

SRM 向け追加インダクタレス昇圧形駆動回路の単純化

大滝 悟史* 加藤 大貴 渡辺 大貴

中田 祐樹 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Simplification of Boost Type Drive Circuit for SRM without Additional Inductor

Satoshi Ohtaki*, Hirotaka Kato, Hiroki Watanabe, Yuki Nakata, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a simple configuration of a boost type drive circuit for a switched reluctance motor (SRM) without an additional inductor. The SRM requires a voltage command higher than a DC-link voltage in the high-speed area because a di/dt of the SRM increases due to a back electromotive force (EMF). A boost function feature consists of switching devices and capacitors instead of additional inductors in order to decrease the size of the drive system. A proposed configuration reduces the number of additional devices from three to one. The motor current response is improved by up 101% because the di/dt is enhanced from 5.17 kA/s to 10.4 kA/s during motoring in the simulation.

キーワード: 昇圧形駆動回路, スイッチトリラクタンスモータ, 瞬時電流制御, ラジアルカリプル低減 (boost type drive circuit, switched reluctance motor, instantaneous current control, radial force ripple reduction)

1. はじめに

近年, 電動モビリティの需要増加に伴い, 製造コスト削減およびシステム全体の体積小型化が要求される。そこで, 高パワー密度化に最適な機電一体設計が注目されている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。機電一体用モータとして永久磁石同期電動機(PMSM)が多く採用されているが⁽³⁾, 著者らは Switched Reluctance Motor(SRM)に着目した。SRM は鉄心と集中巻きの巻線のみで構成されており, 永久磁石が不要で製造コストが安価である。加えて回転子が堅牢であり高速運転に適していることから⁽⁴⁾⁽⁵⁾, 機電一体向けモータとして期待されている。

高パワー密度化に向けて SRM を高速領域で駆動する場合, 速度起電力の増加に伴いモータの di/dt が減少するため, 高い di^*/dt を持つ電流指令に対して実電流が追従できない。特に, トルクリップルやラジアルカリプルを低減可能な電流指令を適用し駆動する手法⁽⁶⁾ではパルス電流駆動と比較してさらに高い di^*/dt への追従性が要求される。モータの di/dt は駆動回路の電源電圧で制限されるため, di/dt の向上には昇圧機構を追加する必要がある。しかし, 従来の昇圧インダクタを用いた昇圧機構を適用した場合, 体積が大型化する問題がある。

体積の小型化に向けて, 昇圧インダクタの代わりにキャパシタを用いた昇圧形駆動回路が検討されている⁽⁷⁾⁻⁽¹⁰⁾。回路構成としてはインダクタの代わりにキャパシタを追加しており, モータの再生エネルギーを利用してキャパシタ電圧を昇圧する。追加インダクタレス昇圧形駆動回路は, 電源にキャパシタを直列接続する構成⁽⁷⁾⁽⁹⁾と並列接続する構成

⁽⁷⁾に大別される。直列接続する構成では電源電圧とキャパシタ電圧の加算値をモータに印加できる。しかし, キャパシタ電圧の制御法はパルス電流駆動を前提としているため, 前述したリップル低減波形を適用できない。一方, 並列接続する構成⁽¹⁰⁾ではパルス電流駆動以外の電流波形も適用できるが, 力行運転のみ動作可能で再生運転ができない。

これらの問題に対して, 著者らは高 di^*/dt のリップル低減波形の適用と再生運転を両立可能な回路構成を提案した⁽¹¹⁾。一相あたりの本回路は, 非対称ハーフブリッジ(AHB)コンバータと昇圧機構から構成されており, キャパシタ電圧印加パターンへの自由度が高い。リップル低減波形を適用した場合も, 電気角一周期内で昇圧キャパシタのエネルギー収支を一致させることができる。本回路は実機にて動作検証および有用性を確認している。一方で, 文献(11)の昇圧機構は3相 SRM 駆動において, スイッチングデバイス6個と昇圧キャパシタ3個が必要であり, 文献(7)-(10)と比較すると追加デバイス数が多いため, システム全体でのパワー密度低下が懸念される。

