Reluctance Network Analysis Model of a Switched Reluctance Motor Taking Account of Iron Loss

S. Fujio, K. Nakamura, and O. Ichinokura

Graduate School of Engineering, Tohoku University, Aoba6-6-05, Aramaki, Aoba-ku, Sendai 980-8579, Japan

This paper presents a method for calculating the iron loss characteristics of a switched reluctance (SR) motor based on reluctance network analysis (RNA). The RNA model of the SR motor consists of a multiple number of nonlinear reluctances and magnetomotive forces (MMFs) exerted by a winding current. In addition to these elements, magnetic inductances that express the magnetic hysteresis are incorporated into the model. The RNA model of the SR motor is combined with its drive circuit and motion calculation circuits in SPICE, which is a general-purpose circuit simulator. Using the electromagnetic and motion-coupled models, we can calculate dynamic characteristics, including iron loss, quickly and accurately. We evaluate the validity of the proposed method by comparing the result with measured values.

Key words: switched reluctance (SR) motor, reluctance network analysis (RNA), iron loss, SPICE

磁気ヒステリシスを考慮したスイッチトリラクタンスモータのRNAモデル

藤尾真也, 中村健二, 一ノ倉理

東北大学大学院工学研究科, 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05 (〒980-8579)

1. はじめに

スイッチトリラクタンス (SR) モータは, 固定子, 回転子ともに突極構造を有しており, 磁気回路の磁気抵抗変化に起因するリラクタンストルクを利用して回転するモータである. 巻線は固定子極にのみ集中巻され, 回転子には巻線や永久磁石を必要としない. 従って, SRモータは構造が極めて簡単で堅牢かつ安価, 高速回転に適する, 耐熱性に優れるなどの特長を有している^{1),2)}. また, 近年のパワーエレクトロニクス技術の進展により, モータのきめ細やかな制御が可能になり, これまで指摘されていたトルクリプルや騒音などの問題についても改善が進んでいる^{3),4)}. そのため, 最近では洗濯機や掃除機などへの実用化も始まっており, 今後は電気自動車や電動二輪車への応用も期待されている⁵⁾⁻⁷⁾.

一般にモータの最適設計法としては, 有限要素法 (FEM) を用いたモータ形状の最適化などが挙げられるが, SRモータの場合には, 励磁条件によってもモータ特性が大きく左右されるため, モータ形状の最適設計に加えて, 駆動回路であるコンバータや制御系まで含めたシステム全体の最適設計が必要不可欠である. 最近では, モータ運転状態での電磁界解析も可能な有限要素法プログラムもいくつか市販されているが, 良好な計算精度を得るためには十分な計算機容量と計算時間を必要とする. また, 制御系まで含めた解析については, 現状の有限要素法では必ずしも容易ではなく, 簡便かつ高速で精度の高い解析手法が望まれる.

これに対して, 磁気回路法は起磁力と磁束の関係を集中定数回路で扱うことにより, 機器内部の磁気現象を巨視的に解析する手法である. 機器の形状を反映したシンプルな解析モデルが構築できるため, 簡便な計算で機器の動作原理を容易に把握することができる. 外部の電気・電子回路との連成解析も容易であり, 計算にはSPICEなどの汎用の回路シミュレータを利用できる.

上記の考えに基づき, 筆者らは解析対象である電気機器を複数の要素に分割し, それぞれを磁気抵抗に置き換えることで, 機器

全体を一つの磁気抵抗回路網としてモデル化して解析する, いわゆるリラクタンスネットワーク解析 (以下, RNAと略記) によるSRモータの動特性算定手法について検討を進めている^{8),9)}. 本手法を用いれば, 駆動回路の挙動からモータ内部の磁束分布, トルクおよび速度の変動までも同時に計算することができる.

本稿では, 従来のSRモータのRNAモデルを改良し, 鉄損まで考慮可能なモデルについて検討を行ったので報告する.

2. SRモータの構造と原理

Fig. 1に, 考察に使用した固定子6極, 回転子4極の三相SRモータを示す. 磁心材質は, 厚さ0.35 mmの無方向性電磁鋼板である. Fig. 2は, SRモータの駆動回路である非対称ハーフブリッジコンバータである. 以下の考察では, A相の固定子極と回転子極が対向したときの回転子位置角を $\theta = 0^\circ$ とし, 時計回りの方向を回転の正方向とする. この場合, A相のインダクタンスは $\theta = 0^\circ$ で最大, $\theta = \pm 45^\circ$ で最小になる. Fig. 3に, A相の巻線インダクタンスの回転子位置角 θ に対する変化と, 励磁電圧, および巻線電流の概略波形を示す. 図中の V_{dc} は励磁電圧の振幅である. θ_w および θ_b は, それぞれ励磁幅および励磁開始角である.

SRモータの一相当りのトルク τ は, 磁気特性を線形と仮定すれば, 以下の式で与えられる.

Fig. 1 Specifications of the 6/4-pole SR motor used in the calculation.

