

差分電圧制御による昇降圧形 DC/DC コンバータの構成と制御法

藤井 崇史* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Circuit Configuration and Control Method of a Difference Voltage Control for Non-Isolated Buck-Boost DC/DC Converter Circuits

Takashi Fujii*, student member, Jun-ichi Itoh, member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a novel concept for non-isolated buck-boost DC/DC converter and control method. The proposed concept using series connection converter regulates only difference voltage from input to reference. As a result, the power converter capacity can be decreased by the proposed concept. Moreover, the advantages of the proposed circuit are improvement efficiency and decreasing.

The fundamental operation, the control method, and the design method of the proposed circuit are described in this paper. In addition, the valid of the proposed circuit are confirmed with simulations and experiments.

キーワード: DC/DC コンバータ, 非絶縁昇降圧形コンバータ, 差分電圧制御, 直列電圧補償, フライバックコンバータ, 極性反転チョップパ

(Keywords, DC/DC converter, Non-isolated buck-boost converter, Difference voltage control, Series voltage compensation, Flyback converter, Inverting converter)

1. はじめに

近年, 携帯機器の普及で, バッテリーを用いた機器が普及している。バッテリーより機器に電力を供給するシステムでは, 入力電圧変動が大きいため, 非絶縁昇降圧型 DC/DC コンバータが用いられる。特に近年は, 電力消費の大きい割に, バッテリー電圧が低い機器が多くなってきている。このような低電圧大電流の機器では, DC/DC コンバータの損失が増加し, 機器の動作時間への影響や, 発熱が問題となる。

バッテリーの放電特性を考慮すると, バッテリーの出力電圧は公称電圧とほぼ等しい時間が大部分を占める。バッテリー公称電圧と機器の入力電圧が近い場合, DC/DC コンバータで変換する電位差は小さい。しかし, 従来の DC/DC コンバータのエネギーフローは, 全エネギーがコンバータを経由する⁽¹⁻⁷⁾。このため, 変換する電位差に係わらず, 全容量の電力変換器が必要となる。さらに, 全電力が変換器を経由して負荷に供給されるため, 変換器での損失が大きくなる。特に従来方式の非絶縁昇降圧型 DC/DC コンバータは, リアクトルやキャパシタに全エネギーを一旦蓄積する極性反転チョップパ回路や, 昇圧チョップパと降圧チョップパを組み合わせた昇降圧チョップパ回路が有力であるが, これらの方式ではエネギー蓄積効率や, 各回路の導通損失の増加など, 効率の低下が懸念される。

加えて, 従来の昇降圧チョップパ回路の制御方法は, 入力電圧と出力電圧に近い領域で, 回路中の全てのスイッチをスイッチングするため, この領域で効率が悪化する問題がある。特に動作時間の大部分を占めるバッテリー電圧と機器の入力電圧が近い状態において, DC/DC コンバータの損失が増加する問題がある⁽⁸⁾。

本論文では, 入力電圧と目標出力電圧の差分の電圧のみを変換する回路構成の DC/DC コンバータを提案し, 基本動作の確認を行う⁽⁹⁾。提案した方式は従来のチョップパ回路の応用で容易に構成できる。本方式では, 出力電力に対して変換器容量を小さくでき, 結果として損失の低下を実現できる。特にバッテリーの電圧が機器の電圧に近く, 変換する電位差が小さい場合, 変換電力が小さく有用である。ここでは提案方式の一具体的回路構成を提案する。さらに, 降圧及び昇圧時の提案手法の動作を検討し, 設計方針を明らかにする。また, 提案回路の制御手法について検討し, シミュレーションにより動作を確認する。特に, 昇圧と降圧動作の切替え部付近では, ダイオード順方向電圧の非線形性やデットタイムの影響により出力電圧がゼロに停滞する問題がある。この問題を解決する手法を提案し, シミュレーションにより有用性を確認する。最後に実験を行って, 提案回路の基本動作を確認し, 提案回路と従来回路の効率比較を行う。その結果, 良好な動作を確認し, 所望の結果が得られたので報告する。

