

直列補償方式を用いた 高効率絶縁形 DC/DC コンバータの最適設計

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

Optimum design for a High Efficiency Isolated DC/DC Converter Using a Series Compensation
Satoshi Miyawaki*, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)
Kazuki Iwaya (TDK-Lambda, Ltd.)

This paper proposes high efficiency isolated DC/DC converter using series compensation. 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 fundamental operation and the design method of the proposed circuit are described in this paper. In addition, the valid of the proposed circuit are confirmed with experiments. As a result, the highest efficiency 95.8% is obtained when the input voltage is close to the output voltage.

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, 交流を直接低電圧大電流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分散化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 DC 48 V に対応した DC/DC コンバータが多用されている⁽¹⁾⁻⁽⁵⁾。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力であるが, 最適条件下で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て使用される。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。

また, コンバータ入力電圧の変動幅に注目した場合, 変

動幅が小さいほど DC/DC コンバータで変換する電位差は小さくなる。DC/DC コンバータの動作時間においては, 変動幅の小さい領域が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, コンバータによる損失を低減することができる。

本論文では, 補助回路により入力電圧の変動分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⁽⁶⁾⁽⁷⁾。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で出力電圧を制御できる利点がある。また, 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。したがって, 動作時間の大部分において高効率を得ることができ, 結果として変換器による損失の低減を実現することができる。

ここでは, 従来およ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てモード解析を行う。そして, 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。最後に実験を行い, 提案回路の基本動作と効率特性から提案回路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) 直列補償方式

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に制御する。その後、ハーフブリッジ形共振コンバータで絶縁し、出力に一定の電圧を得る。

図2(a)に従来回路における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_1 、降圧チョップの効率を η_2 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。

$$\eta_c = \eta_1 \eta_2 \dots\dots\dots (1)$$

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共振形コンバータで変換し、入力電圧の変動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、負荷電力は共振形コンバータを経由する電力 P_1 と補助回路を経由する電力 P_3 に分けられる。補助回路の電圧制御用コンバータの効率を η_3 とすれば、提案回路における全体効率 η_p は(2)式にて表される。

$$\eta_p = \frac{\eta_1 + k\eta_3}{1+k} \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 $k = P_3/P_1$

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。

$$\eta = \frac{\eta_1 + k\eta_3}{1+k} > \eta_1 \eta_2 \dots\dots\dots (3)$$

(2-2) 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、主電力を伝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することでゼロ電流スイッチング(以下、ZCS)を実現し、少ない部品点数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、損失の低減を実現することができる。

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。

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

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

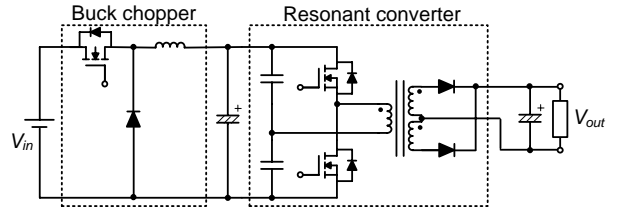
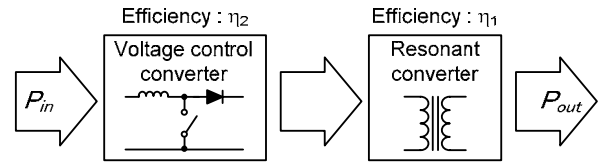
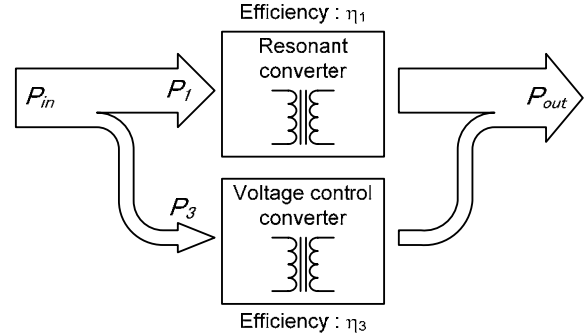


図1 従来回路図

Fig. 1. Conventional circuit.



(a) Conventional concept.



(b) Proposed concept.

図2 エネルギーフロー概略図

Fig. 2. Energy flow diagrams.

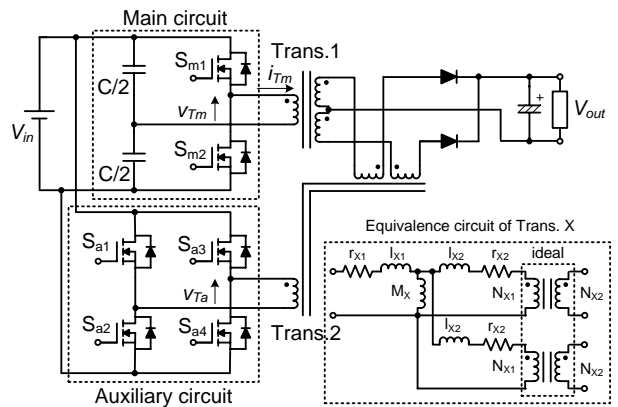


図3 提案回路図

Fig. 3. Proposed circuit.

