

集中巻三相かご形誘導電動機の諸特性に及ぼす

鉄心形状の影響に関する一考察

渡邊 徳宏*, 中村 雅憲**, 廣塚 功**, 和田 安理*

A Study of the Influence of Iron Shape on the Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motor with Concentrated Winding

Norihiro WATANABE*, Masanori NAKAMURA**, Isao HIROTSUKA**
and Yasumasa WADA*

(Received March 7, 2018)

Recently, many three-phase squirrel-cage induction motors(IMs) are used because of their low-cost and strength, but the price of IMs needs to be further reduced. If the stator windings are changed from distributed winding to concentrated winding, IM's cost and copper loss can be reduced. But a deterioration of the characteristic is expected: for example, even harmonics are occurred. Therefore, we have studied IMs with concentrated winding. In this paper, the results of an analysis for the influence of iron shape of the stator and the rotor are discussed, it is shown that the even harmonics can be reduced by the proper iron shape of the stator and the rotor.

Keywords : Concentrated Winding, Iron Shape, Induction Motor

1. まえがき

電動機は長きにわたり家電や産業機器の動力源として多く使われてきており、日本の消費電力の大半を占めている産業分野において、電動機の消費電力は75%を占めている⁽¹⁾。その中でも、三相誘導電動機(以下、IMと略記)は商用電源により始動が可能であることや、永久磁石を用いず安価で堅牢であることから、電動機の中でも多く用いられている⁽²⁾。また近年では、省エネルギーへの関心が高まり、トップランナー制度の導入等により、産業機器の原動力の主力となっているIMに対しても更なる低コスト化および高効率化が求められている。

IMの主要な固定子巻線構造である分布巻は、固定子巻

線がスロットを渡るように巻かれているため、コイルエンドの長さが長くなる。その一方で、集中巻は、固定子巻線が固定子ティースに直接巻かれているため、コイルエンドの長さが短くなり、省スペース化や銅量の削減および銅損の低減が見込めるといった利点がある⁽³⁾。しかし、集中巻の場合、固定子ティース数が少なくなることから、ギャップ中の磁束密度分布は矩形波に近づき低次の高調波が大きくなる。これにより漂遊トルクや二次銅損が増加するなど⁽⁴⁾、特性の悪化は明らかである。そのため、現在では集中巻IMについても検討されていたり⁽⁵⁾⁽⁶⁾、数W程度の単相誘導電動機においては集中巻が採用されているものの、十分に検討されているとはいえない。集中巻IMの極数、スロット数および毎極毎相のスロット数、一次巻線の巻数などが決まっていると、高

*電気電子工学専攻(Electrical and Electronic Engineering)

**電気システム工学科(Department of Electrical Engineering)

性能化するためには鉄心諸元を変更して検討することが容易である。そこで、当研究室では、低価格かつ高性能な集中巻 IM の開発を目的として、集中巻 IM の鉄心形状を変更した場合の特性について磁界解析を用いてさまざまな角度から検討し、研究を行っている⁹⁾。本論文では、4 極 6 スロットの集中巻 IM について、固定子および回転子の各形状が集中巻 IM の特性に及ぼす影響を磁界解析を用いて検討している。これらの結果から、集中巻 IM の固定子および回転子の各形状を適切に設計することによって運転領域となる低滑りにおける特性改善を図ることができることなどを明らかにしている。また、集中巻 IM の特性悪化の要因の一つとして、4 極 6 スロットの集中巻 IM のギャップ中の磁束密度分布に偶数調波が含まれているためであり、これはギャップに近い各極の鉄心面積の差異によるものである。そのため、固定子および回転子の各形状を適切に設計する際、この差異をなくす工夫をすることが重要であることを示唆している。

2. 解析モデルの仕様および解析方法

表 1 に解析モデルの仕様を、図 1 に集中巻 IM の基本モデルを示す。固定子および回転子の各形状を変更したモデルについては結果および検討の中でそれぞれ述べる。

各形状を変更する際の条件として、スロットの総断面積がほぼ一定かつ、固定子および回転子の外径は一定と

Table 1 Specifications of analysis models.

Stator Outer Diameter(mm)	105	Phase	3
Stator Inner Diameter(mm)	55	Pole	4
Gap Length(mm)	0.2	Rated Output(W)	320
Rotor Inner Diameter(mm)	19	Rated Voltage(V)	200
Core Material	50A400	Frequency(Hz)	50
Bar Material	Aluminum		-

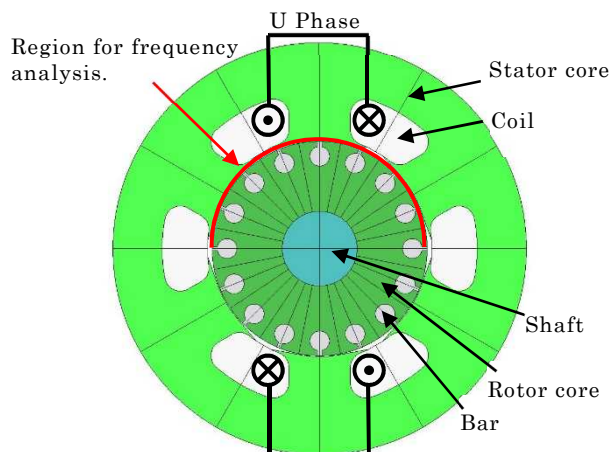


Fig.1 Analysis model.

