

## パーミアンス法を用いた埋込磁石同期電動機の 等価回路とそれに基づく損失最小設計法

学生員 佐藤 大介\* 正員 伊東 淳一\*a)

Loss Minimization Design Using Permeance Method for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor

Daisuke Sato\*, Student Member, Jun-ichi Itoh\*a), Member

(20XX年●月●日受付, 20XX年●月●日再受付)

In this study, the lowest loss point is calculated using the permeance method when the machine parameters of the interior permanent magnet synchronous motor are changed. Using the proposed method, the motor loss is easily calculated compared to the conventional method. The periodic change in the magnetic resistance in the air gap according to the rotation of the rotor does not need to be considered because the magnetic equivalent circuits of the rotor and stator are separated. In this study, the motor loss is calculated by the proposed method and a finite element method (FEM). As a result, the error in the calculation results between the permeance method and the FEM is 2.9%. On the other hand, the motor losses are calculated by the permeance method when some machine parameters are changed. As a result, these results agree in principle with those of the FEM. Therefore, the validity of the proposed method is confirmed. In addition, the method for motor design is considered in terms of the loss.

キーワード: 埋込磁石同期電動機, 損失最小設計, パーミアンス法

Keywords: Interior permanent magnet synchronous motor, Loss minimization design, Permeance method

### 1. はじめに

近年, 電動機駆動システムの高効率化を目的として, 埋込磁石同期電動機(IPMSM)の研究が盛んに行われている。IPMSMの適用により, 誘導電動機を用いたシステムと比較して, 高効率化, 小型化を実現できる。そのため, IPMSMは電気自動車や家電製品などに使用されている<sup>(1)(2)</sup>。

電動機のさらなる高効率化, 小形化のために, 損失やトルク, 誘起電圧の解析が重要になる。一般に, 電動機の特性は有限要素法(FEM)による解析がよく用いられる<sup>(3)~(6)</sup>。FEMは実際の電動機をそのままモデル化することが可能で, 精度の高い解析が可能である。しかし, 一般にFEMによる解析は長時間を必要とすることが多い。また, 電動機の構造が変わるたびに, FEMの解析モデルを作り変える必要がある。そのため, FEMは損失最小点などの最適解を探索するために幾度も解析する手法として, 適切ではないと

考えられる。IPMSMの設計フローを考えると, はじめにサイズ, 極数, ティースやバックヨークの幅などの, 大まかな形状を決定した後, フラックスバリア, ティース先端の形状などの詳細部を決めることが多い。詳細設計はFEMを用いて行うとして, 大まかな設計の段階では簡易的な特性計算ができれば十分であると考えられる。

従来から電動機の簡易設計にはパーミアンス法が使用されている<sup>(7)~(10)</sup>。パーミアンス法は電動機を等価的な磁気回路に置き換えることで, 磁束や起磁力を表現し, トルクやインダクタンスなどの諸特性を簡易的に計算する手法である。電動機の磁気等価回路は本来, 分布定数回路であり, パーミアンス法では集中定数回路に置き換えるため, 計算精度はFEMに劣るが, 解析時間はFEMと比較して, 大幅に短縮できることから, 最適解を導出する手法として適している。また, 近年ではパーミアンス法に基づく電動機特性の計算手法として, パーミアンスネットワーク法やリラクタンスネットワーク解析と呼ばれる手法が提案されている<sup>(11)~(16)</sup>。これらの手法では, 電流によって発生する磁束を交流起磁力源により発生させ, ロータの回転による磁界の変化を考慮することで, 磁束密度の時間変化を計算し, 誘

a) Correspondence to: Jun-ichi Itoh. E-mail: itoh@vos.nagaokaut.ac.jp

\* 長岡技術科学大学

〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1

Nagaoka University of Technology,

1603-1, Kamitomiokamachi, Nagaoka, Niigata 940-2188, Japan

起電圧波形やトルク波形および鉄損等の諸特性を求める。なお、計算結果は FEM による解析結果に対して、よく一致しており、精度の高い計算が可能であることが確認されている。しかし、磁極位置すなわちロータの角度によって変化するギャップの磁気抵抗に対応するため、文献(11)(12)では磁極位置に応じてロータとステータの間の結線を変化させる方法を用いている。磁気回路は電気回路と双対性があるため、多くの場合、電気回路として解くことができるが、この方法を用いた場合、電気回路への置き換えは困難となるため、電気回路シミュレータを用いることができず、計算のためには専用ツールを開発しなければならない。対して、文献(14)(15)では汎用の電気回路シミュレータにより計算可能な磁気回路が提案されており、磁気抵抗値をロータの角度により直接変化させる方法を用いている。ただし、FEM の結果をもとに磁気抵抗値を決定しているため、事前に FEM による解析が必要ということになる。さらに、計算結果の高精度化を図るために回路構成やパラメータ計算が複雑になるという問題がある。

そこで本論文では、損失が最小となる IPMSM の概形を簡易的に設計することを目的として、FEM を使わずに既存の電気回路シミュレータのみを利用して計算することが可能な IPMSM の磁気等価回路を提案する。本論文で提案する磁気等価回路は、ステータから見てロータ全体を交流起磁力源とみなすことで、ステータとロータを分けて考えるという特徴がある。すなわち本来、磁石の作る起磁力は一定であるところを仮想的に交流量として扱う。これにより、磁極位置によって変化するギャップ部の磁気抵抗を一定値として扱うことができる。その結果、交流の起磁力源を交流電圧源に、一定値の磁気抵抗は電気抵抗に置き換えることが可能となり、電気回路シミュレータを用いることができる。また、抵抗値は一定値であることから材料の透磁率とサイズから、簡単な数式により求めることが可能である。そのため、有限要素法を用いることなく、電気回路シミュレータだけで磁束密度を計算することができる。また、電動機の形状が変化しても、磁気抵抗の大きさが変わるだけであり、極数やスロット数が変化した場合でも、交流起磁力源の周波数を変化させるだけで磁束密度の違いに対応できるため、同じ磁気等価回路を使用できるという利点がある。

本論文は以下のように構成される。はじめに鉄損計算に必要な磁束密度の時間変化を求める手法を述べる。続いて、実際の IPMSM の鉄損を計算し、FEM および実験結果と比較し、解析の妥当性を示す。最後に IPMSM の機械パラメータを変化させた場合において、銅損を含む電動機損失を計算し、損失最小となる IPMSM の設計を行う。

