

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

学生員 宮脇 慧* 正員 伊東 淳一*
正員 岩谷 一生**

High Efficiency Isolated DC/DC Converter using Series Connection on Secondary Side

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

This paper proposes a new circuit topology for a high efficiency isolated DC/DC converter using series compensation. The proposed converter consists of a high efficiency resonance half-bridge converter and a series converter. The series converter regulates the output voltage the provides only the differential voltage between the input voltage and output voltage. Therefore, the circuit achieves high efficiency when the input voltage is almost equal to the output voltage, because then only the resonance converter will operate.

In this paper, the approach employed to achieve a high efficiency by using the proposed series compensation method is introduced. In addition, the fundamental operation and the method of designing the proposed circuit are described. The suitability of the proposed circuit was confirmed by performing an experiment and loss analysis, maximum efficiency achieved was 96.2%.

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

Keywords : DC/DC converter, Isolated converter, Series voltage compensation, Current resonance

1. はじめに

近年、様々な電気機器に用いられるマイクロプロセッサなどの各種制御 IC に必要な電源が低電圧大電流化しており、さらに負荷変動に対して高速な応答が求められている。このため、交流を直接低電圧な直流に変換するのではなく、交流 (100V/200V) を、直流の中間バス電圧 (48V~12V) に一度変換しておき、負荷のすぐ近くで更に低電圧大電流 (3.3V, 1.8V など) に変換する分散化電源システムが広く用いられている。このとき、2種類の DC/DC コンバータが用いられ、バス電圧を安定化するためのバスコンバータと負荷の直近で低電圧大電流に変換する POL コンバータがある。

急速な通信技術の発達に伴い、スイッチ、ルータなどを用いた基幹系通信や移動体通信基地局、ハイエンドサーバなどに用いられる電源システムにおいて、分散給電システムが広く用いられている。これらの電源システムでは、電源となる DC/DC コンバータを制御ボード上に複数個配置して給電するため、変換器の高効率化や小型化が特に重要と

なる⁽¹⁾⁻⁽⁵⁾。

高効率な絶縁形 DC/DC コンバータの回路方式として、トランスの漏れインダクタンスを利用する共振形ハーフブリッジコンバータが有効である。しかし、最適条件における制御では、スイッチング周波数が共振周波数に固定されるため、出力電圧の制御範囲に制限がある。このため、一般には、降圧チョップなどの電圧を制御するためのコンバータと直列に接続して使用される。しかし、この構成による DC/DC コンバータでは、全変換エネルギーが2つのコンバータを経由するため、損失の増加が懸念される。

一方、交流電力システムでは、電源に対して直列に電力変換器を接続して電圧変動を補償する手法がある⁽⁶⁾⁽⁷⁾。この方法は変換器の電力容量低減や高効率化の点で有利となる。同様に DC/DC コンバータにおいても、入力電圧の変動幅に着目し、直列に電圧を補償することで電圧を制御する方法が提案されている⁽⁸⁾⁻⁽¹¹⁾。これらは変動幅が小さいほど変換容量が小さくなり高効率を得られる。前述した直流バス電圧を安定化する絶縁形 DC/DC コンバータ (バスコンバータ) に注目すると、バス電圧が変動しても変動幅の小さい領域が動作の大部分を占めるため、この領域において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⁽¹¹⁾。

著者らは、これまで入力電圧の変動幅に着目し、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

* 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

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⁽¹⁰⁾。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ることができる。その結果、変換器による損失の低減を実現することができる。しかし、入力側に補助回路を接続する構成においては、補助回路にメイン回路と同じ耐圧の素子が必要となるため、トランスによる降圧を行う仕様（入力電圧 > 出力電圧）では損失が増加する。

本論文では、出力電圧により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。ここでは、従来、及び提案方式のエネルギーフローを用いて直列補償方式の原理を示し、それを実現する提案回路を示す。さらに、提案回路の簡易等価回路を用いたモード解析を行い、提案回路の安定動作条件を明確にすることで最適設計の指針を明らかにする。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効性を確認する。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(a)に降圧チョップと共振形ハーフブリッジコンバータで構成された従来回路を示す。従来回路は 2 つのコンバータを 2 段に接続し、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する。その後、後段の共振形ハーフブリッジコンバータで絶縁し、出力に一定の電圧を得る。

図 1(b)に従来回路のエネルギーフローを示す。従来回路では、図に示すように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、コンバータにおける損失が大きくなる。このとき、共振形コンバータの効率を η_r 、降圧チョップの効率を 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。

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

(2・2) 入力側に補助回路を接続した回路⁽¹⁰⁾

図 2 に入力側に補助回路を接続し、入力電圧を用いて直列補償を行う回路を示す。この回路では、主電力を送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（以下、ZCS）を実現することで、スイッチング損失なしに少ない部品点数で高効率を達成できる。さらに、電圧制御するための補助回路としてフルブリッジコンバータを用い、2 つのトランスを用いて補助回路の出力電圧を直列に重畳して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、

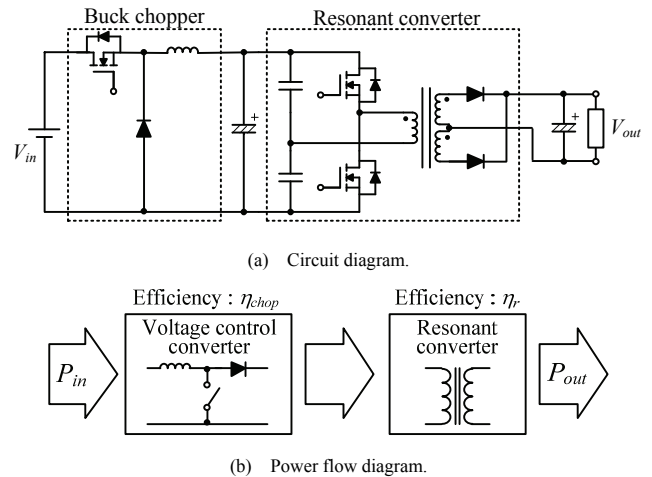


Fig. 1. Conventional circuit using a buck chopper and a resonant converter.

