

負荷中性点を用いた二段昇圧コンバータの 方形波駆動時における動作検証

学生員 五十嵐 大介 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Investigation of Two-Stage Boost Converter Using a Motor Neutral Point for Square Wave Drive

Daisuke Ikarashi, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member(Nagaoka University of Technology)

The paper proposes square wave control strategy for a two-stage boost converter using a motor neutral point. When the inverter part in the proposed converter outputs square waveform, the current distortion occurs in the inputs current because the neutral point voltage of the load has fluctuation. The current distortion is compensated by a current regulator and a feed forward control in the first stage chopper. The validity of the proposed converter and its control strategy are confirmed with the simulation and experimental results.

キーワード : リアクトルレス昇圧コンバータ, 方形波駆動, 漏れインダクタンス

Keywords : Reactor less boost converter, Square wave drive, Leakage inductance

1. はじめに

バッテリーを用いて電動機を駆動する技術が、電気自動車や鉄道車両など多くのシステムで必要とされている⁽¹⁾。しかし、バッテリー電圧が低い場合は電動機効率が低下するため、通常は昇圧回路を用いてインバータ電圧を昇圧後、電動機を駆動する。このため昇圧回路のリアクトルが装置の大型化の一因となる。そこで、著者らはこれまで電動機のゼロ相インダクタンスを利用してバッテリー電圧を昇圧するリアクトルレス昇圧コンバータを提案した⁽²⁾⁽³⁾。だが、インバータの出力最大相電圧値はバッテリー電圧以下に制限される。

一方、電動機の制御方式として方形波駆動がある。これはインバータのスイッチング回数を減らすことで、インバータを高効率化するとともに、出力電圧実効値を増大させる狙いがある。インバータを方形波駆動すると、負荷中性点電位は出力周波数の3倍周波数で脈動し、バッテリーに出力周波数の3倍の脈動電流を流す。この結果、バッテリーの寿命低下を引き起こす。

本論文では、電動機の負荷中性点に昇圧回路を接続した二段昇圧中性点利用コンバータを提案する。本方式では、単に昇圧回路をインバータの直流部に接続する場合と比べ、昇圧回路に印加される電圧を低減できるため、昇圧リアクトルを小型化でき装置の小型化、低損失化が期待できる。加えて、提案回路は負荷中性点に昇圧回路を接続しているため、方形波駆動によって生じる負荷中性点の周期的

な変動を初段のチョップパにより補償できる。ここではシミュレーションによる動作検証と損失解析を行い、また実機検証により、提案法の有効性を示したので報告する。

2. 回路構成

図1に従来回路図を示す。この回路は昇圧回路と三相インバータを組み合わせた昇圧形直流通三相変換回路である。従来回路は、昇圧回路のリアクトルが装置の大型化の一因となっている。

図2に提案する二段昇圧コンバータを示す。提案回路では、電動機の負荷中性点にバッテリーと昇圧回路を接続する。これにより、提案回路のインバータ回路では、ゼロ電圧ベクトル期間を利用して昇圧動作を行うことができる。そのため、提案回路では従来回路と比較して、昇圧チョップパに印

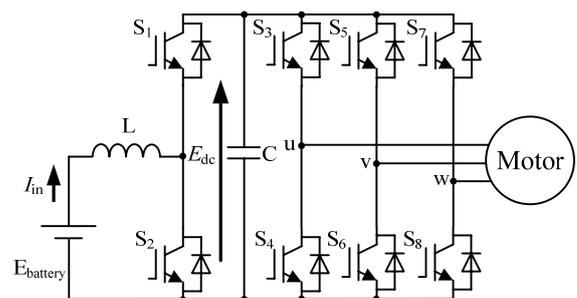


図1 従来回路

Fig.1. Conventional circuit.

加される電圧が 1/2 になる。その結果、昇圧回路のスイッチング損失を低減でき、リアクトルも小型化できる。また、提案回路では電動機の各相にはそれぞれバッテリー電流の 1/3 のゼロ相電流が重畳される欠点がある。なお、 E_{dc2} に接続されているコンデンサは漏れインダクタンスによるサージを防止するスナバコンデンサであり、容量は E_{dc1} に接続されているコンデンサに比べ 1/100 程度である。

