

スイッチトリラクタンスモータの鉄損特性に関する考察

Iron Loss of a Switched Reluctance Motor

中村和平・須山昌平*・渡辺忠昭・郭海蛟・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 05 (〒980-8579)

*現川崎重工業 (株), 神戸市中央区東川崎町 1-1-3 (〒650-8680)

W. Nakamura, S. Suyama*, T. Watanabe, H. J. Guo, and O. Ichinokura

Graduate School of Engng., Tohoku Univ., Aoba 05, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579, Japan

*Kawasaki Heavy Ind., Higashikawasaki-1-3, Chuo-ku, Kobe, 650-8680, Japan

(2000年10月6日受理, 2001年1月24日採録)

The switched reluctance motor (SRM) exhibits various desirable features, including simple construction, high reliability, and low cost. However, it has not been widely used in practical applications because of its large torque ripple, noise, and low power factor. Furthermore, the optimum design has not been clarified. In this paper, we calculate fundamental equations for the characteristics of the SRM under a simple assumption. On the basis of these fundamental equations, we consider the relation between efficiency and loss.

Key words: switched reluctance motor, iron loss, efficiency

1. まえがき

近年, ロボット, 産業用機械, 自動車, OA 機器などの先端分野でモータの需要が増大し, それとともに, モータの制御性の向上, 効率の改善, 静音化, 保守性の向上などが強く望まれている。

制御性に関しては, パワーエレクトロニクス技術の発達により, 高性能な可変電圧可変周波数電源が登場し, 交流電動機においても従来の直流の電動機と同様の制御性が実現されるようになった。そのため, 保守性が良好な交流電動機が広く用いられるようになった。その中で現在, 安価な可変速電動機としてリラクタンスモータが注目されている^{1)~3)}。

リラクタンスモータは, 磁気回路の磁気抵抗の変化に起因するリラクタンストルクを利用した一種の同期電動機である。そのうちの1つであるスイッチトリラクタンスモータ (以下 SRM と略す) は, 回転子固定子共に突極構造を有し, 回転子に同期電動機のような界磁巻線や永久磁石を持っていない。従って, 構造が簡単, 堅牢で安価, 高速回転や振動, 高温等の厳しい環境下でも使用可能という利点を持つ。

また, 効率に関しては, 回転子銅損が無いこと, 誘導電動機と比較して高効率の可能性を有しており, 試作機では90%程度の効率の報告例も見られる^{4), 5)}。

しかし, 突極構造のためトルクリプルが生じ, 磁気吸引力と反発力による騒音も大きいなどの欠点も指摘されている。

そのために従来は, 航空機のスタータや燃料ポンプなど, 比較的限られた用途でのみ使用されるのみであった。しかしながら近年, パワーエレクトロニクスの進展により, モータのきめ細かい制御が可能になり, トルクリプルや振動を抑制する駆動方式の提案が相次ぎ^{6)~9)}, 米国では洗濯機

用モータとして採用されるようになった。しかし, SRMの最適設計に必要な損失に関する検討は, 必ずしも十分ではないようである。

本論文では, 簡単な仮定に基づいて SRM の特性を算出し, 実測値と比較検討を行った。また, 本手法の特性算出より得られた式及び実測値から鉄損特性及び効率と損失の関係について検討を行った。

2. SRMの基本式

Fig. 1 に実験及び計算に用いた SRM の構造と諸元を示す。巻線は集中巻とした。固定子は6極, 回転子は4極の3相 SRM であり, 固定子, 回転子の磁心材質には, 無方向性ケイ素鋼板の 35RM290 を用いている。Fig. 2 に SRM の駆動用コンバータの回路構成を示す。各相とも巻線は直列結線とし, 駆動回路は SRM に一般的に使用される非対称ハーフブリッジコンバータである。

