The loci of the quadrature axis operational impedance $Z_{qs}'(js)$.

付図3 直軸演算子インピーダンス $Z_{do}'(js)$ の軌跡
(界磁巻線開放時)

Fig. 3a. The loci of the direct axis operational impedance $Z_{do}'(js)$ (open-circuited field winding).

付図4 直軸演算子インピーダンス $Z_{dk}'(js)$ の軌跡
(界磁巻線外部抵抗短絡時、 $K=10$)

Fig. 4a. The loci of the direct axis operational impedance $Z_{dk}'(js)$ (external-resistance-connected field winding, $K=10$).

付表1 諸定数

Table 1a Synchronous machine constants.

	界磁巻線	過渡諸定数 [Ω]
$x_d (=X_3+x_l)$	短絡 ($K=1$)	3.556
	外部抵抗短絡 ($K=10$)	3.564
	開放	3.579
$x_d' (=X_2+x_l)$	短絡 ($K=1$)	0.798
	外部抵抗短絡 ($K=10$)	0.801
$x_d'' (=X_1+x_l)$	短絡 ($K=1$)	0.668
	外部抵抗短絡 ($K=10$)	0.660
$x_d''' (=X_6+x_l)$	開放	1.226
$x_q (=X_4+x_l)$	開放	2.219
$x_q'' (=X_5+x_l)$	開放	0.726

($K=1$)における直軸の演算子インピーダンス $Z_{ds}'(js)$ の軌跡である。付図2は、図5の端子e-f間から見た横軸の演算子インピーダンス $Z_{qs}'(js)$ の軌跡である。付図3は、図4の端子e-f間から見た界磁巻線開放時の $Z_{do}'(js)$ の軌跡である。付図4は、図3の端子e-f間から見た界磁巻線外部抵抗短絡 ($K=10$)における直軸演算子インピーダンス軌跡 $Z_{dk}'(js)$ である。いずれも $x_f=0.3556\Omega$ のときの軌跡である。

付表1は、付図1～付図4の演算子インピーダンスを用いて求めた諸定数である。

荒 隆 裕

(正員) 1977年3月職業訓練大学校電気工学科卒業。同年4月、雇用促進事業団(現:雇用・能力開発機構)に入り浜松総合高等職業訓練校勤務を経て、1980年4月職業訓練大学校(現:職業能力開発総合大学校)助手。講師、助教授を経て、2000年4月教授、現在に至る。主として、電気機械の解析と制御に関する研究に従事。工学博士。日本産業教育技術学会会員。IEEE会員。

平 賀 章

(正員) 1969年4月6日生。1993年3月職業訓練大学校電気工学科卒業。同年4月、埼玉県に入庁。1998年4月、職業能力開発大学校(現:職業能力開発総合大学校)研究課程工学研究科電気・情報専攻に入学。2000年3月同校同専攻終了。現在、埼玉県立東松山高等技術専門校技師。

山 本 修

(正員) 1969年1月20日生。1997年3月明治大学大学院工学研究科博士後期課程修了。1995年4月より雇用促進事業団(現:雇用・能力開発機構)に入り職業能力開発大学校(現:職業能力開発総合大学校)助手、1998年4月同講師、現在に至る。主として、電気機械の解析と制御に関する研究に従事。博士(工学)。IEEE会員。