

直列補償方式を用いた双方向絶縁形 DC/DC コンバータ

学生員 宮脇 慧* 正員 伊東 淳一*
正員 岩谷 一生**

A Bidirectional Isolated DC/DC Converter using Series Voltage Compensation

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

This paper discusses a bidirectional isolated DC/DC converter using the 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 close to the nominal voltage.

In this study, four types of auxiliary circuits are investigated in terms 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. Moreover, the experimental results confirmed that the proposed circuit, which converts 48 V to 380 V at 1 kW, achieves a maximum efficiency of 95.5% 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に適用される双方向絶縁形 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特に重要となる⁽¹⁾⁻⁽⁹⁾。

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トランスに直列接続したコンデンサによる共振を利用することで, ゼロ電流スイッチング (以下, ZCS) を実現でき, スwitching損失をほぼゼロにできるため, 少ない部品点数で高効率を達成できる。しかし, 共振形コンバータ単体で電圧制御を行う場合, 周波数制御⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾やデューティ制御⁽¹²⁾⁽¹³⁾する方法があるが, 周波数制御では共振パラメータの設計が困難となり, デューティを制御する場合は励磁電流の影響によりソフトスイッチングできない領域が発生する問題がある。

そこで, 広い電圧制御範囲と高効率を両立するため, 共振形コンバータは常に効率が最大となる最適条件下で制御し, 降圧チョッパなどの電圧制御用コンバータと組み合わせる方式が提案されている⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾。この方式では, 共振形フルブリッジコンバータはスイッチングデューティ 50%固定で動作させ, 電圧制御用のコンバータをフィードバック制御するだけで, 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 コンバータでは2つのコンバータが直列に接続されているため, 全エネルギーを2回変換する必要があり, 損失の増加が懸念される。

一方, 交流電力系統においては, 電源に直列にコンバータを接続して電圧変動を補償する手法がある⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾。この方法はコンバータの電力容量低減や高効率化に有利である。同様に DC/DC コンバータにおいても, 電圧変動に着目し, 直列に電圧を補償する方式が提案されている⁽¹⁸⁾⁻⁽²¹⁾。これらは, 電圧の変動幅が小さい領域で変換容量が小さくなるため高効率を得られる。バッテリーを接続してその電圧を補償する場合, 動作時間の大部分を占める電圧 (基準電圧) 付近で高効率を得ることができれば, コンバータの損失や体積を低減できる可能性がある。

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, 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⁽²⁰⁾⁽²¹⁾。提案回路では, 共振形コンバータの高効

* 長岡技術科学大学
〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1
Nagaoka University of Technology,
1603-1, Kamitomioka, Nagaoka Niigata 940-2188

** TDK ラムダ株式会社
〒940-1195 新潟県長岡市撰田屋外川 2701
TDK-Lambda Corporation,
2701, Togawa, Settaya, Nagaoka, Niigata 940-1195

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、変換器で発生する損失を低減することができる。しかし、これまでの検討では単方向のエネルギーフローのみを考えており、双方向 DC/DC コンバータに適用した場合については、効果的な補助回路の方式を含めて回路方式の有用性が未検討であった。

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。回路で発生する損失の理論式を導出し、1kW の双方向絶縁形 DC/DC コンバータを想定して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、高効率を実現でき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した。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(a)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⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾。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 η_r 、チョップパの効率を 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。

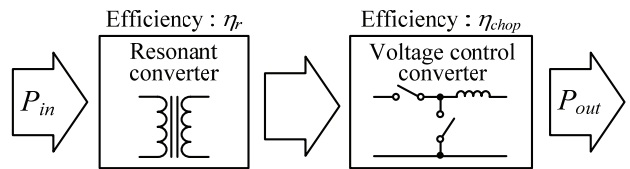
$$\eta_c = \eta_r \eta_{chop} \dots\dots\dots (1)$$

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。

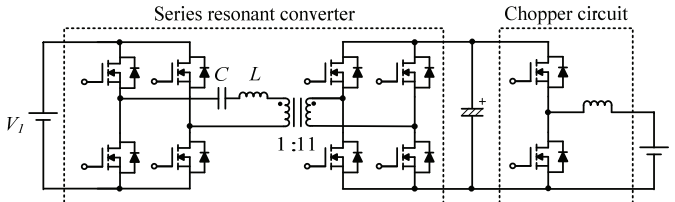
図 1(b)に従来方式の回路例を示す⁽¹⁾。共振形コンバータとして電流共振形フルブリッジコンバータを用いる。そして、その後段に降圧チョップパを直列に接続して電圧を一定に制御する。

〈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 η_a とすれば、提案回路の全体効率 η_p は(2)式にて表される。



(a) Power flow diagram.



(b) Circuit configuration.

Fig. 1. The conventional circuit using a chopper circuit and a resonant converter.

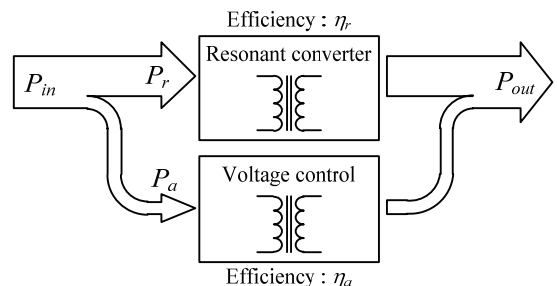


Fig. 2. Power flow diagram of the isolated DC/DC converter using the series voltage compensation.