そこで本論文では, 文献(11)の昇圧回路構成をベースとして追加デバイス数を削減した回路構成を提案する。提案回路は昇圧機構にキャパシタと2個のデバイスを用いる。従来回路と比較した場合, デバイス数を4個削減している。単純化に伴い, キャパシタのエネルギー収支を電気角1周期内で一致させる必要があるため制御の自由度が制限される。そのため提案回路構成では新たにPWMを用いた電流制御を採用し, キャリア一周期ごとにDCリンク電圧を切り替えることで各相に印加される電圧を制御する。シミュレー

ションにより、従来では di^*/dt が 5.17 kA/s まで追従することに対し提案回路では 10.4kA/s になることで、電流指令への追従性が最大 101%向上した。加えて、回生運転が可能であることを確認したため報告する。

2. 提案回路構成および制御法

図 1 に提案する単純化した昇圧回路構成を示す。提案回路構成は各相の AHB コンバータと一台の文献(11)の昇圧機構からなる。従来回路構成と比較すると追加スイッチを 4 個削減可能である。一方、電気角 1 周期内で昇圧キャパシタのエネルギー収支を一致させる必要がある。そのため、従来制御と同様にキャパシタ電圧制御方式を適用する。

(2-1) 提案回路の動作原理

図 2 に電気角一周期における従来回路構成と提案回路構成において U 相電圧指令 V_u^* の絶対値が DC リンク電圧 E_{dc} より超える範囲を示す。図 2(b) に示すように従来回路構成では、各相独立して昇圧機構があるため U 相で昇圧した電圧が必要な場合には U 相のみに印加し、その他の相は E_{dc} を印加することが可能である。一方で、図 2(d) に示すように提案回路構成では SRM の全相に対して昇圧した電圧が印加されるため、U 相だけでなく V、W 相に流入するエネルギーも同時に考慮する必要がある。そのうえで、電気角 1 周期内でキャパシタエネルギー収支をゼロにする必要がある。

(2-2) 提案回路の制御方式

図 3 に提案回路の U 相出力電圧制御の制御ブロック図を示す。出力電圧制御では電圧指令波形に基づき PWM により、昇圧機構および AHB コンバータのスイッチングパターンを生成する。モータ電流は PI 制御を用いて制御する。このとき、リップル低減電流波形適用時の電圧波形をあらかじめテーブルとして保有することで、PI 制御器はテーブルと実際に必要な電圧の偏差を制御している。また、本制御ではキャパシタ電圧 V_c および電気角 θ_e によって適切な電圧印加パターンを選択し、そのパターンに応じた変調方式に切り替える。電圧印加パターンの切り替える範囲は事前に設定する。詳細は 2.5 節にて解説する。

(2-3) 電気角一周期内でエネルギー収支を一致させる条件の導出 本論文ではラジアルカリップルを低減する波形を適用した場合を考える。このとき、電圧指令は局所的に電源電圧よりも高い電圧を要求する。例として $|V_u^*| > |E_{dc}|$ の範囲を含めた電気角一周期でエネルギー収支を一致させる条件を説明する。適用する電流波形と電圧波形、瞬時電力より昇圧キャパシタに流入するエネルギーを求める。

図 4 にリップル低減電流波形適用時の電圧波形および電流波形から求めた U 相の瞬時電力 p_u を示す。基本波の周波数に対しサンプリング周波数が十分に高いとき、瞬時電力 p_u は 1 サンプル区間内では(1)式で表される。

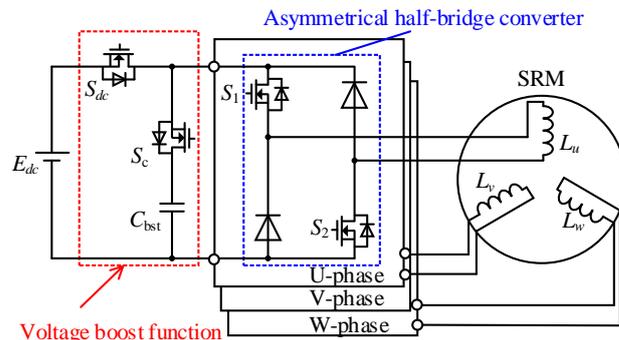


Fig. 1. Configuration of proposed boost circuit.