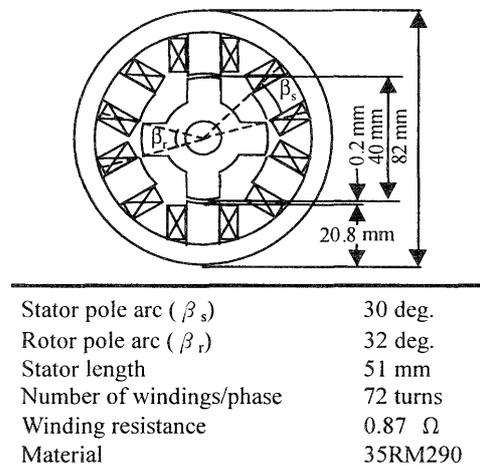


Fig. 1 Structure of the SRM with parameters.

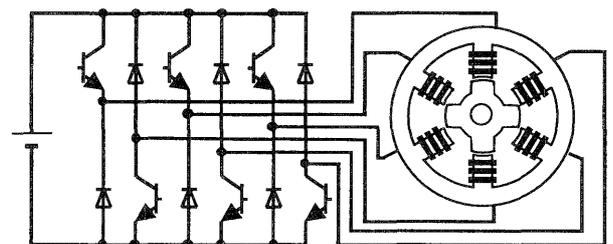


Fig. 2 Driving circuit of the SRM.

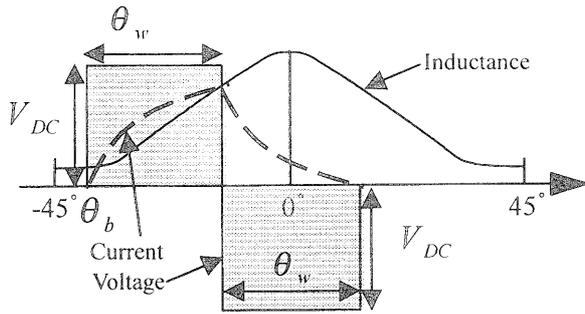


Fig. 3 Relation between inductance and voltage.

Fig. 3 に回転子位置に対するインダクタンス特性と励磁電圧, および励磁電流の概略の波形を示す. ここで, 固定子と回転子の極が対向している位置角を 0 deg. としている. SRM は突極構造を有するため同図のごとく, 回転子の回転に伴い, 固定子と回転子からなる磁気回路の磁気抵抗が変化する. 回転子と固定子が対向する 0 deg. ではインダクタンス L が最大に, 非対向である 45 deg. ではインダクタンス L が最小になる. 磁気特性を線形とした場合, SRM の一相あたりのリラクタンストルク $T(\theta)$ は,

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

と与えられる. ここで i は, 巻線電流である.

磁気特性を線形, かつ損失を無視すれば, 回転子位置角に対する電流 i は以下の式を用いて算出できる.

$$\int V dt = N\phi = L(\theta) i \quad (2)$$

ここで, N は一相あたりの巻線数, ϕ は磁束, V は巻線の両端にかかる電圧, $L(\theta)$ はインダクタンスである. (2)式を $\theta = \omega t$ (ω は角速度) を用いて変形すると, i は,

$$i = \frac{1}{\omega} \int V d\theta \frac{1}{L(\theta)} \quad (3)$$

となる. 次に励磁開始角が θ_b , 励磁パルス幅が θ_w の時の印加電圧が Fig. 3 のような波形になるとすれば,

$$V = \begin{cases} +V_{DC} & (\theta_b \leq \theta < \theta_b + \theta_w) \\ -V_{DC} & (\theta_b + \theta_w \leq \theta < \theta_b + 2\theta_w) \\ 0 & (-\pi/4 < \theta < \theta_b, \theta_b + 2\theta_w \leq \theta \leq \pi/4) \end{cases} \quad (4)$$

