軸間の干渉を考慮したリラクタンスモータの 直軸および横軸インダクタンス算出法

正 員 山本 修* 正 員 荒 隆裕*

Determination of Direct and Quadrature Axes Inductances of Reluctance Motors Taking into Account Cross Saturation

Shu Yamamoto*, Member, Takahiro Ara*, Member

The d-axis inductance of reluctance motor is affected by not only the d-axis current but also the q-axis current, because of cross magnetic saturation between the direct and quadrature axes. This situation is similar for the q-axis inductance. The authors propose a method to determine the d-axis inductance related to the d- and q-axis currents and the q-axis inductance related to the d- and q-axis currents from a standstill test. This method involves the following four steps. First a rectangular-wave voltage, alternated between plus and minus, is applied to the two armature winding terminals after braking the rotor in the d-axis position. Secondly the voltage and current between the terminals are measured. Thirdly the d-axis inductance related with d-axis current is calculated from the voltage and current. Finally the process above is repeated when a DC current flows from the remaining armature terminal to neutral point terminal and the d-axis inductance related to the d- and q-axis currents is derived. A similar treatment applies when determining the q-axis inductance related to the d- and q-axis currents in the q-axis rotor position. The method is implemented on a 1.1 kW-178 V- 6.3 A-4P-2200 min⁻¹ flux barrier type reluctance motor. Results of load performance on a vector controlled reluctance motor measured by on-load tests and calculated from the d- and q-axis inductances obtained by the proposed method clearly demonstrate the validity of the proposed method.

キーワード：リラクタンスモータ，インダクタンス，磁気飽和，軸間干渉，矩形波電源，静止試験

Keywords: reluctance motor, inductance, magnetic saturation, cross saturation, rectangular wave, standstill test

1. まえがき

リラクタンスモータの直軸および横軸のインダクタンスは、電流の大きさに依存して変化することが知られている。これは、鉄心の磁気飽和による影響のためである。フラックスバリア形のリラクタンスモータにおいては、直軸および横軸の双方の磁束の一部が回転子鉄心表面部を通る。このため、鉄心表面部の磁気飽和が直軸電流と横軸電流の双方に依存する軸間の干渉が発生する。したがって、直軸インダクタンスは、直軸電流のみならず横軸電流によっても変化し、横軸インダクタンスもまた横軸電流のみならず直軸電流によっても変化することが指摘されている⁽¹⁾⁽²⁾。このため、リラクタンスモータの特性算定（特にベクトル制御時の特性を評価する際）においては、直軸と横軸の電流

に対して各軸のインダクタンスがどのように変化するのかを把握することは極めて重要である。

リラクタンスモータの直軸および横軸のインダクタンス算出法については、既にいくつかの方法が知られている^{(1)~(4)}。軸間干渉を考慮しない算出法としては、電機子巻線に単相正弦波電圧を印加する方法⁽⁴⁾が報告されている。軸間干渉を考慮した方法としては、モータの起動時および制動時の応答から各軸の磁束鎖交数を求める方法⁽²⁾が報告されている。しかし、この方法においては、磁極位置検出器や各軸の電流を正確に制御できる装置を用いたうえで、モータを起動および制動させる必要がある。

そこで、本論文では、簡単な静止試験によって軸間の干渉を考慮したリラクタンスモータの直軸および横軸のインダクタンスを算出する方法⁽⁵⁾⁽⁶⁾について述べている。この方法は、回転子を固定した後、電機子巻線の一端子と中性点端子間に直流電流を流した状態で、残りの電機子巻線二端子に電圧を印加したときの電圧および電流からインダクタンスを算出する方法である。

