

切に決定するのは困難であり, 経験や過去の事例に頼らざるを得ない。出力密度や出力係数の値が不適切な場合, 効率の低下や大型化のみならず, 所望の N-T 特性が得られないなどの問題が発生し, 設計の手戻りに繋がる。

これらの問題に対して, PMSM においては, 出力密度や出力係数を用いずに, モータパラメータを自動的に決定する手法が提案されている⁶⁾。この手法では, 所望の N-T 特性や許容損失, デバイス定格などを入力定数として, 磁気飽和を無視したモータパラメータの理論式を用いて各寸法を決定する。その際, 全変数をロータ径の関数として表し, 体積が最小になるようにロータ径を決定することで, 設計期間の短縮と高出力密度化を達成している。一方, SRM は飽和領域を積極的に利用するように設計や制御がされるため, 磁気飽和を無視した理論式を用いるのは適切ではない。

そこで本論文では, SRM の相数, 極数, ロータ径, ステータ径および積厚を簡易的に設計することを目的として, 出力密度や出力係数に頼らずに, 要求する N-T 特性を満たす設計手法を提案する。また, 磁気飽和度を定義し, どれだけ鉄心材料を磁気飽和させるか, つまりは, 磁気特性をどれだけ活用するかを設定できるようにする。そうすることで, 経験や過去の事例に頼らず, 使用する鉄心材料の磁気特性に合わせた設計が可能となる。また, 入力定数としては, 所望の N-T 特性, 電源電圧, 磁気飽和度, 許容最大電気周波数, 許容最大電流密度, 許容最大銅損, スロット内の巻線占積率, 材料の磁気特性の 8 個の変数であり, 出力パラメータである各寸法は有限要素法(FEM)やパーミアンスによる解析を数回行うのみで求められる。なお, 提案する設計法ではティース側面に流れる磁束の影響が小さい比較的少極の SRM を対象としているため, 比較的少極が用いられる低中容量の SRM の設計法である。加えて, 比較的少極の SRM であれば, 一般的な回転速度域においては, 鉄損が小さいと考えられるため, 提案する設計法では鉄損は無視する。なお, 高速回転用途の場合, 比較的少極だとしても, 鉄損も設計要件に考慮する必要があり, 今後, 稿を改めて報告する。

2. 提案する設計法

図 1 に速度-トルク特性(N-T 特性)の一例を示す。本研究では, 要求された N-T 特性を満たすモータを設計する手法⁷⁾を提案する。ユーザーが要求する N-T 特性は, 定格出力 P_{out} , 最大回転数 ω_{max} , 基底速度 ω_{base} により決定される。なお, 最大トルク $T_{max}(=P_{out}/\omega_{base})$, 最大回転数におけるトルク $T_{omax}(=P_{out}/\omega_{max})$ は要求パラメータから一意に決定される。

図 2 に本稿で想定する SRM の形状を示す。本稿は, 要求 N-T 特性を満たす SRM の相数 m , ステータスロット数 N_s , ロータティース数 N_r , ロータ径 D_r , ステータ径 D_s , 積厚 L_h , 巻数 N を導出する。なお, エアギャップ長 l_g は構造上の制約から決定されることから定数として扱う。モータ形状の細部であるステータおよびロータのポール幅 t_s, t_r は, 各ポールアーク角 β_s, β_r から決定でき, それらは設計範囲である

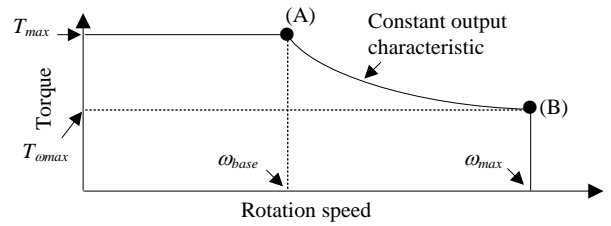


Fig. 1 Output N-T characteristics

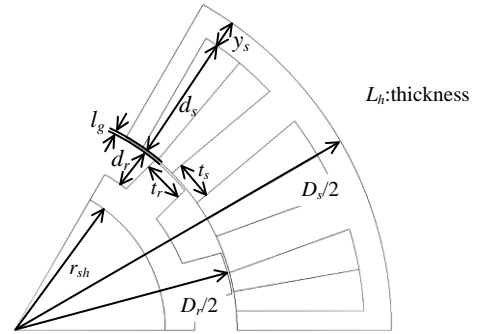


Fig. 2 Dimensions of SRM

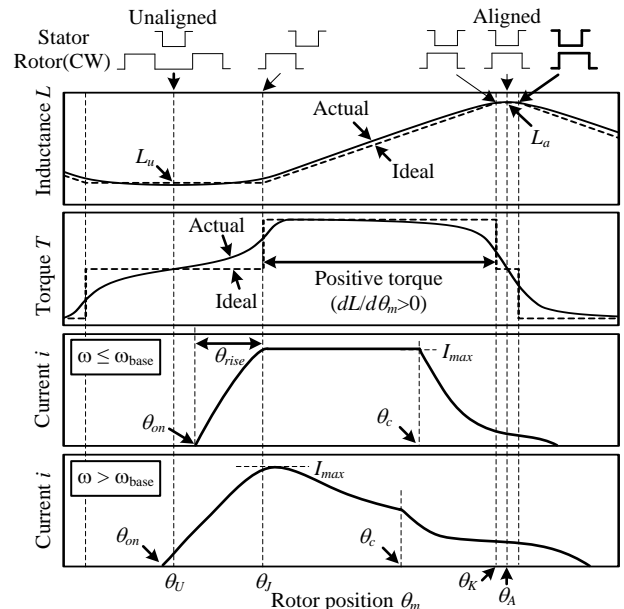


Fig. 3 Inductance distribution, torque characteristic generated when a constant current is applied, and current waveforms at each operating point (Actual: including fringing, Ideal: excluding fringing)

CORDA の三角形³⁾の中から決定する。また, バックヨーク幅 y_s やロータスロット深さ d_r , シャフト径 r_{sh} は極端な磁気飽和を抑制するために, 文献(3)に基づき決定する。これらの細部もモータ体積に若干の影響を与えるが, 細部の決定をサイズの決定と同時にを行うと, 設計フローが複雑化し, 設計期間の長期化を招く。そのため, 本稿では, 文献(3)や(5)において, 推奨値として紹介されている値を用いる。

図 3 に SRM のインダクタンス分布とトルク特性および各動作点における電流波形を示す。本稿では, 回転数が ω_{base} 以下の場合にはトルク制御に優れた台形波駆動を行い, 回転数が ω_{base} より上の場合には直流電圧を最大限利用するシングルパルス駆動を行う。なお, 台形波駆動は, 電流波高値を

一定値に制御する手法である。制御変数として電流振幅 I_{max} , 印加電圧開始角 θ_{on} , 転流角 θ_c を決定する必要がある。 I_{max} は要求 N-T 特性を満足し, かつ, 電流振幅が最小になるように決定する。一方, θ_{on}, θ_c は簡単化のため $d_{well} = \theta_c - \theta_{on}$ を一定とし, θ_{on} のみ調節する。

図 4 に磁束密度分布のコンター図とフラックスラインを示す。本稿では, トルク式の導出において, 簡単化のため, 図中に示しているティースの側面に流れる漏れ磁束は無視する。また, 磁気飽和が発生するまではコアの磁気抵抗は無視する。また, 固定子極と回転子極の対向部分で磁束密度が高くなり極先端で局所的な磁気飽和が生じる⁽⁸⁾ため, コアで飽和磁束密度に達するのは対向部分のみとする。

図 5 に磁気飽和度を考慮した要求 N-T 特性を満たす設計アルゴリズムを示す。提案する設計アルゴリズムでは, ロータ径 D_r は小型化する際の自由度として, それ以外のモータ寸法は入力定数から決定する。入力定数としては, 定格出力 P_{out} , 最大回転数 ω_{max} , 基底速度 ω_{base} , 電源電圧 V_{dc} , 磁気飽和度 α_{sat} , 許容最大電気周波数 $f_{e,max}$, 許容最大電流密度 $J_{rms,max}$, 許容最大銅損 $W_{c,max}$, スロット内の巻線占積率 k_s , 飽和磁束密度 B_{sat} がある。モータ寸法は本章の各節で, それぞれ以下のような入力定数や最適化条件から導出する。

- <2.1> 相数 m , ステータスロット数 N_s , ロータティース数 N_r : 動作点(B), 許容最大電気周波数 $f_{e,max}$
- <2.2> 積厚 L_h : 動作点(A), 磁気飽和度 α_{sat}
- <2.3> ステータ径 D_s : 動作点(A), 許容最大電流密度 $J_{rms,max}$, 許容最大銅損 $W_{c,max}$, スロット内の巻線占積率 k_s
- <2.4> 巻数 N : 動作点(A)もしくは動作点(B), 電源電圧 V_{dc}
- <2.5> ロータ径 D_r : 体積最小化

また, α_{Tmax} , α_{omax} , α_{RMS} は, 要求 N-T 特性や許容最大電流密度, 許容最大銅損を満たすために FEM やパーミアンスによる解析により調節するパラメータである。これらは, 仮決めした α_{Tmax} , α_{omax} , α_{RMS} を用いて導出したモータパラメータを元にシミュレーションモデルを作成し, 動作点(A)において, 平均トルク $T_{max,ave}$ と電流実効値 $I_{RMS, sim}$ を, 動作点(B)において, 平均トルク $T_{omax,ave}$ を解析して, それらの値を元に調節する。なお, 解析時の制御変数の設定方法とともに, <2.6>節で詳細を述べる。

<2.1> 相数 m , ステータスロット数 N_s , ロータティース数 N_r の決定法 本節では, 相数 m とステータスロット数 N_s /ロータティース数 N_r の組合せを決定する方法を説明する。一般に, N_s が多ければ多いほど, ステータバックヨーク厚を薄くでき, コイルエンド長も短くできるため, 小型化できる⁽⁹⁾。そのため, 最大回転数 ω_{max} での電気周波数 f_e が許容最大電気周波数 $f_{e,max}$ を超えない範囲内で, N_s が最大となる m と N_s/N_r の組合せを選択する。なお, 許容最大電気周波数はコントローラの処理速度やスイッチング周波数により決まる。

表 1 に一般的な相数とポールとの組合せと, それらが用いられるアプリケーションの例を示す。極数の少ないものは低から中容量に, 極数の多いものは中から大容量のアプリ