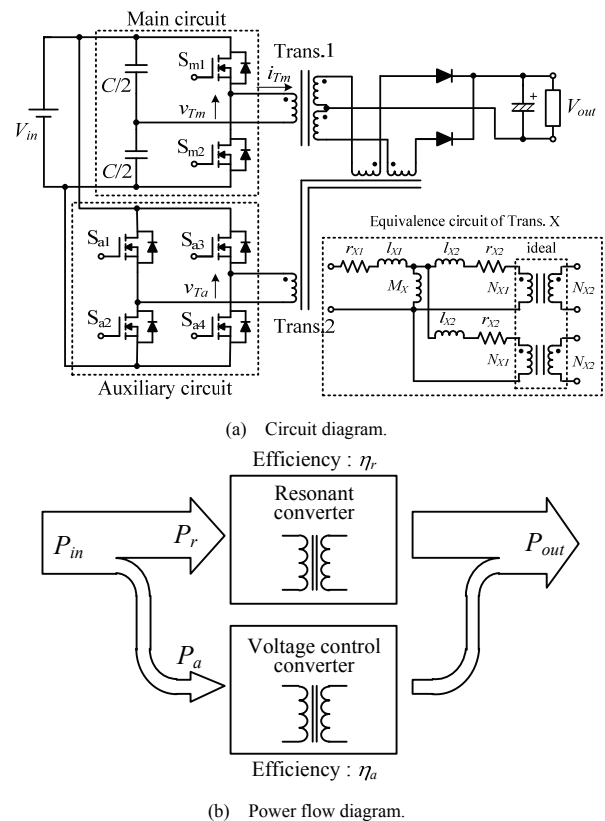


Fig. 2. The circuit using series connection on primary side⁽¹⁰⁾.

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。補助回路の電圧制御用コンバータの効率を η_a とすれば、提案回路における全体効率 η_{p1} は(2)式にて表される。

$$\eta_{p1} = \frac{\eta_r + k_1 \eta_a}{1 + k_1} \dots \dots \dots (2)$$

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。

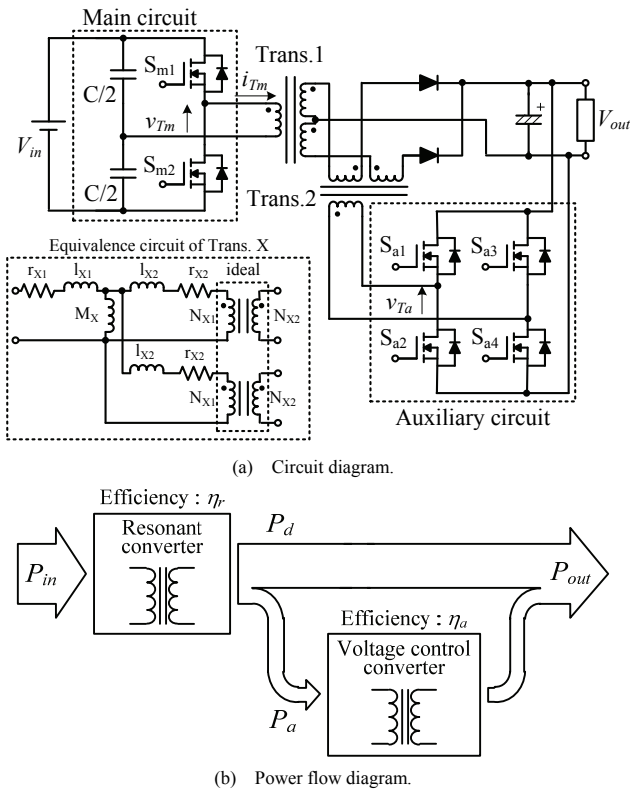


Fig. 3. Proposed circuit using series connection on secondary side.

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

しかし、入力側に補助回路を接続する構成では、補助回路にメイン回路と同じ耐圧の素子が必要となる。したがって、メイン回路のトランス巻数比が $2N_{11} > N_{12}$ 、つまり、降圧形のコンバータを構成する場合において、補助回路の損失が大幅に増加する問題がある。また、補助回路でも降圧してから補償する必要があるため、補助回路のトランス巻数比が増加する。

〈2・3〉 出力側に補助回路を接続した提案回路

図3(a)に本論文で提案する出力側に補助回路を接続し、出力電圧を用いて直列補償を行う提案回路を示す。入力側からの補償と同じく、電力の大部分を高効率な共振形コンバータで変換し、入力電圧の変動分のみを補助回路の電圧制御用コンバータにより直列補償する。ただし、補助回路を出力側に接続することで、降圧形のコンバータを構成する場合において、補助回路の素子耐圧はメイン回路より低いものを使用することができる。その結果、補助回路で発生する損失を減少させることができる。なお、入力側補償と出力側補償は、補償電圧を入力電圧とするか出力電圧とするかに相違があるだけで、基本的な動作や出力電圧の補償特性はほぼ同じである。

図3に示すトランス等価回路より、 l_{xx} を漏れインダクタンス、 M_{xx} を相互インダクタンス、 N_{xx} を巻数とすると、提案回路における共振インダクタンス L は(4)式となる。

