

負荷中性点を用いた二段昇圧コンバータの損失評価

学生員 五十嵐 大介 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Loss Evaluation of a Two-stage Boost Converter using the Neutral Point of a Motor

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

This paper evaluates the power loss of the proposed converter which consists of a small boost chopper and a three-phase inverter. The chopper circuit is connected to the neutral point of the motor instead of DC link part. Then, the proposed converter uses the leakage inductance of a motor instead of an ordinary boost-up reactor as a passive boost up component. However, the DC input current is imposed to the phase current of the motor in the proposed circuit. Thus the proposed circuit is difficult to separate the motor part and the inverter part power loss. A measurement method of a power loss in each part of the proposed circuit is established and demonstrated in test circuit. The efficiency of the boost converter stage of the proposed circuit is increased by 1.7% in compared to the conventional circuit.

キーワード：二段昇圧コンバータ，モータ中性点，漏れインダクタンス，損失解析

Keywords : Two-stage boost converter, Motor neutral point, Leakage inductance, Loss analysis

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⁾。低電圧のバッテリーを昇圧回路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運転できる。しかし、昇圧回路の昇圧リアクトルが装置の大形化、高コスト化の一因となる。

そこで、著者らはモータ中性点に昇圧回路を接続した二段昇圧コンバータ⁽²⁾を提案した。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、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形化でき装置の小形化、軽量化が期待できる。

提案回路では、モータの各相電流に昇圧回路の出力電流の1/3ずつのゼロ相電流が重畳する。そのため、昇圧回路の出力電力と三相3線式で測定するインバータ回路の出力電力の差からインバータ回路の損失を求めることができず、変換器部とモータ部の損失分離ができない。そこで、本論文では提案回路におけるインバータ回路の損失測定法を示すとともに、シミュレーションと実験により提案回路の損失評価を行い、損失分布を明らかにする。

2. 回路構成

図1に従来回路図を示す。従来回路は昇圧チョップ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回路により昇圧する。従来回路は、昇圧回路の昇圧リアクトルが装置の大形化の一因となっている。

図2に提案回路図を示す。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形化できる。

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。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する。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。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。

4. 制御方式

〈4・1〉 出力電圧制御

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。永久磁石同期電動機は、V/f制御に安定化制御⁽³⁾を適用して駆動する。

〈4・2〉 昇圧回路制御

昇圧回路の制御は、直流リンク電圧 E_{dc1} とバッテリー電流 I_{in} をPI制御器により一定に制御する。一方、提案回路においてインバータを方形波駆動すると、電動機の中性点電位は、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。

5. 損失測定法

図6に提案回路のパワーフローを示す。提案回路ではモータ中性点に昇圧回路を接続しているため、昇圧回路の出力電流がモータを経由してインバータに流入する。そのため、モータの各相電流に重畳する昇圧回路の出力電流の1/3のゼロ相電流による銅損が発生する。これにより、昇圧回路の出力電力と三相3線式で測定するインバータの出力電力の差からインバータ損失を求めることができず、変換器部とモータ部の損失分離ができない。そこで、提案回路を三相4線式のシステムと考え、損失を測定する方法を検討する。

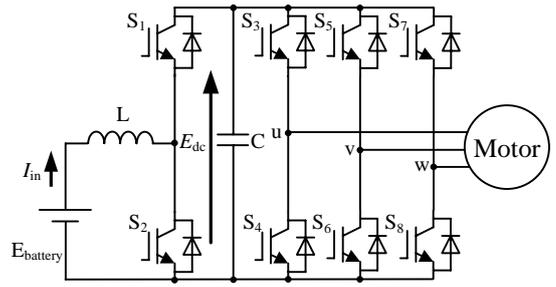


図1 従来回路図

Fig. 1. Conventional circuit diagram.

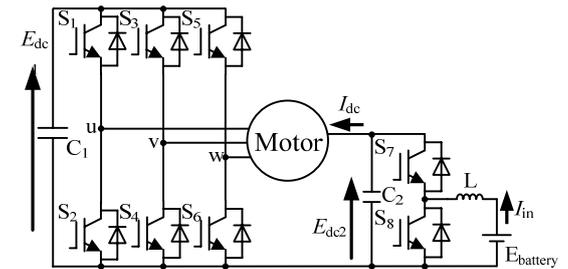


図2 提案回路図

Fig. 2. Proposed circuit diagram.

