

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*

Full-pitch Winding Switched Reluctance Motor for Traction Motor

石川 智一
Tomokazu ISHIKAWA

丹羽 渉
Wataru NIWA

梶浦 裕章
Hiroaki KAJIURA

Electric and hybrid vehicles are attractive choice due to its potential in reducing CO₂ emissions. Switched Reluctance Motor (SRM) which do not have rare-earth magnets have been considered for use as a traction motor in electric and hybrid vehicle applications. Particularly, Full-pitch winding SRMs are suitable since it has a high torque constant. However, phase current increases at high speed region because they have a high degree of mutual coupling between phases. In this paper, a novel control method to reduce mutual coupling is proposed to improve the efficiency at high speed region.

Key words :

EV and HV systems, motor, motor characteristics, Full-pitch winding switched reluctance motor

1. まえがき

近年、資源枯渇問題や地球環境問題への関心が高まる中、自動車分野においても環境負荷の低減（CO₂の排出削減）が求められており、低燃費化およびCO₂の削減に有効なハイブリッド車（HEV）や電気自動車（EV）が急速に普及し、車両の電動化が進んでいる。電動化システムの主要コンポーネントである駆動用MG（Motor Generator）は、埋込磁石型同期モータ（IPMSM）が主流であり、広範囲な出力特性を実現するため、多量の永久磁石を必要としている。MGに用いられている永久磁石は、高価なレアアース金属（Nd, Dy）が多く含まれ、これらを輸入に頼る我が国においては、レアアースの深刻な供給不足に直面し、将来にわたる安定供給が懸念される。この問題に対して、最

近ではMGのレアアースフリー化に関する研究が多数検討されている。中でも永久磁石を用いないスイッチトリラクタンスモータ（SRM）は、ロータが電磁鋼板のみで構成されるため、高強度、高耐熱といった特長を有しており、MG用途として広く研究されている¹⁻³⁾。

通常SRMは、永久磁石を用いないためIPMSMに比べて出力トルクが低くなる。これを解決するためには磁気回路体格の増大を要するため、体格が増加する。この課題に対して、コイルエンドが低い特長を有する短節集中巻SRMにより、磁気回路体格が増加させても全体体格を抑え、従来のIPMSMと同等以上の出力密度を達成した研究例もあり、SRMの可能性を実証している^{4) 5)}。

また、巻線方式が異なる全節巻SRMの研究例においては、短節集中巻SRMに比べて、高トルク定数を

*（公社）自動車技術会の了解を得て、「自動車技術会論文集（文献番号：20164533）」Vol.47 No.5より一部加筆して転載

有するため、高トルク化が可能であることが示されている⁶⁻⁸⁾。一方、全節巻 SRM について、駆動用 MG 相当の 30kW 出力仕様における特性を検討した研究例では、全節巻 SRM は、短節集中巻 SRM と比較して、基底回転数を超える高速駆動域において、銅損が大幅に増加することが報告されている⁹⁾。

本稿では、高トルク定数を有する全節巻 SRM を自動車駆動用 MG への適用を検討するにあたり、高速駆動域における銅損低減のため、全節巻特有の磁束の相互干渉に着目した制御手法を提案する。これにより、高速駆動域における銅損低減を実現したので、その評価結果について報告する。

2. 全節巻 SRM の動作原理と検討モデル

2.1 全節巻 SRM の動作原理

全節巻 SRM の動作原理について、Fig. 1 に示す最も単純な構成であるステータ 6 突極／ロータ 4 突極の SRM モデルを用いて説明する。

全節巻 SRM は、Fig. 1 に示すように、複数スロットにまたがる 3 相巻線を、電気角で 120deg. ずつ位相をずらして配置することにより構成される。全節巻 SRM は、Fig. 2 に示す非対称 H ブリッジ回路と呼ばれる SRM 専用の駆動回路を用いることにより各相の巻線に電力を供給する。

