

# 磁化特性の数式モデルに基づく SRM のラジアルカリプルの定式化及び低減手法

熊谷 崇宏\* 伊東 淳一 日下 佳祐 (長岡技術科学大学)

## Radial Force Ripple Formulation and Reduction Method for SRM Based on Mathematical Model of Magnetization Characteristic

Takahiro Kumagai\*, Jun-ichi Itoh, Keisuke Kusaka (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes an acoustic noise and vibration reduction method for switched reluctance motors (SRM). Principle of acoustic noise and vibration reduction is based on regulating the sum of radial forces to be constant. Especially, radial force is formulated with only measured parameters and typical motor dimensions based on the mathematical model of magnetization characteristics and a simple magnetic circuit model. A three-phase 18S/12P type SRM is used in Finite Element Method (FEM) analysis and experiment in order to validate the proposed method. As a result, the reduction of radial force ripple by 94.1 % is confirmed in FEM analysis. In addition, third harmonic components of noise and vibration are reduced by -14dB and -2.6dB respectively in experiment.

**キーワード** : スイッチトリラクタンスマータ, ラジアルカリプル, 騒音, 振動, 電流調節, 磁気飽和  
(Switched reluctance motor, radial force ripple, acoustic noise, vibration, current regulation, magnetic saturation)

### 1. はじめに

近年, 電気自動車(EV)やハイブリッド車(HEV)の需要拡大を背景に, スイッチトリラクタンスマータ(SRM)の研究が盛んに行われている<sup>(1)-(3)</sup>。SRM は, 鉄心と集中巻の巻線のみで構成されているため, 磁石が不要で製造コストが安価である。また, ロータは堅牢な突極鉄心構造であり, 低イナーシャで高速回転に適している。SRM は, 適切なタイミングで各相のステータ巻線に励磁することで, 連続的な回転を得る。しかし, 励磁切り替えに伴うラジアル力の急峻な変化によってステータ振動が生じ, 大きな騒音, 振動が発生する<sup>(4)(5)</sup>。この問題に対して, 近年パワーエレクトロニクス技術の発達に伴い, SRM の特徴を生かしつつ, 短所を克服する研究開発, 実用化が進められている。

騒音, 振動を低減する制御手法として, (i)隣接するティースのラジアル力総和の脈動を低減する方法<sup>(6)-(11)</sup>と(ii)各相のラジアル力ピークを低減する方法<sup>(12)(13)</sup>がある。隣接するティースのラジアル力総和の脈動を低減する方法では, 直流, 基本波, 二次, 三次調波を重畳した電流波形を適用する手法<sup>(6)(9)</sup>や差分進化最適化を用いた手法<sup>(10)</sup>, 各相のラジアル力を台形波状に制御する手法<sup>(11)</sup>がある。一方で, 各相

のラジアル力ピークを低減する方法では, ラジアル力への寄与が小さい非対向状態でトルクを補うことでラジアル力の最大値を低減する<sup>(12)(13)</sup>。しかし, すべての手法においてトルク-電流-回転子位置( $T-i-\theta_e$ 特性), および, ラジアル力-電流-回転子位置( $F_r-i-\theta_e$ 特性)の関係を導出する必要がある。これらの特性を導出する手法として, 各特性を有限要素法(FEM)解析し, 離散フーリエ級数及び高次多項式によりフィッティングする方法<sup>(6)-(11)</sup>がある。しかし, FEM 解析が必要であり, 低減効果も解析精度に依存し, 導出に多大な時間を必要とする。一方, 対向しているティース面積から各特性を導出する手法<sup>(12)-(15)</sup>がある。しかし, 鉄心の磁気飽和を考慮しておらず, 磁気非飽和領域でしか適用できない。

本論文では, FEM 解析を用いることなく, 測定可能なパラメータ及びモータの代表寸法のみから  $T-i-\theta_e$ 特性,  $F_r-i-\theta_e$ 特性を導出する手法を提案する。特に, 磁化特性に着目することで, 磁気飽和領域における特性にも適用できる。

本論文は以下のように構成されている。初めに隣接するティースのラジアル力総和の脈動を低減し, 騒音, 振動を低減する方法(i)を説明する。次に FEM 解析を用いることなく,  $F_r-i-\theta_e$ 特性,  $T-i-\theta_e$ 特性を導出する手法を説明する。さらに導出した特性を元に, ラジアル力総和の脈動が最小

になる直流，基本波，二次，三次調波を重畳した電流指令を生成する。そして，指令通りに電流を流し，FEM解析にてラジアルカリップルを，実機にて騒音，振動を評価する。

## 2. ラジアル力総和の脈動低減手法

表1にSRMのモータパラメータを示す。本論文では，相数3，ステータスロット数18，ロータポール数12（3相-18S/12P型）の多極SRMを用いる。また，騒音，振動低減手法として，多極SRMに適した手法である，ラジアル力総和の脈動が最小になるように直流，基本波，二次，三次調波を重畳した電流波形を適用する手法<sup>(6)-(9)</sup>に着目する。

