

学術論文

アキシシャル型スイッチトリラクタンスモータの設計および特性測定

A Property Measurement of A Designed Axial Type Switched Reluctance Motors

在原 拓務^{*1} (学生員), 赤津 観^{*1} (正員)

Hiromu ARIHARA (Stu. Mem.), Kan AKATSU (Mem.)

This paper describes about a designed axial type Switched Reluctance Motor (SRM) which intends to improve the output torque characteristic. The axial type structure has some advantages. One of the advantages is an increasing air gap area. Because the air gap area of the axial type motor is depended on square of the radial length, while an air gap area of the radial type motor is depended on both the axial length and the radial length. This advantage is expected to increase the inductance and the output torque. This paper shows the study of axial type SRM design method and the basic property of the designed motor by comparing the Finite Element Analysis (FEA) results with experiment results.

Keywords: Switched Reluctance Motor, Axial gap motor, Finite Element Analysis, hysteresis current control.

1 はじめに

昨今、温室効果ガスの増加による地球温暖化を背景に、化石燃料を必要とせず、高トルク、高効率な永久磁石同期モータ(PMSM)の需要は増加している。しかし、磁石に含まれるネオジム(Nd)などレアアースの価格が高騰していることから磁石を使用しないスイッチトリラクタンスモータ(SRM)が注目されており、中でも PMSM が主流となっている電気自動車(EV)やハイブリッド電気自動車(HEV)のような高トルク、高回転数が要求される分野への応用に関する研究が盛んに行われている[1-3]。

SRM は磁石を使用しない構造であるため誘起電圧が小さく、高速回転での運転が可能、また構造が非常に堅牢であることを特徴とする。しかし、PMSM と比較してトルク密度が低く、出力トルク向上にはモデルの大型化が必要となるなどの欠点があり、SRM の高トルク密度達成に関する研究の発展が望まれている。

本論文では SRM の出力トルク特性の向上を目的とした SRM のアキシシャル型モータ化を提案する。アキシシャル型モータにすることでギャップ面積が増加し、それにより最大インダクタンスが増加、出力トルクが増加すると考えられる。

通常のラジアル型モータのギャップ面積はモータ積厚とロータ半径に比例するのに対し、アキシシャル型

モータのギャップ面積はロータ半径の 2 乗に比例する。このことから同体積であっても軸方向の長さが短く、半径方向の長さが長いモデルとした場合、アキシシャル型とした場合に出力トルクが増加すると考えられる。

本論文ではアキシシャル型 SRM の設計パラメータとしてティース形状、ロータティースの軸方向長、ヨーク厚の 3 点において FEA の結果を基に検討を行い、試験モデルを作成する。試験モデルを用いた実験ではインダクタンスと負荷試験によるトルク-電流特性の測定を行い、電磁界解析ソフトウェア J-MAG による FEA の結果と比較することでアキシシャル型 SRM の基礎特性を示す。また実験により電磁力によりロータとステータが接触する問題が明確になった。そのため実験ではギャップ長を設計値から変更して試験を行い解析との比較を行った。この問題の改善法に関しても新たにモデルの提案を行う。

2 設計手法

SRM はギャップ間の磁気随伴エネルギーの変化による磁気吸引力によりトルクを発生させる。ギャップ間の磁気随伴エネルギーの変化はロータの回転によるパーミアンスの変化により発生するため、インダクタンスが最大となる点で励磁する位相を変化させることで連続的なトルクの出力が可能である。

ステータの巻線方式を集中巻とした場合、SRM の相互インダクタンスは自己インダクタンスの値と比較して無視できる程小さくなる。このため集中巻 SRM の出力トルクの理論式は式(1)に示すことが出来る。この

連絡先: 在原 拓務, 〒135-8548 東京都江東区豊洲 3-7-5,
芝浦工業大学工学部電気工学科,
e-mail: m110003@sic.shibaura-it.ac.jp

^{*1} 芝浦工業大学

とき $dL/d\theta$ は自己インダクタンスの変化, i は巻線に流れる電流の瞬時値である。

$$T = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\theta} i^2 \quad (1)$$

式(1)より集中巻 SRM の出力トルクは自己インダクタンスの変化量, つまり最大インダクタンスと最小インダクタンスの差により決定される。このことから, 最大インダクタンスと最小インダクタンスの差が大きくなる設計が SRM の出力トルクを増加させるのに重

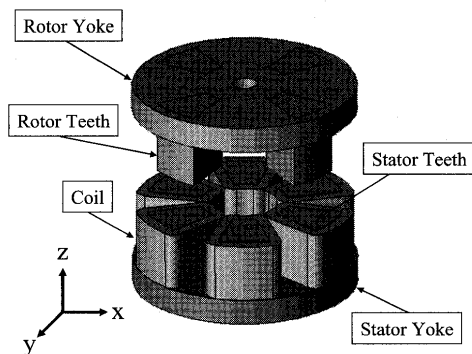


Fig. 1 Axial type SRM overview.

