

スイッチトリラクタンスモータの V/f 制御における鉄損低減法

学生員 加藤 大貴 正員 渡辺 大貴 上級会員 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

Iron loss Reduction Method of V/f Control for Switched Reluctance Motor

Hiroataka Kato, Student Member, Hiroki Watanabe, Member, Jun-ichi Itoh, Senior Member
(Nagaoka University of Technology)

This paper proposes an iron loss reduction method which consists of two parts: (i) modification of a modulation method and (ii) applying of a loss-minimization-control, of a V/f control for SRM. The 3-level modulation method is applied in order to reduce a harmonic-iron-loss in (i). The loss-minimization-control based on a compensation-reactive-power Q_{dq_cmp} is applied in order to reduce a fundamental-iron-loss in (ii). The proposed method achieves reduction by 69.0% of the harmonic-iron-loss and 4.7% of the fundamental-iron-loss in the experiment.

キーワード：スイッチトリラクタンスモータ，V/f 制御，鉄損低減

Keywords：Switched reluctance motor, V/f control, Iron loss reduction

1. はじめに

スイッチトリラクタンスモータ(SRM)は、レアアースを使用する磁石が不要で、鉄心と集中巻の巻線のみで構成されるため、製造コストが安価である。加えて、回転子は堅牢な突極鉄心構造で、高速運転や高温環境に適することから、産業用途向けの可変速モータとして注目されている⁽¹⁾⁽²⁾。SRM の安価で堅牢である特徴を活かすためには、位置センサレス化が望まれる。そこで、著者らは SRM の V/f 制御を提案している⁽³⁾。V/f 制御はインバータ出力電圧を基準とした回転座標軸に基づき制御するため、制御に回転子位置情報を必要としない。そのため、インダクタンスの検出精度や回転子位置への変換精度の問題が発生しない。

SRM を高効率で駆動するには銅損と鉄損の低減が重要である。V/f 制御をはじめとして SRM を数学モデルに基づき駆動する場合、最大トルク/電流条件を適用する手法がある⁽⁴⁾。これはモータ駆動時の電流実効値を最小化でき、銅損を低減できる。一方、鉄損はモータの回転速度に応じて増加するため、高速回転用途での適用が望まれる SRM では鉄損の影響が大きくなる⁽⁵⁾⁽⁷⁾。主に鉄損の発生要因は、インバータのスイッチングに起因する高調波鉄損と、基本波電圧振幅に起因する基本波鉄損に分けることができる⁽⁷⁾。原因が異なるため、基本波鉄損と高調波鉄損の同時低減には、それぞれ別のアプローチが必要である。

SRM の鉄損低減手法として、パルス電流駆動を適用時に通電区間の工夫により鉄損を低減する手法がある⁽⁸⁾。これは試行錯誤的にパラメータを決定する必要がある、数学モ

デルに基づく制御を行う場合、実装は容易ではない。また、ベクトル制御された同期リラクタンスモータでは、必要トルクに応じて励磁電流を調整することで鉄損を低減する手法がある⁽⁹⁾。しかし、V/f 制御ではトルク制御系を持たないため本手法は適用できない。

そこで、本論文では SRM の V/f 制御における鉄損低減手法を提案する。具体的には次の 2 つのアプローチにより高調波と基本波の鉄損を低減する。(i)変調方式の変更：非対称 H ブリッジ回路に 3 レベル変調方式を適用することで磁束密度の高調波脈動を抑制し、高調波鉄損を低減する。(ii)無効電力補正制御：無効電力に基づく最大トルク/電流制御をベースとして、無効電力指令値を補正することで基本波鉄損を低減する。実機検証より、これらの効果を確認し、高調波鉄損が最大で 69.0%、基本波鉄損が最大で 4.7%の低減が確認できたため報告する。

2. SRM の V/f 制御における鉄損低減法

図 1 に SRM の V/f 制御の制御ブロック図を示す。V/f 制御では(A)ゼロ相電流制御、(B)V/f 制御および安定化制御、(C)高効率制御で構成されている⁽³⁾。本論文では、新たに(i)変調方式の変更、(ii)無効電力補正制御を追加することで、V/f 制御時の鉄損低減を行う。

〈2・1〉 3 レベル変調方式による高調波鉄損の低減

図 2 に 2 レベルおよび 3 レベル変調方式の動作原理を、図 3 にそれぞれの変調方式での駆動波形を示す。図 2(a)に示す非対称 H ブリッジ回路を使用し、SRM を電圧制御で駆動する場合、図 2(b)に示す 2 レベル変調方式が一般的に用