と表すことができる. (4)式を(3)式に代入すると,

$$i = \begin{cases} \frac{V_{DC}}{\omega} \frac{(\theta - \theta_b)}{L(\theta)} & (\theta_b \leq \theta < \theta_b + \theta_w) \\ \frac{V_{DC}}{\omega} \frac{(2\theta_w + \theta_b - \theta)}{L(\theta)} & (\theta_b + \theta_w \leq \theta < \theta_b + 2\theta_w) \\ 0 & (-\pi/4 < \theta < \theta_b, \theta_b + 2\theta_w \leq \theta \leq \pi/4) \end{cases} \quad (5)$$

が得られる. (5)式から, 電流 i は電源電圧 V_{DC} , 角速度 ω , インダクタンス $L(\theta)$, 及び回転子位置 θ によって決定することができる. (1)式で表されたリラクタンストルクに(3)式を代入すると,

$$T = \frac{1}{2\omega^2} \frac{\left\{ \int V d\theta \right\}^2}{\{L(\theta)\}^2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (6)$$

が得られる. このトルク T に関して, インダクタンスの一周期で積分して平均を取り, 3相分の平均トルクを取ると,

$$T = \frac{V_{DC}^2}{2\omega^2} \left[\int_{\theta_b}^{\theta_b + \theta_w} \frac{(\theta - \theta_b)^2}{\{L(\theta)\}^2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} d\theta + \int_{\theta_b + \theta_w}^{\theta_b + 2\theta_w} \frac{(2\theta_w + \theta_b - \theta)^2}{\{L(\theta)\}^2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} d\theta \right] \times 3 \frac{\pi}{2} \quad (7)$$

が得られる. (7)式の[]内を $F(\theta_b, \theta_w)$ において整理し, 角速度 ω について解くと,

$$\omega = \frac{\sqrt{3} V_{DC}}{\sqrt{\pi T}} \sqrt{F(\theta_b, \theta_w)} \quad (8)$$

が得られる. (8)式から回転数(角速度 ω) は, 電源電圧 V_{DC} に比例し, トルク T の平方根に反比例することがわかる.

(8)式から出力特性の算出式は以下のように導出される.

$$P = \omega T = \sqrt{\frac{6T}{\pi}} V_{DC} \sqrt{F(\theta_b, \theta_w)} \quad (9)$$

(9)式から, 出力は電源電圧 V_{DC} に比例し, トルク T の平方根に比例することが了解される.

(5)式で求めた電流の式に(8)式を代入すると

$$i = \begin{cases} \frac{(\theta - \theta_b)}{L(\theta)} \frac{\sqrt{\pi T}}{\sqrt{6F(\theta_b, \theta_w)}} & (\theta_b \leq \theta < \theta_b + \theta_w) \\ \frac{(2\theta_w + \theta_b - \theta)}{L(\theta)} \frac{\sqrt{\pi T}}{\sqrt{6F(\theta_b, \theta_w)}} & (\theta_b + \theta_w \leq \theta < \theta_b + 2\theta_w) \\ 0 & (-\pi/4 < \theta < \theta_b, \theta_b + 2\theta_w \leq \theta \leq \pi/4) \end{cases} \quad (10)$$

となる. (10)式は, 負荷トルクが等しい場合, 電流 i は電源電圧 V_{DC} に依存しないことを示す. また, 電流 i はトルク T の平方根に比例することがわかる. 従って, 電流実効値についても同様のことが言える.

磁気特性を線形とした場合, 固定子極部の最大磁束密度 B_m の式は,

$$B_m = \frac{\phi_m}{S} = \frac{L(\theta)}{NS} = \frac{V_{DC} \theta_w}{\omega NS} \quad (11)$$

と表すことができる. ただし, S は固定子極の断面積である. (11)式に(8)式を代入すると,

$$B_m = \frac{\theta_w \sqrt{\pi T}}{\sqrt{3} NS \sqrt{F(\theta_b, \theta_w)}} \quad (12)$$

となる. (12)式から最大磁束密度 B_m は, トルク T の平方根に比例し, トルクが等しい場合には電源電圧 V_{DC} に依存しないことが了解される.

