GA による 0.1mm ギャップ長 SR モータの最適設計

久米 晋矢* 小坂 卓* 松井 信行* 鹿山 透**

Optimum Design Approach for Switched Reluctance Motor with 0.1mm Airgap

Akiya Kume*, Takasi Kosaka*, Nobuyuki Matui*, Toru Shikayama**

Abstract - This paper presents an improved optimum design approach based on genetic algorithm for Switched Reluctance Motor (SRM) with 0.1mm airgap. A simple nonlinear magnetic analysis and an iron loss prediction employed in the previous approach had problems in terms of their analytical accuracies for SRM with short airgap. To improve the computational accuracy, it is reconsidered that how to determine the geometry of a saturable permeance tip in the simple nonlinear magnetic analysis and the coefficients of hysteresis and eddy current losses for iron loss calculation. As a result, it is demonstrated that the computational accuracy of the improved approach is as high as that of 3D FEM. Finally, a 400W SRM with 0.1mm gap is redesigned, by which high efficiency more than 88% at the rated operating point is realized.

キーワード : SRモータ, 0.1mmギャップ, 高効率, 最適設計, 遺伝的アルゴリズム

Keywords : switched reluctance motor, 0.1mm airgap, high efficiency, optimum design, genetic algorithm

1. まえがき

スイッチトリラクタンスモータ(以下 SR モータと略記)は永久磁石を有さず鉄と銅線のみで構成されるため、永久磁石モータに比べ構造が簡単かつ堅牢で、電磁設計時に磁石減磁を考慮する必要がないといった特徴がある。このことから、熱の放散が困難である真空中用途向けの安価な可変速駆動源として期待できる。

筆者らは、現行 400Wクラスの永久磁石サーボモータと性能互換なSRサーボモータの開発を検討してきた。その設計手法としてGAによる最適構造設計法を提案し、2つの四相 8/6 極SRモータ設計試作機(ギャップ長: 0.3mm及び 0.1mm)を用いた実験により提案手法の有用性を検証してきた^[1,2]。いずれの試作機においても対象永久磁石サーボモータの最大N-T特性は満足し、定格動作点 3000rpm-1.27Nmにおける効率は、特に短ギャップ長 (0.1mm)の採用により 85%まで向上した。しかし、この場合の設計結果は、GAにおける形状探索条件 100 世代に対して 12 世代終了時のものであること、また試作機実験検討から短ギャップ長化による提案磁気解析精度の低下及び鉄損の過大評価などの問題から、準最適形状であった。

本稿では、磁気解析法及び鉄損評価法を見直し、提案手法を 0.1mm ギャップ長に対応した最適構造設計法の改善策について検討している。定格動作点 3000rpm-1.27Nm での効率 90%を目標に、0.1mm ギャップ長 SR モータの再設計を行い、提案手法の有用性を 3D-FEM との比較により検証している。

2. 鉄損を考慮した SR モータの最適構造設計

〈2・1〉 SRモータの設計条件 図 1 に示す 400Wクラス永久磁石サーボモータの最大N-T特性を満足し、かつ運転頻度の高い代表動作点 (同図白点) における効率 90%達成を設計目標としてSRモータの最適構造設計を行う。設計制約条件を表 1 に示す。高効率化実現のため、四相 8/6 極構造の 0.1mmギャップ長を採用し、対象永久磁石サーボモータと同一規格とするため、固定子外径 D_{so} 、モータ積厚 L 、シャフト径 D_{sh} は同表のように制約を設けている。駆動方式は、マルチパルス電圧駆動とし、非対称H-ブリッジ回路への入力直流電圧を 282.8V、スイッチングデバイスの最大電流定格を 8.0Aとしている。最適化する設計パラメータは図 2 に示す固定子と回転子の突極開角 β_s , β_r , 突極高 D_s , D_r , 固定子ヨーク厚 D_{ys} とした。回転子ヨーク厚 D_{yr} は D_s , D_r , D_{ys} から自動的に設定される従属パラメータである。

