

# 直列補償方式を用いた 双方向絶縁形 DC/DC コンバータの動作検証

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

Operational Verification of the Bi-directional Isolated DC/DC Converter  
using Series Voltage Compensation

Satoshi Miyawaki\*, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)  
Kazuki Iwaya (TDK-Lambda, Ltd.)

This paper discusses a bi-directional isolated DC/DC converter using series compensation method. The proposed converter consists of a high efficiency resonance full-bridge converter and a series converter. This proposed circuit regulates the output voltage by the series converter, which provides only the differential voltage between the input voltage and the output voltage, which is closed to the nominal voltage. In this paper, four types of the auxiliary circuits are investigated in term of loss. The relationship between the loss element and efficiency characteristics is clarified. The validity of the proposed circuit is confirmed by the loss calculation, with a maximum efficiency of over 94% at 2kW. Moreover, the experimental results confirmed that the proposed circuit, which converts 48-V to 380-V at 1kW, achieves the maximum efficiency of 94.5% at the nominal input voltage region.

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<sup>(1)-(6)</sup>。

高効率な絶縁形 DC/DC コンバータの回路方式としては電流共振形フルブリッジコンバータが有力である。これは, トランスの漏れインダクタンスと DC リンクの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 (以下, ZCS) を実現することでスイッチング損失をゼロにし, 少ない部品点数で高効率を達成できる。

しかし, 最適条件下で制御する場合, 共振周波数に合わせてスイッチングを行うため, 出力電圧を制御できる範囲に制限がある。このため, 一般には共振形コンバータはデューティを 50%固定で動作させ, 降圧チョップなどの電圧制御用コンバータと組み合わせて使用される<sup>(6)(7)</sup>。この方式では, フルブリッジコンバータは制御せず, 電圧制御用コンバータのみを制御するだけで, 容易に絶縁と電圧制御を

達成することができる。しかし, この構成による DC/DC コンバータにおいては全エネルギーが 2 回コンバータを経由するため損失の増加が懸念される。

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, 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<sup>(8)</sup>。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た。最後に実機実験を行い, 提案回路の基本動作と効率特性からその有用性を確認する。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) 従来回路

図 1 に共振形コンバータを用いた従来方式のパワーフローを示す。従来回路では、共振形コンバータとチョップ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<sup>(3)</sup>。入力電圧の変動はチョップパで一定に制御し、トランスを用いた共振形コンバータで絶縁を行う。このとき、共振形コンバータの効率を $\eta_r$ 、チョップパの効率を $\eta_{chop}$ とすれば、従来回路における全体効率 $\eta_c$ は(1)式にて表される。

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

その結果、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。

### (2.2) 提案回路

図 2 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 $\eta_a$ とすれば、提案回路の全体効率 $\eta_{pt}$ は(2)式にて表される。

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

ただし、 $k_1 = P_a / P_r$

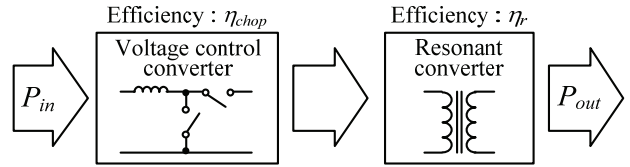


Fig. 1. Power flow diagram of the conventional circuit using a chopper circuit and a resonant converter.

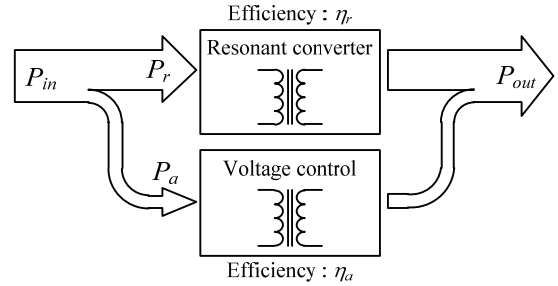


Fig. 2. Power flow diagram of the isolated DC/DC converter using the series voltage compensation.