2. 原理

〈2・1〉 直列補償方式

図 1(a)に、従来の昇降圧チョップ回路のエネルギーフロー図を示す。従来回路では図 1(a)のように全エネルギーをコンバータ経由で電源から負荷に供給する。このため、変換する電位差にかかわらず全容量のコンバータが必要となり、DC/DC コンバータでの損失が大きくなる。このとき、入力電力を P_{in} 、コンバータの効率を η_c とすれば、負荷電力 P_{out} は(1)式にて表される。

$$P_{out} = P_{in} \cdot \eta_c \dots\dots\dots (1)$$

図 1(b)に本論文で示す直列補償方式コンバータの概念を示す。コンバータを経由する電力が小さくなれば、コンバータ損失が全容量に対する割合が小さくなるため、効率の向上が期待できる。また、変換する電力が小さくなれば、変換器を小型化することができる。このとき、負荷電力は、電源から負荷に直接伝達される成分 P_1 と、コンバータを経由する成分 $P_2 \eta_c$ に分けられる。このときコンバータから出力するのは、入力電圧と目標負荷電圧の差分電圧分の電力のみである。ここで、直接伝達成分の損失は無視すれば、負荷電力は、 $P_1 + P_2 \eta_c$ で表され、電源から負荷への効率は(2)式で表される。(2)式より、(3)式のコンバータ効率を満足できれば、提案方式により効率向上が期待できる。

$$\eta_t = \frac{P_1 + P_2 \cdot \eta_c}{P_1 + P_2} \dots\dots\dots (2)$$

$$\eta_c > \frac{P_1 + P_2}{P_2} \eta_t - \frac{P_1}{P_2} \dots\dots\dots (3)$$

図 2(a)に図 1(a)の従来回路の概念図を変換回路の構成で表す。負荷電圧 V_{out} はコンバータ出力電圧と等しく、コンバータへの入力電圧は常に入力電圧が印加される。

図 2(b)に提案する変換方式の概念図を示す。図 1(b)のエネルギーモデルは、コンバータ出力 V_{conv} を電源に直列接続することにより、実現できる。以下、提案回路において直列に接続されたコンバータを直列コンバータと呼ぶ。直列コンバータでは、電源電圧 V_{in} と目標負荷電圧 V_{out} の差分を V_{conv} として出力し、電源電圧に加えて出力する。ただし、直列に接続されたコンバータは直流電源と基準電位が異なるため、注意が必要である。このとき、負荷に供給する電圧は(4)式で表される。直列コンバータが正負電圧を出力できれば、昇降圧動作を実現できる。

$$V_{out} = V_{in} \pm V_{conv} \dots\dots\dots (4)$$

図 3 に、直列コンバータの効率を一定とした場合の(2)式を元にした全体効率の計算結果を示す。出力電力のうち、直列コンバータから出力する電力の割合が小さい領域では、直列コンバータの効率が低くても全体効率は高くなる。

〈2・2〉 回路例

図 2(b)の構成を実現する具体的回路例を示す。ここでは、

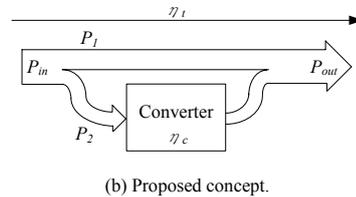
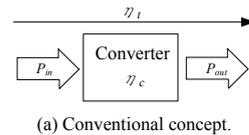


図 1 エネルギーフロー図

Fig. 1. Energy flow diagrams.

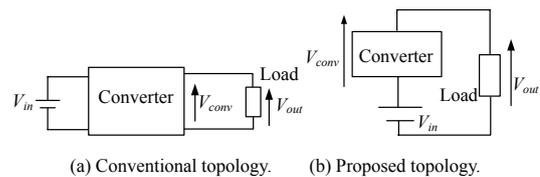


図 2 回路構成

Fig. 2. Construction of conventional and proposed circuit.

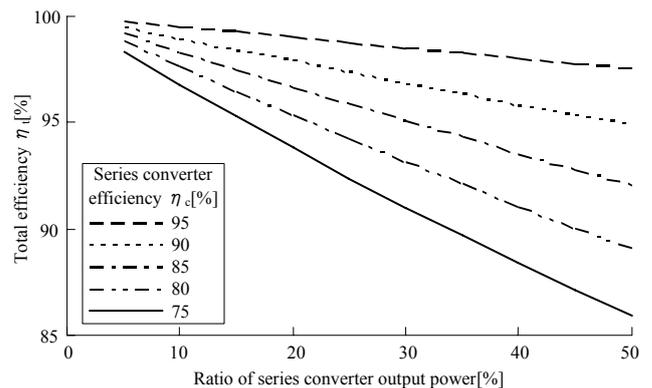


図 3 出力電力と直列コンバータ電力及び効率の関係

Fig. 3. Relation between output voltage and efficiency of the proposed series converter.

