

# 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

熊谷 崇宏\* 伊東 淳一 日下 佳祐 (長岡技術科学大学)

佐藤 大介 (長岡モーターディベロップメント株式会社)

Optimum Design Method for Switched Reluctance Motor  
Satisfying the Requirements of N-T characteristic Considering Magnetic Saturation  
Takahiro Kumagai\*, Jun-ichi Itoh, Keisuke Kusaka (Nagaoka University of Technology)  
Daisuke Sato (Nagaoka Motor Development Co., Ltd.)

This paper proposes an optimum design method for switched reluctance motor from the requirement of N-T characteristic. In particular, the specific parameter related to magnetic saturation is defined in order to arbitrarily determine how much to use the magnetic properties of the iron core. In the proposed method, all motor dimensions in order to realize minimum volume which satisfies a N-T characteristic inputted by user are obtained by setting the parameter related to magnetic saturation, current density, space factor, and input voltage. The designed motor is analyzed by a Finite Element Method in order to validate the proposed method.

キーワード: スwitchトリラクタンスモータ, 最適設計, 磁気飽和  
(Switched reluctance motor, optimum design, magnetic saturation)

## 1. はじめに

近年、電気自動車やハイブリッド車の需要拡大を背景に、モータの高効率化、高出力密度化に関する研究<sup>(1)(2)</sup>が盛んにおこなわれている。とりわけ、スイッチトリラクタンスモータ(SRM)は、磁石が不要で製造コストが安価であるため、永久磁石同期電動機(PMSM)や誘導電動機(IM)の代替モータとして注目を集めている<sup>(3)(4)</sup>。制御的観点から鉄心の磁気飽和を嫌う PMSM や IM とは対照的に、SRM は飽和領域を積極的に利用するため、鉄心材料の磁気特性を最大限活用することができる。近年、磁気特性の観点で進歩している高ケイ素鋼板やアモルファス鋼板を SRM に適用することで、PMSM や IM 同等の高効率化、高出力密度化が達成した事例が報告されている<sup>(5)(6)</sup>。今後、SRM の普及が期待されていく中で、鉄心材料の磁気特性を最大限活用し、高効率化、高出力密度化が達成できる SRM の設計法の確立が望まれる。

SRM をはじめモータの設計では、出力密度や出力係数などの出力方程式から体格を決定する手法が広く用いられている<sup>(7)(8)</sup>。これは、要求するトルクと出力、および、出力密度や出力係数の参考値を元に、ロータ径やステータ径、積厚を決定する手法である。この手法では、モータ設計者が

過去の設計事例を参考に出力密度や出力係数を決定すれば、必要なトルクや出力から自動的に体格を決定できるため、簡単である。しかしながら、これらの係数は、モータの種類や構造、鉄心材料の種類、巻線電流に依存する<sup>(9)</sup>ため、適切に決定するのは困難であり、過去の事例に頼りざるを得ない。SRM は他モータとは鉄心の磁気飽和の考え方も異なり、また、新たな電磁鋼板の開発が進んでいる状況のなかで、過去の事例に従い設計するのは適切とは言えない。また、係数の値が不適切な場合、低効率化や低出力化のみならず、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。一方、実際の PHEV などで行われている既存のモータの体格を参考にし、高効率化や高出力密度化を目指すライバル設計<sup>(5)(6)</sup>という考え方がある。PMSM や IM 同等の性能を目指すという点では注目すべき研究であるが、これらの設計法は汎用性が低く、ユーザーが望む任意のモータを設計することは不可能である。

そこで本論文では、最適な SRM のロータ径、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、従来使われた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。なお、本稿では、一例として、出力密度最大となる SRM のロータ径、ステータ径、お

よび積厚を導出する。また、論文中で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、鉄心材料の磁気特性をどれだけ活用するかを自由に設定できるようにする。そうすることで、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、電流密度、占積率、材料の磁気特性のみであり、出力パラメータである各寸法は電磁界解析 (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ので、汎用性の高い設計法といえる。

## 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  $\omega_{max}$ 、基底速度  $\omega_{base}$  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、図 3 に磁気飽和度を考慮した要求 N-T 特性を満たす最適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  $D_r$  は最適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  $\omega_{max}$ 、基底速度  $\omega_{base}$ 、電源電圧  $V_{dc}$ 、磁気飽和度  $\alpha_{sat}$ 、電流密度  $J_{rms}$ 、巻き線占積率  $k_s$ 、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もしくは最適条件を元に導出する。

