

# 追加インダクタを使用しない昇圧機能を有する SRM 駆動回路の動作検証

大滝 悟史\* 加藤 大貴 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Verification of Boost Type Drive Circuit for SRM without Additional Inductor  
Satoshi Ohtaki\*, Hiroataka Kato, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a novel boost type drive circuit for switched reluctance motor (SRM). A voltage command requires high voltage at high speed when the SRM is driven by a current profile which reduce a radial force ripple. The proposed circuit does not require additional boost inductor and uses a capacitor with boost circuit. In addition, the method that control the capacitor voltage using the self-inductance of the motor. The reduction of 6.4% of the radial force ripple at maximum rotation speed is achieved in the simulation. In addition, the regenerative operation is confirmed.

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，ラジアルカリブル，騒音  
(boost type drive circuit, switched reluctance motor, radial force ripple, acoustic noise)

## 1. はじめに

近年，電動モビリティの需要増加に伴い，製造コストを低下するために，システムの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<sup>(1)-(3)</sup>。機電一体はモータとインバータを一体化したシステムである。インバータ-モータ間の配線が無くなるため冷却システムの一体化が可能であり，システム全体体積の小型化が期待されている。機電一体用モータとしては永久磁石同期電動機(PMSM)が多く採用されているが<sup>(4)</sup>，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で構成されており，レアアースを使用する永久磁石が不要で，製造コストが安価であることから電動モビリティ用モータに適していると思われる。

SRM は各相のステータ巻線を，適切なタイミングで励磁および消磁することで，連続的な回転を得る。しかし，励磁相切り替えに伴うラジアル力の急峻な変化によってステータ振動が生じ，大きな騒音，振動が発生する<sup>(4)(5)</sup>。この振動，騒音を低減する制御手法として，ラジアルカリブルを低減する直流，基本波，二次，三次調波を重畳した指令電流波形を適用する方法がある<sup>(6)</sup>。この手法を用いた場合，パルス電流駆動と比べ高い  $di/dt$  が要求される。さらに高速域では速度起電力が増加するため，電源電圧以上の指令電圧が要求される。これを満たすために昇圧回路を追加すると，昇圧インダクタを必要とし，駆動装置が大型化する懸念がある。

昇圧インダクタを使用しない昇圧形 SRM 駆動回路が提案

されており，一般的な駆動回路である非対称 H ブリッジ回路を基に，(i)直流電源に直列にキャパシタを接続する構成<sup>(7)</sup>と(ii)並列キャパシタを接続する構成がある<sup>(10)</sup>。(i)の回路では，励磁時または消磁時にキャパシタ電圧と電源電圧を合わせた電圧を印加することが可能である。この回路構成はシンプルであり，追加素子数が少ない。しかし，パルス電流駆動以外適用することができない。(ii)の回路では，トルクリブルを低減する指令電流波形を適用しており，昇圧が必要な期間ではキャパシタ電圧を印加し，その期間以外では電源電圧を印加する。しかし，本回路では昇圧したキャパシタ電圧を正方向に印加して素早く電流を立ち上げることはできるが，負方向には印加できないため，トルクリブルを低減する波形以外には適用できない。また回生運転ができない。

本論文はラジアルカリブルを低減可能な電流波形で駆動できてキャパシタ電圧を任意に制御可能，かつ力行と回生運転の両方が可能な昇圧インダクタレスの駆動回路を提案する。提案回路は，1 相につきキャパシタを用いた昇圧機構と非対称 H ブリッジ回路から構成される。提案回路では，回生される磁気エネルギーを，電源に並列に接続したキャパシタ電圧に充電し，昇圧する。ここでは，それに伴う昇圧キャパシタの電圧制御手法とキャパシタの設計手法を示し，本提案回路の有効性をシミュレーションにより確認したため報告する。

2. 提案 SRM 昇圧駆動回路

図1に提案する1相あたりのSRM昇圧駆動回路を示す。提案回路はキャパシタを用いた昇圧機構と非対称Hブリッジ回路から構成される。また、昇圧キャパシタの電荷量に着目してヒステリシス制御をすることで、全動作領域での昇圧動作を実現している。