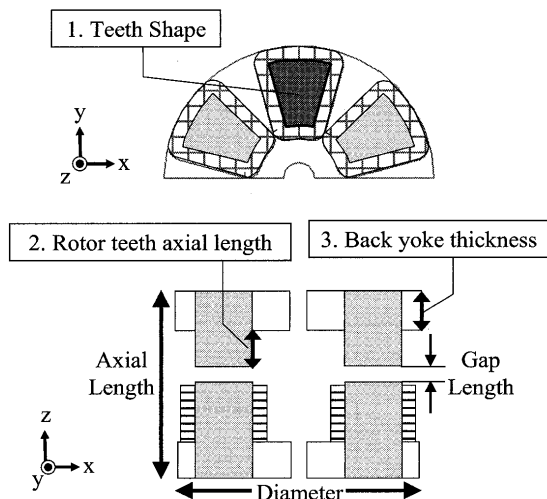


Fig. 2 Definition of parameters.

Table 1 Design condition.

Diameter (mm)	140
Axial Length (mm)	100 or less
Gap length (mm)	0.5
Pole Number	4
Slot Number	6
Number of turn (/slot)	32
Peak Current (A)	225

要といえる。Fig. 1 に本論文が提案するアキシアル型 SRM の概念図を示し, Fig. 2 で各名称を定義する。

本論文では Table 1 に示す設計条件の基, Fig. 2 に示すティース形状, ロータティースの軸方向の長さ, バックヨーク厚の3点について FEA を用いた非線形解析の結果を基に評価し, 設計を行う。

2.1 ティース設計

本論文ではアキシアル型 SRM のティース形状として Fig. 3 と Fig. 4 に示す2通りの形状を提案する。Fig. 3 は台形型のティース形状であり, 突極部と非突極部の面積が同じとなる形状である。Fig. 4 は円形型のティース形状であり, こちらは突極部の面積が非突極部の面積と比較して大きくなるような形状である。

台形型のティース形状は円形型のティース形状と比較して最小インダクタンスが小さくなる利点がある。しかし, 突極部分の面積が小さいため最大インダクタンスが小さく, またティース内径により巻線数が制限されるといった欠点がある。

円形型のティース形状は台形型と比較して突極部の面積が大きいため最大インダクタンスが大きく, ティース内径により巻線数が制限されないといった利点があるが, 非突極部の面積が小さいため最小インダクタンスが大きいという欠点がある。Table 2 に FEA により求めたロータティースの軸方向長を 15 mm としたときの最大, 最小インダクタンスを示す。

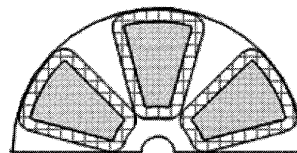


Fig. 3 Rectangular teeth shape.

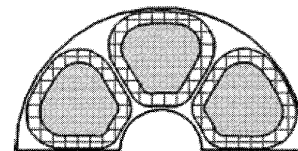


Fig. 4 Round teeth shape.

Table 2 Inductance value about rectangular and round teeth shape.

	Rectangular	Round
Max inductance (mH)	0.36	0.50
Min inductance (mH)	0.08	0.21

(Rotor teeth axial length = 15mm)

Table 2 に示すように円形型ティース形状の方が最大値と最小値の差が大きいことがいえる。しかし、その差は 0.01 mH と小さく、インダクタンスの比較だけではティース形状の決定理由として不足である。そのため本論文ではインダクタンスの比較に加え、平均出力トルク、ティース内径による巻線数の制限、製造時の巻線の巻き易さ、ステータの利用効率などの比較を行った。その結果、いずれも円形型ティース形状が有効であると確認したため、本論文では Fig. 4 の円形型ティース形状を採用する。