## 2. IPMSM の磁気等価回路

従来のパーミアンス法では、磁気回路を等価的な直流電気回路に置き換える。しかし、鉄損計算のためには磁束密度の時間変化を求める必要がある。そのため、従来のパー

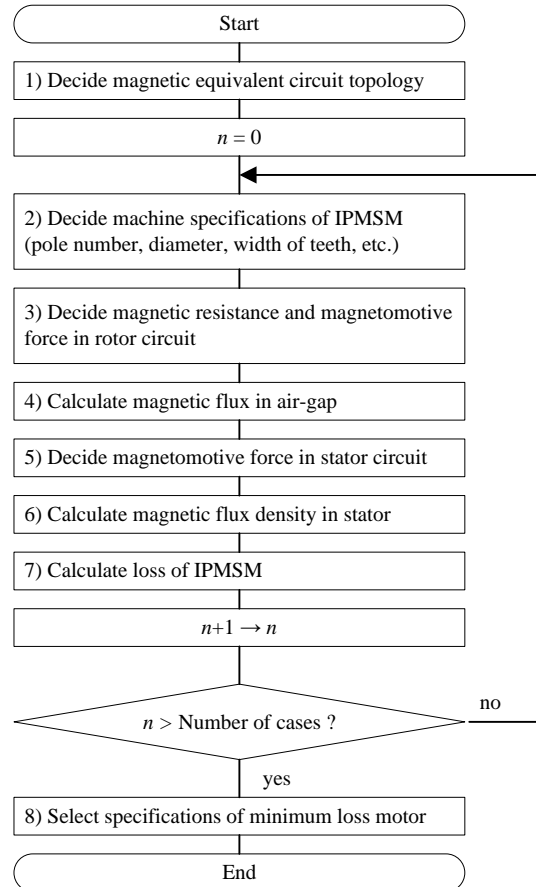


Fig. 1 Flowchart of loss minimization design for IPMSM.

ミアンス法をそのまま使うことはできない。また、ロータが回転し、ギャップの磁気抵抗が変化するため、ロータとステータを合わせて一つの回路で表現すると複雑になる。そこで、ステータから見てロータ全体を交流起磁力源とみなすことで、ロータとステータの磁気等価回路を分けて扱い、簡単に磁束密度の時間変化を導出する方法を提案する。

図 1 に損失最小の IPMSM の設計手順を示す。1) IPMSM の形状によって磁気等価回路のトポロジを決定する。2) 電動機の極数や直径、ティース幅などの仕様を決定する。3) 磁気抵抗およびロータ磁気等価回路の起磁力を決定する。4) ロータ磁気等価回路にてギャップ間磁束を計算する。5) ギャップ間磁束の導出により、ステータ磁気等価回路における起磁力が決まる。6) ステータコアの磁束密度を計算する。7) 求めた磁束密度とコアの鉄損曲線から、ステータコアの鉄損を計算し、巻線抵抗と電機子巻線電流から銅損を計算する。8) これら一連の計算を電動機仕様に応じて繰り返した後、損失最小となる電動機のパラメータを選択する。以上の手順に沿って IPMSM の損失を計算することで損失最小となる IPMSM の設計が可能となる。

図 2 に使用する IPMSM の解析モデル、表 1 にパラメータの例を示す。使用する電動機は、集中巻 IPMSM であり、平行に着磁されたネオジム磁石が埋込込まれている。また、周期角度は 60 度である。

図 3 にロータの磁気等価回路を示す。ここでは、機械角 30 度の領域を対称とみなし、等価回路を 1 極の半分の領域で構成する。磁石、ギャップの磁気抵抗  $R_m$ ,  $R_{gr}$  はそれぞれ (1), (2) 式で与えられる。

$$R_m = \frac{l_m}{\mu_0 \mu_m w_m L} \dots\dots\dots (1)$$

$$R_{gr} = \frac{l_g}{\mu_0 w_{gr} L} \dots\dots\dots (2)$$

$\mu_0$  は真空の透磁率,  $\mu_m$  は磁石のリコイル比透磁率,  $L$  は軸方向の長さ,  $l_m$  は磁石の長さ,  $w_m$  は磁石の幅,  $l_g$  はギャップの長さ,  $w_{gr}$  はロータ磁気等価回路におけるギャップの幅である。注意すべき点は、磁石の幅  $w_m$  は実際の幅の半分, ギャップの幅  $w_{gr}$  はギャップ部円周のうち 1 極の半分の領域に該当する部分の長さになるところである。また、永久磁石とロータ外径の間は狭小であるため、磁気飽和が発生することが想定される。したがって、狭小部の磁気抵抗  $R_{sat}$  は飽和を考慮する必要があり, (3) 式となる。

$$R_{sat} = \frac{l_{sat}}{\mu_0 \mu_s w_{sat} L} \dots\dots\dots (3)$$

$l_{sat}$  は狭小部の長さ,  $w_{sat}$  は狭小部の幅,  $\mu_s$  は電磁鋼板または真空の比透磁率である。磁気抵抗  $R_{sat}$  では流れる磁束の大きさをもとに、磁気飽和状態であるか否かを判断する。非飽和の場合は比透磁率  $\mu_s$  を電磁鋼板のカタログ値とし、飽和する場合は  $\mu_s$  を 1 とする。なお、ロータコアの磁気抵抗は永久磁石の磁気抵抗  $R_m$ , ギャップの磁気抵抗  $R_{gr}$  に対して十分に小さいため、無視する。

永久磁石による起磁力  $F_m$  は(4)式で表される。

$$F_m = H_e l_m \dots\dots\dots (4)$$

$H_e$  は磁石の保磁力である。図 3 と以上の計算により、ギャップに発生する磁束の基本波成分を求めることができる。

図 4 にステータの等価回路を示す。ティースとヨークの磁気抵抗  $R_t$ ,  $R_y$  は磁気飽和の影響を考慮し、それぞれ(5), (6)式で与えられる。

$$R_t = \frac{l_t}{\mu_0 \mu_s w_t L} \dots\dots\dots (5)$$

$$R_y = \frac{l_y}{\mu_0 \mu_s w_y L} \dots\dots\dots (6)$$

$l_t$  はティースの長さ,  $w_t$  はティースの幅,  $l_y$  はヨークの長さ,  $w_y$  はヨークの幅である。(3)式と同様に抵抗に流れる瞬時磁

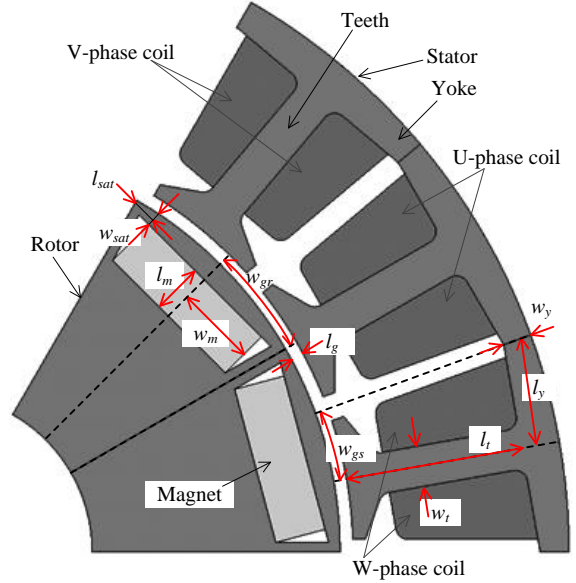


Fig. 2 Concentrated winding IPMSM model.