(2.1) 提案昇圧回路の動作原理

図2に提案回路の動作モードを示す。提案昇圧回路は5つの動作モードを有しており、ヒステリシス制御においてスイッチング周波数を最小化するスイッチングパターンは以下の4つである。

スイッチングパターン(i) :  $E_{dc}$  と  $V_c$  の印加

この区間では  $E_{dc}$  と  $V_c$  の切り替えによりヒステリシス制御を行う。このとき  $S_1$  と  $S_2$  は ON 固定とする。 $E_{dc}$  印加時は  $S_{dc}$  を ON し  $S_c$  を OFF する。一方で、 $V_c$  を印加時には  $S_{dc}$  を OFF し  $S_c$  を ON する。図2における Mode1 と Mode3 が該当する。

スイッチングパターン(ii) :  $-E_{dc}$  と  $-V_c$  の印加

この区間でも(i)と同様に  $-E_{dc}$  と  $-V_c$  の切り替えによりヒステリシス制御を行う。このとき  $S_1$  と  $S_2$  は OFF 固定とする。 $-E_{dc}$  印加時は  $S_{dc}$  を ON し  $S_c$  を OFF する。一方で、 $-V_c$  を印加時には  $S_{dc}$  を OFF し  $S_c$  を ON する。図2における Mode2 と Mode4 が該当する。

スイッチングパターン(iii) :  $E_{dc}$  と 0V の印加

この区間では  $E_{dc}$  と 0V の切り替えによりヒステリシス制御を行う。このとき  $S_{dc}$  と  $S_1$  は ON に、 $S_c$  は OFF に固定される。 $E_{dc}$  印加時は  $S_2$  を ON し、0V 印加時には  $S_2$  を OFF する。図2における Mode1 と Mode5 が該当する。

スイッチングパターン(iv) :  $-E_{dc}$  と 0V の印加

この区間でも(iii)と同様に  $-E_{dc}$  と 0V の切り替えによりヒステリシス制御を行う。このとき  $S_{dc}$  は ON に、 $S_c$  と  $S_2$  は OFF に固定される。 $-E_{dc}$  印加時は  $S_1$  を OFF し、0V 印加時には  $S_1$  を ON する。図2における Mode2 と Mode5 が該当する。

スイッチングパターン(v) :  $V_c$  と 0V の印加

この区間では、(ii)で充電された昇圧キャパシタを放電するため、 $V_c$  と 0V の切り替えによりヒステリシス制御を行う。このとき、 $S_c$  と  $S_1$  は ON に固定される。 $V_c$  印加時は  $S_2$  を ON し、0V 印加時には  $S_2$  を OFF する。図2における Mode3 と Mode5 が該当する。

スイッチングパターン(vi) :  $-V_c$  と 0V の印加

この区間では、(i)で放電された昇圧キャパシタを充電するための  $-V_c$  と 0V の切り替えによりヒステリシス制御を行う。このとき、 $S_c$  は ON に、 $S_2$  は OFF に固定される。 $-V_c$  印加時は  $S_1$  を OFF し、0V 印加時には  $S_1$  を ON する。図2における Mode4 と Mode5 が該当する。

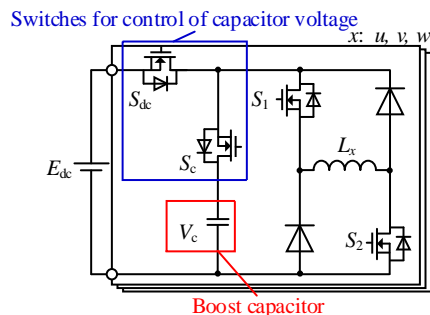


Fig.1 Proposed circuit.

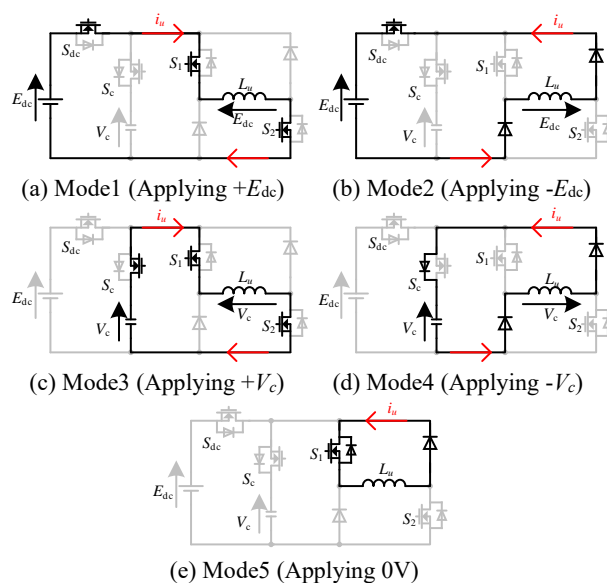


Fig.2 Operation mode of proposal circuit.