2.2 ロータティースの軸方向長

本論文ではロータティースがステータティースと一致し、インダクタンスが最大となっている状態を『対向時』、反対にロータティースが対向時より電気角で 180 deg ずれ、インダクタンスが最小となっている状態を『非対向時』と定義する。

ロータティースの軸方向長を変化させた場合、SRM の最大インダクタンスは変化せず最小インダクタンスの値のみが変化する。なぜなら、対向時の磁路中の磁気抵抗の大部分はロータ、ステータ間のギャップに占められ、鉄心中の磁気抵抗は非常に小さい。そのため対向時のインダクタンス、つまり最大インダクタンスはギャップ長が変化しなければロータティースの軸方向長には依存しない。それに対して非対向時の場合、磁路中の磁気抵抗の大部分はステータティースのギャップ面からロータ側のヨークまでの磁気抵抗となる。そのためロータティースの軸方向長が変化することで最小インダクタンスは変化し、ティース長が長い程最小インダクタンスは低下する。

しかし、最小インダクタンスの値はロータティースの軸方向長に比例して低下せず、ある一定の値に収束していく。加えてロータティースの軸方向長の増加は Table 1 に示す設計条件により制限され、さらに駆動時に回転による遠心力の影響が大きくなるなどの問題がある。本設計ではロータティースの軸方向長決定のため、ティース長を変化させた際の平均出力トルクを FEA により求めた。Fig. 5 にロータティースの軸方向長—平均出力トルクの特性曲線を示す。

Fig. 5 より平均出力トルクはロータティースの軸方向長の増加に伴い増加しており、ティース長が 15 mm 付近で出力トルクの上昇が飽和していることがわかる。この結果より、本設計ではロータティースの軸方向長を 15 mm として設計を行う。

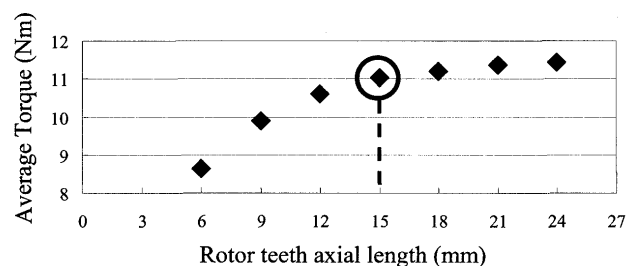


Fig. 5 Torque and the rotor teeth axial length characteristic.

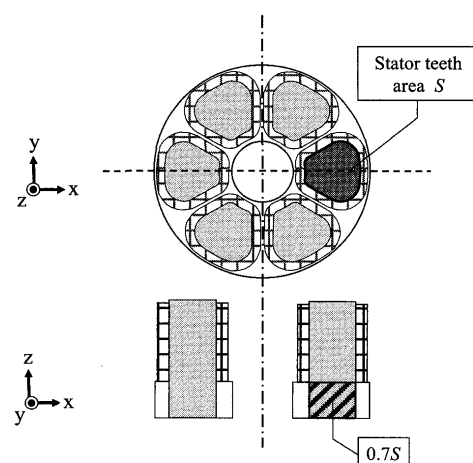


Fig. 6 Design basis of back yoke.

2.3 バックヨーク厚

ヨーク厚の設計にはステータティース断面積に応じた設計が要求される。なぜならステータティース断面に鎖交した磁束のほとんどはヨーク部に流入するため、ヨーク厚には磁気飽和の影響を避けるための厚さが必要であり、これはステータティース断面積に依存するためである。集中巻ラジアル型 SRM の場合、ステータティースに鎖交した磁束はヨーク部で 2 つのルートに分かれる。そのためヨーク部には最低でもステータティース断面積の 0.5 倍の断面積がなければ、磁気飽和により最大インダクタンスが低下する。また、局所的な磁気飽和の影響を考慮し、ラジアル型 SRM ではステータティース断面積の 0.7 倍程度が必要であることが経験的に分かっており、それを設計の基準としている。これはアキシャル型 SRM でも同様である。

Fig. 6 にバックヨークの設計基準を示す。図上はステータ部を z 軸方向から見たものである。図下は破線部の切断面を表しており、斜線部はヨークに鎖交する磁束が同中心軸を持って並行に鎖交すると仮定した場

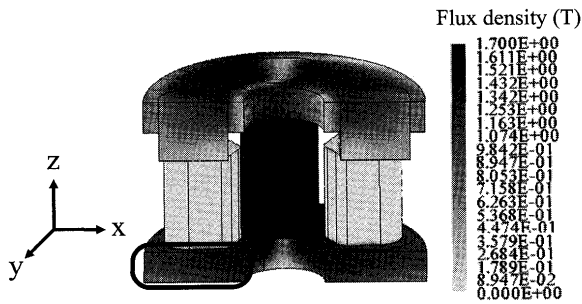


Fig. 7 Magnetic flux distribution.

