

出力側に直列補償を用いた 高効率絶縁形 DC/DC コンバータの基礎検証

宮脇 慧, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学), 岩谷 一生 (TDK ラムダ (株))

Investigation of a High Efficiency Isolated DC/DC Converter Using Series Connection on Secondary side
Satoshi Miyawaki, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology), Kazuki Iwaya (TDK-Lambda, Ltd.)

1. はじめに

近年, 基幹系通信や移動体通信基地局において, 分散給電システムが広く用いられており, 変換器には更なる高効率化や小型化が求められている⁽¹⁾⁽²⁾. 高効率な絶縁形 DC/DC コンバータの回路方式としては, トランスの漏れインダクタンスを用いた共振形コンバータが有効であるが, 最適条件下で出力電圧の制御範囲に制約がある。

著者らは, これまで入力電圧の変動幅に注目し, 高効率な共振形コンバータに対して, 入力側に接続した補助回路により入力電圧の変動分のみを直列に補償する絶縁形 DC/DC コンバータを提案している。提案回路では共振形コンバータの高効率を維持したまま出力電圧を制御できる利点がある⁽³⁾. しかし, 補助回路に主回路と同じ耐圧の素子が必要となる。

本論文では, 出力電圧を用いて直列補償を行う回路構成を提案する。提案する方式は, 降圧形のコンバータを構成する場合において補助回路の損失を低減できる。本稿では, 制御原理と実験結果を示し, 実験により提案回路の有効性を確認したので報告する。

2. 提案回路

(2.1) 原理

図 1 (a) に従来回路のパワーフローを示す。従来回路は 2 つのコンバータを 2 段に接続する構成である。入力電圧の変動は初段の降圧チョップにより一定に制御し, その後, 後段の共振形コンバータで絶縁と電圧比の変換を行うことで, 一定の出力電圧を得る⁽¹⁾. この方式では, 全電力を 2 回変換するため, 損失や変換器容量が増加する。このとき, 共振形コンバータの効率を η_1 , 降圧チョップの効率を η_2 とすれば, 従来回路における全体効率 η_c は(1)式で表される。

$$\eta_c = \eta_1 \eta_2 \dots \dots \dots (1)$$

図 1 (b) に本論文で示す直列補償方式による絶縁形 DC/DC コンバータのパワーフローを示す。提案回路では, 共振形コンバータで絶縁した後, 電力の大部分を直接出力する。そして, 入力電圧と目標とする基準電圧の差分のみを補助回路により直列に補償する。このとき, 負荷電力は整流器を通過して直接出力される電力 P_0 と, 補助回路を経由する

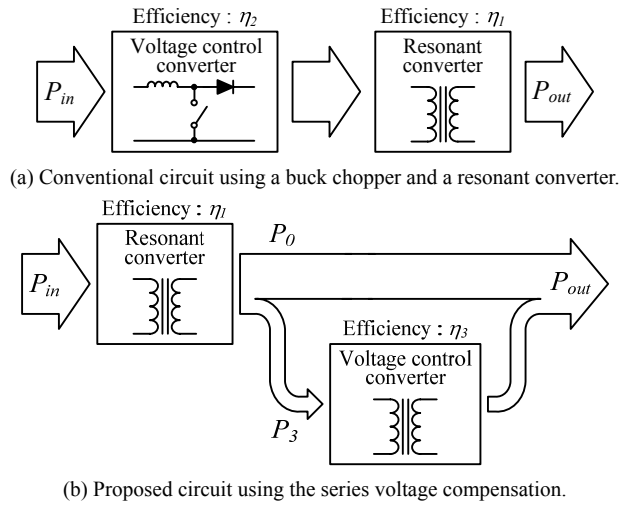


Fig. 1. Power flow diagram.

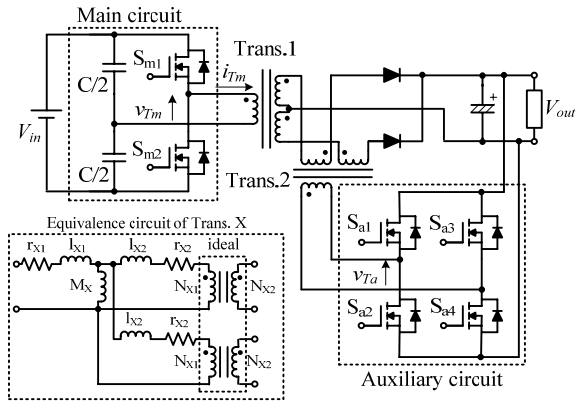


Fig. 2. Proposed Circuit.

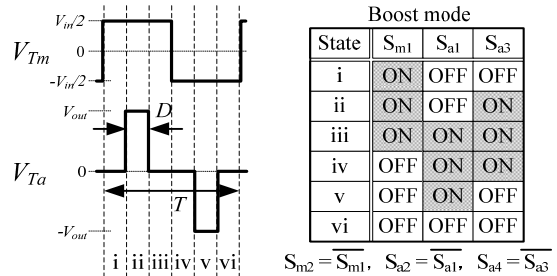


Fig. 3. Switching pattern in the boost mode operation.