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。

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

図 3 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。このとき、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 3(a)は補助回路を1

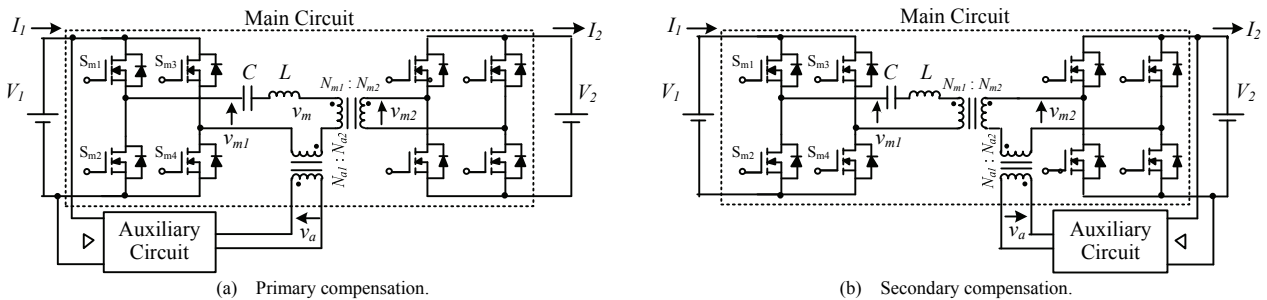


Fig. 3. Circuit diagrams of the proposed circuit.

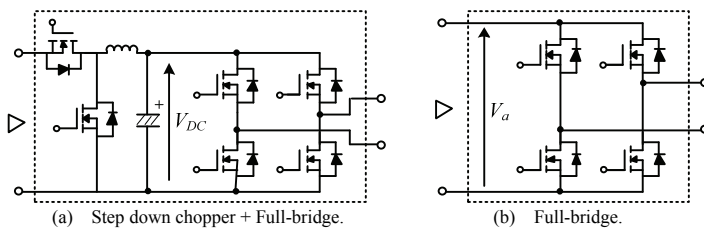


Fig. 4. Circuit diagrams of the auxiliary circuit.

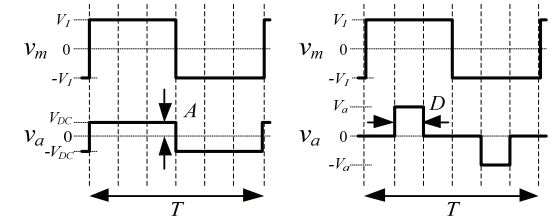


Fig. 5. Voltage waveforms of the proposed circuit.

次側に接続した回路構成，図 3(b)は補助回路を 2 次側に接続した回路構成である。

図 4 に補助回路の構成を，図 5 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 4(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 5(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 4(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 5(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仮定し，素子のオン抵抗や巻線抵抗，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<sup>(4)</sup>，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交換する係数である。

#### 〈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。

$$P_{loss\_FET\_FB\_sw} = \frac{\pi}{2}(\beta I_1)V_i(e_{on} + e_{off})f_{sw} \sin\left\{\frac{\pi}{2}(1 - f_{sw}t_{on})\right\} \dots\dots\dots(9)$$

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  $R_{Nmi}[\Omega]$  とすると，その損失  $P_{loss\_Nmi}[\text{W}]$  は(12)式となる。

$$P_{loss\_Nmi} = KR_{N1\_main}I_1^2 \dots\dots\dots(12)$$

#### 〈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. 損失計算による効率予測

図3, 図4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2kWを想定し, 1次側電圧は $48\text{V} \pm 25\%$ , 2次側電圧は $380\text{V} \pm 25\%$ 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(b), (d))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。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(a), (c))。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

Table 1. Specification parameters of the power loss calculation for bi-directional 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

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, 低压側に接続する方が有利である。

#### 5. 実験結果

実験では, まず共振形コンバータ単体での動作を確認し, 高効率に電力変換できることを確認した後, 提案回路での動作実験を行った。なお, 提案回路は1次側をバッテリー, 2次側をDCバスとして連系するものを仮定し, バッテリーの電圧を $48\text{V} \pm 25\%$ , DCバス電圧を380V一定と設定した。