合に磁束の鎖交するエリアである。つまりアキシアル型 SRM では斜線部をステータティース断面積の 0.7 倍とすることでラジアル型 SRM 同様磁気飽和を考慮した設計となる。

しかし、ヨークの断面積 (Fig. 6 斜線部) をステータティース面積の 0.7 倍になるように本モデルを設計した場合、ヨーク厚が軸方向長に伸びるため、Table 1 に示したモータ長 (≤ 100 mm) の条件を満たすことが出来ない。Table 1 の設計条件を満たし、さらにヨーク厚の設計基準を満たすためには、前節で決定したロータティースの軸方向長を再度決定し直す必要がある。しかし、ロータティースの軸方向長は Fig. 5 に示すように出力トルクへの影響が大きく、避けなければいけない。よってここでは FEA による磁束密度分布を用いることでヨーク厚の設定を行う。

Fig. 7 に対向時におけるモータ断面の磁束密度分布を示す。図中の丸で示す部分はステータ側のヨーク断面の磁束分布である。ヨーク厚の設計条件では Fig. 6 の斜線部以外には磁束は鎖交しないと仮定している。しかし、Fig. 7 に示すヨーク断面の磁束分布より、仮定していない部分にも磁束が鎖交していることが確認出来る。これによりヨーク斜線部の磁束密度は低下するため、アキシアル型 SRM ではヨーク厚の設計条件をラジアル型 SRM より小さくすることが出来る。

よって本設計では、ヨーク厚をモータの設計条件 (≤ 100 mm) の条件を満たすことが出来、最大インダクタンスの低下の影響が確認されなかった 16.5 mm (斜線部をステータティース断面積の 0.56 倍) と設計する。

Fig. 8 に設計した解析モデルを示し、Table 3 に解析モデルの詳細値を示す。

3 解析結果

Fig. 8 に示す設計モデルを使った FEA による解析を行う。Table 4 に解析条件を示す。

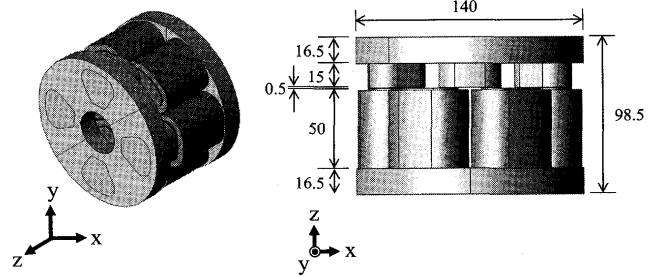


Fig. 8 Designed motor overview.

Table 3 Designed motor parameters.

Diameter (mm)	140
Axial length (mm)	98.5
Stator teeth area (mm ²)	1010
Rotor teeth Axial length (mm)	15
Back yoke thickness (mm)	16.5
Gap length (mm)	0.5

Table 4 Simulation condition.

Number of turn (/slot)	32
Section area of coil (mm ²)	8.4
Peak input current (A)	225
Current density [peak] (A/mm ²)	26.79
Current density [rms] (A/mm ²)	13.40

巻線の励磁は電流源を用いた矩形波電流により行う。また Table 4 より、入力する電流の最大値を 225 A とすることで高い電流密度での駆動を行う。同電流実効値の矩形波電流駆動と三相正弦波駆動を比較した場合、矩形波電流駆動の方が電流の最大値は大きくなる。式(1)より SRM の出力トルクは電流の瞬時値に依存するため、矩形波電流駆動により同電流実効値においても出力トルクは増加する。

電流実効値が低下するため、Table 4 に示すように電流密度の実効値は 13.40 A/mm² となるが、これは空冷が可能な電流密度 10 A/mm² よりも大きくなる。しかし、このときの電流実効値は最大電流 225 A、電気角 180 deg 励磁であり、120 deg 励磁による定格運転では電流密度は最大 8.9 A/mm² である。以上の理由から空冷での冷却が可能であり、発熱による破損の問題はないといえる。