3. SRMの特性

以上の基本式に基づいて, 以下ではSRMの特性について考察する. Fig. 4 にSRMの特性測定システムを示す. #1のパワーメータで各相の巻線電圧, 巻線電流, 及び電力を測定する. #2のパワーメータでは, 電圧を各相固定子極部のサーチコイル電圧(68 turns)から, 電流は各相の巻線電流から得ている. それにより, 測定電力は銅損を除いた入力を得ることができ, その電力から出力, 機械損を除く

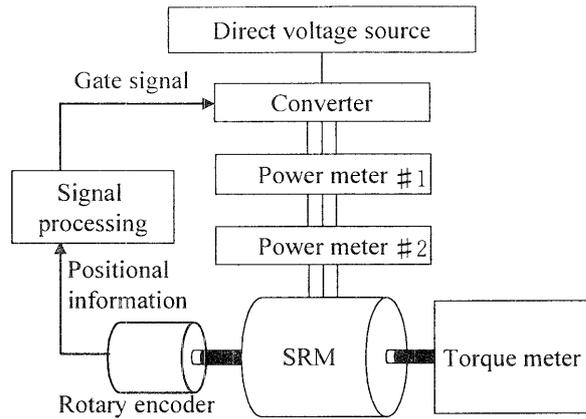


Fig. 4 Measurement system.

ことにより、鉄損値を測定することができる。今回は、機械損の少ないベアリングを用いて、低回転で測定を行っているため、機械損は無視できるものとする。また、サーチコイルの電圧平均値 \bar{E} から以下の式を用いて固定子極部の最大磁束密度 B_m を測定している。

$$B_m = \frac{\bar{E}}{2NSf} \quad (13)$$

ただし、 N はサーチコイルの巻数、 f はスイッチング周波数、 S は固定子極部の断面積である。

励磁開始角 -37.2 deg 、励磁幅を 30 deg とした場合のトルク-速度特性を Fig. 5 に示す。測定に際しては、電源電圧をパラメータとしている。本手法を用いて算出した計算値を実線で、実測値を点で示す。計算値と実測値は、定性的にも定量的にも良好に一致しており、本手法による特性算出の妥当性が了解される。

Fig. 6 に出力特性を示す。実測値と計算値は良好に一致しており、(9)式から出力特性は、電圧に比例し、負荷トルクの平方根に比例することが了解される。

Fig. 7 に固定子極部の最大磁束密度特性を示す。これを見ると計算値と実測値は、定性的に一致していることがわかる。高負荷トルク部では、若干の差異が見られた。この原因については、本手法の特性算出は材料の磁気特性が線形という仮定の下で行っており、材料の磁気飽和を考慮していないためと考えられる。

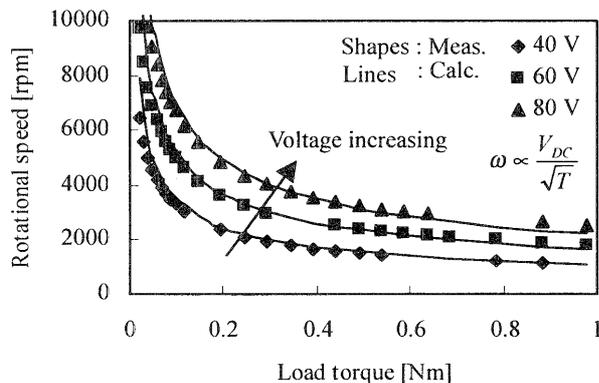


Fig. 5 Torque vs. rotational speed characteristics.