いられる⁽⁴⁾⁽¹⁰⁾。ここで、発生する鉄損について考察する。鉄損は improved generalized Steinmetz equation(iGSE)⁽¹¹⁾によれば(1)式にて表すことができる。

$$P_V = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt \dots\dots\dots (1)$$

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos\theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta}$$

ここで、

$$\frac{dB(t)}{dt} = \begin{cases} \frac{E_{dc}}{NA} & V(t) = E_{dc} \\ 0 & V(t) = 0 \\ -\frac{E_{dc}}{NA} & V(t) = -E_{dc} \end{cases} \dots\dots\dots (2)$$

さらに、 P_V は体積当たりの鉄損、 T は電気角1周期、 k 、 α 、 β はスタインメッツ係数、 B はステータの磁束密度、 ΔB は B の peak-to-peak 値、 $V(t)$ はインバータの出力電圧、 E_{dc} はインバータのDC側電圧、 N はスロットの巻数、 A はステータの実効断面積である。(1)式より、インバータ出力電圧 $V(t)$ が $\pm E_{dc}$ の期間に鉄損は発生し、 $V(t)=0$ となるゼロ電圧期間には鉄損が発生しない⁽¹²⁾。2レベル変調方式では、ステータ巻線には常に $\pm E_{dc}$ が印加され、図3(a)に示すように磁束密度の値は時間的に常に変動している。そこで図2(c)に示す3レベル変調方式を適用する。ここで述べる3レベル変調方式は、上下いずれかの素子をオンまたはオフに固定することで、インバータの出力電圧パターンは $\pm E_{dc}$ だけでなく0Vを出力する。このとき、図3(b)に示すようにインバータの電圧変調率に応じて磁束密度が時間的に変化しない期間が発生し、(2)式における $dB(t)/dt$ が0となるため、(1)式の鉄損は発生しない。そのため、常に $\pm E_{dc}$ を出力している2レベル変調方式と比べて鉄損の低減が期待できる。特に、変調率が小さい動作条件の場合、(2)式の $dB(t)/dt$ が0となる期間が長くなるため、高調波鉄損の大幅な低減が見込める。

〈2・2〉 無効電力補正制御による基本波鉄損の低減

図4に無効電力補正制御の制御ブロック図を示す。本制御は無効電力に基づく最大トルク/電流制御をベースとしており、はじめに最大トルク/電流制御について説明した後、無効電力補正制御について説明する。SRMにおける最大トルク/電流条件は次式で表される⁽⁴⁾。

$$\begin{cases} i_0 = \sqrt{2}i_q \\ i_d = 0 \end{cases} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 i_d 、 i_q 、 i_0 はdq座標上の電流、 $\sqrt{2}$ は絶対変換の係数である。SRMの最大トルク/電流条件を実現するためには(3)式の2つの条件を同時に満たす必要があり、それぞれ $i_d=0$ 制御、 $i_0=i_q$ 制御として説明する。

$i_0=i_q$ 制御は、後述する $i_d=0$ 制御を達成していると仮定すると、相電流の交流振幅 I_{ac} は i_q と一致しているといえる。

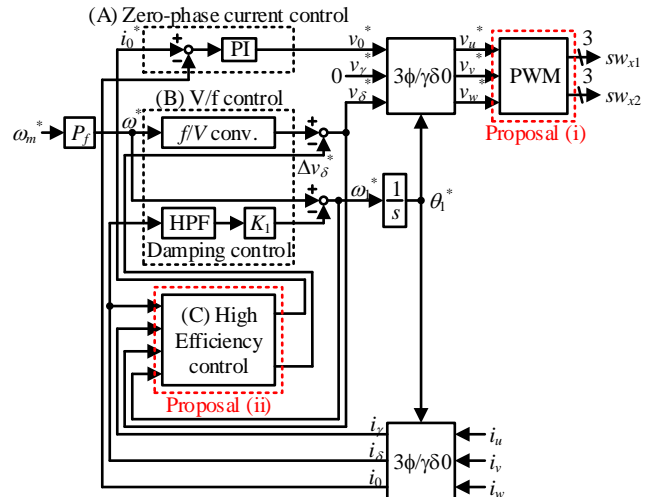


Fig. 1. V/f control method based on $\gamma\delta$ axis.

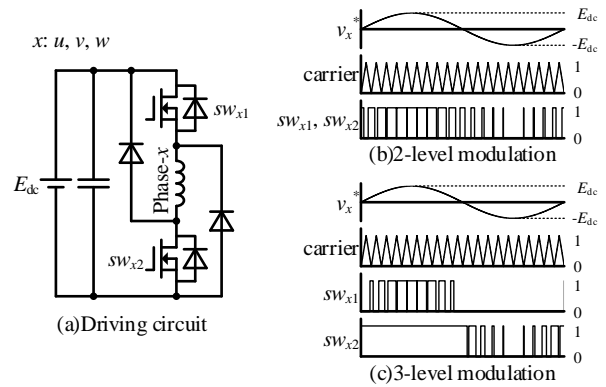


Fig. 2. Control diagram of high-efficiency control.