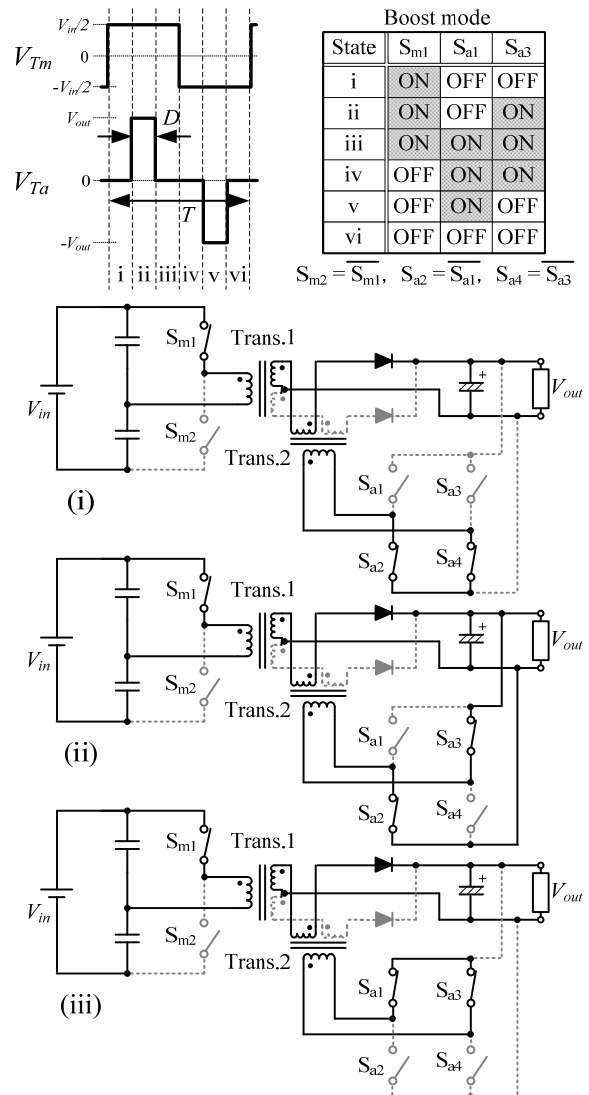


Fig. 4. Correspondence of switching pattern and operation mode (Boost operates).

$$L = l_{11} + \frac{M_1(l_{12} + L_{T2})}{M_1 + (l_{12} + L_{T2})} \dots \dots \dots (4)$$

ただし、 $L_{T2} = \left(\frac{N_{11}}{N_{12}}\right)^2 \left(\frac{N_{22}}{N_{21}}\right)^2 \left(l_{21} + \frac{l_{22}M_2}{M_2}\right)$

このとき、提案回路における共振周波数 f_0 は(5)式にて求められる。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \dots \dots \dots (5)$$

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。

図3(b)に出力側から直列補償する絶縁形DC/DCコンバータのエネルギーフローを示す。提案回路では全電力を共振形コンバータで変換した後、電力の大部分を直接出力し、入力電圧の変動分のみを補助回路の電圧制御用コンバータにより直列補償する。このとき、負荷電力は直接出力される電力 P_d と補助回路を経由する電力 P_a に分離される。補助回路の電圧制御用コンバータの効率を η_a とすれば、提案回

路における全体効率 η_{p2} は(6)式にて表される。

$$\eta_{p2} = \eta_r \frac{1+k_2\eta_a}{1+k_2} \dots\dots\dots (6)$$

ただし、 $k_2 = P_a/P_d$

したがって、(7)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。

$$\frac{1+k_2\eta_a}{1+k_2} > \eta_{chop} \dots\dots\dots (7)$$

また、補助回路は目標電圧との差分電力のみを出力するため、補助回路は小容量の電力変換器で構成できる。ただし、周辺回路が増加するため、この方式は比較的電力が大きい方が有利である。

(2・4) 制御方式

図 4 に昇圧動作時のスイッチングパターンと動作モードを示す。メイン回路の共振形ハーフブリッジコンバータは常に ZCS 動作を達成するため、回路の共振周波数 f_o に合わせてスイッチ S_{m1} 、 S_{m2} をデューティ 50% でスイッチングする。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し、ゼロ電圧期間をもつ 3 レベルの電圧を出力する。そのため、補助回路が電圧を出力している区間 ((ii), (v)) ではメイン回路と補助回路の波形が加算され、残りの区間 ((i), (iii), (iv), (vi)) では補助回路のトランスは短絡状態となる。また、降圧動作を行うときには、メイン回路の波形から補助回路の波形を逆位相で重畳するようにスイッチングを行う。

出力電圧は補助回路の出力パルス幅 D を調節することで重畳する電圧を変化させて制御する。入力電圧を V_{in} 、スイッチング周期を T 、出力電圧を V_{out} 、出力電圧指令値を V_{out}^* とし、漏れインダクタンスや巻線抵抗による電圧降下を無視すれば、出力パルス幅 D は(8)式で表せる。

$$D = \frac{T}{2} \cdot \frac{N_{21}}{N_{22}} \left(\frac{V_{out}^*}{V_{out}} - \frac{N_{12}}{2N_{11}} \frac{V_{in}}{V_{out}} \right) \dots\dots\dots (8)$$

図 5 に提案回路の制御ブロック図を示す。図に示すようにメイン回路は常にデューティ 50% でスイッチングする。また、補助回路では、出力電圧 V_{out} と出力電圧指令 V_{out}^* から電圧調整器(AVR)により出力パルス幅 D を求め、 D をそれに見合う位相に置き換えてシフトする位相差を求める。位相シフトは、メイン回路の出力電圧に対して補助回路出力電圧の位相を調整し、補助回路で発生するスイッチング損失を減少させるために行う。また、高効率を実現するために、提案回路は昇圧、降圧動作に加え、補助回路がスイッチングを行わない基準電圧動作の 3 つを有する。これらの各モードを切り替える信号を入出力電圧の関係から生成し、パルスが連続的に変化するように補助回路のスイッチングパターンを切り替えて制御する。その結果、出力電圧の制御性は従来回路と同様となる。