〈2・2〉 GAによるSRモータ最適設計の概略 筆者らは既にSRモータ対象のバックカリキュレータとして簡易非線形磁気解析法及び簡易運転特性解析法の連携解析を採用したGAによる最適構造設計を提案しその有用性を検証してきた^[1,2]。提案手法では、図 3 のフローチャートに示す

* 名古屋工業大学
〒466-8555 愛知県名古屋市昭和区御器所町
Nagoya Institute of Technology,
Gokiso, Showa, Nagoya, Aichi, 466-8555

** 株式会社安川電機
〒803-8530 福岡県北九州市小倉北区大手町 12-1
YASKAWA ELECTRIC CORPORATION,
12-1 Ote, Kokurakita, Kitakyusyu, Fukuoka, 803-8530

図1 要求最大速度-トルク特性と代表動作点
Fig.1. Necessary maximum N-T curve and frequent drive points.

図2 設計パラメータ
Fig.2. Design parameters.

表1 設計制約条件
Table.1. Design restrictions.

Dimensional & material constraints	Stator outer diameter D_{so} [mm]	80
	Minimum stator yoke thickness D_{ys} [mm]	5
	Stack length L [mm]	40
	Shaft diameter D_{sh} [mm]	14
	Air gap length g [mm]	0.1
	Copper wire diameter (inc. coating) [mm]	0.495
Limitations on power circuit	Coil-filling factor	0.6
	Inverter bus voltage V_{dc} [V]	282.8
	Maximum current in SW device I_{dc-max} [A]	8.0

ように、形状最適化 GA と制御パラメータ最適化 GA の 2 つの GA ループを組み合わせることで構造と制御の両方を同時に最適化しており、鉄損評価を組み込むことで、鉄損も考慮した SR モータの最適構造設計法を構成している。

任意の入力形状に対して運転特性を支配する磁化特性を算出する簡易非線形磁気解析については冒頭で述べたように、ギャップ長を 0.1mm としたことで解析精度の低下が見られた。磁気解析における SR モータの非線形ギャップパーミアンモデルを図 4 に示す。図示のように磁気解析モデルでは、モータ形状を直線近似展開しており、固定子から回転子突極側面へ渡る磁路長を実際の磁路長に近づけるために回転子側面角度 σ を設けている。 $P_{gA} \sim P_{gG}$: ギャップパーミアン、 P_{ll} , P_{lr} : 固定子突極間漏れパーミアン、 P_s ,

P_r : 固定子及び回転子突極根元部パーミアン、 P_{iA} , P_{iB} : 可飽和パーミアン、 T_s , T_r : 固定子及び回転子突極幅、 I_s : 固定子突極間幅、 X_A , X_B : P_{iA} 及び P_{iB} の磁路幅、 X : 回転子変位、 Y : P_{iA} 及び P_{iB} の磁路長となっている。磁気解析精度を 0.1mm ギャップ長 SR モータ設計に対応するよう改善するため、回転子位置 $\theta=50^\circ$ で電流 1.8A, 4.8A, 7.8A を通電した時の 2D-FEM 磁束密度コンター図との比較検討を図 5 に示す。同図からわかるように、電流レベルの上昇につれて突極先端部の飽和領域が周方向に広がっている。このことから、従来磁気解析の問題点は P_{iB} の磁路幅 X_B をギャップ長 g に固定していたことと推測できる。しかし、 P_{iA} と P_{iB} の磁束密度に何らかの関係を持たせて X_B を決定しようとする収束計算が複雑となり、計算時間の長大化が予想される。そこで、FEM によるケーススタディーに基づき、代表動作点における使用電流領域である 4A 以下の磁化特性の解析精度を考慮して、 X_B を 0.35mm 一定値とした。磁気解析改善前後の磁化特性の比較を図 6 に示す。同図より、改善前に比べ部分対向状態 ($\theta=43.3^\circ \sim 53.3^\circ$) における解析精度が大幅に向上し、磁化特性の最大誤差は 17.2% から 5.1% まで改善された。なお、0.3mm ギャップモデルに対しても解析精度の向上を確認している。