Table 1 Parameters of concentrated winding IPMSM.

Core	35H300 / Nippon Steel
Magnet	NMX-41SH / Hitachi Steel
Number of poles	12
Number of slots	18
Coil turns per teeth	11
Outer diameter of stator	100 mm
Inner diameter of stator	66 mm
Outer diameter of rotor	64 mm
Inner diameter of rotor	25 mm
Air gap length	1 mm
Iron stack length	50 mm
Magnet dimensions	12.5 mm × 25 mm × 4 mm

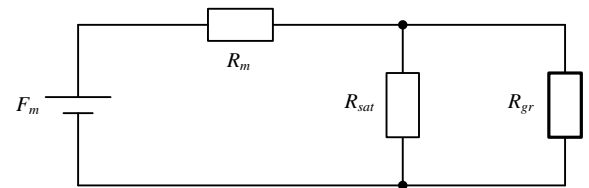


Fig. 3 Magnetic equivalent circuit of rotor.

束の大きさによって、比透磁率  $\mu_s$  の大きさを変えることで非飽和、飽和状態を切り替える。また、ステータ磁気等価回路における、ギャップの磁気抵抗  $R_{gs}$  は(7)式で与えられる。

$$R_{gs} = \frac{l_g}{\mu_0 w_{gs} L} \dots\dots\dots (7)$$

$w_{gs}$  はステータ磁気等価回路におけるギャップの幅であり、ギャップ部円周のうち 1 ティースの半分の領域に該当

する部分の長さとなる。

コイルに流れる交流電流  $i$  による起磁力  $F_i$  は(8)式で与えられる。

$$F_i = Ni \dots\dots\dots(8)$$

$N$  はティースごとの巻線ターン数である。また、ギャップ間磁束を発生させる要素として仮想的に交流の起磁力源  $F_g$  を置く。これにより、回転するロータの影響を考慮することができる。

図 5 にギャップ間起磁力  $F_g$  の波形を示す。磁石の配置から  $F_g$  は台形波と仮定する。起磁力の基本波はロータ磁気等価回路から導出したギャップ間磁束を発生させる値、周波数は電気周波数とし、磁石の幅とティース先端部の幅の比率から波形を決定する。なお、起磁力の位相  $\phi_g$  はティース先端部の位置から決定し、(9)式で与えられる。

$$\phi_g = \omega t + \frac{2\pi}{\theta_p} \theta_t \dots\dots\dots(9)$$

$\omega$  は電気角周波数、 $\theta_t$  はティース先端部の位置 (機械角)、 $\theta_p$  は周期角度 (機械角) である。

図 6 にギャップ間起磁力  $F_{gu1}$ ,  $F_{gu2}$  と電流による起磁力  $F_{iu}$  の関係を示す。図 2 において、U 相コイルの軸となるティースの位置を基準とし、U 相コイルの軸となるティースは 0 度、V 相コイルの軸となるティースは -120 度、W 相コイルの軸となるティースは 120 度 (いずれも電気角) とすると、図 5 における起磁力  $F_{gu1}$ ,  $F_{gu2}$  の位相は(9)式より、それぞれ(10)、(11)式となる。

$$\phi_{gu1} = \omega t - 2\pi \frac{25}{360} \dots\dots\dots(10)$$

$$\phi_{gu2} = \omega t + 2\pi \frac{25}{360} \dots\dots\dots(11)$$

したがって、起磁力  $F_{gu1}$ ,  $F_{gu2}$  により、U 相コイルの軸となるティースに磁束  $\Phi_{iu}$  が流れる。特に無負荷時においては U 相の永久磁石による電機子鎖交磁束  $\Phi_{fu}$  と等しくなり、(12)式で表される。

$$\Phi_u = \Phi_{fu} = \Phi_f \cos \omega t \dots\dots\dots(12)$$

$\Phi_f$  は電機子鎖交磁束の最大値である。ここで、(12)式より U 相の誘起電圧  $e_u$  を求めると(13)式となる。

$$e_u = \frac{d\Phi_{fu}}{dt} = -\omega \Phi_f \sin \omega t = \omega \Phi_f \cos \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right) \dots\dots\dots(13)$$

したがって、U 相コイルに流れる電流  $i$  は U 相誘起電圧  $e_u$  を基準にすると、(14)式となる。

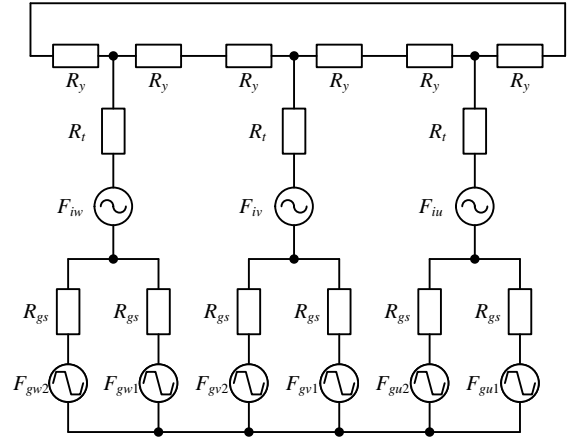


Fig. 4 Proposed magnetic equivalent circuit of stator.

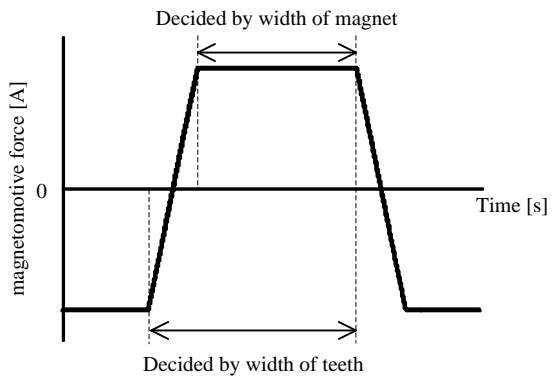


Fig. 5 Waveform of magnetomotive force.