実験回路は, 1次側からの補償で, フルブリッジコンバータを接続する構成(図3(a)と図4(b))である。これは, バッテリーが大きな電圧変動を持つため, 変動が大きい低压側から補償するほうが有利なためである。

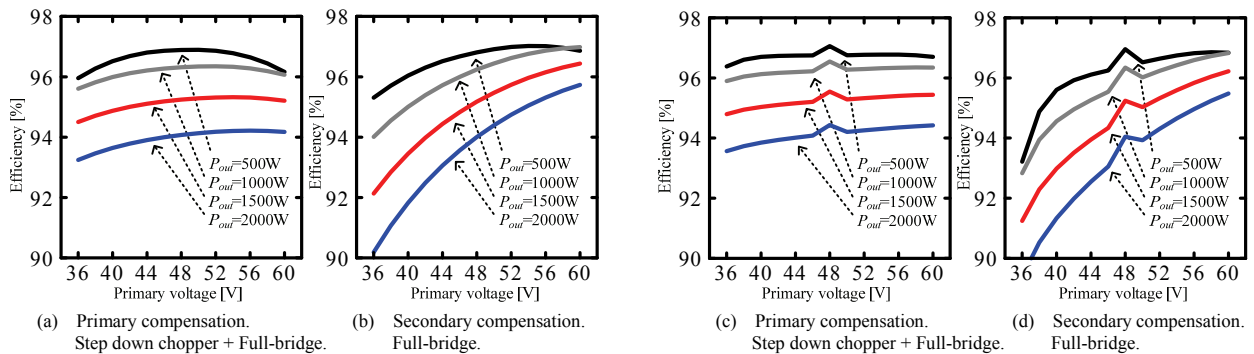


Fig. 6. Calculation results of the primary voltage compensation ( $V_1=48\text{V} \pm 25\%$ ,  $V_2=380\text{V}$ ).

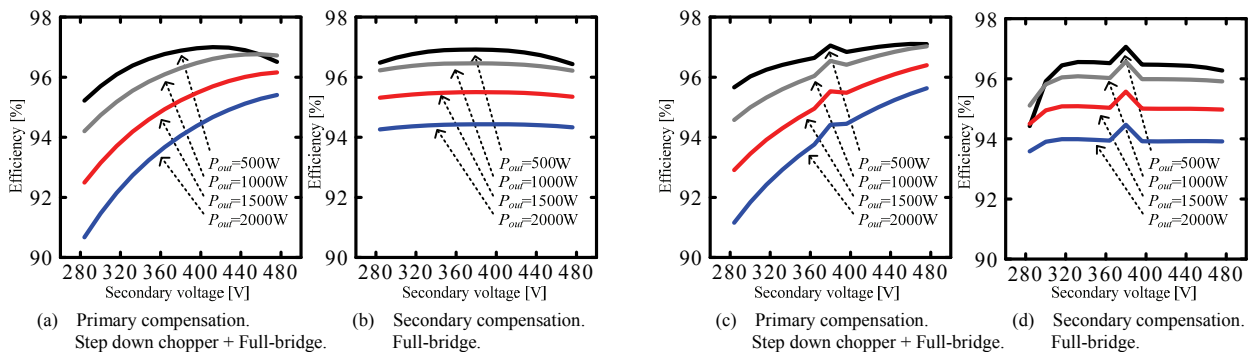


Fig. 7. Calculation results of the primary voltage compensation ( $V_1=48\text{V}$ ,  $V_2=380\text{V} \pm 25\%$ ).