* 職業能力開発総合大学校

〒229-1196 神奈川県相模原市橋本台 4-1-1

Dept. of Electrical Engineering, Polytechnic University

4-1-1, Hashimoto-dai, Sagami-hara, Kanagawa 229-1196

実施例として、フラックスバリア形リラクタンスモータに対して本方法を適用し、軸間干渉を考慮しない場合と考慮した場合の直軸および横軸のインダクタンスを算出している。また、本方法によるインダクタンス算定結果の妥当性ならびに軸間干渉を考慮することの有用性は、本方法により算出した直軸および横軸インダクタンスより求めた直軸電流を一定とするベクトル制御時における供試機の無負荷飽和特性ならびに負荷特性（各トルクに対する電圧、電流、効率、力率）の計算値と実測値との比較検討から明らかにしている。

2. 軸間の干渉を考慮した直軸および横軸インダクタンスの算出法

〈2・1〉リラクタンスモータの電圧方程式 図1は、供試機の回転子形状（断面図）である。この回転子は、図1に示す形状の鋼板を軸方向に積層させた構造となっている。

定常状態におけるリラクタンスモータの電圧方程式およびトルク式は、鉄損を無視すれば次式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & -\omega_{re} L_q \\ \omega_{re} L_d & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

$$T_e = p(L_d - L_q)i_d i_q \dots\dots\dots (2)$$

ここに、 p :極対数、 v_d, v_q :直軸および横軸電圧 [V]、 i_d, i_q :直軸および横軸電流 [A]、 R_a :電機子巻線の抵抗 [Ω]、 L_d, L_q :直軸および横軸インダクタンス [H]、 ω_{re} :回転子電気角速度 [rad/s] ($= p\omega_m$, ω_m :回転子角速度 [rad/s])、 T_e :発生トルク [N]

図1 回転子形状
Fig.1. Rotor structure.

図2 矩形波電源を用いた試験回路
Fig.2. Test circuit using a rectangular-wave power source.

〈2・2〉矩形波による直軸および横軸のインダクタンス測定法 まず、直軸インダクタンス L_d の測定手順について述べる。軸間干渉を考慮しない場合の測定法は、以下のとおりである。図2は、矩形波による試験回路である。この回路において電機子巻線 W-N 間を開放した状態で、電機子巻線二端子間 (U-V 間) に低電圧の単相交流を印加し、回転子をゆっくりと少しずつ回していき、電機子巻線端子 U-V 間を流れる電流が最小となる直軸の位置、最大となる横軸の位置を決定する。次に、図2の試験回路で W-N 間を開放し、直軸の位置で電機子巻線 U-V 間に矩形波状電圧を印加する。このときの U-V 端子間の電圧 $v(t)$ および電流 $i(t)$ の波形は、図3となる。この $v(t)$ の半周期 T は、電圧の極性が切り替わってから電流が一定値になるまでに要する時間 (t_s) に対して、 $T > t_s$ となるように決定する。各角周波数 ω におけるインダクタンス $L_{UV}(\omega)$ は、図2に示す $v(t)$ および $i(t)$ を測定することにより、次式から算出される。

$$Z_{UV}(\omega) = \frac{\left(\int_0^\infty (v(t) - V_{DC})e^{-j\omega t} dt \right)}{\left(\int_0^\infty (i(t) - I_{DC})e^{-j\omega t} dt \right)} \dots\dots (3)$$

$$L_{UV}(\omega) = \text{Im}[Z_{UV}(\omega)/\omega] \dots\dots\dots (4)$$

ここに、 V_{DC}, I_{DC} : $t < 0$ および $t > T + t_s$ において一定値となっているときの $v(t), i(t)$ の値

(3) 式の導出については付録1に詳述している。 $\omega = 0$ 付近の周波数におけるインダクタンス $L_{UV}(\omega)$ を (4) 式より算出し、 $\omega = 0$ の点における $L_{UV}(\omega)$ の値 (L_{UV0}) を外挿することにより、 L_d を次式より算出する。

図3 電圧・電流波形
Fig.3. Typical $v(t)$ and $i(t)$.