Fig. 9 に U, V, W それぞれの入力電流波形、Fig. 10 に出力トルク波形、Fig. 11 に直流 225 A 入力時のインダクタンス波形を示し、Table 5 に解析結果をまとめたものを示す。ここでの入力電流は 120 deg 通電ではなく出力トルクが最大となるように電流波形を重ねるように励磁している。

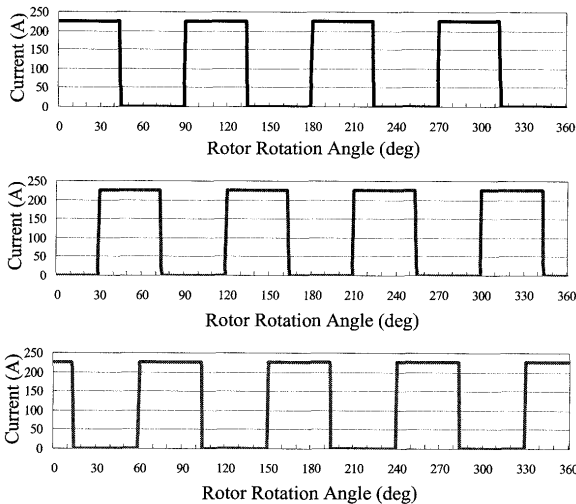
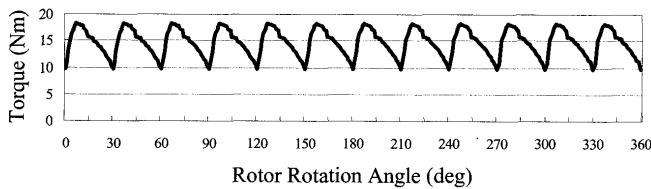
Fig. 9 Input current. (I_U, I_V, I_W)

Fig. 10 Output Torque.

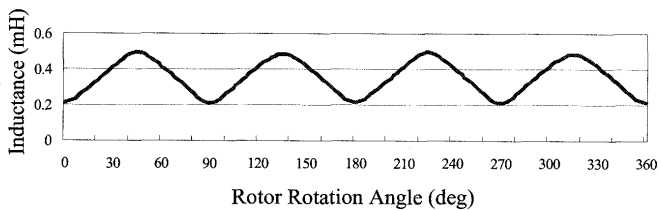


Fig. 11 Inductance Waveform.

Table 5 Simulation results.

Voltage (V)	200
Average Torque (Nm)	14.8
Peak number of rotation (rpm)	23840
Peak output power (kW)	36.96

Table 6 Tested model material.

Stator yoke	50JN470
Stator teeth	50JN470
Rotor yoke	50JN470
Rotor teeth	50JN470
Coil	Cu

4 解析結果と実験結果の比較

Table 6に使用する材料を示し、Fig. 12, Fig. 13に解析結果を基に作成した試作モデルを示す。ステータ、ロータのティースはケイ素鋼板を磁束と平行になるよう

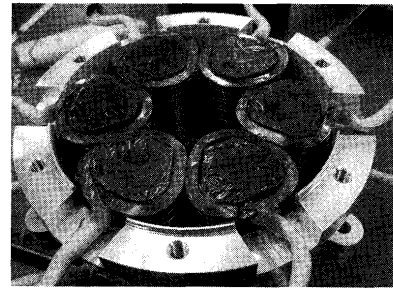


Fig. 12 Tested production. (Stator)

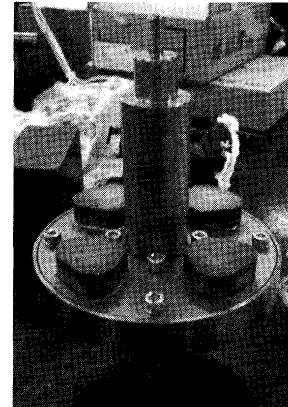


Fig. 13 Tested production. (Rotor)

に積層し、ワイヤーカットにより目的の形に削り出すことで渦電流による損失を低減するような形状となっている。また、コイルはエッジワイズ巻きを使用する。エッジワイズはきしめん状のコイルの縁をコアに対して立てたまま巻いていく方法であり、これにより占積率の向上、放熱性の向上が期待出来る。

