

負荷中性点を用いた二段昇圧コンバータの動作検証と モータへの影響に関する検討

五十嵐 大介* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Investigation of a Two-stage Boost Converter using the Motor Neutral Point and Analysis of Its Effects for Motor
Daisuke Ikarashi*, Jun-ichi Itoh, (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. However the proposed circuit superimposes DC current to the phase current of the motor. So the influence of superimposed DC current is considered by 2D FEM using 1.5kW IPM motor.

キーワード：二段昇圧中性点利用コンバータ，方形波駆動，漏れインダクタンス，フィードフォワード制御
(Two-stage boost converter using a motor neutral point, Square wave drive, Leakage inductance, Feed forward control)

1. はじめに

バッテリーをインバータの電源とし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⁾。低い電圧のバッテリーを昇圧チョップを介してインバータに接続することで、出力電圧を増加させて電動機を高効率で運転できる。しかし、昇圧リアクトルが必要となり、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。また、昇圧リアクトルを小型化するにはスイッチング周波数を高くする必要があるが、損失が増加する。スイッチング周波数増加に伴う損失を低減するには共振形コンバータの適用が有効である⁽¹⁾⁽²⁾が、部品点数が増加する問題がある。

そこで、著者らはこれまで電動機の漏れ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フリー昇圧コンバータを提案した⁽³⁾⁽⁴⁾。この回路は部品点数の増加なしに出力電圧を昇圧できるが、下記の3つの問題がある。

(1)出力電圧に制限がある

バッテリーをモータの中性点に接続すると、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。

(2)方形波駆動に対応できない

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、負荷の中性点電

位は出力周波数の3倍周波数で脈動する。その結果、脈動に伴うゼロ相電流が発生し、バッテリーに出力周波数の3倍の脈動電流が流れ、バッテリーの寿命低下を引き起こす。

(3)電動機の損失が増加する

リアクトルフリー昇圧コンバータでは、電動機にバッテリー電流がゼロ相電流として流れる。そのため、同相が増加するのは自明である。一方、理想的にはゼロ相電流による磁束は発生しないため、鉄損は増加せず、トルクは発生しない。しかし、電動機の各相電流に昇圧回路の出力電流の1/3のゼロ相電流が重畳するため、電動機の損失増加や局所的な磁束密度の増加などが予想させる。この影響はこれまで詳細な検討は行われていない。

本論分では、(1),(2)の問題を解決するために電動機の負荷中性点に昇圧チョップを接続した二段昇圧中性点利用コン

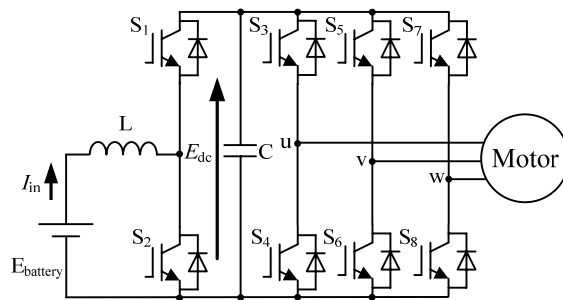


図1 昇圧チョップを用いた従来回路
Fig.1. Conventional circuit with chopper.

バータを提案する。本方式では、単に昇圧チョッパをインバータの直流部に接続する場合と比べ、リアクトルの印加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電位変動をチョッパにより補償できる。ここでは提案回路の有効性についてシミュレーションと実験結果より示す。

また、(3)に関し、二次元有限要素法磁界解析(以下、FEM)を用いて詳細な検討を行い、ゼロ相電流によって生じる鉄損やトルクリブルの影響を明らかにする。

2. 回路構成

図 1 に従来回路図を示す。この回路は昇圧チョッパと三相インバータを組み合わせた昇圧形直流三相変換回路である。電動機に高い電圧を出力するとき、バッテリーの電圧を昇圧チョッパにより昇圧する。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チョッパを接続する。詳細は 3 章にて後述するが、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 2 倍に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、昇圧回路の出力は 1/2 でよい。その結果、昇圧回路のスイッチング損失を低減でき、リアクトルに印加される電圧が 1/2 になるので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昇圧回路の出力電流の 1/3 のゼロ相電流が重畳される。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} 、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