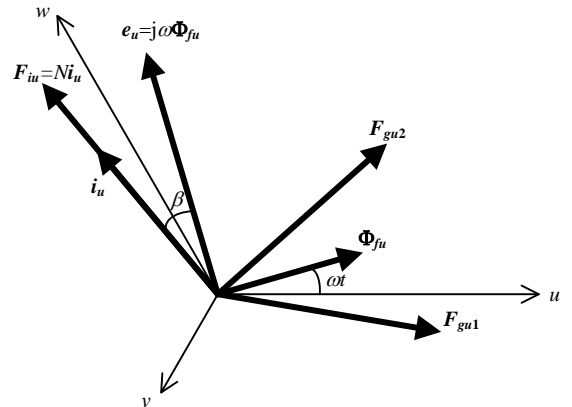


Fig. 6 Relationship between magnetomotive force  $F_{gu1}$ ,  $F_{gu2}$  and  $F_{iu}$ .

$$i_u = I_m \cos \left( \omega t + \beta + \frac{\pi}{2} \right) \dots\dots\dots(14)$$

ここで、 $I_m$  は電流振幅、 $\beta$  は電流位相である。

以上のように、ロータ磁気等価回路、ステータ磁気等価回路は磁気回路と電気回路の双対性から、ともに等価的な電気回路とみなすことができる。したがって、電気回路用解析シミュレータ

によりシミュレーションを行い, 得られた電流を磁束に換算することで, 簡単にティースやヨークの磁束密度を計算でき, ステータコアの鉄損計算が可能となる。

### 3. 磁束密度と鉄損の計算

提案法により IPMSM の磁束密度と鉄損の計算を行う。計算結果は FEM による解析結果と比較する。表 2 に計算条件を示す。なお, 電機子電流は正弦波とする。また, 磁気等価回路の計算には回路シミュレータ (PLECS Blockset, Plexim) を用いる。

図 7 に集中巻 IPMSM の FEM モデルを示す。2 次元 FEM ソフト (JMAG Designer, JSOL) により, 磁束密度と鉄損を解析する。解析条件として, モデルの要素数は 6525, 1 ステップあたりの時間は 2.71  $\mu$ s (1024 ステップ) としている。

図 8 にパーミアンス法と FEM により求めた磁束密度波形を示す。ティースの磁束密度波形は 1.75 T で飽和しており, FEM の結果と概ね一致している。また, ヨークの磁束密度波形はピークが急峻に変化していることが確認でき, FEM による波形とは異なっている。

図 9 に図 8 に示した磁束密度の高調波解析結果を示す。基本波成分はパーミアンス法と FEM とでほぼ一致している。しかし, 永久磁石の起磁力による奇数次高調波成分に誤差が生じている。特に, パーミアンス法では 3 次, 9 次高調波が現れておらず, ヨークでは大きく異なる。これは, 起磁力  $F_g$  が互いに作用し, 3 の奇数倍の高調波を打ち消し合うことが原因である。したがって, ヨーク磁束密度波形のピークにおけるパーミアンス法と FEM が異なる原因は高調波成分の誤差である。

次に, 導出した磁束密度とコアの鉄損曲線をもとにステータの鉄損を計算する。鉄損曲線にはある磁束密度と周波数におけるコアの鉄損密度が示されている。ここで, 鉄損密度を磁束密度  $B$  と周波数  $f$  の関数と考えて,  $W(B, f)$  [ $W/m^3$ ] と表すと, 鉄損は以下の式で計算できる。

$$W_{Fe} = W_t + W_y \dots\dots\dots(15)$$

$$W_t = \sum_{i=1}^N W(B_{ti}, f_f i) l_t w_t L N_t \dots\dots\dots(16)$$

$$W_y = \sum_{i=1}^N W(B_{yi}, f_f i) l_y w_y L N_y \dots\dots\dots(17)$$

ここで,  $W_{Fe}$  [ $W$ ] はステータコアの鉄損,  $W_t$  [ $W$ ] はティースの鉄損,  $W_y$  [ $W$ ] はヨークの鉄損,  $N$  は計算に用いる高調波次数の最大値,  $B_{ti}$  [ $T$ ],  $B_{yi}$  [ $T$ ] はそれぞれティースとヨークの高調波次数  $i$  における磁束密度の大きさ,  $f_f$  [ $Hz$ ] は基本波周波数,  $l_t$  [ $m$ ],  $l_y$  [ $m$ ] はそれぞれティースとヨークの磁路長,  $w_t$  [ $m$ ],  $w_y$  [ $m$ ] はそれぞれティースとヨークの幅,  $L$  [ $m$ ] はコアの積厚の長さ,  $N_t$  と  $N_y$  はそれぞれティースとヨークの分

Table 2 Calculation Conditions.

Armature current		18 $A_{rms}$
Motor speed		3600 r/min
Electrical frequency		360 Hz
Magnetic resistance	Teeth	$7.0 \times 10^4$ A/Wb
	Yoke	$5.9 \times 10^4$ A/Wb
	Gap	$3.4 \times 10^4$ A/Wb

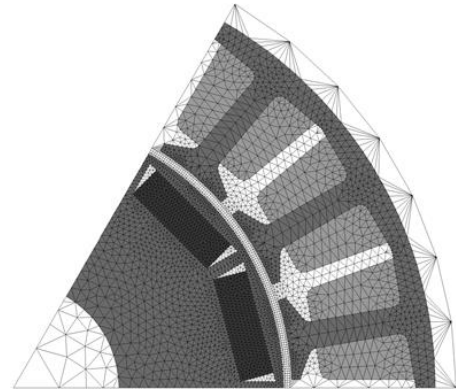


Fig. 7 FEM model of the concentrated winding IPMSM.

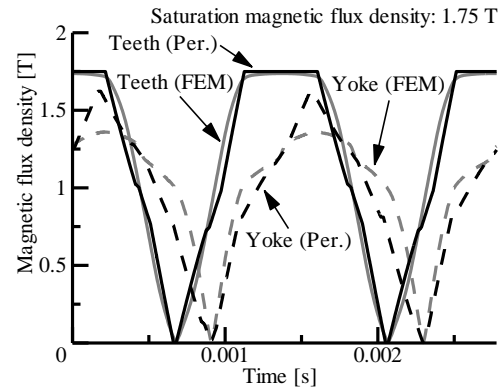


Fig. 8 Waveform of magnetic flux density by permeance method and FEM.

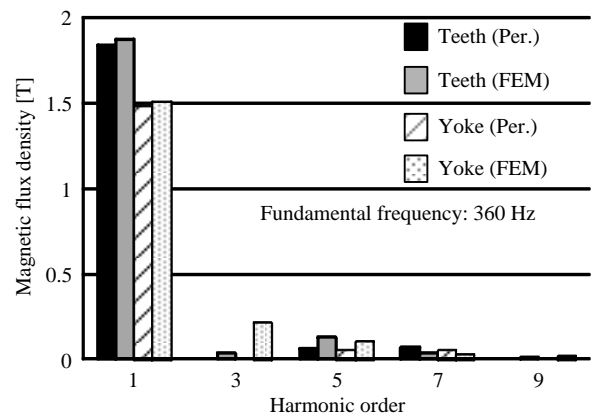


Fig. 9 Harmonic component of magnetic flux density.

