スリット回転子を用いたフラックスバリア型 リラクタンスモータの磁界解析と試作実験

正員 梨木 政行 (オークマ)

非会員 佐竹 明喜 (オークマ)

非会員 川井 庸市 (オークマ)

非会員 横地 孝典 (オークマ)

正員 大熊 繁 (名古屋大学)

Analytical study of flux and experiments of a flux-barrier type reluctance motor with a slit rotor

Masayuki Nashiki, Member, Akiyoshi Satake, Non-member, Yoichi Kawai, Non-member, Takanori Yokochi, Non-member (Okuma Corporation), Shigeru Okuma, Member (Nagoya University)

The proposed reluctance motor has a rotor which consists of flux barrier type iron cores with slits to isolate magnetic flux. The iron cores are processed with press machines, and are easy for mass-production and assembly. The stator has the same structure as that of an induction motor. The motor has excellent controllability and very small torque ripple.

We have made up an experimental motor and have evaluated the performances. As the results, the motor has been shown to have 1.7 times continuous torque as large as that of the conventional synchronous motor with ferrite magnet, peak to peak torque ripple of 3% of a nominal torque at rated torque, and speed response of 200Hz.

In this paper, firstly, the structure of the motor is discussed. Secondly, analytical results of flux distribution and resulting torque are shown. Finally, the characteristics of the experimental motor are discussed.

キーワード : リラクタンスモータ、フラックスバリア型ロータ、有限要素法、トルクリップル、弱め磁束制御

1. まえがき

現在産業界では種々の制御用電動機が用途に応じて使用されているが、それぞれに問題を持っている。

誘導電動機は、商用三相交流電圧を印加するだけで容易に駆動でき、堅牢であり、比較的簡単な構造でかつ大量生産されているので安価であり最も広く活用されている。しかし、あえてその問題点について考えてみると、回転子の損失が全損失の20～40%と大きいこと、永久磁石型同期電動機に比較すると総合効率が劣り、回転子損失の分だけ電動機サイズが大きくなっている。制御的な問題点については、2次抵抗の温度変化等のパラメータ変動が起きるため制御のロバスト化を図る必要があるという問題がある。また、磁束の大きさの変化に対し2次短絡無効電流が流れるため、界磁弱め領域におけるダイナミックな加減速制御では無効電流による効率劣化の問題もある。

永久磁石型同期電動機は、トルク発生原理が誘導電動機

に比較し簡単であり比較的容易に精密な制御を実現できるため、サーボ制御に広く活用されており、回転子損失も少なく効率が高い。しかし、永久磁石のコストと組立コストが大きく、駆動回路の故障などで発生する過電流による減磁の恐れもある。また、弱め磁束制御による定出力制御⁽¹⁾⁽²⁾については現在研究中である。

リラクタンスモータ⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾については、固定子と回転子との両方が突極構造をなすスイッチドリラクタンスモータ、アキシヤリイラミネイテッド型回転子およびフラックスバリア型回転子を用いたシンクロナスリラクタンスモータ等の多くの試みがなされ報告されているが、それぞれに長短がある。そして、問題点解決のため種々研究がなされているが、いまだ十分とは言えず、広く実用化されるに至っていない。

スイッチドリラクタンスモータ⁽⁶⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾の問題は、トルクリップル、振動、騒音、低力率等である。

アキシヤリイラミネイテッド型リラクタンスモータ^{(9)~(12)}は、定常特性の優れたものが報告されているが、構造がやや複雑であることによるコスト的な問題、回転子上の磁束が変化すると構造的に渦電流が流れやすいという性能的な問題がある。

フラックスバリア型リラクタンスモータ⁽³⁾⁽⁴⁾⁽¹³⁾は、種々の回転子形状の報告があり、筆者らの知るかぎりでは、トルクリップルの問題、インダクタンス比を大きく取れないこと等に起因する力率と効率の問題、現実的な製作上およびコスト上の問題等がある。