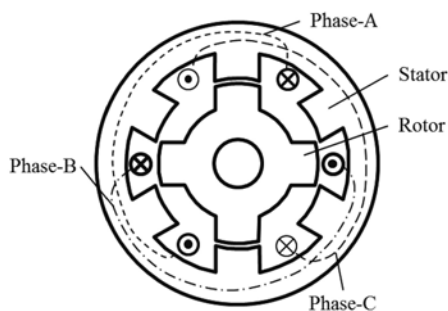


Fig. 1 Full pitch winding SRM

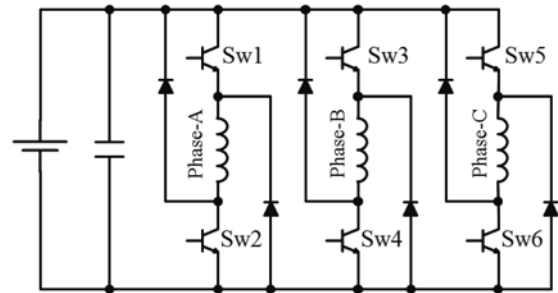


Fig. 2 SRM drive circuit

Fig. 2 に示す駆動回路を用いて、全節巻 SRM を駆動するための回路動作について説明する。A 相、B 相、C 相の 3 相巻線のうち、A 相巻線に電力を供給するときには、A 相巻線に接続された上下の素子 (Sw1, Sw2) を ON する。これにより、電源電圧が A 相巻線の両端に供給されるため、A 相巻線に電力が供給される。また、A 相巻線への電力供給が不要なときには、Sw1, Sw2 のどちらかを OFF することにより、ON 状態にある素子とダイオードを介して A 相巻線の内部で磁気エネルギーが還流する。この場合、巻線両端は同電位となるため、電源からの電力供給はない。さらに、A 相巻線に接続された上下の素子 (Sw1, Sw2) を双方 OFF すると、A 相巻線に接続されたダイオードを介して電流が流れるため、巻線両端には電力供給時と逆極性の電圧が印加される。これにより巻線電流が減少する。B 相、C 相についても、同様の回路動作により各相の巻線への電力供給を制御する。以上の回路動作を組み合わせることによって、全節巻 SRM に電力を供給し、ステータ磁極の磁化、消磁を実現している。

2.2 全節巻 SRM の発生トルク

全節巻 SRM の発生トルクについて説明する。全節巻 SRM は、ロータの磁極位置に対応したステータ磁極を磁化することにより、ロータ、ステータ間のインダクタンスが最大となる方向にトルクが発生する。ここで、巻線電流を i 、自己インダクタンスを L 、相互インダクタンスを M 、ロータ回転角度を θ として、SRM における発生トルクを式 (1) に示す。

$$T = \frac{1}{2}i_a^2 \frac{dL_a}{d\theta} + \frac{1}{2}i_b^2 \frac{dL_b}{d\theta} + \frac{1}{2}i_c^2 \frac{dL_c}{d\theta} + i_a i_b \frac{dM_{ab}}{d\theta} + i_b i_c \frac{dM_{bc}}{d\theta} + i_c i_a \frac{dM_{ca}}{d\theta} \quad (1)$$

Fig. 3 に全節巻 SRM のインダクタンス特性を示す。

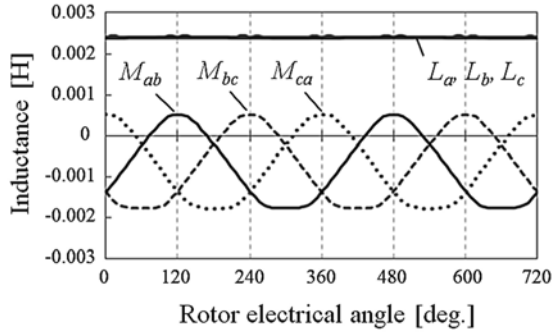


Fig. 3 Inductance of full pitch winding SRM

Fig. 3 に示すように、全節巻 SRM では、A 相、B 相、C 相の各巻線における自己インダクタンス L はロータ角度によらず、ほぼ一定と見なすことができる。このため、自己インダクタンス L の角度変化分が十分に小さいとして無視すると、発生トルクは式 (2) で表すことができる。

$$T = i_a i_b \frac{dM_{ab}}{d\theta} + i_b i_c \frac{dM_{bc}}{d\theta} + i_c i_a \frac{dM_{ca}}{d\theta} \quad (2)$$

