

[研究論文] 状態変数手法の導入によるユニバーサルモータの 整流現象解析と高調波電流抑制手法の提案

丹羽祐太¹・鳴田知和¹・秋山勇治²

1 創造工学部研究生 ホームエレクトロニクス開発学科

2 創造工学部 ホームエレクトロニクス開発学科

Propositions for the Analysis of the Restraint of Harmonic Current of Universal Motors Based on the State Function Method

Yuta NIWA¹, Tomokazu NARUTA¹, Yuji AKIYAMA²

Abstract

This paper focuses on the restraint method of the 3rd harmonics current, in which close attention has been paid to the iron core shape of the universal motor for power vacuum cleaners. In this paper, the gap permeance, magnetic saturation of an iron core, and the influence that a slot ripple has on harmonic current were verified using FEM electromagnetism analysis. As the result, stator core shape proved quantitatively that a restraint of harmonic current has an effect. The authors think assert that a design manual should be adapted to create an international standard about a restraint of the harmonic current of a universal motor.

1. まえがき

高効率、省エネルギーに向けた取り組みが進められる中、多くの電気機器がパワーコントロールされ、インバータを搭載するようになった。しかし、これに伴うコンデンサインプット型整流回路の増加により、電力系統に著しい高調波成分が含まれるようになり、受電設備や変電所のトランスや進相コンデンサの焼損事故が発生するといった深刻な影響を及ぼすようになり、世界的に高調波抑制の規格化が進められている。各種パワーコントロールの中で位相制御はその簡便性やコストパフォーマンスの高さにより古くから使用されている方式であり、調光や温度コントロールなどで広く採用されている。しかし、IEC/EN61000-3-2に代表される高調波抑制に関する規格およびガイドラインへの適合は原理的に困難であり、サイクル制御など他の制御方式に切り替えざるを得ない状況にある。

本稿ではユニバーサルモータを取り巻く EMC 問題について家電用電気掃除機を対象として検討してみたいと思う。ユニバーサルモータの EMI 問題は大きく分けて、①鉄心の飽和および TRIAC を用いたパワーコントロール(位相制御)による高調波問題と、②火花放電に伴う放射電磁妨害波などの高周波ノイズ問題である^[1]。②の火花放電とノイズに関しては、整流子片間リングバリスタや異数巻き電機子などの火花抑制手法につき、ブラシ後端電圧の測定など

の方法による各種検討について多くの報告がなされている^[2]。しかしユニバーサルモータの高調波問題や力率(総合力率)改善に関する報告は筆者らの知るところでは見当たらない。電気掃除機に用いられるユニバーサルモータの大半は比較的容量が大きく、またトライアックによる位相制御により速度コントロールされているため、規格の適合には困難を伴う。

本論文ではユニバーサルモータの高調波問題について、FEM 電磁界解析および実測により解明を試みた。また、高調波抑制手法としては、一般的に行われている制御方式の変更やリアクトルの付加およびアクティブフィルタといった方法ではなく、ユニバーサルモータの鉄心形状に着目した高調波抑制手法につき研究を行った。これはギャップパーミアンスや鉄心飽和およびスロットリプルが高調波電流に及ぼす影響について定量的に検証を行ったものである。

その結果、エアギャップ寸法の拡大や不等ギャップ形状、ステータポールチップの厚さといった、鉄心形状を変化させることで高調波抑制に効果があることを定量的に証明した。これにより、高調波抑制に関する国際規格適合にむけたユニバーサルモータの一設計指針を示すことができた。なお、ここで対象としたモデル機は、入力 1.5kw、33,000rpm の高速大容量のクリーナ用ユニバーサルモータである。