本論文では、回転子構造を改良したリラクタンスモータを提案するもので、電動機の種類としてはフラックスバリア型リラクタンスモータに類する。本電動機の特徴は、(1)トルク電流と出力トルクとの線形性があり従来の永久磁石同期電動機と同程度の高速応答性が得られること、(2)定格 d 軸電流以下の範囲において d 軸電流と磁束の大きさ及び出力トルクとの線形性があり弱め磁束制御による定出力制御、高速回転が可能であること、(3)トルクリップルが従来の永久磁石同期電動機と同程度に小さいこと、(4)回転子鋼板は固定子に使用する珪素鋼板の内径側部材で製作でき、回転子の構成が簡単で組立も容易であり、回転子損失が小さく小形であること等により電動機を低コストに製作可能なこと、さらに実用的には、(5)回転子に空隙部が多いことから回転子イナーシャを小さく設計でき、高速加減速運転が可能となること、(6)特に工作機械の主軸ビルトインモータ等のように回転子の発熱が嫌われる用途には最適であること等があげられる。

以下、第2章では本提案による改良された回転子を持つリラクタンスモータの構造、及び磁束分布のシミュレーション結果を示す。第3章では電動機の発生トルク、トルクリップル、 d 軸電流および q 軸電流と発生トルクの関係についてシミュレーション結果を示す。第4章では試作電動機の評価結果について示す。第5章はまとめである。

2. 提案するリラクタンスモータの構造と磁気特性

提案するスリット回転子を用いたリラクタンスモータの縦断面図を図1に、横断面図を図2に示す。これらは3相、6極の場合である。図1において、1は回転子軸、2は固定子コア、3は固定子巻線、4は回転子コア、5は回転位置検出器を示す。固定子コアと固定子巻線は誘導機のそれらと同じ構造であり、3相交流巻線が施されている。回転子の構造は、図2に示すように誘導電動機のそれとは大きく異なり、回転子軸に円形の回転子コアを軸方向に積層した構造となっている。図3は図2の回転子コアの一部を拡大して示すもので、珪素鋼板から白抜きのスリット形状部分を除去した構造となっている。このスリット形状部分はプレス金型加工により打ち抜いて、容易に製作できる。回転子の各磁極の磁路は、回転子内のスリットで形成されるエアギャップにより磁気絶縁された細い磁路を各磁極間に複数個並列に配列した構造となっており、図3の場

図1 本電動機の縦断面図

Fig.1. Vertical sectional view of the proposed motor

図2 電動機横断面図

Fig.2. Cross sectional view of the proposed motor

図3 回転子鋼板の形状

Fig.3. Structure of the rotor plate

合、1つの磁極は23個の細分化された磁路で形成している。なお、図3の回転子は、回転子外周部と回転子磁極の境界部で各磁路がわずかに接続した構造としている。この接続部は電動機動作には不要なものであるが、この構造の利点は、(1)プレス加工時に各部がバラバラにならないこと、(2)回転子の組立が容易であること、(3)電動機として適切な回転子強度が得られること等である。

図2は電動機の横断面図であり、 d - q 軸モデルで表現した d 軸、 q 軸及び3相固定子巻線電流の合成電流ベクトル i を示す。ベクトル i の d 軸に対する機械角を θ_i とする。 d 軸電流 i_d と q 軸電流 i_q は θ_i を電気角に変換して、

$$i_d = |i| \cdot \cos(3\theta_i) \quad \dots\dots (1)$$

$$i_q = |i| \cdot \sin(3\theta_i) \quad \dots\dots (2)$$

となっている。

次に合成電流 i と3相巻線電流 i_u 、 i_v 、 i_w との関係を求め、斜線で示すU相固定子巻線の位置を基準とし、回転子の d 軸位置を機械角で θ_R とすると、

$$i_u = 2/3 \cdot |i| \cdot \cos(3\theta_R + 3\theta_i) \quad \dots\dots (3)$$

$$i_v = 2/3 \cdot |i| \cdot \cos(3\theta_R + 3\theta_i + 120^\circ) \quad \dots\dots (4)$$

$$i_w = 2/3 \cdot |i| \cdot \cos(3\theta_R + 3\theta_i + 240^\circ) \quad \dots\dots (5)$$

