

直列補償方式を用いた 高効率絶縁形 DC/DC コンバータの解析と検証

宮脇 慧[†] 伊東 淳一[†] 岩谷 一生[‡]

[†] 長岡技術科学大学 〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1

[‡] デンセイ・ラムダ株式会社 〒940-1195 新潟県長岡市摂田屋外川 2701

E-mail: [†] {miyawaki@stn, itoh@vos}.nagaokaut.ac.jp, [‡] k.iwaya@densei-lambda.com

あらまし

本論文では、直列補償による絶縁形 DC/DC コンバータを提案する。提案回路では、入力電圧の変動に注目し、電圧差分のみを直列補償により制御する。したがって、入力電圧と出力電圧が近い範囲ではハーフブリッジ形共振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。さらに、提案回路には電圧調整用の回路の変換器容量を低減できる利点がある。シミュレーションと実験、および損失解析により提案回路の有効性を確認した。その結果、入力電圧と出力電圧が近い範囲で最高効率 95.8%を得た。また、昇降圧動作においても良好な結果を得た。

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

An Analysis and Investigation of a Series Compensation for High Efficiency Isolated DC/DC Converter

Satoshi MIYAWAKI[†] Jun-ichi ITOH[†] and Kazuki IWAYA[‡]

[†] Nagaoka University of Technology 1603-1 Kamitomioka-chou, Nagaoka-si, Niigata, 940-2188 Japan

[‡] DENSEI-LAMBDA, Ltd. 2701 Tokawa, Settaya, Nagaoka-si, Niigata, 940-1195 Japan

E-mail: [†] {miyawaki@stn, itoh@vos}.nagaokaut.ac.jp, [‡] k.iwaya@densei-lambda.com

Abstract

This paper proposes a series compensation for an isolated DC/DC converter. The proposed circuit using series compensation adjusts controls only difference voltage from input to reference. That is, the proposed circuit obtains high efficiency when the input voltage is close to the output voltage because a high efficiency half bridge type resonance converter only operates. The valid of the proposed circuit are confirmed with experimental and simulation results, and loss analysis. As a result, the highest efficiency 95.8% is obtained when the input voltage is close to the output voltage. Moreover, an excellent result is obtained in the boost mode and buck mode.

Keyword DC/DC converter, Isolated converter, Current resonance, Series voltage compensation

1. はじめに

近年、様々な電子機器に用いられるマイクロプロセッサの電源が低電圧大電流化しており、さらに負荷の変動に対して高速な応答が求められている。このため、交流を直接低電圧に変換するのではなく、一度直流の中間バス電圧に変換してから、負荷の直近で更に低電圧大電流に変換する電源システムが用いられている。

一方、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には DC48[V]に対応した DC/DC コンバータが多用されている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。通信基幹網の増大により、これらの変換器には更なる高効率化や小型化が求められている。

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利用したハーフブリッジ形共振コンバータが有効であるが、最適条件下で出力電圧を制御できる範囲に制約がある。このため、一般にはハーフブリッジ形共振コンバータは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⁽²⁾⁽³⁾。しかし、この方式では全電力を2回変換するため、損失の増加が問題となる。

本論文では、入力電圧の変動幅に注目し、補助回路により変動分の電圧のみを直列補償することで出力電圧を制御する絶縁形 DC/DC コンバータを提案する⁽⁴⁾⁽⁵⁾。提案回路では共振形コンバータの高効率を維持した上で出力電圧を制御できる利点がある。さらに、補助回路では電力の一部のみを直列補償に利用するため、補助回路の変換器容量を低減することができる。ここでは、シミュレーションと実験、および損失解析により提案回路の有効性を確認したので報告する。

2. 原理

図1に従来回路図を示す。従来回路は2つのコンバータの直列接続で構成され、入力電圧の変動は初段の降圧チョップにより一定となり、ハーフブリッジ形共振コンバータで絶縁し、一定の出力電圧を得る。

図2(a)に従来回路におけるパワーフローを示す。従来回路では、図に示すように全電力を2回変換するため、損失や変換器容量が増大する。

図2(b)に本論文で示す直列補償方式による絶縁形 DC/DC コンバータの概念を示す。提案回路では電力の大部分を高効率な絶縁形共振形コンバータで変換し、入力回路と出力電圧の差分電圧のみ補助回路の電圧制御用コンバータにより直列補償を行う。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。