3. 動作原理

〈3・1〉 正相分等価回路

図 3 に正相分等価回路を示す。提案回路におけるバッテリー電圧を昇圧した昇圧回路の出力電圧 E_{dc2} は、電動機に対してゼロ相電圧となるため電動機のトルクには影響を及ぼさない³⁾。従って、提案回路の正相分等価回路は三相インバータの回路構成となる。提案回路を PWM 制御した場合、直流電圧を E_{dc} とし、変調率 a とし、正弦波三角波比較方式を用いて PWM を生成すれば、出力線間電圧基本波実効値 V_{out} は、(1)式で表される。

$$V_{out} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} E_{dc} \cdot a \dots\dots\dots(1)$$

一方、本論文では提案回路のインバータを方形波駆動させる。方形波駆動の場合、各相のスイッチング周波数は出力周波数に一致する。その結果、インバータのスイッチング損失を PWM 制御と比べ大幅に低減できる。このとき、出力線間電圧は 120° 導通の方形波となり、出力線間電圧基本波実効値 V_{out} は、(2)式で表される。

$$V_{out} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} E_{dc} \dots\dots\dots(2)$$

〈3・2〉 ゼロ相分等価回路

図 4 にゼロ相分等価回路を示す。ゼロ相分等価回路では電動機の逆起電力が各相で打ち消し合うので、電動機は漏れインダクタンス分だけが現れる。ただし、漏れインダクタンスは各相で並列接続となるので、昇圧コンバータに利用できるインダクタンスは等価的に 1/3 になる。提案回路のインバータは、ゼロ相電圧ベクトルの期間を利用して昇圧チョップ動作を行う。

図 4 において、まず、バッテリー電圧を昇圧回路で E_{dc2} に昇圧する。次に、スイッチ S_2 オンの期間で電動機のゼロ相インダクタンスにエネルギーを蓄え、スイッチ S_1 オンの期間で直流リンクコンデンサ C_1 にエネルギーを放出する。その結果、バッテリー電圧をインバータ直流部の電圧 E_{dc1} に二段階で昇圧できる。

一方、インバータの中性点に接続したコンデンサ電位 E_{dc2} は、インバータの midpoint 電位を基準とした各相電圧を v_u, v_v, v_w とすれば、(3)式にて求められる。

$$E_{dc2} = \frac{1}{3}(v_u + v_v + v_w) + \frac{1}{2} E_{dc1} \dots\dots\dots(3)$$

(3)式より、 E_{dc2} は電圧指令のゼロ相電圧により制御できることがわかる。出力電圧指令の最大値とゼロ相電圧指令の

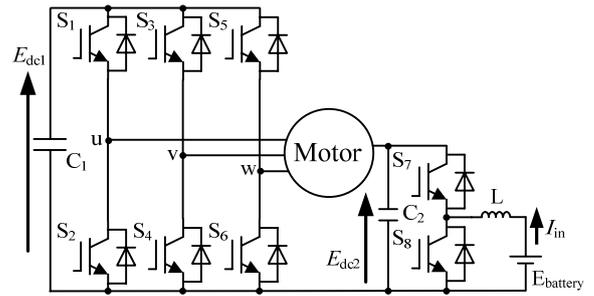


図 2 提案回路
Fig.2. Proposed circuit.

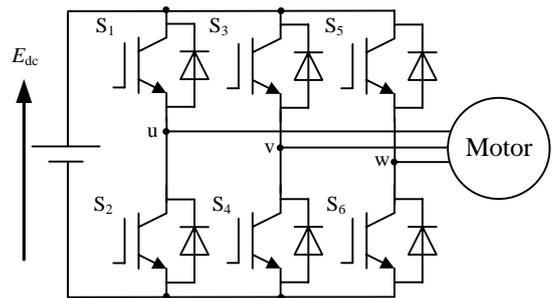


図 3 正相等価回路
Fig.3. Positive phase equivalent circuit.

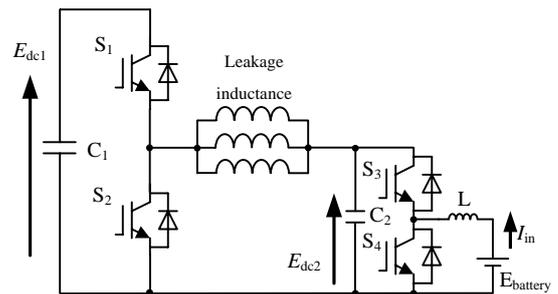


図 4 ゼロ相分等価回路
Fig.4. Zero phase equivalent circuit.