2. 電源高調波電流抑制規格の適用

2.1 国際規格と国内規格

本稿で対象とする試験機は入力電圧 AC200V、入力電力 1.5kW の電気掃除機を対象としている。この機器に該当する高調波電流抑制に関する国際規格は IEC 61000-3-2、「一般低電圧配電系統に接続される機器(入力電流 16A 以下)に対する限度値」が該当する。しかし IEC 61000-3-2 では、電源電圧 220V 未満のシステムに対する限度値は未検討として規定されていないなど、日本国内での適用には不備がある^[3]。日本国内では高調波電流抑制に関する複数のガイドラインの発行を経て、2003 年に JIS C 61000-3-2 に規定される「電磁両立性—第 3-2 部：限度値—高調波電流発生限度値(1 相当りの入力電流が 20A 以下の機器)」が制定された。これは欧州とは電力基盤の異なる日本において国際規格との整合を図ったもので、電源電圧および入力電流値の適用範囲を拡大するなどしたものである^[4]。そこで本稿では、この JIS C 61000-3-2 を評価基準とし、JIS 規格に則った試験および計測方法によりユニバーサルモータの高調波抑制手段について検討を行うこととする。

2.2 国内規格 (JIS 規格) の適用

まず、本論文における高調波抑制規格の適用について述べる。本稿で対象とするユニバーサルモータは電気掃除機での使用を想定しているの、JIS C 61000-3-2 において電気掃除機として適用する。この中で電気掃除機は機器の分類において、“クラス A”に分類される。ここでクラス A の高調波電流限度値を表 1 に示す^[4]。本稿ではモータ単体でこれらの高調波電流限度値を満足し、また性能低減を最小限に抑える設計指針を示すことを目的とする。

表 1 クラス A 機器の限度値 (JIS C 61000-3-2)^[4]

Table 1. Limits for Class A equipment. (JIS C 61000-3-2)

Harmonic order	Maximum permissible harmonic current
Odd harmonics	
3	2.3
5	1.14
7	0.77
9	0.4
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times (15/n)$
Even harmonics	
2	1.08
4	0.43
6	0.3
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times (8/n)$

2.3 高調波電流の算出

高調波電流の測定機器について、JIS C 61000-3-2、附属書 B に規定されている^[4]。しかし本稿では FEM 電磁界解析により得られた電源電流解析波形のひずみに対して評価を行う必要があるため、解析値と実測値の両方において、得られた電流波形を(1)式に示すディスクリートフーリエ変換(DFT)により高調波電流を算出する方法をとっている。

$$c_k = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} x_i \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} ki\right), k=0, \dots, N-1 \quad (1)$$

3. 高調波電流の解析手法

3.1 試験機の概要

図 1 に解析対象としたユニバーサルモータの鉄心断面図を、緒元および定格を表 2 に示す。供試機のアーマチュア巻線は重ね巻きであり、巻線機は標準的なダブルフライヤーの偶数スロット方式のワンスロット短節巻である。

また、図 2 に示す巻線図から見て取れるように、ライザと巻線の位置関係には、アーマチュアリアクションを考慮し、界磁束が弱い中性点にブラシを置くことで整流作用を容易にしようとする意図がある。また表 2 に示す仕様は日本の標準的な家庭用のクリーナーモータ(入力 900W, 100V)よりは相当高出力のモータであり、欧米向け輸出品 200V 系(長い毛の絨毯を敷いた室内対応の)高出力クリーナーである。日本では業務用クリーナーに相当し 200V 電源での実績はあまりない。

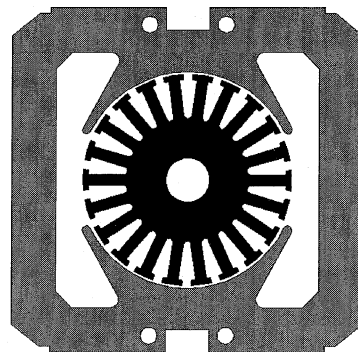


図 1 供試ユニバーサルモータの鉄心断面図

Fig. 1. Cross section of this universal motor's core.

表 2 モータ仕様

Table 2. Motor specification.