### 5.1) メイン回路のみの実験結果

図 8 にメイン回路のみで動作させたときの負荷効率特性を示す。パワーフローは 1 次側から 2 次側への変換であり、制御はデューティ 50% のオープンループ制御である。メイントランスの巻数比は 1:8 であるため、1 次側電圧が 48V 付近で 2 次側の電圧が 380V となる。図 8 では 2 次側電圧が 380V となるときの 1 次側電圧も合わせて示している。

結果より、最高効率は負荷 650W において 94.5% となり、高い効率で電力変換が可能であることが確認できる。

### 5.2) 提案回路実験結果

提案回路の有効性を検証するため、試作機を作成して実験を行った。図 9 に 1 次側電圧を  $48V \pm 25\%$  とし、2 次側電圧を 380V 一定、負荷一定に制御したときの提案回路の実験結果を示す。なお、パワーフローは 1 次側から 2 次側である。結果より、提案回路の最高効率は負荷 650W のとき 94.5% となり、1 次側電圧が基準電圧 (48V) 付近のとき高効率を得られている。これは、負荷条件が変化しても同様の特性となる。また、1 次側電圧が変化した場合の昇降圧動作においても良好な結果を得られている。

図 10 に負荷 960W における効率最高点、昇圧時、降圧時におけるメインコンバータのトランス電流とスイッチ  $S_{m2}$  の端子電圧を示す。結果より、どの場合においても ZCS が達成されていることが確認できる。また、設計通りスイッチング周波数 100kHz であることが確認できる。

図 11 に提案回路における各トランスの交流電圧を示す。昇圧と降圧動作においては、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していることが確認できる。入力電圧が低下した場合はメイン回路と同極性で波形を重畳し (図 11(b)), 入力電圧が上昇した場合はメイン回路と逆極性で波形を重畳している (図 11(c)) ことが確認できる。

### 5.3) 実験結果とシミュレーション結果の比較

図 9 と図 6(c) を比較すると、提案回路の実験結果は、4 章で示したシミュレーションによる効率よりも低いことがわかる。この理由を考察するため、実機における損失分離を詳細に行った。

図 12 に図 9 の効率最高点において提案回路の損失を分離した結果を示す。実験結果とシミュレーション結果はほぼ一致しており、負荷が変化した場合でも誤差は約 10% 程度となっていることが確認できる。

結果より、メイントランスの鉄損が支配的であることが確認できる。これは、高昇圧比を実現するために、トランスを 2 つに分離し、コアを 2 つ用いて構成したためである。計算結果では、コアを 1 つだけ用いた場合で計算している。また、共振インダクタンスの損失が損失全体の約 15% 程度を占めているが、計算結果には含まれていない。これらの損失を考慮してコンバータを設計することで、さらに効率を改善することが可能である。

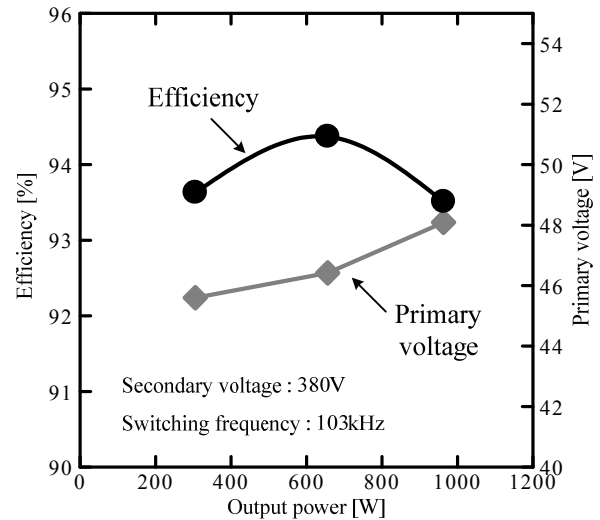


Fig. 8. Experimental results of the load characteristics only the main circuit.

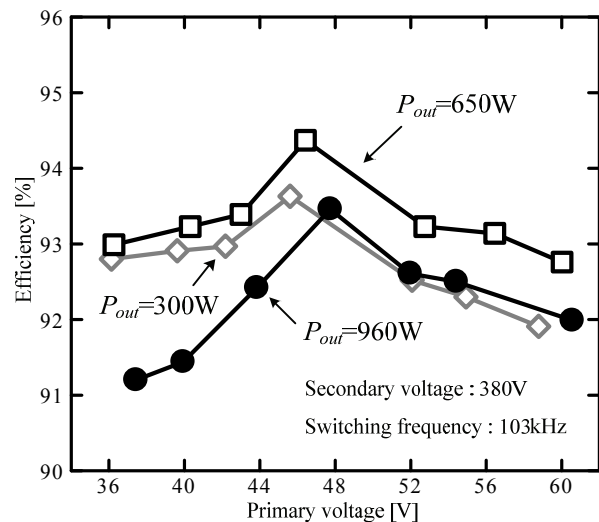


Fig. 9. Experimental results of the primary voltage compensation of the proposed circuit.