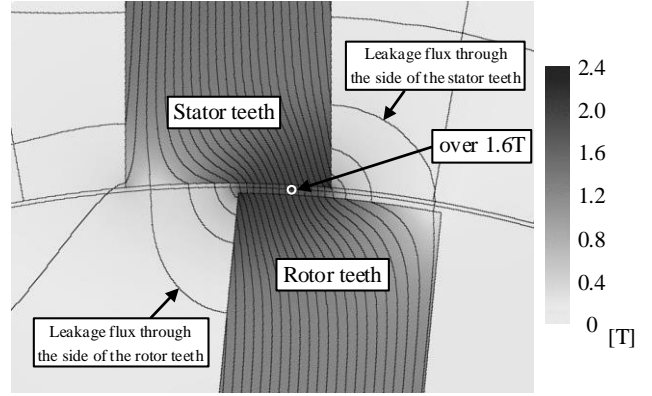


Fig. 4 Contour plots and flux lines of SRM

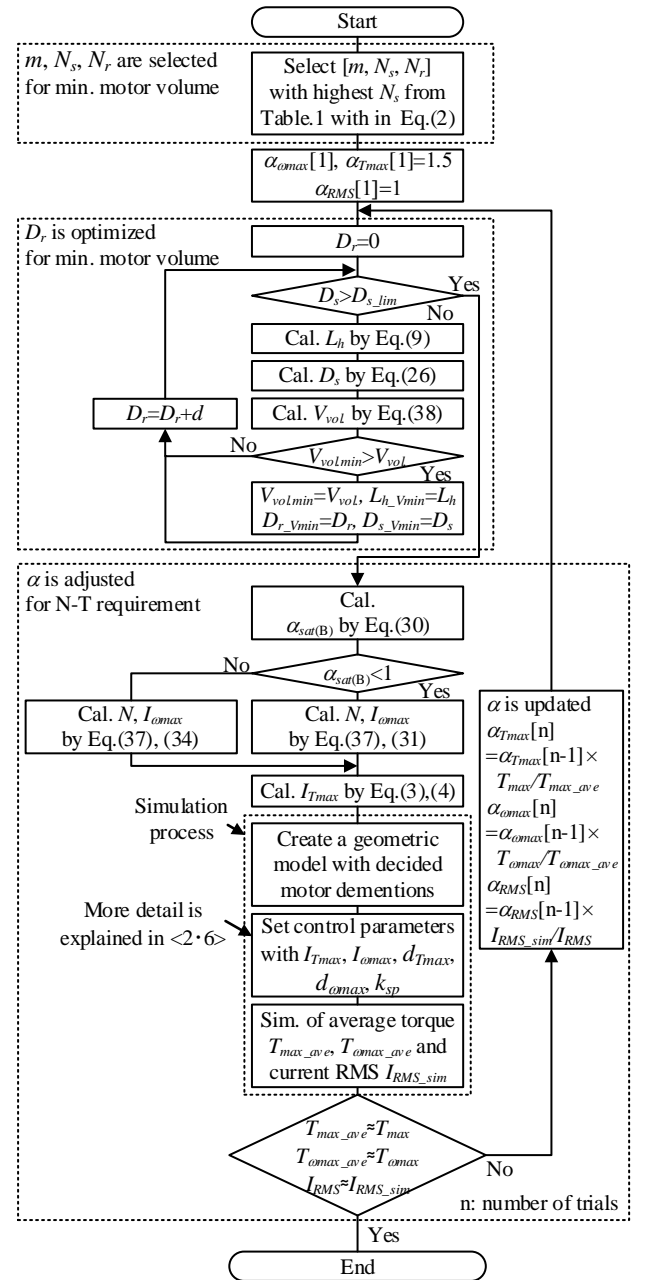


Fig. 5 Proposed design flow of SRM

ケーションに用いられる。また, 3 相 18/12 型や 4 相 16/12 型からインダクタンス比 λ (対向インダクタンスと非対向インダクタンスの比率)が悪化する⁽³⁾と報告されている。

最大回転数 ω_{max} における電気周波数は(1)式で表される。

$$f_e = \frac{\omega_{max}}{2\pi} N_r \dots\dots\dots (1)$$

ここで, 最大電気周波数 f_e は許容最大電気周波数 $f_{e,max}$ 以下である必要がある。 $f_{max} \leq f_{e,max}$ を解けば, ロータティース数 N_r が満たすべき条件式が導出でき, (2)式で表される。

$$N_r \leq \frac{2\pi f_{e,max}}{\omega_{max}} \dots\dots\dots (2)$$

上記の条件を満たせば, 表 1 に示した相数とポールとの組合せの中でどの組合せを用いても制御可能である。 N_s が多いほど小型化できるが, 多極の SRM の場合, ティース側面に流れる磁束が大きくなり, これによって非対向時のインダクタンス L_u が大きくなる。 L_u の増加は, 実電流を電流指令値まで立ち上げるのに要する時間(図 3 中の θ_{rise})の長期化やインダクタンス比 λ の悪化を招き, トルク/電流比が悪化する。本稿では, 簡単化のためティースの側面に流れる磁束は無視しており, ティース側面に流れる磁束も考慮に含めた最適設計ができない。文献(3)では, 3 相 12/8 型以下の比較的少極の SRM ではティース側面に流れる磁束は小さく, 4 相 16/12 型や 3 相 18/12 型以上の多極の SRM になると, ティース側面に流れる磁束が大きくなり, インダクタンス比 λ が悪化すると報告されている。そこで, ティース側面に流れる磁束を無視している本設計法の限界として, 3 章の SRM の設計においては 3 相 18/12 型を選択する。表 1 に示したように, 比較的少極の SRM は, 低中容量で用いられるため, 本設計法は低中容量の SRM をターゲットとした。

(2.2) 積厚 L_h の決定法 本節では, モータの積厚 L_h を決定する方法を説明する。ロータ径 D_r は自由度として与えているので, L_h はロータの大きさ, つまりはギャップ部面積を決定することになる。 L_h は, 図 1 の動作点(A) [T_{max} , ω_{base}], および, 設定した磁気飽和度 α_{sat} から導出する。

図 6 に一般的な電磁鋼板の B-H 曲線, 図 7 に SRM の磁化特性と電流振幅の関係を示す。なお, 図 7 中の電流軌跡とは, ステータ巻線に励磁が開始されてから終了するまでに電流と鎖交磁束が描く軌跡のことである。コアが磁気飽和するのは, エアギャップ中の磁束密度が飽和磁束密度 B_{sat} に達した場合であり, 飽和電流 I_{sat} は(3)式で表される⁽³⁾。

$$I_{sat} = \frac{B_{sat} l_g}{N \mu_0} \dots\dots\dots (3)$$

ここで, l_g はエアギャップ長, N は 1 ティースあたりの巻数, μ_0 は真空透磁率である。なお, 図 6 に示した電磁鋼板の B-H 曲線から分かるように, 電磁鋼板は磁気飽和した後も磁束密度は一定にはならず, 非線形性を有しているため, B_{sat} を一意に定めることはできない。そこで本稿では簡単化のため, JIS 規格において無方向性電磁鋼板の磁気特性を示す値として使われている B_{50} (磁化力 5000A/m における磁束密度)の値を B_{sat} として採用する。こうすることで, B-H 曲線の非

Table 1. Combinations of phase-numbers and pole-numbers

	m	N_s	N_r	λ [3]	Example of application
Selection of highest N_s within eq.(2)	3	6	4	High	supercharger[10]
	4	8	6	High	servo[11]
	3	12	8	High	pump[12]
	4	16	12	Low	unmanned aerial vehicle[13]
	3	18	12	Low	electric vehicle[14]
Not covered		Higher	Lower		electric vehicle[15]

λ : inductance ratio = unsaturated aligned inductance / unaligned inductance

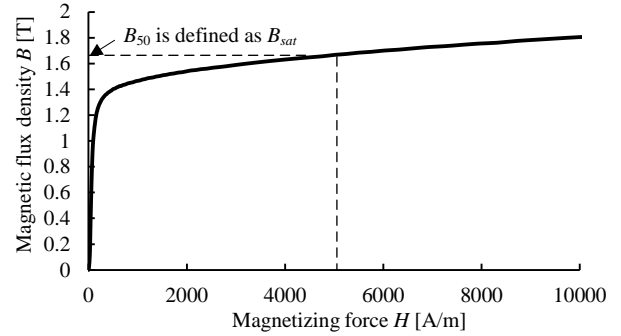


Fig.6 B-H characteristic of magnetic core (exam.: 35H300)

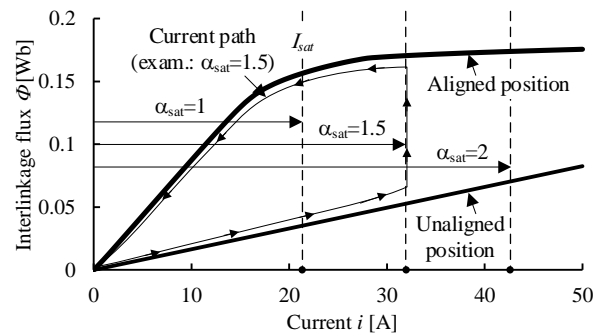


Fig.7 Relationship between current amplitude and magnetization characteristic

線形性を考慮した場合と比べ近似精度は低下するが, 使用する電磁鋼板の代表的な磁化特性を設計フローに反映できる。なお, I_{sat} におけるエアギャップ中の磁束密度である B_{50} は 1.6T を超えた値(図 6)であり, PMSM や IM におけるエアギャップ中の磁束密度と比較して非常に大きい⁽⁵⁾。SRM は磁気的突極性を利用するため, 図 4 に示したようにステータティースとロータティースが対向している磁気抵抗が小さい部分に磁束が集中する。その結果, エアギャップの磁束密度は IM では 0.5T 程度であるが, SRM では 1.6T を超える非常に高い磁束密度となる。ここで, 磁気飽和度 α_{sat} を(4)式のように定義する。

$$\alpha_{sat} = \frac{I_{T,max}}{I_{sat}} \dots\dots\dots (4)$$

ここで, $I_{T,max}$ は動作点(A)での台形波駆動における電流の波高値(図 3 の I_{max} に相当)である。実電流の波高値 I_{max} は電流ヒステリシス制御により $I_{T,max}$ に制御する。なお, (4)式における磁気飽和度 α_{sat} は入力定数としているので, $I_{T,max}$ は I_{sat} を α_{sat} 倍した値として一意に定まる。図 7 からわかるように, 磁気飽和度 α_{sat} が大きいほど, 磁化特性においてより深い磁

気飽和領域まで使えることがわかる。したがって、 α_{sat} はどれだけ鉄心材料の磁気飽和領域を使うかの指針となる。また、磁化特性における電流軌跡(図 7)の面積は平均トルクに比例するため、同じトルクを出力する場合は α_{sat} が大きいほど鉄心材料が少なく済む。

図 8 にステータティースとロータティースの位置関係を示す。トルクは回転子位置の変化に対する磁気随伴エネルギーの変化で表されるため、鎖交磁束 Φ を定式化する必要がある。電流 i が飽和電流 I_{sat} より低く、コアで磁気飽和が発生していない場合、鎖交磁束 Φ は(5)式で表される。

$$\Phi_{line}(i, \theta_m) = \frac{N_s}{m} \frac{N^2 i \mu_0}{l_g} L_h \left(\frac{D_r}{2} \right) \beta(\theta_m) \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 $\beta(\theta_m)$ はロータティースとステータティースの対向角度(図 8)である。一方、電流 i が飽和電流 I_{sat} より高く、コアで磁気飽和が発生した場合、鎖交磁束は(6)式で表される。

$$\Phi_{sat}(i, \theta_m) = \frac{N_s}{m} NB_{sat} L_h \left(\frac{D_r}{2} \right) \beta(\theta_m) \dots\dots\dots (6)$$

漏れ磁束を無視すれば、 $\beta(\theta_m)$ が θ_m の変化に対して正の変化をするトルクゾーン(図 3 中の $[\theta_l, \theta_k]$ の区間)でのみトルクが発生する。トルクゾーンにおいて、電流 i が飽和電流 I_{sat} より低く、磁気飽和が発生していない場合、(5)式より瞬時最大トルクは(7)式で表される。

$$T_{out_max} = \frac{\partial}{\partial \theta_m} \int_0^i \Phi_{line} di = \frac{N_s}{m} \frac{1}{2} \frac{N^2 \mu_0 L_h}{l_g} \left(\frac{D_r}{2} \right) i^2 \dots\dots\dots (7)$$