〈2・3〉 最適形状設計に対する適合度評価法 探索対象とする形状パラメータ β_s , β_r , h_s , h_r , D_{ys} の探索範囲は機械的強度を考慮し表 2 に示す値とした。同表に示す bit 数は各

図3 提案手法のフローチャート
Fig.3. Flowchart of proposed design approach.

図4 非線形ギャップパーミアンズモデル
Fig.4. Nonlinear gap permeance model.

図 5 2D-FEMによる磁束密度コンター図

Fig.5. Flux density counter diagram obtained by 2D-FEM.

探索範囲を表現するbit数であり, 1 個体の染色体は合計 38bit で構成される。初期集団は 50 個体, 形状探索ループ終了条件は $M_{\text{end}}=100$ 世代としている。

図 7 は、遺伝的操作により任意生成されたモータ設計形状パラメータに対する適合度の評価フローチャートである。評価値の計算法については、参考文献[2]を参照されたい。すべての速度条件において要求最大トルクを満たした形状のみが最大効率評価へ移り、図 1 の代表動作点 3 点における最大効率 η_k を運転特性解析及び鉄損評価法により算出する。ここでも、電源制約条件の下、代表動作点で鉄損を考慮した最大効率を実現する制御パラメータオートチューニングが GA によって同時になされている。

〈2・4〉 最適制御パラメータの適合評価法 チューニングを対象とした制御パラメータは、SRモータの電圧制御パラメータ(θ , θ_c , d^*)である。各パラメータの探索範囲は、SRモータの基本駆動原理に基づき表 3 のように設定している。3 つの制御パラメータを組み合わせた 24bit からなる染色体の初期集団を 40 個体とし、終了条件を $M_{end}=200$ 世代としている。

設計形状及び電源仕様の制約の下、代表動作点での効率を最大とする高効率制御性能を評価指標とした GA による制御パラメータオートチューニングのフローチャートを図 8 に示す。最大トルクの実現性をクリアした個体については

(a) Before improvement

(b) After improvement

図6 2D-FEMと提案手法の磁化特性比較

Fig.6. Comparisons between magnetizing curves calculated by proposed analysis and 2D-FEM.

すべてに対して効率評価を行う必要があるが、提案磁気解析法から磁束密度分布を得て鉄損評価を行うため、提案鉄損評価法は比較的長い解析時間を要する。今回、定格動作点 3000rpm-1.27Nm における効率 90% を目標に設計を行うため、銅損については試作機設計段階よりも小さい 30W を閾値とし、それを超えるものについては鉄損計算を行わずに最適形状候補から除いて解析時間の短縮を図っている。

提案鉄損評価法では、従来交流機で一般的に用いられる次式のSteinmetzの鉄損評価式を出発点としている^[3]。

$$P_i = \sigma_h \cdot \left(\frac{f}{100}\right) \cdot B_m^{a+bB_m} + \sigma_e \cdot \left(\frac{f}{100}\right)^2 \cdot B_m^2 \quad [\text{W/kg}] \dots\dots (1)$$

ただし、 σ_h ：ヒステリシス損係数、 σ_e ：渦電流損係数、 f ：磁束密度の周波数、 B_m ：磁束密度の振幅であり、第一項がヒステリシス損、第二項が渦電流損にあたる。冒頭で述べたように、提案鉄損評価法では鉄損の過大評価が問題となっている。この要因の一つとして鉄損係数の見直しを図るため、JMAG内蔵のFEM鉄損解析ツールと同等の解析精度を得ることを目的に、FEM鉄損データベースから鉄損係数

表 2 設計パラメータ探索範囲と割当てられた遺伝子数
Table.2. Search ranges and number of assigned gene for design parameters.