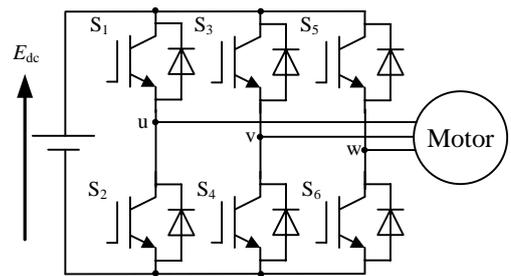


図3 正相分等価回路

Fig. 3. Positive phase sequence equivalent circuit.

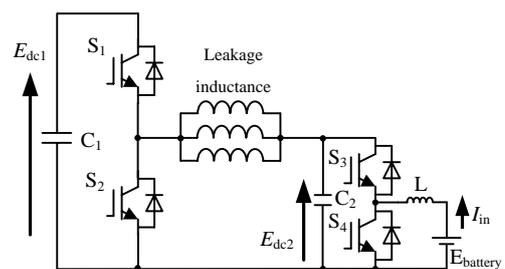


図4 ゼロ相分等価回路

Fig. 4. Zero phase sequence equivalent circuit.

図7に提案回路のインバータ部の損失測定法を示す。提案回路において、中性点基準の各相電圧と各相電流からインバータ出力電力を求めると、正相、逆相分にゼロ相分を加えた電力が得られる。この三相4線式で測定するインバータ出力電力から昇圧回路の出力電力を差し引くことで、インバータ損失のみを求めることができる。具体的には、図7に示すように、パワーメータにて各相電流と接地点を基準とした各相電圧の瞬時値の積より、インバータ損失を

測定する。各相の正相、逆相瞬時電圧を v_u, v_v, v_w , 正相、逆相瞬時電流を I_u, I_v, I_w , 昇圧回路の出力電流を I_{dc} , ゼロ相電流によるモータ巻線抵抗での電圧降下を v_{R1}, v_{R2}, v_{R3} とすれば, 提案回路のインバータ損失は(3)式で表される。

$$P_{invloss} = v_1 i_1 + v_2 i_2 + v_3 i_3$$

$$= e_{dc2} i_{dc} - (v_u i_u + v_v i_v + v_w i_w) - \frac{i_{dc}}{3} (v_{R1} + v_{R2} + v_{R3})$$

.....(3)

(3)式より, 図 7 の測定方式では, 昇圧回路の出力電力から正相, 逆相分によるインバータ出力電力とゼロ相分による電力を除いたインバータ損失のみが測定できることがわかる。

6. 実験結果

表 1 に, 実験パラメータを示す。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。

図 8 に提案回路 PWM 制御時の実験結果を示す。バッテリー電圧 70V を昇圧回路により, 中性点電位 E_{dc2} に昇圧後, さらにモータの漏れインダクタンスを利用したインバータの昇圧動作により, 最終的に直流リンク電圧 E_{dc1} は約 290V で一定に制御されている。これより, 提案回路の二段昇圧動作が確認できる。なお, 提案回路ではモータ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。

図 9 に提案回路方形波駆動時の実験結果を示す。方形波駆動時は, 中性点電位が出力周波数の 3 倍で変動するため, バッテリー電流にも出力周波数の 3 倍の脈動が発生する。しかし, 昇圧回路により中性点電位変動の影響をフィードフォワードで補償することにより, 出力周波数の 3 倍の成分を直流成分の 4% 以下に抑制できている。

図 10 に実験とシミュレーションにおける電動機軸出力に対する提案回路と従来回路の PWM 制御時の損失解析結果を示す。提案回路の損失測定には, 図 7 で示した提案回路のインバータ損失測定法を用いた。シミュレーションでは, PSIM(Powersim Inc.)により, 回路シミュレーションを行い, Dynamic Link Library(DLL)を用いたプログラムにより損失解析を行った⁽⁴⁾。これは, スイッチの両端の電圧, 電流を DLL ブロックに取り込み, スイッチング損失と導通損失をシミュレーション刻み毎に計算し, 積算することで損失を計算する。提案回路と従来回路の昇圧回路とインバータ回路には 600V, 50A の IGBT(2MBI50N-060)を使用し, 損失計算にはデータシートに記載されている特性を用いた。提案回路の実験結果とシミュレーション結果を比較すると, 軽負荷時の誤差が大きいことがわかる。これは, 軽負荷時にはゼロ相電流が小さいため三相 4 線式で測定するインバータ出力電力に含まれるゼロ相分の電力の測定誤差が大きいためであり, 今後の検討が必要である。定格出力時は, 提案回路において誤差率 15%程度と概ね, 実験結果とシミュレーションが一致している。