以上より、ヒステリシス制御でスイッチングする動作モードをスイッチングパターンごとに切り替えることで、昇圧した電圧をモータに印加することができる。

(2.2) 昇圧電圧を用いたヒステリシス制御法

キャパシタ電圧が常に一定であると仮定して、昇圧した電圧が必要な区間でスイッチングパターン(i)と(ii)を用い、それ以外の区間では(iii), (iv), (v)と(vi)を用いてヒステリシス制御すればよい。しかし、実際にはキャパシタ容量には限りがあるため、キャパシタの充放電によっては電圧が変動する。昇圧キャパシタの電荷量  $Q_c$  は相電流  $i_x(\theta)$  を用いて(1)式で表される。

$$Q_c(\theta_1, \theta_2) = \frac{1}{\omega_e} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_c(\theta) d\theta \begin{cases} i_c(\theta) = i_x(\theta), & \text{Mode3} \\ i_c(\theta) = -i_x(\theta), & \text{Mode4} \dots \dots \dots (1) \\ i_c(\theta) = 0, & \text{Other} \end{cases}$$

ここで、 $\omega_e$  は電気角周波数、 $i_c(\theta)$  はキャパシタ電流である。提案する昇圧機構において電気角一周期で昇圧キャパシタ

の平均電圧を一定に保つためには(2)式を満たす必要がある。

$$Q_c(0, 2\pi) = 0 \dots\dots\dots(2)$$

前述した、昇圧が必要な区間でのみ(i)と(ii)を適用するだけでは(7)式を満たさない可能性がある。そこで、昇圧を必要としない区間においても(iii)と(iv)だけでなく(v)と(vi)も使用する。

(2.3) 昇圧キャパシタの容量設計法と初期充電

図3にスイッチングパターン(ii), (v), (iii)を用いてヒステリシス制御を行ったときの昇圧キャパシタの電荷量  $Q_c$  の変化を示す。はじめに昇圧キャパシタの容量設計法について説明する。図3においてスイッチングパターン(i)の適用時は  $Q_c$  が減少し, (ii)の適用時は  $Q_c$  が増加する。ここで、電気角一周期における  $Q_c$  の変化量  $Q_{c\_diff}$  を(3)式に示す。

$$Q_{c\_diff} = Q_{c\_max} - Q_{c\_min} = \max[Q_c(0, 2\pi)] - \min[Q_c(0, 2\pi)] \dots(3)$$

ここで、 $Q_{c\_max}$  は電気角一周期における昇圧キャパシタの電荷量の最大値を、 $Q_{c\_min}$  は最小値を示す。本論文では、 $Q_{c\_diff}$  が最大になる動作条件を用いた。また、昇圧キャパシタ電圧の最大値  $V_{c\_max}$  と最小値  $V_{c\_min}$  は昇圧キャパシタの容量  $C_{bst}$  を用いて(4)式で示される。

$$\begin{cases} V_{c\_max} = Q_{c\_max} / C_{bst} \\ V_{c\_min} = Q_{c\_min} / C_{bst} \end{cases} \dots\dots\dots(4)$$

本論文では、スイッチング素子の耐圧を超えない範囲でキャパシタ容量を最小化するように設計する。昇圧キャパシタの電圧は  $V_{ref}$  の絶対値の最大値  $V_{ref\_max}$  より大きければよい。また、 $V_{c\_min}$  は使用するスイッチング素子の許容電圧  $V_{device}$  により決まる。そのため、 $C_{bst}$  の設計式は(5)式に示される。

$$C_{bst} = \frac{Q_{c\_diff}}{V_{c\_max} - V_{c\_min}} = \frac{Q_{c\_diff}}{V_{device} - V_{ref\_max}} \dots\dots\dots(5)$$