ここで、 i_a, i_b, i_c は、3 相の巻線電流、 θ は、ロータの回転角度、 M_{ab}, M_{bc}, M_{ca} は、相間の相互インダクタンスを表す。式 (2) より、全節巻 SRM は、相間の相互インダクタンス M_{ab}, M_{bc}, M_{ca} がロータ回転角度 θ の変化量 $d\theta$ に対して正の傾きを持つ区間において、対応する 2 つの相の巻線へ励磁電流を供給することによりトルクを発生することができる。Fig. 4 に全節巻 SRM における、連続トルクを得るための理想的な駆動電流パターンを示す。

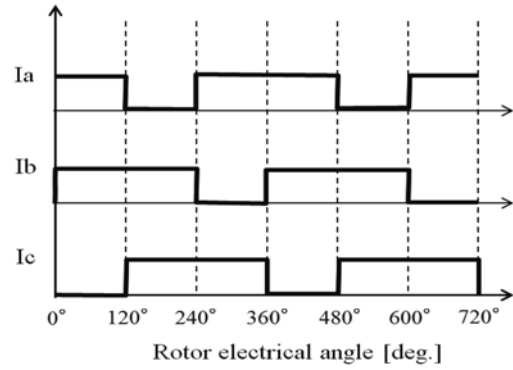


Fig. 4 Full pitch winding SRM operation

ロータの回転角度毎に相間の相互インダクタンスが正の傾きを持つ区間に対して、励磁電流を供給する巻線を順次切り替えることにより、連続的にトルクを発生する。以上より、全節巻 SRM における各相の理想的な励磁電流は、Fig. 4 に示すように、電気角 240deg. の通電幅と電気角 120deg. の消磁幅を有する。

2.3 全節巻 SRM の検討モデル

Table 1, Fig. 5 に今回検討した全節巻 SRM の仕様および、検討モデルの外観を示す。

Table 1 Specifications (Full pitch winding SRM)

Item	Target motor	Review motor
Motor type	IPMSM (Full pitch)	Full pitch SRM
Pole structure	8pole / 48slot	16pole / 24slot
Core volume [mm]	$\phi 264 \times 150$	$\phi 264 \times 170$
Motor volume [mm]	$\phi 264 \times L108$	$\phi 264 \times L108$
Max. torque [Nm]	207	207
Max. speed [rpm]	14000	14000
Max. power [kW]	60	60
Inverter voltage [V]	650	650
Resistance [Ω] (@80°C)	0.101	0.084
Number of turns [turns]	22	20
Core sheet [mm]	0.30	0.35

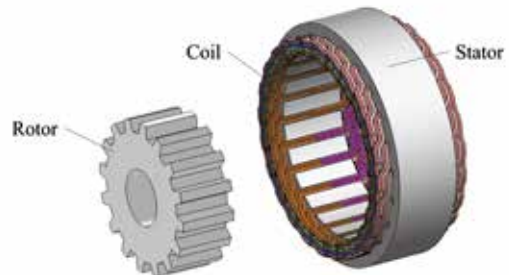


Fig. 5 Review model

検討対象は、60kWクラスの自動車駆動用MGを想定している。検討に用いる全節巻SRMは、対象とするIPMSMに対して、ステータ巻線に平角巻線を階段状に折り曲げて整列した全節巻線を適用することによりコイルエンドの低減を図り、その低減分をコア積厚の増加に当てて最大トルクを同等としている。コア積厚の増加量は、平角巻線を適用した時のコイルエンド長を含むモータ全体体格（φ264×L108）と最大トルク（207Nm）を満たすよう磁気回路の最適化を実施し、対象機の積厚50mmに対して20mm増加の70mmとした。ここで、磁気回路の設計および全節巻SRMの特性検討には、有限要素法（FEM）を用いた。