3. 動作モード解析

(3・1) 簡易等価回路

提案回路の最適な設計を明らかにするため、簡易等価回

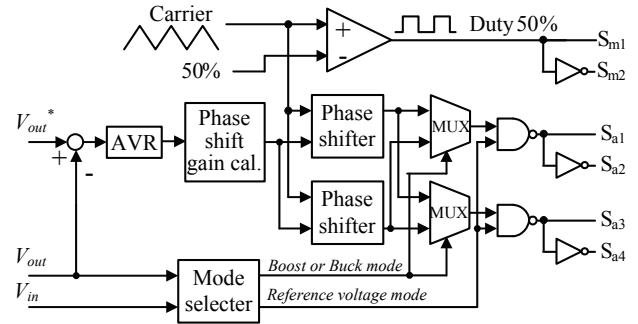


Fig. 5. Control block diagram.

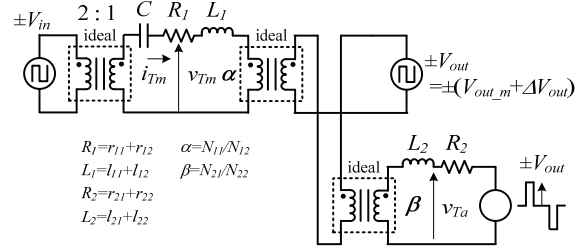


Fig. 6. Simple equivalent circuit (Boost mode).

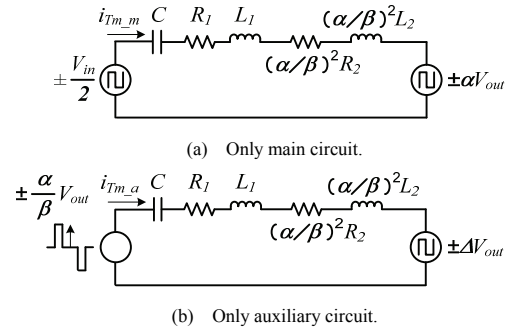


Fig. 7. Separation of circuit by superposition principle.

路を用いたモード解析により、回路方程式の導出を行う。

図 6 に昇圧動作時において簡易化した提案回路図を示す。交流信号解析を行うと、提案回路の入出力電圧は振幅 $\pm V_{in}$ 、 $\pm V_{out}$ 、周波数をスイッチング(共振)周波数とする矩形波として表現できる。また、補助回路から加算される電圧は振幅 $\pm V_{out}$ でゼロレベルを持ち、スイッチング周波数に同期した 3 レベルの電圧波形として表すことができる。このとき、出力するパルス幅は D であり、出力される電圧の平均値は ΔV_{out} である。したがって、出力電圧 V_{out} はメイン回路からの出力電圧 $V_{out,m}$ と ΔV_{out} の合計で表すことができる。

一方、メイン回路であるハーフブリッジコンバータは 1 つの共振コンデンサと巻数比 2 : 1 の理想トランスによって表せる。回路中の抵抗はトランスの巻線抵抗を、インダクタンスは漏れインダクタンスを表している。なお、トランスの励磁インダクタンスは漏れインダクタンスよりも十分大きいとして無視している。

(3・2) 回路方程式の導出

図 7 に重ね合わせの原理を用いてメイン回路側と補助回路側に分離した簡易等価回路図を示す。簡易等価回路は 3 つの電圧源で構成されるため、メイン回路から見た等価回路は、補助回路の入力を短絡することで得られる。同様に、

補助回路から見た等価回路はメイン回路の入力を短絡することで得られる。メイン回路におけるトランス入力電流 i_{Tm} に着目し、メイン回路側 (図 7(a)) のトランス入力電流を i_{Tm_m} 、補助回路側 (図 7(b)) のトランス入力電流を i_{Tm_a} 、とすると i_{Tm} は(9)式で表すことができる。

$$i_{Tm} = i_{Tm_m} + i_{Tm_a} \dots\dots\dots (9)$$

したがって、図 7 におけるそれぞれの回路方程式を求めて合成することで、回路全体の回路方程式を比較的容易に得ることができる。図 7 から、図 4 における各モード (i~vi) 切り替わり時における初期電流値をそれぞれ $i_{m(k)}$ 、 $i_{a(k)}$ 、コンデンサ電荷を $q_{m(k)}$ 、 $q_{a(k)}$ とするとメイン回路側のトランス入力電流 i_{Tm_m} と補助回路側のトランス入力電流 i_{Tm_a} はそれぞれ(10)、(11)式で表せる。

$$i_{Tm_m} = e^{-\frac{1}{\tau}t} \left[\begin{aligned} & \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{\omega L} \sin(\omega t) - \frac{\alpha V_{out}}{\omega L} \sin(\omega t) \\ & + i_{m(k)} \left\{ \cos(\omega t) - \frac{1}{2Q} \sin(\omega t) \right\} - q_{m(k)} \omega \left(1 + \frac{1}{4Q^2} \right) \sin(\omega t) \end{aligned} \right] \dots\dots\dots (10)$$

$$i_{Tm_a} = e^{-\frac{1}{\tau}t} \left[\begin{aligned} & \frac{\alpha}{\beta} \frac{V_{out}}{\omega L} \sin(\omega t) - \frac{\alpha \cdot \Delta V_{out}}{\omega L} \sin(\omega t) \\ & + i_{a(k)} \left\{ \cos(\omega t) - \frac{1}{2Q} \sin(\omega t) \right\} - q_{a(k)} \omega \left(1 + \frac{1}{4Q^2} \right) \sin(\omega t) \end{aligned} \right] \dots\dots\dots (11)$$