3. 提案回路

図3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、主電力伝送用コンバータとして電流ハーフブリッジ形共振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することで零電流スイッチング（以下、ZCS）を実現し、少ない部品点数

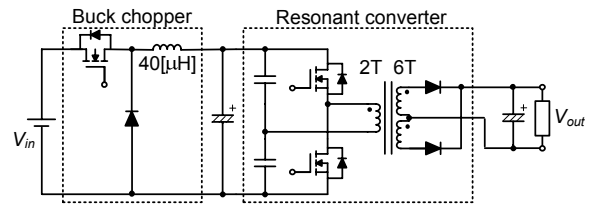
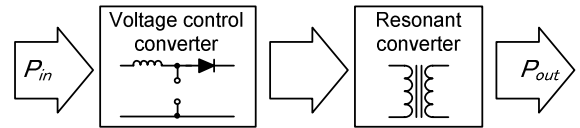
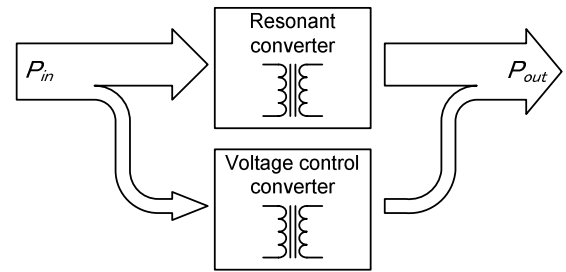


図1 従来回路

Fig. 1. Conventional circuit.



(a) Conventional concept.



(b) Proposed concept.

図2 フロー概略図

Fig. 2. Flow diagrams.

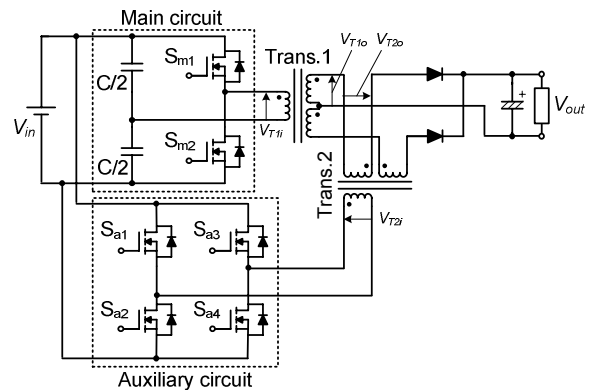


図3 提案回路

Fig. 3. Proposed circuit.

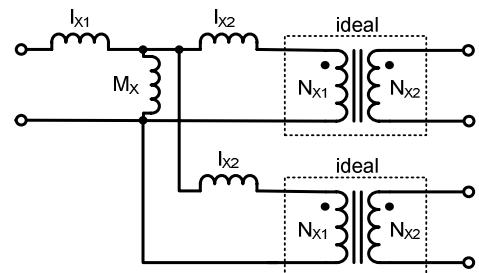


図4 トランス(No.X)の等価回路

Fig. 4. Equivalence circuit of trans. X.

で高効率を達成できる。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。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、変換器容量、損失の低減を実現できる。

図4に提案回路におけるトランスの等価回路を示す。図に示した回路定数より提案回路における共振インダクタンス L を求めると(1)式となる。

$$L = l_{11} + \frac{M_1(l_{12} + L_{T2})}{M_1 + (l_{12} + L_{T2})} \dots\dots\dots (1)$$

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

したがって、提案回路における共振周波数 f_o を求めると(2)式となる。

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

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。

4. 提案回路の制御法

4.1. 基本動作

提案回路において、主電力伝送用である共振形ハーフブリッジコンバータは最適条件下で制御を行う。そのため、スイッチ S_{m1} , S_{m2} は共振周波数 f_o 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 動作を達成できる。また、提案回路では補助回路のフルブリッジコンバータを動作させるとその影響が出力電流に現れるため、条件次第ではハーフブリッジコンバータの共振電流にひずみを生じ、ZCS を阻害する。そこで、補助回路であるフルブリッジコンバータのスイッチ $S_{a1} \sim S_{a4}$ はハーフブリッジコンバータのスイッチングに同期させてスイッチングを行い、ゼロ電圧ベクトルを持つ3レベルの電圧を出力する。これにより、補助回路のゼロ電圧ベクトル出力区間では補助回路のトランスは短絡状態となる。したがって、ハーフブリッジコンバータの動作に合わせて、補助回路は電圧補償区間とトランス短絡区間を切り替えることで共振電流への影響を抑え、ZCS を達成することができる。