している。また、解析モデルが実際に製作できるかどうかについては考慮していない。これらのモデルに対して、電磁界解析ソフトウェア JMAG を用い、滑り s -電流 I 特性および滑り s -トルク τ 特性を求めた。なお、電源は正弦波電圧源とし、200V/50Hz 一定で解析を行っている。

3. 解析結果および検討

3.1 固定子の鉄心形状が特性に及ぼす影響

3.1.1 ティース先端形状の影響

図 2 にティース先端形状を変更した解析モデルを、図 3 に s - I 特性および s - τ 特性を、図 4 にギャップ中の磁束密度分布を示す。図 3 より、運転領域となる $s=0.05$ のときの Model G3 のトルクは、Model G1 より約 29% 小さくなっており、Model G3 の電流は、Model G1 より約 7% 大きくなっている。これはギャップ先端形状を鋭くすることによって、等価的なギャップ長が広がったためであると考えられる。直流モータの界磁側鉄心のティースなどではギャップ中の磁束密度分布を正弦波状にするために Model G3 のような加工を施される場合がある。しかし、図 4 より、Model G3 の基本波は最も小さく、いくつかの低次の高調波成分も大きくなっている。これは、元々 Model G1 でのティース先端部の厚みが薄

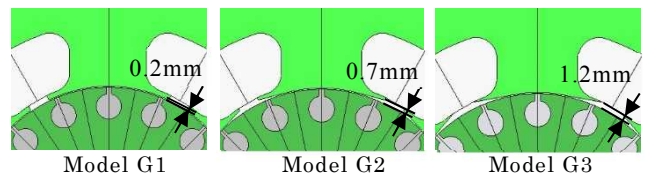


Fig.2 Stator tooth shapes.

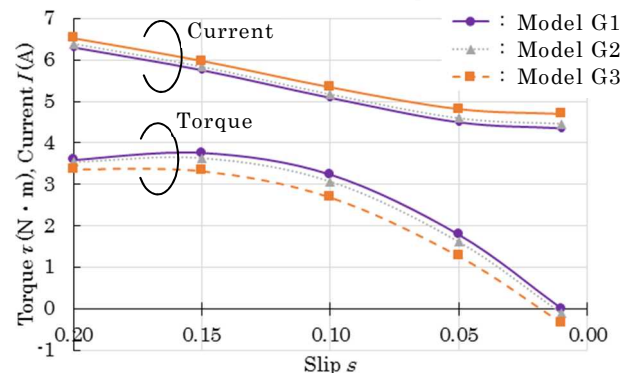


Fig.3 Slip s vs torque τ and current I characteristics.

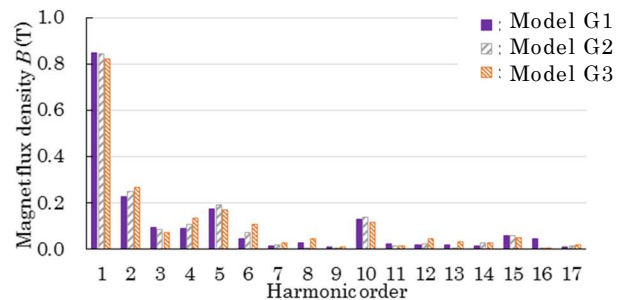


Fig.4 Frequency analysis results of air gap flux density.

く、Model G3 となるにつれて、ティース先端部分の鉄心面積がより小さくなったためであると考えられる。

また、図 3 より $s=0.01$ において、トルクが負になっている。これは低次の空間高調波が原因であると考えられる。

3.1.2 ティース幅の影響

図 5 にティース幅を変更した解析モデルを、図 6 に $s-I$ 特性および $s-\tau$ 特性を、図 7 にギャップ中の磁束密度分布の周波数解析結果を示す。

図 6 より、固定子のティース幅を広くすると、電流が小さくなり、トルクは大きくなる。特に運転領域となる $s=0.05$ において、Model TW1 の電流は Model TW3 より約 21% 小さくなっており、Model TW1 のトルクは Model TW3 の約 3 倍となっている。また、図 7 より、ティース幅を広くすることによって基本波が大きくなり、低次の高調波成分である 2 次、3 次および 4 次調波が小さくなっている。これらはティース幅を広くすることにより、ティース部分の磁気抵抗が小さくなり、回転子側へ磁束を流す鉄心面積が増えるためであると考えられる。

IM におけるティース部分の磁束密度は文献(8)におい

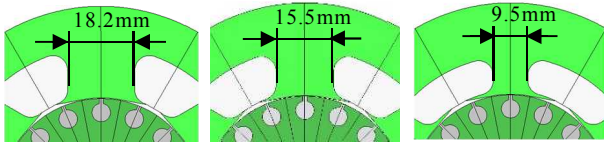


Fig.5 Stator tooth widths.

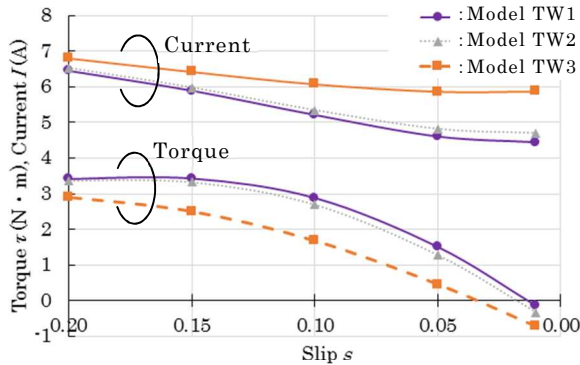


Fig.6 Slip s vs torque τ and current I characteristics.

