

# 直流試験による交流回転機の特算出法の開発

## Development of a method to determine the driving performance of AC rotational machines from DC decay test

田中 晃 平原 英明 山本 修 荒 隆裕 (職業能力開発総合大学校)

Akira Tanaka, Hideaki Hirahara, Shu Yamamoto and Takahiro Ara

著者らは、小容量の直流電源を用いた静止試験によって交流回転機の演算子インピーダンスを測定し、各種の運転特性を算出する方法を検討している。この方法は、静止した回転機の巻線端子間に直流電流を流した後に、この端子間を短絡した時の減衰電流をフーリエ変換することによって、演算子インピーダンスを測定できることに着眼したものである。本論文ではスイッチングによる多様な電圧印加パターンに適用可能な演算子インピーダンス算定式を示すとともに、5.5kW のかご形誘導電動機に対する実施例にもとづいて、本方法の妥当性が検証されている。

キーワード：直流試験、静止試験、回転機、演算子インピーダンス

### 1. はじめに

工場現場における回転機の利用技術は、旧来より職業訓練の一角をなす技術分野である。現在では、設計技術、製造技術の進歩や材料開発と相俟って、回転機の利用範囲は拡大しており、その利用技術のイノベーションは産業界に与えるインパクトも大きい。

近年では、有限要素法などの電磁界解析技術が発展し、回転機の運転特性は使用されている材料特性と形状・設計仕様から解析的に算出することも可能であるが、最終的には実測による検証が必要となる。

小形の回転機においては、電動機(Motor)と発電機(Generator)の回転軸を直結した MG 実験セットを容易に準備できるため、実負荷運転による実測試験を容易に行うことができる。しかしながら、中・大容量機においては、製造現場におけるコスト、時間ならびに電源設備容量の制約によって、実負荷運転試験の実施が困難となる。このような背景から、可変周波数電源を用いた静止試験法によって回転機の各周波数における演算子インピーダンスを測定する方法が知られており、海外では規格化もされている<sup>1)</sup>。しかし、商用周波数以外の正弦波を出力できる可変周波数電源は高価である上、誘導性負荷である回転機の低周波領域における電力を精度よく測定することは容易ではない。

そこで、著者らは、小容量の直流電源を用いた静止試験によって、交流回転機の運転特性算出を行う方法を開発してきた<sup>2),3),4)</sup>。この方法は、静止した回転機の巻線端子間に階段状の直流電圧を印加した時の電流応答をフーリエ変換することによって演算子インピーダンスを測定するものである。この直流試験は、一回の静止試験のみによって、回転機の特算定に必要な 0.01Hz 以下の極低周波数から 50~60Hz の商用周波数付近までの全域にお

ける演算子インピーダンスを精度よく測定できる特徴がある。各種の運転特性は、この演算子インピーダンスを用いて算出することができる。

直流試験における電圧印加の手法は次の 3 通りに大別され、従来は各々の場合において異なる演算子インピーダンス算定式を用いてきた<sup>3),4)</sup>。

1) 直流減衰法：巻線端子間に予め電流を流した状態でこの端子間を短絡した時の電圧および電流応答を測定する方法

2) ステップ応答法：巻線端子間にステップ状に立ち上がる電圧を印加したときの立ち上がり電圧および電流を測定する方法

3) パルス応答法：パルス電圧を印加した時の電圧および電流応答を測定する方法

本論文では、上記の 3 通りの直流試験手法に対して、共通に使用できる演算子インピーダンスの算定式を理論面から導出する。さらに、この算定式は従来カバーされていなかった多様な電圧印加パターンによる直流試験の実施を可能にするものであることを示す。本方法の妥当性は、5.5kW のかご形誘導電動機に対する実施例にもとづいて示す。

### 2. 直流試験による回転機の特算定法

2.1 回転機の巻線端子間から見みた各角周波数 $\omega$ に対するインピーダンス  $Z(\omega)$  の算定式の導出

図 1 は、中間回路として 2 つのスイッチを用いた直流試験回路であり、内部抵抗を含む直流電源、2 つのスイッチ (SW1 および SW2)、過渡電流検出のためのシャント抵抗器、静止した被試験機 (回転機)、電圧および電流の過渡波形を測定するオシロスコープで構成される。2 つのスイッチの動作モードは次の 2 通りである。1 つ