図1にSRMの断面図を示す。多極モータの場合，ラジアル力の総和 $F_{rSUM}$ は(1)式で表される。

$$F_{rSUM} = F_{rU} + F_{rV} + F_{rW} \dots\dots\dots (1)$$

ここで， $F_{rX}$ は各相で発生するラジアル力である。多極モータの場合，隣接する三相分のティースおよびヨークは固く曲がらない一つのセグメントとして考える。すると，ステータは各セグメントが互いに繋がっている機械ばね質量システムとみなせる。そのため，セグメントにおけるラジアル力総和 $F_{rSUM}$ が一定となれば，セグメントは振動せず，隣接するセグメントにも振動を伝達しない。従って，ステータ全体としても振動せず，振動，騒音を低減できる。

文献(6)-(9)では，ラジアル力総和の脈動が最小になるように，各相の電流を制御する。電流波形は，直流，基本波，二次，三次調波を重畳し，(2)式のように表される。

$$i(\theta_e) = i_0 + i_1 \sin \theta_e + i_2 \sin 2\theta_e + i_3 \sin 3\theta_e \dots\dots\dots (2)$$

ここで， $\theta_e$ は電気角， $i_n$ は各電流高調波の振幅である。また，各電流高調波の振幅は以下の条件より決定する。

1. ラジアル力総和の脈動が最小
2. 平均トルクがトルク指令
3. 電流実効値が最小

ここで，条件を満たす各電流高調波の振幅を決定するにあたり， $T-i-\theta_e$ 特性， $F_r-i-\theta_e$ 特性を定式化する必要がある。

図2,3に $T-i-\theta_e$ 特性， $F_r-i-\theta_e$ 特性を示す。文献(6)-(9)では，ラジアル力やトルク(接線力)をFEM解析し，(3)(4)式のように離散フーリエ級数及び高次多項式により近似する。

$$F_{rx}(i, \theta_e) = \sum_{n=0}^N K_{rn}(i) \cos(n\theta_e) \dots\dots\dots (3)$$

$$K_{rn}(i) = \sum_{m=1}^M K_{rnm} i^m \dots\dots\dots (4)$$

ここで， $\theta_e$ は電気角， $K_{rn}(i)$ は電流に関する多項式関数であり，電流 $i$ における力の回転子位置に対する $n$ 次の離散フーリエ級数係数である。また， $K_{rnm}$ は $n$ 次の離散フーリエ級数係数における電流に関する多項式関数の係数である。また， $N$ や $M$ は各近似の最高次数であり，必要な近似精度によって決定される。なお，トルク(接線力)は， $\cos$ 関数の代わりに $\sin$ 関数により近似される。しかし，各係数の導出にはFEM解析が必要であり，騒音，振動の低減効果も解析精度に依存する。また，導出に多大な時間を必要である。

Table 1. Motor parameter of SRM.

Rated mechanical power $P_m$	5.5 kW
Maximum speed $\omega_n$	12000 r/min
Maximum torque $T_n$	9.3 Nm
Input voltage	48V
Number of poles	Rotor 12, Stator 18
Winding resistance $R$	0.011 $\Omega$
Number of coil turns $N$	12 turns

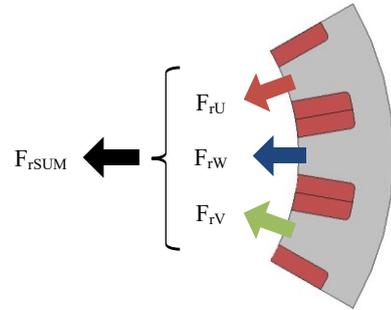


Fig. 1. Cross section of 1/6 model of SRM

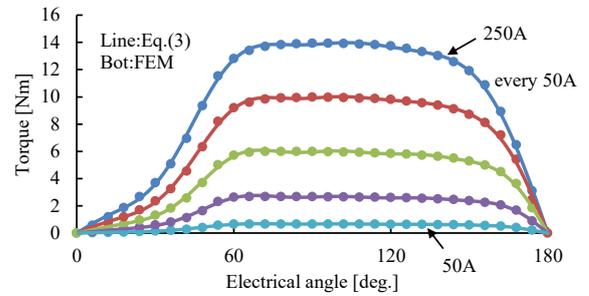


Fig. 2.  $T-i-\theta_e$  characteristic

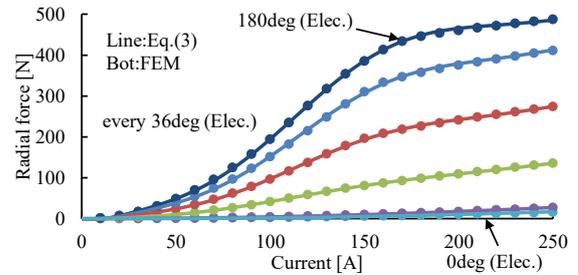


Fig. 3.  $F_r-i-\theta_e$  characteristic

## 3. $F_r-i-\theta_e$ 特性， $T-i-\theta_e$ 特性の定式化

本論文の主目的は，FEMを用いることなく， $T-i-\theta_e$ 特性， $F_r-i-\theta_e$ 特性を導出することである。特に，磁化特性に着目することで，飽和領域における各特性にも対応している。