- <2.1> 積厚  $L_h$ : 動作点(a), 磁気飽和度  $\alpha_{sat}$
- <2.2> ステータ径  $D_s$ : 動作点(a), 電流密度  $J_{rms}$ , 占積率  $k_s$
- <2.3> 巻数  $N$ : 動作点(b), 電源電圧  $V_{dc}$
- <2.4> ロータ径  $D_r$ : 出力密度最大

また、 $\alpha_{Tmax}$ 、 $\alpha_{omax}$  は要求 N-T 特性を満たすために 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り、<2.5>節で調節方法を述べる。<2.4>節で述べるが、出力密度最大となる  $D_r$ 、 $D_s$  は、 $\alpha_{Tmax}$ 、 $\alpha_{omax}$  に依存しない。そのため、出力密度を最大にするプロセスと、 $\alpha_{Tmax}$ 、 $\alpha_{omax}$  を調節するプロセスは分離できる。従って、提案法における手戻りの部分である  $\alpha_{Tmax}$ 、 $\alpha_{omax}$  の調節プロセスは、積厚  $L_h$  と巻数  $N$  を変えて解析するのみでよく、容易である。なお、そのほかの詳細寸法は、文献(7)に基づいて決定する。

**<2.1> 積厚の決定法** 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、モータの積厚  $L_h$  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。モータの積厚  $L_h$  は、図 1 の動作点(a)  $[T_{max}, \omega_{base}]$ 、および、設定した磁気飽和度  $\alpha_{sat}$  から導出する。

図 6 に磁化特性と電流振幅の関係を示す。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(1)式で表される。

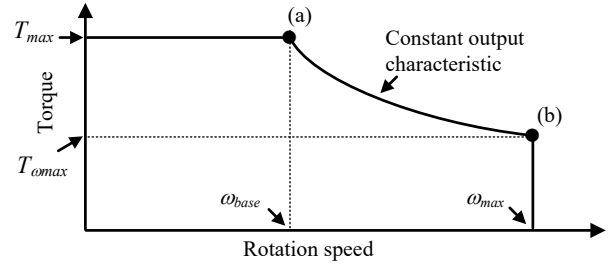


Fig. 1 Output N-T characteristics

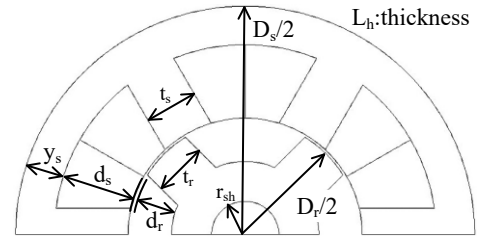


Fig. 2 Dimensions of SRM

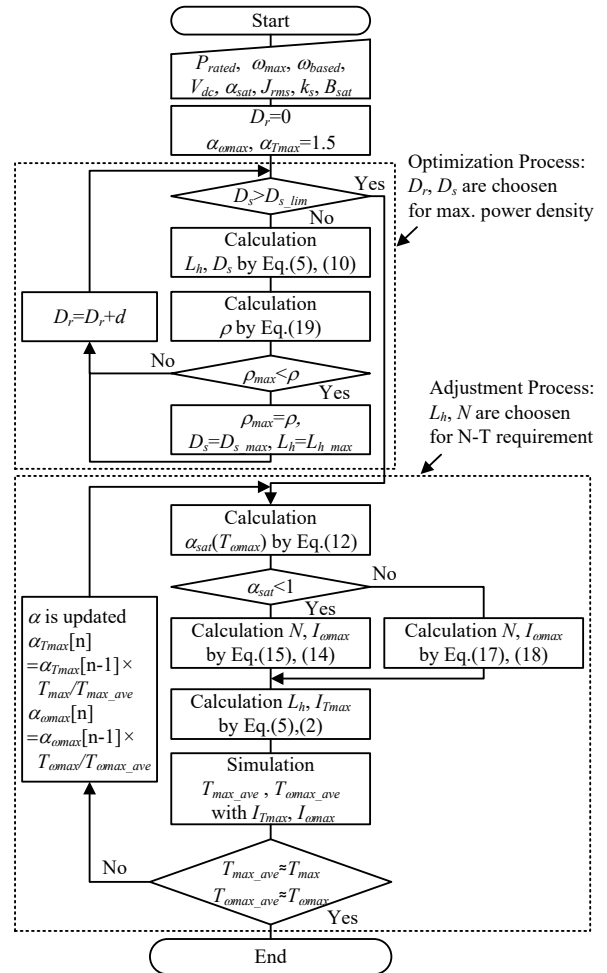


Fig. 3 The proposed design flow of SRM

$$I_{sat} = \frac{B_{sat} l_g}{N \mu_0} \quad (1)$$

ここで、 $l_g$  はエアギャップ長、 $N$  は巻数、 $\mu_0$  は真空透磁率である。ここで、磁気飽和度  $\alpha_{sat}$  を(2)式のように定義する。