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

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。

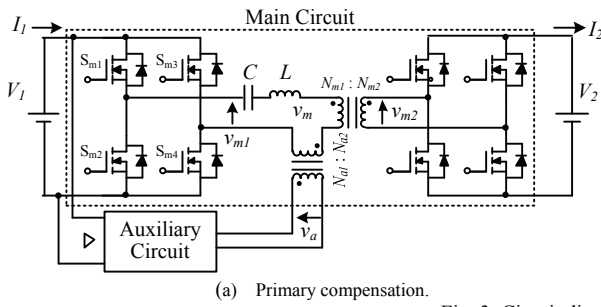
$$\frac{\eta_r + k_1 \eta_a}{1 + k_1} > \eta_r \eta_{chop} \dots\dots\dots (3)$$

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、FET のターンオン、ターンオフ共にゼロ電流スイッチングを実現する。これにより、ほぼスイッチング損失なしの電力変換が可能になり、高効率化が実現できる。なお、この動作は従来からある共振形コンバータの ZCS 動作をそのまま用いている。ただし、FET の出力容量が充放電されることで発生する損失は回路全体の損失と比較してとても小さいため無視している。このとき、共振インダクタを L 、共振コンデンサを C とすると、提案回路における共振周波数は(4)式となる。

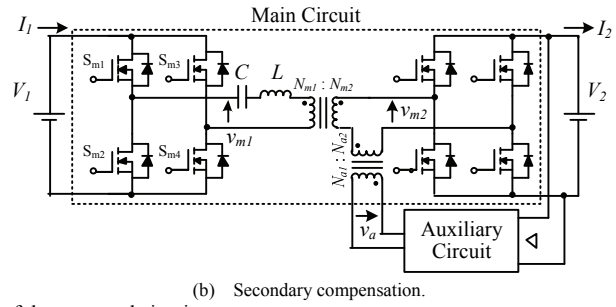
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \dots\dots\dots (4)$$

なお、共振周波数は所望のスイッチング周波数に応じて設定する。

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、補助回路は 1 次側、2 次側ど

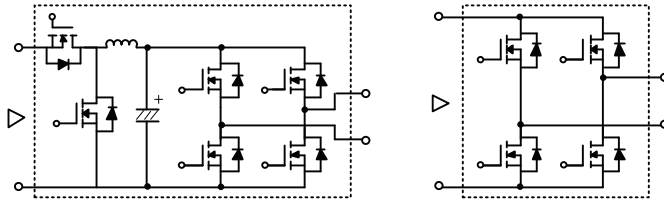


(a) Primary compensation.



(b) Secondary compensation.

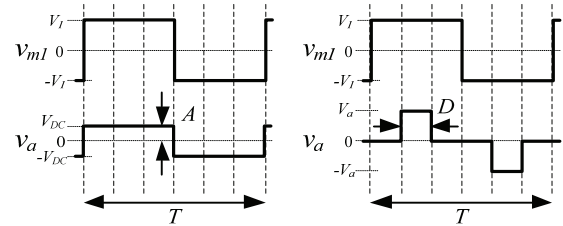
Fig. 3. Circuit diagrams of the proposed circuit.



(a) Step down chopper + Full-bridge.

(b) Full-bridge.

Fig. 4. Circuit diagrams of the auxiliary circuit.



(a) Step down chopper + Full-bridge.

(b) Full-bridge.

Fig. 5. Voltage waveforms of the proposed circuit.

さらに接続しても直列補償できる。図 3(a)は補助回路を 1 次側に接続した回路構成, 図 3(b)は 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メイン回路の電圧波形 v_{m1} と補助回路の電圧波形 v_a の関係を示す。

図 4(a)は降圧チョッパ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, 補助回路の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, 降圧チョッパ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, チョッパ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, 使用する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 次側それぞれの FET は ZCS を達成するため, スwitching 損失はほぼゼロと仮定できる。そのため, メイン回路で発生する損失は素子のオン抵抗や巻線抵抗, コンデンサの等価直列抵抗など電流に依存する導通損失と, トランス鉄損や無負荷損失などの電流に依存しない損失となる。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 3(a)の 1 次側に補助回路を接続した

場合のものであり, I_1 は 1 次側の電源電流, I_2 は 2 次側の電源電流を示している。

〈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, 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⁽²⁰⁾⁽²¹⁾。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(5), (6)式で表される。

$$P_{loss_FET_main1} = \frac{\pi^2}{8} R_{on_main1} I_1^2 \dots\dots\dots (5)$$

$$P_{loss_FET_main2} = \frac{\pi^2}{8} R_{on_main2} I_2^2 \dots\dots\dots (6)$$

ただし, $\pi^2/8$ は, 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変換する係数である。

〈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 4(a)に示す降圧チョッパ+フルブリッジコンバータの補助回路においては, チョッパ FET のオン抵抗を $R_{on_chop}[\Omega]$ とすると, チョッパ FET で発生する導通損失 $P_{loss_FET_chop_con}[\text{W}]$ は(7)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。

$$P_{loss_FET_chop_con} = R_{on_chop} (\beta I_1)^2 \dots\dots\dots (7)$$

また, チョッパ 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 (8)式で表される。

$$P_{loss_FET_chop_sw} = V_1 (\beta I_1) (e_{on} + e_{off}) f_{sw} \dots\dots\dots (8)$$

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, 導通損失のみ考慮する。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 $P_{loss_FET_FB}$ [W]は(9)式となる。

$$P_{loss_FET_FB} = \frac{\pi^2}{8} R_{on_FB} (\beta I_1)^2 \dots\dots\dots (9)$$