図4 直軸回転子位置における起磁力 (2極機)
Fig.4. MMF in the d-axis rotor position (2-pole machine).

$$L_d = L_{UV0}/2 \dots\dots\dots (5)$$

電機子巻線 U-V 間を流れる電流値は、次のように決定する。U-V 間に対する静止試験時における電流値 I_{UVP} (矩形波を用いる場合には $I_{UVP} = |I_{DC}|$, 正弦波電圧を用いる場合には $I_{UVP} = \sqrt{2}I_{UV}$ (I_{UV} : 電流実効値)) と三相印加時の相電流実効値 I_0 との関係は、 $I_0 = \sqrt{2/3}I_{UVP}$ で表される⁽⁷⁾。よって、 I_{UVP} と i_d との関係は、(6) 式で表される。

$$i_d = \left(\sqrt{3/2}\right) \cdot \sqrt{2}I_0 = \sqrt{2}I_{UVP} \dots\dots\dots (6)$$

この関係式より、 i_d の最小値から最大値までの数点の電流値に対応した I_{UVP} の値を選定し、それぞれの I_{UVP} の値となるように矩形波電圧の大きさを調整して試験を実施し、(3)~(5) 式より L_d の値を求める。以上により、軸間干渉を無視した場合の L_d が求められる。

横軸インダクタンス L_q についても回転子を横軸の位置に固定することにより、上述した方法で算出される。

次に、軸間干渉を考慮する場合の直軸インダクタンス (i_d, i_q) に対する L_d の測定法を述べる。

まず、図 2 の試験回路を構成する。回転子を UV 間に対して直軸の位置に固定し、W-N 間を開放した状態で UV 間に電流を流したときの起磁力 F_{UV} は、図 4(a) となる。一方、この回転子位置で W-N 間に直流電流 I_{WN} を流したときは、図 4(b) に示す横軸方向の起磁力 F_{WN} が発生する。U-V 巻線と W-N 巻線との等価巻数比は $\sqrt{3}$ であり、このときの I_{WN} と i_q との関係は、(7) 式で表される。

$$i_q = \sqrt{2/3}I_{WN} \dots\dots\dots (7)$$

よって、(7) 式から求められる i_q を固定し、軸間干渉を考慮しない場合と同様の試験を行うことにより、 i_d を変化したときの L_d を (3)~(5) 式より算出する。

横軸インダクタンス L_q についても、 L_d と同様の方法によって測定することができる。

上述した方法は、理論的に回路が線形であるときのみ適用されるが、後述する実験結果から明らかなように、主磁束による磁気飽和の影響がある場合であっても、近似的にこれを適用することができる。

この方法は、電機子巻線の温度上昇を無視して考えられる極めて短時間での試験が可能であること、低電圧で試験を実施できること、モータ駆動用インバータがある場合にこの主回路を試験回路に利用できる点に特徴がある。

〈2・3〉 商用電源による直軸および横軸インダクタンス測定法 商用電源 (正弦波電圧) を印加する場合には、図 5 の試験回路を構成して電機子巻線 U-V 間に実効値 V_{UV} の電圧を印加し、電流実効値 I_{UV} 、入力 W_{UV} を測定することにより、 L_d を (8) 式より算出する。

$$L_d = \left(\sqrt{(V_{UV}/(2I_{UV}))^2 - (W_{UV}/(2I_{UV}^2))^2} \right) / \omega_0 \dots\dots\dots (8)$$

図 5 商用電源を用いた試験回路

Fig. 5. Test circuit using commercial power.

(a) L_d - i_d characteristics. (b) L_d - i_q characteristics.

図 6 各試験回路による L_d の測定結果

Fig. 6. Measured results of L_d by each test circuit.