Fig. 2 Drive circuit for the SR motor.

Fig. 3 Schematic diagram of phase-A inductance, exciting voltage, and winding current relative to the rotor angle.

$$\tau = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (1)$$

従って、インダクタンスの傾きが正の領域で励磁を行えば、回転方向と同一のトルクが得られる。

3. RNAに基づくSRモータの動特性算定手法^{8), 9)}

3.1 RNAモデルの導出方法

以下では、先に筆者らが提案したSRモータのRNAモデルの導出方法と、駆動回路並びに回転運動系を結合した電気 - 磁気 - 運動連成解析手法について述べる。

まずFig. 4に示すように、SRモータをいくつかの要素に分割し、それぞれの要素を寸法および材料の磁気特性で決まる非線形磁気抵抗で置き換える。非線形磁気抵抗の導出方法については、以下の通りである。

鉄心の非線形磁気特性を考慮すると、 $B-H$ 曲線は次の式で近似できる。

$$H = \alpha_1 B + \alpha_m B^m \quad (2)$$

ここで、 α_1 および α_m は係数である。次数 m は3以上の奇数であり、磁気特性の非線形性の強さに応じて適切に選ぶ必要があるが、ここでは $m=7$ とした。磁路の断面積を S 、長さを l とすれば、起磁力 f_m 、磁気抵抗 R_m 、および磁束 ϕ の関係は、(2)式に基づき次式で与えられる。

$$\begin{aligned} f_m &= R_m \phi \\ &= \left(\frac{\alpha_1 l}{S} + \frac{\alpha_7 l}{S^7} \phi^6 \right) \phi. \end{aligned} \quad (3)$$

上式の括弧内が非線形磁気抵抗に相当する。

次いで、磁極周辺の磁気抵抗の導出方法であるが、SRモータは突極構造を有することから、回転子位置角により磁極周辺の磁束分布がダイナミックに変化する。Fig. 5に、固定子極と回転子極の一部が対向した位置関係にあるときの磁極周辺の磁束の流れを示す。同図より、磁束は極同士が対向した部分に集中して流れることがわかる。これにより極先端部では磁気飽和が生じ易くなるため、解析においてもこれを考慮できるようにモデリングする必要がある。

Fig. 6に磁極周辺の要素分割と、これに対応した磁気回路を示す。上述の磁気飽和を考慮するために、極先端部は2つの要素に分割する。また、空隙部はフリンジング磁束も考慮するため、3つの要素に分割した。なお、これらの要素の寸法は回転子位置角によって変化するため、鉄心部については非線形の可変磁気抵抗、空隙部については線形の可変磁気抵抗で置き換える。

以上により、導出されたSRモータのRNAモデルをFig. 7に示す。同図中の従属電源は、巻線電流による起磁力である。また、固定子極からヨークおよび隣接する極への漏れ磁束も無視できないため、同図に示すように極間および極 - ヨーク間に漏れ磁気抵抗を配置した。

Fig. 4 Element division of the motor iron.

Fig. 5 Diagram of the flux flow around stator and rotor poles in the case of partial overlapping.

Fig. 6 Element division around poles and the corresponding magnetic circuit.

(6)式よりRNAにおいては、モデル中の磁気抵抗 R_m にインダクタンス R_m' を直列に接続することによって、ヒステリシスループが表現できることが了解される。

次に、係数 β_1 の導出方法について述べる。 β_1 は、材料の鉄損曲線(W_i - B_m 曲線)から求めることができる¹¹⁾。但し、通常各鉄鋼メーカーより提供されている鉄損曲線は、磁束密度波形が正弦波の場合のみであり、Fig. 10に示したような歪み波の場合の鉄損曲線は、別途何らかの方法で求める必要がある。本稿では、以下の手順に従って求めた。

まず、Fig. 10に示したモータ各部の磁束密度波形をフーリエ級数に展開し、各調波の振幅 B_{km} を算出する。得られた B_{km} から第 k 調波の鉄損 w_{ki} は、次式を用いて計算できる。

$$w_{ki} = A_h k f B_{km}^n + A_e (k f)^2 B_{km}^2 \quad (n=1.6 \sim 2.0) \quad (7)$$

ここで、 A_h はヒステリシス損係数、 A_e は渦電流損係数であり、本稿では加工劣化の影響を考慮するため実測値を用いている。次いで、各調波の鉄損 w_{ki} の和から全体の鉄損 W_i を求める。上記の計算を最大磁束密度 B_m を種々変えて行えば、磁束密度波形に対応した鉄損曲線を得ることができる。最後に、導出した鉄損曲線を適切な関数で近似すれば、磁束密度波形に固有の β_1 を求めることができる。

鉄損曲線を近似する関数は、次のようにして導くことができる。鉄損 W_i は、Fig. 11の B - H 曲線で囲まれた部分の面積であり、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} W_i &= \frac{1}{Tq} \int_{B(t=0)}^{B(t=T)} H dB \\ &= \frac{1}{TG_m} \int_{\phi(t=0)}^{\phi(t=T)} f_m d\phi. \end{aligned} \quad (8)$$