## 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ため、双方向コンバータに直列補償方式を適用した。回路で発生する損失を定式化し、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て損失計算を行い、定格において広い範囲で効率 94% 以上を達成できる見込みを得た。また、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た。最後に実機実験を行い、負荷 1kW において最高効率 94.5% を達成した。また、メイン回路の高効率を維持したまま昇降圧動作可能であることを確認した。さらに、実機ベースの詳細な損失分離を行った。

今後の予定として、最適設計による変換効率の改善、変換容量を増加しての実験、他の回路パターンによる実機検証があげられる。

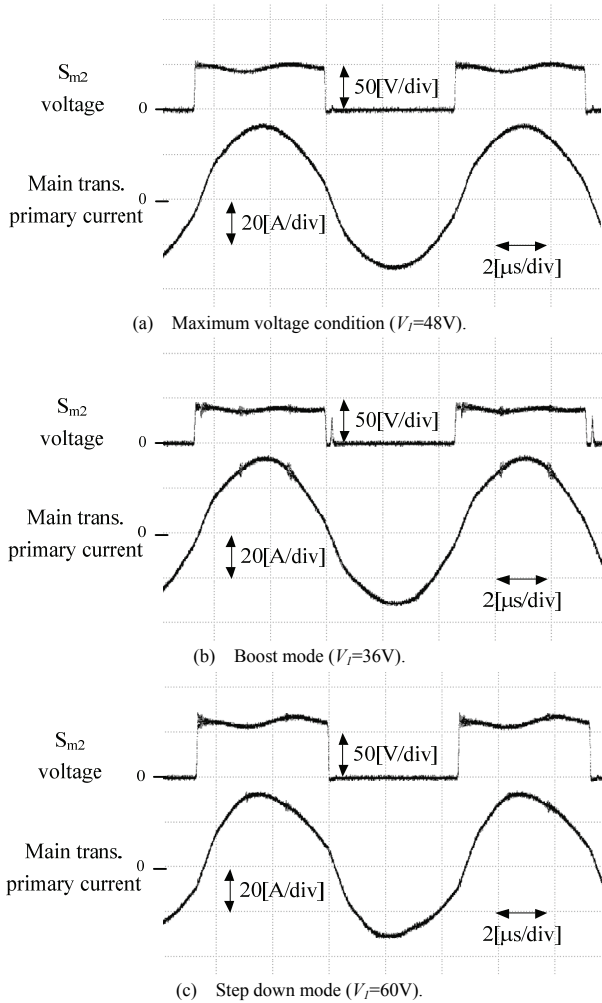


Fig. 10. Waveforms of the main transformer primary current and the terminal voltage of  $S_{m2}$  ( $P_{out}=960W$ ).

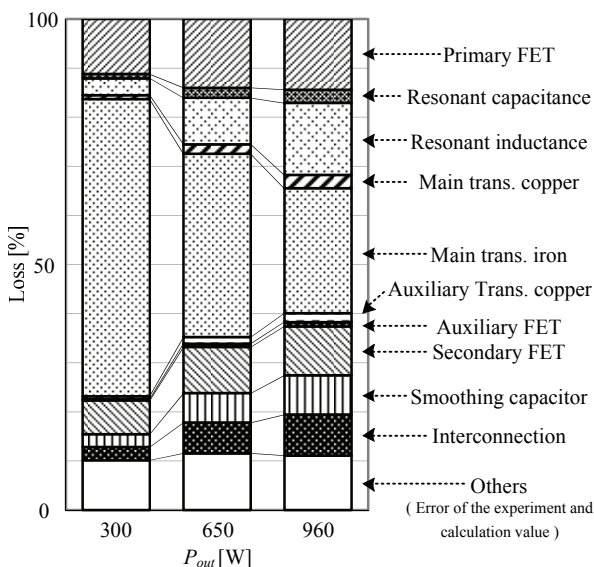


Fig. 12. Loss break down of the calculation in maximum efficiency condition in Fig. 9