### 〈3・1〉 $T-i-\theta_e$ 特性<sup>(16)(17)</sup>

SRMの発生トルク $T(i, \theta_e)$ は，回転子位置 $\theta_m$ の変化に対する磁気随伴エネルギー $W_c$ の変化を用いて(5)式で表される。

$$T(i, \theta_e) = \frac{\partial W_c(i, \theta_e)}{\partial \theta_m} = \frac{\partial}{\partial \theta_m} \int_0^i \Phi(i', \theta_e) di' \dots\dots\dots (5)$$

ここで，磁気随伴エネルギー $W_c$ は磁化特性 $\Phi(i, \theta_e)$ における

磁化曲線と電流軸が囲む部分の面積に等しい。

図4にSRMの磁化特性を示す。磁化特性は、鎖交磁束 $\Phi$ は位置(電気角) $\theta_e$ と電流 $i$ の関数である。線形領域では、鎖交磁束 $\Phi_{line}$ と電流 $i$ の関係を(6)式で表現する。

$$\Phi_{line}(i, \theta_e) = L_u i + f(\theta_e)(L_a i - L_u i) \dots \dots \dots (6)$$

ただし、インダクタンス $L_a$ は整列線形領域インダクタンスであり、 $L_u$ は反整列インダクタンスである。また、周期関数 $f(\theta_e)$ は $\cos$ 関数の基本波と第2~10次の調波で近似的に(7)式のように表す。

$$f(\theta_e) = \frac{1 + \cos(\theta_e) + \sum_{n=2}^{10} h_n((-1)^{n-1} + \cos(n\theta_e))}{2(1 + h_3 + h_5 + h_7 + h_9)} \dots \dots \dots (7)$$

ここで、 $h_n$ は $n$ 次空間高調波成分の含有率であり、インダクタンス分布から求められる。また、回転電気角 $\theta_e$ の適用範囲は $-\pi \sim 0$ であり、整列状態を $\theta_e=0$ 、反整列状態を $\theta_e = -\pi$ とする。従って、(5)式に(6)式を代入すると、発生トルクは(8)式で求められる。

$$T(i, \theta_e) = \frac{\partial f(\theta_e)}{\partial \theta} \frac{(L_a - L_u) i^2}{2} \dots \dots \dots (8)$$

飽和領域では、対向状態の磁化特性と非対向状態の磁化特性は(9)式のように表す。

$$\Phi_{sat}(i, \theta_e) = L_u i + f(\theta_e) \left[ \Phi_s \left\{ 1 - (1 + Ki) e^{-\tau i} \right\} + (L_s - L_u) i \right] \dots \dots \dots (9)$$

ただし、インダクタンス $L_s$ は整列飽和インダクタンス、 $\Phi_s$ は整列飽和磁束密度であり、係数 $\tau$ および線形領域と飽和領域の境の電流値 $I_0$ は、整列時の磁化特性と(6)、(9)式との残差の二乗和が最小になるように決定される定数である。また、 $K$ は低電流時のインダクタンスを(6)式と連続させるために、(10)式で表される。

$$K = \tau - \frac{L_a - L_s}{\Phi_s} \dots \dots \dots (10)$$

(5)式を(9)式に代入することで、飽和領域におけるトルクは(11)式で表す。

$$T(i, \theta_e) = \frac{\partial f(\theta_e)}{\partial \theta_m} \left\{ \Phi_s \left( i + \frac{K + \tau + K\tau i}{\tau^2} e^{-\tau i} \right) + \frac{L_s - L_u}{2} i^2 + T_0 \right\} \dots \dots \dots (11)$$

ここで $T_0$ は線形領域と飽和領域の境の電流値 $I_0$ において、(6)式と(11)式が連続になるように、(12)式で表される。

$$T_0 = \frac{L_a - L_{sat}}{2} I_0^2 - \Phi_s \left( I_0 + \frac{K + \tau + K\tau I_0}{\tau^2} e^{-\tau I_0} \right) \dots \dots \dots (12)$$

図5に得られた $T(i, \theta_e)$ の式に対して任意の電流、回転子位置を与えてトルクを計算して得られた $T-i-\theta_e$ 特性を示す。図5から、任意の電流 $i(\theta_e)$ を与えた際の発生トルクが算出可能であることが分かる。