4.1 試験モデルにおけるギャップ長の変更

本論文ではここまでギャップ長を0.5 mmとして設計を行ってきた。しかし、負荷試験を行った結果、モータの軸方向に働く電磁力によりロータがステータに接触し駆動出来なくなる問題が生じた。Fig. 14に解析における、直流電流40 A流入時にロータの軸方向に働く電磁力を示す。

Fig. 14より最大700Nの電磁力がロータに発生しており、これによりロータとステータが接触したと考えられる。よって本論文ではロータの接触を避けるため、モータのギャップ長を0.5 mmから1.0 mmとし、負荷試験およびインダクタンス測定を行い、その結果を示す。

4.2 実験条件

Fig. 15に図左からSRM、トルクメータ、渦電流ブレーキから構成されるモータベンチを示し、Fig. 16にベ

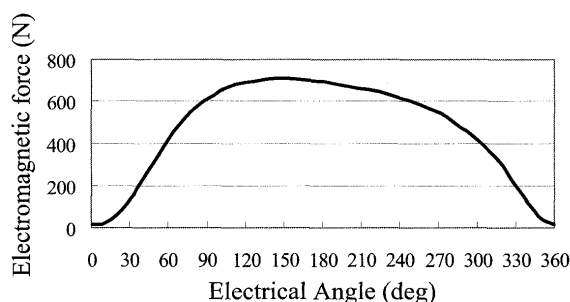


Fig. 14 Electromagnetic force. (Gap=0.5mm)

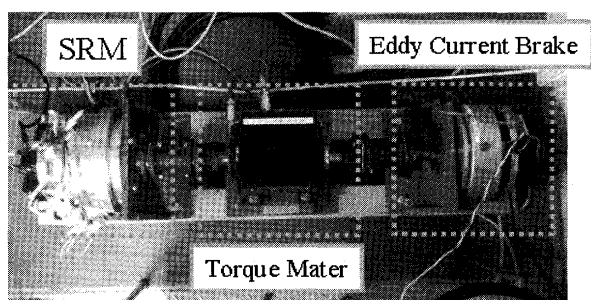


Fig. 15 Motor bench.

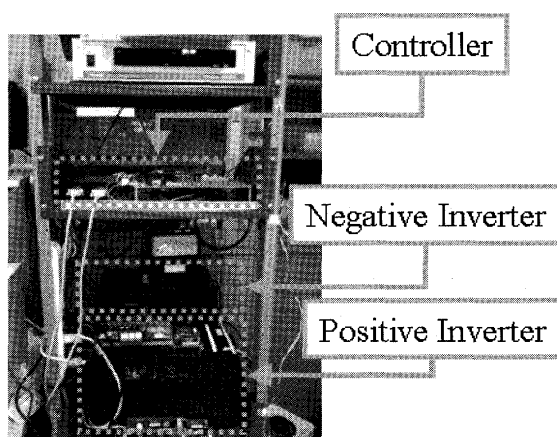


Fig. 16 Experiment device.

ンチを除くその他の実験装置, Fig. 17に実験装置の回路構成を示す。Fig. 16, Fig. 17に示しているように実験装置は三相インバータ二台で構成し, それぞれ上アーム, 下アームを独立して制御する。

4.3 インダクタンスの測定

試作モデルのインダクタンス測定としてロータティース非対向時より電気角で60 degずつ, 計7箇所の測定を行う。測定は実効値1 A, 周波数300 Hzの交流電流で励磁した際の誘導起電力波形より算出する。Fig. 18に解析におけるインダクタンス波形, および実験より

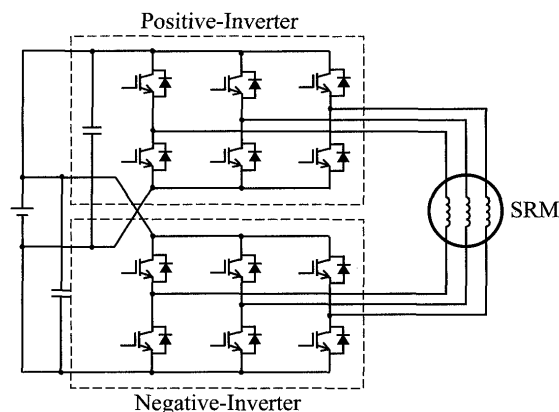


Fig. 17 Circuit construction.