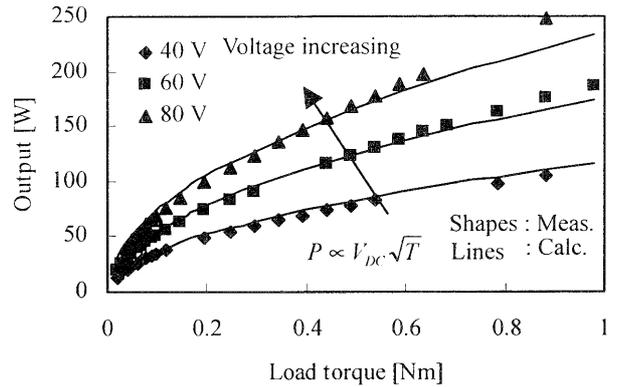


Fig. 6 Torque vs. output characteristics.

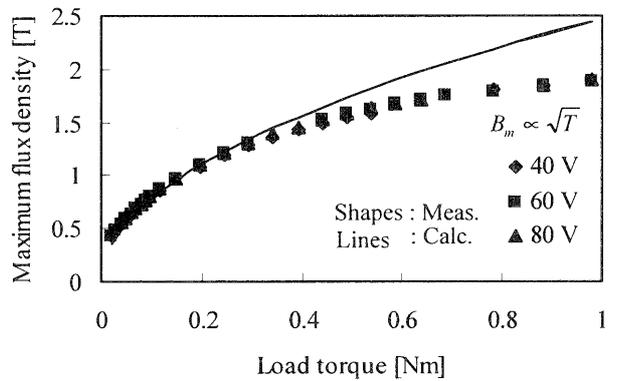


Fig. 7 Torque vs. maximum flux density characteristics.

4. SRMの損失に関する考察

(10)式によると電流実効値 I_{rms} は、負荷トルクの平方根に比例し、電圧には依存しない。このことから銅損の近似式は、

$$RI_{rms}^2 \propto T \quad (14)$$

と得られる。ここで、 R は巻線抵抗である。励磁開始角 -37.2 deg 、励磁幅を 30 deg とした場合の銅損特性を Fig. 8 に示す。同図と(14)式より、銅損は負荷トルクに比例することが了解される。

機械損が小さいものと仮定すれば、銅損及び出力を除い

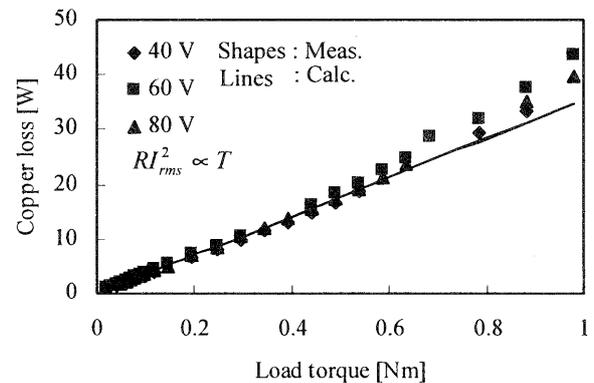


Fig. 8 Torque vs. copper loss characteristics.

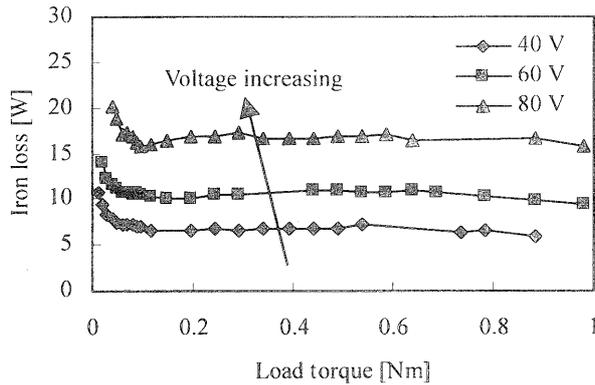


Fig. 9 Torque vs. iron loss characteristics.