割数である。

図 10 に使用するコアの鉄損曲線(35H300, 新日鐵住金)を示す。鉄損曲線には計算に必要な周波数における損失が記載されていないため、線形補間を行う。また、鉄損曲線から計算される鉄損は渦電流損とヒステリシス損の合計である。ヒステリシス損は厳密に高調波成分ごとに分離することはできず、基本波損失と高調波損失を合計した結果と実際の鉄損には誤差が生じる。ただし、先行研究により、その誤差は極めて小さいことが知られている<sup>(3)</sup>。したがって、本論文では基本波損失と高調波損失を合計した結果をもって比較する。

図 11 に計算した鉄損の高調波成分を示す。提案手法を用いて計算した結果、鉄損は 30.4 W となり、FEM により求めた鉄損 31.3 W に対する誤差率は 2.9% である。また、基本波成分が支配的であり、高調波成分による損失が小さいことから、磁束密度における高調波成分の誤差の影響は小さいことが確認できる。

#### 4. 損失計算結果と実験結果との比較

パーミアンス法による損失計算が実際の駆動システムに対しても有用であることを確認するため、実際の電動機損失を測定し、比較する。なお、IPMSM はインバータにより駆動することが一般的だが、キャリア周波数が低い場合、電圧の高調波成分に起因する損失を考慮する必要がある<sup>(3)(4)</sup>。ただし、キャリア周波数を高くするにつれて、高調波成分による損失は小さくなる。また、2 レベルインバータと比べて 3 レベルインバータの場合、キャリア周波数を 2 レベルインバータほど高くしなくても、高調波成分を小さくできる上<sup>(4)</sup>、インバータのスイッチング損失を低くできる。そこで、本節では 3 レベルインバータによる IPMSM の駆動を前提とし、キャリア高調波による損失は無視できるほど小さいものとして、損失計算を行う。

図 12 に製作した電動機損失測定システムを示す。測定対象となる供試電動機は図 2 および表 1 に示すものを使用する。インバータには 3 レベル T タイプ中性点クランプ型インバータ<sup>(17)</sup>を使用し、高調波による損失の影響が小さいキャリア周波数により駆動する。また、インバータ出力部に設置したパワーメータ(WT1800, 確度±0.3%, 帯域 5 MHz, YOKOGAWA)により入力電力を、トルクメータ(TH-2105, 精度±0.1%, 帯域 1 kHz, 小野測器)により軸出力をそれぞれ測定し、損失を求める。

図 13 に速度 3600 r/min における電動機の損失測定結果を示す。インバータのキャリア周波数増加に伴い、損失が減少していることが確認できる。これは、インバータ出力電圧に含まれる高調波成分が小さくなることにより、電動機の高調波損失が小さくなるためである。ただし、キャリア周波数が 7520 Hz 以降では、損失はほとんど変化していないことから、高調波損失は無視でき、正弦波電圧による駆動と等価とみなせる。本節では、3 レベルインバータによる駆動を前提とし、キャリア高調波による損失は無視するため、

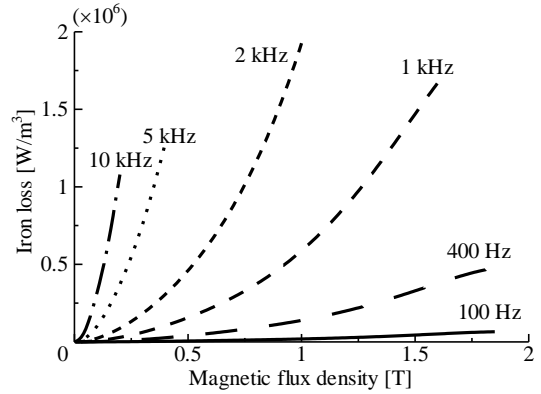


Fig. 10 Iron loss curve (35H300 / Nippon Steel).

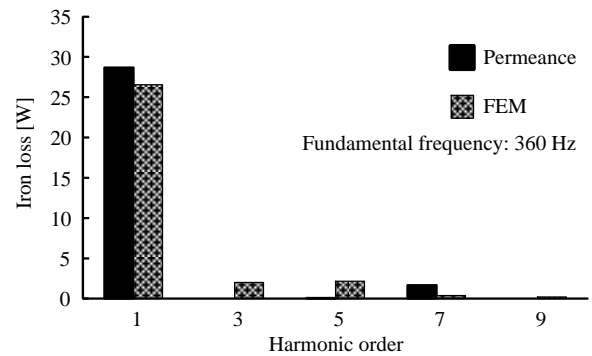


Fig. 11 Harmonic component of iron loss.

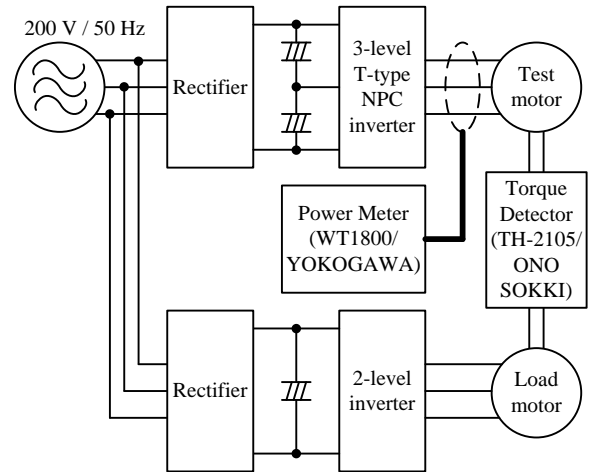


Fig. 12 IPMSM loss measurement system.

以後はキャリア周波数 7520 Hz の場合に着目する。

次に電動機の損失  $W_{loss}$  [W] から鉄損  $W_{Fe}$  [W] を分離するため、以下の式から、銅損  $W_{Cu}$  [W]、軸受損  $W_b$  [W]<sup>(18)</sup>、風損  $W_f$  [W]<sup>(18)</sup> を計算する。

$$W_{Cu} = 3R_a I^2 \dots\dots\dots (18)$$

$$W_b = \frac{26}{t - 273.15} d l v_b^{1.5} \dots\dots\dots (19)$$

$$W_l = 1.1Qv_r^2 \dots\dots\dots(20)$$

$$W_{Fe} = W_{bss} - W_{Cu} - W_b - W_l \dots\dots\dots(21)$$

$R_a$  [ $\Omega$ ]は1相あたりの巻線抵抗,  $I$  [A]は線電流実効値,  $t$  [K]は温度,  $d$  [m]は軸の直径,  $l$  [m]は軸長,  $v_b$  [m/s]は軸表面の周辺速度,  $v_r$  [m/s]はロータ表面の周辺速度,  $Q$  [ $m^2/s$ ]は冷却空気量である。なお, 冷却空気量  $Q$  は速度に比例するため, 風損  $W_l$  は速度の3乗に比例する。

図14に速度3600 r/min, 出力トルク2.3 Nmにおける鉄損測定結果と提案法およびFEMにより計算した鉄損を示す。提案法による計算結果とFEMによる解析結果の誤差は提案法で考慮していないロータ, 磁石の鉄損によるものである。また, FEMによる結果と測定結果の誤差分は電動機出力の1%未満であるため, 漂遊負荷損であると考えられる<sup>(19)</sup>。以上から, 提案法による電動機のステータ鉄損計算が有用であることが確認できる。