ただし、 $\tau = \frac{2L}{R}$ 、 $\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{\tau}\right)^2}$ 、 $Q = \frac{\omega L}{R}$

$$R = R_1 + \left(\frac{\alpha}{\beta}\right)^2 R_2, \quad L = L_1 + \left(\frac{\alpha}{\beta}\right)^2 L_2$$

また、メイン回路のトランス巻数比を $\alpha=N_{11}/N_{12}$ 、補助回路のトランス巻数比を $\beta=N_{21}/N_{22}$ としている。これより、回路に流れる直列共振電流は、分離した回路における 2 つの電圧源と初期電流値、初期コンデンサ電荷で求めることができる。また、電流ピーク値は Q が大きい場合、つまり共振インダクタンス L が大きく、巻線抵抗 R が小さいほど低く抑えられる。

4. 提案回路の設計法

〈4・1〉 設計の基本方針と設計仕様

図 8 に最適設計の手順をフローチャートで示す。表 1 に示すような設計仕様を入力として与え、図に示す手順で計算を行うことで、設計の最適化が可能となる。入力となる設計仕様は、回路の体積 (Volume)、安定動作領域の最小電力 P_{min} 、補償する入力電圧範囲 V_{fluc} 、入出力電圧 $V_{in}-V_{out}$ 、定格電力 P_{out} からなる。ここでいう回路の体積とは、回路の受動素子の体積を概算するための参考値である。特に、受動部品の体積中では、メイントランスの占める割合が大きいため、メイントランスのコア体積から共振周波数の初期値を決定する。設計手順は、まず作成する回路のスイッチング (共振) 周波数を決め、仕様に基づいてフローチャートから共振インピーダンスを決定する。具体的には、安定動作領域の最小電力 P_{min} から共振インダクタンス L の下限値

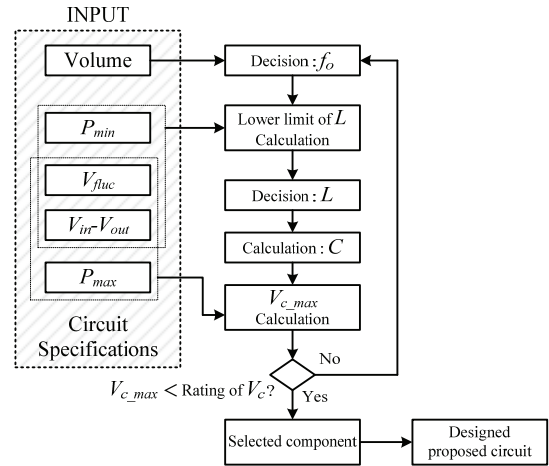


Fig. 8. Design procedure flowchart.

Table 1. Circuit specifications.

$V_{in} - V_{out}$	48V - 12V
V_{fluc}	12V ($\pm 25\%$)
P_{min}	75W
P_{max}	200W
f_o	220kHz

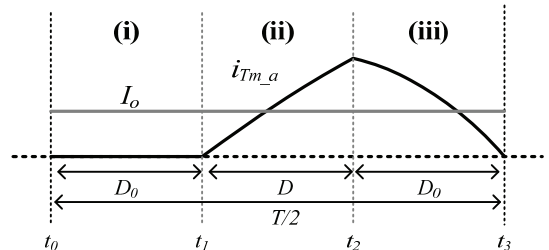


Fig. 9. Resonant current waveforms only on separating auxiliary circuit in boundary condition.

を求める。 L が設定されると、 C は共振周波数から決定できる。このときに、共振による C の電圧が大きくなり過ぎた場合は、再度、共振インピーダンスを設定し、条件を満たして計算が収束するような設計値を求める。

〈4・2〉 安定動作条件の設定

回路設計の基準として安定動作条件を設定する。3 章で示したように、提案回路の動作はメイン回路と補助回路それぞれの動作に分離できる。安定動作条件は補助回路のみ (図 7(b)) の動作に依存する。図 7(b)において、補助回路から加算される電圧は振幅 $\pm V_{out}$ でゼロレベルを持ち、スイッチング周波数に同期した 3 レベルの波形となるが、軽負荷領域において共振電流が不連続となる場合があり、この状態においては、提案回路として動作させたときに、補助回路による補償を行わない場合と比較して電流のピーク値が大幅に増加し、また出力電圧も不安定となる現象が発生する。したがって、電流が連続で動作する条件として最小電力 P_{min} を与え、それ以上の負荷領域では電流不連続が発生しないように共振インピーダンスを設定する。

〈4・3〉 共振インピーダンスの決定法

図 9 に境界条件において式(11)により算出した補助回路の

みの電流波形 i_{Tm_a} を示す。ここでいう境界条件とは、電流が連続、不連続に動作する境界の状態を指す。境界条件においては、 t_1 における初期電流値 i_{Tm_a} はゼロであるため、区間(ii)における i_{Tm_a} は L の大きさとその両端の電位差から直線近似して求められる。区間(i)においては常に $i_{Tm_a}=0$ であることから、コンデンサ電圧と出力電圧が等しくなり、区間(ii)における電流 $i_{Tm_a(ii)}$ は(12)式で近似することができる。

$$i_{Tm_a(ii)} = \frac{\alpha}{\beta} \cdot \frac{V_{out}}{L} \cdot D \quad (12)$$

i_{Tm_a} は t_2 で最大となり、区間(iii)で減少していく。境界条件においては、 t_3 において $i_{Tm_a}=0$ となるため、半周期間において補助回路がゼロ電圧を出力している期間を D_0 とすると、安定動作条件は(13)式で表すことができる。

$$2D_0 \geq \frac{T}{2} - D \quad (13)$$

区間(iii)の電流波形も直線近似すると、 i_{Tm_a} の電流波形は三角形で近似できる。したがって、電流平均値 I_0 を用いると(14)式が成り立つ。

$$I_0 = \frac{1}{T/2} \left\{ \frac{1}{2} \cdot \frac{\alpha V_{out}}{\beta L} D (D + D_0) \right\} \quad (14)$$