Input Voltage	200 V / 50 Hz
Input Max Power	1,500 W
Rotational Speed / min.	33,000 r/min
Field Winding	ϕ 0.5 106Turn / Pole
Armature Winding	ϕ 0.4 30Turn / Slot
Air Gap	0.5 mm
Core Thickness	21.0 mm
Iron Core Material	Silicon Steel Plate (50A1300)

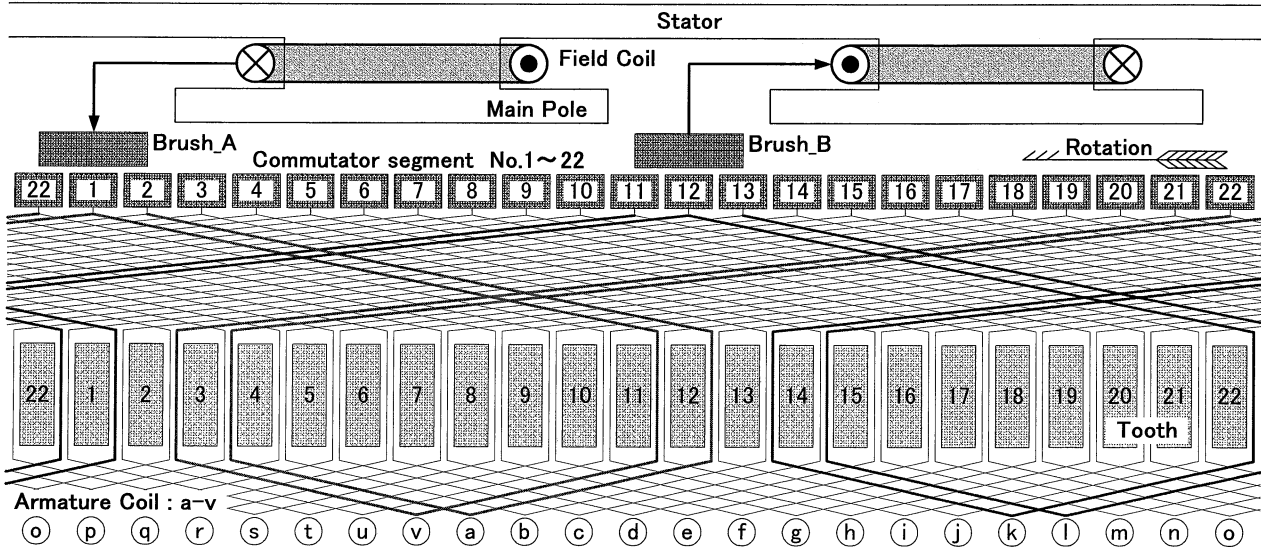


図 2 電機子巻線図とブラシ、主磁極の配置図

Fig. 2. Figure of armature winding & brushes and pole's arrangement.

3.2 解析方法

コア形状が高調波電流に与える影響について解析を行うためには、入力電流ひずみを電磁気学的に正確に算出する必要があり、ユニバーサルモータの運転状態における各種要因を厳密に考慮したモデルによる解析が必須である。つまり学術レベルで考えると鉄心形状やスロット内導体配置およびその起磁力・起電力分布などを新しい発想の状態関数または状態変数として扱われない限り、これらの問題を定量的に取り扱う事は不可能であろうと筆者らは考えている。ここで上記要因に対処するための手法として状態関数および状態変数につき述べたいと思う。例えば誘導電動機のように等ギャップ長かつ等スロットピッチで全て同型のスロット形状の場合は従来から振動騒音問題やスロットコンビネーション問題としてエアギャップ内の磁束分布の状態をスマートに関数にて説明している例も一部ある。しかし本稿で扱うユニバーサルモータでは、直流機や同期機と同様に電機子鉄心はともかく磁極形状の周期性は期待できず、結果的に状態関数としては表現されていない。但し上記のように関数表示をしなくても実機マシンにおける空間状態の表現にアナログ図形入力を用い、微小ステップで角度を変化、動作させたときの瞬時値を場の表現としてFEM解析することで状態変数手法として表現できる。本解析は状態変数としてFEMにより取り込んだ鉄心形状モデルと外部回路との連成解析を行っている。まず図4に示す状態要素およびその空間位置関係について有限要素法によりモデル化をしている。また図3に示す外部回路^[9]はユニバーサルモータの全回路構成と等価である。ここで外部回路と鉄心形状モデルとの配置関係および回転数を与え、さらに整流子機における整流回路の電圧方程式である(2)式の条件を加えた電磁回路結合による電圧方程式を形成することで連成解析を行っている。以下にその詳細を述べる。

$$L \frac{di}{dt} + iR + \left\{ \frac{R_b T}{T-t} \right\} (I+i) - \frac{R_b T}{t} (I-i) + e_c = 0 \quad (2)$$

