

直列補償を用いた双方向絶縁形 DC/DC コンバータ における補償方式の比較検討

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

Comparing investigation for a Bi-directional Isolated DC/DC Converter Using Series Voltage compensation

Satoshi Miyawaki, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member, Kazuki Iwaya, Member

This paper discuss for a bidirectional isolated DC/DC converter using series compensation. The proposed converter consists of a high efficiency resonance full-bridge converter and a series converter. In this paper, four types of the auxiliary circuits are investigated based on the loss analysis. The relation between the loss element and efficiency characteristics is clarified. The validity of the proposed circuit was confirmed by loss analysis, with a maximum efficiency of over 94% at 2kW.

キーワード : DC/DC コンバータ, 絶縁形コンバータ, 双方向コンバータ, 直列電圧補償, 電流共振

Keywords : DC/DC converter, Isolated converter, Bi-directional Converter, Series voltage compensation, Current resonance

1. はじめに

近年, 新エネルギーを利用したスマートグリッドを対象として, 2次電池の充放電回路, 太陽電池や燃料電池のパワーコンディショナーなどとして双方向絶縁形 DC/DC コンバータの需要が増加している。これらに用いられる双方向コンバータは広い電圧制御範囲が必要とされ, 高効率化や小型化が重要となる⁽¹⁾⁽²⁾。

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, 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⁽⁴⁾。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。さらに, 提案方式は入力電圧の変動幅が小さい領域で補助回路の変換容量が小さくなるため, 動作時間の大部分において高効率を得られる。その結果, 変換器による損失を低減することができる。

本論文では, 直列補償方式を双方向絶縁形 DC/DC コンバータに適用した場合において, 補助回路の回路方式とその接続方法 4 パターンについて損失計算をベースとして比較検討を行った。2kW の双方向絶縁形 DC/DC コンバータを想定し, 理論式をベースとした損失計算を行った。その結果, 要求仕様に応じて, 高効率を得られる補助回路の構成について明らかにし, 提案方式の有用性を確認したので報告する。

2. 直列補償方式

〈2・1〉 原理

共振形コンバータを用いた従来方式では, 共振形コンバータとチョッパなどの電圧制御用コンバータを直列に接続する方式があるが⁽³⁾, 変換する電位差にかかわらず全エネルギーを 2 回変換するため損失が大きくなる。このとき, 共振形コンバータの効率を η_r , 降圧チョッパの効率を η_{chop} とすれば, 従来回路における全体効率 η_c は(1)式にて表される。

$$\eta_c = \eta_r \eta_{chop} \dots \dots \dots (1)$$

図 1 に直列補償方式を用いた絶縁形 DC/DC コンバータのパワーフローを示す。主電力を伝送するメイン回路としてデューティ固定で動作する共振形コンバータを用い, 常に最適動作点で動作させる。それに対して, 電圧を制御するための補助回路を並列に接続し, 2つのトランスを用いて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, 直列補償方式では負荷に供

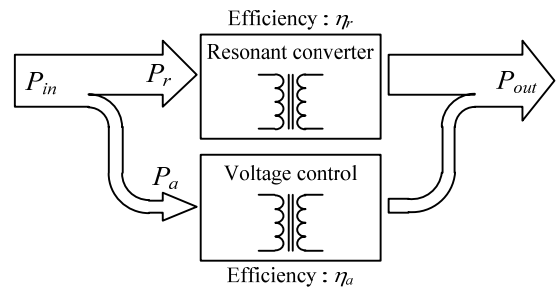


Fig. 1. Power flow diagram of the isolated DC/DC converter using the series voltage compensation.