このとき、提案回路における共振周波数 f_o は(5)式にて求められる。

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

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。

(2-3) 制御方式

提案回路において、メイン回路の共振形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 を達成できる。そして、補助回路のスイッチ $S_{a1} \sim S_{a2}$ 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を行い、ゼロ電圧ベクトルをもつ 3 レベルの電圧を出力する。

図 4 に昇圧動作時の動作モードを示す。補助回路はメイン回路に同期した 3 レベルの電圧を出力するため、補助回路がパルスを出している区間 (図 4 の(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 (図 4 の(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、メイン回路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、出力パルス幅 D は(6)式で表せる。

$$D = \frac{T}{2} \cdot \frac{N_{21}}{N_{22}} \left(\frac{N_{12}}{2N_{11}} - \frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \dots\dots\dots (6)$$

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% でスイッチングを行う。また、補助回路では所望の出力電圧指令から(6)式により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。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、提案回路は昇圧、降圧モードに加え、補助回路がスイッチングを行わない基準電圧モードの 3 つを有するため、これらの各モードを切り替える信号を出力電圧と入力電圧の関係から生成し、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。

3. 動作モード解析

〈3・1〉 提案回路の簡単化

図 6 に昇圧動作時において簡単化した提案回路を示す。それぞれのスイッチングパターンは図 4 に示すとおりである。交流信号解析をおこなうと、提案回路は入出力電圧を振幅 $\pm V_{in}$, $\pm V_{out}$, 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。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。また、フルブリッジコンバータは 2 つのスイッチを用いて表す。 S_{add} が電圧の重畳, S_{short} がゼロ電圧ベクトルの出力を示し、これらのスイッチはスイッチング周波数に同期して相補に動作する。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それぞれ分離した等価回路図を示す。等価回路の分離は、メイン回路のトランス入力電流 i_{Tm} に着目している。

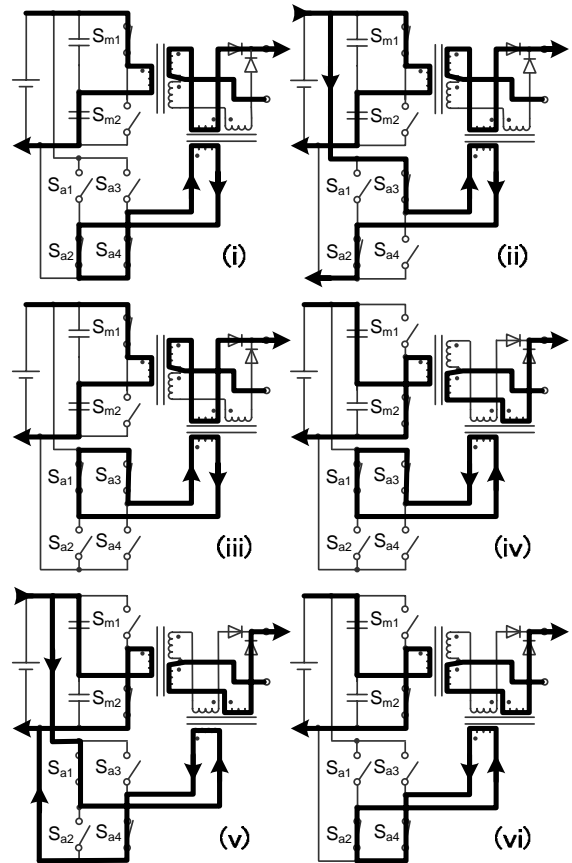
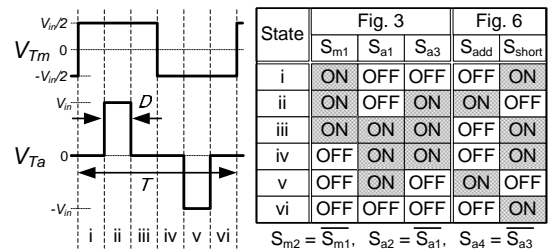


図 4 スイッチングパターンとモードの対応 (昇圧動作時)

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

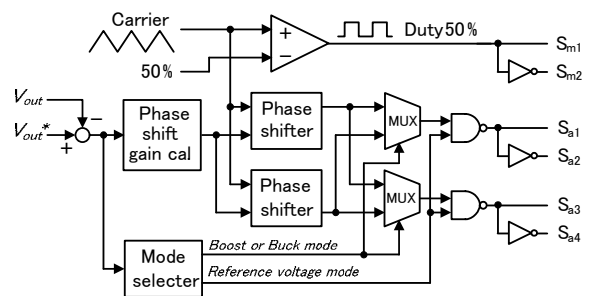


図 5 提案回路制御ブロック図

Fig. 5. Control block diagram of proposed circuit.