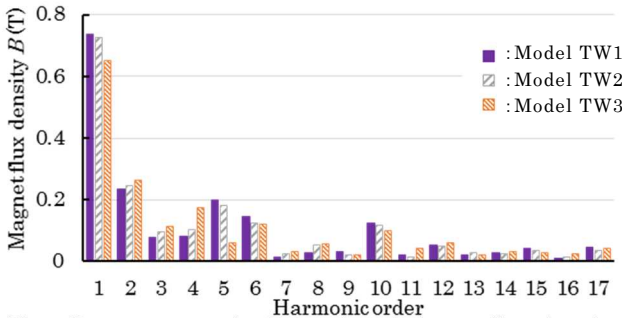


Fig.7 Frequency analysis results of air gap flux density.

ては 1.0T~1.35T 程度に、文献(9)においては約 1.5T 程度としている。これはティース部分とコアバック部分とのどちらの磁束密度を高くするか設計方針によっても変わってくるが、分布巻 IM の場合、ティース部分の磁束密度を高くするために、ティース幅を狭くすることもある。しかし、集中巻の場合、一つのティースに流れる磁束の量が多いため、ティース幅を広くすることが有効となると考えられる。

3.1.3 スロット開口部厚み寸法の影響

図 8 にスロット開口部寸法を変更した解析モデルを、図 9 に $s-I$ 特性および $s-\tau$ 特性を、図 10 にギャップ中

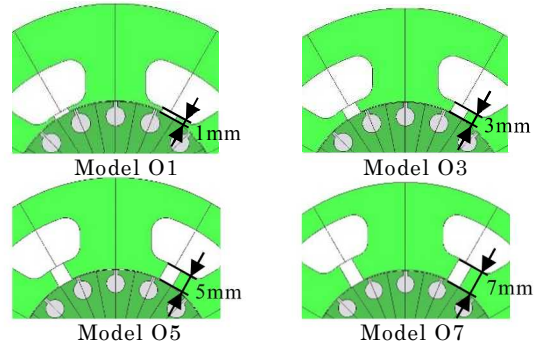


Fig.8 Stator slot opening dimensions.

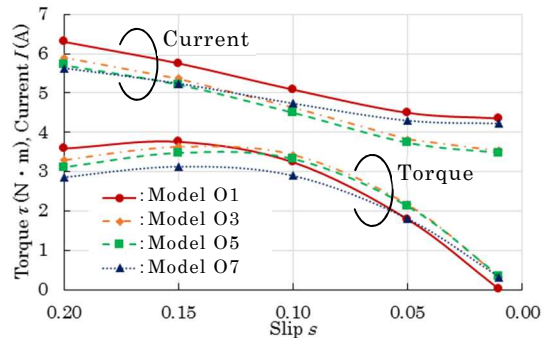


Fig.9 Slip s vs torque τ and current I characteristics.

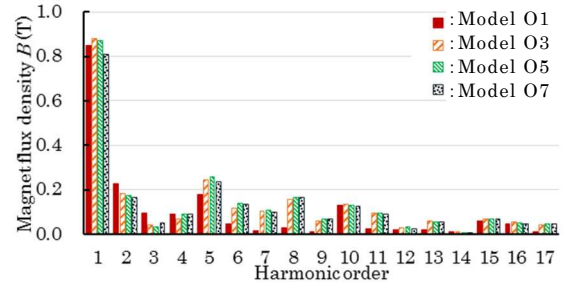


Fig.10 Frequency analysis results of air gap flux density.

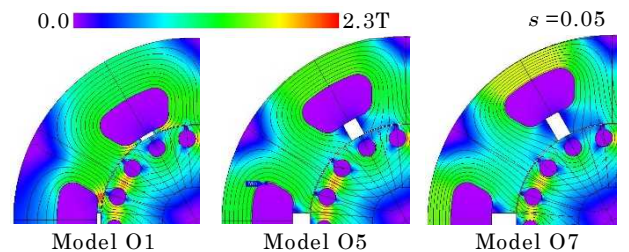


Fig.11 Flux density of each model at $s=0.05$.

の磁束密度分布の周波数解析結果を、図 11 に $s=0.05$ における各モデルの磁束密度分布を示す。図 11 は紙面の都合上、モデルの 1/4 のみを示している。

図 9 より、 $s=0.05$ において、Model O3 の電流は Model O1 より約 17% 低減し、Model O3 のトルクは Model O1 より約 20% 向上した。図 10 より、Model O3 の基本波が一番大きくなっており、Model O3 の基本波は Model O1 より約 3% 大きく、Model O3 の 2 次調波は Model O1 のより 19% 低減した。また、図 11 より、Model O1 および Model O5 のコアバックの磁束密度は約 1.5T 程度であるのに対し、Model O7 のコアバックの磁束密度は約 2T となり、磁気飽和を生じている。そのため、Model O7 のようにスロット位置を半径方向外側へ極端に動かした場合、コアバックでの磁気飽和により、Model O7 のトルクは他のモデルのトルクより小さくなったと考えられる。