上式中の q は磁心の重量密度、 G_m は磁心の重量である。また、任意の磁束密度波形はフーリエ級数を用いて、次式で表すことができる。

$$B = B_m \left\{ b_0' + \sum_{k=1}^n (b_k' \cos \omega k t + a_k' \sin \omega k t) \right\}. \quad (9)$$

B_m は最大磁束密度、 ω は角速度、 b_0' 、 b_k' および a_k' は係数である。よって、(8)式に(6)式および(9)式を代入すれば、鉄損 W_i は最大磁束密度 B_m の関数として、次式で与えられる。

$$W_i = \left\{ \frac{2\pi^2}{q} \beta_1 \sum_{k=1}^n (b_k'^2 + a_k'^2) k^2 \right\} f^2 B_m^2. \quad (10)$$

従って、(10)式を用いて鉄損曲線を近似すれば、係数 β_1 を求めることができる。

Fig. 12に、回転数が3300 rpmの場合における、モータ各部の磁束密度波形に対応した鉄損曲線と、(10)式から求めた近似曲線を示す。種々の回転数についても同様に β_1 を算出すれば、回転数に対する依存性を得ることができる。Fig. 13に、各回転数に対する β_1 の値を示す。この図から、 β_1 は回転数、すなわち周波数に反比例することが了解される。

以上のようにして導出した、鉄損まで考慮可能なSRモータのRNAモデルをFig. 14に示す。Fig. 7の従来モデルと比較して、ヒステリシスループを表現するためのインダクタンスが、磁気回

路の各部に挿入されていることがわかる。このモデルにおいて鉄損は、磁気回路中のインダクタンスに蓄えられるエネルギーから算出される。

Fig. 11 Schematic diagram of the B - H curve.

Fig. 12 Iron loss curves and approximated curves (at 3300 rpm).

Fig. 13 β_1 versus rotational speed characteristics.

Fig. 14 RNA model of the SR motor taking account of iron loss.

4.2 鉄損の算定結果

Fig. 15 に励磁電圧 60 V, 励磁開始角 37.2 deg., 励磁幅 30 deg. とした場合の SR モータの鉄損特性の算定値と実測値を示す. 実測値については機械損を分離した値であり, 測定のばらつきをエラーバーで示している. この結果を見ると, 算定値と実測値は定性的にも定量的にもおおむね良好に一致していることが了解される.

Fig. 15 Iron loss versus torque characteristics.

5. まとめ

以上, 鉄損を考慮した SR モータの RNA モデルの導出方法について述べ, 実測値との比較から本モデルの妥当性について検討を行った.

従来, 磁束密度が正弦波の場合の鉄損曲線は既知であり, ここから導出されるインダクタンスを, 磁気回路の磁気抵抗に対して直列に接続することで, 鉄損を算定することは可能であった. 今回新たに行った検討により, 磁束密度が歪み波の場合であっても, 任意の歪み波に対応した鉄損曲線を導出することが可能になり, この鉄損曲線から求めたインダクタンスを用いれば, SR モータの鉄損を精度良く算定できることが明らかになった.

従って, 本手法を用いれば SR モータ単体の効率や, 駆動回路まで含めたモータドライブシステム全体の効率についても評価が可能になり, システムの最適設計に有用であると考えられる.

References

- 1) R. C. Becerra, M. Ehsani, and T. J. E. Miller, *IEEE Trans. Power Electron.*, **8**, 257 (1993).
- 2) N. Matsui and Y. Takeda, *IEE Japan*, **118-D**, 685 (1998) [in Japanese].
- 3) S. Mir, M. E. Elbuluk, and I. Husain, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **35**, 461 (1999).
- 4) K. M. Rahman and S. E. Schulz, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **38**, 1062 (2002).
- 5) Y. Akiyama and T. Kuroda, *The Paper of Technical Meeting on Rotating Machinery, IEE Japan*, RM-99-28 (1999) [in Japanese].
- 6) S. S. Ramamurthy and J. C. Balda, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **37**, 1256 (2001).
- 7) K. Nakamura, Y. Suzuki, H. Goto and O. Ichinokura, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, **290-291**, 1334 (2005).
- 8) K. Nakamura, K. Kimura, and O. Ichinokura, *The Paper of Technical Meeting on Rotating Machinery, IEE Japan*, RM-04-47 (2004) [in Japanese].
- 9) K. Nakamura, K. Kimura and O. Ichinokura, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, **290-291**, 1309 (2005).
- 10) T. Tsukii, K. Nakamura, and O. Ichinokura, *T. IEE Japan*, **122-D**, 16 (2002) [in Japanese].
- 11) K. Tajima, O. Ichinokura, A. Kaga, and Y. Anazawa, *J. Magn. Soc. Jpn.*, **19**, 553 (1995) [in Japanese].

2005年10月19日受理, 2005年11月15日採録