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。したがって、電力の大部分は補助回路を通過せず、高効率な共振形コンバータを通過するため、損失の低減を実現することができる。このとき、負荷電力は共振形コンバータを経由する電力 P_r と補助回路を経由する電力 P_a に分離できる。補助回路の効率を η_a とすれば、提案回路の全体効率 η_{pl} は(2)式にて表される。

$$\eta_{pl} = \frac{\eta_r + k_1 \eta_a}{1 + k_1} \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 $k_1 = P_a / P_r$

したがって、(3)式のコンバータ効率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。

$$\frac{\eta_r + k_1 \eta_a}{1 + k_1} > \eta_r \eta_{chop} \dots\dots\dots (3)$$

〈2・2〉 回路方式

図 2 に直列補償方式を実現する回路方式を示す。主電力を伝送するメイン回路として電流共振形フル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、共振周波数 f_0 に合わせてデューティ 50% でスイッチングすることで、常にゼロ電流スイッチング (以下、ZCS) を実現する。これにより、スイッチング損失なしに高効率に電力を変換できる。さらに、メイン回路に対して電圧を制御するための補助回路を並列に接続し、トランスにより補助回路の出力電圧を直列に重畳する。

また、補助回路の接続は 1 次側、2 次側どちらでも直列補償可能である。図 2(a) は補助回路を 1 次側に接続した回路構成、図 2(b) は補助回路を 2 次側に接続した回路構成である。

図 3 に補助回路の構成を、図 4 に補助回路を 1 次側に接続した場合の電圧波形を示す。

図 3(a) は降圧チョップとフルブリッジコンバータを直列に接続した回路構成である。この構成では、フルブリッジはメイン回路に同期してデューティ 50% でスイッチングし、常に ZCS を達成する。そして、降圧チョップで補助回路の出力振幅 A を制御することで出力電圧を制御する (図 4(a))。使用素子数は多くなるが、チョップには高速スイッチングが可能な素子、フルブリッジにはオン抵抗の小さい素子を選定することで損失を小さくすることができる。

図 3(b) はフルブリッジコンバータを補助回路とした回路構成である。この構成では、補助回路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し、ゼロ電圧期間をもつ 3 レベルの電圧を出力する。そして、補助回路の出力電圧幅 D を制御することで出力電圧の制御を行う (図 4(b))。スイッチング損失の発生する素子が増加し、制御も複雑になるが、使用素子数は少なくすることができる。

3. 回路損失の定式化

提案回路の損失は、メイン回路と補助回路の損失に分離できる。メイン回路では 1 次側と 2 次側の FET は ZCS を達成するため、スイッチング損失はゼロとなり、素子のオン

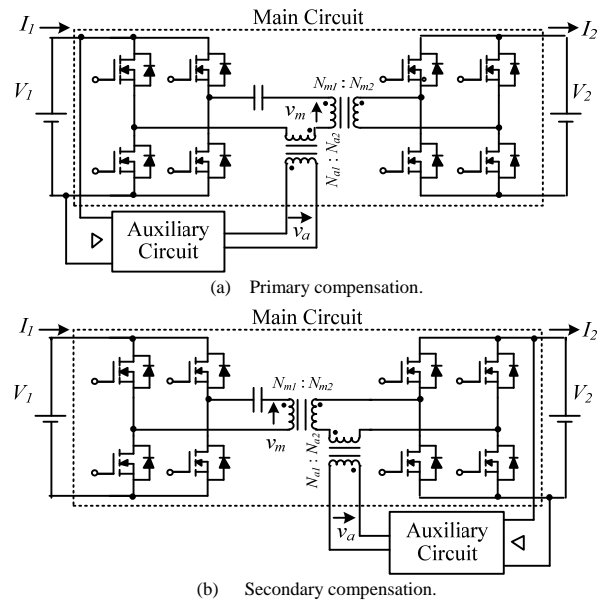


Fig. 2. Circuit diagrams of the proposed circuit.

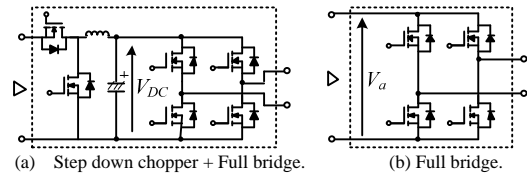


Fig. 3. Circuit diagrams of the auxiliary circuit.