3.1.4 スロット開口幅の影響

図 12 にスロット開口幅を変更した解析モデルを、図 13 に s - I 特性および s - τ 特性を、図 14 にギャップ中の磁束密度分布の周波数解析結果を示す。図 13 より、スロット開口幅が狭くなると、 $s=0.05$ 以下の電流は小さくなり、トルクは大きくなっている。特に $s=0.05$ において、Model S の電流は Model S4 より約 6% 小さくなり、Model S のトルクは Model S4 より約 30% 大きくなっている。また、図 14 より、固定子スロット開口幅が狭くなると、Model S4~Model S0 までの基本波は大きくなり、低次の偶数調波である 2 次および 4 次

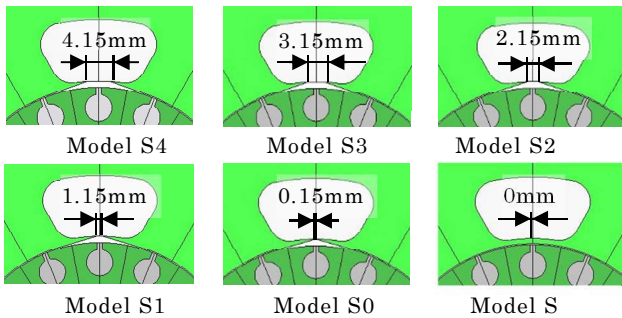


Fig.12 Stator slot opening widths.

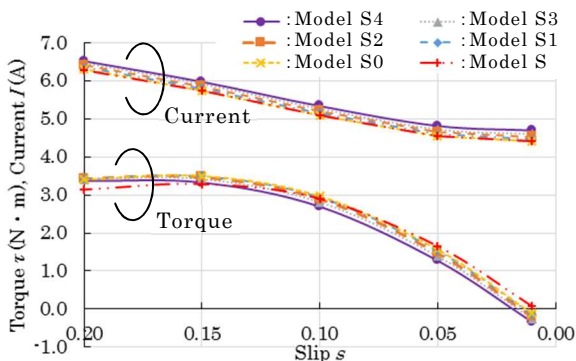


Fig.13 Slip s vs torque τ and current I characteristics.

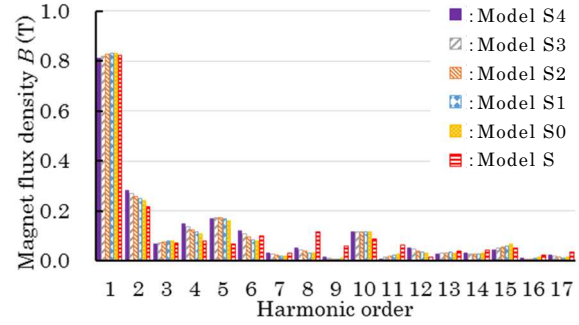


Fig.14 Frequency analysis results of air gap flux density.

調波はそれぞれ約 29.2% および約 13.1% である。Model S の基本波に対する 2 次および 4 次調波はそれぞれ約 26.1% および約 9.5% となり、Model S0 よりも低次の偶数調波がさらに低減されている。これらの理由として、固定子スロット開口幅が狭くなることで、固定子ティースの先端部分が長くなり、ギャップに面する鉄心面積が増加することに加え、等価的にギャップ長が短くなったためであると考えられる。

3.2 回転子の鉄心形状が特性に及ぼす影響

3.2.1 スロット開口幅の影響

図 15 にスロット開口幅を変更した解析モデルを、図 16 に s - I 特性および s - τ 特性を、図 17 にギャップ中の磁束密度分布の周波数解析結果を示す。図 16 より、回転子のスロット開口幅が狭くなると、電流が小さくなり、トルクが大きくなった。特に $s=0.05$ の場合、Model RO0 の電流は Model RO3 より約 17% 低減しており、Model RO0 のトルクは Model RO3 のトルクの約 2.8 倍となっている。これは回転子のスロット開口幅が狭くなることで回転子ティースの鉄心面積が大きくなり、磁気抵抗が小さくなったためであると考えられる。また、Model

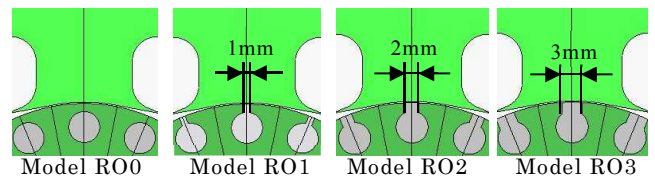


Fig.15 Rotor slot opening widths.

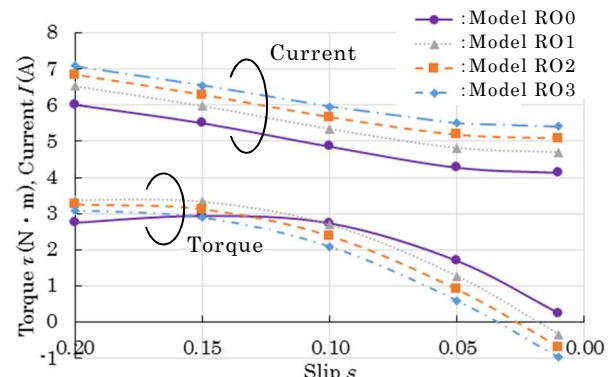


Fig.16 Slip s vs torque τ and current I characteristics.

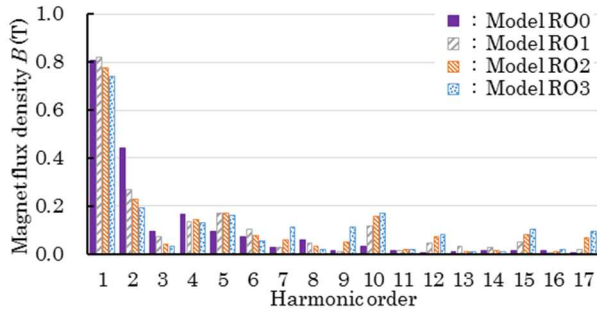


Fig.17 Frequency analysis results of air gap flux density.