$$\alpha_{sat} = \frac{I_{rmax}}{I_{sat}} \quad (2)$$

ここで、 $I_{Tmax}$ は動作点(a)における電流振幅である。図4からわかるように、磁気飽和度 $\alpha_{sat}$ 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、 $\alpha_{sat}$ 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の面積はトルクに比例するため、同じトルクを出力する場合は $\alpha_{sat}$ が大きいほど鉄心材料が少なく済む。

図5に瞬時最大トルク $T_{out\_max}$ の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。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、瞬時最大トルクは(3)式で表される。

$$T_{out\_max} = \frac{1}{2} \frac{N^2 \mu_0 L_h \left(\frac{D_r}{2}\right)}{l_g} i^2 \dots \dots \dots (3)$$

一方、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、瞬時最大トルクは(4)式で表される。

$$T_{out\_max} = \left(\frac{D_r}{2}\right) L_h \frac{B_{sat}^2 l_g}{\mu_0} \left(\alpha_{sat} - \frac{1}{2}\right) \dots \dots \dots (4)$$

図5から概ね傾向が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、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、(4)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(5)式で表せる。

$$L_h = \frac{2 \mu_0 \alpha_{Tmax} T_{max}}{D_r B_{sat}^2 l_g \left(\alpha_{sat} - \frac{1}{2}\right)} \dots \dots \dots (5)$$

(5)式から、 $\alpha_{sat}$ 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、(5)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、 $\alpha_{Tmax}$ 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・5>節で述べる。

**<2・2> ステータ径の決定法** 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、ステータ径 $D_s$ 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。スロット面積は最大電流振幅となる図1のポイント(a) [ $T_{max}$ ,  $\omega_{base}$ ]、および、設定した電流密度 $J_{rms}$ や巻線占積率 $k_s$ から導出する。なお、トルクもスロット面積もアンペアターンで決まるため、スロット断面積は、巻数 $N$ によらず最大トルクから導出できる。

図6に回転数と電流実効値の関係を示す。電流波形を電流振幅 $I_{Tmax}$ のパルス状電流だと仮定すると、電流実効値は(6)式で表せる。

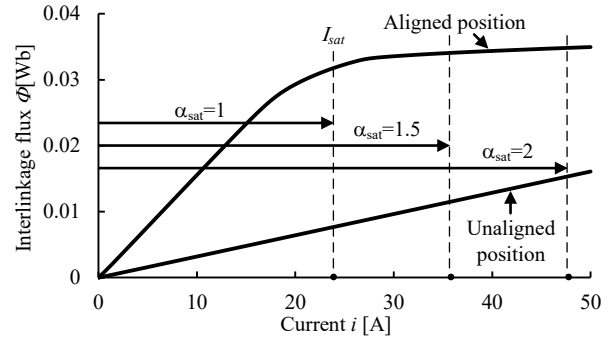


Fig.4 The relationship between the current amplitude and the magnetization characteristic

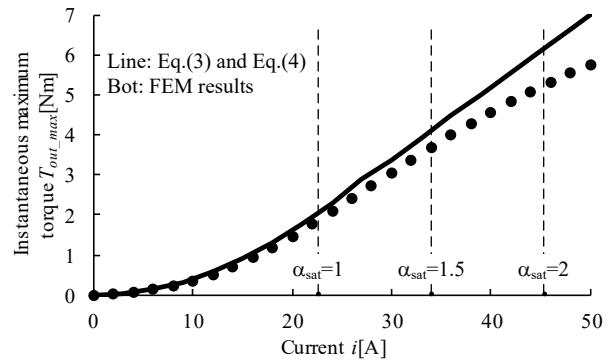


Fig.5 Instantaneous maximum torque

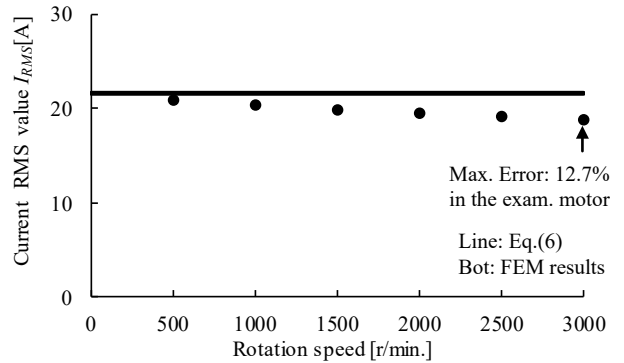


Fig. 6 The relationship between speed and current RMS value

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{Td_{Tmax}} I_{Tmax}^2 dt} = I_{Tmax} \sqrt{d_{Tmax}} \dots \dots \dots (6)$$