また、電流平均値 I_0 は負荷抵抗 R_L と補助回路からの出力電圧平均値 ΔV_{out} を用いると(15)式で表すことができる。

$$I_0 = \frac{\Delta V_{out}}{\alpha R_L} \quad (15)$$

したがって、(13)~(15)式より安定動作可能な L の領域を求めると(16)式となる。

$$L \geq \frac{\alpha^2 V_{out} R_L D}{4\beta \cdot \Delta V_{out}} \left(1 + \frac{D}{T/2} \right) \quad (16)$$

つまり、補償するパルス幅 D と負荷の条件を与えることで、(14)式をもとに L の下限値を決定することができる。

〈4・4〉 設計例

表1に提案回路の設計仕様を示す。入力電圧 V_{in} は48V、出力電圧 V_{out} は12Vとし、入力電圧変動 V_{fluc} は $48V \pm 25\%$ (12V) を想定している。これらの仕様は、現在市販されているバスコンバータの仕様を参考に設定しており、提案回路が狙っているアプリケーション相当になる実験を行った。また、共振周波数は220kHzとして設計を行う。また、定格電力と最小電力は表に示す通りである。なお、ここでは一例として、比較的最低負荷が大きい仕様のDC/DCコンバータを想定しているが、図8に示すフローチャートに従って設計を行うことで、他の設計条件でも同様に適用することが可能である。

図10に表1の条件から(8)式と(16)式を用いて算出した L の下限値を示す。ただし、参考値として P_{min} を変化させた場合も同時に示している。また、入出力電圧の関係より、メイン回路のトランス巻数比は $\alpha=2$ 、入力電圧変動 V_{fluc} より補助回路のトランス巻数比は $\beta=2$ とした。補償電圧が大きくなると補助回路の出力パルス幅 D が増加するため、必要な

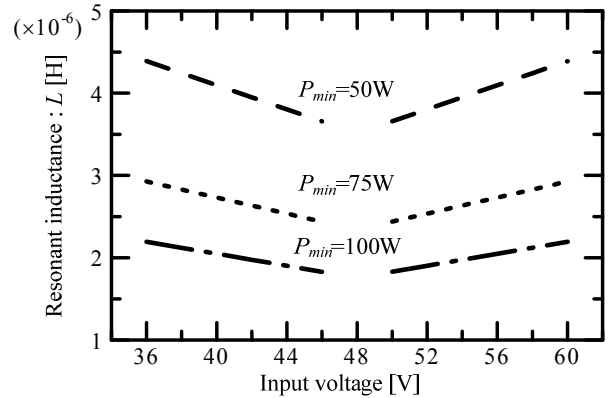


Fig. 10. Lower limit of resonant inductance.

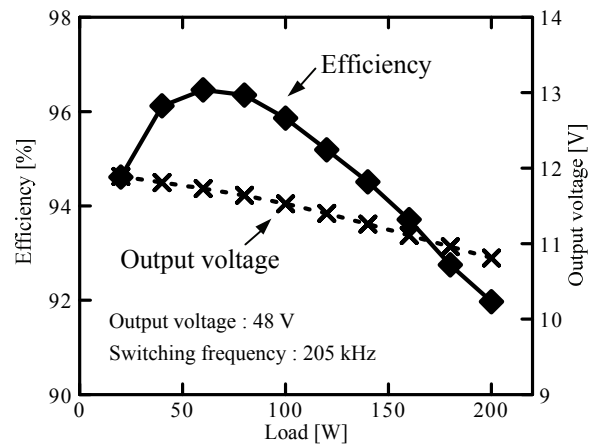


Fig. 11. Load efficiency characteristics of main circuit.

共振インダクタンスの値も増加する。図より、 $P_{min}=75W$ のときには、約 $2.8\mu H$ の共振インダクタンスが必要である。作成したトランスでは漏れインダクタンスが不足していたため、メイン回路のトランス入力側にインダクタンスを直列に挿入し、 $L=2.75\mu H$ とした。また、 L と f_0 より(3)式を用いて C を求めると $C=0.20\mu F$ となる。

次に、最大電力 P_{max} の条件から共振電流の最大値 I_{max} を求めると(17)式となる。

$$I_{max} = 2 \cdot \frac{P_{max}}{V_{in}} \cdot \frac{\pi}{2} = 13A \quad (17)$$

したがって、共振コンデンサの電圧最大値 V_{c_max} を求めると(18)式となる。

$$V_{c_max} = \frac{I_{max}}{\omega C} = 47V \quad (18)$$

結果より、 V_{c_max} は電源電圧以下に抑えられているため、設計を終了する。これで、共振パラメータや最大電圧、最大電流を求めることができたため、表1をもとに各素子の選定を行えばよい。

5. 実験結果

〈5・1〉 メイン回路実験結果

実験では、まず共振形ハーフブリッジコンバータ単体での動作を確認し、高効率に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。ただし、整流器には FET

Table 2. Experimental parameters of secondary side compensation.