一方、トルクゾーンにおいて、電流 i が飽和電流 I_{sat} より高く、磁気飽和が発生した場合、(3)-(6)式から瞬時最大トルクは(8)式で表される。

$$\begin{aligned} T_{out_max} &= \frac{\partial}{\partial \theta_m} \left(\int_0^{I_{sat}} \Phi_{line} di + \int_{I_{sat}}^i \Phi_{sat} di \right) \\ &= \frac{N_s}{m} NB_{sat} L_h \left(\frac{D_r}{2} \right) \left(I_{Tmax} - \frac{1}{2} I_{sat} \right) \dots\dots\dots (8) \\ &= \frac{N_s}{m} \left(\frac{D_r}{2} \right) L_h \frac{B_{sat}^2 l_g}{\mu_0} \left(\alpha_{sat} - \frac{1}{2} \right) \end{aligned}$$

なお、(8)式は、磁気飽和を前提としているので、 $\alpha_{sat} \geq 1$ である。(8)式では、瞬時最大トルクは l_g に比例するように見えるが、(8)式は損失を考慮していないためであり、実際には、 l_g が広いほど、同一トルクを得る際に必要な電流が増加し、銅損が増加する(この理由について詳細は、付録 1. トルク/電流比を参照のこと)。結果として、 l_g を広げるとトルクは低下する。なお、ギャップを広げると銅損が増加する理由は、エアギャップ分の磁気抵抗が大きくなり、同じトルクを得る際に必要な起磁力が大きくなるためである。

表 2 に検証に用いる SRM のモータパラメータを示す。検証には、本設計法の限界としている、3 相 18/12 型を用いており、インダクタンス比は 5.32 である。

図 9 に瞬時最大トルク T_{out_max} の(7)(8)式で計算した理論値と電磁界解析の比較を示す。なお、瞬時最大トルク T_{out_max} とは、一定の電流を流しながら一回転させたときに得られる最大のトルクである。図 9 から T_{out_max} の電磁界解析結果

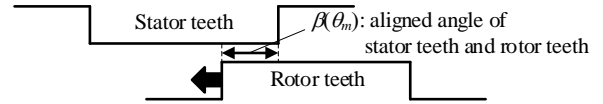


Fig.8 Positional relationship between stator teeth and rotor teeth

Table 2. Motor parameters of SRM

Output power	P_{out}	0.75kW
Maximum speed	ω_{max}	5000min ⁻¹
Base speed	ω_{base}	3000min ⁻¹
Phase-numbers and pole-number	m, N_s, N_r	3phase 18/12 type
Input voltage	V_{dc}	48V
Resistance	R	12
Inductance ratio	λ	5.32(=8.74mH/1.64mH)
Maximum current amplitude	I_{Tmax}	34.1A

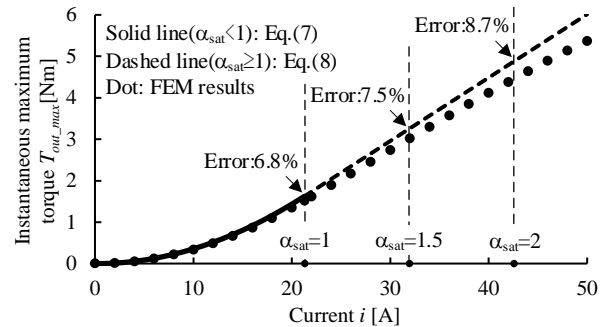


Fig.9 Instantaneous maximum torque

と(7)(8)式が概ね一致していることがわかる。なお、完全に一致しない原因として、コアの磁気抵抗を無視している点、コアで飽和磁束密度に達するのは対向した部分のみとしている点、B-H 曲線の非線形性を考慮していない点が挙げられる。SRM では大きなトルクリプルが発生するため、(7)式(8)式で表される瞬時最大トルクより平均トルクの方が小さくなる。動作点(A)における最大トルクと平均トルクの比を $\alpha_{Tmax} = T_{max_max} / T_{max}$ と定義する。また、動作点(A)においては、電流 i が飽和電流 I_{sat} より高くコアで磁気飽和が発生するとする。すると、(8)式において $T_{max_max} = \alpha_{Tmax} T_{max}$ としたうえで式変形し、モータの積厚 L_h は(9)式で表せる。

$$L_h = \frac{2m\mu_0\alpha_{Tmax}T_{max}}{N_s D_r B_{sat}^2 l_g \left(\alpha_{sat} - \frac{1}{2} \right)} \dots\dots\dots (9)$$

(9)式から、 α_{sat} が大きければ大きいほどモータの積厚を小さくすることができる。すなわち、(9)式は磁性材料の飽和領域を積極的に使うことによって小型にすることができることを表している。なお、 α_{Tmax} は数学的に求めることは困難であるため、FEM やパーミアンスによる解析を用いて決定する。具体的な方法は<2・6>節で述べる。

〈2・3〉 ステータ径 D_s の決定法 本節では、ステータ径 D_s を決定する方法を説明する。ロータ径 D_r は自由度として与えているので、 D_s はティース長さ、つまりは巻線のスロット面積を決定する。本稿では、文献(6)同様に、図 1 の動作点(A) $[T_{max}, \omega_{base}]$ において、設定した巻線占積率 k_s で、許容最大電流密度 J_{rms_max} および許容最大銅損 W_{c_max} をどちらも満たすようにスロット面積を導出する。なお、 J_{rms_max} や W_{c_max} は想定している冷却方法により決まる。

図 10 に電流振幅 I_{max} のパルス状電流を指令に与えた際の回転数と実電流波形, 図 11 にその際の回転数と電流実効値の関係を示す。本稿では, 回転数が ω_{base} 以下の場合, 台形波駆動を行う。電流波形を電流振幅 I_{Tmax} の理想的なパルス状電流だと仮定すると, 電流実効値 $I_{RMS_com.}$ は(10)式で表せる。

$$I_{RMS_com.} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T d_{Tmax}} I_{Tmax}^2 dt} = I_{Tmax} \sqrt{d_{Tmax}} \dots\dots\dots (10)$$

ここで, d_{Tmax} は電気周期とパルス幅 dwell の比率である。本稿ではパルス幅は一定とし, $d_{Tmax}=1/3$ を採用する。図 10, 図 11 から, 低速の場合, パルス状に近似でき, 非常に高い精度があることがわかる。一方, 中速域では, 電流の立ち上がりが鈍ることで電流実効値は減少する一方で, 電流の立ち下がりが鈍ることで電流実効値は増加する。これらの増減のバランスによって, 電流実効値が決定する。ここで, 電流振幅 I_{max} のパルス状電流を指令に与えた際の ω_{base} における実電流の実効値 I_{RMS} を(11)式のように定義する。

$$I_{RMS} = \alpha_{RMS} I_{RMS_com.} = \alpha_{RMS} I_{Tmax} \sqrt{d_{Tmax}} \dots\dots\dots (11)$$

ここで, α_{RMS} は, 理想的なパルス状電流だと仮定して計算した電流実効値 $I_{RMS_com.}$ と実際の電流実効値 I_{RMS} との比である。電流の立ち上がりや立ち下がりによる電流実効値の増減のバランスが一致していれば, α_{RMS} は 1 となる。しかし, 電流の立ち下がりにのみ磁気飽和の影響を大きく受けるため, これらのバランスは崩れ, α_{RMS} は 1 ではなくなる。電流の立ち上がりや立ち下がりにはオープンループであるため, 本稿で扱っている簡易的な磁化特性モデルから α_{RMS} の値を推測することは困難である。そのため, α_{RMS} は FEM やパーミアンスによる解析を用いて決定する。具体的な方法は<2・6>節で述べる。

図 12 に SRM におけるステータスロットを示す。スロットスペースは, 幅がスロット深さ d_s , 中心角が $2\pi/N_s$ の扇形部分からステータティース部分を差し引いた部分であり, 1 コイルあたりのスロット面積は, その半分であるので, (12)式で表すことができる。

$$S_{slot} = \frac{1}{2} \left[\frac{\pi}{N_s} \left\{ \left(\frac{D_c}{2} + l_g + d_s \right)^2 - \left(\frac{D_c}{2} + l_g \right)^2 \right\} - 2d_s \left(\frac{D_c}{2} + l_g \right) \sin \left(\frac{\beta_s}{2} \right) \right] \\ = \frac{\pi}{2N_s} d_s^2 + \left(\frac{\pi}{N_s} - \sin \left(\frac{\beta_s}{2} \right) \right) \left(\frac{D_c}{2} + l_g \right) d_s \dots\dots\dots (12)$$

ここで, β_s はステータポールアーク, d_s はスロット深さである。

(i) 許容最大電流密度を使用する場合

まず, 許容最大電流密度 J_{rms_max} からコイルスペースを決定する方法を説明する。なお, トルクも, 電流密度を考慮したスロット面積も, アンペアターンで決まるため, 巻数 N によらず最大トルクから導出できる。1 コイルあたりに必要なスロットスペース S_{slot_J} は(3)(4)式および(11)式から(13)式で表される。

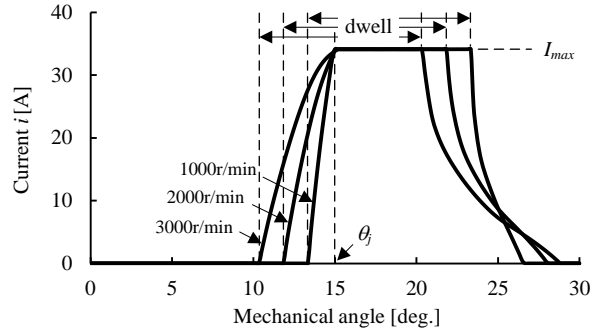


Fig.10 Current waveforms under base speed: 3000min⁻¹ ($d_{Tmax}=1/3$)

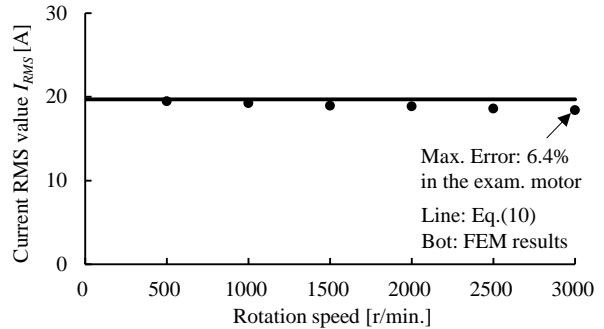


Fig. 11 Relationship between speed and current RMS value ($d_{Tmax}=1/3$)

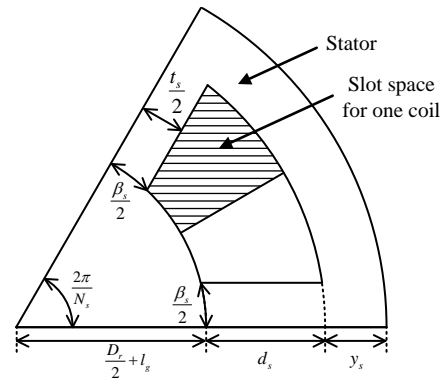


Fig.12 Stator slot of SRM

$$S_{slot_J} = \frac{S_{coil}}{k_s} = \frac{N \alpha_{RMS} I_{Tmax} \sqrt{d_{Tmax}}}{k_s J_{rms_max}} = \frac{\alpha_{RMS} \sqrt{d_{Tmax}}}{k_s J_{rms_max}} \frac{\alpha_{sat} B_{sat} l_g}{\mu_0} \dots\dots\dots (13)$$

ここで, S_{coil} はスロット内の導体面積(銅芯線面積)である。(12)式, (13)式から, $S_{slot} \geq S_{slot_J}$ を解けば, スロット深さ d_s が満たすべき条件式が導出でき, (14)式で表される。

$$A_J d_s^2 + B_J d_s + C_J \geq 0 \dots\dots\dots (14)$$

ただし,

$$A_J = \frac{\pi}{2N_s} \\ B_J = \left(\frac{\pi}{N_s} - \sin \left(\frac{\beta_s}{2} \right) \right) \left(\frac{D_c}{2} + l_g \right) \dots\dots\dots (15) \\ C_J = - \frac{\alpha_{RMS} \sqrt{d_{Tmax}}}{k_s J_{rms_max}} \frac{\alpha_{sat} B_{sat} l_g}{\mu_0}$$