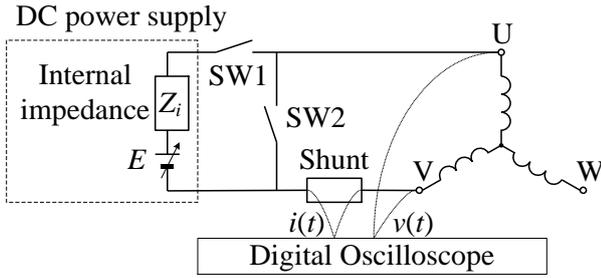


図1 直流試験回路

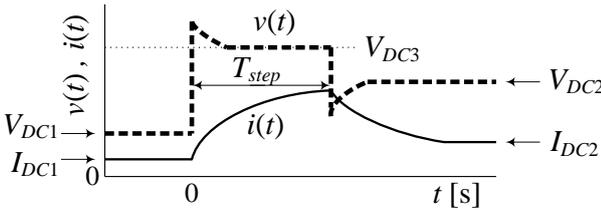
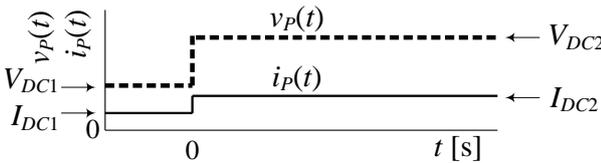
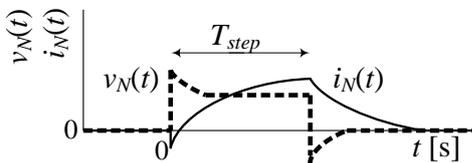


図2 直流試験時の被試験機の巻線端子間 (UV間) における電圧 v(t)および電流 i(t)の波形の模式図



(a) v<sub>P</sub>(t)および i<sub>P</sub>(t)



(b) v<sub>N</sub>(t)および i<sub>N</sub>(t)

図3 v(t)および i(t)を各々 v<sub>P</sub>(t)+v<sub>N</sub>(t)および i<sub>P</sub>(t)+i<sub>N</sub>(t)に分解した波形

は、SW1をオンし、SW2をオフすることによって、被試験機にステップ状の直流を印加するモードである。もう1つは、SW1をオフし、SW2をオンすることによって、被試験機の巻線に流れている直流電流を減衰させるモードである。第1章で述べた3通りの直流試験は、これらの2通りのスイッチングモードを組み合わせることによって実施される。具体的には、直流減衰法ではモード1からモード2に切り替えた時、ステップ応答法ではモード2からモード1に切り替えた時、パルス応答法ではモード2→モード1→モード2と切り替えた時の被試験機の巻線端子間(UV間)の電圧・電流を測定する。

図2はこの時の電圧と電流の波形の模式図を示したものである。図2は、従来の検討<sup>2),3),4)</sup>では理論上カバーされていなかった、多様な電圧印加パターンを包含している。つまり、V<sub>DC1</sub>≠0かつV<sub>DC2</sub>=V<sub>DC3</sub>=0の場合が直流減

衰法、V<sub>DC1</sub>=0かつV<sub>DC2</sub>=V<sub>DC3</sub>の場合がステップ応答法、V<sub>DC1</sub>=V<sub>DC2</sub>=0の場合がパルス応答法の場合に各々相当する。この他、図2の波形は、主磁束による鉄心の磁気飽和を考慮するために予め意図して直流電流を流した状態でステップ応答法およびパルス応答法を行うケース<sup>4)</sup>や、電源やスイッチの内部抵抗の影響によって、I<sub>DC1</sub>やI<sub>DC2</sub>が意図せず完全に零にならないケースをも包含している。

次に、図2の波形から、被試験機の端子間(UV間)から見た各角周波数ωにおけるインピーダンス Z(ω)を求める算定式を導出することを試みる。

算定式の導出のための工夫として、図2の電圧 v(t)および電流 i(t)の波形を、図3に示すような v<sub>P</sub>(t)+v<sub>N</sub>(t)および i<sub>P</sub>(t)+i<sub>N</sub>(t)に各々分解して表現する。このとき、シグナム関数、

$$sg(t) = \begin{cases} 1 & (t > 0) \\ -1 & (t < 0) \end{cases} \dots \dots \dots (1)$$