ここで、 $d_{Tmax}$ はパルス幅であり、通常、 $d_{Tmax} = 1/m$ が採用される<sup>(9)</sup>。図6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、中速の場合、電流立上げが鈍ることで電流実効値は減少するが、電流立下げが鈍ることで電流実効値は増加する。結果として、パルス状に近似して電流実効値を計算した(6)式でも概ね一致する。この際、必要なコイルスペースは(7)式で表される。

$$S_{slot} = 2 \frac{1}{k_s} S_{coil} = \frac{2 N I_{Tmax} \sqrt{d_{Tmax}}}{k_s J_{rms}} = \frac{2 \sqrt{d_{Tmax}} \alpha_{sat} B_{sat} l_g}{k_s J_{rms} \mu_0} \dots \dots \dots (7)$$

一方、実際のコイルスペースは、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スロット部分を差し引いた部分であるので、(8)式で表すことができる。

$$S_{slot} = \frac{\pi}{N_s} \left\{ \left( \frac{D_r}{2} + l_g + d_s \right)^2 - \left( \frac{D_r}{2} + l_g \right)^2 \right\} - 2d_s \left( \frac{D_r}{2} + l_g \right) \sin \left( \frac{\beta_s}{2} \right) \quad (8)$$

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

ここで、 $\beta_s$  はステータポールアーク、 $d_s$  はスロット深さである。(7)式、(8)式から、スロット深さ  $d_s$  は(9)式で表せる。

$$d_s = - \left( 1 - \frac{N_s}{\pi} \sin \left( \frac{\beta_s}{2} \right) \right) \left( \frac{D_r}{2} + l_g \right) + \sqrt{\left( \left( 1 - \frac{N_s}{\pi} \sin \left( \frac{\beta_s}{2} \right) \right) \left( \frac{D_r}{2} + l_g \right) \right)^2 + \frac{N_s}{\pi} \frac{2\sqrt{d_{Tmax}} \alpha_{sat} B_{sat} l_g}{k_s J_{rms} \mu_0}} \quad (9)$$

一方、ステータ径はロータ径、エアギャップ長、スロット深さ、ヨーク厚みの総和であり、(10)式で表すことができる。

$$D_s = 2 \left\{ \left( m_s + \frac{N_s}{\pi} \right) \left( \frac{D_r}{2} + l_g \right) \sin \left( \frac{\beta_s}{2} \right) + \sqrt{\left( \left( 1 - \frac{N_s}{\pi} \sin \left( \frac{\beta_s}{2} \right) \right) \left( \frac{D_r}{2} + l_g \right) \right)^2 + \frac{N_s}{\pi} \frac{2\sqrt{d_{Tmax}} \alpha_{sat} B_{sat} l_g}{k_s J_{rms} \mu_0}} \right\} \quad (10)$$

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<sup>(7)</sup>。(10)式から、 $\alpha_{sat}$  が大きければ大きいほどステータ径は大きくなることがわかる。これは、電流実効値が増え、コイルスペースが大きくなるためである。一方、モータ積厚  $L_h$  は小さく、ステータ径  $D_s$  は大きくなるため、磁気飽和度  $\alpha_{sat}$  が大きいほど、扁平型になる。

**〈2・3〉 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(b) [ $T_{\omega max}$ ,  $\omega_{max}$ ]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設計する。 $d_{\omega max}$  を 1 周期当たりのパルス幅だとすると、最大鎖交磁束は(11)式で表される。

$$\Phi = \int_0^T V_{dc} dt = \frac{V_{dc}}{\omega_{max}} \frac{2\pi}{N_r} d_{\omega max} \quad (11)$$