〈3・3〉 補助回路の半導体損失 II

図 4(b)に示す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 4(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 $P_{loss_FET_FB_sw}$ [W]は正弦波状の共振電流をスイッチングするため (10)式となる。

$$P_{loss_FET_FB_sw} = \frac{\pi}{2} (\beta I_1) V_1 (e_{on} + e_{off}) f_{sw} \sin \left\{ \frac{\pi}{2} (1 - f_{sw} t_{on}) \right\} \dots\dots\dots (10)$$

ただし、 t_{on} [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〉 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 $P_{loss_C_reso}$ [W]は等価直列抵抗を R_{C_reso} [Ω]とすると(11)式となる。

$$P_{loss_C_reso} = \frac{\pi^2}{8} R_{C_reso} I_1^2 \dots\dots\dots (11)$$

また、平滑コンデンサには正弦波の平均値を基準とする電流が充放電されるため、平滑コンデンサの等価直列抵抗を R_{C_smooth} [Ω]とすると、その損失 $P_{loss_C_smooth}$ [W]は(12)式となる。

$$P_{loss_C_smooth} = \left(\frac{\pi^2}{8} - 1 \right) R_{C_smooth} I_2^2 \dots\dots\dots (12)$$

〈3・5〉 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} [T]は(13)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_e [m²]はコアの実行断面積、 t_{on} [sec]は周期に対しての電圧印加時間である。

$$B_{ac} = \frac{V_{N1} \cdot t_{on}}{2 N_1 A_e} \dots\dots\dots (13)$$

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} [W/m³]を求めると(14)式となる。ただし、 V_e [m³]はコアの実効体積である。

$$P_{trans_fe} = P_{cv} V_e \dots\dots\dots (14)$$

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} [Ω]、2 次側巻線抵抗を R_{Nm2} [Ω]すると、その損失 P_{loss_Nm1} [W]、 P_{loss_Nm2} [W]は(15)、(16)式となる。なお、補助トランスについても同様に求めることができる。

$$P_{loss_Nm1} = \frac{\pi^2}{8} R_{N1_main} I_1^2 \dots\dots\dots (15)$$

$$P_{loss_Nm2} = \frac{\pi^2}{8} R_{N2_main} I_2^2 \dots\dots\dots (16)$$

〈3・6〉 共振インダクタの損失

共振インダクタの損失も、トランスと同様に鉄損と銅損に分離できる。銅損は(15)、(16)式と同じく表皮効果を考慮した巻線抵抗から求める。

鉄損は、まずインダクタに発生する電圧を求める。その後、トランスと同様に(13)式から交流磁束密度を導出し、コアロス値から鉄損を求める。

共振インダクタに発生する電圧は、共振により LC 間を移動するエネルギーで決まるため(17)式をピークとする正弦波となる。

$$V_{L_peak} = 2\pi f_0 L \cdot \frac{\pi}{2} I_1 \dots\dots\dots (17)$$

4. 損失計算による効率予測

〈4・1〉 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、3 章で導出した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 1 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。昇降圧はメインのトランスで行い、1 次、2 次側電圧それぞれの電圧変動を補助回路で直列補償する。なお、これらの電圧はバッテリーと直流バス電圧を連系するものを想定し、絶縁形双方向 DC/DC コンバータの EZA シリーズ (TDK-Lambda) を参考にした。ただし、解析においては他のアプリケーションに適用することも考慮し、1 次側と 2 次側それぞれの電圧を大きく変動させた場合の結果を示している。メイン回路のトランス巻数比は 1 次側電圧 48V、2 次側電圧 380V において最高効率となるように 1 : 8 とした。補助回路のトランス巻数比は補償可能な電圧変動によって設定する。ここでは余裕をみて 2 : 1 とした。また、半導体素子やトランスに用いたコアなどのパラメータはデータシートのものを使用しており、素子の抵抗成分により回路中で発生する電圧降下については考慮していない。

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変換効率の特性を示す。

結果より、どの場合においても、負荷 1kW 時に基準電圧付近では 94%以上の高効率を得られた。なお、変動電圧が基準値付近のときに効率が上昇しているのは、補助回路が

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}	1000 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

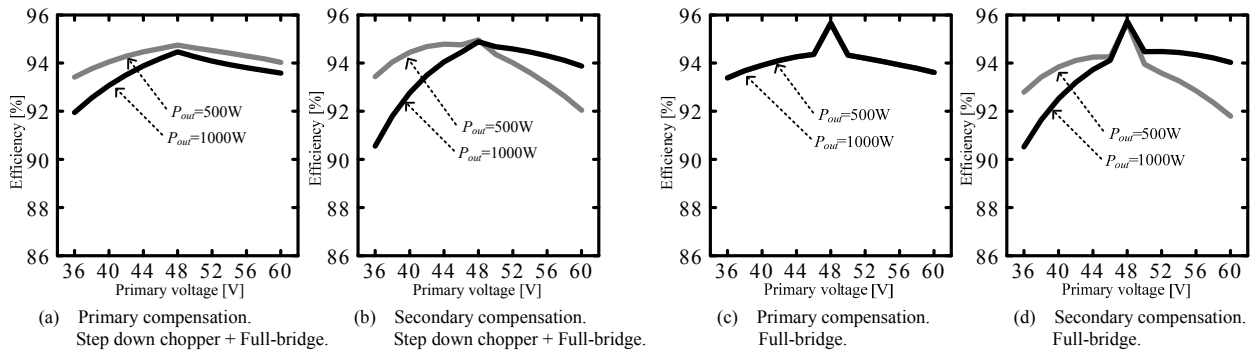


Fig. 6. Calculation results of the primary voltage compensation ($V_1=48V\pm 25\%$, $V_2=380V$).