## 5. 損失最小となる電動機的设计

電動機の機械的なパラメータを変化させた時の損失を提案手法により計算し, 損失最小となる電動機的设计を行う。本論文では極数およびスロット数を変化させた場合, 径方向および軸方向長さを変化させた場合, ティース幅を変化させた場合の3パターンを検討する。

〈5・1〉 極数・スロット数変化時 提案した磁気等価回路は, 極数により周期角度が変化した場合においても, 回路を再構成することなく, 起磁力周波数を変化させるだけで, 同様に磁束密度を計算できる。本節では極数とスロット数の比を一定としたうえで, 極数を変化させた場合のIPMSMの損失を計算する。なお, 比較のため2次元FEMソフトにより, 鉄損を解析する。

図15に8極12スロット, 16極24スロットの解析モデルを示す。周期角度はそれぞれ90度, 45度である。図2のIPMSMを含め, ロータおよびステータの外径, ギャップ長さ, 積厚, 巻線ターン数, 磁石の総体積および径方向長さは同一としている。また, スロット数の変化に伴い, スロット面積も変化することから, 占積率を50%で一定として, 巻線断面積すなわち巻線抵抗を変化させる。なお, 速度は3600 r/minとし, 起磁力周波数を変化させる。出力トルクに関しては, FEMにおいては3.9 Nmで一定となるように電流振幅を調整し, 提案法ではギャップ間磁束の大きさから, 電流振幅を決定する。

図16に極数およびスロット数を変化させたIPMSMの損失計算結果を示す。損失の大きさは電動機体積で基準化しているため, 電流密度と磁束密度が一定と仮定すると, 電動機の体積が変化した場合にも適用できる。図16より, すべてのモデルにおいて, 提案法とFEMによる計算結果の誤差率は10%未満であり, 損失変化の傾向が一致している。また, 12極18スロットIPMSMの損失が最小であることが

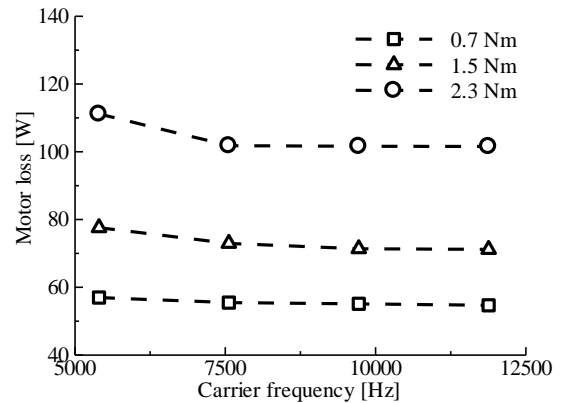


Fig. 13 Measurement result of IPMSM loss at 3600 r/min.

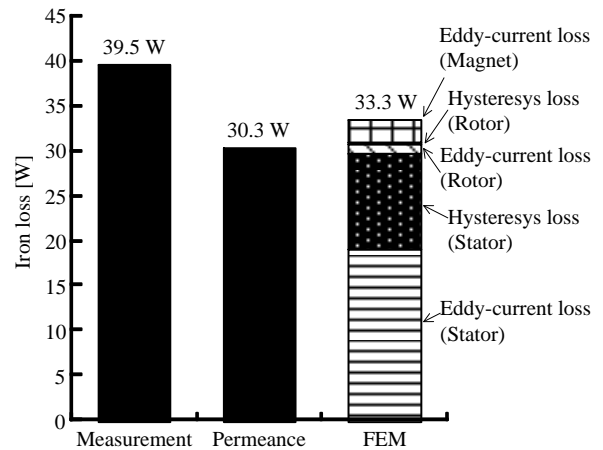


Fig. 14 Measurement result and calculation result by permeance method and FEM of iron loss (3600 r/min, 2.3 Nm).

ら, 今回の条件では12極とすることで高効率化が可能となる。

銅損に着目すると, 12極電動機は8極電動機よりも銅損が小さい。これは, 多極とすることで同一トルク出力に必要な電流を小さくできるためである。しかし, 多極にすることで, スロット断面積が小さくなるため, 巻線抵抗は大きくなる。そのため, 16極電動機は12極電動機よりも銅損が大きくなる。鉄損に着目すると, 極数とスロット数を少なくすることで, ティース幅を大きくできるため, 磁束密度が低下し, 鉄損は減少する。それに対して, 極数とスロット数を多くした場合, ステータコアで磁気飽和が起りやすくなり, 鉄損は増加する。

〈5・2〉 径方向および軸方向の長さ変化時 電動機の体積および出力一定において, 径方向と軸方向の長さを変化させた場合における損失を計算し, 損失最小となる電動機の形状を設計する。

図17に径方向長さ  $D$  および軸方向長さ  $L$  を変化させたときの概略図を示す。設計条件は, 図2に示す断面構造の

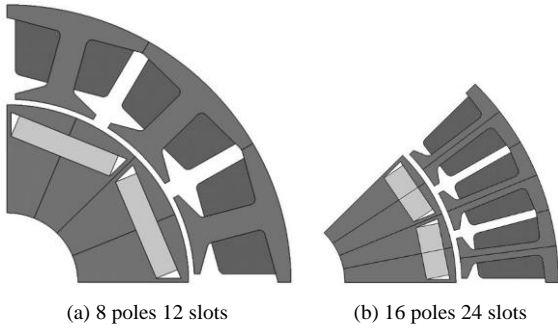


Fig. 15 IPMSM models of changing pole number.

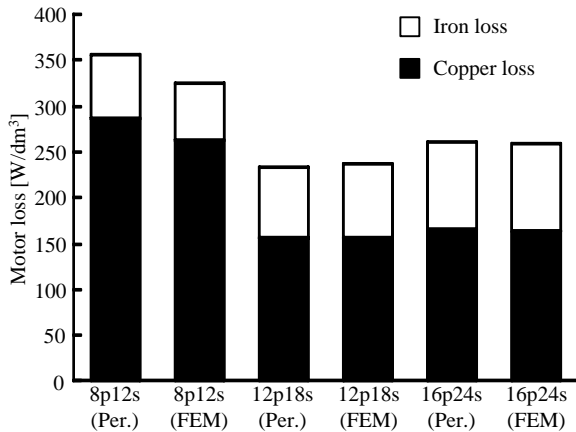


Fig. 16 Motor loss by the changing pole number and slot number based on the constant volume.