電力 P_3 に分離できる。補助回路の電圧制御用コンバータの効率を η_3 とすれば, 提案回路における全体効率 η_p は(2)式に

て表される。

$$\eta_p = \frac{\eta_1 + k\eta_3}{1+k} \dots \dots \dots (2)$$

ただし、 $k = P_3/P_1$

したがって、 $\eta_p > \eta_c$ を満足することができれば、提案方式による効率向上が期待できる。このとき、補助回路では電力の一部のみを利用して直列補償を行うため、変換器全体での損失を低減できる。

(2・2) 提案回路

図2に提案する絶縁形DC/DCコンバータの回路図を示す。提案回路では、主電力を伝送するメイン回路として電流共振形ハーフブリッジコンバータを用いる。これは、トランスの漏れインダクタンスとコンデンサによる共振を利用してゼロ電流スイッチング (ZCS) を実現することで、少ない部品点数で高効率を実現する。さらに、電圧制御用の補助回路としてフルブリッジコンバータを用い、2つのトランスにより補助回路の出力電圧を直列に重畳することで負荷に供給する電圧を制御する。この結果、提案回路では、負荷に供給する電力のうち、目標とする出力電圧と入力電圧の差分のみを補助回路で変換するため、損失の低減を実現することができる。また、出力側から補償することにより、低耐圧のスイッチング素子が使用でき、オン抵抗の小さい素子が使用できる。

図3に昇圧動作時のスイッチングパターンを示す。メイン回路の共振形ハーフブリッジコンバータのスイッチ S_{m1} , S_{m2} は共振周波数に合わせてデューティ 50%でスイッチングを行うことで常にZCSを達成する。そして、補助回路のスイッチ $S_{a1} \sim S_{a4}$ はメイン回路のスイッチングに同期させてスイッチングを行い、ゼロレベルを含む3レベルの電圧を出力する。

3. 実験結果

提案回路の有効性を検証するために、実機実験を行った。表1に実験条件を示す。入力電圧は48Vを基準として±25%の変動を想定している。入力電圧はトランス (2:1) により12Vまで降圧し、補助回路により変動分を補償して一定の出力電圧を得る。

図4に負荷60Wと100W、出力電圧を12V一定に制御したときの提案回路の実験結果を示す。結果より、提案回路の最高効率は負荷60Wで94.0%となり、特に、どちらの場合も入力電圧が基準電圧(48V)付近で高効率を得られている。また、昇降圧動作時にも良好な結果を得ることができた。降圧時よりも昇圧時において効率が悪化する理由については、補助回路が電圧形インバータであるため、昇圧時には出力電流の一部が還流することと、メイン回路通過時の電圧が低いので、導通損失が増加するためである。

図5に昇圧時、降圧時におけるメイン回路のトランス入力電流とスイッチ S_{m2} の端子電圧を示す。結果より、ど

Table 1. Experimental parameters.

Nominal input voltage	48 V	Wire turns Trans. 1	2 : 1
Input voltage fluctuation range	12 V (±25%)	Wire turns Trans. 2	2 : 1
Output voltage	12 V	Resonance Inductance (L)	2.4 μH
Output power	100W	C	0.2 μF
		Switching frequency	205 kHz

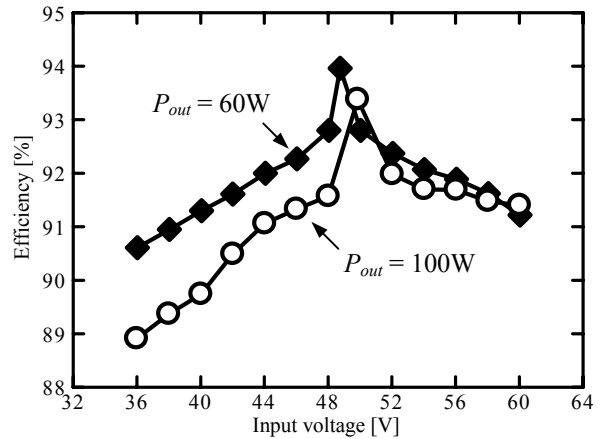


Fig. 4. Efficiency characteristics for the input voltage fluctuations.

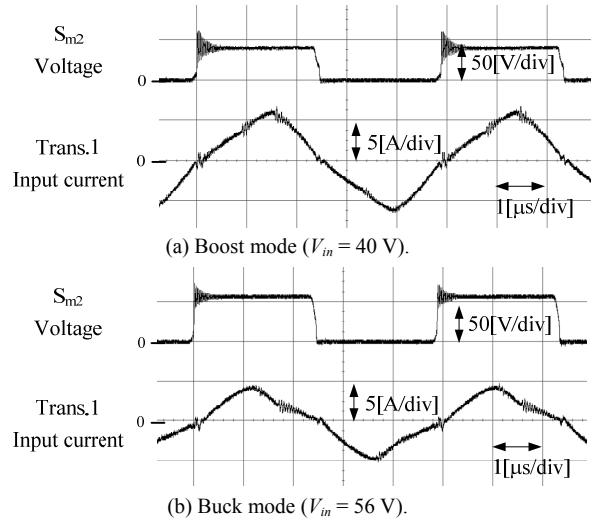


Fig. 5. Input current of the transformer and the terminal voltage of S_{m2} (Load: 60 W).

らの場合においてもZCSが達成されている。

4. まとめ

本論文では、直列補償方式により、目標値との差分電圧のみを補助回路で変換する絶縁形DC/DCコンバータを提案した。その結果、実験により最高効率94.0%を得られ、昇降圧動作においても良好な結果を得た。今後は、損失解析と設計指針について検証していく予定である。

文献

- (1) P.Alou, et.al. : 16th Annual IEEE Volume 2, pp715, 2001
- (2) J.Biela, et.al : IEEE trans. on P.E. Vol.24, No.1, pp288, 2009
- (3) S.Miyawaki, et.al : PCIM Europe 2009, pp66, 2009