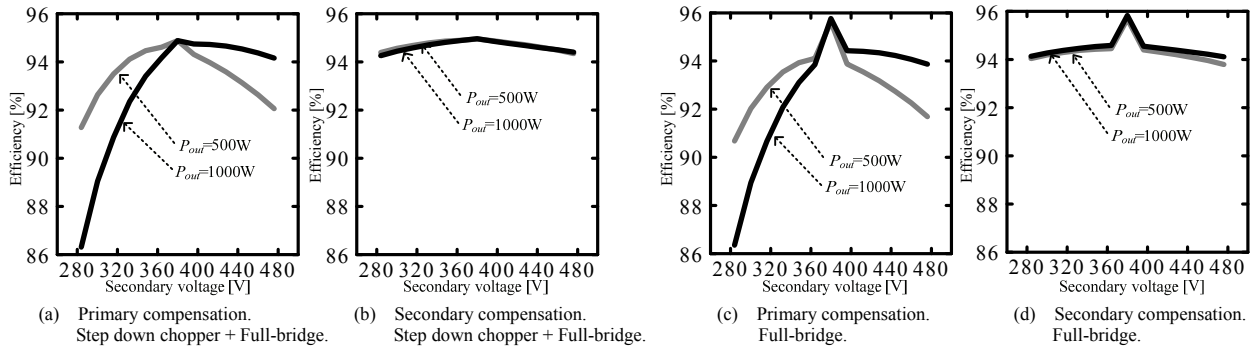


Fig. 7. Calculation results of the secondary voltage compensation ($V_1=48V$, $V_2=380V\pm 25\%$).

スイッチングしていないためである⁽²⁰⁾⁽²¹⁾。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、電圧が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、メイン回路と補助回路の間で電流の一部が還流するモードが発生し、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生じそれが降圧動作となる場合、または、補助回路を接続していない側に電圧変動が生じそれが昇圧動作となる場合のいずれかである。負荷が等しい場合、昇圧時には回路に流れる電流が増加するため、還流モードの発生によりさらに電流が増加し、効率が低下する。そのため、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低下する(図6(b), (d), 図7(a), (c))。したがって、1次側と2次側で電圧変動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。特に、直流バス電圧とバッテリーを連系する電源システムを想定すると、変動の小さい直流バス電圧側ではなく、変動の大きいバッテリー側に接続するほうがよい。

また、補助回路の回路方式による違いでは、降圧チョッパ+フルブリッジの場合、素子の増加により導通損失が大きくなるため、高圧側に接続する方が有利である。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高速な素子を用いることができる点で有利である。

以上の検討より、高効率を達成するためには以下の項目を満たす回路構成とすればよい。

- (1) 基準電圧に対して、電圧変動が大きくなる側に補助回路を接続する
- (2) 高圧側に接続する場合は、降圧チョッパ+フルブリッジの補助回路を、低圧側に接続する場合はフルブリッジのみの補助回路を選択する

〈4-2〉 回路方式の決定

1次側にバッテリー(48V±25%)を接続し、2次側にDCバス(ほぼ380V一定)を接続してバッテリーを充放電する絶縁形双方向DC/DCコンバータを想定する。

この場合、1次側はバッテリーで電圧変動幅が大きく、2次側はDCバスで電圧変動幅が小さいため、高効率を達成するためには1次側に補助回路を接続する。また、1次側は低圧側であるため、導通損失の小さいフルブリッジのみの補助回路を用いる。

したがって、高効率を得るためには、1次側に補助回路を接続(図3(a))、補助回路の回路方式はフルブリッジのみ(図4(b))の組み合わせが最適である。

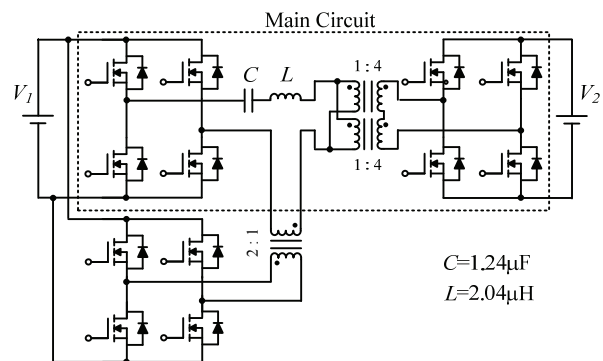


Fig. 8. Experimental circuit configuration

5. 実験結果

提案回路の有効性を検証するため、試作機を作製して実験を行った。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と想定し、バッテリーの電圧を $48V \pm 25\%$ 、DCバス電圧を380V一定と設定した。

図8に実験回路の構成を示す。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、変動が大きい低圧側から補償するほうが有利なためである。メイントランスは高昇圧比を実現するためにトランスを2つに分離して構成した⁽²²⁾。これは、巻数比1:4のトランスを2個用い、1次側を並列、2次側を直列に接続することで高昇圧比を実現している。また、今回作製した実機では、トランスの漏れインダクタンスのみでは不十分だったため、トランスに直列にインダクタを追加している。なお、実験では1次側から2次側、2次側から1次側どちらの場合においても、直流電源装置と抵抗負荷を用いて実験している。