したがって, 許容最大電流密度を使用する場合にスロット深さ d_s が満たすべき条件式は(16)式で表される。

$$d_s \geq \frac{-B_j + \sqrt{B_j^2 - 4A_j C_j}}{2A_j} \equiv d_{s_j} \dots\dots\dots (16)$$

なお, 許容最大電流密度の条件を満たすうち最小のスロット深さを d_{s_j} と定義する。

(ii) 許容最大銅損を使用する場合

次に, 許容最大銅損 W_{c_max} からコイルスペースを決定する方法を説明する。なお, トルクはアンペアターン, 銅損を考慮したスロット面積はアンペアターンの 2 乗で決まるため, 巻数 N によらず最大トルクの 2 乗から導出できる。

図 13 にステータティースと巻線の断面図を示す。〈2・2〉節で述べたように, 磁気飽和度 α_{sat} が大きいほど積厚が薄くなるため, コイルエンドの影響による銅損の増加が懸念される。そのため, コイルエンドの影響を定式化する。本稿では, 巻線がスロットから軸方向に突き出した片側部分の高さをコイルエンド長 L_{end} と定義する。コイルエンド長 L_{end} は部位によらず一定とすると, コイルエンド L_{end} , スロット深さ d_s , 1 コイルあたりのスロット面積 S_{slot} には, (17)式が成り立つ。

$$L_{end} d_s = S_{slot} \dots\dots\dots (17)$$

したがって, (12)式, (17)式から, コイルエンド L_{end} は(18)式が成り立つ。

$$L_{end} = \frac{\pi}{2N_s} d_s + \left(\frac{\pi}{N_s} - \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right) \right) \left(\frac{D_r}{2} + l_g \right) \dots\dots\dots (18)$$

また, 図 13 に示した 1 ターンにおける平均コイル長 L_{coil} は, (19)式で表すことができる⁽¹⁴⁾。

$$L_{coil} = 2L_h + 2t_s + \pi L_{end} \dots\dots\dots (19)$$

したがって, 1 相あたりの巻線抵抗 R_{coil} は(20)式となる。

$$R_{coil} = \frac{N_s \rho_R L_{coil} N}{m k_s S_{slot} / N} \dots\dots\dots (20)$$

ここで, ρ_R は導線の電気抵抗率である((20)式と実際の巻線抵抗との誤差は付録 2 参照のこと)。したがって, 銅損は, (11)式および(20)式から, (21)式で表すことができる。

$$W_c = m R_{coil} I_{RMS}^2 = N_s \frac{\rho_R L_{coil}}{k_s S_{slot}} (\alpha_{sat} \frac{B_{sat} l_g}{\mu_0} \alpha_{RMS} \sqrt{d_{Tmax}})^2 \dots\dots\dots (21)$$

ここで, (18)-(21)式から, $W_c \leq W_{c_max}$ を解けば, スロット深さ d_s が満たすべき条件式が導出でき, (22)式で表される。

$$A_c d_s^2 + B_c d_s + C_c \geq 0 \dots\dots\dots (22)$$

ただし,

$$\begin{aligned} A_c &= \frac{\pi}{2N_s} \\ B_c &= \left(\frac{\pi}{N_s} - \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right) \right) \left(\frac{D_r}{2} + l_g \right) - \frac{\pi^2}{2N_s} \frac{N_s \rho_R}{k_s W_{c_max}} \left(\alpha_{sat} \frac{B_{sat} l_g}{\mu_0} \alpha_{RMS} \sqrt{d_{Tmax}} \right)^2 \\ C_c &= - \left\{ 2L_h + 2t_s + \pi \left(\frac{\pi}{N_s} - \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right) \right) \left(\frac{D_r}{2} + l_g \right) \right\} \\ &\quad \frac{N_s \rho_R}{k_s W_{c_max}} \left(\alpha_{sat} \frac{B_{sat} l_g}{\mu_0} \alpha_{RMS} \sqrt{d_{Tmax}} \right)^2 \end{aligned}$$

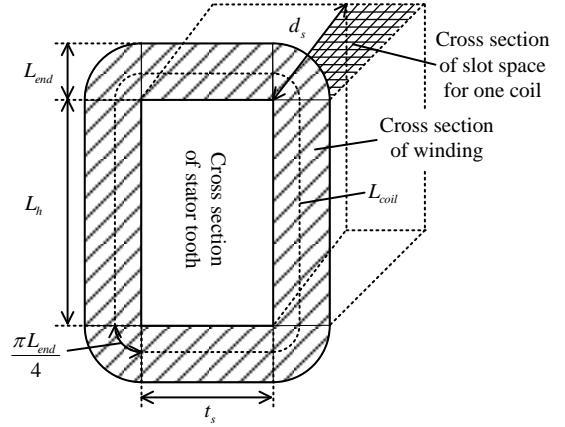


Fig.13 Cross section of stator tooth and winding of SRM

$$\dots\dots\dots (23)$$

したがって, 許容最大銅損を使用する場合にスロット深さ d_s が満たすべき条件式は(24)式で表される。

$$d_s \geq \frac{-B_c + \sqrt{B_c^2 - 4A_c C_c}}{2A_c} \equiv d_{s_c} \dots\dots\dots (24)$$

なお, 許容最大銅損の条件を満たすうち最小のスロット深さを d_{s_c} と定義する。

上記の条件を同時に満たせば, いかなるスロット深さでも許容最大電流密度以下かつ許容最大銅損以下を満足できる。しかし, 必要以上にスロット深さを大きくすると, 体積が大きくなる。したがって, 小型化するには, (16)式と(24)式の条件を同時に満たす最小のスロット深さを選択すればよい。すなわち, (16)式の許容最大電流密度の条件を満たすうち最小のスロット深さ d_{s_j} と, (24)式の許容最大銅損の条件を満たすうち最小のスロット深さ d_{s_c} が同時に成立するように, 大きい方をスロット深さ d_s として選択すればよい。したがって, スロット深さ d_s は(25)式と表せる。

$$d_s = \max(d_{s_j}, d_{s_c}) \dots\dots\dots (25)$$

一方, ステータ径はロータ径, エアギャップ長, ヨーク厚み, スロット深さの総和であり, (26)式で表せる。

$$D_s = 2 \left\{ \frac{D_r}{2} + l_g + m_s \left(\frac{D_r}{2} + l_g \right) \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right) + d_s \right\} \dots\dots\dots (26)$$

ここで, m_s はステータヨーク厚みと(ステータ歯幅/2)の比率である。一般に, ステータバックヨークの極端な磁気飽和を抑制するために, m_s は 1.2-1.4 にする必要がある⁽³⁾。

〈2・4〉巻数 N の決定

本節では, 巻数 N を決定する方法を説明する。巻数 N は, 図 1 の動作点(A) [T_{max}, ω_{base}]で台形波駆動, 動作点(B) [T_{omax}, ω_{max}]でシングルパルス駆動によって, 所望の出力が得られるように決定する。

回転数が基底速度 ω_{base} 以下で台形波駆動する場合には, 動作点(A)において速度起電力 V_{emf} が電源電圧 V_{dc} 以下になるように, 巻数を決定する必要がある。基底速度 ω_{base} における速度起電力は(6)式より(27)式で表される。

$$V_{emf} = \frac{\partial \Phi_{sat}}{\partial \theta_m} \omega_{base} = \frac{N_s}{m} N B_{sat} L_h \left(\frac{D_r}{2} \right) \omega_{base} \dots\dots\dots (27)$$

したがって, $V_{emf} \leq V_{dc}$ を解けば巻数 N が満たすべき条件式が導出でき, (28)式で表される。

$$N \leq \frac{mV_{dc}}{N_s B_{sat} L_h \left(\frac{D_r}{2}\right) \omega_{base}} \equiv N_{(A)} \dots\dots\dots (28)$$

なお, 条件を満たすうち最大の巻数を $N_{(A)}$ と定義する。

一方で, 回転数が基底速度 ω_{base} より上でシングルパルス駆動する場合は, 動作点(B)において, 事前に決められた電圧印加幅で所望の鎖交磁束まで達するように巻数を決定する必要がある。シングルパルス駆動においては, 転流角 θ_c で鎖交磁束が最大となり, その際の最大鎖交磁束 Φ_{max} は(29)式で表される。

$$\Phi_{max} = \frac{1}{\omega_{max}} \int_{\theta_c}^{\theta_m} V_{dc} d\theta = \frac{V_{dc}}{\omega_{max}} \frac{2\pi}{N_r} d_{\omega_{max}} \dots\dots\dots (29)$$

$d_{\omega_{max}}$ を電気周期とパルス幅 d_{well} の比率, V_{dc} は電源電圧である。本稿では, 動作点(B)において, 直流電圧を最大限利用するために, シングルパルス駆動におけるパルス幅の限界⁽¹⁶⁾である $d_{\omega_{max}}=0.5$ を初期値として採用する。ここで, 動作点(B)において, 必要な電流 $I_{\omega_{max}}$ が飽和電流に達しているかどうかで適用される式が異なるので, 飽和領域かどうかを示す式を導出する必要がある。(8)式より, 動作点 B における磁気飽和度 $\alpha_{sat(B)}$ は(30)式で表される。

$$\alpha_{sat(B)} = \frac{\alpha_{\omega_{max}} T_{\omega_{max}}}{\frac{N_s}{m} \left(\frac{D_r}{2}\right) L_h \frac{B_{sat}^2 I_g}{\mu_0}} + \frac{1}{2} \dots\dots\dots (30)$$

ここで, $\alpha_{\omega_{max}}$ は<2・2>節で説明した最大トルクと平均トルクの比であり, 動作点(B)における $\alpha_{\omega_{max}} = T_{\omega_{max_max}} / T_{\omega_{max}}$ で定義する。 $\alpha_{sat} > 1$ の場合, 磁気飽和しており, $\alpha_{sat} \leq 1$ の場合は磁気飽和していない。磁気飽和していない場合, 必要な電流は(7)式から(31)式で表される。

$$I_{\omega_{max}} = \frac{1}{N} \sqrt{\frac{2m l_g \alpha_{\omega_{max}} T_{\omega_{max}}}{N_s \mu_0 L_h \left(\frac{D_r}{2}\right)}} \dots\dots\dots (31)$$

また, 転流角 θ_c における鎖交磁束は(5)式, (31)式から(32)式で表される。

$$\Phi_{line}(I_{\omega_{max}}, \theta_c) = N k_{sp} \beta_s \sqrt{\frac{N_s L_h D_r \mu_0 \alpha_{\omega_{max}} T_{\omega_{max}}}{m l_g}} \dots\dots\dots (32)$$

k_{sp} は転流角 θ_c におけるステータポールアークとロータポールアーク対向部分の比率であり, 本稿では文献(3)を参考に2/3とする。 $\Phi_{line}(I_{\omega_{max}}, \theta_c) \leq \Phi_{max}$ を解けば, 巻数 N が満たすべき条件式が導出でき, (33)式で表される。

$$N \leq \frac{V_{dc}}{\omega_{max}} \frac{2\pi}{N_r} \frac{d_{\omega_{max}}}{k_{sp} \beta_s} \sqrt{\frac{m l_g}{N_s \alpha_{\omega_{max}} T_{\omega_{max}} \mu_0 L_h D_r}} \equiv N_{(B)line} \dots\dots\dots (33)$$

