サーボ用 4 相 SR モータの鉄損評価法の検討

木戸 尚宏* 小坂 卓* 加納 善明** 鹿山 透*** 松井 信行*

Some Considerations on Iron Loss Prediction Approach of 4-Phase Switched Reluctance Servomotor

Naohiro Kido*, Takashi Kosaka*, Yoshiaki Kano**, Toru Shikayama***, Nobuyuki Matsui*

Abstract –This paper examines iron losses prediction approach for switched reluctance motor. It is well known that the flux density distribution in core of SRM is intermittent triangular rather than continuous sinusoidal waveform different from conventional AC machines. The approach examined in this paper obtains the flux density distribution in the segmented core by employing 2D-FEA. Then, harmonic analysis based on Discrete Fourier Transform for the obtained flux density distribution provides flux density amplitudes for respective frequencies. Finally, the sum of iron loss in each segmented core can be calculated from Steinmetz equation as the total iron loss of machine. The comparative studies using a 4-phase switched reluctance servomotor shows that the calculated iron loss is good agreement with the measured one in spite of operating points.

キーワード : SR モータ, 鉄損計算, 有限要素解析, スタインメッツの評価式,

Keywords : switched reluctance motor, iron loss calculation, finite element analysis, Steinmetz equation

1. まえがき

筆者らは既に、小容量 SR モータの鉄損が銅損に比べて無視できることを前提に、与えられた寸法・電源制約の下で要求最大 N-T カーブを満足する真空用途向け 400WSR サーボモータを開発ターゲットとして、GA による最適構造設計法を検討し、設計試作機によりその有用性を実験的に検証してきた⁽¹⁾。しかし、実機評価試験の結果によれば、定格動作点 3000rpm-1.27Nm で、銅損 62W に対し鉄損は 40W となり、全損失の 39%を占めることが明らかとなった。低発熱化、すなわち低損失化設計の実現へ向け、鉄損の事前評価をループに含む GA の最適構造設計法の確立が課題である。

提案最適構造設計法では、GA のバックカリキュレータに簡易磁気解析法と非線形磁化特性の数式表現に基づく運転特性解析の連携解析を採用している⁽¹⁾。このため、鉄損の事前評価では、連携解析で得られる鉄心の粗分割コア要素の磁束密度時間分布に基づいて鉄損計算を行うこととなる。

本稿では、磁束密度分布が正弦波とは程遠く、間欠的な

三角波状となる SR モータの高精度な鉄損計算法の確立へ向けた予備検討を行っている。具体的には、簡易磁気解析法を 2D-FEA に置き換え、得られた SR モータ特有の鉄心各部の磁束密度分布データに基づく鉄損評価法について検討し、その鉄損評価精度を試作四相 SR サーボモータにより実験評価している。

2. 鉄損計算法

<2.1> 渦電流損の算出法

論文「A New Approach to Calculating Core Losses in the SRM」⁽²⁾によれば、各部の磁束密度分布が正弦波であるという前提の下で鉄損を求める次式の Steinmetz の評価式

$$P_{Fe} = C_h \cdot f \cdot B_m^{a+bB_m} + C_e \cdot f^2 \cdot B_m^2 \text{ [W/kg]} \quad (1)$$

において磁束密度分布が

$$B = B_m \sin(2\pi ft) \quad (2)$$

と与えられた場合、 $\overline{[dB/dt]^2}$ の平均は $2\pi^2 f^2 B_m^2$ と等しくなることに着目し、(1)式を変形した次式を出発点としている。

$$P_{Fe} = C_h \cdot f \cdot B_m^{a+bB_m} + C_{el} \cdot \left[\frac{dB}{dt} \right]^2 \text{ [W/kg]} \quad (3)$$

ただし、 $C_{el} = C_e / (2\pi^2)$

さらに、同論文では渦電流損は磁束密度分布の相違からロータ/ステータをそれぞれティース/ヨークに分けて計算

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

** 名古屋産業科学研究所
〒460-0008 愛知県名古屋市中区栄 2-10-19
Nagoya Industrial Science Research Institute,
2-10-19, Sakae Naka Nagoya Aichi 460-0008

*** 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, Ohte Kokurakita Kitakyusyu Fukuoka 803-8530

Fig.1.Core segments for flux density distribution calculation on 2D-FEA.