ここで、 $R = R_c + R_l$ (R_c はコイル抵抗、 R_l はコイルを整流子片に伝導するリード線の抵抗)、 T は整流周期でブラシ幅を整流子の周速で割った値、 t は時間(sec)、 e_c は整流作用による起電力「整流起電力」を示す。

従来、整流動作を表現する回路方程式は整流方程式とも呼ばれ、(2)式が使用されてきた^{[5]~[8]}。(2)式自体は単なる1次の線形微分方程式であり、この中で使用されている L , R , T は定数である。また変数ではないが、 t , i は可変定数である。ここで状態変数の変化に関係している部分は第3項と第4項であり、ブラシの接触抵抗 R_b を時間的変化の形で表現している。本解析ではブラシの接触について図3に示す外部回路のブラシ部抵抗の変化として取り扱っている。ブラシと整流子片の接触面積が回転角 θ により変化する様子を図5(a)に示すブラシ接触面積変化のモデリングとして行い、この接触面積を電機子の回転角度 $\theta = \omega t$ による時間的変化として微分方程式の形で扱うと図5(b)に示されるように変化する。なお接触抵抗はこの接触面積の逆数となる。

次に(2)式の L は整流コイルのインダクタンスであり、鉄心の形状、材料特性、巻線の巻数から有限要素法磁場解析により算出している。なお、鉄心非線形性は簡単化のために常規磁化曲線を用いている。また、整流コイルに発生する誘起電圧は時間関数で見ると下式(3)

$$e = -L \frac{di}{dt} = \left(\frac{d\phi}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} + M \frac{di}{dt} \right) \quad \dots\dots\dots (3)$$

の関係にあり、通常第1項の速度起電力と第2項の変圧器起電力に大別される。この第1項はさらにギャップ面の磁気抵抗変化となる。つまりスロットや固定子磁極の形状や

ギャップ長の影響を受けるということである。

本解析では整流火花や EMC の問題を取り扱うために電機子の回転角度 θ に対しスロットと磁極との重なり状態および電機子巻線の位置によるスロット内コイルの漏れインダクタンスの変化などを線形解析ではあるが微小角度 ($\Delta\theta=1^\circ$) ずつ回転させながら図 3、図 4 に示す全 22 個のスロット内コイルについてシミュレーションを行っている。つまり従来の手法では磁束密度を一定として取り扱うのに対し、本手法ではスロットオープニング、磁極形状 (等ギャップまたは不等ギャップ、極間寸法、導体分布) などをギャップ面における状態変数の形で取り込んだ空間状態表現の有限要素法解析手法により、回転速度 ω に対しシミュレーションを行っているので、設計上重要と思われる変化要因はほとんど本解析に取り込まれている。そして、磁束密度や残留磁束、誘起電圧 (各スロット巻線のインダクタンスや電流変化) を有限要素法電磁場解析で求めている。なお本解析、シミュレーションには当研究室と共同研究先の (株) グルノーブル大学 (CEDRAT 社) の、FLUX-2D[®], Ver. 7.6 を使用している^[9]。

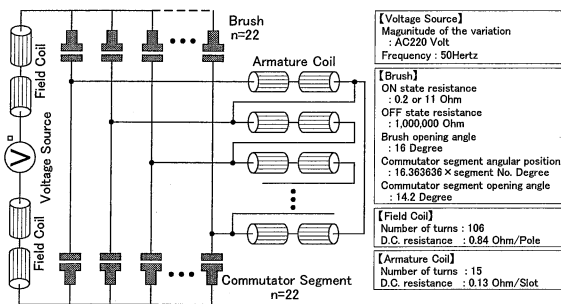


図 3 本ユニバーサルモータのシミュレーションに使用した外部回路接続図

Fig. 3. Figure of external circuit for universal motor simulation.