なお, 条件を満たすうち最大の巻数を $N_{(B)line}$ と定義する。一方, 磁気飽和している場合, 必要な電流は(8)式から(34)式で表される。

$$I_{\omega_{max}} = \frac{\alpha_{\omega_{max}} T_{\omega_{max}}}{\frac{N_s}{m} B_{sat} \left(\frac{D_r}{2}\right) L_h N} + \frac{1}{2} \frac{B_{sat} I_g}{N \mu_0} \dots\dots\dots (34)$$

また, 転流角 θ_c における鎖交磁束は(6)式から(35)式で表される。

$$\Phi_{sat}(I_{\omega_{max}}, \theta_c) = \frac{N_s}{m} B_{sat} L_h \left(\frac{D_r}{2}\right) k_{sp} \beta_s \dots\dots\dots (35)$$

$\Phi_{sat}(I_{\omega_{max}}, \theta_c) \leq \Phi_{max}$ を解けば, 巻数 N が満たすべき条件式が導出でき, (36)式で表される。

$$N \leq \frac{V_{dc}}{\omega_{max}} \frac{2\pi}{N_r} \frac{d_{\omega_{max}}}{\frac{N_s}{m} B_{sat} L_h \left(\frac{D_r}{2}\right) k_{sp} \beta_s} \equiv N_{(B)sat} \dots\dots\dots (36)$$

なお, 条件を満たすうち最大の巻数を $N_{(B)sat}$ と定義する。

上記の条件を満たせば, いかなる巻数でも, 動作点(A)で台形波駆動, 動作点(B)でシングルパルス駆動によって, 所望の出力が得られる。しかし, (31)式, (34)式からも分かるように, ターン数が少なければ少ないほど, 必要な電流は大きくなる。必要以上に巻数を少なくすると, インバータの電流定格の増加が懸念される。したがって, (28)式と(33)式(36)式の条件を同時に満足する最大の巻数を選択すればよい。ここで, それぞれの条件における最大の巻数とは, (28)式の動作点(A)において速度起電力が電源電圧以下になる条件のうち最大の巻数 $N_{(A)}$ と, (33)式と(36)式の動作点(B)において事前に決められた電圧印加幅で所望の鎖交磁束まで達する最大の巻数 $N_{(B)line}$, $N_{(B)sat}$ のいずれかに絞られる。大きい方を選択した場合, もう一方の条件を満たすことができないので, 小さい巻数 N を最終的な巻数として選択する。したがって, 巻数 N は(37)式と表せる。

$$N = \begin{cases} \min(N_{(A)}, N_{(B)line}) & \alpha_{sat(B)} \leq 1 \\ \min(N_{(A)}, N_{(B)sat}) & \alpha_{sat(B)} > 1 \end{cases} \dots\dots\dots (37)$$

<2・5> ロータ径 D_r の決定

本節では, ロータ径 D_r を決定する方法を説明する。前節までで, 動作点(A), (B)を満たすように, D_s, L_h, N は決定しているので, 残りの自由度である D_r は小型化するために使用する。

モータ体積 V_{vol} をステータ径と軸方向の長さの円筒形の体積とすると, (9)式, (18), (26)式から(38)で表せる。

$$V_{vol}(\alpha_{T_{max}}, D_r) = \frac{\pi}{4} D_s^2 L_{all} = \frac{\pi}{4} D_s^2 (L_h + 2L_{end}) \dots\dots\dots (38)$$

ここで, L_{all} はコイルエンドを含めたモータの軸方向の長さであり, モータコアの積厚 L_h と両側のコイルエンドの長さ $2L_{end}$ の和で表される。(38)式の D_s, L_h, L_{end} は D_r の関数であるが, 同時に, 本稿の調節パラメータである $\alpha_{T_{max}}$ の関数でもある。そのため, まず初めに, $\alpha_{T_{max}}$ に初期値を適当に与えて, (38)式が最小となる D_r を探索し, モータの各寸法を決定する。その後, 電磁界解析よりパラメータ $\alpha_{T_{max}}, \alpha_{\omega_{max}}$ を調節し, また, (38)式が最小となる D_r を探索し, モータの各寸法を決定する。それを, 所望のトルクが得られるまで繰り返す。なお, 詳細は<2・6>節で述べる。

<2・6> シミュレーションによるパラメータ調節

本節では, シミュレーションによるパラメータ $\alpha_{T_{max}}, \alpha_{\omega_{max}}, \alpha_{RMS}$ の調節方法について説明する。

図 5 に示したように, パラメータ α_{Tmax} , α_{omax} , α_{RMS} の調節は, まず, 初期値 $\alpha_{Tmax}[1]$, $\alpha_{omax}[1]$, $\alpha_{RMS}[1]$ を適当に与えて, フローチャートに従って, モータパラメータを導出する。次に, 導出したパラメータを元にシミュレーションモデルを作成し, 動作点(A)において, 平均トルク T_{max_ave} と電流実効値 I_{RMS_sim} を, 動作点(B)において, 平均トルク T_{omax_ave} を解析する。 α_{Tmax} , α_{omax} の調節は, 所望トルク T_{max} , T_{omax} とシミュレーションで得られた平均トルク T_{max_ave} , T_{omax_ave} の比を前回値 $\alpha_{Tmax}[n-1]$, $\alpha_{omax}[n-1]$ に乗ずる。同様に, α_{RMS} の調節も, (11)式から計算した電流実効値 I_{RMS} とシミュレーションで得られた電流実効値 I_{RMS_sim} の比を前回値 $\alpha_{RMS}[n-1]$ に乗ずる。このフローをシミュレーションで得られた平均トルクが所望トルクになり, かつ, 電流実効値が(11)式と一致するまで繰り返す。前回値を元に補正しており, 数回のみ繰り返してよい。

図 14 にパラメータ α_{Tmax} , α_{omax} , α_{RMS} の調節をする際の解析時の制御変数の設定方法を示す。なお, 動作点(A)や動作点(B)での電気周期とパルス幅 d_{well} の比率 d_{Tmax} , d_{omax} や, 動作点(B)での転流角 θ_c におけるステータポールアークとロータポールアーク対向部分の比率 k_{sp} は, 設計時に前提として与えているので, これらの値を元に制御変数を決定する。シミュレーションにおける電流指令値は動作点(A)では(3)(4)式を, 動作点(B)では(30)式に応じて, (31)式もしくは(34)式を用いる。また, 動作点(A)においては, 印加電圧開始角 θ_{on} は実電流が I_{Tmax} に θ_l までに立ち上がるように設定し, 転流角 θ_c は $\theta_c = \theta_{on} + (\pi/N_r) * d_{Tmax}$ とする。なお, 実電流が I_{Tmax} に立ち上がりまでに要する角度は非対向インダクタンス L_u から $L_u * I_{Tmax} * \omega_{base} / V_{dc}$ と推測できる⁽¹⁶⁾。そのため, 印加電圧開始角 θ_{on} の初期値は, 事前に解析した L_u を元に $\theta_{on} = \theta_l - L_u * I_{Tmax} * \omega_{base} / V_{dc}$ とする。動作点(B)においては, θ_c は θ_c においてステータポールアークとポールアーク対向部分の比率が k_{sp} になるように設定し, θ_{on} は $\theta_{on} = \theta_c - (\pi/N_r) * d_{omax}$ とする。なお, <2.4>節で説明した通り, $N_{(A)} < N_{(B)}$ の場合は $N_{(A)}$ が採用されるため, 動作点(B)におけるパルス幅 d_{omax} が必要な鎖交磁束に対して過大になる。必要以上に d_{omax} を大きくすると, 無駄な電流が増え, 効率が悪化するため, $N_{(A)} < N_{(B)}$ の場合は $N_{(A)} < N_{(B)}$ が成り立ち, かつ, 実電流が I_{omax} に θ_l までに立ち上がる範囲で, パルス幅 d_{omax} を短くする。

3. 0.75kW SRM の設計例

表 3 に今回設計するモータの要求仕様を示す。今回, 出力は 750W, 基底速度は 3000min⁻¹, 最大速度は 5000min⁻¹ のモータを設計する。エアギャップは 0.25mm とし, ロータポールアーク, ステータポールアークは Corda の三角形⁽⁵⁾の基本形である 10deg. とした。基底速度におけるトルクは $T_{max}=2.39\text{Nm}$, 最大速度におけるトルクは $T_{omax}=1.43\text{Nm}$ である。また, 電源電圧 V_{dc} は 48V, 磁気飽和度 α_{sat} は 1.6 とした。電磁鋼板は 35H300 を想定して, データシートの B_{50} の値から飽和磁束密度 B_{sat} は 1.64T とする。本章では, 図 5 に示した磁気飽和度を考慮した要求 N-T 特性を満たす小型化設計

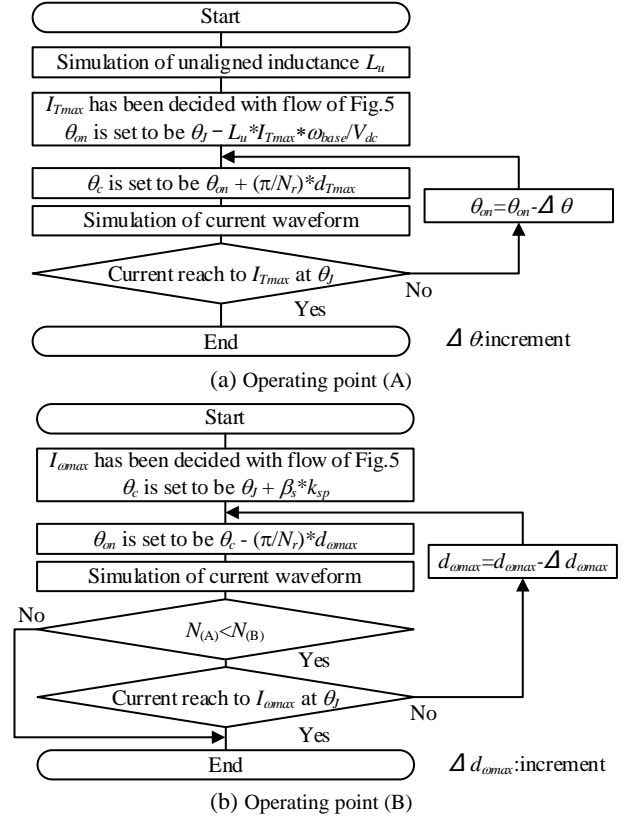


Fig. 14 Procedure of setting control parameters

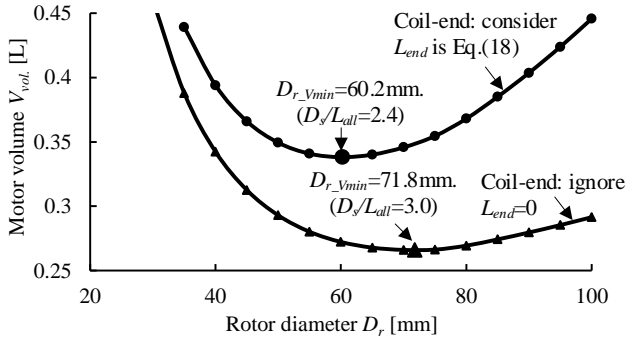
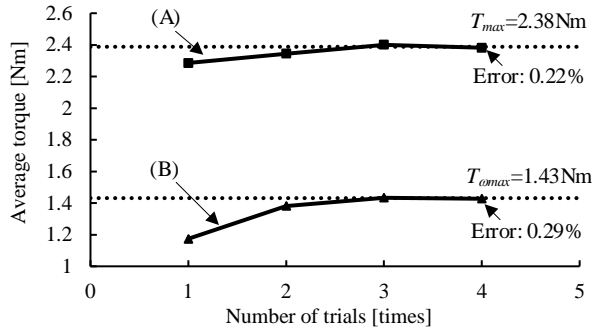
Table 3. Design requirements and constraints.