図1 2D-FEAによる鉄損計算時の各分割コア

を行っており、本計算では、図1に示すように各部を分割している。計算に用いる各分割コア部の磁束情報は、2D-FEA（2Dモデルを単に1mm厚引き伸ばした3Dモデル：事実上2D）により機械角一周期に対する磁束密度時間分布 $B(t)$ を得て、鉄損計算に用いている。

各分割コア部における渦電流損 P_e の計算式を示す。

$$P_e = W \cdot C_{el} \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (4)$$

ここで、 T_s : 機械角1周期[sec]、 W : 分割各部重量[kg]である。 C_{el} については、渦電流損係数をティース部 $\sigma_e=42$ 、ヨーク部 $\sigma_e=24$ とし、板厚 0.35t で補正した値を用いている。以上の計算で得られる損失値は 1/2 カット-1mm 積厚モデル分であるため、80 倍（ $2 \times 40\text{mm}$ ）してモータ全体フルモデルの損失値を算出している。各部の磁束密度時間分布 $B(t)$ は冒頭で述べたように非正弦波状となる。定常運転状態（一定速度・トルク）を考えれば、磁束密度時間分布 $B(t)$ は、機械角1周期で周期性を持つ周期関数として、フーリエ級数展開により次式で記せる。

$$B(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{n_{\max}} \left\{ A_n \cos n \frac{2\pi}{T_s} t + B_n \sin n \frac{2\pi}{T_s} t \right\} \quad (5)$$

(5)式の時間微分は次式で与えられる。

$$\frac{dB}{dt} = \sum_{n=1}^{n_{\max}} n \left\{ -A_n \sin n \frac{2\pi}{T_s} t + B_n \cos n \frac{2\pi}{T_s} t \right\} \quad (6)$$

FEA で得られる磁束密度時間分布 $B(t)$ は連続時間データではなく、機械角1周期に対するギャップ周方向要素分割数 N （=1080分割、機械角 0.3deg ピッチ相当）で規定されるサンプリング時間間隔 T_s / N 毎の離散時間データであるため、各フーリエ係数 A_n, B_n を DFT（離散フーリエ変換）によって算出している。

(6)式の最大次数 $n_{\max}$ は、以下のように決定している。まず、サンプリング定理により最大次数 $n_{\max}$ は 539 次まで考慮できる。これにより、1秒当りの機械速度 N_s [r/sec]、すなわち機械周波数 $N_s = 1/T_s$ の関係から考慮できる最大周波数 $f_{\max1}$ は $n_{\max} N_s$ となり、例えば定格速度 3000[rpm]時で $f_{\max1} = 27$ [kHz]となる。一方、変換器の PWM キャリア周波数は $f_c = 11.8$ [kHz]である。これに対応して $f_{\max2} = 12$ [kHz]に設定すると、キャリア1次成分のみを考慮し、それ以上の周波数

成分についてはノイズ分として除去することができる。サンプリング定理で決まる最大周波数 $f_{\max1}$ とキャリア1次成分相当で決めた $f_{\max2}$ のいずれか低いほうを考慮する最大周波数範囲とし、それを運転条件速度 N_s で除して、最大次数 $n_{\max}$ を決定している。

次に、最大次数 $n_{\max}$ の範囲で考慮すべき次数成分について考える。SRモータでは通常、その構造の対称性と制御条件から、各部の磁束密度時間分布の基本周波数成分は、機械周波数をロータ極数倍した成分となる。6極ロータの供試機の場合、6次成分が基本波となる。その他の調波は6次の倍次数成分となり、本鉄損計算では、6n次成分とその側帯波成分のみを考慮して計算している。

<2. 2>ヒステリシス損の算出法

先のスタインメッツの鉄損評価式（(3)式以下再掲）の第1項がヒステリシス損の評価項に相当する。

$$P_{Fe} = C_h \cdot f \cdot B_m^{a+bB_m} + C_{el} \cdot \left[\frac{dB}{dt} \right]^2 \quad [\text{W/kg}] \quad (3)$$

ここで、最大磁束密度の次数 $a+bB_m$ については、使用電磁鋼板の鉄損カーブに対する Curve Fitting で求める必要があるが、本手法では一般的な $a=2, b=0$ としている。分割各部のヒステリシス損の算出式を次式に示す。

$$\begin{aligned} P_h &= W \cdot C_h \cdot \frac{1}{T_s} \cdot \sum_{n=1}^{n_{\max}} \{ B_m^2 \cdot n \} \\ &= W \cdot C_h \cdot \frac{1}{T_s} \cdot \sum_{n=1}^{n_{\max}} \{ (A_n^2 + B_n^2) \cdot n \} \end{aligned} \quad (7)$$