Nominal input voltage	48 V	Wire turns Trans. 1	2 : 1
Input voltage fluctuation range	12 V ($\pm 25\%$)	Wire turns Trans. 2	2 : 1
Output voltage	12 V	Resonance Capacitance (C)	0.2 μ F
Output power	100W	Resonance Inductance (L)	2.4 μ H
Switching frequency	205 kHz		

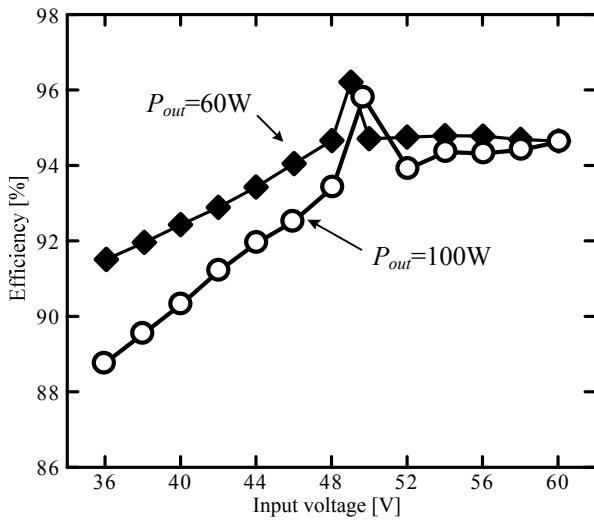


Fig. 12. Characteristics of efficiency for the input voltage fluctuations.

を用いた同期整流器を採用している。

図 11 に入力電圧 48V における負荷効率特性を示す。ただし、制御はデューティ 50% のオープンループ制御である。結果より、最高効率は負荷 60W において 96.4% 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。最高効率率が設計仕様の 75W 以下にあるが、これは、本稿での設計が安定動作を基準にしたものであり、効率の最高点を設計するものではないからである。

〈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 12 に負荷 60W, 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。なお、実験条件は表 2 に示すとおりである。結果より、提案回路の最高効率は負荷 60W で 96.2% となり、入力電圧が基準電圧 (48V) 付近で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、昇降圧動作時においても良好な結果を得られている。降圧時よりも昇圧時に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、昇圧時に出力電流の一部が還流すること、入力電圧が低下するため、ハーフブリッジコンバータに流れる電流が増加するためである。なお、負荷 60W において、実験結果で最高効率率が入力電圧 48V のときではなく、入力電圧 49V のときに得られている理由は、図 11 に示したように、メイン回路で出力電圧が約 1V 低下するため、基準電圧モードで出力電圧を 48V に制御した場合の入力電圧が約

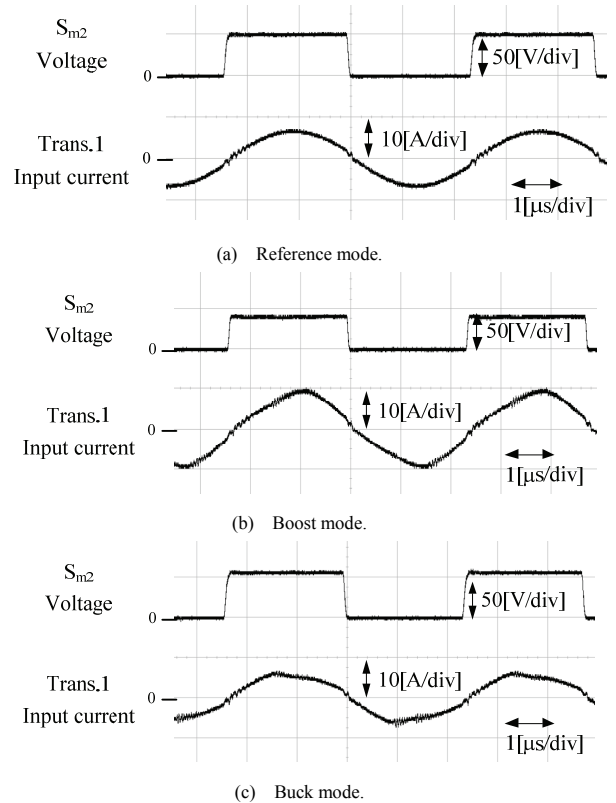


Fig. 13. Input current of the transformer and the terminal voltage of S_{m2} (Load: 100W).

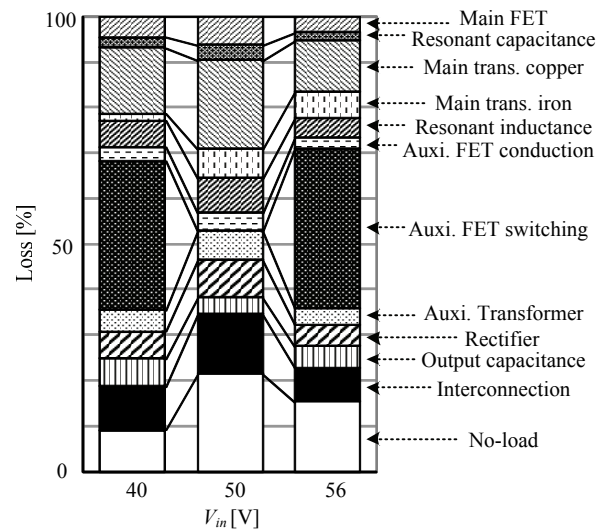


Fig. 14. Loss analysis of experimental result (Load: 100 W).

49V となるからである。負荷 100W においてはさらにメイン回路の電圧が低下するため、最高効率は入力電圧 50V のときとなっている。

図 13 に負荷 100W における効率最高点、昇圧時、降圧時におけるハーフブリッジコンバータの入力電流とスイッチ S_{m2} の端子電圧を示す。結果より、どちらの場合においても ZCS が達成されていることが確認できる。

〈5・3〉 実験結果の解析

図 14 に実験結果の損失解析結果を示す。損失解析はシミュレーションによる導通損失の解析と、実験によるスイッ

Table 3. Experimental parameters of primary side compensation.