Design parameters	Search ranges	No. of assigned bit
Stator pole arc β_s	$0 \sim 360/N_R$ [°]	9 [bit]
Rotor pole arc β_r	$0 \sim 360/N_R$ [°]	9 [bit]
Stator pole depth D_s	$3 \sim 9$ [mm]	7 [bit]
Rotor pole depth D_r	$3 \sim 9$ [mm]	7 [bit]
Stator yoke thickness D_{ys}	$5 \sim 9$ [mm]	6 [bit]

* : N_R is No. of rotor pole

図 7 最適形状設計GAループにおける適応度の評価フローチャート
Fig.7. Flowchart of fitness calculations in GA –based optimum design.

を算出した。FEM鉄損解析ツールは、材料データベースとして提供されている電磁鋼板の周波数毎の鉄損データから鉄損を求めている。試作機に使用されている電磁鋼板 35H360 の単位体積あたりの鉄損データには、ヒステリシス損と渦電流損を含有しているが、ヒステリシス損は周波数の 1 乗、渦電流損は周波数の 2 乗に比例することを考慮すれば、鉄損 P_i と磁束密度 B の間には次式の関係が成り立つ。

$$P_i = a(B) \times f + b(B, f) \times f^2 \dots\dots\dots (2)$$

上式の両辺を f で割ると、

$$P_i / f = a(B) + b(B, f) \times f \dots\dots\dots (3)$$

となり、横軸 f 、縦軸 P_i / f とすると、図 9 のような直線が得られるので、その切片を $a(B)$ 、傾きを $b(B, f)$ として導出し、(2)式より鉄損を求める方法がFEM鉄損解析ツールである。

表 3 制御パラメータ探索範囲と割当てられた遺伝子数
Table.3. Search ranges and number of assigned gene for control parameters.

Control parameters	Search ranges	No. of assigned bit
PWM duty d^*	$0 \sim 100$ [%]	8 [bit]
Turn-on angle θ_0	$180/N_R \sim 225/N_R$ [°]	8 [bit]
Commutation angle θ_c	$300/N_R \sim 345/N_R$ [°]	8 [bit]

図 8 最適制御パラメータ探索GAループにおける適合度の評価フローチャート
Fig.8. Flowchart of fitness calculations in GA –based control parameters optimization.

一方、提案鉄損評価法は(1)式のSteinmetzの鉄損評価式を用いているため、この式に対応する鉄損係数をJMAG鉄損データベースより算出する。図 9 の磁束密度 $B = 0.5, 1.0, 1.5$ の直線からそれぞれ切片と傾きを読み取り、切片を $B^2/100$ 、傾きを $(B/100)^2$ で除して各磁束密度での鉄損係数を算出し、3 つの平均値を代表鉄損係数として計算の簡素化を図っている。以上により求めた新鉄損係数は表 4 のようになり、図 10 に示す 2D-FEMとの鉄損値の比較から改善した鉄損評価法が良好な解析精度を有していることがわかる。

3. 試作機実験による精度検証

改善したSRモータ最適構造設計法の解析精度の検証を行う。0.1mmギャップ長SRモータ試作機形状において、最大効率及び損失の解析値と実測値の比較を図 11 に示す。同図(c)からわかるように、簡易非線形磁気解析法及び鉄損評価

表 4 新旧鉄損係数の比較

Table.4. Comparisons between old and new iron loss coefficients.

	Coefficient of hysteresis loss		Coefficient of Eddy current loss	
	York	Teeth	York	Teeth
Old coefficient of iron loss	1.5	2.5	1.47	2.57
New coefficient of iron loss	3.21		0.59

図 9 ヒステリシス損と渦電流損の分離

Fig.9. Separation of hysteresis loss and eddy current loss.