となる。例えば、 d 軸電流 i_d と q 軸電流 i_q が一定の状態では回転子が回転する場合、合成電流 i は回転子の回転に伴っ

て回転することになる。なお、U相巻線の位置 U_{phase} と d 軸との機械角である θ_R は、電動機の回転子に接続された回転位置検出器により検出する。

本電動機の構造と特徴との関係について以下に示す。 d 軸電流 i_d により d 軸方向に容易に磁束を誘導することができることは、磁路形状から明かである。 q 軸電流 i_q による起磁力成分は複数の細い磁路と直角方向に作用し、各磁路間に設けられた複数のスリットで形成されるエアギャップに交差する方向であり、磁気抵抗が非常に大きいので小さな磁束しか発生しない。この結果、 d 軸電流 i_d と q 軸電流 i_q とが磁氣的に独立していることは明らかである。この独立性に関するシミュレーション結果と、試作実測結果は後で示す。このように、電動機の磁束を回転子上の d 軸上に固定することができ、磁束の大きさも d 軸電流 i_d により制御できれば、良く知られているように、 q 軸電流 i_q によりフレミングの法則に従ったトルクを発生することができ、かつ、 d 軸電流 i_d により磁束の大きさを制御して定出力制御することが可能となる。

トルクリップル低減のための本電動機の考え方は、電圧、電流、起磁力、磁束分布を、極力、正弦波分布に近づけて高調波成分を少なくし、トルクリップルを低減するものである。本電動機の回転子外形形状は円筒状であり、突極型回転子に比較し、回転に伴って回転子の磁気抵抗は比較的滑らかに変化するので、極端なトルクリップルは発生しにくいということが言える。なお、磁気抵抗の変化の幅は、突極型回転子と同様に大きい。

回転子の損失は、2次巻線が無いので銅損は零で、同期電動機であるから回転子の磁束変化が小さく、原理的に鉄損も小さい。回転子に発生する渦電流についても、図3の形状の電動機用珪素鋼板を軸方向に積層しており、界磁磁束の増減及び回転方向の磁束変化に対して渦電流が流れにくい構造となっている。

なお、図3の回転子は、回転子外周部と回転子磁極の境界部で各磁路がわずかに接続した構造としている。この構造の問題は、 q 軸電流 i_q が流れた場合、 q 軸電流 i_q の起磁力により磁束の一部が接続部を通して隣の磁路に漏れることにより、磁束の位置が d 軸方向から q 軸方向へ僅かにずれることである。この影響により発生トルクが減少するので注意を要する。従って、回転子内部磁路間の接続部の太さは、回転子強度からみて必要最小限の太さにすべきである。一方、この接続部の太さがロータ強度と大きく関わり、高速回転用途では遠心力に耐えるため何らかのロータ補強対策が必要である。

3. 有限要素法による本電動機の特性解析

図1、図2、図3、表1に示す本電動機の特性について有限要素法で数値計算し、評価する。

<3・1> 磁束のシミュレーション 本提案のスリット回転子を用いたリラクタンスモータの磁束分布を有限要素法でシミュレーションし、その基本特性を評価し

た。珪素鋼板の磁気特性は、ヒステリシスは無視し、非線形な飽和特性とした。

まず、 d 軸電流 i_d だけを11A流した時、磁束の分布は図4となった。ほとんどの磁束は d 軸方向を向いており、期待通りの磁束分布となった。磁極の中央部に位置する固定子の歯(A点)の磁束密度は約1.5Tとなっている。スロット部分、即ち、巻線部分(B点)の磁束密度は0.1T以下の値となった。なお、固定子と回転子の相対的回転角度は解析の都合上、1/2スロットずれた角度でシミュレーションした。