を用いてこれらをフーリエ変換したものを逆変換することによって、v(t)および i(t)は次式のように表わされる。

$$\begin{aligned} v(t) &= v_P(t) + v_N(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{\infty} v_N(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt - j \frac{V_{DC2} - V_{DC1}}{\omega} \right) \varepsilon^{j\omega t} d\omega + \frac{V_{DC2} + V_{DC1}}{\omega} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{\infty} (v(t) - V_{DC2}) \varepsilon^{-j\omega t} dt - j \frac{V_{DC2} - V_{DC1}}{\omega} \right) \varepsilon^{j\omega t} d\omega + \frac{V_{DC2} + V_{DC1}}{\omega} \\ &\dots \dots \dots (2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i(t) &= i_P(t) + i_N(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{\infty} i_N(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt - j \frac{I_{DC2} - I_{DC1}}{\omega} \right) \varepsilon^{j\omega t} d\omega + \frac{I_{DC2} + I_{DC1}}{\omega} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{\infty} (i(t) - I_{DC2}) \varepsilon^{-j\omega t} dt - j \frac{I_{DC2} - I_{DC1}}{\omega} \right) \varepsilon^{j\omega t} d\omega + \frac{I_{DC2} + I_{DC1}}{\omega} \\ &\dots \dots \dots (3) \end{aligned}$$

上式は、図2における電圧 v(t)および電流 i(t)が、第一項のωの被積分項である交流成分(周波数成分)と、第二項の直流分の和として表現できることを表している。ここで、電圧の交流成分である、

$$v_{ac} = \frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{\infty} (v(t) - V_{DC2}) \varepsilon^{-j\omega t} dt - j \frac{V_{DC2} - V_{DC1}}{\omega} \right) \varepsilon^{j\omega t} \dots \dots \dots (4)$$

と電流の交流成分である、

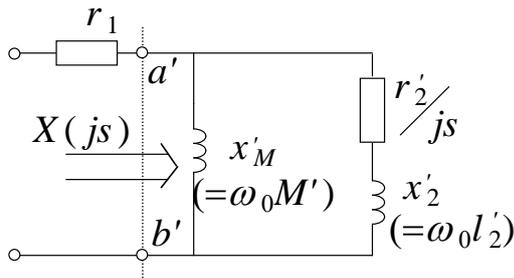


図4 誘導機の等価回路

$$i_{ac} = \frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{\infty} (i(t) - I_{DC2}) \varepsilon^{-j\omega t} dt - j \frac{I_{DC2} - I_{DC1}}{\omega} \right) \varepsilon^{j\omega t}$$

..... (5)

を比較すると、巻線端子間 (UV間) に交流電圧  $v_{ac}$  を加えたときの交流電流  $i_{ac}$  と考えられることから、被試験機

の巻線端子間 (UV間) の端子から見た各角周波数インピーダンスは、図1の試験回路で測定した図2の電圧  $v(t)$  および電流  $i(t)$  から、次式によって求められる。

$$Z(\omega) = \frac{v_{ac}}{i_{ac}} = \frac{\int_0^{\infty} (v(t) - V_{DC2}) \varepsilon^{-j\omega t} dt - j \frac{V_{DC2} - V_{DC1}}{\omega}}{\int_0^{\infty} (i(t) - I_{DC2}) \varepsilon^{-j\omega t} dt - j \frac{I_{DC2} - I_{DC1}}{\omega}}$$

..... (6)

この(6)式は、ステップ応答法において予め直流電流を巻線に流した状態でステップ電圧を印加する直流試験法<sup>2),3)</sup>に対する  $Z(\omega)$  の算定式として利用されてきたものと同一の式であった。本論文の検討によって、この(6)式は、パルス応答法の場合を含め、従来カバーしてこなかった多様な電圧印加パターンに対して適用できる算定式であることが理論的に示された。

また、従来のパルス応答法の  $Z(\omega)$  の算定式においては、 $\omega = 2n\pi T_{step}$  ( $n$ : 自然数、 $T_{step}$ : 前出の図2におけるパルスの時間幅) における分母と分子の計算値が理論的に零になるため、この角周波数のポイントにおける  $Z(\omega)$  の算定が行えないことに注意する必要がある<sup>2)</sup>。(6)式においても、この角周波数のポイントにおいては分母と分子が零となることから、従来と同様の注意が必要であると考えられる。