次に、昇圧キャパシタの初期充電について説明する。動作開始時には  $V_{c\_min}$  を予め  $V_{ref\_max}$  まで昇圧しておく必要がある。キャパシタ電圧を上昇させるためには、電気角一周期において(2)式の左辺がゼロより大きくなっていく必要がある。ここで、動作開始時のみ、上記条件を満たすように制御を行い、 $V_{c\_min}$  が  $V_{ref\_max}$  に到達したら(5)式を満たすように制御を行う。以上より、昇圧した電圧を用いたヒステリシス制御法と昇圧キャパシタの容量設計法を明確化した。

3. ラジアルカリプル低減制御適用時の昇圧キャパシタの容量設計

本論文では、文献(6)のラジアルカリプル低減手法を用い

いる。文献(6)では振動、騒音の原因となるラジアルカリプルが最小となる相電流の指令電流波形を導出する。この指令電流波形に実電流を追従させるようヒステリシス電流制御をすることで、ラジアルカリプルを低減する。はじめに、電磁界解析を用いて相電流  $I$  とロータ位置  $\theta_e$  におけるトルク  $F_T(I, \theta_e)$ , ラジアル力  $F_R(I, \theta_e)$ , 電圧指令  $V_P(I, \theta_e)$  特性を解析し, (6)~(8)式に示すフーリエ級数および多項式により近似する。

$$F_T(i, \theta_e) = \sum_{n=0}^N \left\{ \left( \sum_{m=0}^M K_{Tm} \cdot i^m \right) \cdot \sin(n\theta_e) \right\} \dots\dots\dots(6)$$

$$F_R(i, \theta_e) = \sum_{n=0}^N \left\{ \left( \sum_{m=0}^M K_{Rm} \cdot i^m \right) \cdot \cos(n\theta_e) \right\} \dots\dots\dots(7)$$

$$V_P(i, \theta_e) = \omega_e \cdot \sum_{n=0}^N \left\{ \left( \sum_{m=0}^M K_{Vm} \cdot i^m \right) \cdot \sin(n\theta_e) \right\} \dots\dots\dots(8)$$

ここで、 $K_{Tm}$ ,  $K_{Rm}$ ,  $K_{Vm}$  は近似により求められる係数、 $\omega_e$  は電気角周波数である。本論文では  $N=10$ ,  $M=10$  とした。最適化する相電流  $i(\theta_e)$  を(9)式に、電流実効値  $I_{RMS}$  を(10)式に示す。

$$i(\theta_e) = \sum_{l=0}^L i_l \sin(l \cdot \theta) \dots\dots\dots(9)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{1/(2\pi) \cdot \int_0^{2\pi} \{i(\theta_e)\}^2 d\theta} \dots\dots\dots(10)$$

ここで、 $i_l$  は相電流の高調波振幅であり、 $l=3$  として高調波電流を近似する。最適化する際の制約条件を以下に示す。

- ・ラジアル力のリプル率が指令値以下
- ・平均トルクが指令値と一致

これらの条件を元に(10)式に示す電流実効値を最小化するように  $i_l$  を最適化する。

図4にラジアルカリプルを低減する電流および電圧波形を示す。図4(b)より、モータ速度が上がるほど速度起電力が増加する。そのため、所望の電流波形に追従するために必要な電圧指令は  $E_{dc}$  を超える。

図5に図4(b)の電圧指令  $V_{ref}$  における、2.1節で解説した各スイッチングパターンの適用区間を示す。図4において赤枠の区間は昇圧した電圧が必要ない区間であるが、(2)式を満たすためにスイッチングパターン(v)を適用している。

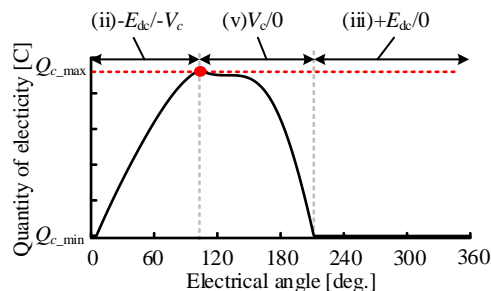


Fig.3 Quantity of electric charge in a boost capacitor with proposed control.