3. 高速駆動域の特性と磁束干渉の抑制

3.1 高速駆動域の特性

全節巻SRMの高速駆動域の特性について検討する。ここで、全節巻SRMの各相巻線における電圧方程式は、式(3)から(5)で表される。

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + M_{ab} \frac{di_b}{dt} + M_{ac} \frac{di_c}{dt} + \left(i_a \frac{\partial L_a}{\partial \theta} + i_b \frac{\partial M_{ab}}{\partial \theta} + i_c \frac{\partial M_{ac}}{\partial \theta} \right) \omega \quad (3)$$

$$V_b = R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + M_{ba} \frac{di_a}{dt} + M_{bc} \frac{di_c}{dt} + \left(i_b \frac{\partial L_b}{\partial \theta} + i_a \frac{\partial M_{ba}}{\partial \theta} + i_c \frac{\partial M_{bc}}{\partial \theta} \right) \omega \quad (4)$$

$$V_c = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + M_{cb} \frac{di_b}{dt} + M_{ca} \frac{di_a}{dt} + \left(i_c \frac{\partial L_c}{\partial \theta} + i_b \frac{\partial M_{cb}}{\partial \theta} + i_a \frac{\partial M_{ca}}{\partial \theta} \right) \omega \quad (5)$$

全節巻SRMの印加電圧に対する巻線電流は、式(3)から(5)に示す電圧方程式により求めることができる。ここで、Fig. 6に全節巻SRMの検討モデルによる、低速駆動時における最大トルク時（1000rpm, 207Nm）の電流波形の解析値を、Fig. 7に基底回転数を超える駆動領域のうち、最大出力60kW（4000rpm, 144Nm）の駆動条件における電流波形の解析値を示す。

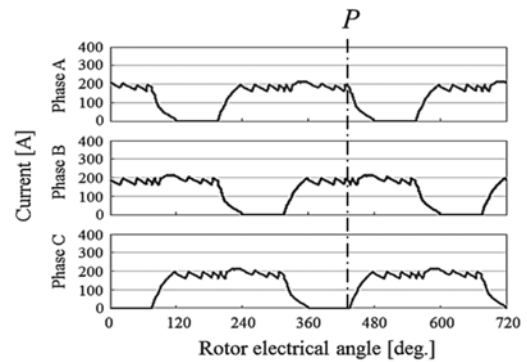


Fig. 6 Current waveform (Simulation) (@1000rpm, 207Nm)

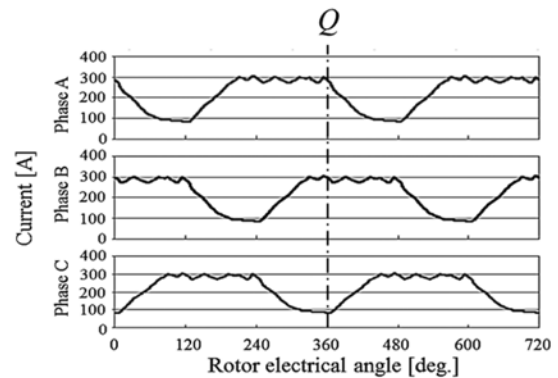


Fig. 7 Current waveform (Simulation) (@4000rpm, 144Nm, 60kW)

Fig. 6に示すように、全節巻SRMの低速駆動条件における消磁動作時には、各相の電流を0まで低減できていることが確認できる。これは、式(3)から(5)における巻線印加電圧 V に対して、回転速度 ω が低いいため、第5項の回転速度 ω により発生する誘起電圧が小さく、第2項から第4項までの電流変化に必要な電圧を十分に供給することができるためである。一方、Fig. 7に示すように、基底回転数を超えて回転速度が増加すると、各相の電流を0まで低減できずに残留電流が発生していることが確認できる。これは、式(3)から(5)に示す巻線印加電圧 V に対して、回転速度の増加に伴い、第5項における回転速度 ω により発生する誘起電圧が大きくなり、各相の電流変化に必要な電圧を十分に供給できなくなるためである。

ここで、残留電流による発生トルクへの影響を分析する。全節巻SRMの発生トルクは、式(2)で表される。Fig. 8に各相の相互インダクタンス M についてのロータ角度 θ に対する変化量を示す。