Nominal input voltage	48 V	Wire turns Trans. 1	2 : 1
Input voltage fluctuation range	12 V ($\pm 25\%$)	Wire turns Trans. 2	8 : 1
Output voltage	12 V	Resonance Capacitance (C)	0.2 μF
Output power	100W	Resonance Inductance (L)	2.7 μH
Switching frequency	205 kHz		

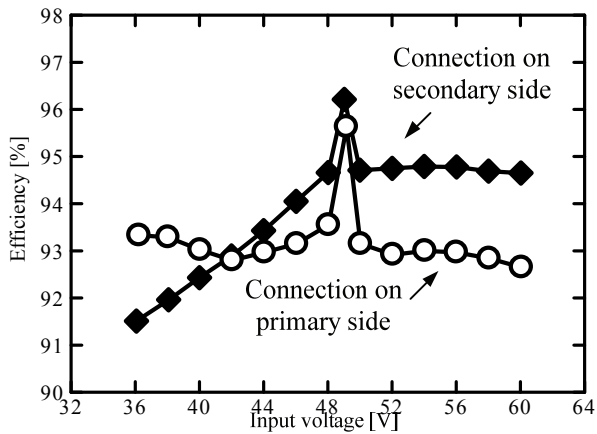


Fig. 15. Comparison between the connection on primary side and secondary side.

チング損失の測定からなる。また、トランスの損失は表皮効果を考慮した銅損とコアのデータシートから得た鉄損を用いて計算した。結果より、支配的な損失はメイン回路のトランス損失であり、効率改善のためには、トランスの最適設計が必要である。また、昇降圧時において、補助回路のスイッチング損失が増加していることがわかる。なお、ここでは同期整流器を導入したため、二次側整流器の損失の割合は小さくなっている。これは、文献(10)では同期整流器を採用しておらず、整流器における損失の割合が大きかったことから採用した。

〈5・4〉 入力側と出力側からの補償法による比較

図15に負荷60Wにおける出力側に補助回路を接続した提案回路と、入力側に補助回路を接続した回路の実験結果による比較を示す。入力側に補助回路を接続した回路の実験条件は表3に示すとおりである。メイン回路はどちらも同一のものを使用した。また、補償範囲を同一にするため、入力側補償における補助回路のトランス巻数比は $\beta=8$ とした。結果より、入力側からの補償では最高効率95.6%を得られている。しかし、入力電圧が基準値(48V)付近においては、出力側から補償したほうが入力側から補償するよりも高い効率を得られていることがわかる。これは、Fig. 14に示すとおり、回路損失においては補助回路のスイッチング損失が支配的であり、入力側から補償するほうが、高い入力電圧によりスイッチング損失が増加したためである。また、昇圧時において、入力側補償のほうが出力側補償よりも効率が高くなっているが、これは、補償法の違いによりパワーフローが変化するため、昇圧時と降圧時の特性が逆

転するためである。したがって、降圧形のコンバータを構成する場合においては、電圧の低い出力側に補助回路を接続したほうが有効である。

6. まとめ

本論文では、高効率な絶縁形DC/DCコンバータを実現することを目的として、入力電圧と出力電圧の差分電圧に注目し、直列補償方式により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。そして、降圧形のコンバータを構成する場合において有効な出力電圧を用いて直列補償する回路方式を提案した。また、簡易等価回路による提案回路の動作モード解析を行い、回路方程式を導出した。さらに、フローチャートを用いて最適な設計指針を明らかにした。

実験では、直列補償による提案回路の基本動作を確認し、入力電圧特性の検証を行った。その結果、共振形コンバータのZCSを維持したまま出力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(入出力電圧: 49 V to 12 V, 負荷: 60 W)において最高効率96.2%を達成した。また、高効率を維持したまま昇降圧動作できることを確認した。さらに、損失解析を行い、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支配的であることを確認した。これより、更なる効率改善のためには、トランス設計の最適化と、共振形などを適用することにより、スイッチング損失を低減した補助回路の適用が考えられる。また、本方式は補助回路の変換容量を小さくできる特徴を持つため、バスコンバータだけではなく、直流送電における電圧補償装置などの大容量用途への適用が期待できる。以上のことから、提案方式および提案回路の有用性を確認した。

今後の課題として、制御法の検討や過渡特性を含めた得失(入力補償と出力補償)の比較があげられる。

(平成13年1月1日受付, 平成14年1月1日再受付)

文 献

- (1) M. Takagi, K. Shimizu, T. Zaitzu : "Ultra High Efficiency of 95% for DC/DC Converter - Considering Theoretical Limitation of Efficiency", Applied Power Electronics Conference and Exposition 2002, Seventeenth Annual IEEE Volume 2, pp.735-741 (2002)
- (2) Ming Xu, F.C Lee : "General concepts for high-efficiency high-frequency 48 V DC/DC converter", Power Electronics Specialist Conference 2003, 2003 IEEE 34th Annual Volume 1, pp.156-162 (2003)
- (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", Applied Power Electronics Conference and Exposition 2001, Sixteenth Annual IEEE Volume 2, pp.715-721 (2001)
- (4) S. Muroyama, T. Matsushima, N. Murakami : "Trends of Power Supply System Technologies for Telecommunications and Data Communications Systems", The Communication Society, Transactions of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers B, Vol.J84-B, No.5, pp.829-839 (2001)
- (5) P. Alou, J. A. Cobos, J. Ueda, M. Rascon, E de la Cruz : "Design of a low output voltage DC/DC Converter for Telecom application with a new scheme for Self-Driven Synchronous Rectification", Applied Power

- Electronics Conference and Exposition 1999, Fourteenth Annual Volume 2, pp.866-872 (1999)
- (6) 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)
- (7) 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)
- (8) 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)
- (9) 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)
- (10) 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)
- (11) T. Fujii, J. Itoh : "A New Approach for High Efficiency Buck-Boost DC/DC Converters Using Series Compensation", IEEJ, Vol.130-D, No.1, pp.18-25 (2010) (in Japanese)
藤井 崇史, 伊東 淳一 : 「直列補償方式による非絶縁昇降圧形 DC/DC コンバータ」, 電学論 D, Vol.130, No.1, pp.18-25 (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過程エネルギー・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)