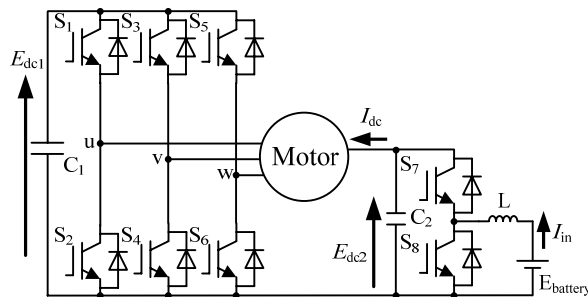


図 2 二段昇圧回路を有する提案回路
Fig.2. Proposed circuit with 2-stage chopper.

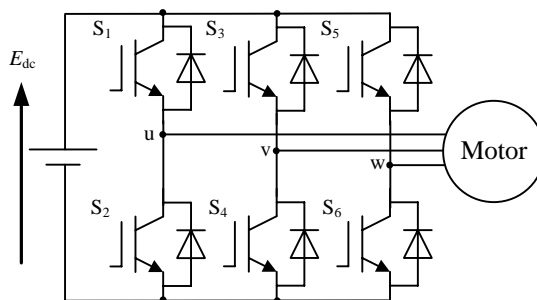


図 3 正相等価回路
Fig.3. Positive phase equivalent circuit.

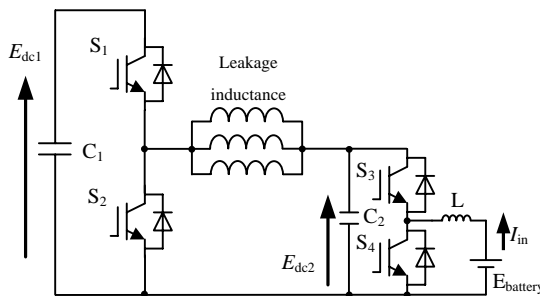


図 4 ゼロ相等価回路
Fig.4. Zero phase equivalent circuit.

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。理想的には、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パ動作を行う。

図 4 において、まず、バッテリー電圧を S_3, S_4 からなる昇圧チョッパで 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、インバータの中点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。言い換えれば、正弦波三角波比較など 1 スイッチング周期のインバータの平均中性点電位がゼロの変調方式を用いると、インバータの直流電圧は 2 倍に昇圧される。出力電圧指令の最大値とゼロ相電圧指令の和は 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} を制御できるため、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 $\pm 1/2E_{dc1}$ で変化する方形波となるので、負荷の中性点電位は $\pm 1/6E_{dc1}$ 、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ップルが生じ、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制し、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。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。

永久磁石同期電動機は、V/f 制御に安定化制御⁽⁵⁾を適用して駆動する。安定化制御は、有効電流のフィードバックゲインとハイパスフィルタからなり、有効電流 i_s を周波数指令にフィードバックすることで安定な運転を実現する。有効電流を角周波数指令にフィードバックすることから、有効電流が流れるとインバータの供給する各周波数が各周波数指令と一致しないため、制御系の固有各周波数より、遅いカットオフ周波数をもつハイパスフィルタ挿入し、定常的な速度偏差を防止している。

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

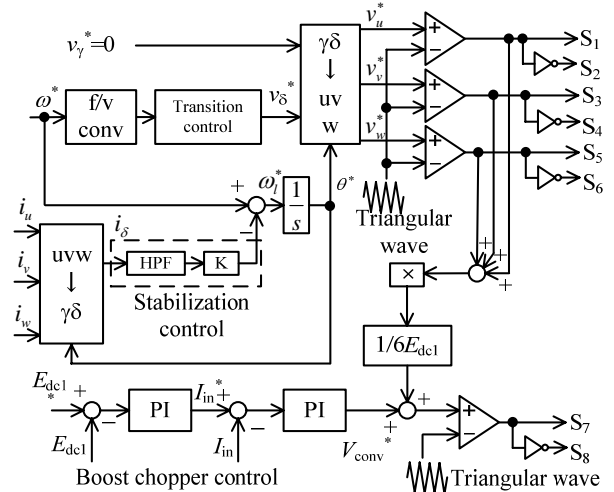


図 5 制御ブロック図

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 volatge $V_{batterv}$	48[V]
Output frequency	90[Hz]
Output power	750[W]
Boost chopper reactor L	2[mH]
Zero phase inductance	2.3[mH]
Capacitor C_1	2200[μ F]
Capacitor C_2	5[μ F]