提案回路と従来回路の損失を比較すると提案回路では,

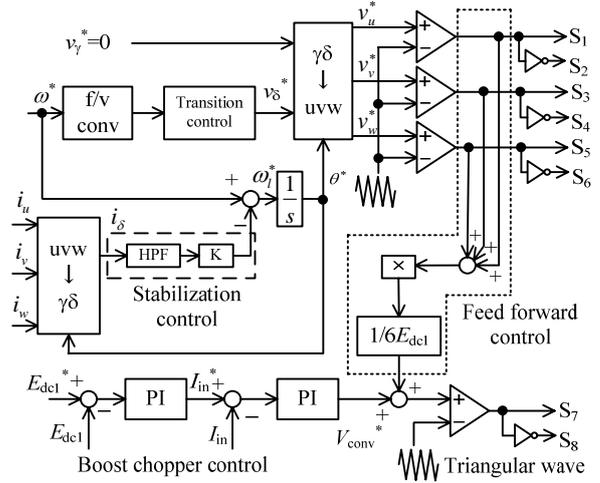


図 5 制御ブロック図

Fig. 5. Control block diagrams.

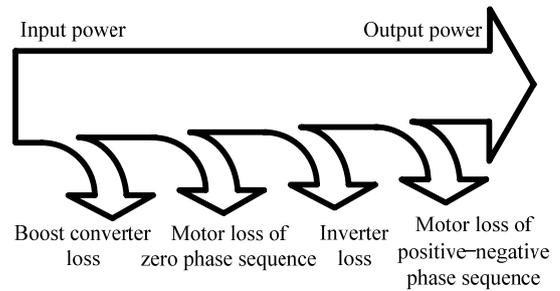


図 6 提案回路のパワーフロー

Fig. 6. Power flow of the proposed circuit.

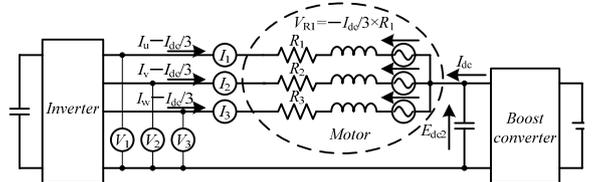


図 7 提案回路のインバータ損失測定法

Fig. 7. Method for measurement of the inverter losses in the proposed circuit.

表 1 実験パラメータ

Table 1. Experimental parameters.

Battery voltage $V_{battery}$	70[V]
Output frequency	90[Hz]
PM motor rated output	750[W]
Rated voltage	175[V]
Rated current	3.3[A]
Rated speed	1800[rpm]
Number of poles	6poles
Switching frequency	10[kHz]
Boost chopper reactor L	1.7[mH]
Zero phase inductance	1.9[mH]
Capacitor C_1	1100[μF]
Capacitor C_2	5.0[μF]

まず昇圧回路の昇圧比が従来回路の 1/2 であるため, 昇圧リアクトルのインダクタンスを 1/2 にできる。そのため, 昇圧リアクトルの銅損も 1/2 になる。また, 昇圧回路のスイッチング損失も 1/2 にでき, 昇圧回路の効率を約 1.7% 向上した。

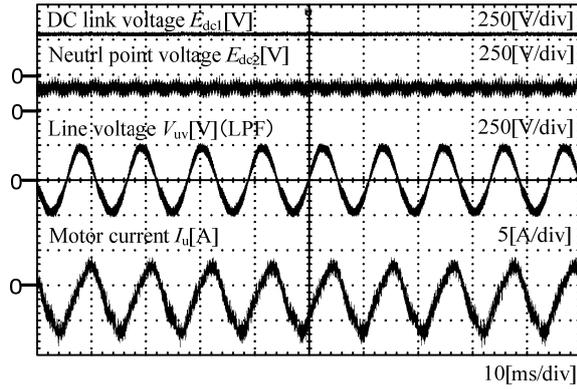


図8 PWM制御時の実験結果
Fig. 8. Experimental result with PWM control.

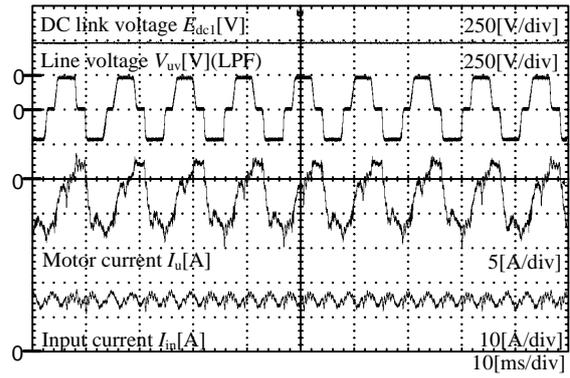


図9 方形波駆動時の実験結果
Fig. 9. Experimental result with six-step operation.