直列コンバータで差分電圧を発生し、H ブリッジで正負電圧の切り替えを行い、負荷に対し直列に補償する方式の回路を提案する。

2.2.1. 提案回路 1 フライバックコンバータ

図 4 に、直列コンバータにフライバックコンバータを用いた回路を示す。提案回路ではコンバータ出力を電源に直列接続する構成となるので、直列コンバータを電源から絶縁すると回路構成を単純化できる。フライバックコンバータは絶縁型コンバータの中では構成が簡単であり、小容量の DC/DC コンバータによく利用されている。H ブリッジは昇降圧動作を実現するために、昇圧動作では、正の電圧を、降圧動作では負の電圧を V_{conv} へ出力する。

図 5 に、図 4 の回路のシミュレーション結果を示す。提案回路はフライバックコンバータの出力を電源に接続する

回路構成であるが、トランスの電流はフライバックコンバータ単体と変わらず、電圧の直列補償が可能であることが確認できる。

2.2.2. 提案回路2 極性反転チョップ

図6に、直列コンバータとして極性反転チョップを用いた回路を示す。極性反転チョップ自体はスイッチ2個で構成できるが、提案方式において直列コンバータとして接続すると、電源短絡経路が構成される。このため、 S_{c2} 、 S_{c4} を接続し、短絡経路形成を防止する。

図7に、図6の回路のシミュレーション結果を示す。図4の回路ではトランスを用いて絶縁していたが、図6の回路では絶縁していない。しかし、 S_{c2} 、 S_{c4} により短絡を防止でき、リアクトル電流も極性反転チョップ単体と変わらず、電圧の直列補償が可能であることが確認できる。

3. 提案回路の設計

図4、図6の提案回路は、昇圧時と降圧時で直列コンバータのエネルギーフローの方向が逆となる。このため、昇圧時、降圧時を個別に設計し、両方を満たせるパラメータを採用する。今回提案する二方式の回路は、同様の設計方針となるので、図6の極性反転チョップを用いた回路の設計方法について述べる。ここでは、表1の条件で、⁽¹⁰⁾を元に設計を行う。

1) 昇圧時

昇圧時に最もリアクトル L_c に蓄積されるエネルギーが大きくなるのは最小入力電圧のときである。最小入力電圧 6[V] から、出力電圧 12[V] に変換するため、コンバータで発生する差分電圧は 6[V] となる。このとき、直列コンバータの入力電圧は 6[V]、出力電圧は 6[V] となる。デューティ比 D は、オン時間を t_{on} 、オフ時間を t_{off} とすると、極性反転チョップの変換比の式より(5)式で表される。

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{(V_{in} - V_{conv})}{V_{in} + (V_{in} - V_{conv})} = 0.5 \dots\dots\dots (5)$$

このとき、リアクトルの蓄積電力 P_L は(6)式となる。ただし、 i_{lp} はリアクトル電流のピーク値、 f_{sw} はスイッチング周波数である。

$$P_L = \frac{1}{2} L_c i_{lp}^2 f_{sw} = \frac{V_{in}^2 t_{on}^2 f_{sw}}{2L_c} \dots\dots\dots (6)$$

(7)式に、コンバータ出力電力を示す。リアクトルに蓄積されるエネルギーに応じてコンバータ出力電力は制御できる。ただし I_{out} は最大出力電流である。

$$P_{conv} = V_{conv} I_{out} = \frac{V_{in}^2 t_{on}^2 f_{sw}}{2L_c} \dots\dots\dots (7)$$

(7)式より、コンバータ出力電力を発生するのに必要なリアクトルが(8)式で求められる。

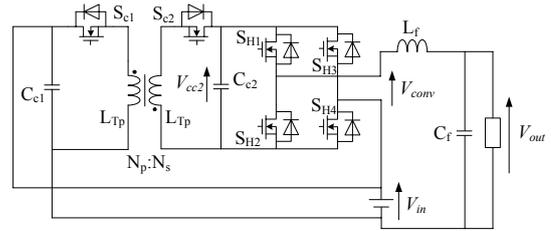


図4 提案回路1 フライバックコンバータ使用
Fig. 4. Proposed circuit 1 (Flyback converter).