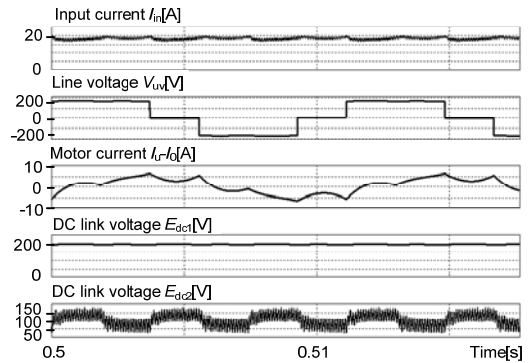


図 6 シミュレーション結果

Fig.6. Simulation results.

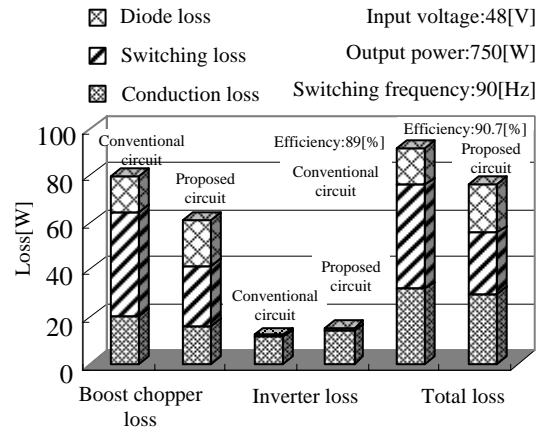


図 7 シミュレーションによる損失解析
Fig.7. Loss analysis results in simulation.

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。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。

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として等価的に表し、750[W]永久磁石同期電動機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、直流電圧の制御は昇圧回路の直流部ではなく、インバータの直流部を直接制御することで、中性点電位の変動影響を受けない。その結果、バッテリー電圧を昇圧回路とインバータの昇圧チョッパ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永久磁石同期電動機定格運転時の損失シミュレーション結果を示す。損失は、あらかじめスイッチの素子特性を取得し、データテーブルを作成し、シミュレーションのスイッチング毎に損失データを照合し積算して求めた。提案回路では、従来回路と比べ昇圧回路の昇圧電圧を $1/2$ に低減できる。このため、昇圧チョッパのスイッチング損失を低減することができる。その結果、変換器損失を15%低減、効率を1.7%向上することができる見込みを得た。

6. 実験結果

提案回路の動作検証のため、6極、750 W、定格電圧175 V、定格回転数1800 rpmの永久磁石同期電動機を用いて実験を行った。表2に実験パラメータを示す。実験は、負荷器の都合によりインバータ出力周波数90 Hz、50%トルク出力で行った。

図8にインバータ 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 $1/2 E_{dc1}$ となる。また、バッテリー電圧70 Vを昇圧チョッパで昇圧後、さらに永久磁石同期電動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} は約290 Vとなっている。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。なお、提案回路では各相電流に昇圧チョッパの出力電流の $1/3$ のゼロ相電流が重畳する。

表2 実験パラメータ

Table 2. Experiment a parameters.

Battery volatge $V_{battery}$	70[V]
Output frequency	90[Hz]
PM motor rated output	750[W]
Boost chopper reactor L	1.7[mH]
Zero phase inductance	1.9[mH]
Capacitor C_1	1100[μ F]
Capacitor C_2	5.0[μ F]