しかし、インバータ回路においてゼロ相電流による損失が発生するため、インバータ回路の効率は約 0.6%悪化した。変換器全体としては、従来回路と比較し、提案回路では定格出力時において約 10%損失を低減した。

図 11 に 90Hz、100%トルク出力、PWM 制御時における提案システムの損失分離結果を示す。変換器では、昇圧リアクトルによる損失が 10.5%ともっとも多く、変換器の効率向上のためには昇圧リアクトルの損失低減が課題となる。また、昇圧回路には従来回路の 1/2 の耐圧の素子が使えらるため、素子の最適化によりさらなる効率の向上が期待できる。

しかし、提案回路ではモータ各相電流に重畳するゼロ電流によるモータ銅損が発生するためモータ損失が約 20%増加する。この銅損による総合効率の低下は、約 3%である。従って、提案回路を使用する際にはモータの専門設計を必要とする。

7. まとめ

本論文では、小形、軽量の昇圧形直流三相変換回路の実現を目的として、モータ中性点に昇圧回路を接続することで、モータ漏れインダクタンスを利用してインバータ回路でも昇圧動作を可能とした二段昇圧コンバータを提案した。そして、その基本動作を確認し、損失解析によって提案回路の損失評価を行った。その結果、提案回路では従来回路と比較し、昇圧回路の効率を約 1.7%向上できることを示した。また、提案回路ではモータ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が三相 4 線式で測定することでインバータ回路の損失を測定でき、各部の損失評価が可能になる。今後は、この損失解析結果にもとづき提案回路の変換器とモータの最適化を行う予定である。

文 献

- (1) 弦田・河村：「電気自動車用 98.5%高効率チョップ回路」, 電学論 D, Vol.125-D, No.11 pp.977-987 (2005)
- (2) 五十嵐・伊東：「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」, 平成 21 年度半導体電力変換/産業電力電気応用合同研究会, SPC-09-154, IEA-09-024, pp.31-36(2009)
- (3) 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」,

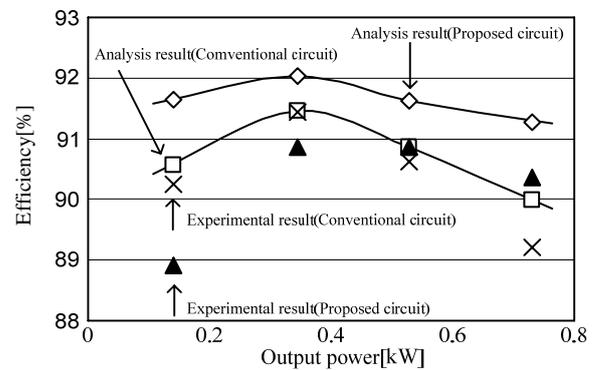


図 10 提案回路の損失解析結果
Fig. 10. Loss analysis results in proposed circuit.

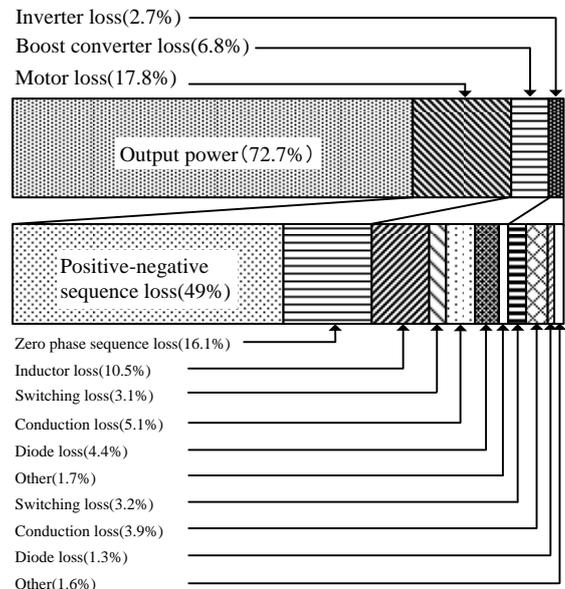


図 11 提案システムの損失分離
Fig. 11. Separation of system losses.

- (4) J.Ito, T.Iida, and A.Odaka, "Realization of High Efficiency AC Link Converter System Based on AC/AC Direct Conversion Techniques with RB-IGBT," IEEE Industrial Electronics Conf., Paris, pp.1703-1708(2006)