ここに、 ω_0 : 電源角周波数 [rad/s]

測定手順は、〈2・2〉節と同様である。軸間干渉を考慮しない場合は、〈2・2〉節と同様に W-N 間の回路を取り除いて試験を実施する。軸間干渉を考慮する場合は W-N 間の回路を用いて試験を実施する。

3. 直軸および横軸インダクタンスの算出結果

供試機 (1.1kW-178 V-4 極-6.3 A-2200 min⁻¹ のフラックスバリア形リラクタンスモータ) に対して、図 2 および図 4 の試験回路を構成し、直軸および横軸インダクタンスを測定した。矩形波を印加する試験については、図 2 の試験回路で半周期 $T = 1.25$ s の矩形波を精密電力増幅器 (エヌエフ回路設計ブロック社製 4520) で作り、これを電機子巻線 U-V 間に印加し、この端子間の電圧 $v(t)$ および電流 $i(t)$ をデジタルオシロスコープ (横河電機社製 DL3120B) で測定した。

図 6(a) は、軸間干渉を無視した場合の i_d に対する L_d の変化である。○印は矩形波、□印は商用電源を用いた場合の結果である。図 6(b) は、軸間干渉を考慮したときの結果である。図 6(b) では、U-V 間の電流を $i_d = 4$ A に固定し、 i_q に対する L_d の変化を測定した結果を示している。図 6(a) および図 6(b) において、○印と□印は、ほぼ同じ傾向を示している。これより〈2・2〉節で述べた矩形波を用いる測定法と〈2・3〉節で述べた商用電源を用いる測定法は、ほぼ同じ測定値を得ることが確認される。

図 7 は、矩形波を用いる方法により、(i_d, i_q) に対する L_d および (i_d, i_q) に対する L_q を算出した結果である。ここでは、まず、図 6(a) の○印の測定値のうち、 $i_d = 1$ A, 3 A, 5 A, 7 A の 4 点に対する L_d を付録 2 に示す (付 10)

式に適用し、4元の連立方程式を解くことから、軸間干渉を無視した場合の近似式((付10)式)の係数(A_{d0} , B_{d0} , C_{d0} , D_{d0})を決定するとともに、この近似式を用いて i_d に対する L_d の変化を算出した。これらの近似式については付録2に詳述している。次に、軸間干渉を考慮した L_d の測定を実施した。図2の試験回路で $i_q = 3\text{A}$, 6A , 9A , 12A にそれぞれ固定して $i_d = 1\text{A}$, 3A , 5A , 7A の4点に対する L_d を測定し、これらより軸間干渉を考慮した場合のインダクタンスの減少分を表す近似式((付11)式、すなわち(付9)式の第2項)の係数(B_{d1} , C_{d1} , D_{d1})を決定し、軸間干渉を考慮した場合の L_d の近似式((付9)式)を用いて(i_d, i_q)に対する L_d の変化を算出した。横軸の回

図7 L_d および L_q の算定結果
Fig. 7. Determination results of L_d and L_q .

転子位置においても、 $i_d = 0\text{A}$, 1A , 3A , 5A , 7A に相当する I_{WN} を流した状態で、 $i_q = 1.5\text{A}$, 3A , 6A , 9A , 12A に相当する電流での試験を実施して、各(i_d, i_q)に対する L_q を求め、これらより(付13)式の $A_{q0} \sim D_{q0}$ および(付14)式の $B_{q1} \sim D_{q1}$ を決定し、(付12)式より(i_d, i_q)に対する L_q を算出した。

図7の○, □, ◇, △, ▽印は、試験によって直接求めた L_d, L_q (測定値)である。○印は軸間干渉を無視, □, ◇, △, ▽印は軸間干渉を考慮した場合の測定値である。図7の実線は、軸間干渉を無視した場合の近似式(L_d については(付10)式(すなわち(付9)式の第1項), L_q については(付13)式(すなわち(付12)式の第1項))より求めた計算値である。また、図7の点線、破線、鎖線、一点鎖線は、軸間干渉を考慮した場合の近似式(L_d は(付9)式, L_q は(付12)式)より求めた計算値である。