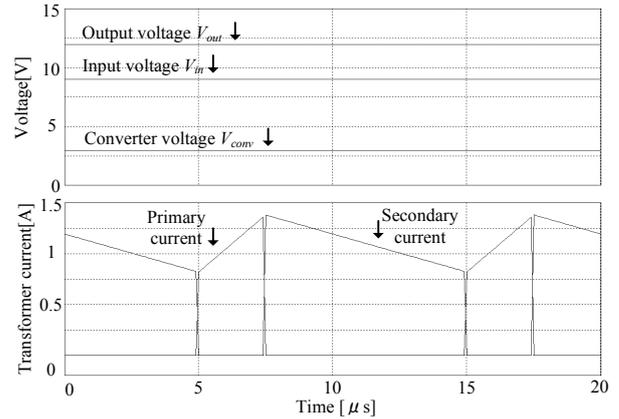


図5 提案回路1のシミュレーション結果
Fig. 5. Simulation results of the proposed circuit 1.

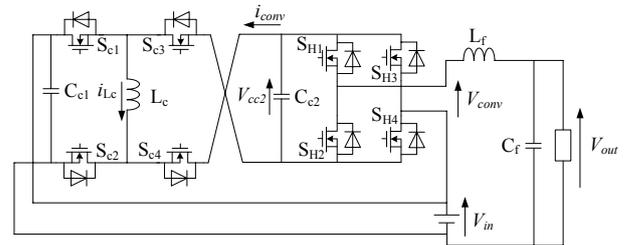


図6 提案回路2 極性反転チョップ使用
Fig. 6. Proposed circuit 2(Inverting converter).

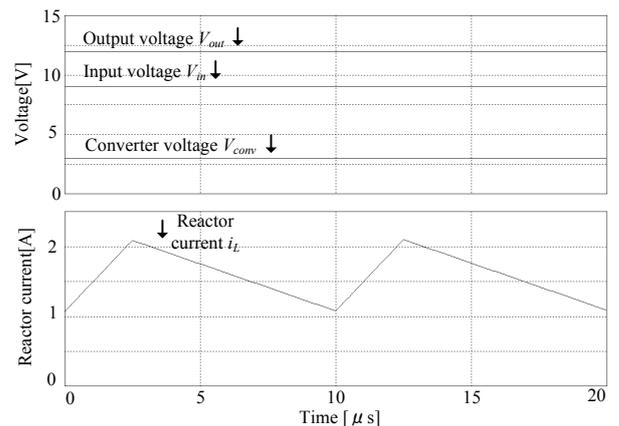


図7 提案回路2のシミュレーション結果
Fig. 7. Simulation results of the proposed circuit 2.

$$L_c = \frac{V_{in}^2 t_{on}^2 f_{sw}}{2V_{conv} I_{out}} = 9[\mu H] \dots\dots\dots (8)$$

2) 降圧時

降圧時にもっとリアクトルに蓄積されるエネルギーが大きいのは、最大入力電圧のときである。このとき、入力電圧が18[V]、直列コンバータ出力電圧が6[V]となる。昇圧時と同様に(8)式より必要インダクタンスを求めると、40[μH]となる。ここで用いた条件では、昇圧時より最大入力電圧が大きいため、降圧時の方が必要インダクタンスが大きくなる。このため、降圧時の値を採用する。

4. 提案回路の制御法

提案回路の昇圧および降圧動作の切替え部付近では、ダイオード順方向電圧の非線形性やデットタイムの影響により直列コンバータ出力電圧がゼロに停滞する問題がある。そこで、昇圧および降圧動作の切替え部付近でHブリッジを4象限チョッパ動作させる方法を提案する。

図8に提案回路の制御ブロックを示す。この方式では、差分電圧が大きい領域ではHブリッジはスイッチングしない。差分電圧が小さく、非線形電圧誤差の影響を受ける領域では、直列コンバータ出力電圧を一定とし、Hブリッジの4象限チョッパ動作で差分電圧を発生する。ここでは、Hブリッジのスイッチング制御の切り替え差分電圧を V_{chg} と置く。差分電圧が V_{chg} 以下の領域では直列コンバータ出力電圧を V_{chg} とし、Hブリッジで V_{conv} を制御する。Hブリッジ部をスイッチングすると、スイッチング損失の増加が懸念されるが、Hブリッジの直流電圧および出力電力が小さいため、効率への影響は小さいと考える。