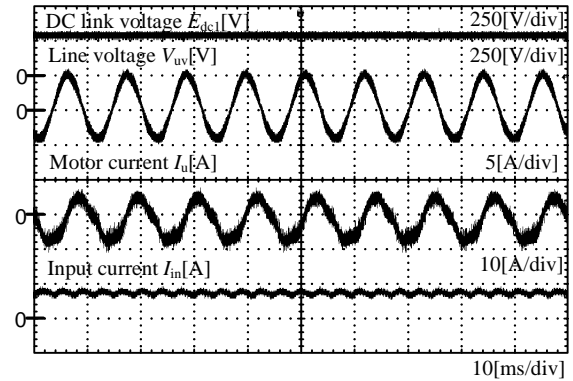
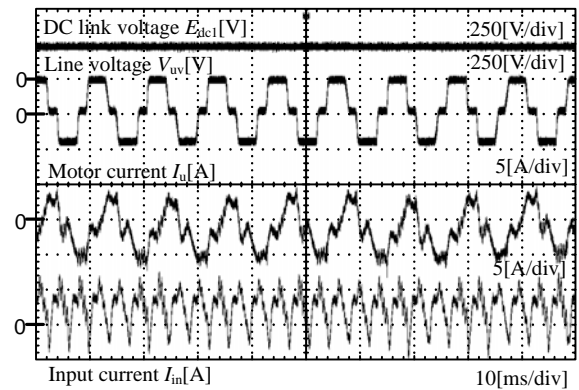
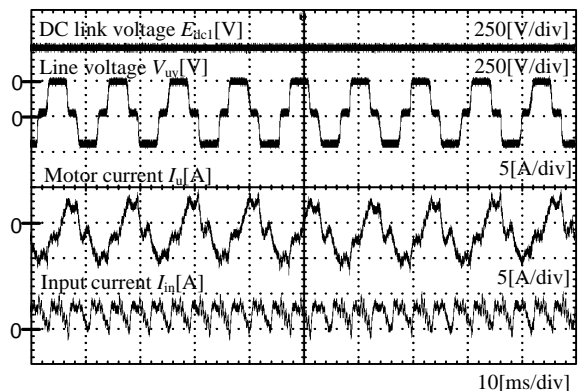


図8 PWM 制御時の実験結果

Fig.8. Experimental results with PWM control.



(a) Experimental results without feed forward compensation.



(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.

図 9(a)にインバータ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_m が出力周波数の 3 倍で脈動している。

図 9(b)にインバータ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を用いた場合の実験結果を示す。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脈動を低減できている。しかし、 E_{dc2} は永久磁石同期電動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 の共振周波数で振動する。その結果、バッテリー電流にもこの共振の影響が現れている。

図 10(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バッテリー電流の高調波解析結果を示す。フィードフォワード補償なしの場合では、出力周波数の 3 倍の 270 Hz 成分の振幅は約 2.12 A となっている。

図 10(b)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を用いた場合のバッテリー電流の高調波解析結果を示す。フィードフォワード補償を用いた場合では、出力周波数の 3 倍の 270 Hz 成分の振幅は約 0.65 A と補償なしの場合と比較して 1/3 以下に抑制できていることがわかる。

7. 磁界解析による直流電流重畳の影響の検討

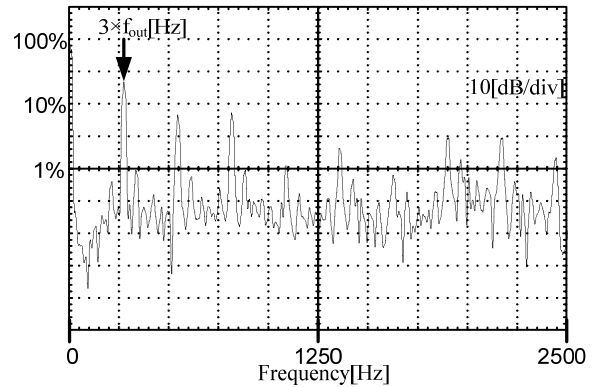
(7・1) 検討方法

提案回路では、インバータが電動機の漏れインダクタンスを利用して昇圧チョップ動作を行うため、昇圧回路の昇圧電圧を低減できる。その結果、従来回路と比較して、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。しかし、提案回路では、電動機の各相電流にそれぞれ昇圧回路の出力電流 I_{dc} の 1/3 のゼロ相電流が重畳する影響でモータの損失増加や局所的な磁束密度の増加などが予想される。このため、電動機の解析を行い、変換器と電動機を総合して評価する必要がある。