図7において、測定値と計算値は、ほぼ一致しており近似式の妥当性が確認される。また、供試機においては広範囲にわたって L_d が i_q の影響で変化している。 L_q は、 i_q が大きい範囲では i_d の影響をほとんど受けないが、 i_q が小さい範囲では i_d の影響により値が変化していることがわかる。

なお、図2の E_{WN} は、電圧源と電流源のいずれの場合にも、矩形波電圧印加時の E_{WN} および I_{WN} は一定の値となっており、 I_{WN} が大きい場合においても時間的な変動は見られなかった。本論文では、 E_{WN} を電圧源として試験を行ったときの結果を示しているが、電流源とした場合においてもインダクタンスの算出結果に相違は見られなかった。

4. 無負荷試験および実負荷試験からの検証

(4.1) リラクタン্সモータの速度制御実験システム

図8 SynRMの速度制御システムのブロック図
Fig. 8. Block diagram of speed control system of the tested SynRM.

8は、 i_d = 一定とするリラクタンスモータのベクトル制御システムのブロック図である。このシステムでは、供試機の線電流 (i_u, i_v) を電流センサ (LEM 社製 LB-200) で検出し、2チャンネル同時サンプリングの12bitADコンバータを介して100 μ s間隔でCPU装置 (Pentium 200MHz) に取り込んでいる。これと同時に、位置・速度情報についても4通倍後の分解能16384r/pのロータリエンコーダ (ハイデンハイン社製 ERN420) よりCPU装置に取り込み、図8の点線内の制御演算を行い、12bitDAコンバータを介して電圧指令値 (v_u^*, v_v^*, v_w^*) を三相精密電力増幅器 (エヌエフ回路設計ブロック社製 8485) に出力し、供試機を回転数制御する。負荷の大きさは、供試機に直結したうず電流式電気動力計によって調整する。

〈4・2〉 無負荷飽和特性の計算値と実測値との比較検討
無負荷時には横軸電流が零であり、直軸に対する横軸の干渉がないことから、(付10)式 (図7に実線で示した特性) を(1)式に適用し、供試機を無負荷かつ一定の回転数 (1500min⁻¹, 900min⁻¹, 300min⁻¹) でベクトル制御したときの無負荷飽和特性を計算した。

次に、図8のシステムを用いて無負荷試験を実施した。この試験では、図8に示すシステムを用いて供試機の回転数を一定に制御している状態で、直軸電流 i_d の大きさを変えていき、このときの各点における定常状態の線間電圧、線電流、入力電力をデジタルパワーメータで測定し、無負荷飽和特性を実測した。

図9の実線は、これらの結果である。図9の●, ■, ◆印は、各々1500min⁻¹, 900min⁻¹, 300min⁻¹で無負荷試験を実施することによって求めた無負荷飽和特性の実測値である。図9の計算値と実測値とはほぼ同じ傾向を示している。これらの結果より、矩形波を用いる算出法において主磁束による磁気飽和の影響がある場合に、近似的に(3)式を適用することの妥当性が確認される。

〈4・3〉 負荷特性の計算値と実測値との比較検討
供試機の回転数を一定に制御した状態で負荷を変化させたときの定常特性は、以下に述べる方法により算出した。まず、(1)~(2)式の ω_{re} および i_d にある値を与え、 i_q には零を与える。次に、これらを(付9)式および(付12)式に代入することで L_d および L_q の値を求める。これらを(1)~(2)式に代入し、定常状態における電圧、電流、トルク、効率、力率を求める。さらに、 ω_{re} および i_d に与える値は変えずに、 i_q のみを Δi_q だけ値を大きくして同様の計算を行う。これを i_q の最大値まで繰り返す。以上の結果より、各トルクに対する線間電圧実効値 V_1 、線電流実効値 I_1 、効率 η 、力率 $p.f.$ の特性を算出した。

次に、図8のシステムを用いて実負荷試験を実施した。ここでは、供試機を1500min⁻¹で回転数制御した状態で負荷を変化させていき、各点における定常状態の線間電圧、線電流、入力電力をデジタルパワーメータ、トルクをうず電流式電気動力計に装着したばねばかりで測定した。 i_d の指令値については、図8に示すシステムを用いて1500min⁻¹

図9 無負荷飽和特性の算定結果

Fig.9. Calculation results of no-load saturation characteristics.