図6の提案回路2において、昇圧および降圧動作の切替えのシミュレーションを行った。表2にシミュレーション条件を示す。図9に直列コンバータのPI制御のみの場合のシミュレーション波形を、図10に提案手法のシミュレーション波形を示す。図9(b)では昇圧から降圧への切替時に非線形電圧降下の影響で直列コンバータ出力がゼロに停滞している。さらに停滞中にPI制御器の操作量が増加するため、停滞後に V_{out} に大きなオーバーシュートが発生する。図9(a)の昇圧から高圧の切り替わり時にも V_{out} にひずみが生じている。図10では、 V_{cng} を1[V]とし、非線形電圧降下の影響を避けている。このため、良好な制御性能が得られる。図10では V_{out} にリップルが残っているが、これは4象限チョッパの制御をフィードフォワード制御としているためである。今後フィードバック制御を導入することにより、改善を見込める。

5. 実機検証

〈5・1〉 実験条件

本論文で提案する昇降圧形DC/DCコンバータの動作を確認するため、実験を行った。表1に実験条件を、表3に回路パラメータを示す。今回は主回路の基本動作を評価するため、昇圧および降圧切り替え制御回路は実装していない。

表1 設計仕様

Table 1. Specifications of experimental circuit.

Input voltage V_{in} [V]	6~18
Output voltage V_{out} [V]	12
Output power P_{out} [W]	5~30
Switching frequency f_{sw} [kHz]	100

表2 シミュレーション条件

Table 2. Condition of simulation.

Input voltage V_{in} [V]	10~14	On resistance of FET [mΩ]	10
Output voltage V_{out} [V]	12	Forward Voltage drop of diode [V]	1
Output power P_{out} [W]	14	L_f [μH]	22
Switching frequency f_{sw} [kHz]	100	C_f [μF]	2200
Control changeover voltage V_{cng} [V]	1	L_c [μH]	22
ACR integration time [ms]	0.375	C_{c1}, C_{c2} [μF]	2200
AVR integration time [ms]	3.75		
ACR proportional gain [pu]	0.22		
AVR proportional gain [pu]	4.03		

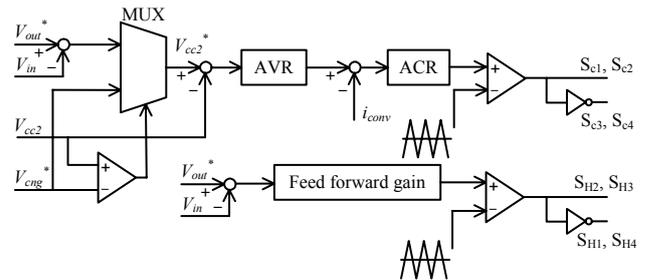
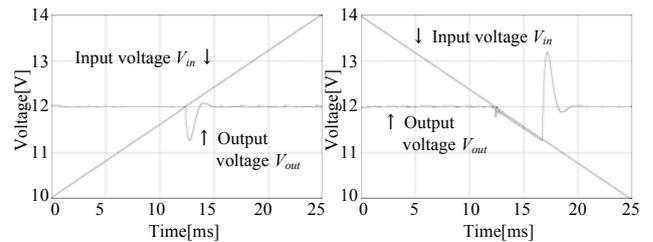


図8 提案制御ブロック

Fig.8. Proposed control diagram.

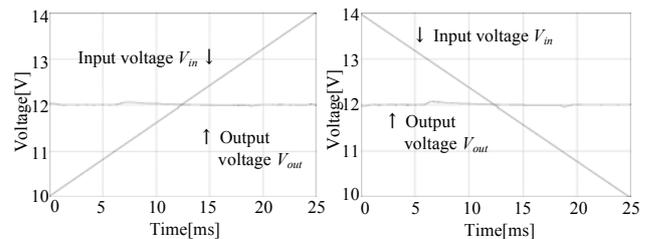


(a) Boost to step down.

(b) Step down to boost.

図9 PI制御のみの電圧波形

Fig. 9. Voltage waveforms with PI control only.