IPMSM を対象とする。ここでは例として、ギャップ長は 1 mm で一定とし、形状の変化に伴ってロータの大きさを調整する。また、径方向の長さの変化に伴い、スロット面積も変化することから、占積率を 50% で一定として、巻線断面積を変化させる。なお、速度は 3600 r/min とし、出力トルクに関しては、FEM においては 3.9 Nm で一定となるように電流振幅を調整し、提案法ではギャップ間磁束の大きさから、電流振幅を決定する。以上の条件より、電動機の銅損とステータコアの鉄損を計算する。

図 18 に径方向および軸方向の長さを変化させたときの電動機損失を示す。横軸の径方向長さは軸方向長さで、縦軸の損失の大きさは体積でそれぞれ基準化している。つまり、横軸が 1 p.u. の場合、径方向長さと軸方向長さは等しい。パーミアンス法による計算結果より、径方向に大きくした場合、電動機損失は減少することがわかる。また、FEM による解析結果と概ね一致している。以上より、径方向に大きい電動機にすることで高効率化が可能となる。

電動機を径方向に大きくした場合、永久磁石やギャップの磁気抵抗が大きくなるため、ギャップに流れる磁束の量は減少する。そのため、もとの電動機と同じ大きさのトルクを出力するために、流す電流を大きくする必要がある。しかし、スロット面積が大きくなり、軸方向の長さが短くなるため、巻線抵抗は小さくなる。したがって、銅損は減少する。一方で、電動機を軸方向に大きくした場合、磁気

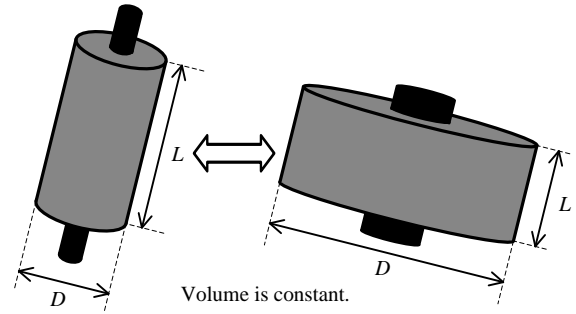
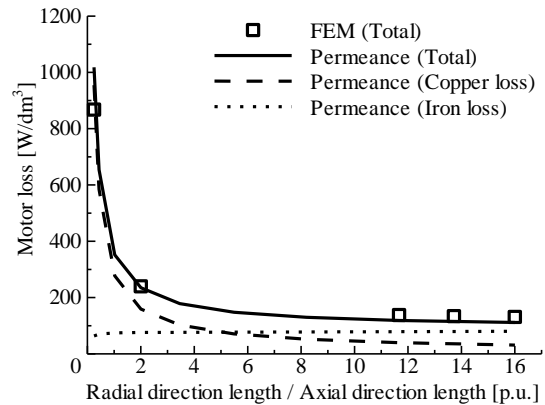
Fig. 17 Schematic of the changing radial direction length  $D$  and axial direction length  $L$ .

Fig. 18 Motor loss when the radial direction length and the axial direction length are changed based on the constant volume.

抵抗が小さくなるため、コアに流れる磁束は大きくなる。ただし、コアの断面積が小さくなるため、結果的に磁束密度は小さくなる。よって、鉄損は減少する。以上から、体積一定において、電動機の形状を変化させた場合、銅損と鉄損はトレードオフの関係にある。図 18 においては、鉄損の変化よりも銅損の変化が大きいため、径方向に大きくする方が損失は小さくなる。なお、電流密度が小さく、磁束密度が大きくなる場合、鉄損の影響が大きくなるため、損失最小点は径方向がより短い電動機となる。

〈5・3〉ティース幅変化時 図 19 にティース幅を変化させた場合の概略図を示す。ヨークの幅は一定の上で、ティース幅を変化させた時の損失を計算し、損失最小となるティース幅を設計する。設計条件は図 2 に示す IPMSM を対象とする。また、ティース幅の変化により、巻線部の断面積も変化する。したがって、巻線の占積率を 50% で一定とし、巻線抵抗を変化させる。なお、回転速度は 3600 r/min、出力トルクは 3.9 Nm で一定とする。

図 20 にティース幅を変化させたときの電動機損失を示す。ティース幅は軸方向長さで、損失の大きさは体積でそれぞれ基準化している。パーミアンス法による計算結果では、ティース幅が 0.084 p.u. において、電動機損失は最小となることが確認できる。また、FEM による解析結果と比較



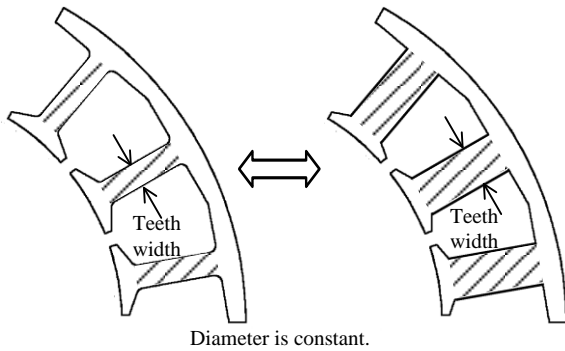


Fig. 19 Schematic of the changing teeth width.

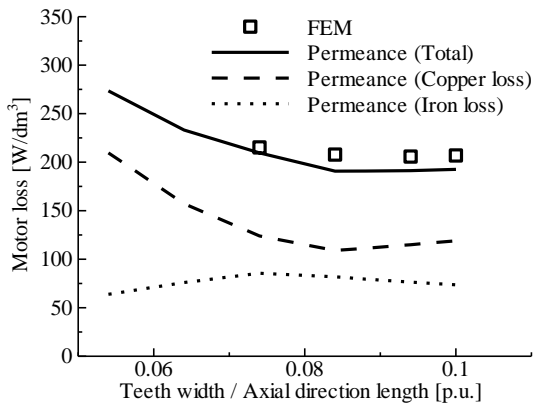


Fig. 20 Motor loss when the teeth width is changed based on the constant volume.

し、損失変化の傾向は一致するが、損失最小となるティース幅は 0.094 p.u.という結果を得た。ただし、ティース幅 0.084 p.u.と 0.094 p.u.では損失の大きさにほとんど差はなく、パーミアンス法による損失計算によって、損失最小付近のパラメータを求めることができる。

ティース幅を長くした場合、磁気抵抗が小さくなり、コアを流れる磁束が増加する。そのため、断面積が変わらないヨークでは磁束密度が大きくなる影響により、ティース幅 0.074 p.u.まで鉄損は増加する。ただし、ティース幅 0.074 p.u.以降はティースの磁束密度が小さくなる影響によって、鉄損は減少に転じる。また、コアを流れる磁束の増加により、ギャップを流れる磁束も増加する。この影響から、より小さい電流で同一トルクを出力できる。したがって、銅損は減少することになる。しかし、ティース幅が長くなることにより、コイル部分が小さくなるため、占積率一定の場合は巻線抵抗が大きくなる。したがって、ティース幅 0.084 p.u.以降、銅損は増加に転じる。

以上、電動機の機械的なパラメータを変化させた場合の損失計算の結果から、損失最小となる IPMSM の設計が可能となる。設計例として、機械損や機械的強度を考慮し、直径 2 p.u.以下という制約条件を含めると、極数 12, 直径 2 p.u., ティース幅 0.084 p.u.となる IPMSM が損失最小となる。