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して得られる。メイン回路側 (図 7(a))

における入力電流を i_{Tm_m} , 補助回路側 (図 7(b)) における入力電流を i_{Tm_a} , とすると i_{Tm} は(7)式で表すことができる。

$$i_{Tm} = i_{Tm_m} + i_{Tm_a} \dots\dots\dots (7)$$

したがって, 図 6 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における入力電流 i_{Tm_m} と補助回路側における入力電流を i_{Tm_a} はそれぞれ(8), (9)式で表せる。

$$i_{Tm_m} = e^{-\frac{1}{\tau}t} \left[\begin{aligned} & \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{\omega L} \sin(\omega t) - \alpha \cdot \frac{V_{out_m}}{\omega L} \sin(\omega t) \\ & + i_{m(k)} \left\{ \cos(\omega t) - \frac{1}{2Q} \sin(\omega t) \right\} - q_{m(k)} \omega \left(1 + \frac{1}{4Q^2} \right) \sin(\omega t) \end{aligned} \right] \dots\dots\dots (8)$$

$$i_{Tm_a} = e^{-\frac{1}{\tau}t} \left[\begin{aligned} & \frac{\alpha}{\beta} \cdot \frac{V_{in}}{\omega L} \sin(\omega t) - \alpha \cdot \frac{V_{out_a}}{\omega L} \sin(\omega t) \\ & + i_{a(k)} \left\{ \cos(\omega t) - \frac{1}{2Q} \sin(\omega t) \right\} - q_{a(k)} \omega \left(1 + \frac{1}{4Q^2} \right) \sin(\omega t) \end{aligned} \right] \dots\dots\dots (9)$$

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

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

これより, 電流が角周波数 ω で振動しており, 直列共振の現象を表していることがわかる。

4. 提案回路の設計法

〈4・1〉 基本方針と設計仕様

図 8 に設計手順をフローチャートで示す。設計仕様を入力として与え, 図に示す手順で設計の最適化が可能となる。設計仕様は, 回路の体積 (Volume), 安定動作領域の最小電力 P_{min} , 補償する出力電圧範囲 V_{fluc} , 出力電圧 $V_{in} - V_{out}$, 定格電力 P_{out} からなる。設計手順はまず, 作成する回路のスイッチング周波数 (共振周波数) を決め, 仕様に基づいて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 の下限値を求める。 L を決定すると, C はスイッチング周波数 (共振周波数) から(5)式で求めることができる。このときに, 共振による C の電圧が大きくなり過ぎないように共振インピーダンスを適宜決定する。

表 1 に設計仕様を示す。入出力電圧は 48 V-48 V とし, 入力電圧変動は 48 V \pm 25% (12V) を想定している。共振周波数は 250 kHz とし設計を行う。また, 定格電力と最小電力は表に示すとおりである。

〈4・2〉 安定動作条件

回路設計の基準としてまず, 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, S_{add}

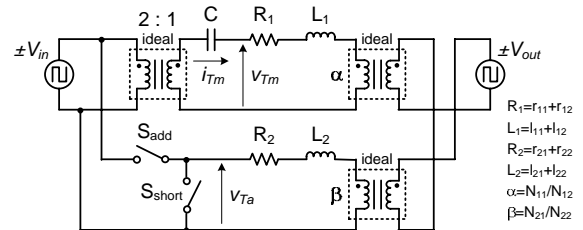


図 6 簡易等価回路 (昇圧動作時)

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

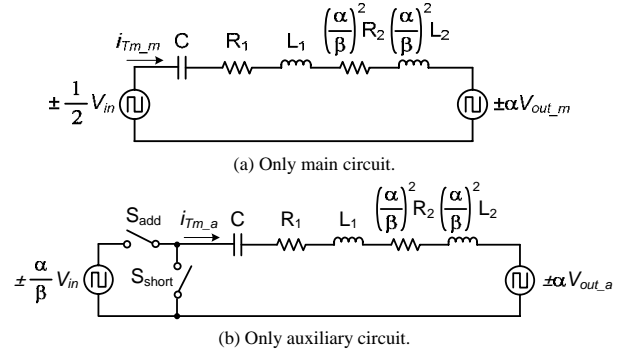


図 7 重ね合わせの原理による回路の分離

Fig. 7. Separation of circuit by superposition principle.