### 〈3・2〉 $F_r-i-\theta_e$ 特性

図6に空隙付近における磁束のベクトルを示す。ラジアル力はマクスウェルの応力<sup>(18)</sup>から(13)式で表される。

$$F_r = \int_S \frac{B_r^2 - B_t^2}{2\mu_0} dS \dots \dots \dots (13)$$

ここで、 $B_r$ はラジアル方向の磁束、 $B_t$ は接線方向の磁束、 $\mu_0$ は空気の透磁率である。ステータもしくはロータからエ

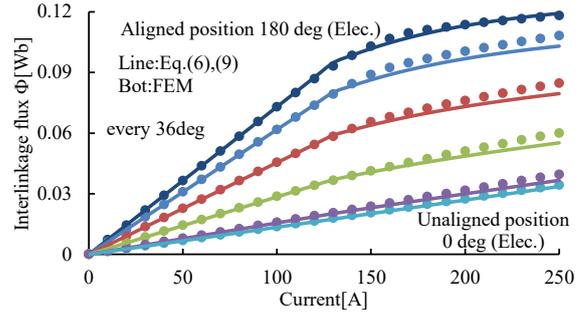


Fig.4. Magnetization characteristic

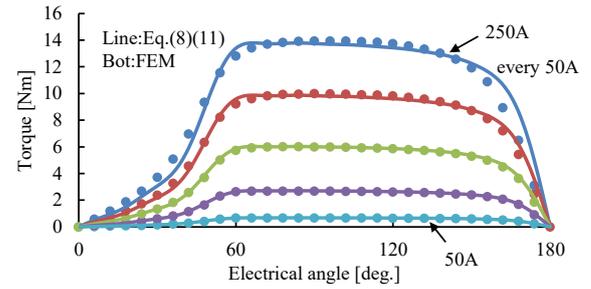


Fig. 5.  $T-i-\theta_e$  characteristic

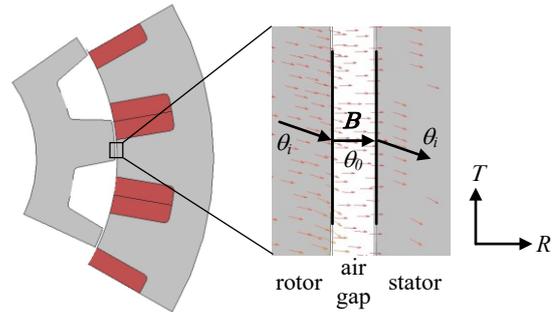


Fig.6. Magnetic flux line near the air gap

アギャップに流れ込む磁束のベクトル $B$ の向きは(14)式が成り立つ<sup>(19)</sup>。

$$\theta_0 = \tan^{-1} \left( \frac{\mu_0 \tan \theta_t}{\mu_i} \right) \approx 0 \dots \dots \dots (14)$$

ここで、 $\theta_0$ 、 $\theta_t$ はエアギャップ、コアにおける境界面の法線に対する磁束ベクトルの向き、 $\mu_0$ 、 $\mu_i$ は空気、コアの透磁率である。コアの透磁率は空気の透磁率に対して十分大きいので、エアギャップにおける磁束ベクトルは境界面に対してほぼ直角( $\theta_0 \approx 0$ )、つまり、ラジアル方向である。従って、(13)式において $B_r^2 = B^2$ 、 $B_t^2 = 0$ が成り立つ。また、ステータティース側面からロータティース表面に流れ込む漏れ磁束分は、ラジアル力に寄与するが、対向部分から流れ込む磁束に比べ小さいとして無視する。また、磁束は、ティースが対向している部分の面積 $S_{align}(\theta_m)$ に均等に分布すると仮定すると、(13)式は(15)式のように書き直せる。

$$F_r = \frac{B^2}{2\mu_0} S_{align}(\theta_m) = \frac{\phi_g^2}{2\mu_0 S_{align}(\theta_m)} \dots \dots \dots (15)$$

ここで、 $\phi_g$  はエアギャップにおける磁束である。また、 $S_{alg}(\theta_m)$  は、ロータとステータの歯幅と積み厚、回転子位置から導出できる。

図 7、図 8 に空隙付近の磁気回路<sup>(20)</sup>およびその磁気回路を整理した磁気回路を示す。なお、ロータもしくはステータティースの側面に流れる漏れ磁束は、刃先に近い部分から流れ込むとして、図 7 の  $R_{irs}$ ,  $R_{irg}$ ,  $R_{isg}$ ,  $R_{isr}$  の磁気抵抗は無視して、図 8 の磁気回路に書き換えている。また、図 8 における  $R_i(i, \theta_m)$  はコアの磁気抵抗であり、磁気飽和によりコアの透磁率が変化するため、電流と回転子位置の関数である。一方、 $R_g(\theta_m)$ ,  $R_l(\theta_m)$  はエアギャップ、漏れ分の磁気抵抗であり、磁気飽和の影響は受けなため、回転子位置の関数である。(15)式のラジアル力  $F_r(i, \theta_m)$  を導出するには、図 8 のエアギャップにおける磁束  $\phi_g$  を導出する必要がある。