Design requirements		
Output power	P_{out}	0.75kW
Maximum speed	ω_{max}	5000r/min ($T_{omax}=1.43\text{Nm}$)
Base speed	ω_{base}	3000r/min ($T_{max}=2.39\text{Nm}$)
Input voltage	V_{dc}	48V
Saturation level	α_{sat}	1.6
Max. electrical frequency	f_{e_max}	2kHz
Max. current density	J_{rms_max}	10A/mm ²
Max. copper loss	W_{c_max}	75W ($W_{c_max}/P_{out}=0.1$)
Space factor	k_s	50%
Sat. magnetic flux density	B_{sat}	1.64T (35H300)
Design constraints		
Airgap	l_g	0.25mm
Stator pole arc	β_s	10deg.
Rotor pole arc	β_r	10deg.

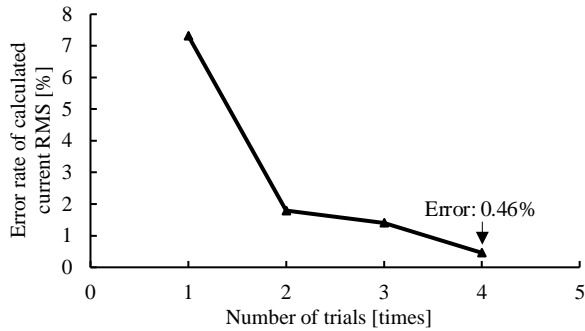
アルゴリズムに従い設計する。なお, α_{Tmax} , α_{omax} は有限要素法を用いた電磁界解析より導出する。

<3.1> 相数, 極数の決定 本設計例では, 許容最大電気周波数は 2kHz とした。これは, サンプル周波数を 20kHz と仮定して, その 1/10 のマージンを設けた値を許容最大電気周波数としたためである。(2)式から, 本設計例においては, ステータスロット数 N_s は $N_r \leq 24$ を満たせばよい。そのため, 表 1 に従って本設計法の限界としている 3相 18/12 型の SRM を設計する。

<3.2> 小型化設計 図 15 にロータ径 D_r とコイルエンドを考慮しない場合と考慮した場合の体積 V_{vol} の関係を示す。ロータ径 D_r を変えていくと体積 V_{vol} が最小となるポイ


 Fig. 15 Relationship between rotor diameter D_r and motor volume V_{vol} .


(a) Average torque



(b) Current RMS value

Fig. 16 Number of trials and average torque and current RMS value

ントが存在することがわかる。まず、この理由について考察する。(9)式から分かるように、同じトルクを得る場合、 D_r を大きくすれば L_h を小さくできる。これは、トルクがロータの大きさ、つまりはギャップ部面積に依存するためである。一方、(26)式から分かるように、ステータ径 D_s はロータ径 D_r の外側にあるため、 D_r を大きくすればステータ径 D_s も必然的に大きくなる。これら2つにはトレードオフ関係があるため、これらのバランスがとれた点で体積 V_{vol} が最小となる。また、コイルエンドを考慮した方が、体積が最小となる D_s/L_{all} 比が小さくなっている。 D_s/L_{all} 比が大きくなり扁平型になると、コイルエンドの影響で軸方向の長さが長くなりモータが大型化する。そのため、コイルエンドを考慮した方が考慮していない方に比べて、体積 V_{vol} が最小となる点における D_s/L_{all} 比が小さくなったと考えられる。

〈3.3〉電磁界解析による調整 図16に、〈2.6〉節で示したアルゴリズムに従って α_{Tmax} 、 α_{omax} 、 α_{RMS} を調整した際の(a)トルクの平均値と(b)電流実効値の誤差率を示す。 α_{Tmax} 、 α_{omax} の初期値は1.5とし、 α_{RMS} の初期値は1とした。図16(a)

Table 4. Design parameters

Main parameters		
Number of phases	m	3
Number of stator poles	N_s	18
Number of rotor poles	N_r	12
Rotor diameter	D_r	58.1 mm
Stator diameter	D_s	96.3 mm
Thickness of motor core	L_h	35.2 mm
Overall axial length	L_{all}	43.0 mm
Number of turns	N	91 turns ($\phi=0.65$ mm)
Control parameters		
Current amplitude at operating point (A) in Fig.1	I_{Tmax}	34.4 A
Current amplitude at operating point (B) in Fig.1	I_{omax}	28.5 A

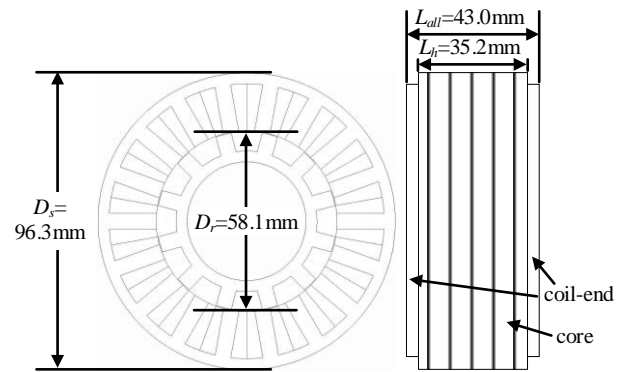


Fig. 17 Cross section of designed SRM

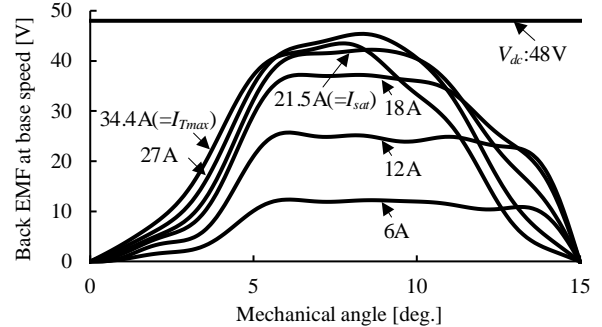


Fig. 18 Calculated back EMF of designed SRM at base speed

から、回数を重ねるごとに各動作点で平均トルクが所望のトルクに近づき、最終的に収束していることがわかる。加えて、図16(b)から、回数を重ねるごとに、電流実効値の誤差率が小さくなり、最終的に0に近い値となっている。今回の事例では、4回の試行をすると、誤差率1%以下で一致する。

〈3.4〉設計モータの妥当性の確認 表4に設計されたモータの各寸法、図17にモータ概形を示す。設計されたSRMは $m=3$ 、 $N_s=18$ 、 $N_r=12$ 、 $D_s=96.3$ mm、 $D_r=58.1$ mm、 $L_h=35.2$ mm、 $N=91$ turns(1直6並列)である。本設計では、電流密度を 10A/mm^2 に設定しており、自然空冷を想定した余裕をもった仕様であるためコイルスペースが大きくなり、扁平型となった。

図18に設計されたモータの基底速度における電流値ごとの速度起電力波形を示す。なお、速度起電力 e_{emf} は(39)式に従って計算した。

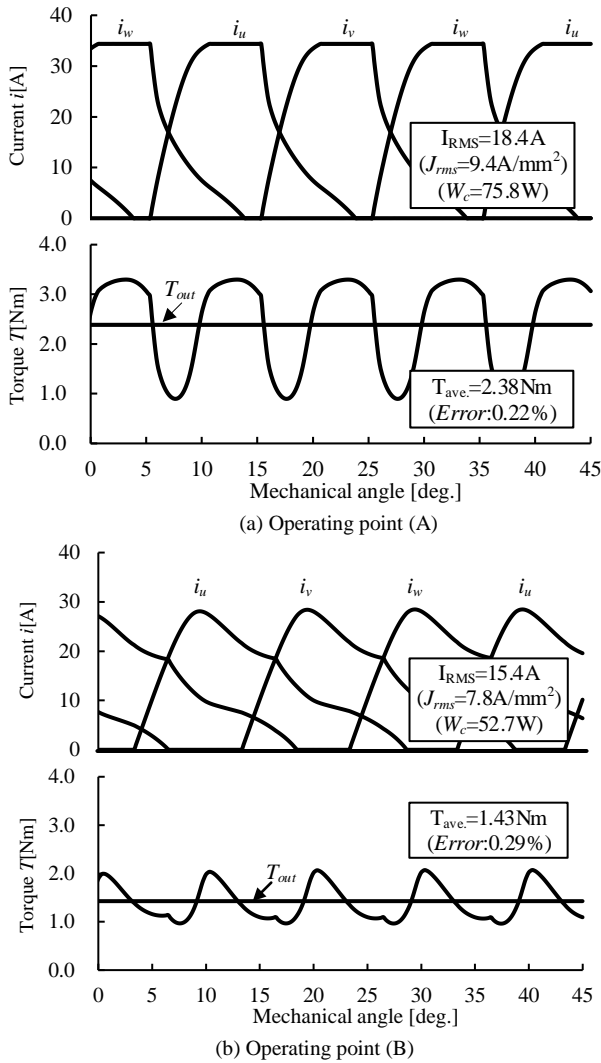


Fig.19 Simulation results of currents and torques at operating points (A) and (B)

$$e_{emf}(i, \theta_m) = \frac{\partial \Phi(i, \theta_m)}{\partial \theta_m} \omega \dots \dots \dots (39)$$

ここで、本検討の妥当性のため、鎖交磁束 Φ は磁気的非線形性を考慮して、文献(1)を参考に電流の関数としてのパラメータを持つフーリエ級数により近似した。図 18 からわかるように、磁気飽和するまでは電流を上げていくと徐々に速度起電力が上がっていき、磁気飽和すると速度起電力はほとんど上がらなくなることがわかる。また、設計したモータの ω_{base} における速度起電力はいかなる電流値でも電源電圧 V_{dc} 以下であることがわかる。これは、<2・4>節で説明したように、基底速度において速度起電力が電源電圧以下になるように巻数を決定したためである。速度起電力が電源電圧以下であれば、電流ヒステリシス制御により一定に電流を制御できるため、設計した SRM は回転数が ω_{base} 以下であれば台形波駆動が可能であるといえる。

図 19 に動作点(A) [T_{max}, ω_{base}], 動作点(B) [T_{omax}, ω_{max}]における電磁界解析結果を示す。各動作点において、誤差率 1% 以下で所望のトルクを得られることを確認した。なお、本

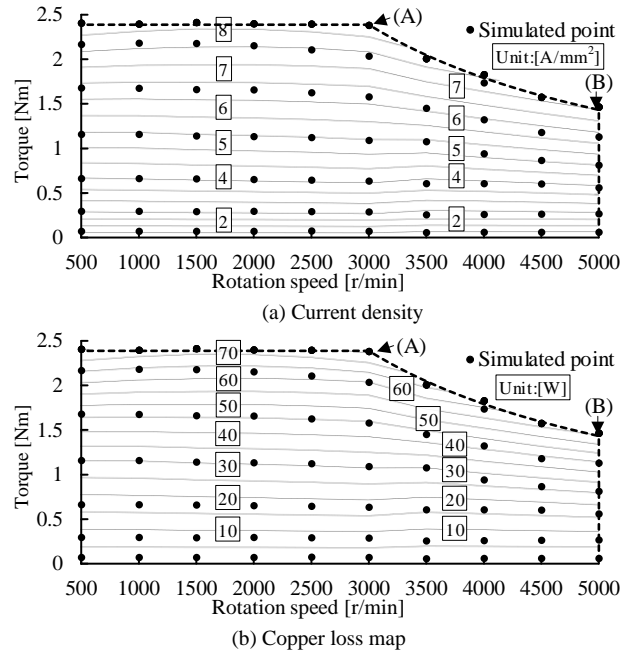


Fig.20 Map of current density and copper loss.