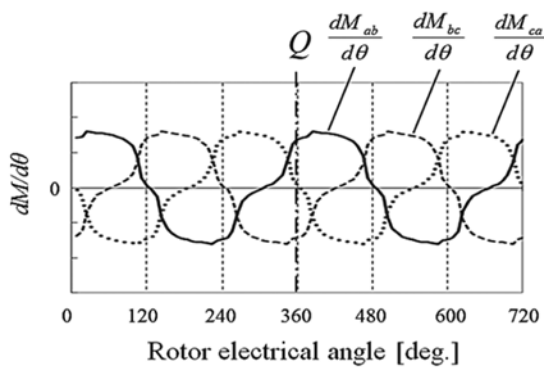


Fig. 8 Angle differential of mutual inductance

Fig. 8 に示すように、各ロータ位置 θ において、 $dM/d\theta$ が正となる主励磁相の相互インダクタンスに対して、同ロータ位置 θ のとき、主励磁相以外の相には、必ず負の $dM/d\theta$ を有することが確認できる。トルク式 (2) より、前記負の $dM/d\theta$ に対して、残留電流と主励磁相の電流の積が負の発生トルクとして作用する。ここで、Fig. 7 および Fig. 8 の Q 点を例に全節巻 SRM の発生トルクを分析する。Fig. 8 の Q 点においては、 $dM_{ab}/d\theta > 0$ であるため、全節巻 SRM のトルク式 (2) から、 i_a, i_b を主励磁相としてトルクを発生する。この時、 $dM_{ca}/d\theta \approx 0$ であるため、電流 i_a, i_c によるトルクは無視できる。一方、 $dM_{bc}/d\theta < 0$ となるため、残留電流 i_c と主励磁相の電流 i_b が負トルクとして作用する。ここで、駆動条件 60kW (4000rpm, 144Nm) の時の発生トルクに必要な相電流は、230.6Arms であり、銅損は 13.4kW となった。

以上から、全節巻 SRM において残留電流は、主励磁相の電流との間に作用して発生トルクの減少を伴うため、必要トルクに対する電流が増加する。すなわち、銅損が増加することがわかる。そのため、高速駆動域における銅損を低減するためには、前記、負トルクの影響を低減することが重要であるため、残留電流を低減させることが必要である。

3.2 磁束干渉の抑制

ここで、残留電流成分を効果的に低減する手法について検討する。Fig. 9 に A 相巻線におけるロータ角度 θ に対する自己インダクタンス L 、および相互インダクタンス M の波形を示す。

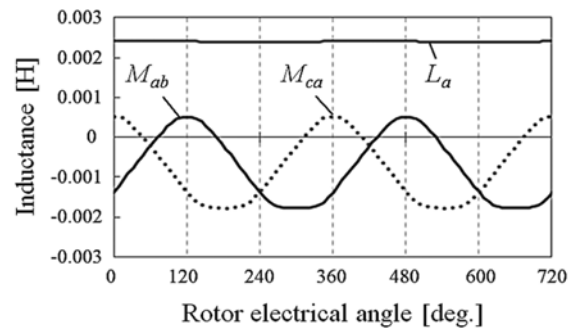


Fig. 9 Inductance of full-pitch winding SRM (phase-A)

全節巻 SRM における従来の駆動電流パターンでは、Fig. 6 に示すように、たとえば P 点の相電流の切替時には A 相電流を遮断すると同時に C 相の巻線電流を立ち上げている。この時、式 (3) の A 相巻線に関する電圧方程式のうち、電流変化項に着目すると、第 3 項は i_b がほぼ一定であるため無視できると仮定すると、第 2 項は、自己インダクタンス L_a が正の一定値であり A 相電流が減少するため負の値を取り、第 4 項は、相互インダクタンス M_{ac} が負であり、C 相電流が増加するため、負の値を取る。以上から、A 相電流減少と C 相電流増加による電圧は、同一符号となる。すなわち、相電流の切替を同時に行う従来の駆動電流パターンでは、C 相の電流増加と、A 相の電流低減とが A 相巻線内において相互に干渉することがわかる。

次に、Fig. 7 に示す基底回転数を超える領域において、効果的な消磁相の電流低減について検討する。ここでは、A 相電流を消磁相として検討する。先の検討結果から、C 相による磁束と A 相による磁束とを干渉させないようにするために、A 相の遮断位相のみを早めることを考える。この時、A 相の電流低減は、C 相電流が減少中に実施するため、式 (3) において第 3 項は、先の検討と同様無視できるものとする、第 2 項は負の値を取り、第 4 項は正の値を取るため、A 相電流減少と C 相電流減少による電圧は異符号となる。すなわち、A 相の電流低減は、従来の A 相と C 相を同時に切り替える制御法に対して、電流の低減が促進される。したがって、次に通電を開始する相の電流が立ち上がる前に消磁相の電流を遮断開始することにより相間の磁束干渉を抑制することができるため、残留電流の低減が可能となる。