ここで、 $V_{dc}$  は電源電圧である。なお、1 周期当たりのパルス幅  $d_{\omega max}$  は、高速域では電流立ち上がりに時間が掛かるため、 $d_{\omega max} = 0.5$  が採用される<sup>(9)</sup>。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。(4)式より、磁気飽和度は(12)式で表される。

$$\alpha_{sat} = \frac{\alpha_{\omega max} T_{\omega max}}{B_{sat} \left( \frac{D_r}{2} \right) L_h \frac{B_{sat} l_g}{\mu_0}} + \frac{1}{2} \quad (12)$$

ここで、 $\alpha_{\omega max}$  は〈2・1〉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、鎖交磁束は(13)式で表される。

$$\Phi = \frac{N^2 I_{\omega max} \mu_0}{l_g} L_h \left( \frac{D_r}{2} \right) k_{sp} \beta_s \quad (13)$$

$k_{sp}$  は消弧時のステータポール比率であり、高速域における転流シーケンス<sup>(9)</sup>から決定される。従って、(11)式、(13)式

より、最大で流れる電流  $I_{\omega max}$  は(14)式で表される。

$$I_{\omega max} = \frac{\frac{V_{dc}}{\omega_{max}} \frac{2\pi}{N_r} d_{\omega max}}{\frac{N^2 \mu_0}{l_g} L_h \left( \frac{D_r}{2} \right) k_{sp} \beta_s} \quad (14)$$

この際、(4)式に(14)式を代入し、巻数  $N$  について解けば、必要な巻数  $N$  は(15)式で表される。

$$N = \frac{\frac{V_{dc}}{\omega_{max}} \frac{2\pi}{N_r} d_{rated}}{k_{sp} \beta_s} \sqrt{\frac{l_g}{\alpha_{\omega max} T_{\omega max} \mu_0 L_h D_r}} \quad (15)$$

一方、磁気飽和している場合、鎖交磁束は(16)式で表される。

$$\Phi = B_{sat} L_h \left( \frac{D_r}{2} \right) k_{sp} \beta_s \quad (16)$$

従って、同様に、(11)式、(16)式を巻数  $N$  について解けば、必要な巻数  $N$  は(17)式で表される。

$$N = \frac{\frac{V_{dc}}{\omega_{max}} \frac{2\pi}{N_r} d_{rated}}{B_{sat} L_h \left( \frac{D_r}{2} \right) k_{sp} \beta_s} \quad (17)$$

また、必要な電流は(4)式から(18)式で表される。

$$I_{\omega max} = \frac{\alpha_{\omega max} T_{\omega max}}{B_{sat} \left( \frac{D_r}{2} \right) L_h N} + \frac{1}{2} \frac{B_{sat} l_g}{N \mu_0} \quad (18)$$

**〈2・4〉 ロータ径  $D_r$  の最適化** 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  $D_r$  は出力密度を最大にするために使用する。

出力密度  $\rho$  は(5)式、(10)式から(19)式で表せる。

$$\rho = \frac{P_{out}}{\pi D_s^2 L_h \rho_{core}} = \frac{P_{out}}{\pi} \frac{f(D_r)}{\rho_{core} \alpha_{Tmax}} \quad (19)$$

ここで、 $\rho_{core}$  はコアの密度である。 $D_s^2 L_h$  は  $D_r$  の関数であり、提案フローにおける調節要素である  $\alpha_{Tmax}$  のみ分離して書けば、 $f(D_r) / \alpha_{Tmax}$  と書き換えられる。 $\rho$  が最小になる点は、(19)式において  $f(D_r)$  を  $D_r$  に関して微分してゼロとなる点を探せばよい。したがって、 $\rho$  が最小になる  $D_r$  は  $\alpha_{Tmax}$  に依存しない。また、ステータ径  $D_s$  も(10)式からわかるように  $\alpha_{Tmax}$  に依存せず、 $D_r$  が決まれば一意に決まる。そのため、図 3 に示したように、出力密度を最大にするプロセスと、 $\alpha_{Tmax}$ ,  $\alpha_{\omega max}$  を調節するプロセスは分離できる。従って、提案法における手戻りの部分である  $\alpha_{Tmax}$ ,  $\alpha_{\omega max}$  の調節プロセスは、積厚  $L_h$  と巻き数  $N$  を変えて解析するのみでよい。