設計では、ステータ径は許容最大銅損の制約をもとに設計された。許容最大電流密度の制約をもとに設計された例は、文献(7)に記載されている。電流密度は 10 A/mm^2 での設計に対して、 9.4 A/mm^2 , 銅損は 75 W での設計に対して 75.8 W となり、誤差 1% 程度で要求仕様に一致している。

図 20 に電流密度マップと銅損マップを示す。なお、回転数は 500 min^{-1} 刻み、電流指令は 5 A 刻みで与えている。加えて、全ての動作点において、印加電圧開始角 θ_{on} は実電流が電流指令に θ ままでに立ち上がるように設定している。一方、転流角 θ_e は回転数が基底速度以下の場合には、 $\theta_e = \theta_{on} + (\pi/N_p) * dT_{max}$ とし、基底速度より高い場合には、 θ_e は θ_e においてステータポールアークとポールアーク対向部分の比率が k_{sp} になるように設定した。図 20 から、図 19 で示した動作点(A) [T_{max}, ω_{base}], 動作点(B) [T_{omax}, ω_{max}]だけでなく、全ての N-T 領域内で設定した許容最大電流密度と許容最大銅損を超えていないことがわかる。

<3・5> 磁気飽和度の効用

図 21 に磁気飽和度 α_{sat} を 1.2, 1.6, 2.0 にした際の動作点(A) [T_{max}, ω_{base}], 動作点(B) [T_{omax}, ω_{max}]での磁化特性における電流軌跡を示す。それぞれ、電流軌跡が飽和電流 I_{sat} から 1.2, 1.6, 2.0 倍まで延びたところで描かれており、磁気飽和度 α_{sat} が大きいほど、磁化特性においてより深い磁気飽和領域まで使えることがわかる。したがって、 α_{sat} はどれだけ鉄心材料の磁気飽和領域を使うかの指針となることがわかる。制御的に極端な非線形性を嫌う SRM のベクトル制御⁽¹⁵⁾を使いたい場合、モータ設計の段階で α_{sat} を低く設定することで、出力密度を犠牲にして SRM の非線形性を緩和することもできる。

図 22 に磁気飽和度 α_{sat} とモータ体積の関係を示す。なお、それぞれの α_{sat} について、アルゴリズムに従い、モータ体積が最小となるようにしている。図 22 から分かるように、 α_{sat} が 1.8 以下の場合には、 α_{sat} が大きいほど、体積が小さいこと

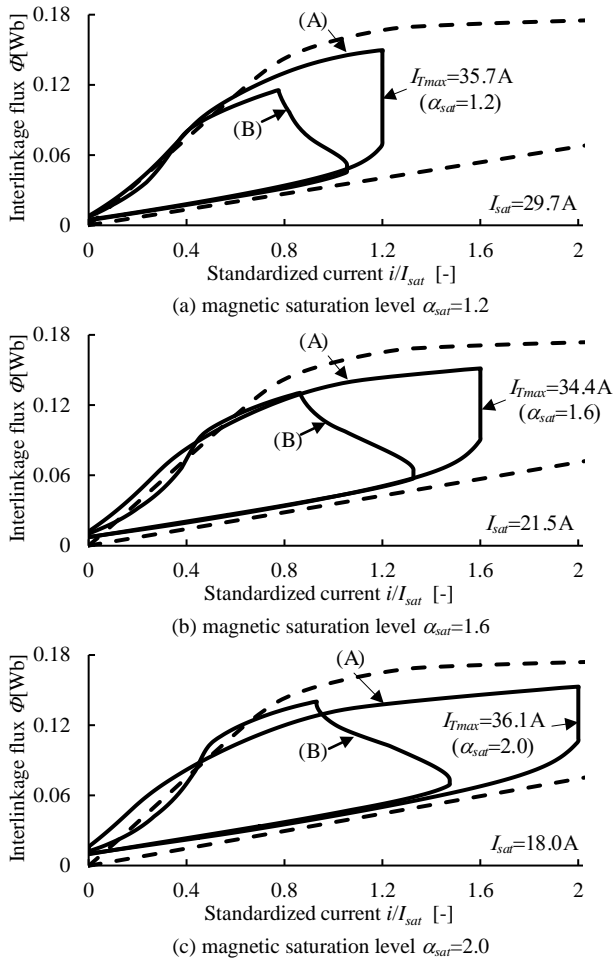


Fig.21 Current paths at operating point (A) and point (B) under different magnetic saturation level

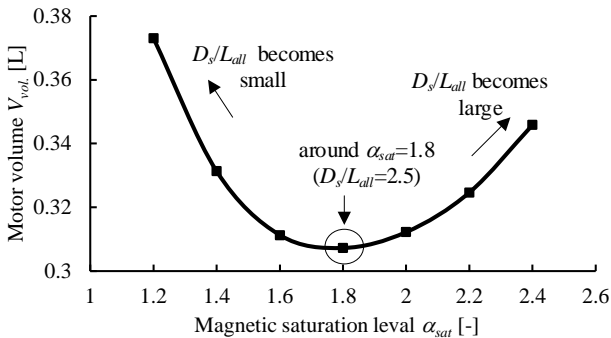


Fig.22 Relationship between magnetic saturation level α_{sat} and motor volume.

がわかる。これは、磁性材料の飽和領域を積極的に使うことによって、鉄心材料の磁気特性の有効に活用でき、鉄心を小型にできるためである。一方で、 α_{sat} が 1.8 より大きい場合は、 α_{sat} が大きくなると、体積が大きくなることわかる。これは、 α_{sat} が大きいほど D_s/L_{all} 比が大きくなり、扁平型になり、コイルエンドの影響で軸方向の長さが長くなりモータが大型化したためである。結果として、鉄心材料の磁気特性を活用し小型にする効果よりも、コイルエンドの影響で大型化する効果の方が大きくなり、体積が大きくなったと考えることができる。本事例では、これらバランスが取れた $\alpha_{sat}=1.8$ 付近が、要求する N-T 特性を満たし、かつ、体積が最小となる SRM であると結論付けられる。

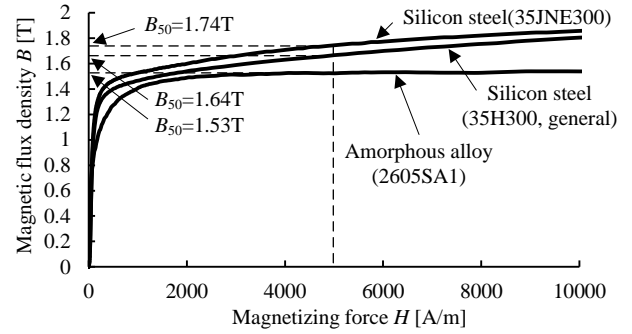


Fig.23 B-H characteristics of 35H300, 2605SA1, and 35JNE300

Table 5. Design parameters

		35H300 ($B_{50}=1.64\text{T}$)	2605SA1 ($B_{50}=1.53\text{T}$)	35JNE300 ($B_{50}=1.74\text{T}$)
Magnetic saturation level	α_{sat}	1.8	1.9	1.7
Rotor diameter	D_r	58.6mm	60.2mm	57.4mm
Stator diameter	D_s	99.7mm	101.5mm	98.2mm
Thickness of motor core	L_h	31.3mm	33.6mm	29.8mm
Overall axial length	L_{all}	39.4mm	41.8mm	37.7mm
Number of turns	N	102turns ($\phi=0.65\text{mm}$)	99turns ($\phi=0.66\text{mm}$)	103turns ($\phi=0.68\text{mm}$)
Motor volume	V_{vol}	0.307L	0.338L	0.286L

〈3・6〉異なる鉄心材料における設計 図 23 にアモルファス鋼板(2605SA1)と電磁鋼板(35JNE300)の B-H 曲線を示す。前節までで使用した一般的な電磁鋼板である 35H300($B_{50}=1.64\text{T}$)に対して、アモルファス鋼板(2605SA1)は B_{50} が 1.53T と低く、電磁鋼板(35JNE300)は 1.74T と高い。これら 2 つの磁気特性が異なる鉄心材料を使用することを想定して前節までと同様にモータを設計する。

表 5 に鉄心材料としてアモルファス鋼板(2605SA1)と電磁鋼板(35JNE300)を使用した際に設計されたモータの各寸法を示す。なお、モータの設計仕様としては表 3 に示したものと同一であり、磁気飽和度 α_{sat} は図 22 に示したように体積が最小になるように決定している。表 5 から、 B_{sat} が高い電磁鋼板(35JNE300)を使用したモータの方が、 B_{sat} が低いアモルファス鋼板(2605SA1)を使用したモータに対して、モータ体積が 15%程度小さくなっていることがわかる。これは、(8)式からもわかるように、飽和磁束密度が高いほど、鎖交磁束を大きくでき、大きなトルクを得られるためである。

図 24 に設計した 2 つのモータの磁化特性における電流軌跡を示す。今回、表 5 に示したように、体積が最小になる磁気飽和度 α_{sat} は、 B_{sat} が低いアモルファス鋼板(2605SA1)の場合は $\alpha_{sat}=1.9$ 、 B_{sat} が高い電磁鋼板(35JNE300)の場合は $\alpha_{sat}=1.7$ であった。つまり、 B_{sat} が低い鉄心材料の方が α_{sat} が高く、使用している鉄心材料にとってより強い磁気飽和をさせている点が体積が最小になる。図 24 からわかるように、 B_{sat} が低い方が I_{sat} は低い。したがって、 B_{sat} が低い方が、同じトルクを得る場合、鉄心材料をより強く磁気飽和させてトルクを得る必要があるためだと考えられる。これらは、従来の設計で使用されていた出力密度や出力係数などの過去の事例を元にした参考値に頼らず、使用する鉄心材料の

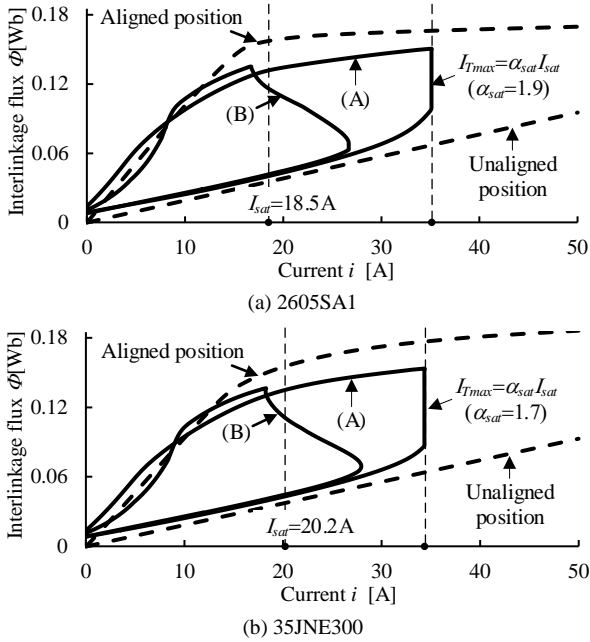


Fig.24 Current paths at operating point (A) and point (B) under different magnetic material