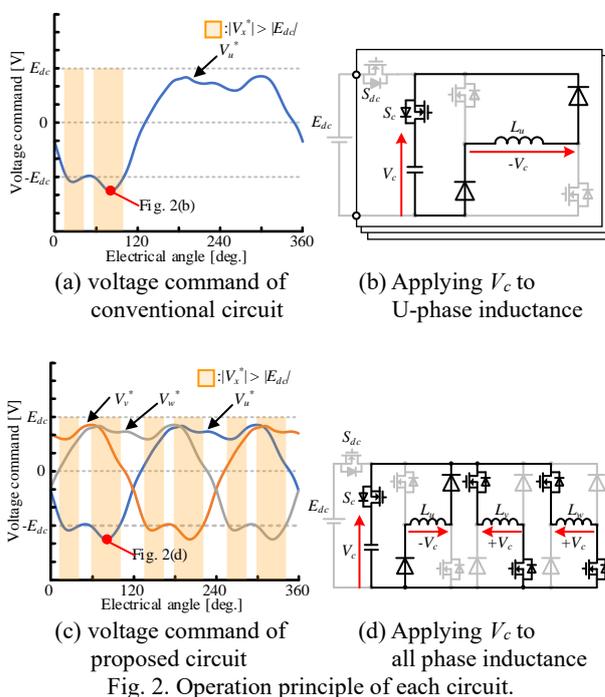


Fig. 2. Operation principle of each circuit.

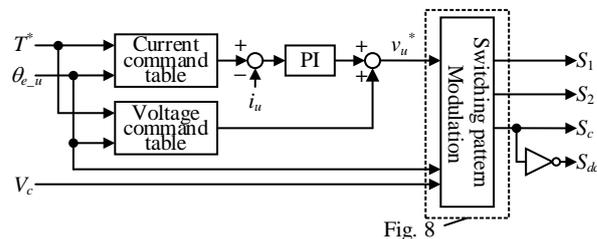


Fig. 3. Control diagram of output voltage control.

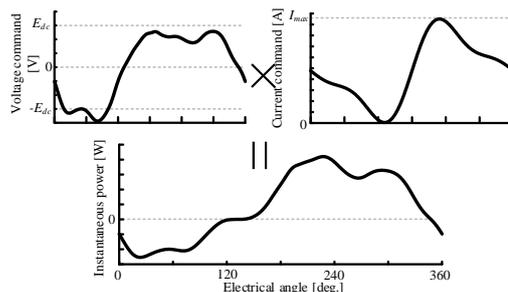


Fig.4 Instantaneous power applied command waveform for reduction of radial force ripple.

$$p_u = p_{c_u}d_c - p_{in_u}(1-d_c) \dots\dots\dots(1)$$

ここで、 p_{c_u} はU相に流入する昇圧キャパシタの瞬時電力、 p_{in_u} はU相の流入する電源の瞬時電力、 d_c は1 サンプル区間におけるキャパシタ側スイッチ S_c のオン duty である。本論文では三相 SRM が駆動対象のため、電気角一周期に変動する p_c は(2)式から求められる。

$$p_c = p_{c_u} + p_{c_v} + p_{c_w} \dots\dots\dots(2)$$

提案回路において、電気角一周期で昇圧キャパシタのエネルギー収支を一致させなければならない。したがって、 p_c の時間積は(3)式を満たす必要がある。

$$\int_0^{\frac{2\pi}{\omega_e}} p_c(t)dt = 0 \dots\dots\dots(3)$$

ここで、 ω_e は電気角周波数である。

〈2.4〉 変調に用いる電圧印加パターン

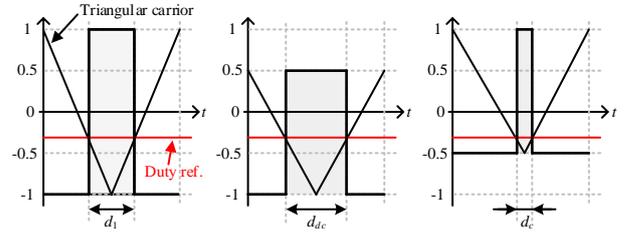
図 5 に電圧印加パターンを変えたときの各スイッチのオン duty を示す。このとき V_c は $2E_{dc}$ で一定とする。図 5(b) および図 5(c) のように変調に用いる電圧振幅が異なる場合は、一般的な三角波比較と同じ振幅は適用できない。そのため、電圧印加パターンに応じてキャリアのピークを変更する。図 5 より各電圧印加パターンによって得られるオン duty は(4)式より求まる。