なお、本論文では補助回路の動作を完全に停止してハーフブリッジコンバータのみを動作させるモードを基準電圧モードと定義する。さらに、ハーフブリッジコンバータの出力電圧に対して補助回路で正の電圧を重畳するモードを昇圧モード、負の電圧を重畳するモードを降圧モードと定義する。

4.2. 基準電圧モード

図5(a)に基準電圧モードでの動作モードを示す。基準電圧モードでは補助回路の動作を停止することで、最高効率で電

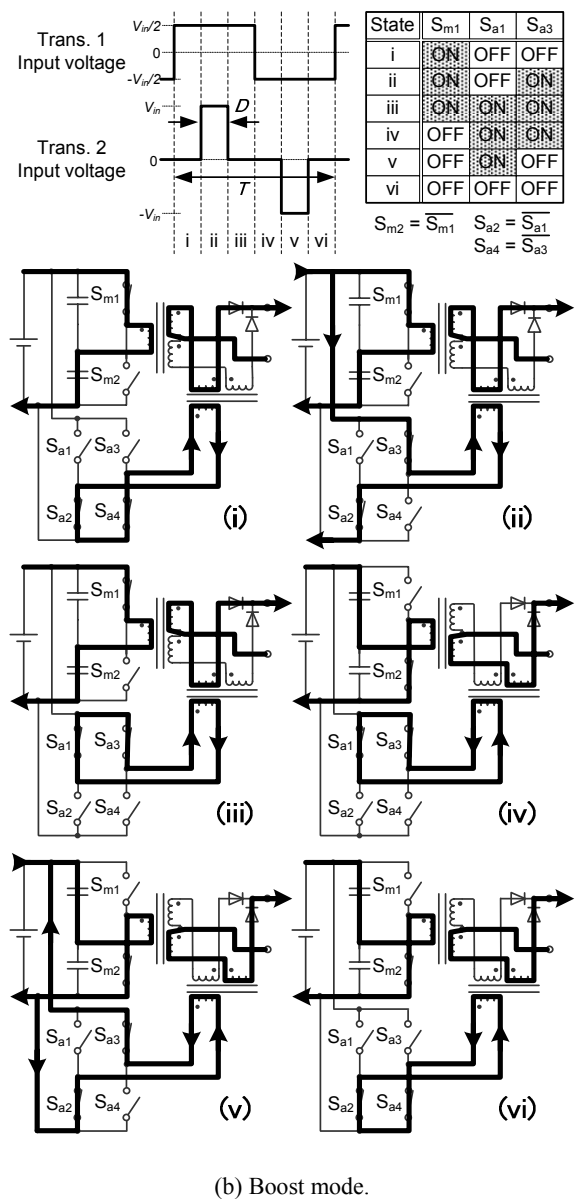
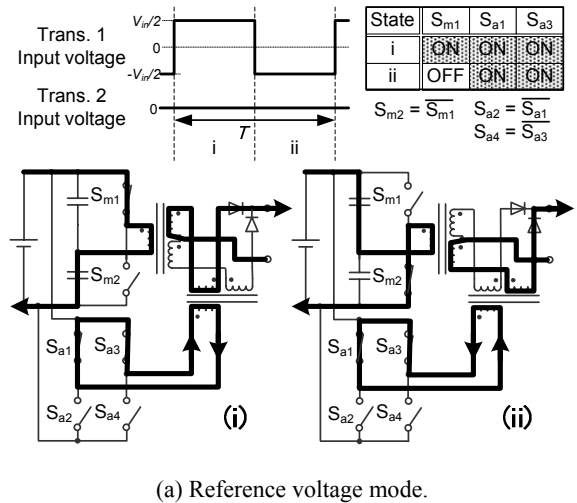


図5 提案回路動作モード
Fig. 5. Operation mode of proposed circuit.