**〈2・5〉 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  $\alpha_{Tmax}$ ,  $\alpha_{\omega max}$  の調節方法について説明する。

図 3 に示したように、パラメータ  $\alpha_{Tmax}$ ,  $\alpha_{\omega max}$  の調節は、初期値を適当に与えて一度シミュレーションし、所望トルクとシミュレーションで得られた平均トルクの比を前回値  $\alpha_{Tmax}$ ,  $\alpha_{\omega max}$  に掛け、そのループを繰り返すことで行われる。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、数回のみ繰り返す。また、<2・4>節で述べたように、 $L_h$  と  $N$  を変えて解析するのみなので容易である。なお、シミュレーションにおける電流指令値は動作点(a)では(2)式を、動作点(b)では(12)式に応じて、(14)式もしくは(18)式を用い、転流シーケンスは文献(9)の通りに設定する。

### 3. 0.75kW SRM の設計例

今回、出力は 750W、基底速度は 3000r/min、最大速度は 5000r/min の 3 相 18 スロット 12 ポールのモータを設計する。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  $\alpha_{sat}$  は 1.6、電流密度  $J_{rms}$  は  $8\text{A}/\text{mm}^2$ 、巻き線占積率  $k_s$  は 40%、飽和磁束密度  $B_{sat}$  は 1.6T とする。本章では、図 4 に示した磁気飽和度を考慮した要求 N-T 特性を満たす最適設計アルゴリズムに従い設計する。なお、 $\alpha_{Tmax}$ 、 $\alpha_{omax}$  は有限要素法を用いた電磁界解析より導出する。

**(3・1) 最大出力密度** 図 7 にロータ径  $D_r$  と出力密度  $\rho$  の関係を示す。ロータ径  $D_r$  を変えていくと出力密度  $\rho$  が最大となるポイントが存在することがわかる。この理由について考察する。(5)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、つまりギャップ部面積に依存するためである。一方、(10)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、 $D_s$  を大きくすればロータ径  $D_r$  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出力密度  $\rho$  が最大となる。なお、ステータ径/積厚が 0.5-2.0 に収まる範囲で出力密度が最小になるロータ径  $D_r$  を選択した。

**(3・2) 電磁界解析による調整** 図 8 にアルゴリズムに従って  $\alpha_{Tmax}$ 、 $\alpha_{omax}$  を調整した際のトルクの平均値を示す。 $\alpha_{Tmax}$ 、 $\alpha_{omax}$  の初期値は 1.5 とした。回数を重ねるごとに所望のトルクに近づき、収束していることがわかる。今回の事例では、5 回の試行をすると、誤差率 2% 程度で一致する。

図 9 に設計した SRM の基底速度および最大速度におけるシミュレーション波形を示す。最終的に設計された SRM は  $D_s=105\text{mm}$ 、 $D_r=52\text{mm}$ 、 $L_h=52\text{mm}$ 、 $N=14\text{turns}$  である。本設計では、電流密度に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。また、所望の平均トルクを得られることを確認した。一方、電流密度は  $8\text{A}/\text{mm}^2$  での設計に対して、 $7.0\text{A}/\text{mm}^2$  となった。図 6 で示した通り、想定電流実効値は(6)式に対し誤差を有するためである。

**(3・3) 磁気飽和度の効用** 図 10 に磁気飽和度  $\alpha_{sat}$  を 1.2、1.6、2.0 にした際の磁化特性における電流軌跡を示す。図 10 から分かるように、磁気飽和度  $\alpha_{sat}$  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、 $\alpha_{sat}$  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。

図 11 に磁気飽和度  $\alpha_{sat}$  と出力密度  $\rho$  の関係を示す。なお、それぞれの磁気飽和度  $\alpha_{sat}$  について、アルゴリズムに従い、