メイン回路1次側FETはIRFB4110PBF(International Rectifier)、2次側FETは2SK3697(富士電機)、補助回路のFETはIRFB4410PBF(International Rectifier)を用いている。また、トランスコアはPC44EER42-Z(TDK, $A_e = 194 \text{ mm}^2$, $V_e = 19200 \text{ mm}^3$)、共振コンデンサにはEVCシリーズ1kV, 0.3 μF (村田製作所)を並列接続して使用した。

(5.1) メイン回路のみの実験結果

図9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。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9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。これは、1次側から2次側への変換においては、2次側に380Vが出力されるときの1次側電圧を、2次側から1次側への変換では、2次側を380Vとしたときの1次側へ出力される電圧を示している。結果より、最高効率は負荷650Wにおいて95.5%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) 提案回路の実験結果

図10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、図10(a)は1次側から2次側への変換であり、図10(b)は2次側から1次側への変換である。結果より、提案回路の最高効率は負荷650Wのとき95.5%となり、1次側電圧が基準電圧(48V)付近で概ね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。なお、この最も効率が高くなる点において補助回路は動作せず、メイン回路のみの動作となっている⁽²⁰⁾⁽²¹⁾。そのため、メイン

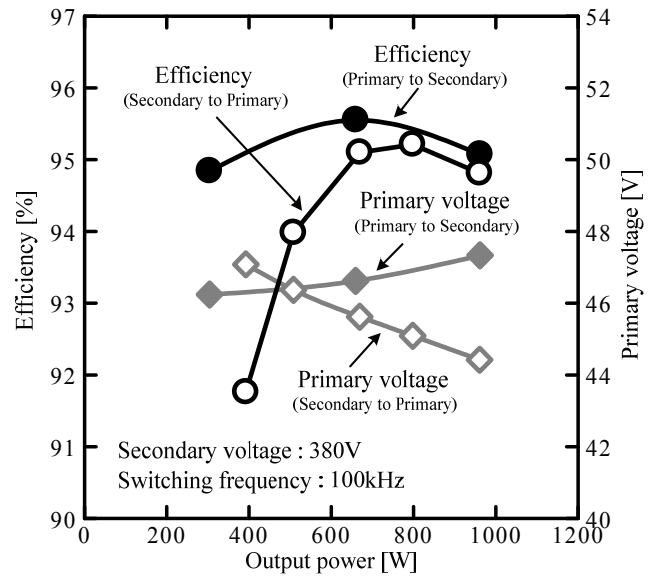
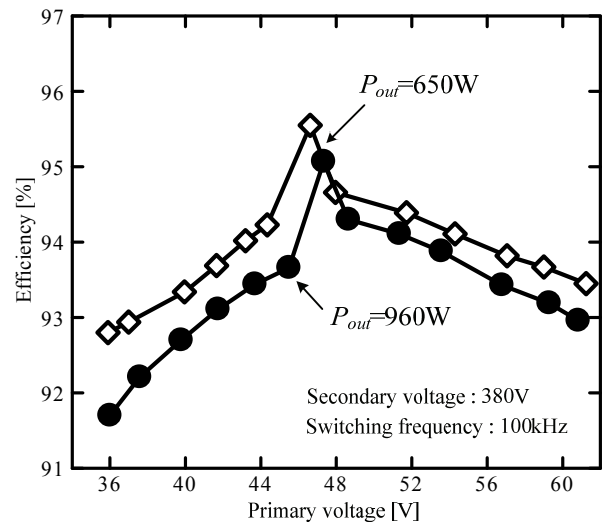
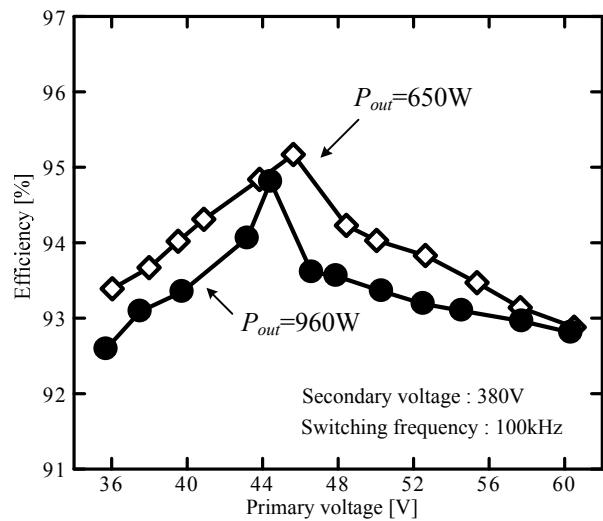


Fig. 9. Experimental results of the load characteristics only the main circuit.



(a) Primary to Secondary.



(b) Secondary to Primary.

Fig. 10. Experimental results of the primary voltage compensation of the proposed circuit.