ここで、分割各部重量については前述渦電流損に用いたものと同一で、渦電流損同様、分割各部でヒステリシス損を算出しており、 C_h については、ヒステリシス損係数をティース部 $\sigma_h=5.0$ 、ヨーク部 $\sigma_h=3.0$ として以下の値を用いている。

ヒステリシス損係数

$$\text{ティース部: } C_h = \frac{5.0}{100} [\text{W/kg}]$$

$$\text{ヨーク部: } C_h = \frac{3.0}{100} [\text{W/kg}]$$

A_n, B_n は、各部の磁束密度時間分布の DFT によって得られる(5)式の各フーリエ係数、最大次数 $n_{\max}$ は渦電流損計算時と同じ手法で決定している。

3. 鉄損評価結果

鉄損の評価にあたり、以下の二つの条件で評価している。

- (1) FEA への解析入力電流を、評価ポイントとした運転条件の下で測定した実電流波形とした鉄損解析評価
- (2) FEA への解析入力電流を、評価ポイントとした運転条件の下で、GAにより最適チューニングした指令電圧制御パラメータで駆動した場合に連携解析で得られた解析電流波形とした鉄損解析評価

<3. 1> (1)の評価条件下での鉄損解析評価結果

実電流波形入力下での評価の意味を述べる。完全 3D-FEA（寸法公差やエンドコイル部を含む実機の忠実再現モデル）による磁化特性の解析結果が実機の測定磁化特性と一致するという前提の下では、同一入力電流に対するモータコア各部の磁束密度時間分布は、3D-FEA と実機で一致するとみなせる。故に、実電流波形を 3D-FEA の解析入力とした鉄損解析結果が実験値と一致すれば、鉄損評価手法の妥当性が確認できる。これが実電流波形入力下での評価の意義である。しかし、試作 4 相 SR サーボモータの実測磁化特性は、3D-FEA の解析結果に対し、図 2 示すように誤差を持つ。特に、部分対向（ $40+20/3^\circ$ ）から完全対向（ 60° ）にかけての線形領域（4A 以下の低電流領域）で磁化特性誤差が顕著になる。この要因は、鋼板の打ち抜きおよびコアの焼きバメによる磁気特性（ $B-\mu$ 特性）の劣化に起因するものと考えられる。この結果、FEA へ実電流波形を入力したとしても、モータコア各部の解析磁束密度時間分布は実機のそれと異なることが予想され、仮に鉄損解析結果が実験値と一致したとしても、鉄損評価手法の妥当性を言及することは難しいことに留意されたい。

次に、鉄損解析精度の観点から実際の解析に用いた 2D-FEA（積厚 1mm モデル：事実上 2D）の完全 3D-FEA（寸法公差やエンドコイル部を含む実機忠実再現モデル）に対する互換性について述べる。図 3 は、2D-FEA と完全 3D-FEA で得られた磁化特性解析結果を比較したものである。両者の誤差は、モデルの差から明らかなように、コイルエンド漏れを主とする端部漏れ磁束に起因し、突極非対向近傍（ $40+20/3^\circ$ 以下）、すなわち突極間のギャップ磁気抵抗が大きい部分で顕著になる。一方、低電流域（4A 以下）や突極対向近傍（ $40+20/3^\circ$ 以上）では、端部漏れ磁束の影響は小さくなる。これらの傾向はモータ全磁気回路における端部漏れパーミアンスを考えることで説明できるが、詳細は割愛して結論だけ述べると、

- ① 端部漏れ磁束はモータ端部のわずかな鉄心部分を通してのみで、全鉄心体積に対して微小鉄心体積にのみ影響を与えるもので、モータ鉄心全体積中の磁束密度分布に与える影響は無視できる。

加えて、

- ② 電圧を入力に電流応答波形を解析する場合、突極非対向近傍（ $40+20/3^\circ$ 以下）の誤差、すなわちインダクタンスの誤差が電流の立ち上がり応答に与える影響は大きい。実電流波形を入力に FEA で内部磁束密度分布を解析する場合、突極非対向近傍（ $40+20/3^\circ$ 以下）での磁束密度レベルそのものが低いため、鉄損計算上の誤差の影響は極めて小さい。
- ③ 今回の評価運転ポイントにおける電流波形は瞬時的でも最大 4A 以下の低電流域（4A 以下）である。