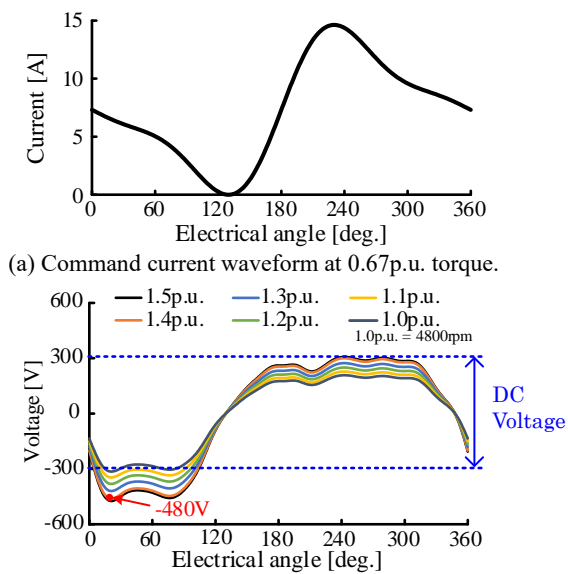
本論文では  $E_{dc}=300V$  に対して  $V_{device}$  を  $500V$ ,  $V_{ref\_max}$  を  $480V$  に設定しており,  $C_{bst}$  は(10)式より  $46.6 \mu F$  と決定した。

#### 4. シミュレーション結果

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。

##### (4-1) 力行運転時の動作検証

図 6 にトルク  $0.67p.u.$ , 速度  $1.0p.u.$ (最高速度)において, ラジアルカリブルを低減する電流で制御したときの相電流と相電圧, キャパシタ電圧を示す。相電圧波形より, 昇圧が必要な範囲ではスイッチングパターン(ii)になり, 昇圧した電圧を印加している。また, (2)式を満たすために(v)を用いてキャパシタ電圧を制御し, その他区間では(iii)と(iv)で駆動している。相電流波形より, 実電流が指令電流に対して追従していることが確認できる。キャパシタ電圧波形より, (2)式を満たし, 設定した  $V_{device}$  内になることも確認できた。



(b) Command voltage waveform when motor speed changes.

Fig.4 Waveforms to reduce radial force ripple.

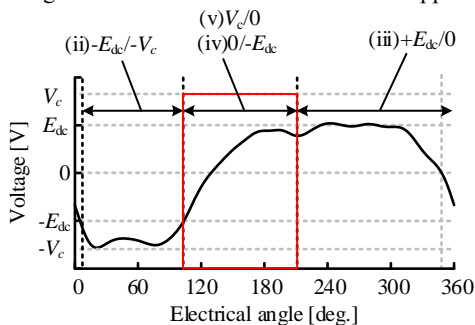


Fig.5 Area applied  $E_{dc}$  or  $V_c$  in proposed circuit.

図 7 にトルク  $1.0p.u.$ , 速度  $1.5p.u.$ において, リプル低減電流を適用したときの動作波形を示す。図 6 同様, 相電圧, 相電流, キャパシタ電圧が所望の波形になることが確認できた。キャパシタ電圧波形の振幅が異なるのは, ヒステリシス

Table 1. Motor parameter of SRM.

|                                 |                     |
|---------------------------------|---------------------|
| Rated power                     | 2.2kW               |
| Base speed(1.0p.u.), Max. speed | 4800, 7200rpm       |
| Max. torque(1.0p.u.)            | 4.38Nm              |
| DC voltage                      | 300V                |
| Poles                           | Stator:18, Rotor:12 |
| Resistance                      | $0.66\Omega$        |