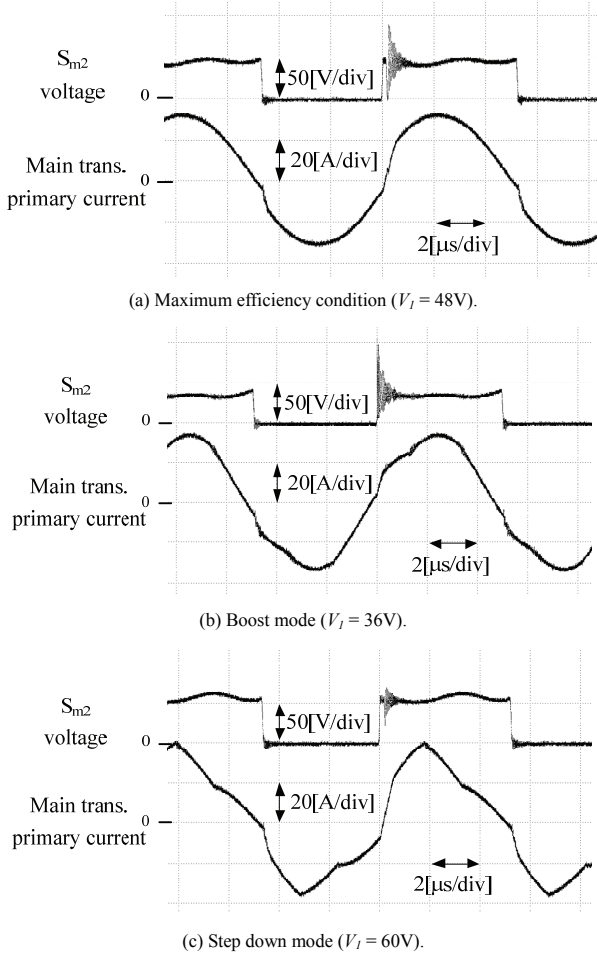


Fig. 11. Waveforms of the main transformer primary current and the terminal voltage of S_{m2} ($P_{out}=960W$).

回路のみの実験結果とほぼ同じ効率を得られる。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 11 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。なお、パワーフローは 1 次側から 2 次側である。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。なお、提案回路において共振形コンバータは原理的にゼロ電流スイッチングできるが⁽²⁰⁾⁽²¹⁾、試作器では若干のずれが発生していることを付記しておく。なお、このずれにより発生するスイッチング損失は回路で発生している全損失の 3%以下である。また、電流波形のひずみは補助回路で電圧を重畳しているためであり、補助回路に流れる電流がメイン回路の電流に重畳されることで波形がひずんでいる。

図 12 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。2 次側電圧を 380V 一定に制御するため、1 次側電圧が低下した場合はメイン回路の電圧と同極性で波形を重畳し (図 12(b)),

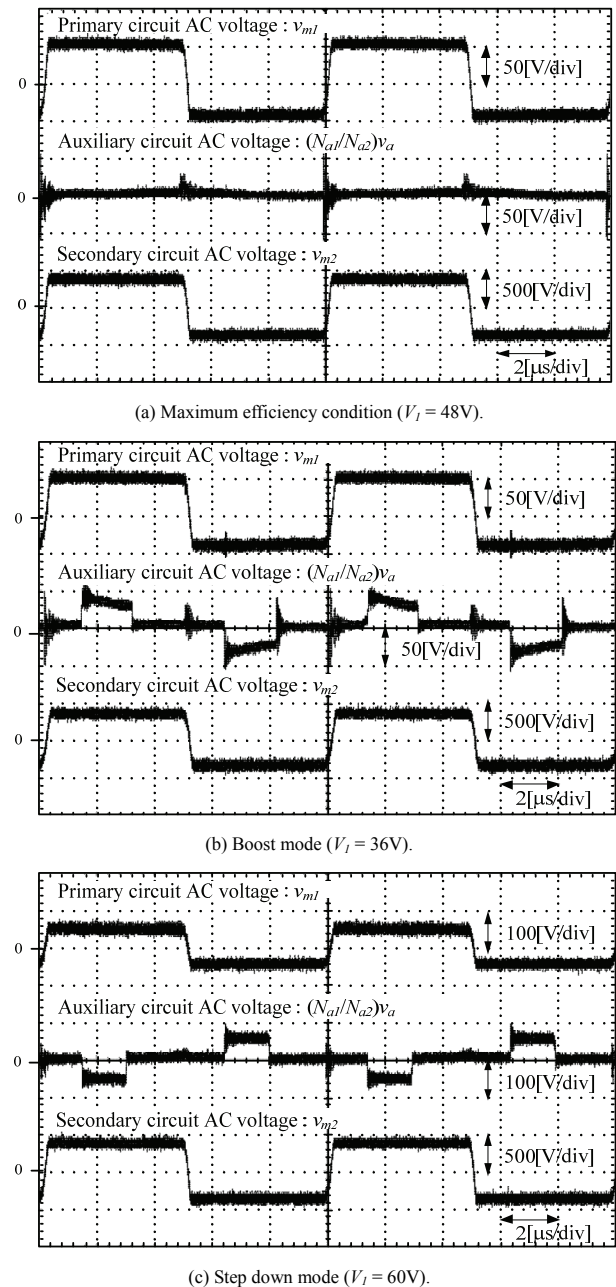


Fig. 12. AC voltage waveforms of the each circuit ($P_{out}=960W$).