次に d 軸電流 i_d を零とし、 q 軸電流 i_q のみ11A流した時、磁束の分布は図5となった。磁極の中央部の歯(A点)の磁束密度は約0.07Tと小さく、磁極の境界部の歯

表1 モータパラメータ

Table 1. Motor parameters

相数	: 3相	極数	: 6
固定子外形	: 176mm	固定子スロット数	: 36
各相巻線数	: 120ターン	結線	: スター (Y)
d 軸定格電流 i_{dN}	: 11A	q 軸定格電流 i_{qN}	: 33.2A
固定子定格電流 i_{fN}	: 35A	3 相交流電流	: 16.5A rms
ベース回転数	: 1200rpm	回転子外形	: 90mm
エアギャップ	: 0.2mm	珪素鋼板積厚	: 72mm
珪素鋼板	: JIS 50A700	板厚 t	: 0.5mm
回転子外周部の部分的接続幅	: 0.5mm		
回転子内部の部分的接続幅	: 1mm

図4 磁束分布 ($i_d=11A$, $i_q=0A$)
Fig.4. Flux distribution ($i_d=11A$, $i_q=0A$)

図5 磁束分布 ($i_d=0A$, $i_q=11A$)
Fig.5. Flux distribution ($i_d=0A$, $i_q=11A$)

(C点)の磁束密度は最大0.34 Tであった。 q 軸電流 i_q の発生する起磁力が働く方向は、回転子スリットのエアギャップと交差する方向であり、磁気抵抗が大きいので磁束密度は小さい。

次に、 d 軸方向と q 軸方向の磁束について考えてみる。図4に示す d 軸電流 i_d のみを流した時の回転子表面D F間の1磁極ピッチに鎖交する磁束 ϕ_d と、図5に示す q 軸電流 i_q のみを流した時の回転子表面E G間の1磁極ピッチに鎖交する磁束 ϕ_q との比 ϕ_d/ϕ_q を図6に示す。横軸は通電電流 $|i|$ であり、電流値が小さい領域では回転子の接続部からの漏れ磁束があるため磁束比 ϕ_d/ϕ_q が小さく、電流値が十分大きい領域では磁気飽和のために磁束比 ϕ_d/ϕ_q が再び小さな値となっている。定格電流 $i_N=35$ Aの時の磁束比は4であった。この磁束比 ϕ_d/ϕ_q は、 $L \cdot I \div N \cdot \phi$ (ここで L はインダクタンス、 N は巻数)より推測できるように、 d 軸方向インダクタンスと q 軸方向インダクタンスとのインダクタンス比⁽¹²⁾にほぼ比例する値であり、電動機の特性を表す重要なパラメータである。突極型のリラクタン্সモータでは突極比⁽³⁾と言われている。なお、図4の回転子モデルでスリットにより細分化された各磁路間の接続部を除去し理想化した構造では、接続部からの漏れ磁束が減少するので、定格電流 $i_N=35$ Aの時の磁束比は5.8であった。このような回転子構造を実現するには、磁気的に影響しない樹脂による回転子磁気部材の固定等の工夫が必要である。

図7は、 d 軸電流 $i_d=11$ Aと q 軸電流 $i_q=11$ Aとをベクトル合成した電流を通電した時の磁束分布であり、図4と比較し、 q 軸電流 i_q の影響をほとんど受けていない。

< 3・2 > 電流位相角 $3\theta_i$ と出力トルク T の特性

図8に示すトルク特性は、U相巻線からV、W相巻線へ一定の電流を流した状態で、回転子の各回転位置 θ_R における発生トルク T を示した特性である。この設定状態は、U相電流が最大となるので、本電動機を示す図2、(3)、(4)、(5)式より、 $3\theta_R+3\theta_i=0$ であり、 $\theta_R=-\theta_i$ 、 $i_v=i_w=-0.5i_u$ の関係となっている。図8の特性において、最も大きなトルクが得られる電流位相角 $3\theta_i$ が電流 $|i|$ の大きさにより少しずつ変化していることが解る。なお、図8の各特性において一部凹凸の特性となっている。この凹凸の原因は、固定子のスロット、回転子のスリットの存在、磁性材料の磁気飽和等の非線形性、固定子の起磁力高調波及び有限要素法解析におけるモデル誤差並びに計算誤差等と推定される。