た入力は鉄損であり、これはヒステリシス損失 W_h と渦電流損失 W_c に分けられる。以下にその近似式を示す。

$$W_h \propto f B_m^2 \quad (15)$$

$$W_c \propto f^2 B_m^2 \quad (16)$$

(8)式及び(12)式によると、スイッチング周波数 f 及び最大磁束密度 B_m の近似式は、

$$f \propto \frac{V_{DC}}{\sqrt{T}} \quad (17)$$

$$B_m \propto \sqrt{T} \quad (18)$$

と表される。従って、(15)式～(18)式より負荷トルクが増加しても、渦電流損が支配的ならば、鉄損は負荷トルクによらず一定であることが推測できる。Fig. 9 に得られた鉄損特性を示す。これを見ると、回転数が高く、機械損が多い軽負荷時を除けば、ほぼ一定になっており、この結果の妥当性が了解される。

以上より、SRM の効率 η は、負荷トルク T に対して次式で表すことができる。

$$\eta = \frac{P}{P + W_i + RI_{rms}^2} = \frac{\beta\sqrt{T}}{\beta\sqrt{T} + W_i + \alpha T} \quad (19)$$

ただし、 α 、 β は任意の定数で、 W_i は鉄損値である。また、鉄損 W_i は、負荷トルクに対して一定としている。(19)式より負荷トルクに対して効率が最大となる条件は、

$$W_i = RI_{rms}^2 \quad (20)$$

となることがわかる。励磁開始角 -37.2 deg, 励磁幅を 30 deg, 及び電源電圧 80 V とした場合の効率曲線を Fig. 10 に示す。この図から銅損と鉄損が等しいときに効率が最大になっていることが了解される。

5. まとめ

以上、簡単な仮定に基づいて SRM の動作特性の基本式を導出した。これらの式による計算値は、実測値と良好な一致を示した。さらにこれらの式に基づき鉄損、銅損ならびに効率について検討を行い、銅損と鉄損が等しい時に、効率が最大になることを明らかにした。本論文の考察は、最適設計に有用と考えられる。

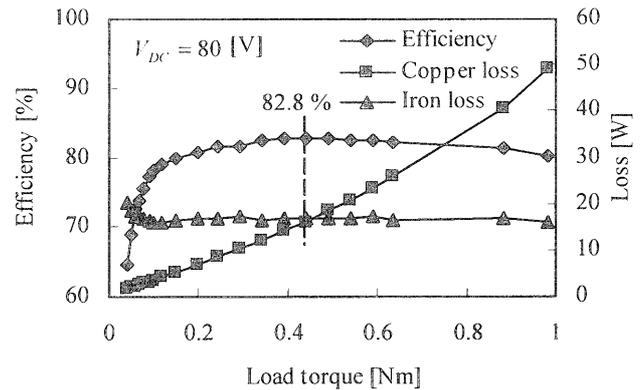


Fig. 10 Torque vs. efficiency and loss characteristics.

文献

- 1) 松井信行, 武田洋二: 電気学会論文誌, 118-D, 6, 685 (1998).
- 2) 松井信行, 千葉明, 武田洋二: 電気学会論文, 114-D, 824, (1994).
- 3) 武田洋二: 平成8年度電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, S12-1, (1996).
- 4) 後藤貴裕, 佐藤史佳, 千葉明, 深尾正: 平成11年電気学会全国大会講演論文集, 1090 (1999).
- 5) Y. Murai, J. Cheng, M. Yoshida: *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 35, No.1, 78 (1999).
- 6) C. Pollock and C. Y. Wu: *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 33, 477 (1997).
- 7) O. C. Kjaer, J. J. Gribble and T. J. E. Miller: *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 33, 1585 (1997).
- 8) K. Russa, I. Husain and M. E. Elbuluk: *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 34, 1105 (1998).
- 9) S. Mir, M. E. Elbuluk and I. Husain: *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 35, 461 (1999).
- 10) 一ノ倉理, 木村守, 渡辺忠昭, 家名田敏昭: 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-99-98 (1999).
- 11) 須山昌平, 家名田敏昭, 渡辺忠昭, 郭海蛟, 一ノ倉理: 電気学会回転機研究会資料, RM-99-92 (1999).