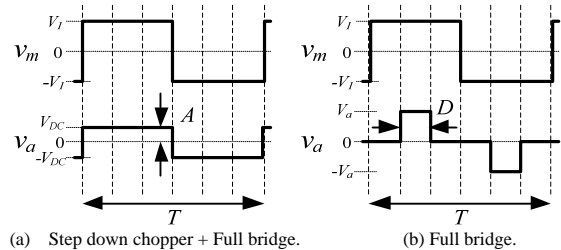


Fig. 4. Voltage waveforms of the proposed circuit.

抵抗や巻線抵抗、コンデンサの等価直列抵抗による導通損失と、トランス鉄損や無負荷損失などの固定損が発生する。また、補助回路では導通損失、固定損に加えてスイッチング損失が発生する。なお、以下に示す理論式は全て図 2(a) の 1 次側に補助回路を接続した場合のものである。

〈3・1〉 メイン回路の半導体損失

提案回路においては、共振インピーダンスが適切に設計されていれば⁽⁴⁾、補助回路に依らず、回路に流れる共振電流はほぼ正弦波となる。したがって、メイン回路の FET で発生する損失は 1 次側 FET のオン抵抗を $R_{on_main1}[\Omega]$ 、2 次側 FET のオン抵抗を $R_{on_main2}[\Omega]$ とすると、それぞれの FET 1 個当たりで発生する損失 $P_{loss_FET_main1}[\text{W}]$ 、 $P_{loss_FET_main2}[\text{W}]$ は(4)、(5)式で表される。

$$P_{loss_FET_main1} = KR_{on_main1}I_1^2 \dots\dots\dots (4)$$

$$P_{loss_FET_main2} = KR_{on_main2}I_2^2 \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 $K=\pi^2/8$ であり、正弦波平均値の 2 乗を積分したものを正弦波の 2 乗を積分したものに換する係数である。

〈3・2〉 補助回路の半導体損失 I

補助回路に流れる電流はメイン回路の電流と補助トランスの巻数比で決まる。図 3(a)に示す降圧チョップ+フルブリッジコンバータの補助回路においては、チョップ FET のオン抵抗を $R_{on_chop}[\Omega]$ とすると、チョップ FET で発生する導通損失 $P_{loss_FET_chop_con}[\text{W}]$ は(6)式となる。ただし、補助トランスの巻数比を $\beta=N_{a1}/N_{a2}$ とする。

$$P_{loss_FET_chop_con} = R_{on_chop} (\beta I_1)^2 \dots\dots\dots (6)$$

また、チョップ FET で発生するスイッチング損失 $P_{loss_FET_chop_sw}[\text{W}]$ は FET の端子電圧と流れる電流に比例すると仮定すると (7)式で表される。

$$P_{loss_FET_chop_sw} = V_{in} (\beta I_1) (e_{on} + e_{off}) f_{sw} \dots\dots\dots (7)$$

ただし、 $e_{on}[\text{J}]$ はスイッチング 1 回のターンオン損失、 $e_{off}[\text{J}]$ はターンオフ損失、 $f_{sw}[\text{Hz}]$ はスイッチング周波数である。

また、フルブリッジの FET は ZCS を達成するため、導通損失のみとなる。FET のオン抵抗を $R_{on_FB}[\Omega]$ とすると、FET 1 個当たりで発生する損失 $P_{loss_FET_FB}[\text{W}]$ は(8)式となる。

$$P_{loss_FET_FB} = KR_{on_FB} (\beta I_1)^2 \dots\dots\dots (8)$$

(3・3) 補助回路の半導体損失 II

図 3(b)のフルブリッジコンバータを補助回路とした構成においては、導通損失は図 3(a)の場合と同じく式(9)で求めることができる。

補助回路 FET のスイッチング損失 $P_{loss_FET_FB_sw}[\text{W}]$ は共振電流をスイッチングするため (8)式となる。

$$P_{loss_FET_FB_sw} = \frac{\pi}{2} (\beta I_1) V_1 (e_{on} + e_{off}) f_{sw} \sin\left\{\frac{\pi}{2}(1 - f_{sw} t_{on})\right\} \dots\dots\dots (9)$$