## 6. まとめ

本論文では、損失が最小となる IPMSM の概形を簡易的に設計することを目的として、パーミアンス法を用いた IPMSM の簡易な磁気回路を提案した。提案する鉄損計算法により、実際の電動機の鉄損を計算し、FEM および実験結果と比較した。その結果、FEM との誤差は 2.9%であることを確認し、実験結果とも概ね一致することを確認した。また、電動機の機械的なパラメータを変化させた時の損失を計算し、損失最小となる電動機的设计を行った。今後はインバータにより駆動した際の高調波損失を考慮するため、本論文の提案手法に基づいた磁石渦電流損の計算を行う予定である。

## 文 献

- (1) H. Tokoi, S. Kawamata, and Y. Enomoto: "Study of High-Efficiency Motors Using Soft Magnetic Cores", IEEJ Trans. IA, Vol.132, No.5, pp.574-580 (2012) (in Japanese)  
床井博洋・川又昭一・榎本裕治:「圧粉磁心を適用した小型・高効率モータの検討」, 電学論 D, Vol.132, No.5, pp.574-580 (2012)
- (2) K. Sakai, N. Takahashi, E. Shimomura, M. Arata, Y. Nakazawa, and T. Tajima, "Development of Permanent Magnet Reluctance Motor Suitable for Variable-Speed Drive for Electric Vehicle", IEEJ Trans. IA, Vol.123, No.6, pp.681-688 (2003) (in Japanese)  
塚和人, 高橋則雄, 霜村英二, 新政憲, 中沢洋介, 田島敏伸:「可変速特性に優れた電気自動車用永久磁石式リラクタンスモータの開発」, 電学論 D, Vol.123, No.6, pp.681-688 (2003)
- (3) K. Yamazaki, Y. Seto, and M. Tanida, "Iron Loss Analysis of IPM Motor Considering Carrier Harmonics", IEEJ Trans. IA, Vol.125, No.7, pp.758-766 (2005) (in Japanese)  
山崎克巳, 瀬戸嘉朗, 谷田誠:「キャリア高調波を考慮した IPM モータの鉄損解析」, 電学論 D, Vol.125, No.7, pp.758-766 (2005)
- (4) Y. Kawase, T. Yamaguchi, T. Unemura, Y. Shibayama, K. Hanaoka, S. Makishima, and K. Kishida, "Effects of carrier frequency of multilevel PWM inverter on electrical loss of interior permanent magnet motor", ICEMS 2009, LS5A-2 (2009)
- (5) K. Narita, T. Yamada, Y. Sakashita, and K. Akatsu, "Coupled Analysis Technique Involving Magnetic-Field-Control/Circuit Simulation and Loss Estimation for Permanent Magnet Synchronous Machine", IEEJ Trans. IA, Vol.131, No.11, pp.1309-1315 (2011) (in Japanese)  
成田一行, 山田隆, 坂下善行, 赤津観:「永久磁石同期機の磁界-制御/回路連成解析技術と損失評価」, 電学論 D, Vol.131, No.11, pp.1309-1315 (2011)
- (6) T. Okitsu, D. Matsuhashi and K. Muramatsu, "Method for Evaluating the Eddy Current Loss of a Permanent Magnet in a PM Motor Driven by an Inverter Power Supply Using Coupled 2-D and 3-D Finite Element Analyses", IEEE Trans. Magn., Vol.45, No.10, pp.4574-4577 (2009)
- (7) 武田洋次, 松井信行, 森本茂雄, 本田幸夫:「埋込磁石同期モータの設計と制御」, オーム社 (2001)
- (8) 大川光吉:「永久磁石磁気回路・磁石回転機設計マニュアル」, 総合電子リサーチ (1989)
- (9) Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, and B. Ackermann, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. I. Open-circuit field", IEEE Trans. Magn., Vol.29, No.1, pp.124-135 (1993)
- (10) T. Kosaka and N. Matsui, "Simplified Analysis and Evaluation of Drive Characteristic of Fully-Pitched Winding Reluctance Motors", IEEJ Trans. IA, Vol.119, No.10, pp.1165-1170 (1999) (in Japanese)  
小坂卓, 松井信行:「簡易解析に基づく全節巻 RM の運転特性評価法」, 電学論 D, Vol.119, No.10, pp.1165-1170 (1999)
- (11) B. Sheikh-Ghalavand, S. Vaez-Zadeh and A. H. Isfahani, "An Improved Magnetic Equivalent Circuit Model for Iron-Core Linear Permanent-Magnet Synchronous Motors", IEEE Trans. Magn., Vol.46, No.1, pp.112-120 (2010)

- (12) A. R. Tariq, C. E. Nino-Baron, and E. G. Strangas, "Iron and Magnet Losses and Torque Calculation of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines Using Magnetic Equivalent Circuit", IEEE Trans. Magn., Vol.46, No.12, pp.4073-4080 (2010)
- (13) G. Gotovac, G. Lampic and D. Miljavec "Analytical Model of Permeance Variation Losses in Permanent Magnets of the Multipole Synchronous Machine", IEEE Trans. Magn., Vol.49, No.2, pp.921-928 (2013)
- (14) K. Nakamura, K. Saito, and O. Ichinokura, "Dynamic Analysis of Interior Permanent Magnet Motor Based on a Magnetic Circuit Model", IEEE Trans. on Magn., Vol.39, No.5, pp. 3250-3252 (2003).
- (15) K. Saito, K. Nakamura, and O. Ichinokura, "Dynamic Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor", Journal of the Magnetics Society of Japan, Vol.28, No.4, pp. 615-619 (2004) (in Japanese)  
斎藤憲一, 中村健二, 一ノ倉理:「磁気回路法に基づいた埋込磁石同期モータの動的解析」, 日本応用磁気学会誌, Vol.28, No.4, pp. 615-619 (2004)
- (16) Y. Yoshida, K. Nakamura, and O. Ichinokura, "Efficiency Evaluation of SPM Motor Including Carrier Harmonics Based on RNA", IEEJ Annual Meeting 2014, 5-018 (2014) (in Japanese)  
吉田征弘, 中村健二, 一ノ倉理:「RNA によるキャリア高調波を考慮した SPM モータの効率評価」, 電気学会全国大会, 5-018 (2014)
- (17) Y. Kashihara and J. Itoh: "A consideration of power semiconductor loss of three-level multilevel topologies", IEEJ Annual Meeting 2013, 4-041 (2013) (in Japanese)  
梶原有吾, 伊東淳一:「3 レベルのマルチレベル方式の半導体素子に発生する損失に対する一考察」, 平成 25 年電気学会全国大会, 4-041 (2013)
- (18) 広瀬敏一, 炭谷英夫:「電機設計概論 4 版改訂」, 電気学会 (2007)
- (19) 竹内寿太郎:「大学課程 電機設計学 改訂 2 版」, オーム社 (1993)

## 佐藤大介

(学生員) 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。同年4月, 同大学大学院工学研究科博士後期課程に進学。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。



## 伊東淳一

(正員) 1972年1月6日生まれ。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。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, 受賞。IEEE Senior member, 自動車技術会会員。