和は E_{dc2} 以下でなくてはならないため、出力電圧は制限される。特にバッテリーを直接中性点に接続すると、出力相電圧最大値はバッテリー電圧以下に制限される。しかし、提案回路では昇圧コンバータにより E_{dc2} を制御出来るため、出力電圧はバッテリー電圧に制約されない。

一方、方形波駆動時、各相電圧は $\pm 1/2 E_{dc1}$ で変化する方形波となるので、負荷の中性点電位は $\pm 1/6 E_{dc1}$ 、出力周波数の 3 倍で変動する。このため、中性点に直接バッテリーを接続すると、バッテリー電流に大きなリプルが生じ、バッテリー寿命を縮める原因となる。しかし、提案回路では、昇圧コンバータにより中性点電位の変動の影響を抑えて、バッテリー電流を一定にできる。

4. 制御方式

〈4・1〉 出力電圧の制御方法

図 5 に提案回路の制御ブロック図を示す。正相分等価回

路の構成は、従来の三相インバータと等価となるため、制御方法は従来と同様となる。低速時は PWM 制御にて運転し、高速になるに従って、方形波駆動に切り替える。方形波駆動への移行は、指令値の振幅を徐々に増加させ、PWM 制御から、過変調による台形波変調を経由して実現する⁽⁴⁾。

また、出力電圧指令にゼロ相分を重畳しないことによって、 E_{dc2} を2倍に昇圧し、 E_{dc1} を得る。

〈4・2〉 バッテリ電流補償制御

提案回路において、インバータを方形波駆動させると、電動機の中性点電位は前途の通り、出力周波数の3倍、インバータ直流部電圧 E_{dc1} の $\pm 1/6$ 倍で変動し、バッテリー電流制御から見ると外乱と見なせる。そこで、インバータの中性点に接続したコンデンサ電位 E_{dc2} の変動に応じて、昇圧回路にフィードフォワード補償を加え、バッテリー電流 I_{in} に重畳するひずみを抑制する。フィードフォワード補償は、インバータのスイッチングパルスから生成する。具体的には図5に示すように、各相の電圧指令に検出した E_{dc1} と $1/6$ を乗じて、電流制御器の出力に加算する。Over modulation det.は電圧指令に応じて過変調領域にあるかどうかでフィードフォワードの有無を切り替える。また PWM から方形波に切り替えは非線形になるので、Transition control にて非線形補正を行う⁽⁴⁾。

5. シミュレーション結果

〈5・1〉 動作確認

図6にインバータを方形波駆動したときのシミュレーション結果を示す。電動機は漏れインダクタンス、電機子抵抗、逆起電力を表す電源にして等価的に表し、750[W]永久磁石モータのパラメータを参考にした。表1にシミュレーションパラメータを示す。

図6よりインバータの負荷中性点電位 E_{dc2} は、出力周波数の3倍かつ $\pm 1/6 E_{dc1}$ で変動していることがわかる。このため、バッテリー電流 I_{in} は出力周波数の3倍で脈動する。しかし、電流制御器の出力にあらかじめ E_{dc2} の変動分を加算するバッテリー電流のフィードフォワード補償を行っているため、バッテリー電流の脈動を抑制できている。また、バッテリー電圧を昇圧回路とインバータの昇圧チョップ動作によって二段階で昇圧後、直流リンク電圧 E_{dc1} を一定に制御できている。

〈5・2〉 損失解析

図7に750[W]PMモータ定格運転時の損失シミュレーション結果を示す。提案回路では、従来回路と比べ昇圧回路に印加される電圧を1/2に低減できる。このため、昇圧回路のスイッチング損失を低減することができる。その結果、総合損失を15[%]低減、効率を1.7[%]向上することができる。

6. 実験結果

提案回路の動作を確認するため、4極、3.7[kW]、定格電圧200[V]、定格周波数50[Hz]の誘導機を用いて実験を行った。ただし、負荷器の都合により誘導機は無負荷運転とし、

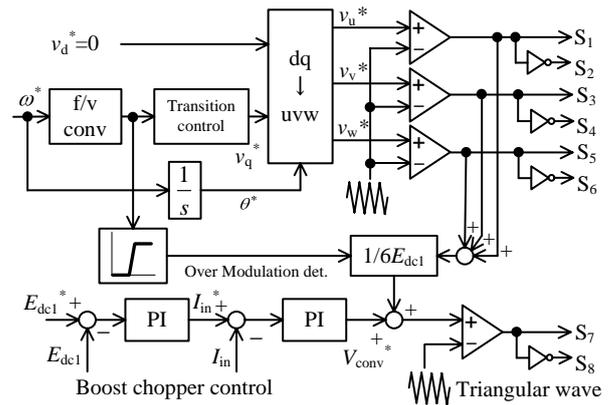


図5 制御ブロック図

Fig.5. Control block diagrams.