### 2.2 演算子インピーダンス $X(js)$ の算出

図4は、代表的な交流回転機である誘導電動機の一相当たり等価回路である。

一般に、演算子インピーダンス  $X(js)$  は(7)式であり、図4の等価回路において固定子抵抗  $r_1$  を差し引いた端子  $a'$ - $b'$  間から見たインピーダンスに相当する。

$$X(js) = \frac{Z(\omega)/2 - n}{js} \quad \dots \dots \dots (7)$$

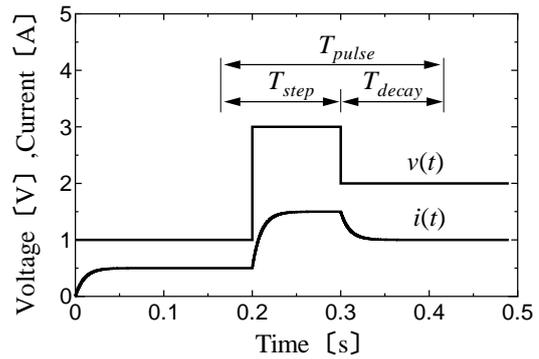


図5 シミュレーションによる電圧  $v(t)$  および電流  $i(t)$  の計算波形

ここに、 $s$  は滑り ( $s = \omega/\omega_0$ 、 $\omega$ : 滑り角周波数、 $\omega_0$ : 電源角周波数)、 $r_2'$  は回転子抵抗、 $x_M'$  は励磁リアクタンス、 $x_2'$  は漏れリアクタンスである。演算子インピーダンス  $X(js)$  は、リアクタンス分が正の実数、抵抗分が負の虚数となる。

### 2.3 運転特性の算出

演算子インピーダンスが求めれば、各滑りに対する運転特性は二反作用理論<sup>5),6),7)</sup>によって算出することができる。しかし、誘導機においては図4の等価回路にもとづく次式によって求めても、同一の計算結果を簡単に得ることができる<sup>2)</sup>。

$$I_1 = V / |n + jX(js)| \quad \dots \dots \dots (8)$$

$$jX_r(js) = 1 / (1/(jX(js)) - 1/(jX_0)) \quad \dots \dots \dots (9)$$

$$I_2' = I_1 \cdot |jX_0 / (jX_0 + jX_r(js))| \quad \dots \dots \dots (10)$$

$$T_e = 3 \cdot (I_2')^2 \cdot \text{Re}[jX_r(js)] / \omega_0 \quad \dots \dots \dots (11)$$

ここに、 $V$  は印加電圧 (相電圧)、 $I_1$  は電流 (相電流)、 $T_e$  はトルクである。

## 3. 実施例

### 3.1 シミュレーション波形による検証

図5は、回路シミュレータにより、抵抗  $2.0\Omega$  とインダクタンス  $20\text{mH}$  の直列回路に対して図2の電圧  $v(t)$  を印加した時の電流  $i(t)$  を計算した波形である。図5に示した範囲の電圧および電流の値を使用し、(6)式により算出した抵抗およびリアクタンスの値を図6に示す。いずれの直流試験法においても算出した抵抗およびインダクタンスの値は、全周波数に対して設定値 (抵抗  $2.0\Omega$ 、インダクタンス  $20\text{mH}$ ) と一致しており、いずれの直流試験においても正しいインピーダンスを算出できることが確認される。