RO0 の最大トルクが一番小さくなり、図 17 より、Model RO0 の基本波は Model RO1 より小さくなったが、Model RO0 の偶数調波は最も大きくなった。これは、全閉スロットとなることで、回転子に流れる磁束が、回転子表面付近に流れ、回転子内部に流れる磁束が小さくなるためであると考えられる。

3.2.2 スロット形状およびスロット数の影響

図 18 に回転子のスロット形状を丸形、台形、くさび形とした場合のスロット数 7, 16, 28 の解析モデルを、表 2 にこれらのモデルにおいてスロット数を変更したときの名称を、図 19～図 21 に $s-I$ 特性および $s-\tau$ 特性を、図 22～図 24 にギャップ中の磁束密度分布の周波数解析結果を示す。

図 19～図 21 より、 $s=0.05$ のとき、電流においては、スロット形状が丸形およびくさび形の時、スロット数

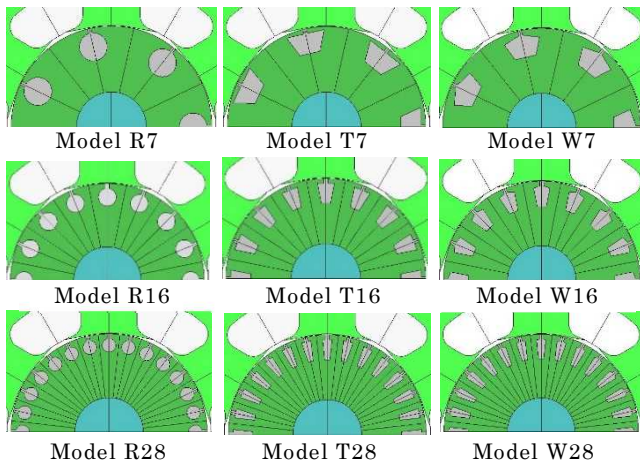


Fig.18 Rotor slot shapes.

Table 2 Model name for rotor slot shapes.

Number of Rotor Slots	Shapes of Rotor Slot		
	Round	Trapezoid	Wedge
7	Model R7	Model T7	Model W7
10	Model R10	Model T10	Model W10
16	Model R16	Model T16	Model W16
22	Model R22	Model T22	Model W22
28	Model R28	Model T28	Model W28

が少なくなることで小さくなっており、台形の時、スロット数によってほとんど変化しなかった。トルクにおいては、スロット形状に関係なく、スロット数が少なくなると大きくなっている。これは、スロット数が少なくなったことで、回転子バー間の幅が広くなり、ギャップに近い鉄心面積を広く取ることができることに加え、磁気抵抗が小さくなったからであると考えられる。しかし、スロット数 7 の場合、最大トルクが小さくなっている。これは図 22～図 24 より、スロット数が少なくなること、逆相成分である 2 次調波が大きくなったためであると考えられる。

スロット数 16 の場合、 $s=0.05$ において、スロット形

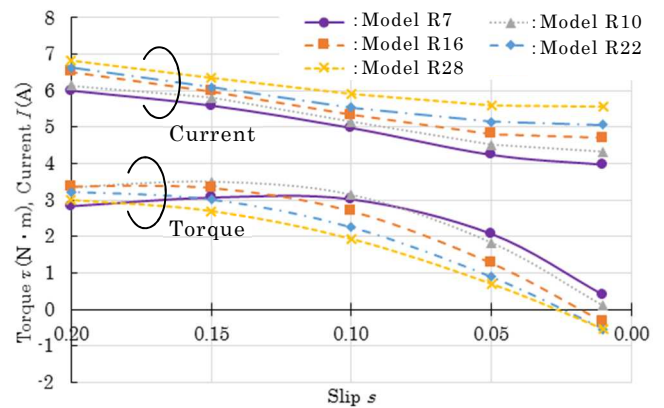


Fig.19 Slip s vs torque τ and current I characteristics.

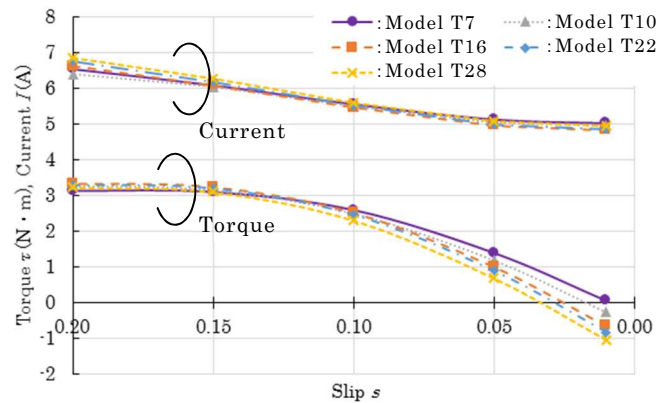


Fig.20 Slip s vs torque τ and current I characteristics.