(a) Boost to step down.

(b) Step down to boost.

図10 提案手法による電圧波形

Fig. 10. Voltage waveforms with PI control and proposed method.

なお、比較のために、図 11 に示す降圧チョップと昇圧チョップを組み合わせた従来方式の昇降圧形コンバータの実験結果を示す。従来回路は一般的に、差分電圧が大きい領域では、昇圧および昇圧チョップとして FET2 個をスイッチング、差分電圧が大きい領域では全 FET をスイッチングする制御方式が取られるが、ここでは全 FET のスイッチングは行わず、昇圧および降圧チョップとしての効率を個別に測定している。

〈5・2〉 基本動作

図 12 に、提案回路 1 のフライバックコンバータ、提案回路 2 の極性反転チョップの直列コンバータ単体での効率を示す。図 12(a) で極性反転チョップは出力電力 2.2W 時に効率が 84.6% と、最高効率の 85.3% より効率が悪化している。これは、鉄損をはじめとする固定損の影響が大きいからである。また、図 12(a), (b) とともに、出力電力が大きくなると、極性反転チョップでは 85% から 82% に、フライバックコンバータでは 91% から 80% 前後に効率が悪化している。これは、出力電流が大きくなり、銅損が大きくなるからである。

図 13, 図 14 に昇圧時および降圧時それぞれのコンバータのフライバックトランス、リアクトル電流波形を示す。提案回路は、直列コンバータの出力を電源に接続する構成であり、電源短絡等の不具合が懸念される。しかし、図 13, 図 14 の電流波形は、フライバックコンバータおよび極性反転チョップ単体での電流波形と等しい波形となっており、直列コンバータとして動作可能である。電流波形は、昇圧時と降圧時で逆方向となっている。これは、昇圧時、直列コンバータから電力供給を行っており、降圧時、直列コンバータにより電力回生の動作となっているからである。

〈5・3〉 効率評価

5.3.1. 入力電圧特性

図 15 に従来回路と提案回路の効率比較を示す。ここで効率とは電力変換回路のみの効率であり、制御回路やドライブ回路の消費電力は考慮していない。図 15 において、フライバックコンバータを用いた提案回路 1、極性反転チョップを用いた提案回路 2 とともに最高効率 98% を達成した。提案回路では、昇圧領域と降圧時の差分電圧が小さい領域で従来回路より高効率となっており、最高で 98% 前後の効率が得られた。効率は従来回路より 3 ポイント改善されている。このとき、損失は約 1/3 に低減され、本方式により DC/DC コンバータの小形化に寄与できる。差分電圧が小さい領域で高効率を得られる理由は、原理で述べたように入力電圧と出力電圧が等しい領域では直列コンバータで変換する電力が小さく、直列コンバータにおける損失が小さいからである。差分電圧が小さい領域では、直列コンバータ出力電力が小さく、図 12(a) で示したように、直列コンバータ自体の効率は悪化する。しかし、直列コンバータの電力量が直送電力量にくらべ小さいので、相対的に直列コンバータの損失が小さくなり、効率は向上する。一方、差分電圧が大

表 3 回路パラメータ

Table 3. Circuit parameter.

Proposed circuit 1	L_{T1}	40 μ H	Proposed circuit 2	L_c	22 μ H	
	L_{T2}	40 μ H		C_{c1}	470 μ F	
	Np	5		C_{c2}	2200 μ F	
	Ns	5		L_f	22 μ H	
	C_{c1}	2200 μ F		C_f	220 μ F	
	C_{c2}	220 μ F		Conventional circuit	L	220 μ H
	L_f	2 μ H			C	2200 μ F
	C_f	470 μ F				

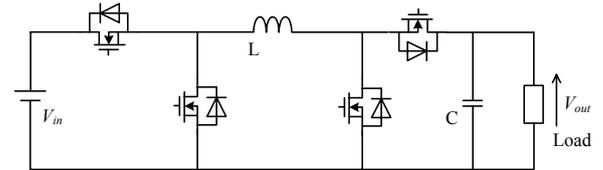


図 11 従来回路の構成

Fig. 11. Configuration of a conventional circuit.