図 10 2D-FEMと提案手法の鉄損値比較

Fig.10. Comparisons between iron losses calculated by proposed analysis and 2D-FEM.

法の見直しにより、提案手法と実測の鉄損値はほぼ一致し、改善した提案手法が良好な解析精度を有していることがわかる。しかし、銅損については実測値よりも低く、効率が実測値に比べ若干高い値となっている。これは、図 12 に示すような試作時の磁化特性の劣化により、実験時には 400W を出力するのに解析値よりも大きな電流が必要となるためである。電流実効値の 2 乗に比例する銅損が解析値よりも大きくなり、効率が低下したものと考えられる。磁化特性

(a) Efficiency

(b) Copper loss

(c) Iron loss

図 11 効率及び損失の解析値と実測値の比較

Fig.11. Comparisons between efficiency and losses calculated by proposed analysis and 2D-FEM.

図 12 提案手法と試作機の磁化特性比較

Fig.12. Comparisons between magnetizing curves calculated by proposed analysis and measured with test machine.

の劣化は製造加工時に起こるもので、磁化特性がどの程度劣化するかは予測できないため、この現象を考慮することは困難であり、提案手法では理想磁化特性を用いている。また、改善前の効率解析値が実測値に近い値となっているのは、鉄損の過大評価及び理想磁化特性を用いたことによる銅損の低下が偶然にも相殺した結果であり、正当な評価ではないことに注意されたい。

4. 0.1mm ギャップ長 SR モータの再設計

改善した提案手法を用いて、0.1mm ギャップ長 SR モータの再設計を行った。図 13 に示す試作設計と再設計の形状が

ギャップ長設計対応の解析精度改善策について検討した。改善した提案手法を用いて、0.1mm ギャップ長 SR モータの再設計を行うことで、解析上定格動作点 3000rpm-1.27Nm での効率 88%を達成した。今後は、コア材料などの変更により一層の効率向上を目指し、試作機によって提案手法の有用性を明らかにするとともに、効率 90%の実現性を検討する。

(2007 年 6 月 2 日発表)

文 献

- [1] T.Kosaka, T.Shikayama, T.Nakagami, Y.Kano, N.Matsui : "GA-based Computer Aided Autonomous Electromagnetic Design of Switched Reluctance Servomotor Drives", Conf. Record of 39th IEEE IAS annual meeting, Vol.I, pp.416-423 (2004)
- [2] 若山裕史・小坂卓・松井信行・加納善明・鹿山透 : 「鉄損を考慮した短ギャップ長高効率 SR モータの最適構造設計」, 電気学会回転機研究会資料, RM-06-53, pp.77-82 (2006)
- [3] Y.Hayashi, T.J.E.Miller : "A New Approach to Calculating Core Losses in the SRM", IEEE Trans. on IA, Vol.31, No.5, pp.1039-1046(1995)

図 13 試作機形状と再設計形状の比較

Fig.13. Comparisons shape of test machine and redesigned machine.

図 14 再設計形状における効率及び損失の比較

Fig.14. Comparisons between efficiency and loss calculated by proposed analysis and 3D-FEM.

らわかるように、再設計では鉄損計算精度の改善により鉄損の過大評価が解消され、ターン数を増加させて銅損を低減するよう設計されている。再設計形状における効率及び損失の 3D-FEM との比較を図 14 に示す。同図から、再設計形状においても、提案手法は良好な解析精度を有していることがわかる。

再設計により定格動作点 3000rpm-1.27Nm での効率は 88% となり、製造加工時の磁化特性の劣化を考慮しても前回設計時より 1~2%の効率向上が見込める。