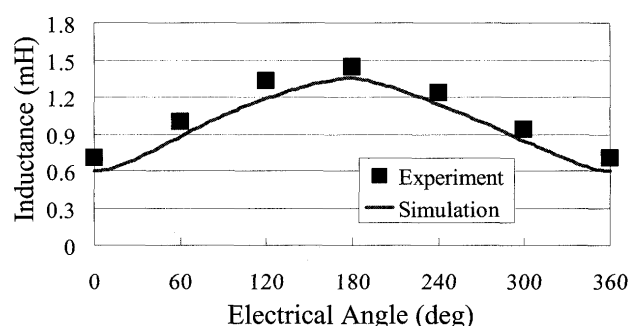


Fig. 18 Inductance waveform. (Gap=1.0 mm)

得られたインダクタンスを示す。Fig. 18より解析結果と比較して実験値でのインダクタンス値, いずれの点においても0.1 mH程度大きくなる結果となった。しかし, 値の大きさ, 傾向ともに解析結果と近い値になったといえる。

4.4 トルク-電流特性

試験モデルを電流通電幅120度として負荷試験を行い, 解析結果との比較を行う。入力電流は応答性が良好で負荷側のパラメータ変化に対する依存性が低いヒステリシス制御により駆動する[4]。Fig. 19にトルク-電流特性曲線を示し, Fig. 20に出力トルク4.9 Nm時の電流波形を示す。Fig. 19より負荷試験では解析結果と比較して同等の結果を得ることが出来たといえる。

5 ツインステータモデルの設計

負荷試験により, 本論文で設計したアキシシャル型SRMではロータの軸方向に発生する電磁力によりロータがステータと接触してしまい, 駆動が制限される問題が生じた。そこで本論文ではギャップ長を0.5 mmから

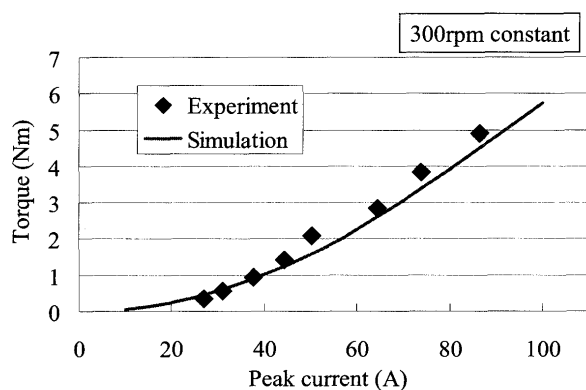
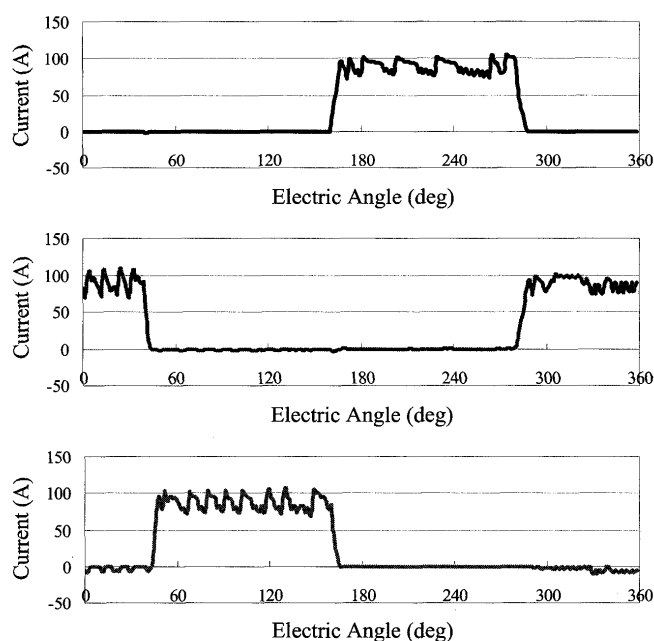


Fig. 19 Torque-Current characteristic.