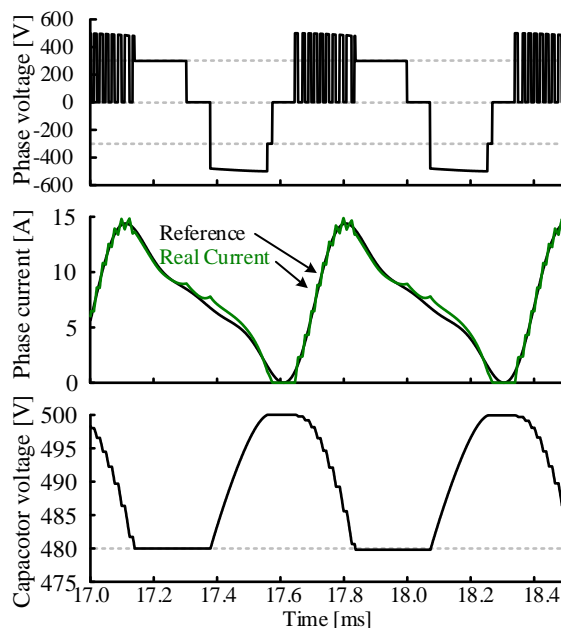


Fig. 6 Waveforms phase current, phase voltage and capacitor voltage at max. speed.

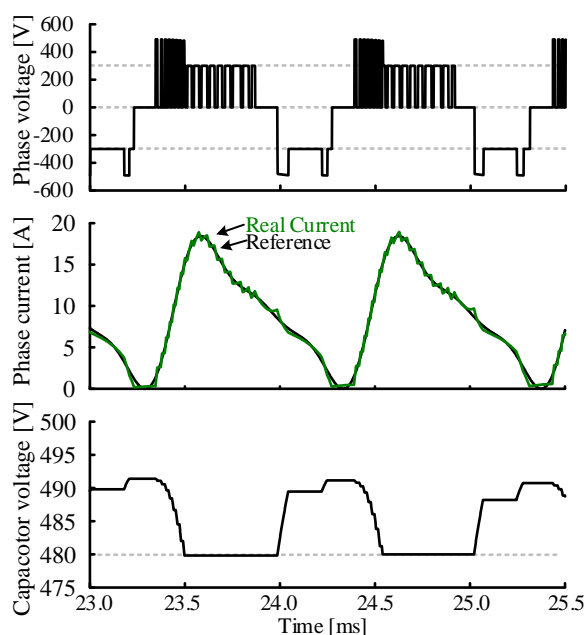


Fig. 7 Waveforms phase current, phase voltage and capacitor voltage at max. torque.

電流制御時のばらつきによってスイッチングのタイミングにずれが生じるためである。

図 8 にラジアルカリプル率の低減効果を示す。本論文では、ラジアルカリプルにより振動，騒音の低減効果の評価する。従来回路では高速域になると、速度起電力の上昇に伴い指令電圧が  $E_{dc}$  より高くなる区間が増えるため、指令電流に実電流が追従できなくなり、リップル率が最大 17.2%となる。一方で、提案回路ではリップル率を常に 5.9%に低減できた。

#### (4・2) 回生運転時の動作検証

図 9 にトルク 1p.u.，速度 1p.u.において回生運転をしたときの動作波形を示す。このとき、ラジアルカリプルを低減する電流を用いている。図 9 より、トルクが負に発生していることが分かる。また、昇圧動作を行い、指令電流に実電流が追従できている。以上より、回生運転時の本提案回路の有効性を確認できた。

#### (4・3) トルクおよび速度変化時の動作検証

図 10 にトルク 1.0p.u.のトルクステップ指令を与えたときの動作波形を示す。このとき速度は 1.0p.u.で、指令を与える前のトルクは 0.5p.u.である。図 10(b)の相電流波形より、トルク変化時にも実電流が指令電流に追従している。一方、キャパシタ電圧波形では、トルク変化後の電流に追従するため昇圧した電圧を印加している。それにより、図 10(a)では一時的に  $V_c$  が  $V_{ref\_max}$  を下回っているがすぐに回復している。また、 $V_c$  の最大値が  $V_{device}$  以内になる。

図 11 に速度 0p.u.からトルク 1.0p.u.で加速し、-1.0p.u.で減速するようトルク指令を与えたときの動作波形およびキャパシタ電圧の初期充電を示す。図 11(a)の相電流波形より、加減速しても指令電流に追従することができ、全領域で  $V_c$  が  $V_{device}$  以下であることが確認できた。図 11(b)のキャパシタ電圧波形より、指令電圧が  $E_{dc}$  以下になる速度範囲で、 $V_{ref\_max}$  まで初期充電している。また、初期充電後に  $E_{dc}$  および  $-E_{dc}$  駆動した。以上より、過渡特性においても所望の相電流，相電圧，キャパシタ電圧波形になることを確認した。