< 3・3 > トルク電流 i_q と出力トルク T の特性

次に、 q 軸電流 i_q とトルク T との線形性についてのシミュレーション結果を図9に示す。トルク電流 i_q に対する発生トルク T の良好な線形性が確認できる。

< 3・4 > d 軸電流 i_d と出力トルク T の特性

図10に d 軸電流 i_d とトルク T の関係をシミュレーションした結果を示す。 d 軸電流 i_d が11 A程度までは比較的線形にトルク T が増加し、11 A以上ではその増加率が徐々に減少しており、磁束が徐々に飽和していくことが解かる。

図6 d 軸方向磁束と q 軸方向磁束の比(シミュレーション)

Fig.6. Flux ratio between d axis flux and q axis flux (simulation)

図7 磁束分布 ($i_d=11$ A, $i_q=11$ A)

Fig.7. Flux distribution ($i_d=11$ A, $i_q=11$ A)

図8 電流 $|i|$ とトルク T と電流位相角 $3\theta_i$ (シミュレーション)

Fig.8. Current $|i|$, torque T and current phase $3\theta_i$ (simulation)

< 3・5 > 出力トルク T 次に、一定の d 軸電流 $i_d=11$ Aと $i_d=7.5$ Aとを流し一定の q 軸電流 $i_q=7.5$ A、15 A、30 A、45 Aを流すようにベクトル制御し、回転子を回転させた場合の出力トルクのシミュレーション結果を図11と図12にそれぞれ示す。縦軸は出力トルク T 、横軸は回転子の回転角 θ_R である。十分なトルクが得られていることが解かる。

< 3・6 > トルクリップル 図11、図12において、トルクリップルの形状は、 d 軸電流 i_d と q 軸電流 i_q の大きさによりパターンが変化している。定格電流($i_d=11$ A, $i_q=33.2$ A)近傍でのトルクリップルの大きさは、定格トルク比10% peak to peak (以下% p-pとする)程度とやや大きめであった。トルクリップルの周期性は、スロット

ピッチ機械角10度に同期する成分が最も多く、この成分については、ステータあるいはロータを1スロット分スキューすることにより除去できるはずである。その試作評価結果は後で述べる。機械角20度の周期成分も認識できる。

なお、トルクリップルの原因については $<3 \cdot 2>$ 項で触れたように特定できていないが、図10に示す d 軸電流 i_d と出力トルク T の関係より、磁気飽和していない領域の方がトルクリップルが小さいと推定される。その意味で、 d 軸電流 i_d を11Aから7.5Aに小さくすると図12に示すように、特に定格トルクの1/3以下の領域において、トルクリップルが低減する傾向が見られる。従って、トルクリップルを少しでも低減したい場合は、 d 軸電流 i_d を低めに設定して制御する方法も考えられる。

$<3 \cdot 7>$ ピークトルク 図13に、 d 軸電流 i_d と q 軸電流 i_q との合成電流 $|i|$ と出力トルク T との特性をシミュレーションした結果をまとめて示す。縦軸の出力トルク T は、最大トルクを発生する電流位相角 $3\theta_i$ でのトルクをプロットした。今回のシミュレーションモデルの電動機については、連続定格トルクの3倍(105A)程度までは十分に線形として扱え、良好なピークトルク特性が見られる。さらに、3倍以上のトルクも可能である。

4. 電動機の試作 及び 評価

$<4 \cdot 1>$ 電動機の試作 提案するスリット回転子を用いたリラクタンスモータの試作機概観及び回転子概観を図14に示す。そのパラメータは表1と同じである。