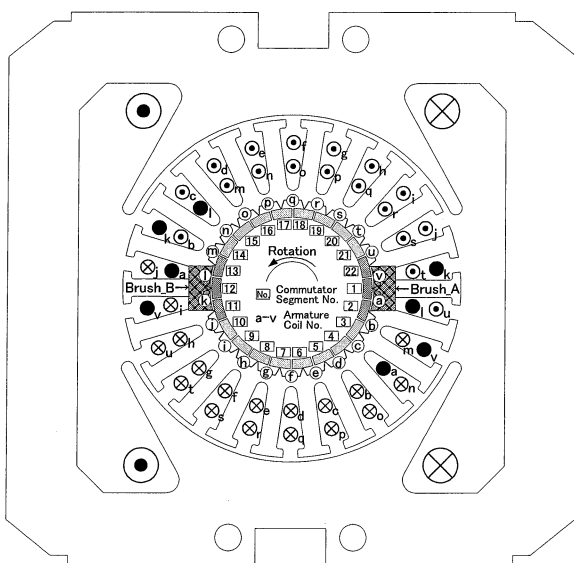
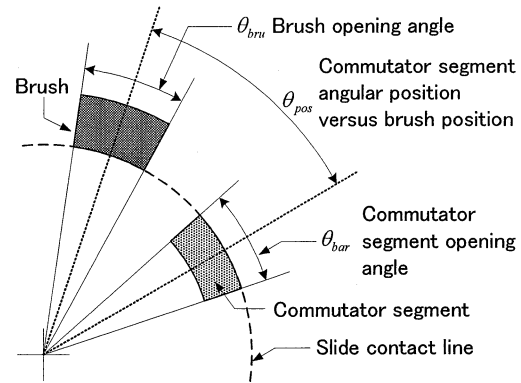
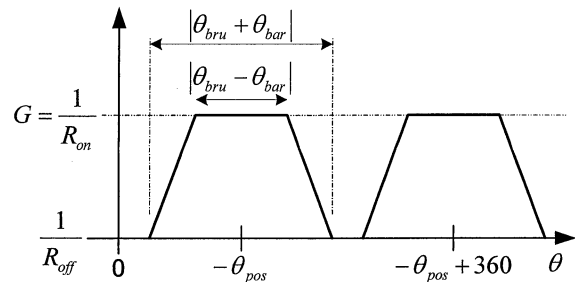


図 4 電機子巻線とブラシ、主磁極の配置図

Fig. 4. Figure of armature winding, brush, pole arrangement.



(a) Contact condition of modeling figure.



(b) Modeling figure of contact area & resistance.

図 5 ブラシと整流子片の接触抵抗変化のモデリング図^[9]

Fig. 5. Modeling figure of brush and commutator bars

4. 実測およびシミュレーションによる高調波電流評価

はじめに本研究で対象としている試験機の高調波電流を実測し、同鉄心形状による実測結果と解析結果との比較を行い、解析値の妥当性を証明する。

本解析では 33,000rpm 定格状態で回転しているユニバーサルモータの電源電圧・電流の解析を行った。実機による実測値を図 6(a)に、解析結果を図 6(b)に示す。両者を比較すると大変良い一致が見られる。この波形の周波数分析結果を図 7 に示す。この結果、完全な一致とは言わないが、5%以内の差であることを確認した。この差の主要因は鉄心の磁化特性に依存しているものと考えている。実際の鉄心はヒステリシスループを含む非線形性を有するのにに対し、本解析では常規磁化曲線を用いていることにも起因していると思う。また同図に IEC61000-3-2 にて規定されている高調波電流の基準として 200V 系電気掃除機が該当する Class A の限度値を合わせて示す。