1 次側電圧が上昇した場合はメイン回路の電圧逆極性で波形を重畳している (図 12(c)) ことが確認できる。なお、補助回路の電圧において発生しているサージ電圧の原因は、メイン回路の電圧極性が切り替わった際に補助回路 FET の寄生容量に電流が流れるためである。

〈5・3〉 損失解析

図 13 に負荷 960W, 1 次側から 2 次側への変換において、試作器をベースとする損失解析結果を実験結果と合わせて示す。また、図 13 では従来回路方式における損失解析結果も示している。これは、3, 4 章で示した理論式を用いた損失計算に加え、配線抵抗などを追加して実験結果と比較したものである。なお、これまでも小容量の試作器において解析法の妥当性は確認しており、実験結果と損失計算

がよく一致することを確認している⁽²³⁾。また、従来回路方式としては図 1(b)に示す回路を用いており、共振形コンバータのパラメータは提案回路と同じものを用いている。負荷や電圧の条件も同じである。

提案回路における損失計算の結果と実験結果はよく一致しており、非常に高い精度で損失の計算ができていることが確認できる。また、提案回路と従来回路の効率を比較したところ、広い領域で提案回路のほうが高効率を得られることがわかる。従来回路においては、チョッパのスイッチング損失と平滑リアクトルの損失が大きくなる。

図 14 に図 13 に示した提案回路の損失を分離した結果を示す。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。また、今回作製した実機では、トランスの漏れインダクタンスのみでは不十分だったため、トランスに直列にインダクタを追加している。この追加した共振インダクタの損失が損失全体の約 15%程度を占めている。また、特に昇圧時 (36V) にはメイン回路と補助回路の間に還流電流が流れるため、導通損失の割合が増加している。一方、降圧時 (60V) では、スイッチング損失の割合が増加していることが確認できる。

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ため、電圧の変動幅に着目し、直列補償方式により差分の電圧のみを変換する双方向絶縁形 DC/DC コンバータを提案した。

直列補償方式を用いた双方向コンバータは様々なものが考えられるため、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。回路で発生する損失の理論式を導出し、1kW 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った。その結果、要求仕様に応じて、高効率を実現できる補助回路の構成について明らかにした。特に、1 次側をバッテリー (48V)、2 次側を DC バス (380V) に接続することを想定した場合、1 次側にフルブリッジコンバータの補助回路を接続する構成が最も有効であることを確認した。

実験では、直列補償による提案回路の基本動作を確認し、1 次側 (バッテリー) 電圧を変動させて特性の検証を行った。その結果、メイン回路の共振形フルブリッジコンバータの ZCS を維持したまま補助回路により電圧を制御できることを確認した。また、効率においては、基準電圧付近 (48V) において最高効率 95.5%を達成し、高効率を維持したまま昇降圧動作が可能であることを確認した。さらに損失解析を行い、提案回路では従来回路と比較して広い領域で高効率を得られることを確認した。全体としてメイン回路のトランス損失が支配的であり、昇降圧時には補助回路のスイッチング損失が増加する。

今後の予定として、最適設計による変換効率の改善、他

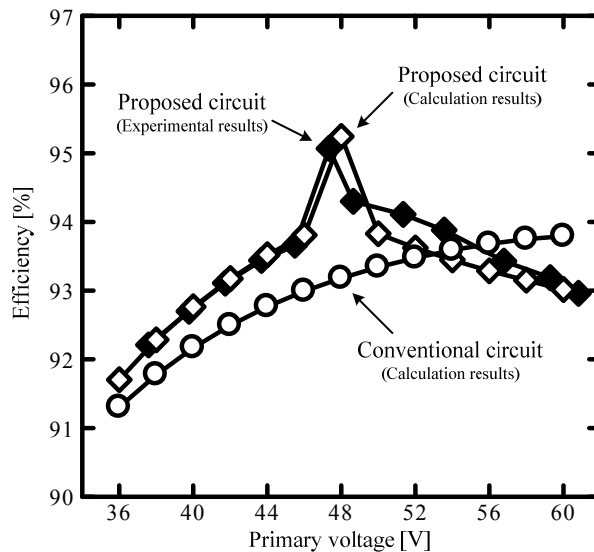


Fig. 13. Loss analysis of a prototype and conventional circuit.

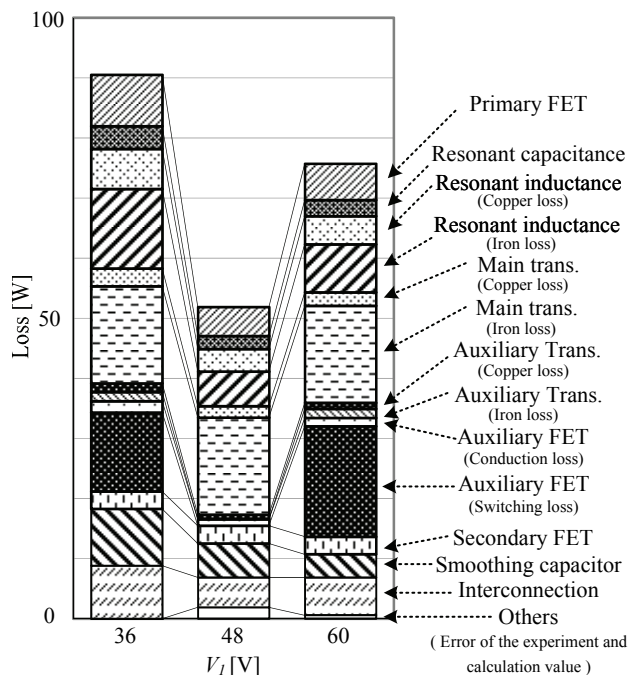


Fig. 14. Loss partition results of a prototype.