5. あとがき

本稿では、既に提案の GA による SR モータの最適構造設計法を出発点に、磁気解析法及び鉄損評価法について、短

【質 疑】

(株)ダイキン環境・空調技術研究所 浅野氏

【質問1】 ギャップ 0.3 と 0.1 で力率はどうか変わったか。

【回答1】 図 15, 図 16 に 0.3mm ギャップおよび 0.1mm ギャップ試作機の同一出力時(1.27Nm-3000rpm)におけるエネルギー変換ループを示す。エネルギー変換ループとは、図中実線のループのことで、回転子位置と対応する瞬時電流値によって描くことができる。参考文献[1]の pp.20-22 によれば、電源の供給するエネルギーは青色の部分の面積で、エネルギー変換ループで囲まれる面積が機械出力に変換されるエネルギーに対応するものであり、その面積比が力率に相当すると説明されております。図 15 と図 16 を比較してみると、0.3mm ギャップに比べ 0.1mm ギャップ試作機の方がより少ない電源供給エネルギーで同一出力を実現しており、0.1mm ギャップを採用することで大幅に力率改善されていることがわかります。

図 15 0.3mm ギャップ試作機のエネルギー変換ループ
Fig.15. Energy conversion loop of 0.3mm gap machine.

図 16 0.1mm ギャップ試作機のエネルギー変換ループ
Fig.16. Energy conversion loop of 0.1mm gap machine.

【質問2】 サーボ用としてトルクリプルは重要だと思うが、短ギャップ SR モータはトルクリプルが大きそうであるが、どうか。

【回答2】 トルクリプルについては、基本的に電流波形シェーピング制御による抑制策を考えている。その負担を軽減するため、構造側でより制御の容易な形状を探索しておくべきとは考えるが、最適設計が複雑になるため、構造側では最大 N-T 特性、最大効率化を指標とする今回の最適設計が望ましいと考えている。

【質問3】 $X_B=0.35\text{mm}$ が最適であるとあるが、ギャップ長によらず 0.35mm か。また、負荷による違いは。

【回答3】 $X_B=0.35\text{mm}$ とすることで、0.3mm および 0.1mm ギャップ長において良好な解析精度を有していることを確認しております。しかしながら、磁路幅 X_B はギャップ長および負荷によって変化する突極の磁束密度から決定すべきであり、今後これらの関連付けが課題となっている。

【質問4】 図 4 のように直線近似するとロータとステータのヨーク長に誤差が出て、鉄損算出にも影響があると思うが、検討は。

【回答4】 直線近似展開の際、ステータ、ロータヨーク長は近似前の実寸法を用いており、鉄損の計算に影響はない。

【質問5】 鉄損係数を見直す前はどんな係数を用いていたか。

【回答5】 旧鉄損係数は電気学会資料の値を参照していましたが、参照ミスがあり誤った値を使っていました。今回はその見直しも含め、新鉄損係数を算出しました。

【質問6】 磁気解析のあらい分割で鉄損の推定精度が良いが何か工夫しているか。

【回答6】 磁束密度の高い突極部の分割数を増やして解析精度を上げています。

大阪府立大学 森本氏

【質問1】 再設計の前後で主に变化した設計パラメータは何でしょうか。また、それが高効率化に寄与した理由を定性的に説明してください。

【回答1】 再設計の前後で主に变化したパラメータは固定子の突極高の増加、回転子突極高および回転子ヨーク厚の減少である。これにともないターン数が 185 から 219 に

増加している。図 11 からわかるように、再設計前では鉄損が過大評価されており、鉄損を抑え込むように鉄心磁路を大きくして磁束密度を抑制する方策が GA によってとられた結果、ターン数を抑制してより大きな電流でトルクを実現することとなり、銅損を増加させる設計となっていた。鉄損評価精度の改善により、上記問題が解決されて、ターン数を増加させて電流を抑制し、銅損を低減する設計となった。これにより、鉄損と銅損のバランスが適正化されて、高効率化が実現されている。

参考文献

- [1] T.J.E.Miller : “Switched Reluctance Motor and their Control”, Magna Physics Publishing and Clarendon Press (1993)