力を変換できる。しかし、提案回路において、トランスの出力は直列に接続されているため、補助回路トランスを短絡しておく必要がある。そのため、レグ上側のスイッチ S_{a1} , S_{a3} は常にオンしている状態である。

4.3. 昇降圧モード

図 5(b)に昇圧モードでの動作モードを示す。昇圧モードにおいては、補助回路はハーフブリッジコンバータのスイッチングに同期した零電圧ベクトルを持つ 3 レベルの電圧を出力する。したがって、補助回路がパルスを出力している区間 (図 5(b)の(ii), (v)) ではハーフブリッジコンバータと補助回路の波形が加算され、残りの区間 (図 5(b)の(i), (iii), (iv), (vi)) では補助回路のトランスは短絡状態となることで共振電流への影響を抑え、ZCS を達成することができる。また、降圧モードについても昇圧モードと同様に補助回路の出力パルスを重畳して行うが、ハーフブリッジコンバータの波形から補助回路の波形を減算するようにスイッチングを行う。

出力電圧の制御は、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行う。スイッチング周期を T 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、昇降圧モードの出力電圧 V_{out} は(3)式で表すことができる。

$$V_{out} = \left(\frac{N_{12}}{2N_{11}} \pm \frac{2D}{T} \cdot \frac{N_{22}}{N_{21}} \right) V_{in} \dots\dots\dots (3)$$

図 6 に提案回路の制御ブロック図を示す。図に示すようにハーフブリッジコンバータは常にデューティ 50%でスイッチングを行う。また、補助回路ではハーフブリッジコンバータに合わせて位相をシフトしたスイッチングパルスが必要となる。そこで、出力電圧指令 V_{out}^* から(3)式から補助回路の出力パルス幅 D を計算し、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。それをもとに位相シフト器を用いてパルスシフトを行うことで補助回路のスイッチングパルスを生成する。また、提案回路は 3 種類の動作モードを有するため、出力電圧指令 V_{out}^* から各モード切り替え用の信号を作成し、補助回路のスイッチングパターンを切り替えて制御を行う。

5. シミュレーション結果

表 1 に提案回路のシミュレーション条件を、図 7 に提案回路のシミュレーション波形を示す。入力電圧 V_{in} は 48[V] を基準電圧として、入力電圧変動 $\pm 25\%$ 程度に対応することを想定している。結果より、補助回路を動作させて昇降圧動作を行った場合においてもハーフブリッジコンバータでは ZCS が達成されていることが確認できる。

6. 実験結果

本実験においては、まず主電力伝送用ハーフブリッジコンバータ単体での実験を実施し、提案回路動作時に大部分の電力を高効率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。

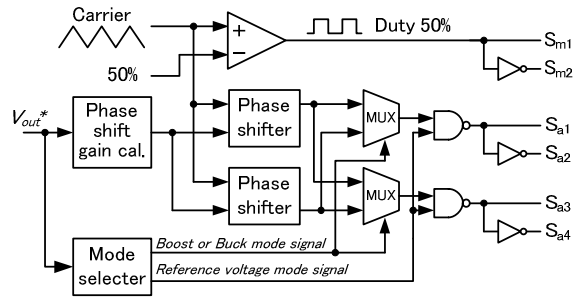


図 6 提案回路制御ブロック図

Fig. 6. Control block diagram of proposed circuit.

表 1 シミュレーション条件

Table 1 Simulation parameter.

Input voltage	48 [V]	Self-inductance Trans.1	38 [μ H]
Input voltage fluctuation range	12 [V] ($\pm 25\%$)	Self-inductance Trans.2	152 [μ H]
Output voltage	48 [V]	Wire turns Trans.1	2 : 4
Output power	200 [W]	Wire turns Trans.2	4 : 2
Switching frequency	200 [kHz]	Resonance inductance (L)	1.96 [μ H]
C	0.32 [μ F]		

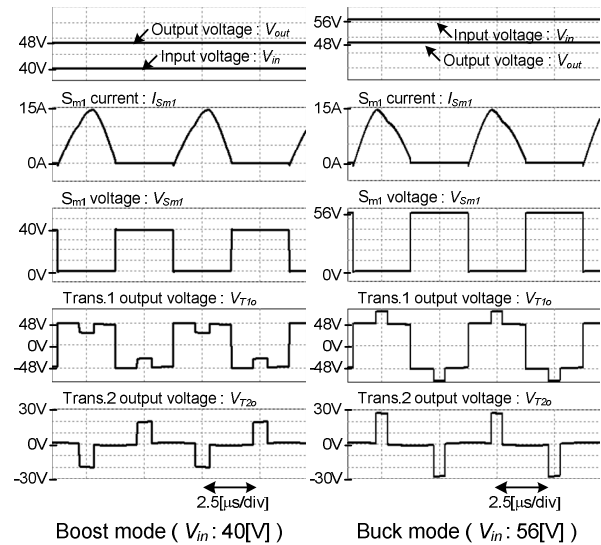


図 7 シミュレーション波形

Fig. 7. Simulation waveforms.