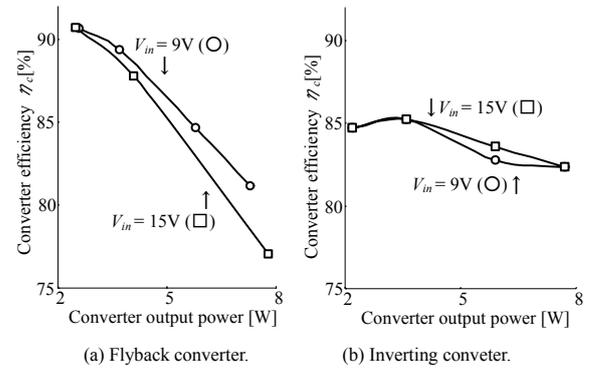


図 12 直列コンバータ単体効率 負荷特性

Fig. 12. Load characteristics of the converter efficiency η_c .

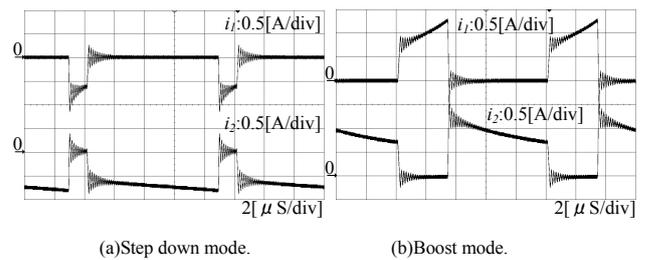


図 13 フライバックトランス電流波形

Fig. 13. Current waveforms of the flyback transformer in the proposed circuit 1.

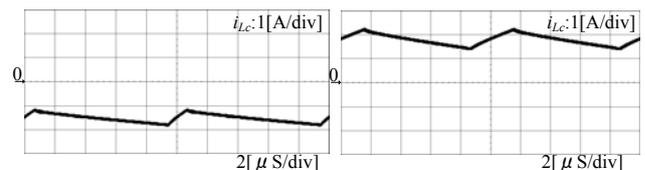


図 14 リアクトル電流波形

Fig. 14. Current waveforms of the reactor in the proposed circuit 2.

きい領域になると、直列コンバータ出力電圧が大きくなり、直列コンバータを経由して負荷に供給される電力も大きくなるため、効率が悪化する。広い入力電圧範囲にわたり、高効率を得るには、直列コンバータの高効率化が必要である。また、今回 H ブリッジ回路に使用した FET はオン抵抗が極めて小さい(10mΩ)ものを選定している。これは、直送電力の損失を小さくするためである。H ブリッジ部分はスイッチングをほとんど行わないため、低オン抵抗デバイスを選択することで効率の向上を図れる。また、図 3 の効率計算結果で示したように、直列コンバータの設計を最適化して効率改善することにより、全体効率の改善を見込める。

5.3.2. 負荷特性

図 16 に、出力電圧 12V、入力電圧が 9V、15V の時の効率の負荷特性を示す。出力電力が大きくなると、図 12 に示すとおり直列コンバータの効率が悪化するため、全体効率も低くなる。しかし負荷が変動しても、提案回路の効率は従来回路を上回る。

6. まとめ

本論文では、差分電圧制御を用いた非絶縁昇降圧形 DC/DC コンバータの概念と回路例を提案し、実機実験により提案手法の有用性を確認した。また、降圧および昇圧の動作を検討し、設計方針を明らかにした。さらに、昇圧および降圧の切り替え部の制御手法を提案し、シミュレーションにより良好な結果を得た。

実験では、提案回路の基本動作を確認し、提案回路、従来回路の効率の入力電圧特性、負荷特性を調べた。その結果、提案回路はコンバータ出力を電源に接続する構成にもかかわらず所望の動作ができることを確認した。効率評価においては、提案回路ではほぼ全ての領域で従来回路の効率を上回り、最高効率 98%を達成した。これは従来回路に比べて約 3 ポイントの効率改善となった。また、直列コンバータの高効率化により、提案回路の効率を改善できることを示した。