$$\begin{cases} d_1 = \frac{V_u^* + V_c}{2V_c} \\ d_{dc} = \frac{E_{dc} - V_u^*}{E_{dc} + V_c} \\ d_c = \frac{V_u + E_{dc}}{E_{dc} + V_c} \end{cases} \dots\dots\dots(4)$$

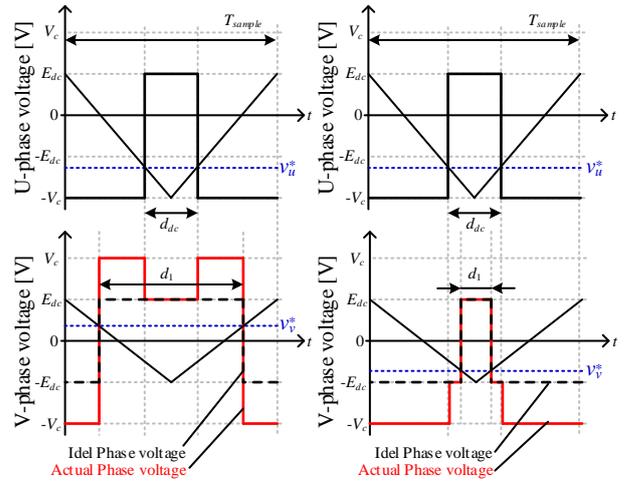
このとき、 d_1 は U 相の AHB コンバータのスイッチ S_1 および S_2 、 d_{dc} は電源側スイッチ S_c のオン duty である。瞬時電力指令 p_u が(4)式の各スイッチのオン duty に基づき変調されるため、各電圧印加パターンにおける p_{c_u} は(5)式で表される。

$$\begin{cases} p_{c_u} = \frac{p_u}{(2d_{x1} - 1)} \\ p_{c_u} = \frac{p_u - p_{in_u}d_{dc}}{(1 - d_{dc})} \\ p_{c_u} = \frac{p_u + p_{in_u}(1 - d_c)}{d_c} \end{cases} \dots\dots\dots(5)$$

図 6 に U 相電圧の充電パターン選択時の V 相電圧を示す。U 相以外は $+E_{dc}$ および $-E_{dc}$ を用いて変調を行うが、 S_c がターンオンした場合に V 相のオン duty は E_{dc} を用いて変調したときの値とは異なる。W 相も同様にオン duty が変化する。 $|V_x^*| > |E_{dc}|$ になる範囲になる相について優先的に電圧印

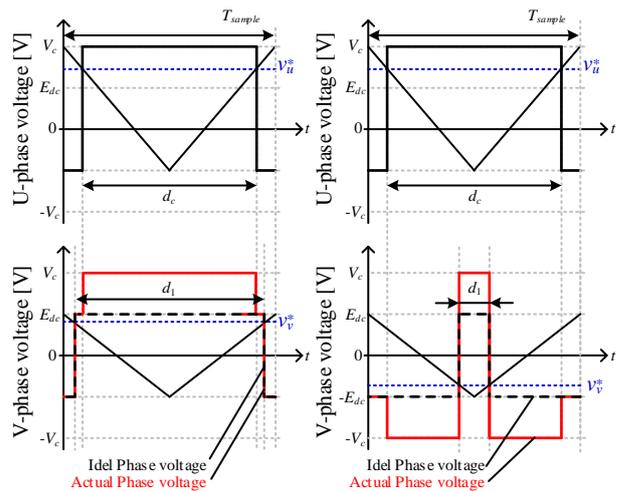


(a) V_c pattern (b) charging pattern (c) discharging pattern
Fig. 5. On-duty at each applying voltage pattern.