6.1. ハーフブリッジコンバータ実験結果

表 2 に実験条件を、図 8 に入力電圧 48[V]における負荷効率特性を示す。結果より、最高効率は負荷 100[W]において 96.2% 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。

しかし、図 8 に示したように、負荷増加と共に出力電圧が低下する。これは、今回の実験において、ハーフブリッジコンバータのトランス入力側に共振インダクタンスとして、2.3[μ H]のインダクタンスを直列に挿入したこと、コンデンサの値が小さいために、コンデンサの中性点における電圧脈動が増加することが原因である。

表 2 ハーフブリッジコンバータ実験条件

Table 2 Experimental parameter of half-bridge converter.

Input voltage	48 [V]	Self-inductance Trans.1	36.6 [μ H]
Output power	\sim 200 [W]	Wire turns Trans.1	2 : 4
Switching frequency	245 [kHz]	Resonance inductance (L)	2.52 [μ H]
C	0.20 [μ F]		

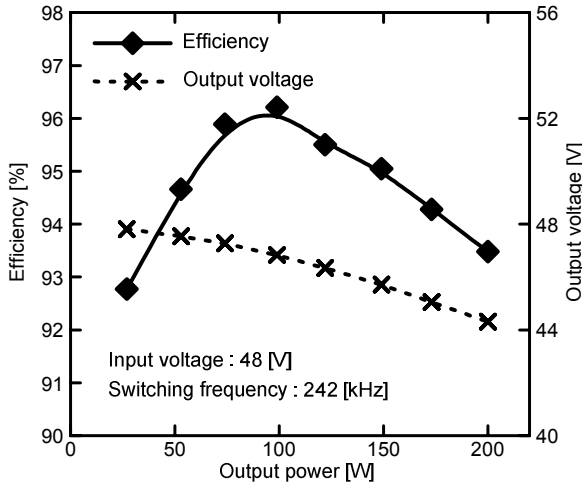


図 8 ハーフブリッジコンバータ負荷効率特性
Fig. 8. Load efficiency characteristics of half-bridge converter.

表 3 提案回路実験条件

Table 3 Experimental parameter of proposed circuit.

Input voltage	48 [V]	Self-inductance Trans.1	36.6 [μ H]
Input voltage fluctuation range	12 [V] (\pm 25%)	Self-inductance Trans.2	147.4 [μ H]
Output voltage	48 [V]	Wire turns Trans.1	2 : 4
Output power	100 [W]	Wire turns Trans.2	4 : 2
Switching frequency	242 [kHz]	Resonance inductance (L)	2.88 [μ H]
C	0.20 [μ F]		

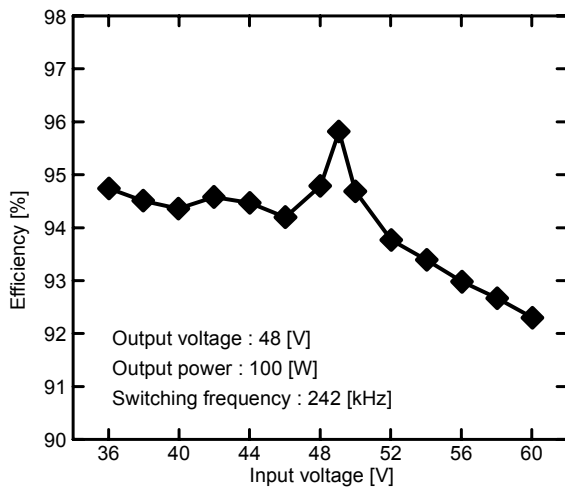
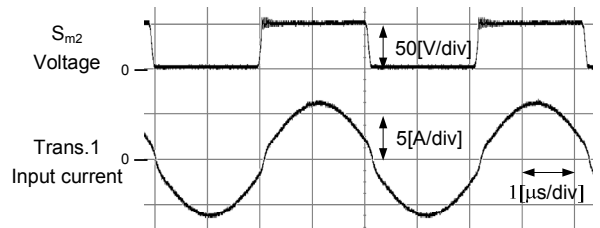


図 9 提案回路実験結果
Fig. 9. Experimental result of proposed circuit.