線形領域において、多極モータの場合は磁路が短く、コアの透磁率はエアギャップの透磁率に比べて大きいので、コアの磁気抵抗  $R_i(i, \theta_m)$  は無視する。すると、図 8 の磁気回路図から、エアギャップにおける磁束  $\phi_g$  は(16)式で表せる。

$$\phi_g = \frac{Ni}{R_g(\theta_m)} = \frac{Ni}{l_g / \mu_0 S_{alg}(\theta_m)} \dots \dots \dots (16)$$

ここで、 $l_g$  はエアギャップ長、 $N$  は巻き数である。従って、線形領域におけるラジアル力は、(16)式を(15)式に代入することで導出できる。

飽和領域において、コアの透磁率が磁気飽和により低下するため、コアの磁気抵抗  $R_i(i, \theta_m)$  を無視できなくなる。すると、図 8 の磁気回路図から、エアギャップにおける磁束  $\phi_g$  は(17)式で表せる。

$$\phi_g = \frac{Ni}{\det(R)/R_l(\theta_m)} \dots \dots \dots (17)$$

$$\det(R) = R_i(i, \theta_m)R_g(\theta_m) + R_g(\theta_m)R_l(\theta_m) + R_l(\theta_m)R_i(i, \theta_m) \dots \dots (18)$$

ここで、エアギャップにおける磁束  $\phi_g$  を定式化するためには、漏れ分の磁気抵抗  $R_l(\theta_m)$  とコアの磁気抵抗  $R_i(i, \theta_m)$  を定式化する必要がある。漏れ分の磁気抵抗  $R_l(\theta_m)$  は電流に依存しないので、線形領域の磁化特性から導出できる。線形領域における全磁束  $\phi$  は(19)式である。

$$\phi = \frac{\Phi_{line}}{N} = \frac{Ni}{R_g(\theta_m)} + \frac{Ni}{R_l(\theta_m)} \dots \dots \dots (19)$$

ここで、 $N$  は巻き数、 $\Phi_{line}$  は(6)式で表される線形領域における鎖交磁束である。従って、(6)式と(19)式から、漏れの磁気抵抗は(20)式で表される。

$$R_l(\theta_m) = \frac{N}{\frac{L_u + f(\theta_e)(L_u - L_r)}{N} - \frac{N}{R_g(\theta_m)}} \dots \dots \dots (20)$$

次に、コアの磁気抵抗  $R_i(i, \theta_m)$  は飽和領域における磁化特性から導出できる。飽和領域における全磁束  $\phi$  は(21)式である。

$$\phi = \frac{\Phi_{sat}}{N} = \frac{Ni}{\det(R)/(R_g(\theta_m) + R_l(\theta_m))} \dots \dots \dots (21)$$

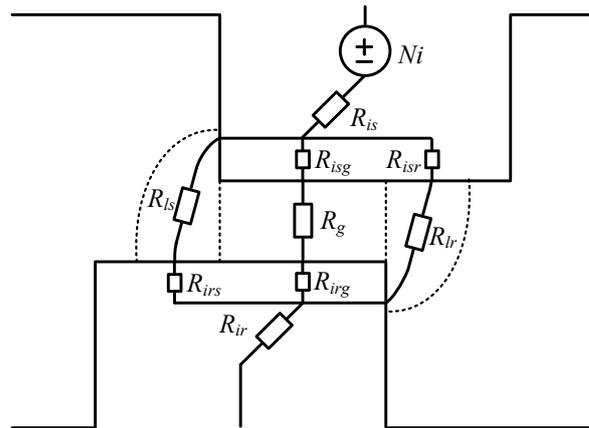


Fig. 7. Magnetic circuit near the air gap

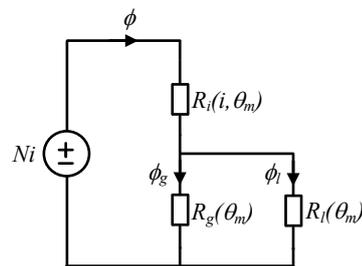


Fig. 8. Simple magnetic circuit near the air gap

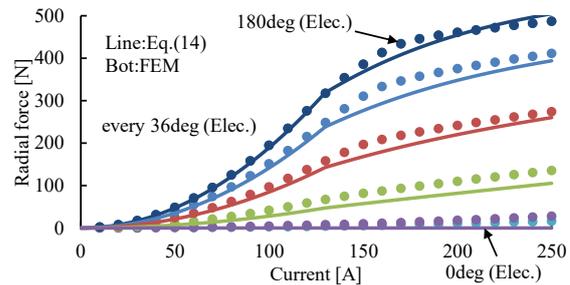


Fig. 9.  $F_r-i-\theta_e$  characteristic

ここで、 $\Phi_{sat}$  は(9)式で表される飽和領域における鎖交磁束である。従って、コアの磁気抵抗は(22)式で表される。

$$R_i(i, \theta) = \frac{Ni}{\Phi_{sat}/N} - \frac{R_g(\theta)R_l(\theta)}{R_g(\theta) + R_l(\theta)} \dots \dots \dots (22)$$