図10 負荷特性の算定結果 ($i_d = 4A$)

Fig.10. Calculation results of output characteristics ($i_d = 4A$).

で回転数制御する際に、供試機の線間電圧の定常値が定格値に対して過大にならない範囲で、かつ無負荷から定格出力付近まで安定して負荷を取り得る値 (ここでは、4Aおよび5A) を選定した。

図10および図11は、上述した方法によって求めた $i_d = 4A$ および $i_d = 5A$ における負荷特性の計算値と実測値である。図10および図11の○, □, ◇, △印は、負荷試験による線間電圧、線電流、効率、力率の実測値である。実線は、軸間の干渉を考慮した場合の計算値であり、(付9)式および(付12)式を用いて L_d , L_q を算出し、負荷特性を計算した結果である。破線は、軸間の干渉を無視した場合の計算値であり、(付9)式および(付12)式の第2項を零として算出した L_d , L_q (すなわち、図7の実線の特性) を用いて、負荷特性を計算した結果である。図10および図11において、実線と破線で示した計算値同士を比較すると、実線と破線の傾向は異なっていることが確認される。特に、重負荷時においてその差が顕著に表れてお

図 11 負荷特性の算定結果 ($i_d = 5 \text{ A}$)

Fig. 11. Calculation results of output characteristics ($i_d = 5 \text{ A}$).

り、供試機の特性格算定においては、負荷時における軸間の干渉の影響を無視できないことがわかる。実測値 (○, □, ◇, △印) と計算値 (実線および破線) とを比較すると、軸間の干渉を考慮した場合の計算値 (実線) の方が、軸間の干渉を無視した場合の計算値 (破線) と比較して、より実測値に近い傾向を示していることが確認される。

以上の結果より、第 2 章で述べた軸間干渉を考慮したリラクタンスモータの直、横軸インダクタンスの算出法の妥当性が確認される。

なお、軽負荷時の効率においては、計算値と実測値との間に差が見られる。これは、本計算において鉄損を考慮していないことによるものであると考えている。

5. まとめ

軸間干渉を考慮したリラクタンスモータの直軸および横軸インダクタンスを算出する方法について述べた。まとめると次のとおりである。

(1) 電機子巻線に対して、一相の端子と中性点間に直流電流を流した状態で、残りの二端子間に静止試験を実施することにより、軸間の干渉を考慮して直軸および横軸インダクタンスを求める方法を提案した。

(2) (1)の方法による軸間干渉を考慮した直軸および横軸インダクタンスから算出した直軸電流を一定とするベクトル制御リラクタンスモータの負荷特性の計算値は、特に重負荷時において、軸間干渉を考慮しないで求めた直軸および横軸インダクタンスから算出した負荷特性の計算値とは異なる傾向を示した。

(3) (2)で求めた負荷特性の計算値と実測値との比較検討において、軸間干渉を考慮した場合の計算値は、軸間干渉を無視した場合の計算値よりも実測値により近い傾向を示すことから、本方法による軸間干渉を考慮した直軸および横軸インダクタンス算出法の妥当性を明らかにした。

鉄損を考慮した算出法については、今後の課題であると

考えている。最後に、有益なご助言をいただいたアイチエレクトリック (株) の佐藤光彦氏に深く感謝の意を表する次第である。

(平成 14 年 5 月 27 日受付, 平成 15 年 1 月 27 日再受付)