(a) $d_1 \geq d_{dc}$ (b) $d_1 < d_{dc}$

Fig. 6. Applying voltage pattern to another phase with charging pattern.



(a) $d_1 < d_c$ (b) $d_1 \geq d_c$

Fig. 7. Applying voltage pattern to another phase with discharging pattern.

加パターンを設定した際に、他相では電圧指令値と異なる電圧が出力されてしまう。今回はこの誤差をPI制御で抑え込むことで所望の電圧となるよう制御する。図6の充電パターン選択時のV相のキャパシタ電力 p_{c_v} は(6)式で表される。

$$\begin{cases} p_{c_v} = \frac{p_v + p_{in_v} d_{dc}}{2d_1 - d_{dc} - 1} & (d_1 \geq d_{dc}) \\ p_{c_v} = \frac{p_v + p_{in_v} (2d_1 - d_{dc})}{1 - d_{dc}} & (d_1 < d_{dc}) \end{cases} \dots\dots\dots(6)$$

図7にU相電圧の放電パターン選択時のV相電圧を示す。同様に、図7の放電パターン選択時のV相のキャパシタ電力 p_{c_v} は(7)式で表される。

$$\begin{cases} p_{c_v} = \frac{p_v - p_{in_v} (2d_1 - d_c)}{1 - d_c} & (d_1 < d_c) \\ p_{c_v} = \frac{p_v - p_{in_v} d_c}{2d_1 - d_c - 1} & (d_1 \geq d_c) \end{cases} \dots\dots\dots(7)$$

以上より、上記の各相キャパシタ電力を求め、電圧印加パターンを設定する。

〈2.5〉昇圧キャパシタ電圧制御

図8にリプル低減波形適用時の電圧印加パターン例を示す。上記で求めた p_c に基づき、 $\theta_1 \sim \theta_4$ に所望の電圧印加パターンを設定する。このとき、 $\theta_4 - 120 \text{ deg.}$ 間には電圧印加パターンとともに、昇圧キャパシタの電圧制御を適用する。詳細は2.5節にて解説する。出力電圧制御を実行したときは検出した θ_c と電気角1周期における $\theta_1 \sim \theta_4$ を比較し、対応する電圧印加パターンを選択し出力する。

電気角1周期内における $|V_x^*| > |E_{dc}|$ になる範囲で di/dt を向上する場合、 V_c は常に V_x^* の最大値以上に保つ必要がある。しかし、検討ではU相に流入する瞬時電力のみ考慮しているため、昇圧キャパシタ電力 p_c が一致しない等の影響により所望のエネルギーの充放電を得られない。そこで検出した V_c を用いて、事前に設定した範囲で電気角1周期における V_c 変動が0になるよう制御する。

図9に昇圧キャパシタの電圧制御フロー図を示す。 θ_{on_boost} および θ_{off_boost} はキャパシタ電圧制御を実行する範囲である。本制御は図8の $\theta_4 - 120 \text{ deg.}$ 間の範囲で検出した V_c と V_c^* を比較し電気角1周期毎に V_c の平均値が一定になり、かつ昇圧期間の開始時に V_c の値が V_c^* となるような電圧印加パターンを決定する。本論文では電圧印加パターンを選択する際に $V_c = 2E_{dc}$ としたため、キャパシタ電圧指令値 V_c^* も同様に $2E_{dc}$ と設定する。電気角およびキャパシタ電圧検出のサンプリング毎に図9のフローが実行される。事前に求めた p_c より図5(b)の充電パターンまたは図5(c)の放電パターンを出力する。電気角1/3周期までに、 V_c の値が指令値よりも小さい場合は充電パターン、指令値よりも大きい場

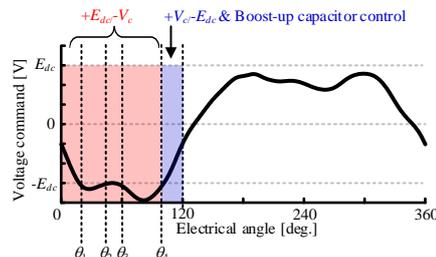


Fig. 8. Setting of switching pattern modulation.