飽和領域におけるエアギャップの磁束  $\phi_g$  は(17)式に(20)式、(22)式を代入することで導出できる。また、飽和領域におけるラジアル力は、(17)式を(15)式に代入することで導出できる。

図 9 に得られた  $F_r(i, \theta_e)$  の式に対して任意の電流、回転子位置を与えてラジアル力を計算して得られた  $F_r-i-\theta_e$  特性を示す。図 9 から、任意の電流  $i(\theta_e)$  を与えた際のラジアル力が算出可能であることが分かる。なお、非対向付近でラジアル力の誤差が大きくなるのは、ステータティース側面からロータティース表面に流れ込む漏れ磁束により発生するラジアル力を無視しているためである。精度の良い近似方法については今後の検討課題とする。

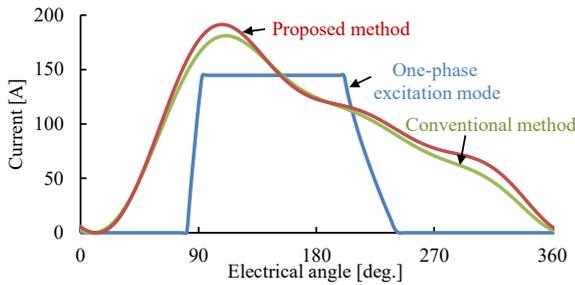


Fig.10. Current waveform in FEM analysis at 4.91Nm

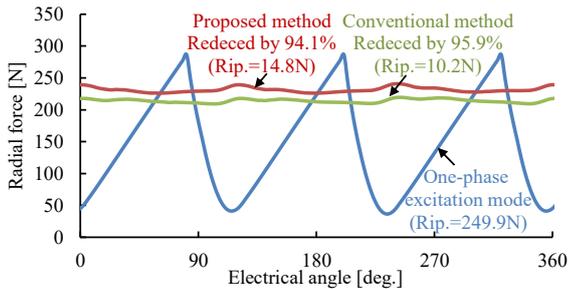


Fig.11.FEM results of waveforms of the radial force sum  $F_{rSUM}$

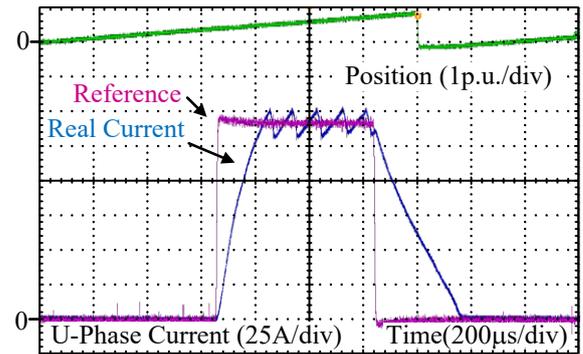
本章では、(8)、(11)式の  $T-i-\theta_e$  特性、(15)式の  $F_r-i-\theta_e$  特性を導出する方法について述べた。それぞれの特性は、(6)、(9)式の磁化特性を導出するのに必要なインダクタンス分布と対向状態の磁化特性、および、図 8 の磁気回路を導出するのに必要な巻き数、エアギャップ長、ロータとステータの歯幅、積み厚のみから導出できる。

#### 4. シミュレーション結果

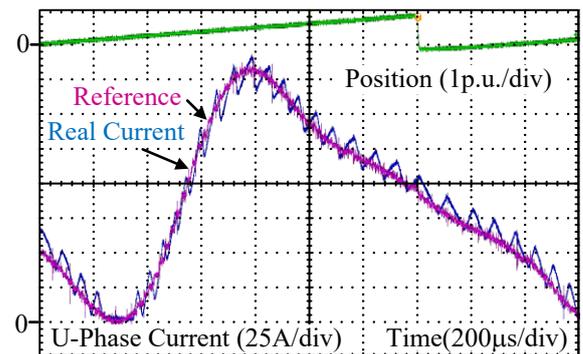
本章では、ラジアル力総和の脈動が最小化する直流、基本波、二次、三次調波を重畳した電流波形を適用し、ラジアルカリブルの低減効果を確認する。ここで、各電流高調波の振幅は、 $T-i-\theta_e$  特性、 $F_r-i-\theta_e$  特性から導出する。各特性を FEM 解析し、(3)式のように離散フーリエ級数及び高次多項式により近似し、それを元に各電流高調波の振幅を決定する手法を先行手法とする。一方、3 章で述べたように、磁化特性やモータの代表寸法のみから各特性を導出し、それを元に各電流高調波の振幅を決定する手法を提案手法とする。なお、シミュレーションは FEM を用いるため、導出に使用する磁化特性も FEM 解析した特性を用いる。