文 献

- (1) 応用面から見たリラクタンストルク電動機の開発動向調査専門委員会:「応用面から見たリラクタンストルク電動機の開発動向」, 電学技報, No.833 (2001)
- (2) A. Vagati, M. Pastorelli, G. Franceschini, and V. Drogoreanu: "Flux-Observer-Based High-Performance Control of Synchronous Reluctance Motors by Including Cross Saturation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.35, No.3, pp.597-605 (1999-5/6)
- (3) 制御用電磁アクチュエータの駆動システム調査専門委員会:「制御用電磁アクチュエータの駆動システム」, 電学技報, No.614 (1996-12)
- (4) Y. Aizawa and T. Noguchi: "High-Efficiency Operation of Synchronous Reluctance Motor Taking Magnetic Saturation into Account", 2002 National Convention Record IEE Japan, No.4-116, pp.181-182 (2002-3) (in Japanese)
會澤幸雄・野口季彦:「磁気飽和特性に着目した同期リラクタンスモータの高効率運転法」, 平 14 電気学会全大, No.4-116, pp.181-182 (2002-3)
- (5) S. Yamamoto and T. Ara: "Determination of Synchronous Reactance of Synchronous Reluctance Motor", 2000 National Convention Record IEE Japan, No.5-018, p.1761 (2001-3) (in Japanese)
山本 修・荒 隆裕:「シンクロナスリラクタンスモータの同期リアクタンス測定法」, 平 13 電気学会全大講演論文集, No.5-018, p.1761 (2001-3)
- (6) S. Yamamoto and T. Ara: "Determination of Synchronous Reactance of Synchronous Reluctance Motor from DC Testing Method", Proceedings of the 2001 Japan Industry Applications Society Conference, No.73, pp.507-508 (2001-8) (in Japanese)
山本 修・荒 隆裕:「直流試験法によるシンクロナスリラクタンスモータの同期リアクタンス測定法」, 平 13 電気学会産業応用部門大会講演論文集, No.73, pp.507-508 (2001-8)
- (7) 同期機始動特性調査専門委員会:「静止試験による等価回路インピーダンスの推定—同期機始動特性の推定法—」, 電学技報 (II), No.385 (1991)

付 録

1. (3) 式の導出

図 2 の電圧、電流の波形は、付図 1 のように表すことができる。ここに、

$$\begin{cases} v_a(t) = v(t) - V_{DC} \\ i_a(t) = i(t) - I_{DC} \end{cases} \quad \text{付 1}$$

と定義する。 $v_a(t)$ のフーリエ変換は、

$$F[v_a(t)] = \int_{-\infty}^0 v_a(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt + \int_0^{\infty} v_a(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt \quad \text{付 2}$$

付図 1 電圧および電流波形

app. Fig. 1. Typical $v(t)$ and $i(t)$.

となり、 $t < 0$ で $v_a(t) = 0$ ゆえ、(付 2) 式は、

$$F[v_a(t)] = \int_0^{\infty} v_a(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt \dots\dots\dots (付 3)$$

となる。(付 3) 式をフーリエ逆変換すると、

$$v_a(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\infty} v_a(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt \right) \varepsilon^{j\omega t} d\omega \dots\dots\dots (付 4)$$

となる。同様に、 $i_a(t)$ は次式となる。

$$i_a(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\infty} i_a(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt \right) \varepsilon^{j\omega t} d\omega \dots\dots\dots (付 5)$$

ここで (付 4) 式と (付 5) 式の被積分関数どうしを比較すると、

$$v_{ac}(t) = \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\infty} v_a(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt \right) \varepsilon^{j\omega t} \dots\dots\dots (付 6)$$

に対する交流電流は、

$$i_{ac}(t) = \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\infty} i_a(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt \right) \varepsilon^{j\omega t} \dots\dots\dots (付 7)$$