①～③を考え合わせれば、2D-FEA と完全 3D-FEA で得られる各部の磁束密度分布は同一、すなわち鉄損解析精度は互換であると考えてよい。

5 つの代表動作点における実電流波形測定および損失分離測定試験から得られた鉄損実験値と実電流波形を入力とした鉄損解析値の比較を表 1 に示す。一例として、3000rpm-1.27Nm における実電流波形を図 4 に示す。1500～4000rpm の中速域では、鉄損計算値は実験値と良く一致する。一方、高速の 5000rpm 時では、比較的大きな誤差を生じる。この要因については、現在検討中である。300rpm 時には誤差は大きいものの、鉄損の絶対値が元来小さい運転領域であるため、最適設計のための事前評価の観点に立てば、この誤差は問題にならない。表 1 の鉄損評価結果は、誘導電動機における鉄損評価精度と同等もしくはそれ以上の良い結果であり、提案鉄損評価法は妥当であると思われる。しかし、前述のように 3D-FEA の解析磁化特性と実測磁化特性との間で誤差があることから、提案鉄損評価法が妥当であると結論付けるのは、現時点では差し控えたい。

参考までに末尾付録 1 に、実電流波形入力時の各分割コア部の磁束密度分布波形を示す。

図 2 実測および 3D-FEA による解析磁化特性比較
Fig.2. Comparisons between measured and 3D-FEA calculated magnetizing curves.

図 3 2D-FEA と 3D-FEA による解析磁化特性の比較
Fig.3. Comparisons between 2D-FEA and 3D-FEA calculated magnetizing curves.

表 1 実電流波形入力時の代表動作点における
実測-解析鉄損値の比較

Table.1. Comparisons between measured and calculated
iron losses at major operating points with exp. curr. inputs.

Operating point	Measured Core loss[W]	Calculated Core Loss[W] (Experimental Current for FEM)		
		Ph[W]	Pe[W]	Total Pi[W]
300rpm-1.27Nm	6.8	1.7	0.9	2.6
1500rpm-1.27Nm	17.6	3.6	15.8	19.4
3000rpm-1.27Nm	39.8	5.6	32.2	37.8
4000rpm-0.95Nm	46.5	5.1	40.5	45.6
5000rpm-0.76Nm	47.7	5.6	49.7	55.3

図 4 FEA 入力電流波形(実測電流波形)
Fig.4. Input current waveforms to FEA
(Experimental current)

<3. 2> (2)の評価条件下での鉄損解析評価結果

解析電流波形入力下での評価の意義を述べる。冒頭でも述べたように、鉄損事前評価法の確立とは、サーボ用途指向 SR モータの最適構造設計段階での評価法の確立を指す。最適設計段階で鉄損評価に用いる電流波形とは、いうまでもなく解析電流である。本項で用いる解析電流波形とは、図 2,3 に示した 3D-FEA によって得られた磁化特性データの数式モデルを電圧方程式に代入し、所望の動作点、すなわち所望の速度・トルク条件で、GA により決定した銅損を最小化する最適印加電圧波形で駆動した場合の解析電流波形である。ここでの解析電流波形入力下での評価の意義は、提案する鉄損解析法による最適構造設計段階での鉄損計算精度の確認となる。

FEM の入力を解析電流波形に置き換え、前節と同じ運転ポイントで評価した鉄損解析値と実験値の比較を表 2 に示す。一例として、3000rpm-1.27Nm における解析電流波形を図 5 に示す。解析電流波形は、マルチパルス電圧制御時のもので PWM 制御を解析上考慮しているが、実電流波形と比較すると明らかに、PWM キャリア成分が少ないことがわかる。この結果、解析電流波形の最大値が実電流波形よりも大きいにも関わらず、鉄損解析値が表 1 の実電流波形入力時の鉄損計算値よりも小さくなっており、実験値に

表 2 解析電流波形入力時の代表動作点における
実測-解析鉄損値の比較

Table.2. Comparisons between measured and calculated iron
losses at operating points with computed curr. inputs.