### 5. まとめ

本論文では、追加インダクタを使用しない昇圧形 SRM 駆動回路を提案した。提案回路構成では、昇圧用キャパシタを並列に接続し、負電圧印加時に電源に回生するエネルギーを利用してキャパシタを充電する。シミュレーションにより、高速域においても指令電流に実電流が追従できることを確認した。また、最高速度におけるラジアルカリプルを 17.2%から 6.4%に低減できた。さらに本回路で回生運転ができることを確認した。今後は、他指令電流波形でも昇圧動作ができるか、提案回路の素子数を削減できるかを検討する。

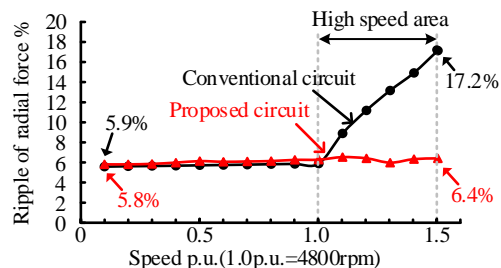


Fig. 8 Relationship between speed and radial force.

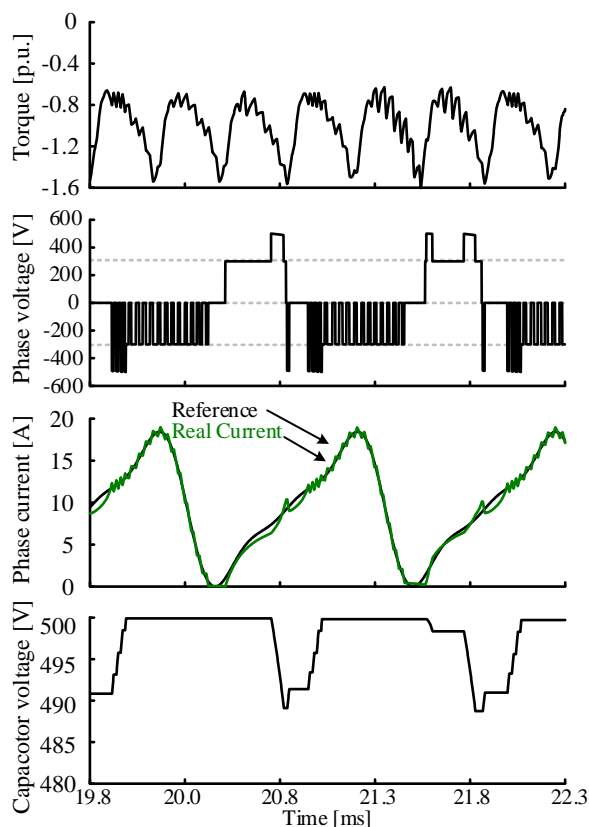
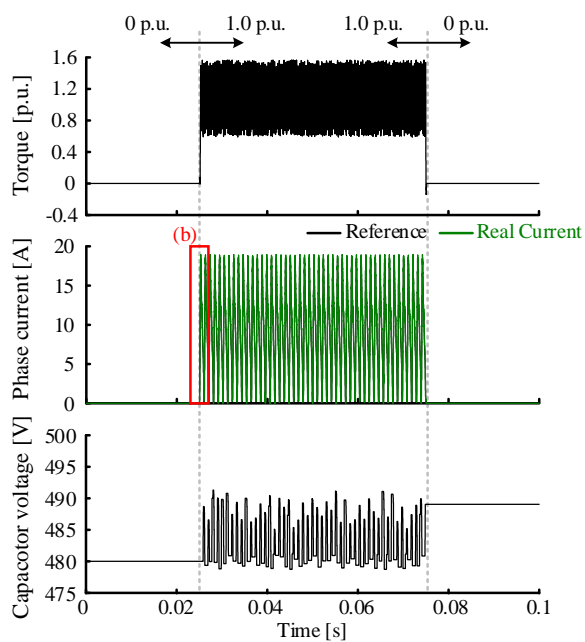


Fig. 9 Waveforms during regenerative operation.