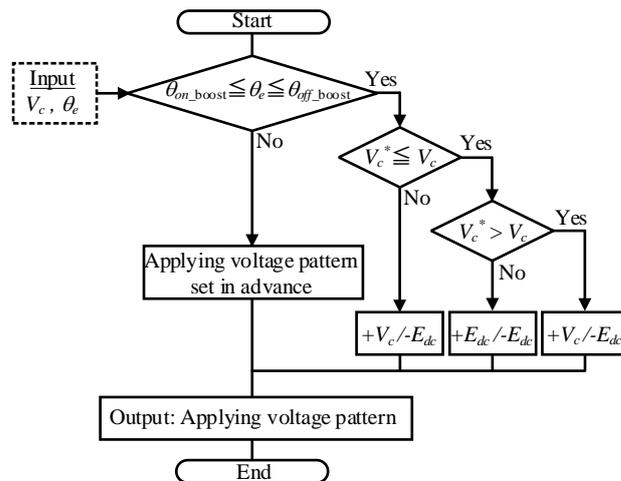


Fig. 9. Determination flowchart of switching pattern for boost-up capacitor voltage control

合放電パターンを選択する。V、W相のときも同様に適切な電圧印加パターンを選択する。

3. シミュレーション結果

本シミュレーションでは、変調方式を切り替えるに伴い、キャパシタ電圧リプルが出来る限り小さくなるよう、昇圧キャパシタの値は1mFとした。

表1にSRMのモータパラメータを示す。本論文では、相数3、ステータスロット数18、ロータポール数12(3相-18S/12P型)のSRMを用いる。

図10にトルク1.0p.u., 速度1.0p.u.における力行運転時の動作波形を示す。図10(a)では電源電圧 E_{dc} の制約から高い di/dt を持つ電流指令に追従できていない。図10(b)では電圧指令 $|V_x^*| > |E_{dc}|$ の範囲でキャパシタ電圧 V_c を印加していることで、実電流が電流指令に追従している。この結果、昇圧が無い状態では di/dt が5.17kA/sまでしか追従しないが、提案回路では10.4kA/sになり、電流指令への追従性が最大101%向上した。また、電気角1周期内で V_c の変動が0となっており、適用した昇圧キャパシタ電圧制御の有効性を確認できた。

図11にトルク1.0p.u., 速度1.0p.u.における回生運転時の動作波形を示す。図11(a)より実電流が電流指令に対し追従

していない。一方で、図 11(b)では V_c を印加しているため、実電流が電流指令に追従していることから、回生運転時も同様に提案回路の有効性を確認できた。

4. まとめ

本論文では追加デバイス数を削減した SRM 向け追加インダクタレス昇圧形駆動回路を提案した。電磁界解析結果より取得した各相の電圧波形および瞬時電力から、1 サンプル周期内で変調に用いる電圧印加パターンを選択することで、電気角 1/3 周期における昇圧キャパシタのエネルギー収支を一致させる。シミュレーションにより、従来では di^*/dt が 5.17 kA/s まで追従することにに対し提案回路では 10.4 kA/s (150V→301V) になることで、電流指令への追従性が最大 101% 向上した。加えて、回生運転ができることを確認した。