Fig. 10 に最大出力 60kW(4000rpm,144Nm) の駆動条件において、今回提案する磁束干渉を抑制した制御法を適用した時の電圧、電流波形の解析値を示す。

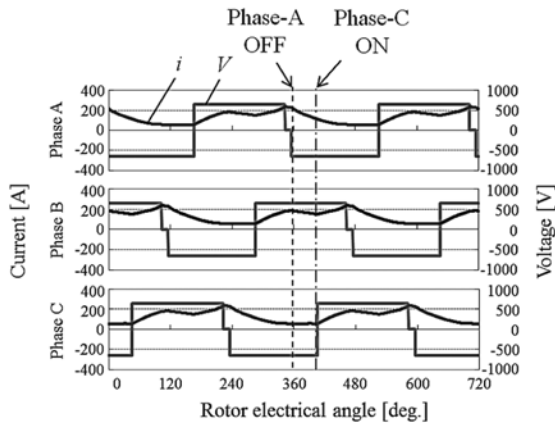


Fig. 10 Voltage and current waveform (Simulation)
(Proposal : @4000rpm, 144Nm, 60kW)

今回検討した全節巻 SRM は、電流ヒステリシス制御により駆動する。電流ヒステリシス制御は、2.1. 節に示すように通電幅に応じてインバータ (Sw1,Sw2) の ON, OFF を切り替え、通電区間内では、電流指令値に対するヒステリシス幅を設定し、この幅を超えた場合にインバータ (Sw1,Sw2) の片方を OFF することにより、過電流を抑制している。Fig. 10 に示すように、最大出力 60kW(4000rpm, 144Nm) の駆動条件において必要となる電流は、通電切替のタイミングをずらすことにより、Fig. 7 の電流と比べて、電流最大値、最小値ともに低減できていることが確認できる。ここで、各相の通電幅は、従来の 240deg. に対して狭めて駆動することによりトルクおよび電流を解析により算出し、要求トルクに対して相電流が最小となる条件を最適な通電幅とした。今回検討した駆動条件 60kW(4000rpm,144Nm) においては、電流指令値 225A、ヒステリシス幅は電流指令値に対して $\pm 5\%$ のとき、最適な通電幅は 190deg. となった。ここで、Fig. 10 に示すように、電流波形は、通電区間内における他相の通電状態の影響を受けて変化する。たとえば、A 相電流は、式 (3) の関係から、通電区間内において、A 相通電開始後に増加し、C 相遮断による C 相電流減少の影響を受けて一旦減少に転じる。その後、B 相の通電開始により再度 A 相電流は増加し、A 相の遮断に

より減少する。

本提案手法を用いることにより、前記駆動条件において、従来制御法による相電流 230.6Arms に対して、提案制御法では相電流 143.8Arms まで低減することができ、銅損は、従来制御法の 13.4kW に対して、提案制御法は 5.2kW となり、銅損を 61% 低減できることが確認できる。Fig. 11 に要求出力仕様に対する各制御法による銅損 (解析値) の比較を示す。提案する制御法により、基底回転数を超える高速駆動域における銅損の低減効果が確認できる。

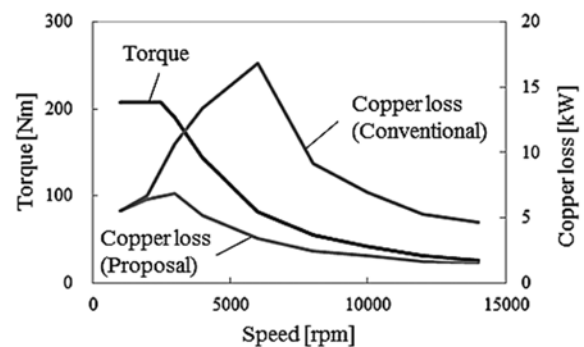


Fig. 11 Comparison of the control method
(Simulation)