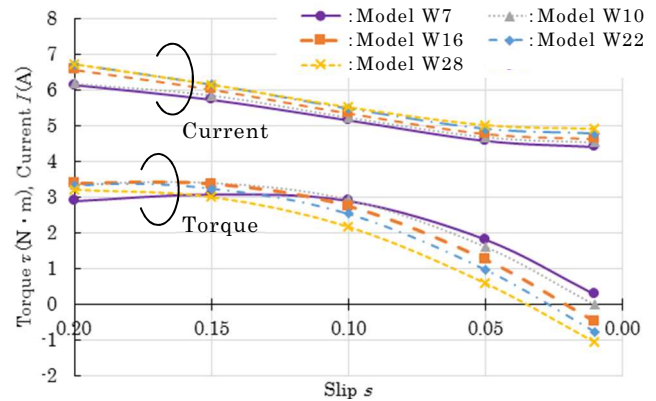


Fig.21 Slip s vs torque τ and current I characteristics.

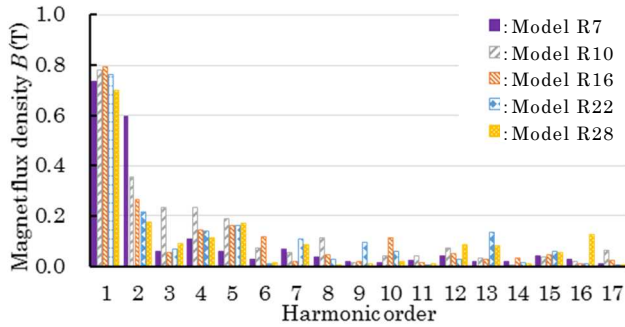


Fig.22 Frequency analysis results of air gap flux density.

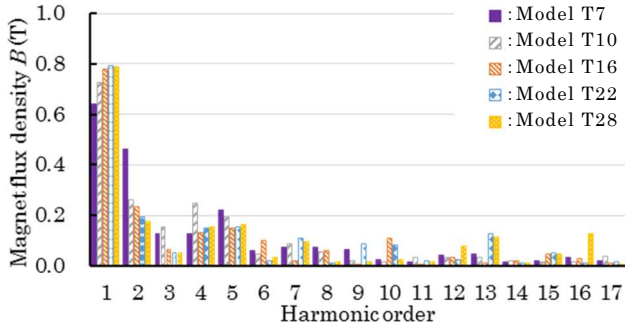


Fig.23 Frequency analysis results of air gap flux density.

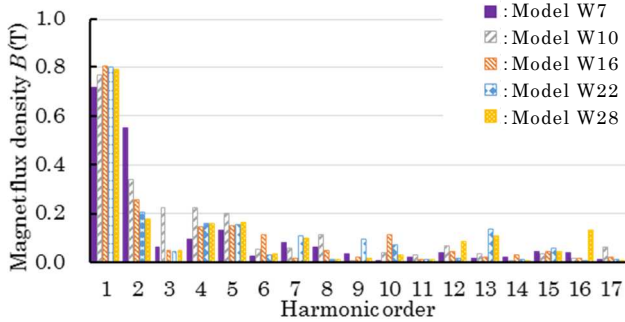


Fig.24 Frequency analysis results of air gap flux density.

状が丸形およびくさび形とした電流は台形より約 4%小さくなり、トルクは Model T より約 26%大きくなった。これはスロット形状が台形の場合、回転子ティース先端の根元部分の鉄心面積が小さくなり、磁気飽和が生じたためと考えられる。しかし、スロット形状が台形の場合、丸形およびくさび形に比べ、スロット数に対するトルクの変化が小さいため、台形の場合はスロット数に対する影響は少ないと考えられる。

3.3 偶数調波低減のための鉄心諸元

3.3.1 偶数調波の発生要因

図 25 に集中巻 IM の磁力線のイメージ図を、図 26 にギャップ中の磁束密度分布例を示す。図 25 の 0°, 180° は図 26 のギャップ中の磁束密度分布例を表すための任意の場所である。

図 25 より、ティース部分に N 極の幾何学的中心が生じたとき、その対極となる S 極の幾何学的中心はスロット部分に生じる。実際にスロット部分に磁束は流れないため、磁束はスロットの両端のティースに分かれて流れ

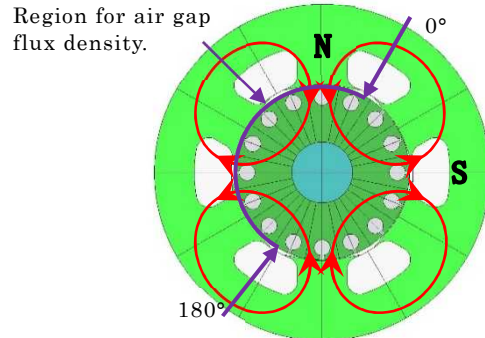


Fig.25 Image of magnet lines of IM with concentrated winding.

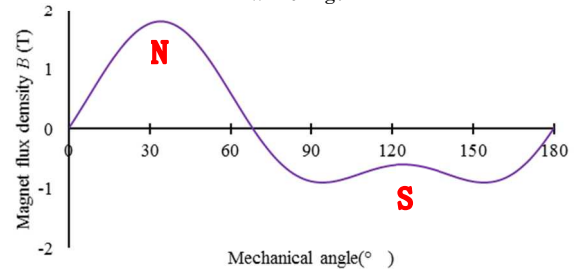


Fig.26 Example of air gap flux density of IM with concentrated winding.