この結果、第三高調波成分が基準値を若干超えていることがわかる。これは、本計測ではユニバーサルモータ単体において吸い込み口が全開という条件で行われたためであると考えている。実際にモータはクリーナー本体に組み込まれ、ごみパックやホースといった風路抵抗の存在により回転数は増加し、電流値は低下する。とは言え高調波成分を含む瞬時値電流波形が解析できたことは本解析に用いた FEM 電磁界解析と回路構成およびその連成解析の妥

当性を示すものであり、欧州 EMC 規格に対しても初期設計段階から電源高調波電流の抑制を考慮することが可能であることを示している。

なお、負荷変動に伴う回転数の変化および電流値の変化を想定した解析においても同様の精度が得られることを確認している。

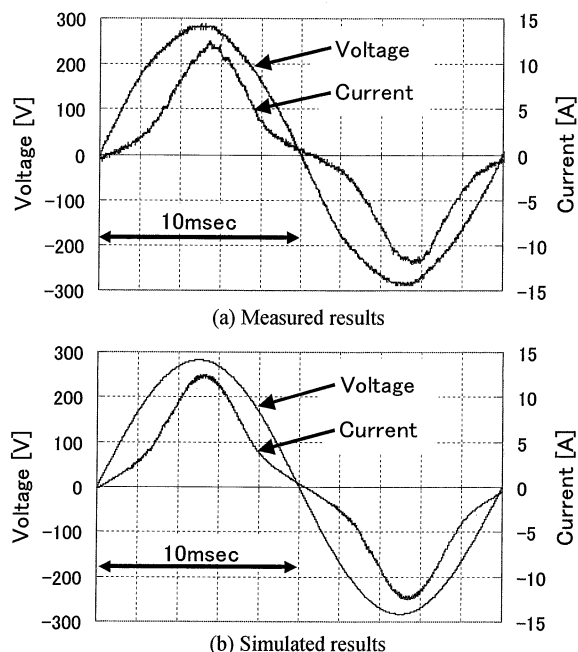


図 6 定格運転時の電圧・電流波形

Fig. 6. Voltage and current waveform of rated operation.

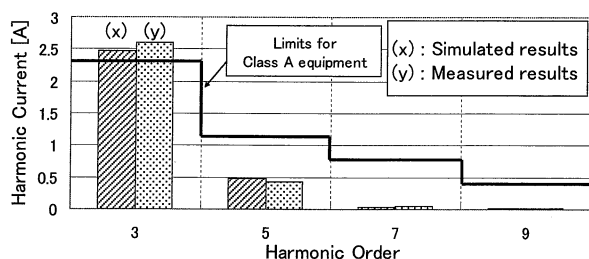


図 7 電源歪電流波形の周波数分析結果

Fig. 7. Frequency analysis result of harmonics current.

5. 鉄心形状による電源高調波電流の抑制手法と評価

5.1 エアギャップ寸法

図 8 にエアギャップ寸法をパラメータとした解析モデル図を示す。これはギャップ寸法を広く取ることで急峻な電流歪を抑え IEC 規格を満足するために欧州では広く取り入れられている手法であるが、当然発生トルクが犠牲となる。高調波電流は図 9 に示すようになり、エアギャップ寸法は 1.0mm 以上であれば規格値を満足できるという結果が得られた。

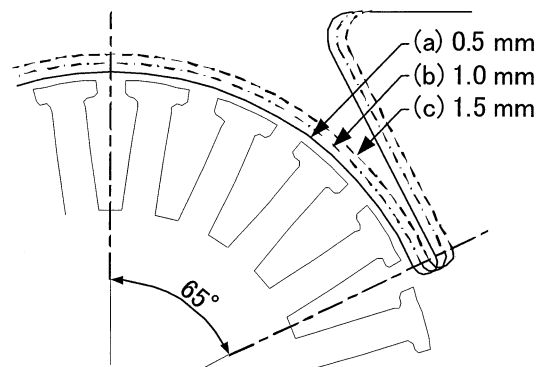


図 8 エアギャップ寸法解析パラメータ

Fig. 8. Shape of analysis model. (Air gap length)