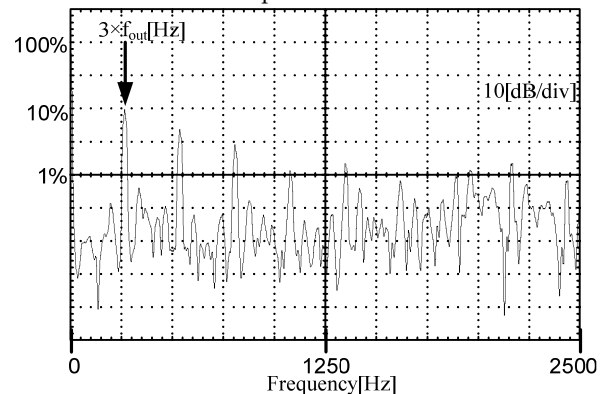
そこで、この影響について FEM を用いて検討する。ここでは、三相、6 極、1.5 kW の埋込磁石同期電動機を用いた。表 3 に埋込磁石同期電動機の仕様を示す。検討条件としては、バッテリー電圧 $E_{battery}$ を 100 V、昇圧回路の出力電流 I_{dc} を -9.42 A とした。そして、昇圧回路の出力電流の I_{dc} の 1/3 ずつを各相電流に重畳しない場合と重畳した場合とで(1)磁束密度分布、(2)電動機トルクリプル、(3)電動機損失の 3 項目について検討する。

(7・2) 解析結果

図 11 にゼロ相電流を(a)重畳しない場合と(b)重畳した場合の磁束密度分布を示す。図 11(b)に示すように、ゼロ相電流が重畳する影響でステータに固定磁極ができる。このため、スロット間で磁束密度の増減が発生する。しかし、図 11 に示すように、今回の解析で用いた電動機では、その影響は無視できる程度であり、最大磁束密度は(a)と(b)で 2.66[T]と変わらない。



(a) Harmonics analysis without feed forward compensation.



(b) Harmonics analysis with feed forward compensation.

図 10 入力電流高調波解析結果

Fig.10. Harmonics analysis of input current.

表 3 IPM モータパラメータ

Table 3. IPM motor parameters.

Rated voltage	180V/phase
Rated current	6.1A
Rated speed	1800rpm
Number of phases	3phase
Number of poles	6poles
Number of stator slots	36slots
Stator outer diameter	130mm
Stator inner diameter	83mm
Winding configuration	138turn,series per phase
Rotor outer diameter	82.2mm
Rotor shaft diameter	30mm

図 12 に各条件での電気角 1 周期におけるトルク波形を示す。ゼロ相電流の重畳がない場合に比べ、重畳した場合はトルクリプル率が 10%程度増加している。ゼロ相電流重畳によるトルクリプル増加の要因としては、電動機の逆起電力波形に含まれる 3 次高調波成分や空間高調波がある。ゼロ相電流により、逆起電力の歪みに起因するトルク脈動が このため、提案回路には正弦波着磁の電動機を使用することが望ましい。

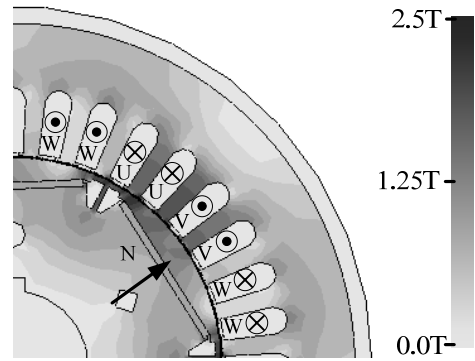
図 13 に電動機の損失解析結果を示す。ゼロ相電流が重畳するため銅損が約 25%増加している。一方、鉄損の増加はほとんど見られず、無視できる程度である。ただし、今回の解析では、電流は正弦波電流としているため PWM による

キャリア高調波は考慮していない。

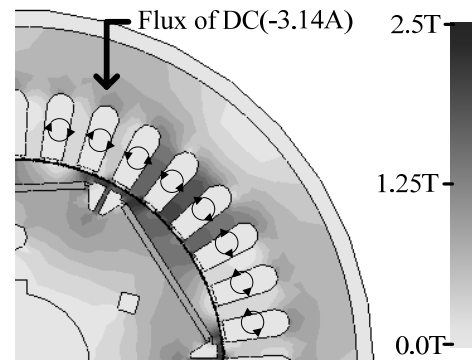
8. まとめ

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の昇圧電圧を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と比較し、バッテリー電流の出力周波数の3倍の270 Hz成分の振幅を1/3以下に抑制できることを実験により示した。また、提案回路では電動機の相電流に直流電流が重畳するため電動機の解析が必要であった。そこで、FEMによる解析で直流電流重畳が電動機に与える影響を1.5 kWの埋込磁石同期電動機を用いて検討した。その結果、電動機の相電流に直流電流を重畳することでトルクリプルが10%程度、銅損が約25%に増加した。しかし、磁束密度の増加と鉄損については無視できる程度であった。今後は、直流電流重畳の影響について実機における検証を行う予定である。



(a) Without DC.