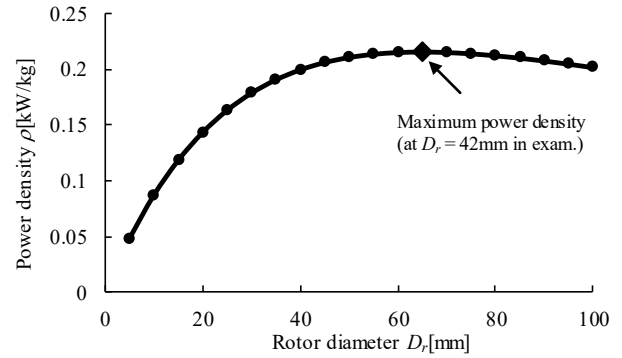


Fig. 7 The relationship between rotor diameter and power density

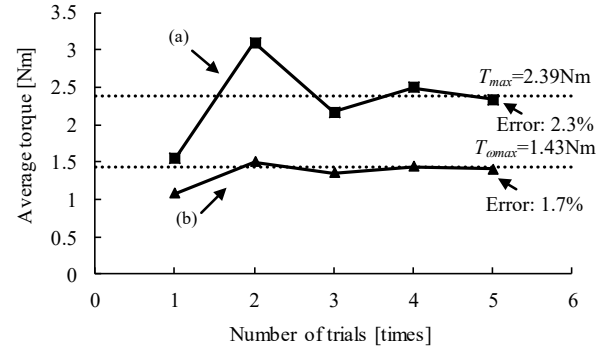
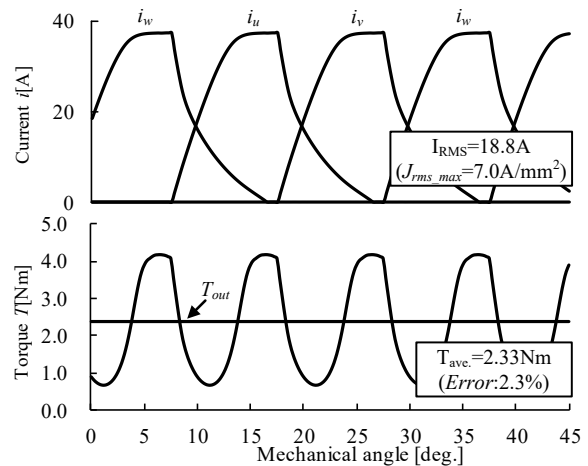
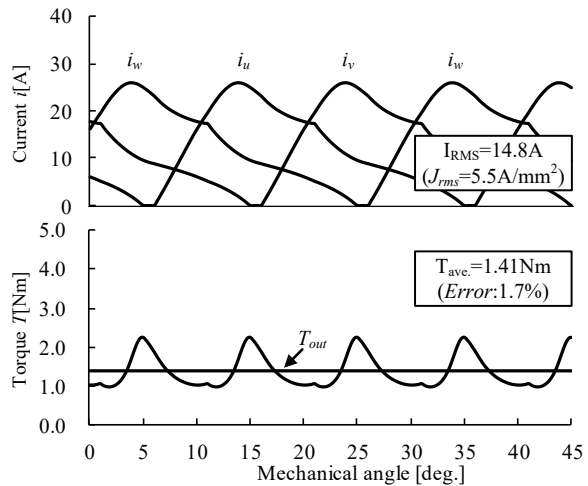


Fig. 8 Number of trials and average torque



(a) At based speed: 3000r/min



(b) At maximum speed: 5000r/min

Fig. 9 The simulation results of currents and torques

出力密度が最大となるようにしている。図 18 から分かるように、磁気飽和度  $\alpha_{sat}$  が大きいほど、出力密度が大きいことがわかる。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、鉄心材料を小さく、小型にできるためである。また、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は可能である。

#### 4. まとめ

本論文では、最適な SRM の概形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 曲線を満たす設計手法を提案した。また、一例として、出力密度最大となる SRM の形状を導出した。また、パラメータとして磁気飽和度を定義することで、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、電流密度、占積率、材料の磁気特性のみであり、パラメータの調節も電磁界解析 (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ので、汎用性の高い設計法である。さらに、実際に設計した SRM において、電磁界解析 (FEM) を用いて、設計の妥当性を行った。今後、高出力密度化だけでなく、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。

#### 文 献

- (1) M. Aoyama, K. Nakajima, and T. Noguchi, "Proposal and Preliminary Experimental Verification of Electrically Reversible Magnetic Pole Type Variable Magnetic Flux PM Motor", IEEJ Journal Industry Applications, vol. 7, no. 3, pp. 270-281, 2018.
- (2) A. Takahashi and W. Hatsuse "Novel Criteria for Reluctance Torque Utility of Permanent Magnet Motors", IEEJ Journal Industry Applications, vol. 7, no. 5, pp. 445-453, 2018.
- (3) N. Kurihara, J. Bayless, H. Sugimoto, and A. Chiba: "Noise Reduction of Switched Reluctance Motor with High Number of Poles by Novel Simplified Current Waveform at Low Speed and Low Torque Region", IEEE Trans. Industrial Application, Vol.52, No.4 pp.3013-3021 (2016)
- (4) J. Furqani, M. Kawa, K. Kiyota, and A. Chiba: "Current Waveform for Noise Reduction of a Switched Reluctance Motor under Magnetically Saturated Condition", IEEE Trans. Industrial Application, Vol.54, No.1 pp.213-222 (2018)
- (5) A. Chiba, H. Hayashi, K. Nakamura, S. Ito, K. Tungpimolrut, T. Fukao, M. A. Rahman, and M. Yoshida: "Test Results of an SRM Made From a Layered Block of Heart-Treated Amorphous Alloys", T. IEEE on Industry Applications, Vol.44, No.3, pp.699-706 (2008)
- (6) K. Kiyota and A. Chiba, "Design of Switched Reluctance Motor Competitive to 60-kW IPMSM in Third-Generation Hybrid Electric Vehicle", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 48, no. 6, pp. 2303-2309, Nov. 2012.
- (7) Miller T J E. Switched reluctance motors and their control. Oxford: Clarendon Press, 1993.
- (8) S. Shoujun, L. Weiguo, D. Peitsche, and U. Schaeferb, "Detailed Design of