ただし、 $t_{on}[\text{sec}]$ はスイッチング 1 周期に対して、補助回路で出力する補償電圧の出力時間である。

(3・4) トランスの損失

トランスで発生する損失は、コアの磁束変化により発生する鉄損と巻線の抵抗成分による銅損に分離できる。

まず、鉄損は電圧変化によりトランスに発生する磁束密度と、コアの特性によって決まる。トランスに矩形波を入力する場合、交流磁束密度 $B_{ac}[\text{T}]$ は(10)式で求められる。ただし、 V_{N1} は 1 次側電圧、 N_1 は 1 次側巻数、 $A_c[\text{m}^2]$ はコアの実行断面積、 $t_{on}[\text{sec}]$ は周期に対しての電圧印加時間である。

$$B_{ac} = \frac{V_{N1} \cdot t_{on}}{2N_1 A_c} \dots\dots\dots (10)$$

したがって、トランス鉄損 P_{trans_fe} はコアロス値—磁束密度特性からコアロス値 $P_{cv}[\text{W}/\text{m}^3]$ を求めると(11)式となる。ただし、 $V_e[\text{m}^3]$ はコアの実効体積である。

$$P_{trans_fe} = P_{cv} V_e \dots\dots\dots (11)$$

トランス銅損は表皮効果を考慮した巻線抵抗から求める。表皮効果を考慮したメイントランス 1 次側巻線抵抗を $R_{Nm1}[\Omega]$ とすると、その損失 $P_{loss_Nm1}[\text{W}]$ は(12)式となる。

$$P_{loss_Nm1} = KR_{Nm1_main} I_1^2 \dots\dots\dots (12)$$

(3・5) コンデンサの損失

コンデンサ損失はコンデンサの等価直列抵抗とコンデンサに充放電される電流から求められる。

共振コンデンサの損失 $P_{loss_C_reso}[\text{W}]$ は等価直列抵抗を $R_{C_reso}[\Omega]$ とすると(13)式となる。

$$P_{loss_C_reso} = KR_{C_reso} I_1^2 \dots\dots\dots (13)$$

また、出力コンデンサには、正弦波の平均値をゼロとする電流が充放電されるため、出力コンデンサの等価直列抵抗を $R_{C_out}[\Omega]$ とすると、その損失 $P_{C_out}[\text{W}]$ は(14)式となる。

$$P_{loss_C_out} = (K-1)R_{C_out} I_2^2 \dots\dots\dots (14)$$

4. 実験による理論式の妥当性検証

理論式の妥当性を検証するため、実機実験と損失計算の比較検討を行った。回路方式は出力側補償で補助回路にフルブリッジコンバータを用いた方式である(図 2(b)と図 3(b)の組み合わせ)。回路パラメータは 1 次側電圧 48±12V、2 次側電圧 12V 一定、メイントランス巻数比 2:1、補助トランス巻数比 2:1、スイッチング周波数 210kHz とし、負荷と 2 次電圧を一定とし、1 次電圧を変動させている。計算には 3 章で示した計算式を用い、半導体素子のパラメータはデータシートのものを使用している。また、コンデンサの等価直列抵抗は LCR メータを用いて測定した。ただし、実験条件により近づけるため、計算で使用した電流値は実験により測定した値を用いている。また、寄生容量の充放電により、無負荷でも損失が発生するため、無負荷時の損失を測定して加算している。

図 5 に実機実験と損失計算による負荷効率特性を比較検討した結果を示す。結果より、実験結果と計算結果は補償量の少ない範囲でよく一致しており、補償量が大きくなった場合でも、損失誤差 15%程度となっている。これにより、導出した損失計算法により、損失の議論ができることが確認された。

5. 双方向方式による効率比較

図 2、図 3 に示す 4 パターンの直列補償方式を用いた回路方式について、理論式の損失計算から比較検討を行った。

表 1 に計算に用いたパラメータを示す。負荷 2 kW を想定し、1 次側電圧は 48 V ± 25 %、2 次側電圧は 380 V ± 25 % とした。昇降圧はメイントランスで行い、1 次、2 次側電圧それぞれの変動分を補助回路で直列補償する。損失計算には 3 章で示した計算式を用い、半導体素子のパラメータはデータシートのものを使用している。