### 3.2 実機による検証

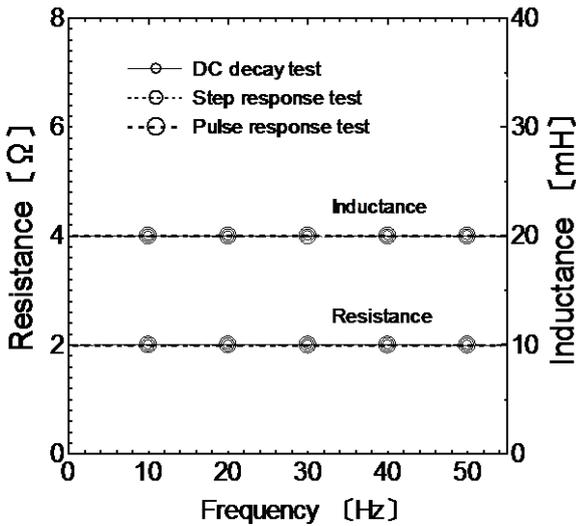
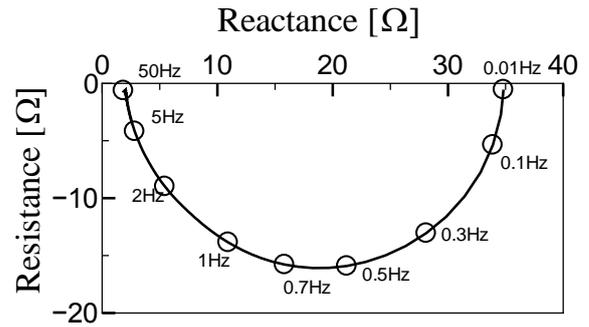


図6 シミュレーション波形に対する負荷のインピーダンス  $Z(\omega)$  算出結果

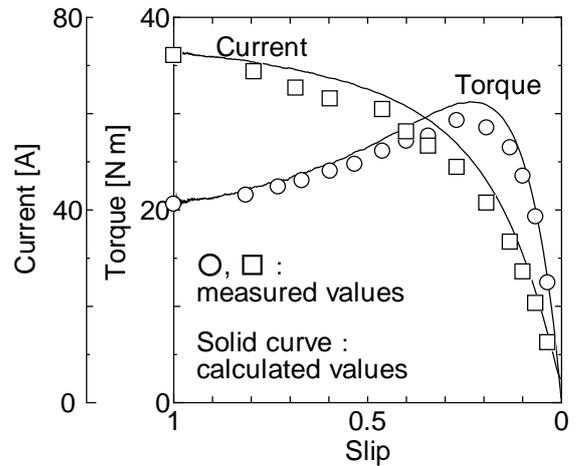


(a) 固定子 (b) 回転子

図7 被試験機の外観図



(a) 演算子インピーダンス  $X(js)$  の算出結果



(b) 始動特性の計算値と実測値の比較 (100V/50Hz 印加時)

図9 直流減衰法による回転機の始動特性の算出結果

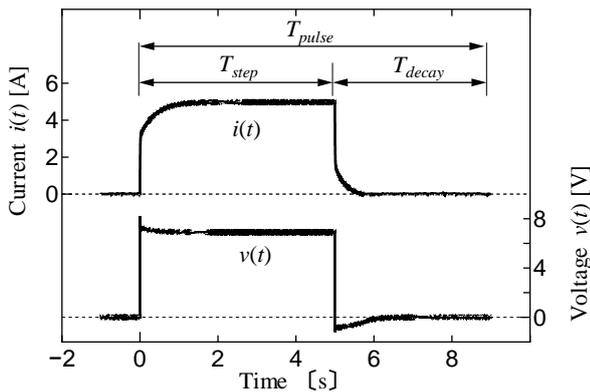


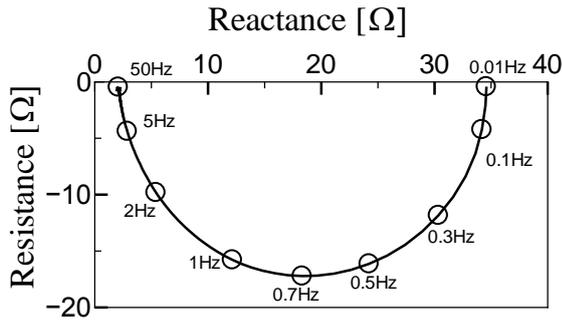
図8 直流試験実施時における電圧  $v(t)$  および電流  $i(t)$  の測定波形

図7は、被試験機であるかご形誘導電動機 (5.5kW, 200V, 22A, 4P, 50Hz) である。この誘導電動機に対して、第2章で述べた直流試験を実施した<sup>4)</sup>。図1の試験回路において、SW1は絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)、SW2はダイオード、直流電源  $E$  は直流安定化電源によって構成した。デジタルオシロスコープは16ビット同時サンプルの