図 10 に(a)一相通電モード、(b)先行手法、(c)提案手法における電流波形を示す。なお、各電流高調波の振幅は、文献(9)の通り、数値解析的に求めている。図 10 から、先行手法でも、提案手法でもほぼ同様な電流波形となることが分かる。

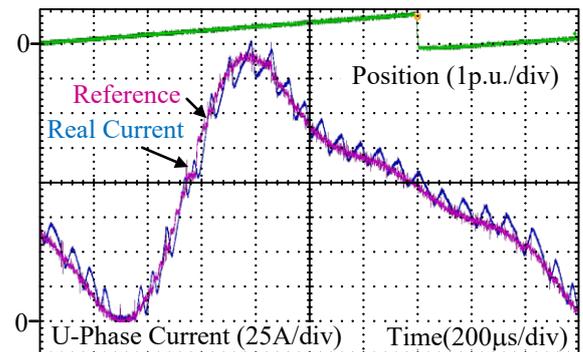
図 11 に(a)一相通電モード、(b)先行手法、(c)提案手法におけるラジアル力総和を示す。図 11 (a)と(b)を比較すると、先行手法によって、95.9%ラジアルカリブルを低減できることが分かる。一方、(a)と(c)を比較すると、提案手法によって、94.1%ラジアルカリブルを低減できることが分かる。今回、提案手法の方がラジアルカリブルの低減効果が小さいのは、 $F_r-i-\theta_e$  特性の近似誤差によるものである。



(a) One-phase excitation method



(b) Conventional method



(c) Proposed method

Fig.12. The real current and reference current at 4.91Nm

#### 5. 実験結果

本章では、ラジアル力総和の脈動が最小化する直流、基本波、二次、三次調波を重畳した電流波形を適用し、騒音、振動の低減効果を確認する。なお、実機検討では実測で得られたパラメータを元に(6)、(9)式より磁化特性を導出し、(8)、(11)、(15)式より  $T-i-\theta_e$  特性、 $F_r-i-\theta_e$  特性を導出する。また、騒音はマイクロホンにより評価し、振動は加速度センサにより評価する。マイクロホンは供試モータから 30cm 離して設置し、加速度センサはステータコア側に直接設置している。また、ラジアルカリブルの主成分である 3 次高調波の周波数が、ステータの固有振動 1720Hz と一致するように、回転速度は 2866rpm とした。

図 12 に(a)一相通電モード、(b)先行手法、(c)提案手法における電流指令および実電流を示す。図 12 から、先行手法、

提案手法においても、実電流が電流指令を追随していることが分かる。

図 13, 14 に振動, 騒音の高調波解析結果を示す。図 13, 14 (a)と(b)を比較すると、先行手法によって、振動, 騒音の 3 次高調波成分を-16dB, -3.5dB 低減できることが分かる。一方、(a)と(c)を比較すると、提案手法によって、振動, 騒音の 3 次高調波成分を-14dB, -2.6dB 低減できることが分かる。今回、提案手法の方が騒音, 振動の低減効果が小さいのは、 $F_r-i-\theta_e$  特性の近似誤差によるものである。これらの結果から、FEM 解析を用いることなく、 $T-i-\theta_e$  特性、 $F_r-i-\theta_e$  特性を導出でき、導出した特性を元に、騒音, 振動を低減できることを確認した。

## 6. まとめ

本論文では、SRM の騒音, 振動の低減手法を提案した。騒音, 振動の低減は、ラジアル力総和の脈動が最小にする直流, 基本波, 二次, 三次調波を重畳した電流波形を適用する手法に着目した。特に各電流高調波振幅の決定に必要な  $F_r-i-\theta_e$  特性、 $T-i-\theta_e$  特性を、測定可能なパラメータ及びモータの代表寸法のみから導出した。FEM 解析及び実機検証により、一相通電に比べてラジアル力リップルを 95.1%, 振動を-14dB, 騒音を-2.6dB 低減することを確認した。今後の検討として、より精度の良い近似方法については検討する。