の回路パターンによる実機検証があげられる。

(平成 13 年 1 月 1 日受付, 平成 14 年 1 月 1 日再受付)

文 献

- (1) F. Krismer, J. Biela, J.W. Kolar : "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) 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) T. F. Wu, J. G. Yang, C. L. Kuo, S. Z. Lan : "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) D. Aggeler, J. Biela, S. Inoue, H. Akagi, J.W. Kolar : "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) J.Biela, U.Badstuebner, J.W.Kolar : "Impact of Power Density Maximization on Efficiency of DC-DC Converter Systems", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 24, No. 1, pp.288-300 (2009)

(7) K.Fathy, K.Morimoto, T.Doi, H.Ogiwara, H.W.Lee, M.Nakaoka : "A Divided Voltage Half-Bridge High Frequency Soft-Switching PWM DC-DC Converter with High and Low Side DC Rail Active Edge Resonant Snubbers", IPEMC 2006, Vol. 2, pp.1-5 (2006)

(8) M.N. Kheraluwala, R.W. Gascoigne, D.M. Divan, E.D. Baumann : "Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter", Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 28, Issue 6, pp.1294-1301 (1992)

(9) Hui Li, Fang Zheng Peng, Lawler J.S. : "A natural ZVS medium-power bidirectional DC-DC converter with minimum number of devices", Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 39, Issue 2, pp.525-535 (2003)

(10) R. L. Steigerwald : "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 2, pp.174-182 (1988)

(11) A. K. S. Bhat : "Analysis and design of LCL-type series resonant converter", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 41, No. 1, pp.118-124 (1994)

(12) G. Raju, S. Doradla : "An LCL resonant converter with PWM control-analysis, simulation and implementation", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 10, No. 2, pp.164-174 (1995)

(13) J.F. Lazar, R. Martinelli : "Steady-State Analysis of the LLC Series Resonant Converter", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE, Vol. 2, pp.728-735 (2001)

(14) M.Takagi, K.Shimizu, T.Zaitu, "Ultra High Efficiency of 95% for DC/DC Converter - Considering Theoretical Limitation of Efficiency", IEEE APEC 2002, vol. 2, pp. 735-741 (2002)

(15) 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)

(16) H. Igarashi, H. Akagi : "System Configurations and Operating Performance of a Dynamic Voltage Restorer", IEEJ, Vol.123-D, No.9, pp.1021-1028 (2003) (in Japanese)
五十嵐 浩明, 赤木 泰文 : 「瞬時電圧低下補償装置のシステム構成と運転特性」, 電学論 D, Vol.123, No.9, pp.1021-1028 (2003)

(17) T. Jimichi, H. Fujita, H. Akagi : "Experimental Verification of a Dynamic Voltage Restorer Capable of Significantly Reducing an Energy-Storage Element", IEEJ, Vol.125-D, No.12, pp.1153-1160 (2005) (in Japanese)
地道 拓志, 藤田 英明, 赤木 泰文 : 「エネルギー蓄積要素を大幅に低減できる瞬時電圧低下補償装置の実験的検討」, 電学論 D, Vol.125, No.12, pp.1153-1160 (2005)

(18) Giuseppe Guidi, Tore M. Undeland, Yoichi Hori : "An Interface Converter with Reduced VA Ratings for Battery-Supercapacitor Mixed Systems", Power Conversion Conference - Nagoya 2007, pp.936-941 (2007)

(19) Jong-Pil Lee, Byung-Duk Min, Dong-Wook Yoo, Tae-Jin Kim, Ji-Yoon Yoo : "A new topology for PV DC/DC converter with high efficiency under wide load range", Power Electronics and Applications 2007 European Conference, pp1-6 (2007)

(20) S. Miyawaki, J. Itoh, K. Iwaya : "High Efficiency Isolated DC/DC Converter Using Series Voltage Compensation", IEEJ, Vol.130-D, No.1, pp.43-50 (2010) (in Japanese)
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)

(21) S. Miyawaki, J. Itoh, K. Iwaya : "High Efficiency Isolated DC/DC Converter using Series Connection on Secondary Side", IEEJ, Vol.131-D, No.10, pp.1175-1183 (2011) (in Japanese)

宮脇 慧, 伊東 淳一, 岩谷 一生 : 「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」, 電学論 D, Vol.131-D, No.10, pp.1175-1183 (2011)

(22) D. Reusch, F.C.Lee : "High Frequency Bus Converter with Low Loss Integrated Matrix Transformer", 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp.1392-1397 (2012)

(23) S. Miyawaki, J. Itoh, K. Iwaya : "Optimization Design Procedure in the Efficiency Characteristics for a current resonant type half-bridge converter", EDD-10-188, SPC-10-145 (2010) (in Japanese)

宮脇 慧, 伊東 淳一, 岩谷 一生 : 「電流共振形ハーブリッジコンバータの効率特性における最適設計法」, EDD-10-188, SPC-10-145 (2010)

宮脇 慧



(学生員) 1985年7月6日生まれ。2010年3月長岡技術科学大学院工学研究科修士課程電気電子情報工学専攻修了。同年4月同大学大学院工学研究科博士後期課程エネルギー・環境工学専攻に進学。主に電力変換回路に関する研究に従事。

伊東 淳一



(正員) 1972年1月6日生まれ。1996年3月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月、富士電機(株)入社。2004年4月長岡技術科学大学電気系准教授。現在に至る。主に電力変換回路、電動機制御の研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。2007年第63回電気学術振興賞進歩賞受賞。IEEE 会員。

岩谷 一生



(正員) 1977年9月19日生まれ。2002年3月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。2005年4月デンセイ・ラムダ(株)入社。2006年3月長岡技術科学大学大学院工学研究科博士課程修了。現在、TDK ラムダ(株)勤務。スイッチング電源の開発に従事。博士(工学)