図 6 に 4 パターンそれぞれの回路方式において、2 次側電圧を 380V 一定、負荷一定として、1 次側電圧を変動させたときの効率特性を、図 7 に 1 次側電圧を 48V 一定、負荷一定として、2 次側電圧を変動させたときの効率特性を示す。

結果より、どの場合においても、負荷 2kW 時に基準電圧では最高効率 94%となった。また、1 次側電圧が変動した場合は 1 次側から(図 6(a), (c))、2 次側電圧が変動した場合は 2 次側から(図 7(a), (c))と変動した側から補償した方が広い領域で高効率を得られることがわかる。これは、補助回路の接続方向によるパワーフローの違いによるものである。

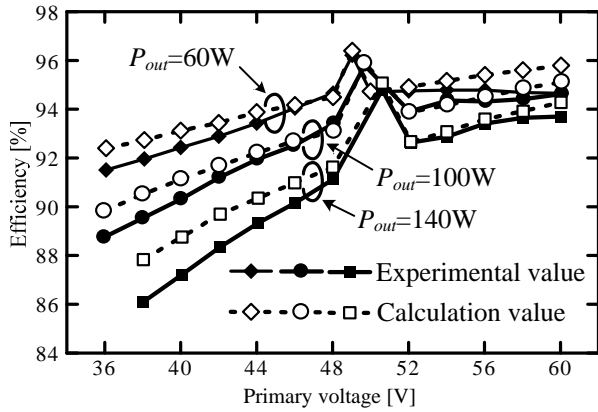


Fig. 5. Comparison between the experimental results and the calculation results by the primary voltage compensation.

直列補償を行う際、電流の一部が還流するモードが発生し、メイン回路と補助回路で電流が還流し、効率が悪化する。このモードが発生するのは、補助回路を接続した側に電圧変動が発生した場合は降圧する時、補助回路を接続していない側に電圧変動が発生した場合は昇圧する時であるため、補助回路を接続していない側に電圧変動が発生した場合は効率が悪化する場合がある (図 6(b), (d), 図 7(b), (d))。そのため、電圧変動幅が大きい側に補助回路を接続した方が回路で発生する損失を小さくすることができる。例えば、1次側をバッテリーのような変動幅が大きいもの、2次側を DC バスのような変動幅が小さいものを想定すると、1次側に補助回路を接続したほうが損失を小さくできる。

また、補助回路の回路方式をチョップ+フルブリッジにした場合は導通損失が大きくなるため、高压側に接続する方が高効率である。一方、フルブリッジのみの場合はスイッチング損失が大きくなるため、低圧側に接続する方が有利である。

6. まとめ

本論文では、高効率な双方向絶縁形 DC/DC コンバータを実現することを目的として、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。補助回路の回路方式と接続方向 4 パターンについて、理論式から損失計算を行った。その結果、負荷 2kW で最高効率 94%以上となり、電圧変動幅が大きい電源側に補助回路を接続することで損失を小さくできることを確認した。今後の予定として、実機による検証があげられる。

文 献

- (1) Krismer, F, Biela, J, Kolar, J. W. : "A comparative Evaluation of Isolated Bi-directional DC/DC Converters with Wide Input and Output Voltage Range", Industry Applications Conference 2005, pp.599-606 (2005)
- (2) S. Inoue, H. Akagi : "A Bi-directional DC/DC Converter for an Energy Storage System", Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, pp.761-767 (2007)
- (3) P. Alou, J. Oliver, J. A.Cobos, O. Garcia, J. Ueda : "Buck + Half Bridge (d = 50%) Topology Applied to very Low Voltage Power Converters", APEC 2001, Sixteenth Annual IEEE Volume 2, pp.715-721 (2001)
- (4) 宮脇 慧, 伊東 淳一, 岩谷 一生 : 「直列補償方式を用いた高効率絶縁形 DC/DC コンバータ」, 電学論 D, Vol.130, No.1, pp.43-50 (2010)