$<4 \cdot 2>$ 測定条件 図15に示すように被測定電動機の出力軸と測定用電動機の出力軸とを直結し、被測定電動機の d 軸電流 i_d 、 q 軸電流 i_q 等の制御変数を測定条件に設定し、(1)~(5)式に従うベクトル制御を行なう。次に、測定用電動機で極低速回転させながら測定用電動機の駆動装置内部のトルク指令値を観測し、この値を被測定電動機の発生トルクとしてパソコンへ取り込み処理した。測定用電動機は既存の永久磁石型同期電動機を使用し、そのコギングトルクリップルは事前に測定しておき、パソコン上で、測定した被測定電動機のトルクデータから差し引くようにしてキャンセルした。トルクの大きさについては他の精密荷重計で校正した。測定用電動機のトルクリップル成分は完全に除去できていないので、厳密な測定データとは言えないが、概略の性能を評価するための精度は得られていると考える。

$<4 \cdot 3>$ 電流位相角 $3\theta_i$ と出力トルク T

試作電動機の基本特性として、電流位相角 $3\theta_i$ に対する出力トルク T を測定した。スキューの無い条件で、図16となった。シミュレーション結果と測定結果とのいずれにも凹凸状のトルクリップルが見られる。測定値とシミュレーション値との差は、ステータ、ロータの部品形状誤差、組み立て時のステータとロータ間のギャップ精度ならびにシミュレーションモデルのメッシュの切り方などに起因すると考えられる。

図9 トルク電流 i_q と出力トルク T (シミュレーション)
Fig.9. Torque current i_q and torque T (simulation)

図10 d 軸電流 i_d と出力トルク T (シミュレーション)
Fig.10. Field current i_d and torque T (simulation)

図11 回転子位置 θ_R とトルク T ($i_d=11A$, シミュレーション)
Fig.11. Rotor angle θ_R and torque T ($i_d=11A$, simulation)

図12 回転子位置 θ_R とトルク T ($i_d=7.5A$, シミュレーション)
Fig.12. Rotor angle θ_R and torque T ($i_d=7.5A$, simulation)

図 13 トルクの飽和特性

Fig.13. Torque saturation characteristics

次に、回転子のコアをステータコアの1スロット分だけスキューした条件では図17となった。スキューにより出力トルクの凹凸が大半除去され、トルクリップルが低減している。

< 4・4 > トルク電流 i_q と出力トルク T

図18にトルク電流 i_q と出力トルク T との関係の測定結果を示す。トルク電流 i_q に対する線形な出力トルク特性が確認される。シミュレーション値より測定値の方がやや線形に近い。

連続出力トルクは $17 \text{ N} \cdot \text{m}$ ($i_d = 15 \text{ A}$, $i_q = 31.6 \text{ A}$ の時)であった。また、従来型の電動機との比較のため、本電動機の外形形状、線積率等の実装技術は、低コストなサーボモータとして使用している既存のフェライト磁石型同期電動機と全く同じとした。連続出力トルク $17 \text{ N} \cdot \text{m}$ という前記の値は、前記のフェライト磁石同期電動機に比較し、同じ温度上昇となる駆動条件で、1.7倍の値であった。ただし、設計自由度もあり、厳密な比較とはいえない。なお、トルクが増加した主な理由は、フェライト磁石のエアギャップ部の平均磁束密度 0.38 T に対し試作電動機の回転子は鉄であり、エアギャップ部の平均磁束密度が約 1.0 T と大きな値を取れることにあると考えられる。

図 14 試作電動機と回転子 (2.1kW at 1200rpm)

Fig.14 Prototype motor and its rotor

図 15 トルクの測定システム

Fig.15. Torque measuring system

 図 16 電流位相角 $3\theta_i$ とトルク T (スキュー無し)

 Fig.16. Current phase $3\theta_i$ and torque T (no skew)

 図 17 電流位相角 $3\theta_i$ とトルク T (1スロットスキュー, 測定値)

 Fig.17. Current phase $3\theta_i$ and torque T (1 slot skew, Experiment)