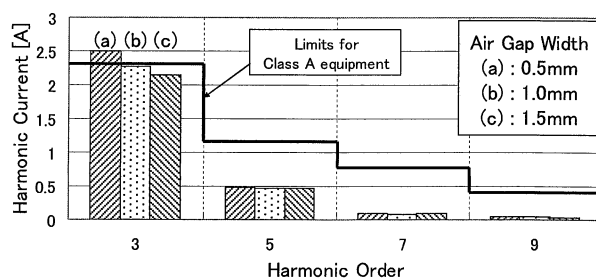


図 9 エアギャップ寸法による高調波電流比較

Fig. 9. Analysis result of harmonic current. (Air gap length)

5.2 不等エアギャップ形状

図 10 にエアギャップ部のステータポール形状の等ギャップ形状と不等ギャップを比較したモデルを示す。高調波電流の解析結果は図 11 に示すようになり、ほぼ差は見られなかった。これはスロットリップルに起因する高調波は高調波電流抑制規格の対象となる周波数よりかなり高次数となるため、低次数の高調波には大きく影響を与えないであろうことが推察される。また、別途行ったトルク解析では、ロータティースの周期に同調したトルクリップルの軽減効果が認められた。この結果より、ステータポールの不等ギャップ形状は主にトルクリップルの低減に対して大きな効果が期待できる。

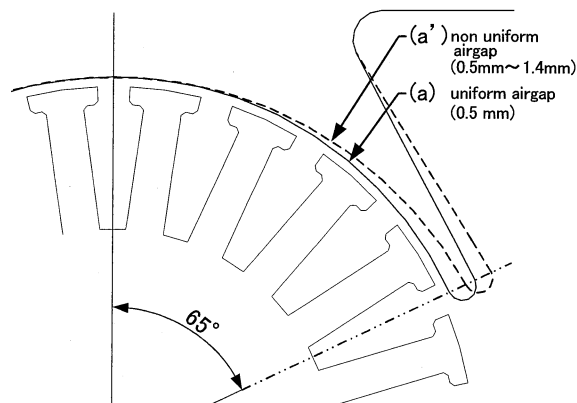


図 10 エアギャップ形状解析パラメータ

Fig. 10. Shape of analysis model. (Unequal Air gap).

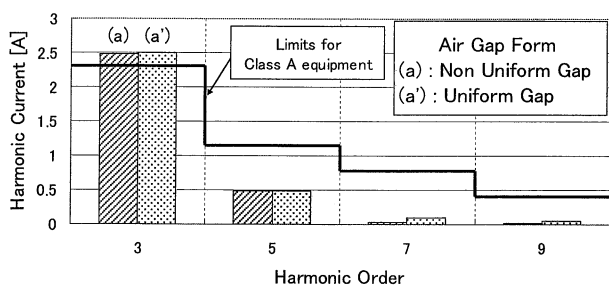


図 11 ギャップ形状による高調波電流比較

Fig. 11. Analysis result of harmonic current. (Unequal Air gap)

5.3 ステータティース幅形状

図 12 にステータボールの厚さをパラメータとした解析モデル図を示す。これはステータボール先端の磁気飽和現象の高調波に対する影響を考察するために行ったものである。この結果、ポール幅を広く取り、チップ先端の磁気飽和を軽減することにより、高調波電流を抑制する効果があることを示している。しかしながら、ステータチップ先端の磁気飽和現象は、整流現象の改善に効果があるとの見方があるため注意を要する^[10]。