となる。したがって、

$$Z_{UV}(\omega) = \frac{v_{ac}(t)}{i_{ac}(t)} = \frac{\int_0^{\infty} v_a(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt}{\int_0^{\infty} i_a(t) \varepsilon^{-j\omega t} dt} \dots\dots\dots (付 8)$$

となり、(3) 式を得る。

2. 近似式

(i_d, i_q) に対する L_d, L_q を表すための近似式には様々ものが考えられるが、ここでは次に示す近似式を用いる。

L_d については、

$$L_d = L_{d0} - L_{d1} i_q \dots\dots\dots (付 9)$$

で表す。(付 9) 式の第 1 項の L_{d0} は、 $i_q = 0$ の状態での i_d に対する L_d を表す式であり、直軸に対する横軸の干渉がない場合の L_d に相当する。これは、

$$L_{d0} = A_{d0} + B_{d0}/(i_d^2 + C_{d0} i_d + D_{d0}) \dots\dots\dots (付 10)$$

で表す。 $A_{d0}, B_{d0}, C_{d0}, D_{d0}$ は定数である。一方、(付 9) 式の第 2 項の $L_{d1} i_q$ は横軸の干渉による L_d の減少分であり、 L_{d1} は各 i_d が流れている状態での i_q に対する L_d を直線近似したときの傾きである。これについては、

$$L_{d1} = B_{d1}/(i_d^2 + C_{d1} i_d + D_{d1}) \dots\dots\dots (付 11)$$

で表す。 B_{d1}, C_{d1}, D_{d1} は定数である。

L_q についても同様に、

$$L_q = L_{q0} - L_{q1} i_d \dots\dots\dots (付 12)$$

で表す。ただし、(付 12) 式の第 1 項の L_{q0} は、 $i_d = 0$ の

状態での i_q に対する L_q を表す式であり、横軸に対する直軸の干渉がない場合における L_q に相当し、

$$L_{q0} = A_{q0} + B_{q0}/(i_q^2 + C_{q0} i_q + D_{q0}) \dots\dots\dots (付 13)$$

で表す。 $A_{q0}, B_{q0}, C_{q0}, D_{q0}$ は定数である。一方、 L_{q1} は、各 i_q が流れている状態での i_d に対する L_q を直線近似したときの傾きを表す式であり、

$$L_{q1} = B_{q1}/(i_q^2 + C_{q1} i_q + D_{q1}) \dots\dots\dots (付 14)$$

で表す。 B_{q1}, C_{q1}, D_{q1} は定数である。(付 12) 式の第 2 項の $L_{q1} i_d$ は、直軸の干渉による L_q の減少分に相当する。

上述した (付 9) 式～(付 14) 式の定数は、〈2・2〉節および〈2・3〉節で述べた方法による測定値から連立方程式を解く、あるいは最小二乗法によって同定することで容易に決定できる。

本論文では、 L_{d0} および L_{q0} を表す式として、べき級数ではなく分数式を用いたが、これは次の理由による。まず、リラクタンスモータの各軸のインダクタンスの変化は、鉄心の磁化特性に起因するものである。このため、各軸の電流を零から増加させていったときのインダクタンスは、初期透磁率の影響で最初に一旦上昇した後、磁気飽和の影響で減少に転じ、徐々に一定値に近づいてゆくと考えられる。したがって、このような変化を表すための近似式には、 $i > 0$ で 1 つの極値と 1 つの変曲点を有し、 $i = \infty$ における値が有限であるという性質を持つものが望ましい。このような性質はべき級数では表現し得ないことから、本論文では分数式を用いることとした。また、 L_{d1} および L_{q1} についても前述した性質を有していることが望ましく、便宜上 L_{d0} および L_{q0} と同様、分数式を用いるものとした。ただし、 $i = \infty$ における L_{d1} および L_{q1} については零であると考えらるべきである。このため、 L_{d1} および L_{q1} を表す式については (付 10) 式および (付 13) 式の第 1 項を省いた形の式とした。

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。

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。