 図 18 トルク電流 i_q と出力トルク T

 Fig.18. Torque current i_q and torque T

<4・5>トルクリップル $d-q$ 軸ベクトル制御時の出力トルク特性は、スキューの無い条件で図19 ($i_d=11A$)、図20 ($i_d=7.5A$) となった。トルクリップルは、定格電流 ($i_d=11A$ 、 $i_q=33.2A$) 近傍において、定格トルク比7%p-pであった。シミュレーション値に比較し、その周期及び形状に類似性が確認できる。また、 d 軸電流 i_d を減少させた時のトルクリップル低減の効果は、図19と図20とを比較し、トルク5N・m以下の領域においてトルクリップルがやや小さくなっている程度しか確認できなかった。

次に、トルクリップルを低減するために、回転子を1スロット分スキューした場合の出力トルク特性は、図21となった。図19に比較し、トルクリップルが低減している。定格トルク近傍のトルクリップルは、定格トルク比3%p-p以下と、良好な値である。特に、出力トルクが小さな領域では小さなトルクリップルとなり、良好な特性を確認した。直流電動機等のコギングトルクリップルに相当するトルクリップルは、定格トルク比1%p-p以下である。

なお、スキューによるトルクの大きさの低減は、図19と図21とを比較すると5%程度の低減であり、実用的に問題とならない範囲であった。

<4・6> 誘起電圧特性、界磁の制御性 誘起電圧特性は、図22に示すように、電動機の端子間電圧 U 、 V を観測することにより計測した。 q 軸電流 i_q にほとんど影響されない良好な誘起電圧特性を確認できる。

<4・7> 本電動機の制御特性 本電動機の制御性については、ベクトル制御を行い、良好な応答性と制御性を確認している。しかし、紙面の都合もあり、次報でその詳細を報告する予定である。概略の制御性能は、速度ステップ応答の加速時間17msec (0 min^{-1} から $1,200 \text{ min}^{-1}$ までの加速) となり良好な加減速特性と、約200Hzの速度応答特性を確認した。なお、速度制御のサンプリングタイムは $400 \mu \text{ sec}$ で行なった

<4・8>シミュレーションと試作の比較 試作電動機を評価した結果、出力トルク等においてシミュレーションに近い結果を得た。シミュレーション誤差は、概略、10%程度であった。トルクリップルについてもシミュレーションにより概略の傾向を把握できることが解かった。今後さらにシミュレーションを改良し、精度を上げたいと考えている。

5. あとがき

本論文では、スリット回転子を用いたリラクタンスモータの基本構成、有限要素法によるその特性解析結果、試作電動機の評価結果について示した。その結果、本電動機が優れた性能を有しており、産業用電動機としての可能性を持つことを示すことができたと考える。

現在、継続して評価、改良を進めており、その結果を次報で報告する予定である。

(平成7年6月19日受付、平成8年1月22日再受付)

図19 回転子位置 θ_R とトルク T (スキュー無し)
Fig.19. Rotor angle θ_R and torque T (no skew)

図20 回転子位置 θ_R とトルク T (スキュー無し、測定値)
Fig.20. Rotor angle θ_R and torque T (no skew, experiment)

図21 回転子位置 θ_R とトルク T (1スロットスキュー、測定値)
Fig.21. Rotor angle θ_R and torque T (1 slot skew, experiment)

図22 回転速度 S と電圧 V_{uv} (測定値)
Fig.22. Speed S and voltage V_{uv} (experiment)