4. 実験結果

提案制御法による高速駆動域の銅損低減効果について実機検証を行う。検証用試作機の外観を Fig. 12、Fig. 13 に示す。製作した全節巻 SRM は、平角銅線を成形した巻線構成とすることにより、コイルエンド長を低減し、コア積厚の増加を含めてモータの全体体格を対象機と同等とした。

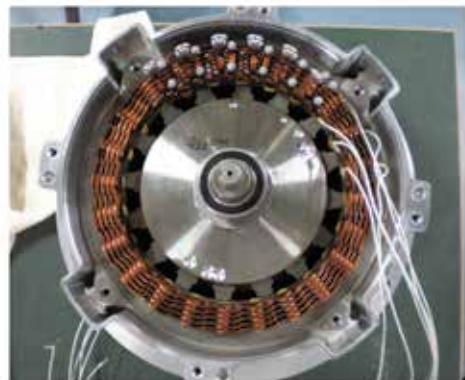


Fig. 12 Prototype motor

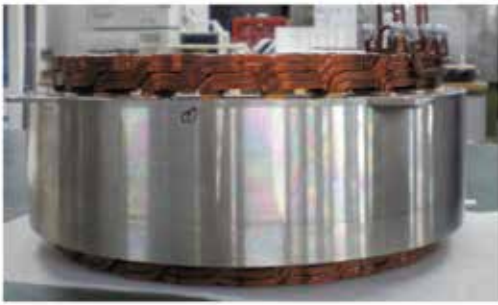


Fig. 13 Prototype stator winding

実機評価システムの構成を Fig. 14 に示す. SRM 制御は, FPGA を用いて電流ヒステリシス制御により駆動を行った. 提案制御法における, 最大出力 60kW(4000rpm, 144Nm) 時の電流波形の実測値を Fig. 15 に示す.

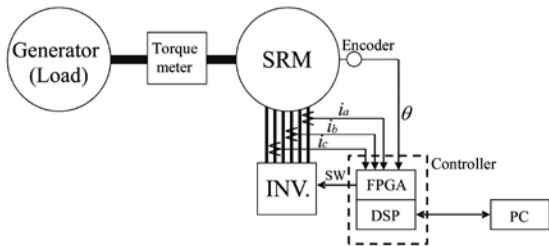


Fig. 14 System configuration

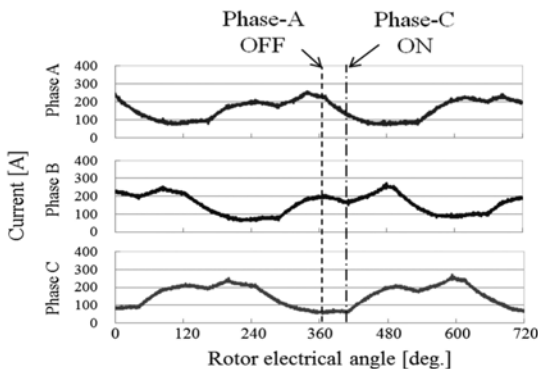


Fig. 15 Current waveform (Measurement)
(Proposal : @4000rpm, 144Nm, 60kW)

Fig. 15 に示すように, 最大出力 60kW (4000rpm, 144Nm) の駆動条件における電流波形は, 消磁相の電流遮断と次励磁相の通電開始のタイミングを2つの相間においてずらすことにより, Fig. 10 における電流波形の解析結果と同様の傾向となることを確認した. この時, 銅損値は, 解析値 5.2kW に対して, 実測値は 6.4kW であった. この差は, 鉄損, および平角巻線内

に生じる渦電流損失が主な要因であると考えられる. Fig. 16 に試作した全節巻 SRM の要求出力条件における, 従来制御法と提案制御法を適用した時の銅損の解析値, および提案制御法を適用した時における銅損の測定結果を示す.