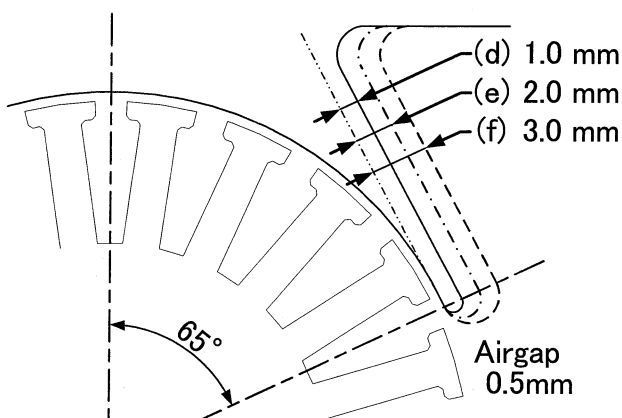


図 12 ステータティース幅形状による高調波電流比較

Fig. 12. Analysis result of harmonic current. (Pole tip's thickness)

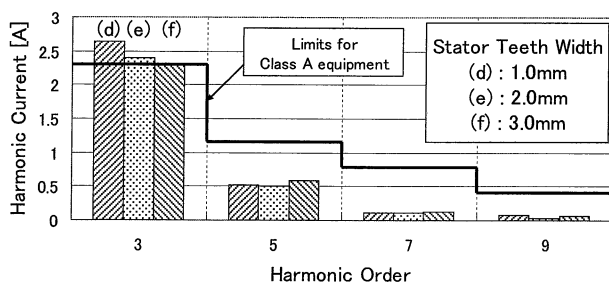


図 13 ステータティース幅形状解析パラメータ

Fig. 13. Shape of analysis model. (Pole tip's thickness).

6. まとめ

本論文では、ユニバーサルモータのコア形状が高調波電流へ与える影響について、JIS 規格に準拠した方法にて FEM 電磁界解析を用いて検討を行ったものである。FEM 電磁界解析では、回転に伴い変化するブラシ接触抵抗をはじめ、多くの変数関数を取り込んだ厳密な解析を行うことで、電源電流波形歪みは実測値に酷似する波形を得られた。その結果、設計前段階において電源高調波電流を FEM 電磁界解析により定量的に評価することが可能となった。このことは、従来のエアギャップ部におけるギャップパーミアンスおよび磁束密度の平均値計算では不可能であった事項であり、本解析が可能となったことは非常に意義があると筆者らは考えている。

高調波抑制のためには、サイクル制御等といった他方式への制御方式の変更やリアクトルの付加などが必要となることが多いが、当然コストの問題が大きい。本研究で示した手法とリアクトルの付加などを併用することで、性能およびコストの最適化設計が設計当初の段階から可能になるものと考えている。

終わりに、実験機材、部品等の製作、提供をいただきましたサムスン電子(光州)李代表取締役様に厚くお礼申し上げます。

参考文献

- [1] 丹羽祐太・秋山勇治・畠山大：「超高速大容量ユニバーサルモータの EMC 対策検討」，電学研資，No. RM06-125，pp. 7-10 (2006)
- [2] 鈴木俊・栗原和美・真瀬寛・高橋久美雄：「ユニバーサルモータにおける整流アークと電磁雑音」，電学論 D，118 巻 6 号，PP. 773-779 (1998)
- [3] IEC 61000-3-2 : "Electromagnetic compatibility (EMC) Part 3-2, Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current $\leq 16\text{A}$ per phase)" Third edition (2005), amendment1 (2008)
- [4] JIS C 61000-3-2 「電磁両立性—第 3-2 部：限度値—高調波電流発生限度値（1 相当当たりの入力電流が 20A 以下の機器）」，(2003)
- [5] 電気学会 精密小形電動機調査専門委員会編：「小形モータ」，コロナ社 (1991)
- [6] 秋山勇治：「DC モータと BLDC モータのインバータ駆動時動作特性の比較」，電学研資，No. RM-01-162，pp. 19-23 (2001)
- [7] R. Richter : Elektrische Maschinen V (1950)
- [8] 秋山勇治：「はじめてのモータ技術」，(株)工業調査会 (1999)
- [9] (仏)CEDRAT 社:FLUX-2D マニュアル(documentation)
- [10] 秋山勇治・田倉敏靖・丹羽祐太*：「200V 系クリーン用ユニバーサルモータの鉄心形状設計に関する一考察」，電学研資，No. RM03-137，pp. 7-12 (2003)