文 献

- (1) 武田洋次・森本茂雄・大山和伸・山際昭雄：「PMモータの制御法と回転子構造による特性比較」電気学会論文誌D, Vol.114-D.No6, 1994, p.662~667
- (2) 森本茂雄・上野智広・武田洋次：「埋込磁石構造PMモータの広範囲可変速制御」電気学会論文誌D, Vol.114-D.No6, 1994, p.668~673
- (3) 松井信行・千葉明・武田洋次：「リラクタンストルクを利用した回転機」電気学会論文誌D, Vol.114-D.No9, 1994, p.824~832
- (4) T.J.E.Miller: 「Comparison of Synchronous and Switched Reluctance Motors」1994 IEEE IAS "Synchronous Reluctance Motor and Drive a New Alternative", Section 2, p.2-1~2-15
- (5) 深尾正・千葉明・松井幹彦：「超高速リラクタンスマータ電動機閉ループ制御の一方式」電気学会論文誌D, 107巻2号P271~278 (昭62)
- (6) Nobuyuki Matsui, Norihiko Akao, Tomoo Wakino: 「High-precision Torque Control of Reluctance Motors」IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.27, NO.5, SEPT./OCT.1991 p.902~907
- (7) Longya Xu, Thomas A.Lipo, Shekar C.Rao: 「Analysis of a New Variable-Speed Singly Salient Reluctance Motor Utilizing Only Two Transistor Switches」IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.26, NO.2, March/April 1990 p.229~236
- (8) H.van der Broeck, D.Gerling, E.Borte: "Switched reluctance drive and PWM induction motor drive compared for low cost applications" 1993 The European Power Electronics Association P71~76
- (9) 森本雅之：「高効率なリラクタンスマータ」平成3年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集p.178~181
- (10) Don Platt: 「Reluctance Motor with Strong Rotor Anisotropy」IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, NO.3, May/June 1992
- (11) Wen L. Soong, David A. Staton, Timothy J. E. Miller: 「Design of a New Axially-Laminated Interior Permanent Magnet Motor」IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.31, NO.2, March/April 1995 p.358~367
- (12) R.E.Betz, R.Lagerquist, M.Jovanovic, T.J.E.Miller, R.H.Middleton: "Control of Synchronous Reluctance Machines" IEEE Trans. Ind. Appl., 29, 6, p.1110~1122(1993)
- (13) M.J.Kamper, A.F.Voschenk: "Effect of rotor

dimensions and cross magnetisation on L_d and L_q inductances of reluctance synchronous machine with cageless flux barrier rotor" IEE Proc.- Electr.Power Appl., Vol.141, No.4, July 1994 p.213~220

梨木 政行

(正員) 1948年3月24日生。1970年3月室蘭工業大学電気工学科卒業。同年オークマ(株)入社。主として工作機械用サーボモータ、その制御装置、位置検出器、メカトロニクスに関する開発に従事。現在、同社開発部次長。昭和61年精密工学会技術賞。

佐竹 明喜

(非会員) 1965年9月22日生。1990年3月中部大学大学院工学研究科博士前期課程電気工学専攻修了。同年オークマ(株)入社。主としてアクチュエータ及び制御に関する開発に従事。電子情報通信学会会員。

川井 庸市

(非会員) 1963年12月6日生。1987年3月福井大学工学部応用物理学科卒業。同年オークマ(株)入社。CO₂レーザ発振器の開発を経て、現在モータ、メカトロニクスに関する開発に従事。

横地 孝典

(非会員) 1967年9月1日生。1992年3月名古屋大学工学部電子機械工学科卒業。同年オークマ(株)入社。主としてアクチュエータ及び制御に関する開発に従事。

大熊 繁

(正員) 1948年2月16日生。1972年3月名古屋大学大学院工学研究科修士課程修了。1974年6月ケース・ウェスタン・リザーブ大学大学院修士課程システム工学専攻修了。1977年3月名古屋大学大学院博士課程修了。同年4月同大学助手、1979年4月同講師、1984年11月同助教授、1990年12月同教授、現在に至る。工学博士。主として、ロボティクス、パワーエレクトロニクス、創発型ソフトコンピュータに関する研究に従事。計測自動制御学会、日本機械学会、日本ロボット学会、IEEE、パワーエレクトロニクス研究会会員。1992年 IEEE IECON Best Paper Award, 平成6年精密工学会論文賞、平成7年電気学会論文賞。