今後は実機検証および静電容量を最小化可能な昇圧キャパシタの設計法について検討する予定である。

文 献

- (1) 川副洋介他:「用途指向形次世代モータの高性能化技術動向 -機電一体による小型・軽量・高効率化に関する最新技術動向-」, 2021 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, No.3-S12-3, pp99-104(2021)
- (2) A. H. Mohamed, H. Vansompel, and P. Sergeant: "Electrothermal Design of a Discrete GaN-Based Converter for Integrated Modular Motor Drives", IEEEJ of Emc. And Sel. Topics in Power Electronics, Vol.9, No.5 pp.5390-5406 (2021)
- (3) W. Lee, S. Li, D. Han, B. Sarioglu, T. A. Minav, and M. Pietola: "A Review of Integrated Motor Drive and Wide-Bandgap Power Electronics for High-Performance Electro-Hydrostatic Actuators", IEEE Trans. on Transportation Electrification, Vol.4, No.3 pp.684-693(2018)
- (4) 見城尚志:「SR モータ」, 日本工業新聞社(2012)
- (5) リラクタンストルク応用電動機の技術に関する調査専門委員会:「リラクタンストルク応用モータ~IPMSM, SynRM, SRM の基礎理論から設計まで~」, 一般社団法人 電気学会(2016)
- (6) J. Furqani, M. Kawa, K. Kiyota, and A. Chiba: "Current Waveform for Noise Reduction of a Switched Reluctance Motor under Magnetically Saturated Condition", IEEE Trans. Industrial Application, Vol.54, No.1 pp.213-222(2018)
- (7) D. Lee, and J. Ahn: "A Novel Four-Level Converter and Instantaneous Switching Angle Detector for High Speed SRM Drive", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.22, No.5 pp.2034-2041(2007)
- (8) R. Sugai, T. Kurishima, H. Goto, H. Funato, J. Haruna: "Optimal Design Proposal for Capacitance in Operating Area Expandable SR Motor Drive Circuit". IEEEJ Journal of Industry Applications, Vol.12, No.4, pp.711-718(2022)
- (9) Y. Kido, N. Hoshi, A. Chiba, S. Ogasawara, M. Takemoto: "Novel Switched Reluctance Motor drive Circuit with Voltage Boost Function without Additional Reactor", Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2011), pp.1-10 (2011)
- (10) 石川裕記, 内藤治夫:「昇圧形駆動回路によるスイッチドリラクタンスモータのトルク脈動抑制」, IEEEJ Trans. on Industry Applications, Vol.137, No.10 pp.791-798(2017)
- (11) 大滝悟史, 加藤大貴, 渡辺大貴, 伊東淳一:「追加インダクタを必要としない昇圧機能を有する SRM 駆動回路の動作検証」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-24-020/MD-24-020, (2024)

Table 1. Motor parameter of SRM.

Rated power	1.1kW
Base speed(1.0p.u.), Max. speed	2400, 3600rpm
Max. torque(1.0p.u.)	4.38Nm
DC link voltage	150V
Poles	Stator:18, Rotor:12
Resistance	0.66Ω