表1 シミュレーションパラメータ

Table 1. Simulation parameters.

Battery voltage $V_{battery}$	48[V]
Output frequency	90[Hz]
Output power	750[W]
Boost chopper reactor L	2[mH]
Zero phase inductance	2.3[mH]
Capacitor C1	2200[μH]
Capacitor C2	5[μH]

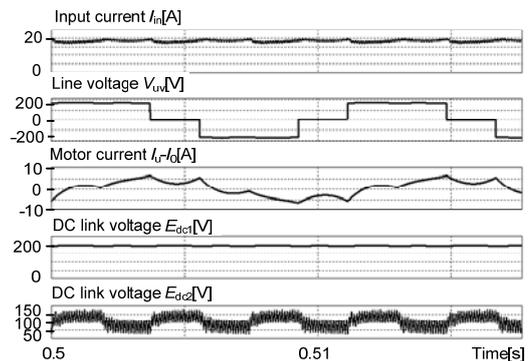


図6 シミュレーション結果

Fig.6. Simulation results.

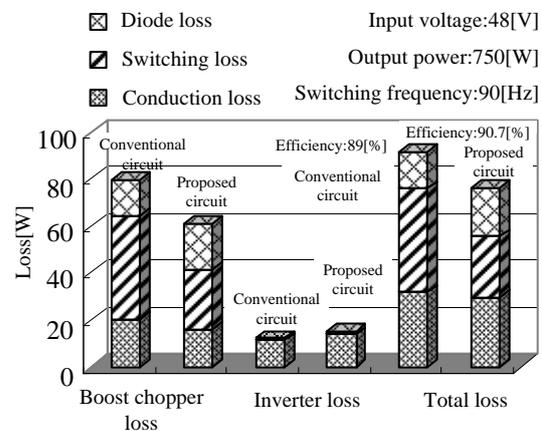


図7 シミュレーションによる損失解析

Fig.7. Loss analysis results in simulation.

インバータ直流部に 150[Ω]の抵抗を接続して負荷を模擬した。表 2 に実験パラメータを示す。

図 8 に PWM 制御時の実験結果を示す。PWM 制御では、インバータ負荷中性点に接続したコンデンサの電位 E_{dc2} は、一定の $1/2E_{dc1}$ となる。また、バッテリー電圧 65[V]を昇圧回路で約 130[V]に昇圧後、さらに誘導機のゼロ相のインダクタンスを利用してインバータが昇圧動作を行い、最終的にインバータの直流部電圧 E_{dc1} は 260[V]となる。これより、提案回路が二段階で昇圧を行っていることが確認できる。

図 9(a)に方形波駆動時においてバッテリー電流フィードフォワード補償なしの場合の実験結果を示す。フィードフォワード補償なしの場合では、インバータが方形波駆動することにより E_{dc2} が変動する影響でバッテリー電流 I_{in} が出力周波数の 3 倍で脈動している。

図 9(b)に方形波駆動時において入力電流フィードフォワード補償を用いたときの実験結果を示す。あらかじめ電流制御器の出力に E_{dc2} の変動分を加算してバッテリー電流を補償することでバッテリー電流の歪みを 1/3 以下に低減できている。しかし、 E_{dc2} は誘導機のインダクタンスと中性点に接続しているコンデンサの LC フィルタの影響を受け、LC の共振周波数の振動が重畳している。また、バッテリー電流にもこの共振の影響が若干現れている。

7. まとめ

本論文では、二段昇圧中性点利用コンバータを提案した。提案回路では、電動機の漏れインダクタンスを利用して昇圧動作を行うため、インバータにより従来回路と比較して昇圧回路に印加される電圧を 1/2 に低減できる。その結果、昇圧回路のスイッチング損失を低減でき、リアクトルも小型化できる。今回は、シミュレーションにより 750[W]永久磁石モータにおいて提案回路が従来回路と比べ、総合損失 15[%]低減、効率 1.7[%]向上できることを示した。