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

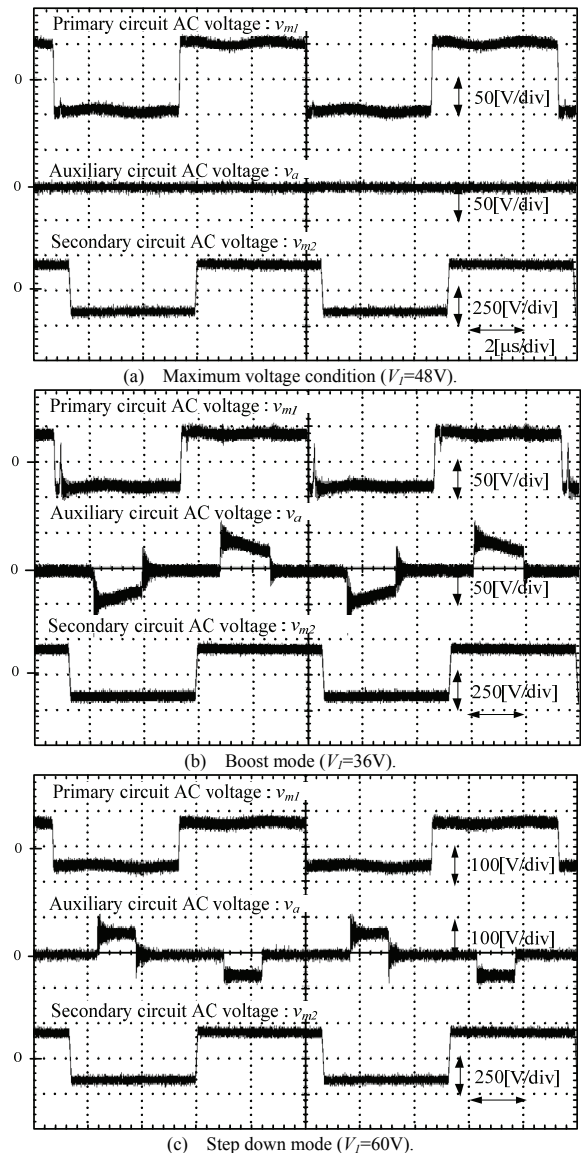


Fig. 11. AC voltage waveforms of the each circuit ( $P_{out}=960W$ )

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) Du, Yu ; Lukic, Srdjan ; Jacobson, Boris ; Huang, Alex : "Review of high power isolated bi-directional DC-DC converters for PHEV/EV DC charging infrastructure", Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) 2011, pp.553-560, 2011  
 (4) Wu, T.-F. ; Yang, J.-G. ; Kuo, C.-L. ; Lan, S.-Z. : "Isolated bi-directional full-bridge soft-switching dc-dc converter with active and passive snubbers", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2011, pp.844-850, 2011.  
 (5) Aggeler, D. Biela, J. Inoue, S. Akagi, H. Kolar, J.W. : "Bi-Directional Isolated DC-DC Converter for Next-Generation Power Distribution - Comparison of Converters using Si and SiC Devices", Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. pp.510-517, 2007.  
 (6) M.Takagi, K.Shimizu, T.Zaitzu, "Ultra High Efficiency of 95% for DC/DC Converter - Considering Theoretical Limitation of Efficiency", IEEE APEC 2002, vol. 2, pp. 735-741, 2002.  
 (7) P.Alou, J.Oliver, J.A.Cobos, O.Garcia, J.Uceda, "Buck+half bridge (d=50%) topology applied to very low voltage power converters", APEC 2001, Sixteenth Annual IEEE Volume 2, pp 715-721, 2001.  
 (8) 宮脇 慧, 伊東 淳一, 岩谷 一生 : 「出力側に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.131, No.10, pp.1175-1183 (2011)