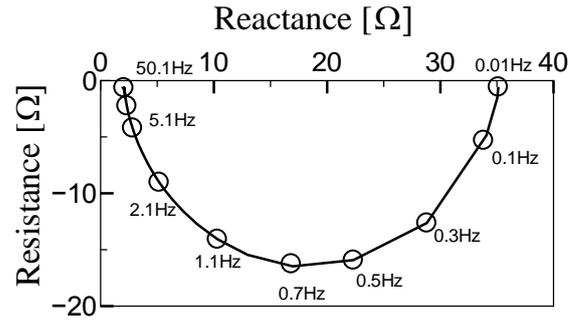
絶縁入力型を用い、データ計測周期は  $1\mu\text{s}$  とした。

図8は、直流試験においてSW1をオフ→オン→オフの順に切り替えたときの電圧  $v(t)$  および電流  $i(t)$  の実測値である。パルス電圧を印加する周期は10sとした。直流電圧  $E$  の大きさは、SW1をオンしたのちに試験電流  $i(t)$  が一定になったときの値が5Aとなるように選んだ。この試験電流の大きさは、著者らの経験では、鉄心が不飽和時の運転特性算出においては、定格電流の25%程度 (概ね初期透磁率を超え、機内を磁気飽和させない程度) とすることが良いと考えている<sup>3)</sup>。

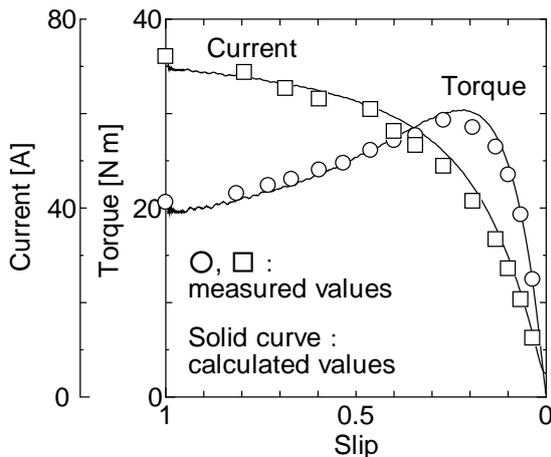
図8の計測データにおいて、直流減衰法ではオン→オフ、ステップ応答法ではオフ→オン、パルス応答法ではオフ→オン→オフのようにSW1を切り替えたときの波形を使用して、各々の演算子インピーダンスを算出した。図9(a)、図10(a)および図11(a)は、それらの結果である。ただし、図11(a)の演算子インピーダンス軌跡の算出においては、第2章で述べた理由から、0.2Hzの整数倍の周波数ポイントを避けて計算している。これらの図において、何れもほぼ同一の演算子インピーダンスが算出されていることが確認される。図9(b)、図10(b)および図11(b)の実線は、図7の演算子インピーダンスを用



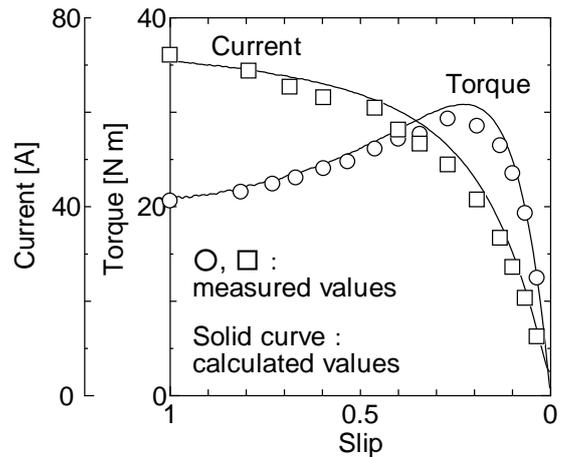
(a) 演算子インピーダンス  $X(js)$  の算出結果



(a) 演算子インピーダンス  $X(js)$  の算出結果



(b) 始動特性の計算値と実測値の比較  
(100V/50Hz 印加時)



(b) 始動特性の計算値と実測値の比較  
(100V/50Hz 印加時)