(b) With DC.

図11 磁束密度分布

Fig.11. Magnetic flux density distribution.

文 献

- (1) Y. Tsuruta and A.Kawamura: "Proposal of 98.5% High Efficiency Chopper Circuit QRAS for the Electric Vehicle and the Verification", Trans.IEEJ, Vol.125, No.11 pp.977-987 (2005)
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-D, No.11 pp.977-987 (2005)
- (2) M. Yamamoto, S. Sato, E. Hiraki, and M. Nakaoka "New Space Vector Modulated 3-Level 3-Phase Voltage-Source Soft-Switching Inverter with Two Active Resonant DC Link Snubbers", IEEJ Trans., Vol.123-D, No.12, pp.1397-1405 (2003)
山本真義・佐藤伸二・平木英治・中岡睦雄: 「新電圧ベクトル変調パルスパターン制御3レベル三相電圧形ソフトスイッチングインバータ」, 電学論D, Vol.123, No.12, pp.1397-1405 (2003)
- (3) T. Katagiri and J.Itoh: "PM motor driving with a boost type DC/AC conversion circuit using motor neutral point", Annual meeting of IEEJ, pp.142-143(2007)
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)
- (4) J.Itoh and S.Ishii "A Novel Single-phase High Power Factor Converter with Load Neutral Point Applied to PM Motor Drive", Trans.IEEJ, Vol.121-D, No.2 pp.219-224 (2001)
伊東・石井: 「負荷中性点を用いた単相高力率コンバータによる永久磁石同期電動機駆動」, 電学論D, Vol.121, No.2 pp.219-224 (2001)
- (5) J.Itoh, J.Toiyosaki and H.Ohsawa "High performance V/f control method for PM Motor", Trans.IEEJ, Vol.122-D, No.3 No.2 pp.253-259 (2002)
伊東・豊崎・大沢: 「永久磁石同期電動機のV/f制御の高性能化」, 電学論D, Vol.122, No.3 pp.253-259 (2002)
- (6) D.ikarashi and J.Itoh "Investigation of Two-Stage Boost Converter Using a Motor Neutral Point for Square Wave Drive", JIAS,1-52(2009)
五十嵐・伊東: 「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」, 平成21年度電気学会産業応用部門大会, 1-52(2009)

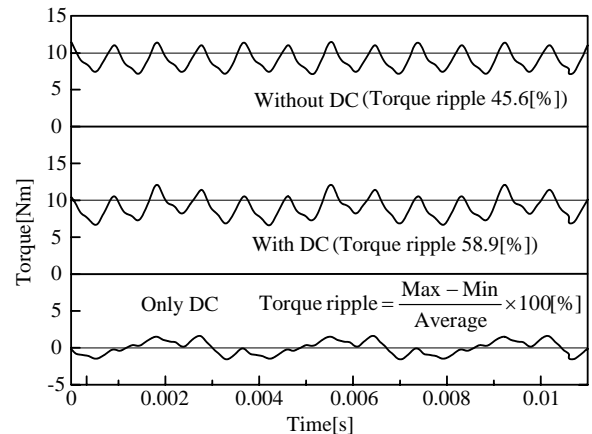


図12 トルクシミュレーション結果

Fig.12. Torque waveforms in simulation.

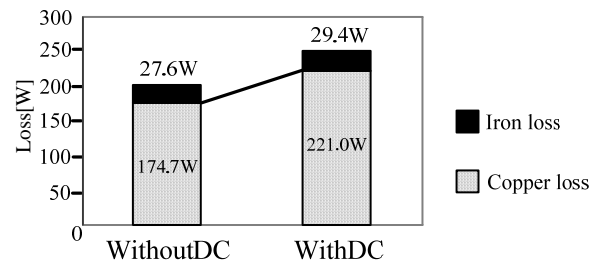


図13 IPMモータの損失解析

Fig.13. IPM motor loss analysis in simulation.