磁気特性に合わせた設計が可能となったことを示している。また、アルゴリズムが明瞭であり、モータ設計者が望む任意のモータを設計することが可能である。

4. まとめ

本論文では、SRMの相数、極数、ロータ径、ステータ径および積厚を簡易的に設計することを目的として、従来の出力密度や出力係数に頼らずに、要求するN-T特性を満たす設計手法を提案した。また、パラメータとして磁気飽和度を定義することで、経験や過去の事例に頼らず、使用する鉄心材料の磁気特性に合わせた設計が可能となる。入力定数としては、所望のN-T特性、電源電圧、磁気飽和度、許容最大電気周波数、許容最大電流密度、許容最大銅損、スロット内の巻線占積率、材料の磁気特性の8個の変数であり、パラメータの調節も有限要素法(FEM)もしくはパーミアンス法による解析を数回行うのみで済む。さらに、実際に設計したSRMにおいて、有限要素法(FEM)を用いて、設計の妥当性を確認した。今後、小型化だけでなく、高効率化も実現するために、使用する鉄心材料の磁気特性ごとに適切に磁気飽和度を決定する具体的な方法を検討する。また、鉄損も設計要件に入れたSRMの設計法を今後検討する予定である。

文 献

(1) J. Furqani, M. Kawa, K. Kiyota, and A. Chiba: "Current Waveform for Noise Reduction of a Switched Reluctance Motor under Magnetically Saturated Condition", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.54, No.1 pp.213-222 (2018)

(2) K. Kiyota, T. Kakishima, and A. Chiba: "Comparison of Test Result and Design Stage Prediction of Switched Reluctance Motor Competitive With 60-kW Rare-Earth PM Motor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 10, pp. 5712-5721 (2014)

(3) Miller T. J. E.: Switched reluctance motors and their control, pp.161-180, Magna Physics Publications and Oxford University Press (1993)

(4) R. Krishnan, R. Arumugan, and J.F. Lindsay: "Design procedure for switched-reluctance motors", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 24, no. 3, pp. 456-461 (1988)

(5) T. Kenjo: SR motor, pp.119-159, Nikkan Kogyo Shimbun, Ltd. (2012) (in Japanese)
見城 尚志: 「SR モータ」, 日刊工業新聞社 (2012)

(6) K. Akatsu, S. Wakui, and M. Arimitsu: "Automatic Design Method for PM Motor which satisfies the Output NT Requirements", IEEE Journal Industry Applications, vol. 124, no. 9, pp. 946-955 (2004) (in Japanese)
赤津 観, 涌井 伸二, 有満 稔: 「要求出力特性を満足する永久磁石同期電動機自動設計手法」, 電気学会論文誌D, vol. 124, no. 9, pp. 946-955 (2004)

(7) T. Kumagai, J. Itoh, K. Kusaka, and D. Sato: "Optimum Design Method for Switched Reluctance Motor Satisfying the Requirements of N-T characteristic Considering Magnetic Saturation", IEEE, SA-20-016/RM-20-016, pp. 1-6 (2020) (in Japanese)
熊谷崇宏, 伊東淳一, 日下佳祐, 佐藤大介: 「磁気飽和を考慮した要求 N-T 特性を満たすスイッチトリラクタンスモータの最適設計手法」, 静止器・回転機合同研究会, SA-20-016, RM-20-016, pp. 1-6 (2020)

(8) O. Ichinokura, K. Tajima, K. Nakamura, and Y. Yoshida: Dynamic analysis of electric motor using magnetic circuit model, p185, Kagakujiyoho shuppan Co., Ltd. (2016) (in Japanese)
一ノ倉理, 田島克文, 中村健二, 吉田征弘: 「磁気回路法によるモータの解析技術」, p185, 科学情報出版株式会社 (2016)

(9) H.C. Lovatt and J.M. Stephenson: "Influence of number of poles per phase in switched reluctance motors", IEE Proceedings B - Electric Power Applications, Vol.139, No.4 pp.307-314 (1992)

(10) Valeo Air Management UK Limited, Stephen Michael Knight, A STATOR ASSEMBLY FOR AN ELECTRIC SUPERCHARGER, Patent Application Publication, No. US 2015/0372553 (2015)

(11) T. Kosaka, A. Kume, H. Wakayama, and N. Matsui: "Development of high torque density and efficiency switched reluctance motor with 0.1 mm short airgap", in Proceedings of the IEEE European Conference on Power Electronics and Applications 2007, pp. 1-9 (2007)

(12) H. Yamai, Y. Sawada, and K. Ohyama: "Applying Switched Reluctance Motor to Oil Hydraulic Pump Use", IEEE Journal Industry Applications, vol. 123, no. 2, pp. 96-104 (2014) (in Japanese)
山井 広之, 沢田 祐造, 大山 和伸: 「油圧ポンプ駆動用途へのスイッチトリラクタンスモータ実用化」, 電気学会論文誌D, vol. 123, no. 2, pp. 96-104 (2003)

(13) E. Zhao, S. Song, Z. Ma, X. Zhang, L. Ning, and Y. Liu: "Design and initial testing of an integrated switched reluctance starter/generator system for unmanned aerial vehicle", CES Transactions on Electrical Machines and Systems, Vol. 2, No. 4, pp. 377-383 (2018)

(14) K. Kiyota, S. Nakano, and A. Chiba: "A Fast Calculation Method of Optimal Ratio of Outer Diameter and Axial Length for Torque Improvement in Switched Reluctance Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 6, pp. 2303-2309 (2018)

(15) K. Aiso and K. Akatsu: "High speed SRM using vector control for electric vehicle", CES Transactions on Electrical Machines and Systems, Vol. 4, No. 1, pp. 61-68 (2020)

(16) Miller T. J. E.: Electronic Control of Switched Reluctance Machines, pp.74-97, Newnes (2001)

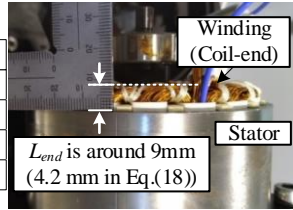
付録

1. トルク/銅損比

トルク/銅損比は、トルクを示す式である(8)式、銅損を示す式である(21)式に加え、(21)式中の各変数を示す(12)式、(18)式、(19)式から、(付1)式で表せる。

$$\frac{T_{\text{ave,max}}}{W_c} = \frac{\frac{N_s}{m} \left(\frac{D_r}{2}\right) L_h \frac{B_{\text{sat}}^2 I_s}{\mu_0} \left(\alpha_{\text{sat}} - \frac{1}{2}\right)}{N_s \left\{ 2L_n + 2l_s + \pi \left(\frac{\pi}{2N_s} d_s + \left(\frac{\pi}{N_s} - \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right) \right) \left(\frac{D_r}{2} + l_s \right) \right) \right\} \left(\alpha_{\text{sat}} \frac{B_{\text{sat}} I_s}{\mu_0} \alpha_{\text{RMS}} \sqrt{d_{T,\text{max}}} \right)^2} k_s \left\{ \frac{\pi}{2N_s} d_s^2 + \left(\frac{\pi}{N_s} - \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right) \right) \left(\frac{D_r}{2} + l_s \right) d_s \right\} \dots \dots \dots \text{(付1)}$$

Resistance	
Measured R	0.1023Ω
Lead-wire R	0.00864Ω
Winding R	0.0937Ω
Cal. R (Eq.(20))	0.0888Ω (+5.2%)



The space factor is 32.9%, which is smaller than that of the value described in Ref.(7) due to manufacture circumstance

App. Fig.1 Resistance value and photograph of coil-end of the SRM⁽⁷⁾.

ここで、ロータ径 D_r はエアギャップ長 l_g に対して十分大きいので、(付 2)式が成り立つ。

$$\frac{D_r}{2} + l_g \approx \frac{D_r}{2} \dots\dots\dots (付 2)$$

(付 1)式に(付 2)式を適用すると、トルク/銅損比は(付 3)式で表せる。

$$\frac{T_{out_max}}{W_c} \approx \frac{\frac{N_s}{m} \left(\frac{D_r}{2}\right) L_n \frac{B_{sat}^2}{\mu_0} \left(\alpha_{sw} - \frac{1}{2}\right)}{N_s \frac{\rho_r \left\{ 2L_n + 2l_s + \pi \left(\frac{\pi}{2N_s} d_s + \left(\frac{\pi}{N_s} - \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right) \right) \left(\frac{D_r}{2}\right) \right) \right\}}{k_s \left\{ \frac{\pi}{2N_s} d_s^2 + \left(\frac{\pi}{N_s} - \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right) \right) \left(\frac{D_r}{2}\right) d_s \right\}} l_g \left(\alpha_{sw} \frac{B_{sat}}{\mu_0} \alpha_{RMS} \sqrt{d_{r_max}}\right)^2} \propto \frac{1}{l_g} \dots\dots\dots (付 3)$$

したがって、トルク/銅損比とエアギャップ長 l_g は反比例の関係にあり、 l_g が大きいとトルク/銅損比は低下する。言い換えれば、同一銅損の場合は、 l_g が大きいとトルクが低下する。

2. (19)式と実際の巻線抵抗との誤差

付図 1 に実際の SRM⁽⁷⁾ を(20)式から計算された巻線抵抗と実際に測定した巻線抵抗の比較結果と、コイルエンド部の写真を示す。巻線抵抗の測定には、抵抗計(M3544, HIOKI)を用いた。なお、測定した抵抗にはリード線(1.04m)の抵抗が含まれているため、測定した抵抗値からリード線の抵抗を差し引いて、巻線抵抗を推定している。リード線を含む抵抗値は 0.1023Ω であり、リード線を含まない巻線抵抗は 0.0937Ω であった。一方、(20)式および SRM の寸法⁽⁷⁾ から計算される巻線抵抗は 0.0888Ω で、誤差率 5.2% で一致することがわかる。(18)式および SRM の寸法⁽⁷⁾ から計算されるコイルエンド長は 4.2mm であるが、実際のコイルエンド長は 9mm 程度ある。付図 1 から分かるように、実際にはコイルの曲げ(R)などの要因により、図 13 のようにコイルエンド部はステータに接していない。そのため、設計値よりもコイルエンド長が長くなり、巻線抵抗が大きくなったと考えられる。



熊谷 崇宏 (学生員) 1994 年 11 月 25 日生まれ。2017 年 3 月、長岡技術科学大学卒業。同年 4 月、同大学 5 年一貫制博士課程技術科学イノベーション専攻入学。現在に至る。主にスイッチトリアクタンスモータの研究に従事。



伊東 淳一 (上級会員) 1972 年 1 月 6 日生。1996 年 3 月、長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月、富士電機(株)入社。2004 年 4 月、長岡技術科学大学電気系准教授。2017 年 4 月、同大学電気系教授。現在に至る。主に電力変換回路、電動機制御の研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。2007 年第 63 回電気学術振興賞進歩賞受賞。2010 年 Takahashi Isao Award (IPEC Sapporo), 第 58 回電気科学技術奨励賞, 2012 年インテリジェントコスモス奨励賞, 2014 年, 2016 年電気学会産業応用部門論文賞, 2017 年文部科学大臣表彰・科学技術賞(開発部門), 受賞。IEEE Senior member, 自動車技術会会員。



日下 佳祐 (正員) 1989 年 2 月 3 日生まれ。2013 年 3 月、長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月、同大学大学院博士後期課程エネルギー・環境工学専攻入学。2015 年 12 月から 2016 年 6 月まで Swiss Federal Institute of Technology in Lausanne (EPFL) に Trainee として所属。同年 3 月、長岡技術科学大学大学院博士後期課程修了。博士(工学)。2016 年 4 月より長岡技術科学大学産学官連携研究員。2018 年 4 月より同大学助教。現在に至る。主に非接触給電システム、太陽光発電向け電力変換回路の研究に従事。IEEE member, 自動車技術会会員。



佐藤 大介 (正員) 1989 年 6 月 27 日生まれ。2014 年 3 月、長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。2016 年 8 月、長岡モーターディベロップメント株式会社設立。2017 年 3 月、長岡技術科学大学大学院工学研究科博士後期課程修了。博士(工学)。現在に至る。主に電力変換回路、永久磁石同期電動機に関する研究に従事。