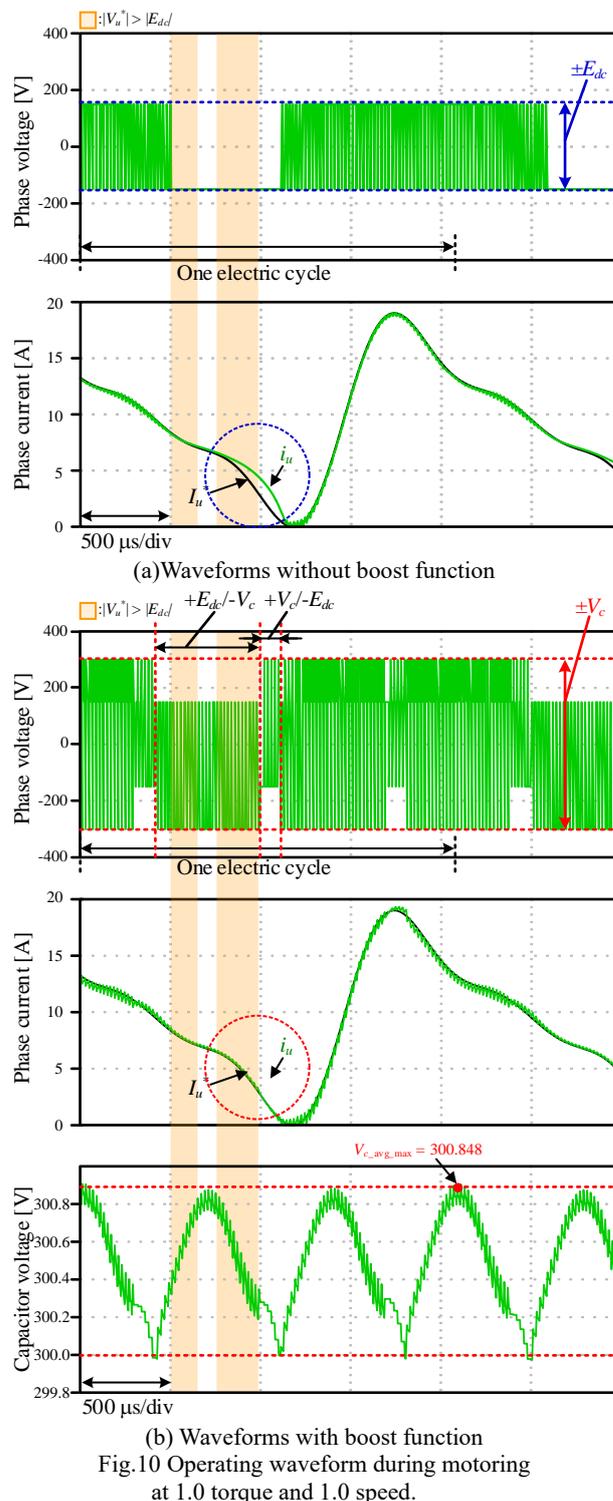
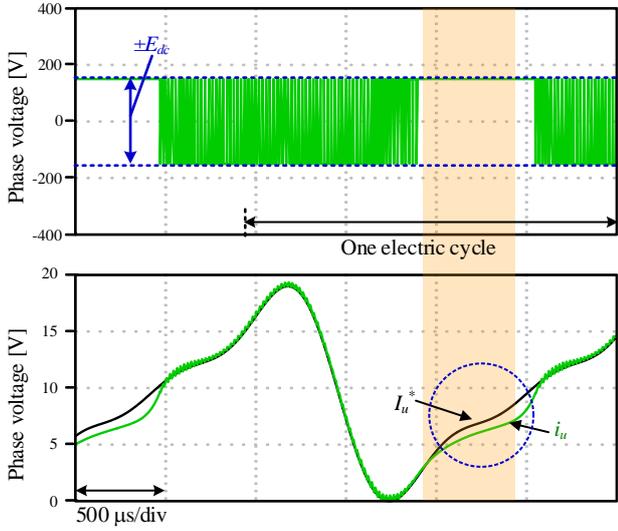
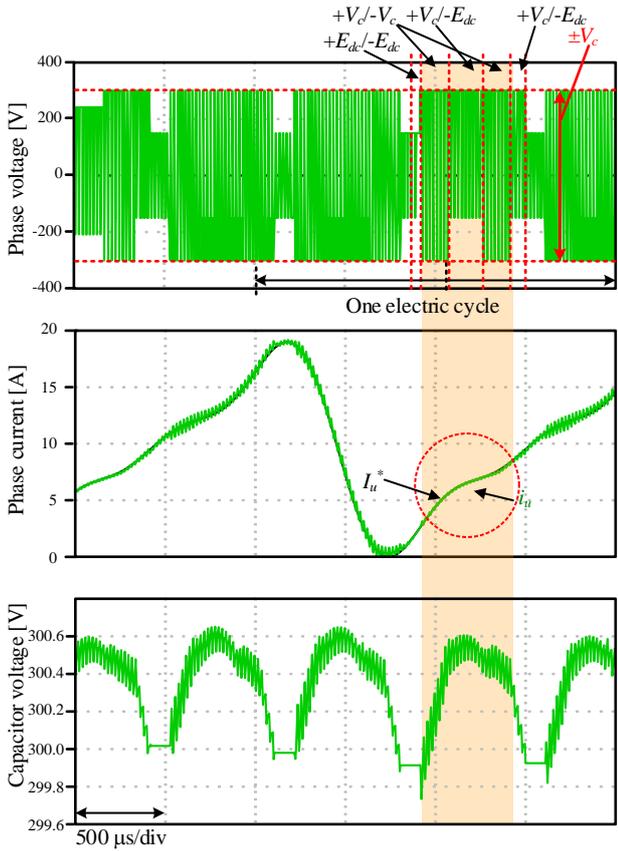


Fig.10 Operating waveform during motoring at 1.0 torque and 1.0 speed.



(a) Waveforms without boost function



(b) Waveforms with boost function

Fig.11 Operating waveform during motoring at 1.0 torque and 1.0 speed.