る。そのときのギャップ中の磁束密度分布は図 26 のようになる。IM のギャップ中の磁束密度分布は正弦波状になるのが望ましい。同図より、ギャップ中の磁束密度分布は 90°で点対称となる正弦波状となっておらず、偶数調波が含まれた波形となっている。

3.2 節までの検討の中で、ギャップに近い鉄心の面積を広く取ることにより、低次の偶数調波となる 2 次調波を減少することで特性改善に繋がることが分かった。そこで、以降では、ギャップ中の鉄心面積を広く取ることを目的とした鉄心形状を検討する。

3.3.2 空きスロットを設けた場合の影響

図 27 に従来モデルおよび空きスロット設けた解析モデルを、図 28 に $s-I$ 特性および $s-\tau$ 特性を、図 29 にギャップ中の磁束密度分布の周波数解析結果を示す。

図 27 より、従来のモデルは 4 極 6 スロットであり、ギャップ中の磁束に偶数調波を含むので、図 27(b) のような 4 極で 12 スロットを持つモデル(Model ES)を用意した。相数 3、毎極毎相スロット数 $q=0.5$ で 12 スロットの場合、極数は 8 極となるが、極数の条件を揃えるため、同図に示すような巻線を入れない空きスロットを設けた。

図 28 より、低滑り領域においての Model ES の電流は Model A より小さくなり、Model ES のトルクは Model A よりも大きくなった。特に、 $s=0.05$ において、Model ES の電流は Model A よりも約 16%小さくなり、Model ES のトルクは Model A よりも約 57%大きくなる。図 29 より、Model ES の基本波は Model A よりも約 9%増大

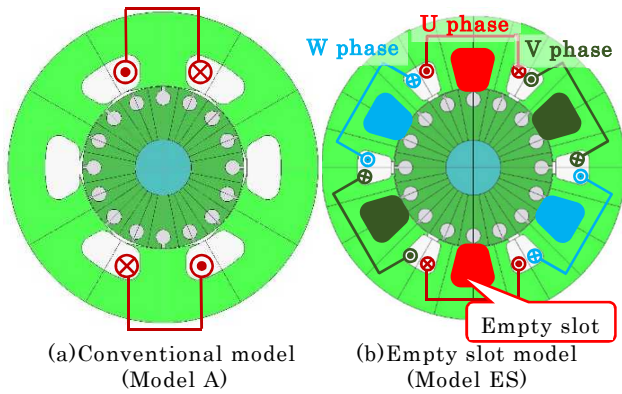


Fig.27 Analysis models.

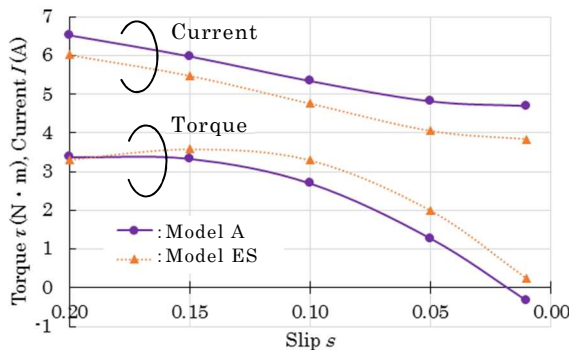


Fig.28 Slip s vs torque τ and current I characteristics.

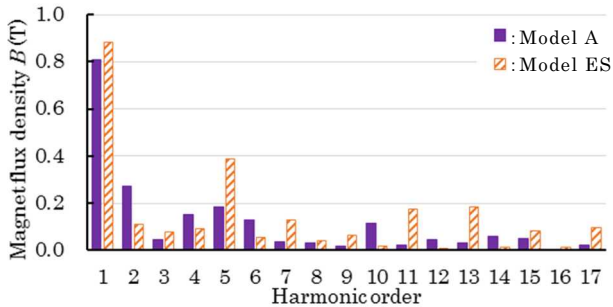


Fig.29 Frequency analysis results of air gap flux density.

し、Model ES の 2 次調波は約 60%低減した。これらは空きスロットを設けることによって、2 極あたり 6 つのティースを持ち、N 極のティース面積と S 極のそれとが等しくなり、偶数調波、特に 2 次調波が低減したためであると考えられる。

3.3.3 固定子スロットをデルタ形状とした場合の影響

図 30 に従来モデルおよび固定子スロットをデルタ形状としたときの解析モデルを、図 31 に $s-I$ 特性および $s-\tau$ 特性を、図 32 にギャップ中の磁束密度分布の周波数解析結果を示す。

図 31 より、 $s=0.05$ における Model D の電流は Model A' より約 22%小さくなっており、Model D のトルクは Model A' より約 62%大きくなっている。図 32 より、Model D の基本波は Model A' よりも約 3%大きくなり、2 次調波は 26%小さくなった。これは、固定子スロット

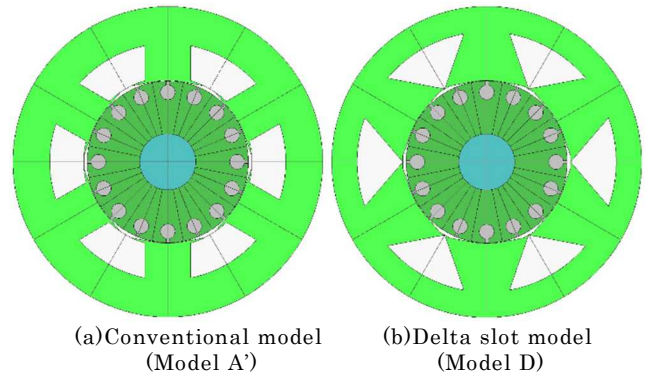


Fig.30 Analysis models.