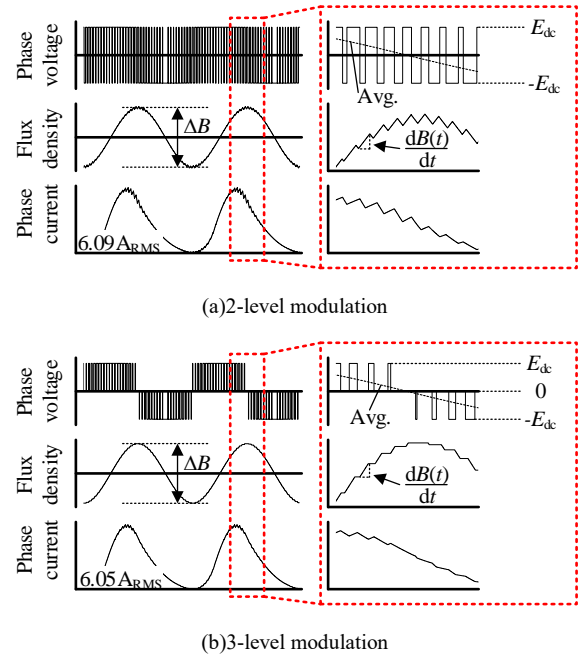


Fig. 3. Comparison of waveform between 2-level and 3-level modulation.

3. 実験結果

図7に2レベル変調方式と3レベル変調方式適用時の損失比較結果を示す。図7より3レベル変調方式の適用により高調波電流に起因する銅損の低減効果は少ないものの、鉄損を52.8%低減できており、高調波鉄損を低減できているといえる。

図8に、(A)2レベル変調方式&最大トルク/電流制御と(B)3レベル変調方式&最大トルク/電流制御、(C)3レベル変調方式&無効電力補正制御を適用時の損失比較結果を、図9に(A)(B)(C)での発生損失に対して速度0.25p.u.および1.5p.u.において損失分離を行った結果を示す。図8および図9より、変調方式の変更により最大で69.0%、無効電力補正制御の適用により最大で4.7%の損失を低減できている。(A)から(B)での損失低減率を比較したとき、速度0.25p.u.の方が1.5p.u.時よりも大きい。これは速度0.25p.u.時の変調率が1.5p.u.時の変調率よりも小さいためであり、(2)式で示したゼロ電圧期間の割合が異なることに起因する。また、(B)から(C)では、速度1.5p.u.時の低減効果が大きく、これは高速域での基本波周波数の増加に伴い、基本波鉄損の割合が高調波鉄損に対して増加したためである。以上より、提案法の適用により、(A)から(B)で高調波鉄損を、(B)から(C)で基本波鉄損を低減できる。

4. まとめ

本論文では、SRMのV/f制御における鉄損低減手法を提案した。提案法は、(i)変調方式の変更により高調波鉄損を、(ii)無効電力補正制御の適用により基本波鉄損を低減する。実機にて、変調方式の変更により高調波鉄損を最大69.0%、無効電力補正制御の適用により基本波鉄損を最大4.7%低減できることを確認した。今後は、無効電力補正值 Q_{dref_cmp} の理論的導出を行う予定である。

文 献

- (1) T. Kosaka, A. Kume, H. Wakayama, and N. Matsui: "Development of high torque density and efficiency switched reluctance motor with 0.1 mm short airgap", in Proceedings of the IEEE European Conference on Power Electronics and Applications 2007, pp. 1-9 (2007)
- (2) 山井 広之, 沢田 祐造, 大山 和伸: 「油圧ポンプ駆動用途へのスイッチトリラクタンスモータ実用化」, 電気学会論文誌 D, vol. 123, no. 2, pp. 96-104 (2003)
- (3) H.Kato, J.Itoh, T.Kumagai: "High Performance V/f Control Method for Switched Reluctance Motor", SPC/MD2023, 23-007 (2023)
- (4) 中尾矩也, 赤津観: 「スイッチトリラクタンスモータに特化したベクトル制御」, 電学論 D, Vol.134, No.12, pp.1006-1015 (2014)
- (5) V. Raulin, A. Radun, I. Husain: "Modeling of Losses in Switched Reluctance Machines", IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 40, No. 6, pp.1560-1569 (2004)
- (6) H. Hayashi, K. Nakamura, A. Chiba, T. Fukao, K. Tungpimolrut, D. G. Dorrell: "Efficiency Improvements of Switched Reluctance Motors with High-Quality Iron Steel and Enhanced Conductor Slot Fill", IEEE Trans. Energy Conversion, Vol.24, No.4, pp. 819-825 (2009)
- (7) Q. Yu, B. Bilgin, A. Emadi, "Loss and Efficiency Analysis of Switched Reluctance Machines Using a New Calculation Method", IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 62, No. 5, pp3072-3080 (2015)