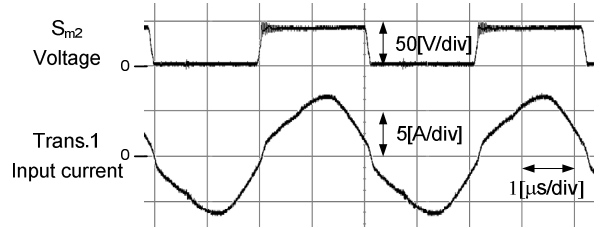
6.2. 提案回路実験結果

表 3 に実験条件を、図 9 に負荷 100[W], 出力電圧を 48[V] 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 95.8[%] となり、特に入力電圧が基準電圧 (48[V]) 付近で高効率を得られている。また、昇降圧動作時にもシミュレーション結果に近い良好な結果を得ることができた。昇圧モードよりも降圧モード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、降圧時には出力電流の一部が還流してハーフブリッジコンバータの電流が増加すること、入力電圧増加による補助回路のスイッチング損失の増大のためである。なお、実験結果で入力電圧 49[V] のとき最高効率を得られている理由は、提案回路においては基準電圧モードのとき最高効率を得られるが、6.1 節の実験結果で示したように負荷 100[W], 入力電圧が 48[V] の場合、出力電圧が約 1.5[V] 低下する。このために、基準電圧モードで出力電圧を 48[V] に制御した場合の入力電圧が 49[V] となるためである。

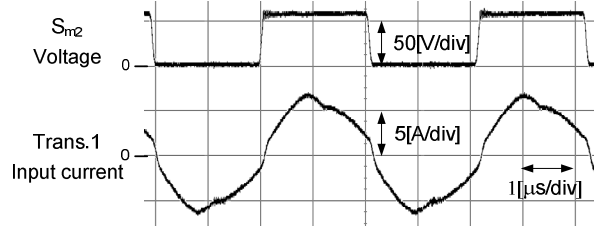
図 10 にそれぞれ基準電圧モード、昇圧モード、降圧モードにおけるハーフブリッジコンバータのトランス入力電流とスイッチ S_{m2} の端子電圧を示す。結果より、どの動作モードにおいても ZCS が達成されている。なお、電流波形については電流プローブのインダクタンス成分による若干のスイッチングタイミングのずれが発生していることを付記しておく。



(a) Reference voltage mode ($V_{in} = 49$ [V]).



(b) Boost mode ($V_{in} = 40$ [V]).



(c) Buck mode ($V_{in} = 56$ [V]).

図 10 ゼロ電流スイッチング動作

Fig. 10. Zero current switching.

7. 損失解析

図 11 に実験結果の損失解析結果を示す。実験結果と損失解析結果は効率において約 0.2% の誤差であるため、解析方法の妥当性が確認できる。結果より、昇降圧モードにおいて補助回路のスイッチング損失が増加しており、トランスと整流ダイオードによる損失が支配的である。

図 12 に提案回路と従来回路における変換効率のシミュレーション結果を示す。ただし、このシミュレーションに用いたパラメータは表 1 に示す条件である。これは、実験条件は負荷 100[W] であるが、今後さらに負荷を大きくすることを考え、負荷 200[W] で最適化を行ったためである。結果より、従来回路では全体的に効率が平坦なのに対し、提案回路では狙い通り、特に入力電圧が基準電圧に近いところで従来回路を大きく上回る効率を得られ、最高効率 96.0% となっている。また、補助回路を動作させて昇降圧動作を行った場合においても良好な解析結果を得られている。この理由は次のように説明できる。提案回路の基準電圧モードでは理論的にスイッチング損失が存在しないため、非常に損失が小さくなるが、昇降圧動作モードにおいては、導通損失は小さくなる。しかし、スイッチング損失は大きくなる。これは、補助回路によるスイッチング損失が大きくなるためである。

8. 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、直列補償方式を用いた回路構成を提案し、シミュレーションによる動作確認と損失解析により良好な結果を得た。さらに実機実験により提案法の有効性を確認した。