## 文 献

- (1) K. Kiyota and A. Chiba: "Design of Switched Reluctance Motor Competitive to 60-kW IPMSM in Third-Generation Hybrid Electric Vehicle", IEEE Trans. Industrial Application, Vol.48, No.6 pp.2303-2309 (2012)
- (2) 林慧, 舟木剛: 「SiC MOSFET を用いたスイッチトリラクタンスモータの駆動回路の損失に関する一検討—同期整流による導通損失低減—」, 電気学会 電力技術・電力系統技術・半導体電力変換 合同研究会, SPC-17-98/PE-17-049/PSE-17-049 (2017)
- (3) 石川智一, 丹羽渉, 梶浦裕章: 「自動車駆動用全節巻スイッチトリラクタンスモータの開発」, DENSO TECHNICAL REVIEW, Vol.22, No.5-039 pp.33-40 (2017)
- (4) 見城尚志: 「SR モータ」, 日本工業新聞社 (2012 年)
- (5) リラクタンストルク応用電動機の技術に関する調査専門委員会: 「リラクタンストルク応用モータ~IPMSM, SynRM, SRM の基礎理論から設計まで」, 一般社団法人 電気学会 (2016)
- (6) M. Takiguchi, H. Sugimoto, N. Kurihara, and A. Chiba: "Acoustic noise and vibration reduction of SRM by elimination of third harmonic component in sum of radial forces", IEEE Trans. Energy Convers, Vol.30, No.3 pp.883-891 (2015)
- (7) J. Bayless, N. Kurihara, H. Sugimoto, and A. Chiba: "Acoustic Noise Reduction of Switched Reluctance Motor with Reduced RMS Current and Enhanced Efficiency", IEEE Trans. Energy Convers, Vol.31, No.2 pp.627-636 (2016)
- (8) 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)
- (9) 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)
- (10) C. Ma, L. Qu, R. Mitra, P. Pramod, and R. Islam: "Vibration and

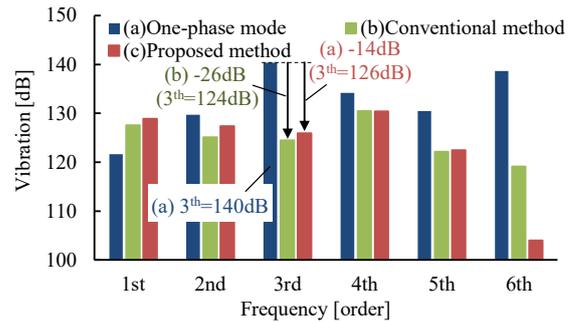


Fig.13. Experimental results of vibration acceleration

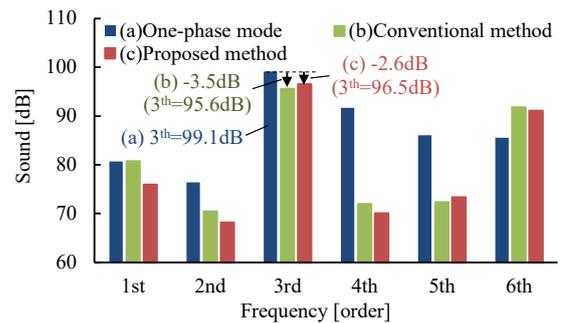


Fig.14. Experimental results of sound pressure level.

torque ripple reduction of switched reluctance motors through current profile optimization", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, p.3279-3285 (2016)

- (11) K. Okabayashi, K. Honda, T. Sugiura, and H. Kakigano: "Noise reduction using high-switching-frequency operation with SiC MOSFET for switched reluctance motors", 19th International Conference on Electrical Machines and Systems, p.1-6 (2016)
- (12) K. A. Kasper, J. O. Fiedler, D. Schmitz, and R. W. D. Doncker: "Noise reduction control strategies for switched reluctance drives", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, p.1-6 (2016)
- (13) M. Divandari and A. Dadpour: "Radial force and torque ripple optimization for acoustic noise reduction of SRM drives via fuzzy logic control", 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, p.1-6 (2010)
- (14) R. Krishnan: "SWITCHED RELUCTANCE MOTOR DRIVES Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Application", CRC Press LLC (2001)
- (15) 牧野宏明, 小坂卓, 松井信行: 「励磁励振による SRM の固有振動数測定」, 平成 26 年電気学会全国大会, Vol.5, No.5-039 pp.70-71 (2014)
- (16) T. Kumagai, D. Sato, J. Itoh: "Torque Ripple Reduction Method for SRM based on Mathematical Model considering Voltage Limitation", 19th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. DS1g, No. 0392 (2017)
- (17) T. Kumagai, J. Itoh: "Torque Ripple Reduction Method with Minimized Current RMS Value for SRM Based on Mathematical Model of Magnetization Characteristic", 20th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. LS2d, No. 368 (2018)
- (18) 松本聡: 「工学の基礎 電気磁気学(修訂版)」, 裳華房 (2017 年)
- (19) 山口昌一郎: 「基礎電磁気学[改訂版]」, 一般社団法人 電気学会(2002 年)
- (20) 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」, 科学情報出版株式会社 (2016 年)