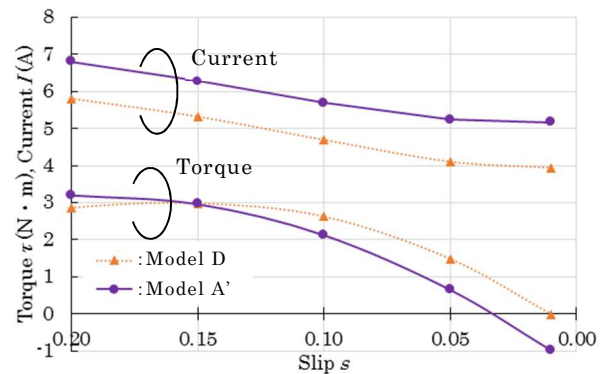


Fig.31 Slip s vs torque τ and current I characteristics.

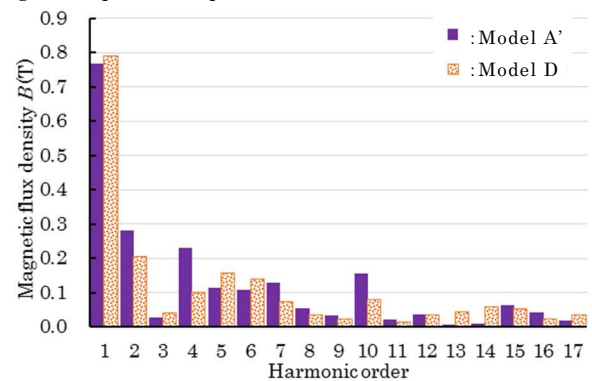


Fig.32 Frequency analysis results of air gap flux density.

をデルタ形状とすることで、ギャップ近くの鉄心面積を広く取ることができ、ティース先端部分の磁気飽和を抑え、ギャップ中の磁束密度分布が正弦波に近づいたためと考えられる。また、 $s=0.01$ において Model A' のトルクは負の値になっているのに対し、Model D のトルクは約 $0\text{N}\cdot\text{m}$ となっていた。これはデルタ形状にすることによって、逆相分となるギャップ中の磁束密度分布の 2 次調波が低減したためである。

4. あとがき

以上のように、固定子および回転子の鉄心形状が集中巻 IM の特性に及ぼす影響についての検討結果を示した。その結果得られた主要な結論は以下の通りである。

- (1) 固定子および回転子の鉄心形状を変更することによって特性改善が可能な場合があるが、使用する磁性材料によって、磁気抵抗や磁気飽和を考慮しなけ

れば特性が悪化するため、注意が必要となる。

- (2) 集中巻 IM のギャップ中の磁束密度分布には偶数調波が顕著に発生している。これは集中巻となる毎極毎相のスロット数 $q=0.5$ の場合、各極のティース面積の差異によるものである。
- (3) ギャップに近い鉄心面積を広く取るような形状変更によって、各極のティース面積の差異をなくするような工夫をすると、偶数調波が低減し、集中巻 IM の特性改善が見込める。

鉄心形状においては更なる検討が必要となる場合もあるが、本論文までの総括として、ギャップに近い鉄心形状を、その鉄心面積が広く取るように設計することで、電流の低減およびトルクの向上が見込めると示唆している。特に、現在では、3.3.2 項および 3.3.3 項にて検討した空きスロットを設けることや固定子スロット形状をデルタ形状とすることが良い鉄心形状となると考えている。また、例えば、空きスロット設けたり、固定子スロット形状をデルタ形状とすることで、効率の低い数 W から数十 W 程度の IM に集中巻が採用可能となったとしても、数 kW 程度の IM に対しては構造、すなわち毎極毎相のスロット数などを確認する必要があると考えている。

今後は、更なる特性改善や、供試機作成を目的として IM 各部の形状を変えるなど、集中巻 IM に関する更に詳細な検討を行っていく予定である。

末筆ながら、本研究の遂行に際し、膨大な解析およびデータ整理などに携わっていただいた、当研究室大学院生および卒業研究生諸氏に深甚たる感謝の意を表します。

文 献

-
- (1) 経済産業省：「三相誘導電動機の現状について 資料 4」(2009)
 - (2) 経済産業省大臣官房調査統計グループ：「経済産業省生産動態統計年報 機械統計編」(2015)
 - (3) 日立製作所 総合教育センタ技術研修所：「わかりやすい 小形モータの技術」オーム社(2007)
 - (4) 松井・坂本・長坂：「非重ね集中巻誘導モータの試作結果」電気学会リニアドライブ研究会資料，LD-92-9 (1992)
 - (5) 青山・野口・柳澤：「三相集中巻誘導電動機の基礎検討」平成 27 年電気学会全国大会(2015)
 - (6) 鈴木・堺：「集中巻誘導機の高性能化と極数変換」平成 28 年電気学会産業応用部門大会(2016)
 - (7) 例えば、渡邊・中村・廣塚：「集中巻三相かご形誘導電動機の特性に及ぼすスロット形状の影響-固定子スロットをデルタ形状にした場合-」平成 29 年電気学会産業応用部門大会，3-56(2017)
 - (8) 東芝・小形モータ研究会：「実用モータ設計マニュアル」総合電子リサーチ(1992)
 - (9) 竹内寿太郎：「大学課程 電機設計学 (改訂 2 版)」オーム社，(1995-12)