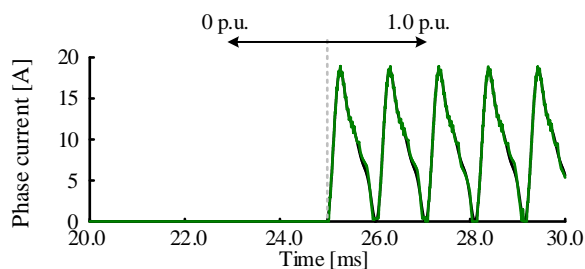
### 文 献

- (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 Eme. 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) 石川竜之進, 後藤博樹, 船渡寛人, 春名順之介: 「励磁開始時の昇圧によるSRモータのトルク向上」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-20-14/MD-20-14, (2020)
- (9) C. Gan, J. Wu, Y. Hu, S. Yang, W. Cao, J. M. Guerrero: “New Integrated Multilevel Converter for Switched Reluctance Motor Drives in Plug-in Hybrid Electric Vehicles With Flexible Energy Conversion”, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.32, No.5 pp.3754-3766(2017)
- (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」, IEEJ Trans. on Industry Applications, Vol.137, No.10 pp.791-798(2017)

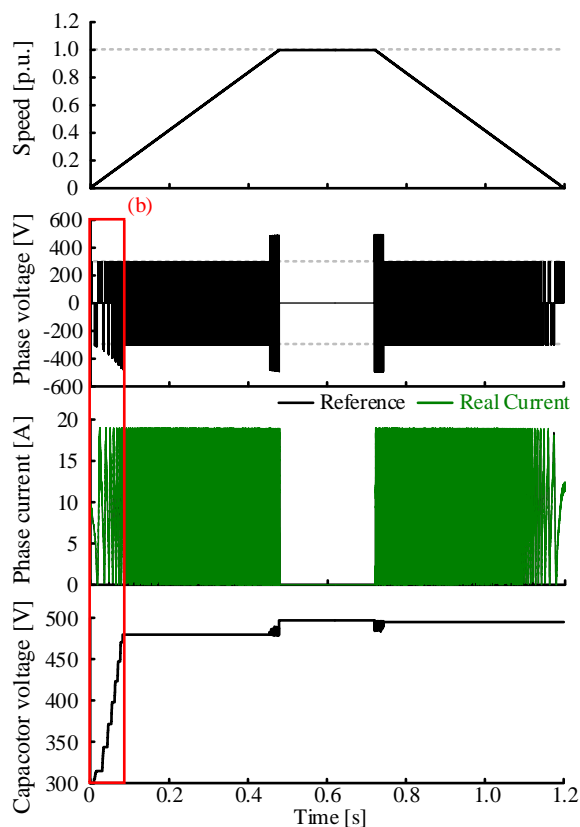


(a) Waveforms of torque step response

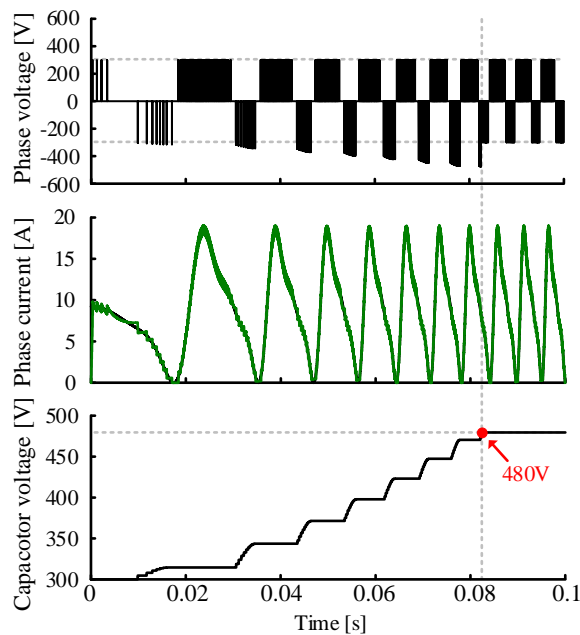


(b) Command current and real current

Fig. 10 Waveforms during changing torque reference.



(a) Waveforms during acceleration and deceleration



(b) Waveforms in initial charging region

Fig. 11 Waveforms during acceleration with rated torque.