また、方形波駆動時は、中性点電位変動により、バッテリー電流は出力周波数の 3 倍の周波数で脈動する。そこで、フィードフォワード補償を行い、補償を行わない場合に比べ、バッテリー電流の脈動を 1/3 以下に抑制できることを実験により示した。今後は、さらなるバッテリー電流補償の検討とモータ負荷による実機検証を行う予定である。

文 献

- (1) 弦田・河村：「電気自動車用 98.5%高効率チョッパ回路」, 電学論 D, Vol.125, No.11 pp.977-987 (2005)
- (2) 片桐・伊東：「モータ中性点を利用した昇圧型 DC/AC 変換回路による PM モータ駆動」, 平成 19 年電気学会全国大会, Vol.4, pp.142-143 (2007)
- (3) 伊東・石井：「負荷中性点を用いた単相高効率コンバータによる永久電磁石同期電動機駆動」, 電学論 D, Vol.121, No.2 pp.219-224 (2001)
- (4) 大谷・伊東：「負荷中性点を用いた単相高効率コンバータの方形波駆動時における動作検証」, 半導体電力変換/リニアドライブ合同研究会, SPC-08-173, LD-08-76, pp.1-6 (2008)
- (5) 守屋・中井・稲熊・佐々木：「モータ中性点を利用した DC/DC コンバータとその制御法」, 平成 16 年電気学会全国大会, Vol.4, pp.119-120 (2004)
- (6) 五十嵐・伊東：「負荷中性点を用いた二段昇圧コンバータの基礎検証」, 平成 20 年度電気関係学会北陸支部連合大会, A-70 (2008)

表 2 実験パラメータ

Table 2. Experiment parameters.

Battery voltage $V_{battery}$	65[V]
Output frequency	50[Hz]
Output power	450[W]
Boost chopper reactor L	1.7[mH]
Zero phase inductance	1.3[mH]
Capacitor C1	1100[μH]
Capacitor C2	5.5[μH]

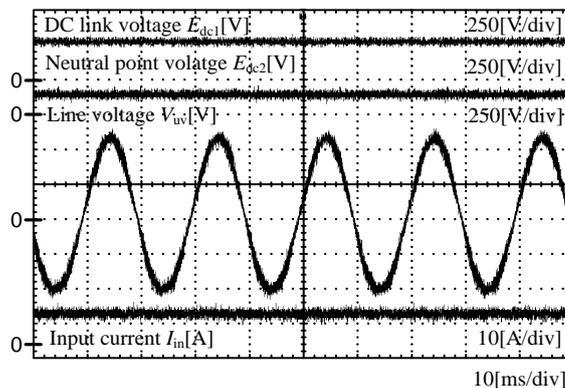
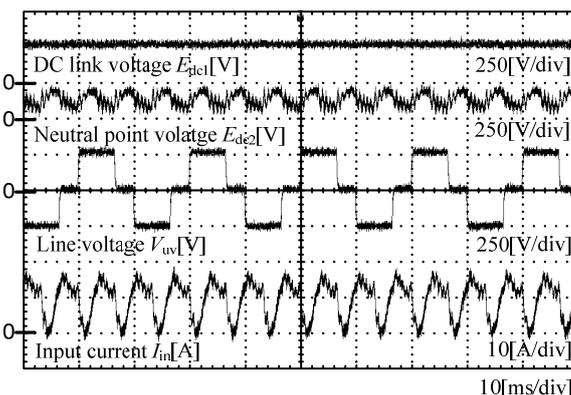


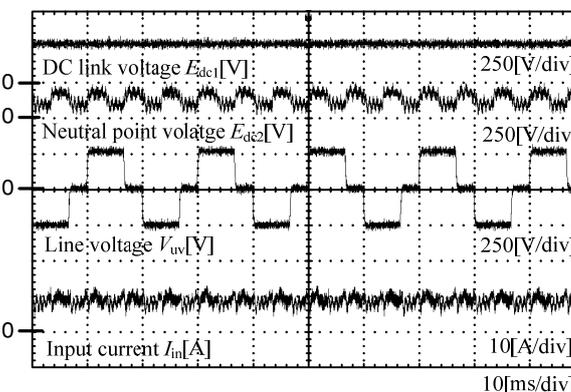
図 8 PWM 制御時の実験結果

Fig.8. Experimental results with PWM control.



(a) フィードフォワード補償なし

(a) Experimental results without feed forward compensation.



(b) フィードフォワード補償あり

(b) Experimental results with feed forward compensation.

図 9 方形波駆動時の実験波形

Fig.9. Experimental results with square wave drive.