Fig. 20 Current waveform. (I_U , I_V , I_W)

1.0 mm にすることで電磁力の低減，ロータの接触を回避することで駆動を行ったが，この方法では磁路中の磁気抵抗値が増加することにより最大インダクタンスが低下し，出力トルクは大幅に低下する。

そのため出力低下を防ぎ，なおかつロータに働く電磁力の影響を低減することを目的とし，新たにツインステータモデルを提案する。ツインステータモデルにすることでロータは上下のステータから同等の電磁力で吸引されるためステータへの接触を避けることが可能と考える。加えて提案するモデルの極数とスロット数を4極6スロットから8極12スロットに変更することで振動，騒音の低減が可能と考えられる[5-6]。

Fig. 21 に設計したツインステータモデルを示し，Fig. 22 に解析における直流電流 150 A を一相に励磁した際

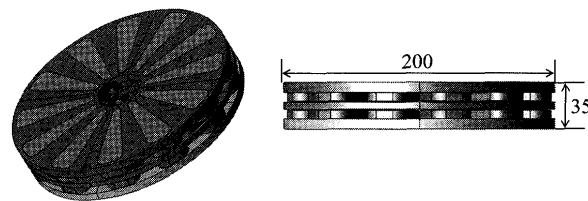


Fig. 21 Twin stator model.

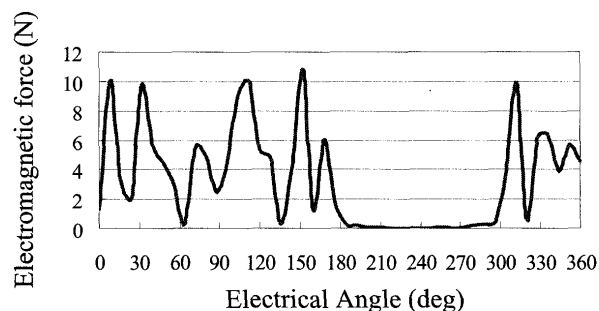


Fig. 22 Electromagnetic force. (Twin stator model)

にロータの軸方向に発生する電磁力(絶対値)を示す。

Fig. 14 が 40 A 励磁で最大 700 N の電磁力が発生しているのに対し，Fig. 22 では最大 11 N の電磁力しか発生していない。つまり，ツインステータモデルにすることで軸方向の電磁力を大幅に低減できるといえる。

6 結論

本論文では出力トルク特性の向上を目的としたアキシアル型 SRM を提案し，ティース形状，ロータティースの軸方向長，ヨーク厚の設計を行った。

設計したモデルを用いた負荷試験では電磁力の影響によりロータがステータとの接触，120 度通電での駆動が出来ない問題が生じ，その対策としてギャップ長を 0.5 mm から 1.0 mm に増やした状態での負荷試験結果と解析結果との比較を行い，同様の結果を得ることが出来た。

以上の実験により明確となった試験モデルの問題点より，本論文では新たに軸方向の電磁力を打ち消すことを目的とした8極12スロットのツインステータモデルを提案し，解析結果からツインステータ化により電磁力を打ち消すことが出来ることを示した。

今後，新たに提案したツインステータモデルについて詳細な設計を行っていく。

(2010 年 9 月 24 日受付，2011 年 4 月 4 日再受付)

参考文献

- [1] K. Watanabe, S. Aida, A. Komatsuzaki, I. Miki, Driving Force Characteristics of 40kW Switched Reluctance Motor for

- Electric Vehicle, *ICEMS 2007*, pp. 1894-1898, 2007.
- [2] Zhan Qionghua, Wang Shuanghong, Ma Zhiyuan, Guo Wei, Qiu Yihui, Design of a 50kW Switched Reluctance Machine for HEV Propulsion System, *Vehicular Technology Conference VTC 2003-Fall*. 2003 IEEE 58th, pp. 3207-3211, 2003.
- [3] Shuanghong Wang, Qionghua Zhan, Zhiyuan Ma, Libing Zhou, Implementation of a 50-kW Four-Phase Switched Reluctance Motor Drive System for Hybrid Electric Vehicle, *IEEE Transactions on Magnetics* Vol. 41, pp. 501-504, 2005.
- [4] Bum-Sik Kim, Won-Hyun Oh, Eun-Chul Shin, Sam-Jun Seo, Sang-Bin Lee, Ji-Yoon Yoo, Current control method using a double band hysteresis, *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*, Vol. 1, pp. 286-290, 2004.
- [5] R.KRISHNAN, SWITCHED RELUCTANCE MOTOR DRIVES, by CRC Press LLC, pp. 327, 2001.
- [6] Jian Li, Xueguan Song, Yunhyun Cho, Comparison of 12/8 and 6/4 Switched Reluctance Motor Noise and Vibration Aspects, *IEEE transactions on Magnetics* Vol. 44, pp. 4131-4134, 2008.