実験では、ハーフブリッジコンバータ単体での負荷特性の検証および、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、提案回路では電力伝送用ハーフブリッジコンバータの出力に補助回路を用いて波形を重畳することで、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 48[V]、負荷：100[W]）において最高効率 95.8% を達成し、昇降圧動作においても良好な結果を得た。今後の課題として、回路定数の最適化、制御回路の実装が挙げられる。

文 献

- [1] Ming Xu, F.C. Lee, "General concepts for high-efficiency high-frequency 48 V DC/DC converter", PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual Volume 1, pp 156-162, June 2003.
- [2] M. Takagi, K. Shimizu "Ultra High Efficiency of 95% for DC/DC Converter - Considering Theoretical Limitation of Efficiency", 17th Annual IEEE vol. 2, pp. 735-741, 2002.
- [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", 16th Annual IEEE Volume 2, pp 715-721, 2001.
- [4] 宮脇, 伊東, 岩谷, "差分電圧方式を用いた高効率絶縁形 DC-DC コンバータの基本特性の検証", 平成 19 年度電気関係学会北陸支部連合大会, A-79, 2007.

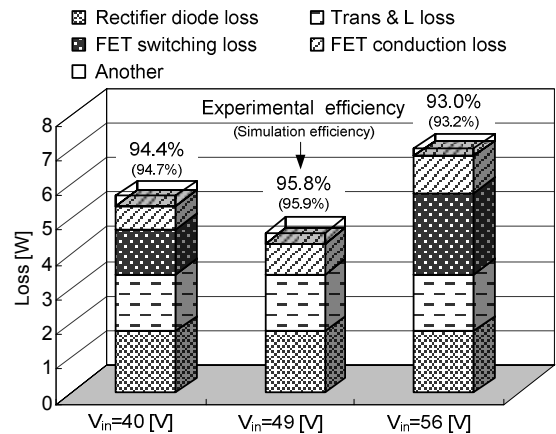
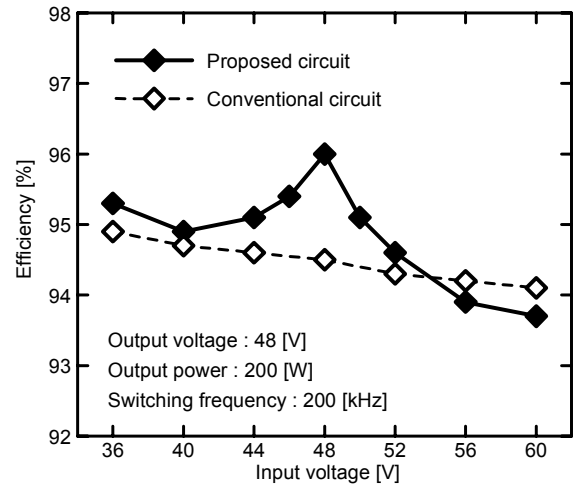
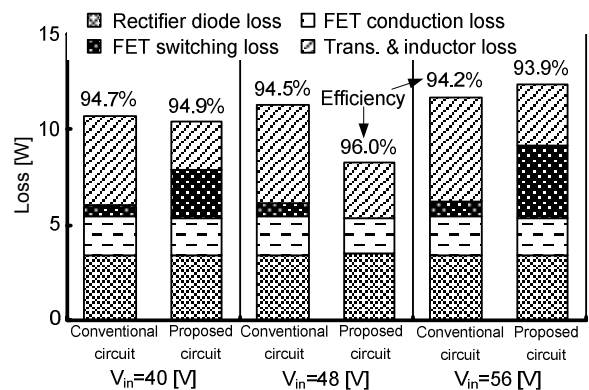


図 11 実験条件による損失解析結果 (負荷 100[W])
Fig. 11. Loss analysis of experimental result (Load 100[W]).



(a) Input voltage characteristics.



(b) Loss analysis.

図 12 シミュレーションによる
提案回路と従来回路の比較

Fig. 12. Comparison of proposed circuit and conventional circuit by simulation.

- [5] 藤井, 伊東, "差分電圧制御による昇降圧形 DC/DC コンバータの構成と制御法", 半導体電力変換/リニアドライブ合同研究会 SPC-07-126, LD-07-53, 2007.