Operating point	Measured Core loss[W]	Calculated Core Loss[W] (Analytical Current for FEM)		
		Ph[W]	Pe[W]	Total Pi[W]
300rpm-1.27Nm	6.8	1.5	0.9	2.4
1500rpm-1.27Nm	17.6	3.6	12.8	16.4
3000rpm-1.27Nm	39.8	5.7	28.4	34.1
4000rpm-0.95Nm	46.5	5.7	35.4	41.1
5000rpm-0.76Nm	47.7	5.7	41.9	47.6

図 5 FEA 入力電流波形(解析電流波形)
Fig.5. Input current waveforms to FEA
(Analytical current)

比べると解析値が全体的に低くなっている。しかしながら、全体の傾向としては、比較的精度良く鉄損計算が実現できており、提案する鉄損解析法による最適設計段階での鉄損計算は、精度的に妥当なものと考えられる。参考までに末尾付録 2 に、解析電流波形入力時の各分割コア部の磁束密度分布波形を示す。

4. まとめ

IEEE 論文「A New Approach to Calculating Core Losses in the SRM」を参考に、SR モータの鉄損評価法について検討した。提案評価法は、既に提案の GA によるコンピュータ援用最適構造設計法に対応する評価法であり、試作 400W-SR サーボモータの鉄損実験値と解析値を比較により、設計段階で比較的精度の良い鉄損の事前評価が可能であることを検証した。

文 献

[1] T. Kosaka et al, "GA-based Computer Aided Autonomous Electromagnetic Design of Switched Reluctance Servomotor Drives", Conf. Record of 39th IEEE IAS annual meeting, Vol.1, pp.416-423 (2004)
[2] Y. Hayashi et al, "A New Approach to Calculating Core Losses in the SRM", IEEE Trans. on IA, Vol.31, No.5, pp.1039-1045(1995)

付録 1 : 実電流波形入力時の各分割コア部における解析磁束密度分布(3000rpm-1.27Nm)

(縦軸:磁束密度[T], 横軸:機械角[deg])

Appendix 1 : Flux density distribution calculated with measured current waveform as input in each segmented core(3000rpm-1.27Nm)

(vertical axis: flux density [T], horizontal axis: mechanical angle[deg])

Stator Teeth

Stator Yoke

Rotor Teeth

Rotor Yoke

付録 2 : 解析電流波形入力時の各分割コア部における解析磁束密度分布(3000rpm-1.27Nm)

(縦軸:磁束密度[T], 横軸:機械角[deg])

Appendix2 : Flux density distribution calculated with computed current waveform as input in each segmented core(3000rpm-1.27Nm)

(vertical axis: flux density[T], horizontal axis: mechanical angle[deg])

Stator Teeth

Stator Yoke

Rotor Teeth

Rotor Yoke

【質 疑】

質問者：三菱重工業株式会社・星野氏

【質問1】 渦電流損係数 C_e 、ヒステリシス損係数 C_h はどのように得たのか。

【回答1】 出典は電気学会資料である。

【質問2】 連携解析・鉄損計算に要する時間は？

【回答2】 磁化特性の算出に 2.1sec、運転特性解析により得る瞬時電流波形解析に要する時間は 0.063sec であり、分割コア各部における磁束情報を得るための磁気解析については、まだ未検討であるが、数秒オーダーでの鉄損計算を目標としている。

(株) ダイキン環境・空調技術研究所・浅野氏

【質問1】 実測と解析の一致が高速域では大変よく合っている。理由は何か？

【回答1】 今回の鉄損評価法では、交流機の鉄損評価で一般的なスタインメッツの方程式を出発点に、計算段階で取り扱う磁束密度分布の調波次数の設定法に焦点を当てて検討した。論文中にあるように、考慮する最大次数、さらにその次数範囲内で取り扱う主要次数成分を選択している。主要次数成分は物理的にロータ極数によって決まるもので、論文内の 4 相 8/6 極機の場合、6n 次成分に相当し、その側帯波成分を含めて求めた鉄損解析値 P_{il} が、結果的に高速域において実測値と一致した。一方、主要次数成分を含む全次数成分を考慮して計算を行った場合の鉄損値は大きく誤差を有することを確認している。このことから、主要次数成分のみを取り扱う今回の調波次数の設定法が妥当であることが、高速域における鉄損実測値と解析値が良く一致した理由と考えている。

(株) パワーシステム・木下氏

【意見】 若い研究者の姿勢として、実測値と計算値のずれの考察は見逃さず、考察することが大事。この考察から新たなヒントが得られるかもしれない。”評価法”の研究の目標は、実測値と目標値をいかに合わせるかにある。

(株) 大阪府立高専・伊与田氏

【質問1】 ヒステリシス損と渦電流損の比はどのてい

どか。

【回答2】 表 1 にあるようにヒステリシス損 5.6W、渦電流損 32.2W。
(追) 発表用資料に磁束鎖交数(flux linkage)が flux density となっていた。配布資料では訂正済。