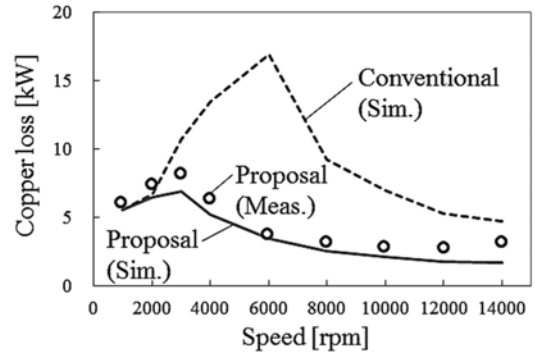


Fig. 16 Evaluation result of copper loss

Fig. 16 に示すように, 全節巻 SRM における銅損の解析値は, 従来制御法では, 6000rpm までの駆動条件において増加傾向にあったが, 提案制御法を適用することにより 3000rpm 以降の駆動条件において銅損が減少傾向にあることが確認できる. これに対して, 提案制御法を適用した時の銅損の実測値は, 3000rpm 以降の駆動条件において, 解析値同様に減少傾向であることが確認できる. 以上より, 全節巻 SRM は, 従来制御法では高速駆動域において銅損が増加する問題を有していたが, 提案制御法を適用することにより, 全節巻 SRM の高速駆動域における銅損の低減に有効であることが言える.

5. むすび

高トルク定数を有する全節巻 SRM について, 自動車駆動用 MG への適用を検討した. 全節巻 SRM は, 原理的に電流の通電幅が広く, 高速駆動域においてトルクの低下につながる残留電流を生じる. これにより, 要求トルクに対する電流を多く必要とするため, 銅損が増加する課題を有する. 本稿では, 全節巻特有となる磁束の相互干渉を抑制することを目的として, 全節巻 SRM における相電流の切替えタイミングを各相間でずらした制御手法を提案し, 実機を用いて銅損低減

効果の検証を行った。提案した制御手法により、高速駆動域において必要となる電流量を低減することができ、銅損低減効果を有することを実機にて確認した。

今後は、各駆動点における損失について、鉄損、および巻線渦電流損の詳細分析を行い、全駆動領域において、励磁タイミングを適正化した駆動を行い、効率評価を行う。

参考文献

- 1) 清田恭平, 千葉明:「HEV用60kWSRMの設計と解析」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. III, No.3-87(2011), pp.401-406
- 2) 後藤博樹, 柴本亨, 一ノ倉理:「電気自動車用インホイールアキシアルギャップSRモータの開発」, 電気学会回転機研究会資料, RM-13-130(2013), pp.27-32
- 3) 加藤彬久, 三木一郎:「コミュタEV用SRMの性能評価」, 電気学会回転機研究会資料, RM-14-129(2014), pp.1-6
- 4) 清田恭平, 千葉明:「電流連続制御適用によるスイッチトリラクタンスモータの最大出力の向上」, 電気学会回転機研究会資料, RM-11-114(2011), pp.109-114
- 5) K.Kiyota and A.Chiba, "Design of Switched Reluctance Motor Competitive to 60-kW IPMSM in Third-Generation Hybrid Electric Vehicle", IEEE Trans. Ind.Appl., Vol.48, No.6(2012), pp.2303-2309
- 6) B.C.Mecrow: "New Winding Configurations for Doubly Salient Reluctance Machines", Record of 1992 IEEE-IAS Annual Meeting, Vol.1(1992), pp.249-256
- 7) B.C.Mecrow: "Fully-Pitched Winding Switched Reluctance and Stepping Motor Arrangement", IEE Proc. Pt B, Vol.140(1993), pp.61-70
- 8) B.C.Mecrow, A.C.Clothier, P.G.Barrass, and C.Weiner: "Drive Configuration for Fully-Pitched Winding Switched Reluctance Machines", Proc. Of IEEE/IAS Annual Meeting, Vol.1(1998), pp.563-569
- 9) Gabriel Gallegos-Lopez and Ronald J Krefta: "Comparison of Full Pitch and Concentrated Coil Switched Reluctance Machines", Industry Applications Conference, 2003.38th IAS Annual Meeting. ,Conference Record of the Vol.1(2003), pp.213-218

著者



石川 智一

いしかわ ともかず

基盤技術開発部
自動車駆動用モータの要素技術開発に
従事



丹羽 渉

にわ わたる

エレクトリック機器開発部
ISGの開発業務に従事



梶浦 裕章

かじうら ひろあき

研究開発2部
レース向けのHV製品開発に従事