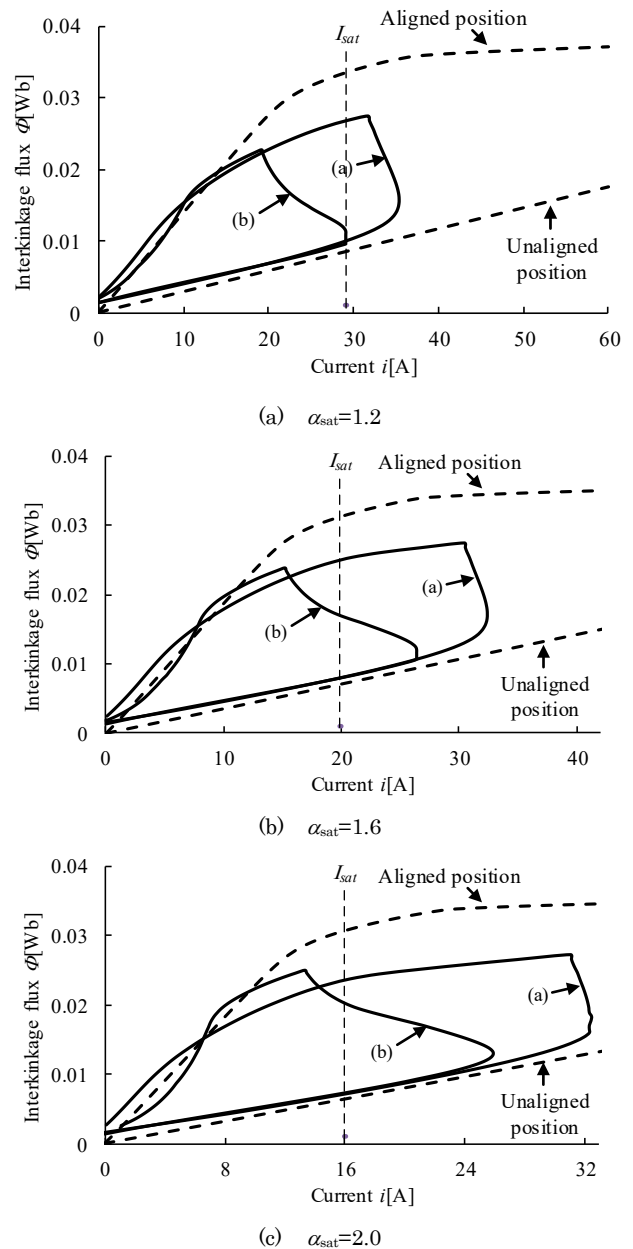


Fig. 10 The magnetization characteristic and current paths

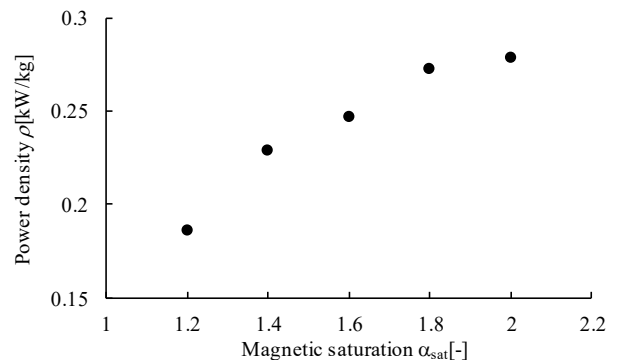


Fig. 11 Magnetic saturation  $\alpha_{sat}$  and power density  $\rho$

a High Speed Switched Reluctance Starter/Generator for More/All Electric Aircraft", Chinese Journal of Aeronautics, vol. 23, no. 2, pp. 216-226, Apr. 2010.

- (9) Miller T J E. Electronic Control of Switched Reluctance Machines. Newnes, 2001.