Table 1. Calculation parameters for bidirectional isolated DC/DC converter.

| Element | Symbol | Value |
|-------------------------------|-------------------|--------------------------|
| Input voltage | V_1 | 36 ~ 60 V (typ. 48 V) |
| Output voltage | V_2 | 284 ~ 476 V (typ. 380 V) |
| Rating power | P_{out} | 2000 W |
| Switching frequency | f_{sw} | 100 kHz |
| Wire turns (main trans.) | $N_{m1} : N_{m2}$ | 1 : 8 |
| Wire turns (auxiliary trans.) | $N_{a1} : N_{a2}$ | 2 : 1 |

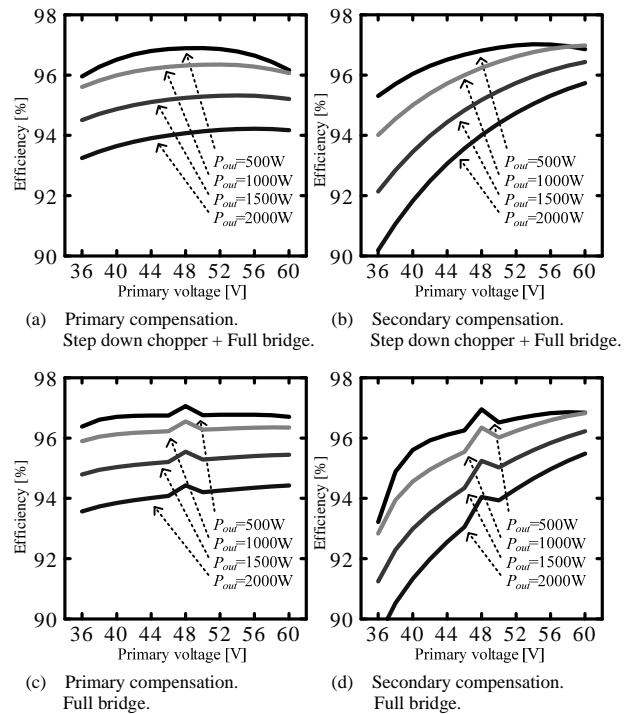


Fig. 6. Calculation results of the input voltage compensation ($V_{in}=48V \pm 25\%$, $V_{out}=380V$).

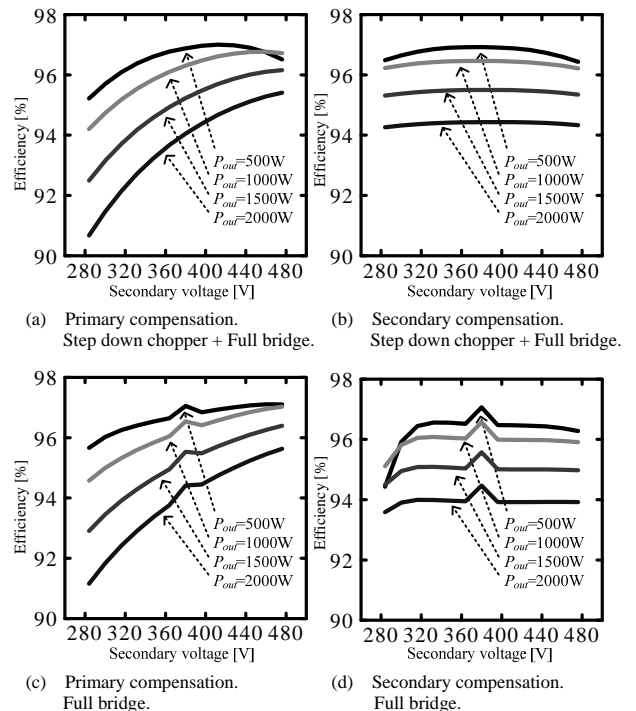


Fig. 7. Calculation results of the output voltage compensation ($V_{in}=48V$, $V_{out}=380V \pm 25\%$).