図 10 ステップ応答法による回転機の始動特性の算出結果

図 11 パルス応答法による回転機の始動特性の算出結果

いて、半電圧の 100V を印加した時の始動特性（滑りートルク特性、滑りー電流特性）を算出した結果である。それぞれの図において、○印および□印は、実負荷試験による実測値である。何れの直流試験の場合においても、計算値は実測値とほぼ一致していることから、提案法の妥当性が確認される。

#### 4. まとめ

小容量の直流電源を用いた回転機の静止試験である直流試験において、スイッチングによる多様な電圧印加パターンで直流試験を実施する際に共通に利用できる演算子インピーダンス算出式を理論面から導出した。この方法の妥当性は、代表的な交流回転機である誘導電動機に対する実施例にもとづいて明らかにした。

本研究によって、電圧  $v(t)$  と電流  $i(t)$  のオフセット（磁気飽和の影響を加味するために意図的に設けるものとスイッチの内部抵抗などによって意図せずに含まれてしまうものの双方に対して）が、インピーダンスの算出に影響を及ぼさないことが明らかになった。

特に中大容量機に対する工場試験においては、電子制

御によるカスタムな半導体スイッチ回路を含む試験回路を製作・導入することが困難な場合がある。今後は、上述した本研究の成果を利用し、スイッチとしての性能は劣るが、安価で電子制御が不要なスイッチ（すなわち半導体スイッチ以外の手動の接点を有するスイッチ）を用いて直流試験を行う方法を検討する予定である。

#### 参考文献

1. IEEE std 115A: IEEE Standard procedures for obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Response Testing, (1987)
2. 山本 修、後藤 隆司、荒 隆裕: 直流電源による回転機のオペレーショナルインピーダンス算定法、電気学会論文誌D、Vol. 123、No. 6、pp. 724-731 (2003)
3. 山本 修、平原 英明、田中 晃、荒 隆裕: 磁気飽和の影響を考慮した直流試験による同期機の同期リアクタンスおよび無負荷飽和曲線の算出法、電気学会論文誌D、Vol. 133、No. 2、pp. 214-221 (2013)
4. 田中 晃、山本 修、荒 隆裕: 回転機の各種直流試験

におけるフーリエ変換処理に関する検討、電気学会  
モータドライブ/回転機合同研究会、MD-13-034/  
RM-13-043、pp. 43-48 (2013)

5. C. Concordia: Synchronous Machine, 1951, John Wiley  
& Sons Inc.
6. Shu Yamamoto, Takahiro Ara, Shouichi Oda, Kouki  
Matsuse: Prediction of Starting Performance of PM  
Motors by DC Decay Testing Method, IEEE Trans.  
Industry Applications, Vol. 36, No.4, pp.1053-1060  
(2000)
7. Shu Yamamoto, Takahiro Ara, Kouki Matsuse: A Method  
to Calculate Transient Characteristics of Synchronous  
Reluctance Motors Considering Iron Loss and  
Cross-Magnetic Saturation, IEEE Trans. IA, vol.43,  
no.1, pp.47-56 (2007).

(原稿受付 2014/01/15、受理 2014/03/25)

\*田中 晃, 工学修士  
職業能力開発総合大学校, 〒187-0035 東京都小平市小川西町  
2-32-1 email: tanaka(at)uitech.ac.jp  
Akira Tanaka, Polytechnic University, 2-32-1 Ogawa-Nishi-Machi,  
Kodaira, Tokyo 187-0035

\*平原 英明, 修士 (工学)  
職業能力開発総合大学校, 〒187-0035 東京都小平市小川西町  
2-32-1 email: hirahara(at)uitech.ac.jp  
Hideaki Hirahara, Polytechnic University, 2-32-1  
Ogawa-Nishi-Machi, Kodaira, Tokyo 187-0035

\*山本 修, 博士 (工学)  
職業能力開発総合大学校, 〒187-0035 東京都小平市小川西町  
2-32-1 email yamamoto(at)uitech.ac.jp  
Shu Yamamoto, Polytechnic University, 2-32-1 Ogawa-Nishi-Machi,  
Kodaira, Tokyo 187-0035

\*荒 隆裕, 博士 (工学)  
職業能力開発総合大学校, 〒187-0035 東京都小平市小川西町  
2-32-1 email ara(at)uitech.ac.jp  
Takahiro Ara, Polytechnic University, 2-32-1 Ogawa-Nishi-Machi,  
Kodaira, Tokyo 187-0035