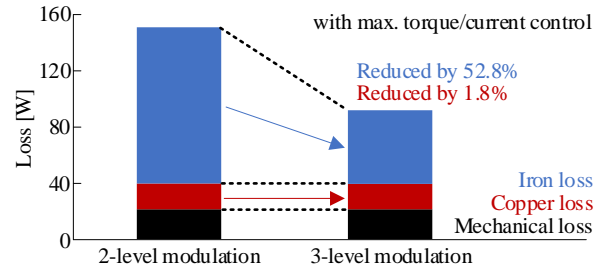


Fig. 7. Loss comparison between 2-level and 3-level modulation ($\omega_n=1.5$ p.u., Torque=0.1p.u.).

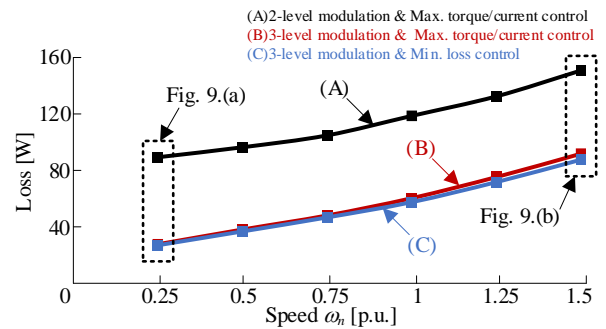


Fig. 8. Loss comparison between 3 methods (Torque=0.1p.u.).

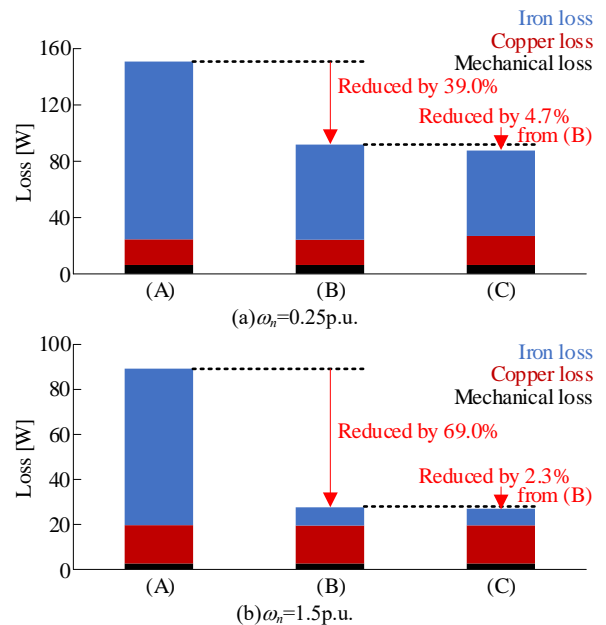


Fig. 9. Comparison by Loss separation (Torque=0.1p.u.).

- (8) 中沢吉博, 大山和宏 他: 「励磁区間可変シングルパルス制御によるスイッチトリラクタンスモータの効率向上に関する検討」, 電学論 D, Vol.135, No.3, pp.289-290 (2015)
- (9) 日吉良太, 野口季彦: 「磁気飽和と鉄損特性の数学モデルに基づく同期リラクタンスモータの最大効率運転法」, 平成25年度電気学会全国大会, 4-114 20, pp.197-198 (2013)
- (10) R. Shi, H. A. Toliyat: "Vector control of five-phase synchronous reluctance motor with space vector pulse width modulation (SVPWM) for minimum switching losses", APEC 2002, Vol.1, pp. 57-63 (2002)
- (11) J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar, A. Exklebe: "Improved Core-Loss Calculation for Magnetic Components Employed in Power Electronic Systems", IEEE Trans. on Power Elec., Vol. 27, No. 2, pp964-973 (2012)
- (12) 熊谷崇宏, 伊東淳一 他: 「高速 IPMSM における最適パルスパターンによるステータ鉄心の鉄損低減」, 電学論 D, Vol. 141, No. 4, pp313-323 (2021)
- (13) J. Itoh, Y. Nakajima, M. Kato: "Maximum Torque per Ampere Control Method for IPM Synchronous Motor based on V/f Control", PEDS (2013)