今後の課題として、直列コンバータの高効率化、制御回路の実装が挙げられる。

文 献

- (1) Sheng Ye, Wilson Eberle, Zhihua Yang and Yan-Fei Liu : "A New Non-Isolated Full Bridge Topology for Low Voltage High Current VRM Applications", IEEE PESC2005, pp.389-393 (2005)
- (2) Qun Zhao and Fred C. Lee : "High-Efficiency, High Step-Up DC-DC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.18, No.1 pp.65-73 (2003)
- (3) Liu XueChao, Zhang Bo, Yu JianSheng, John Gallagher and Feng JinGen : "A Non-isolated Voltage Regulator Module with Integrating Coupled-Inductor", IEEE PESC2005, pp.438-442 (2005)
- (4) J.H. Park and B.H. Cho : "Non-isolation Soft-switching Buck Converter with Tapped-Inductor for Wide-input Extreme Step-down applications", IEEE PESC2005, pp. 1941-1946 (2005)

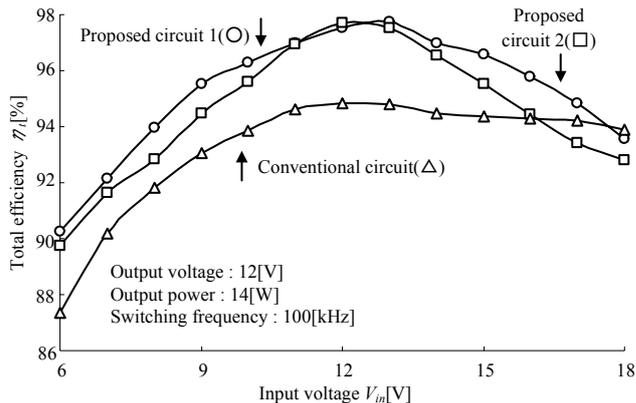
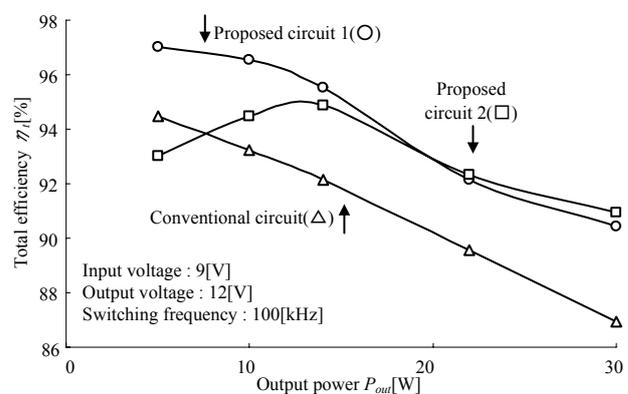
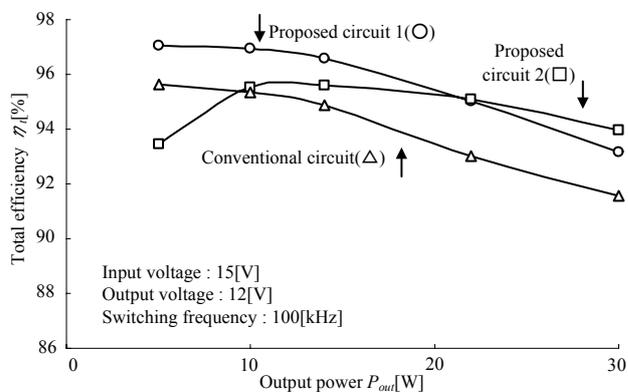


図 15 効率入力電圧特性

Fig. 15. Input voltage characteristics of efficiency η_t .



(a) $V_{in}=9V$



(b) $V_{in}=15V$

図 16 効率負荷特性

Fig. 16. Load characteristics of total efficiency η_t .

- (5) M. Prudente, L. L. Pfitscher and R. Gules : "A Boost Converter with Voltage Multiplier Cells", IEEE PESC2005, pp.2716-2721 (2005)
- (6) Hong Mao and Osama Abdel-Rahman and Issa Batarseh : "Active resonant tank to achieve zero-voltage-switching for non-isolated DC-DC converters with synchronous rectifiers", IEEE IECON2005, pp.585-591 (2005)
- (7) 山下勝己 : EETIMESJapan, http://www.eetimes.jp/contents/200604/6973_1_20060404181851.cfm, (2006)
- (8) 藤井崇史, 伊東淳一 : 「極性反転チョップを用いた差分電圧制御による昇降圧形 DC-DC コンバータ」, 平成 19 年電気関連学会北陸支部連合大会, A-78 (2005)
- (9) 戸川治朗 : 「実用電源回路設計ハンドブック」, pp.106-108, CQ 出版社 (1995)