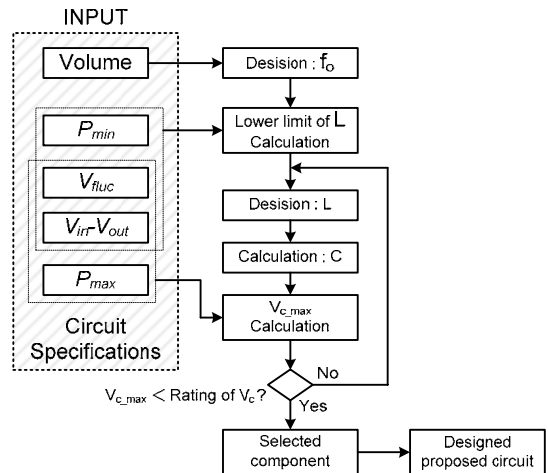


図 8 設計手順フローチャート

Fig. 8. Design procedure flowchart.

表 1 設計仕様

Table 1. Circuit specifications.

$V_{in} - V_{out}$	48V - 48V
V_{fluc}	12V (\pm 25%)
P_{min}	75W
P_{max}	200W
f_o	250kHz

と S_{short} はスイッチング周波数に同期して相補に動作するが, 軽負荷領域において共振電流が不連続となる場合がある。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。これはチョップにおける電流の連続, 不連続

モードと同様な現象と捉えることができる。このため、電流が連続で動作する最小電力 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に境界条件における補助回路のみの電流波形を示す。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における状態を指す。境界条件においては、 t_1 における電流値 $i_{Tm,a}$ は0である。したがって、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ることができる。区間(i)においては $i_{Tm,a}=0$ であることから、コンデンサ電圧と出力電圧が等しくなっているため、区間(ii)における電流 $i_{Tm,a(ii)}$ は(10)式で表すことができる。

$$i_{Tm,a(ii)} = \frac{\alpha}{\beta} \cdot \frac{V_{in}}{L} \cdot D \quad (10)$$

$i_{Tm,a}$ は t_2 において最大となり、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、安定動作の条件は(11)式で表すことができる。

$$2D_0 \geq \frac{T}{2} - D \quad (11)$$

区間(iii)においても直線近似を用いると、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(12)式が成り立つ。

$$I_0 = \frac{1}{T/2} \left\{ \frac{1}{2} \cdot \frac{\alpha}{\beta} \cdot \frac{V_{in}}{L} \cdot D(D + D_0) \right\} \quad (12)$$

また、電流平均値 I_0 は負荷抵抗 R_L と出力電圧 $V_{out,a}$ を用いると(13)式が成り立つ。

$$I_0 = \frac{V_{out,a}}{\alpha R_L} \quad (13)$$

したがって、(11)~(13)式を用いて安定動作可能な L の範囲を求めると(14)式となる。

$$L \geq \frac{\alpha^2 V_{in} R_L D}{4\beta V_{out,a}} \left(1 + \frac{D}{T/2} \right) \quad (14)$$

したがって、補償するパルス幅と負荷を与えることで、(14)式をもとに L の下限を求めることができる。

〈4・4〉 設計例

図10に(6)式と(14)式より、表1の条件を用いたときの 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。補償電圧が大きくなる、または入力電圧が大きくなると必要な共振インダクタンスの値は増加する。これより、 $P_{min}=75\text{ W}$ のときには、約 $2.5\ \mu\text{H}$ の共振インダクタンスが必要であることがわかる。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、 $L=2.37\ \mu\text{H}$ とした。また、これより(5)式を用いて C を求めると $C=0.19\ \mu\text{F}$ となる。

次に、最大電力 P_{max} から共振電流の最大値 I_{max} は(15)式で求められる。

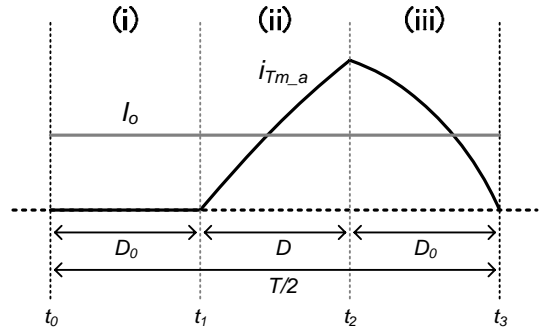


図9 境界条件における補助側のみの共振電流波形
Fig. 9. Resonant current waveforms only on separating auxiliary circuit in boundary condition.

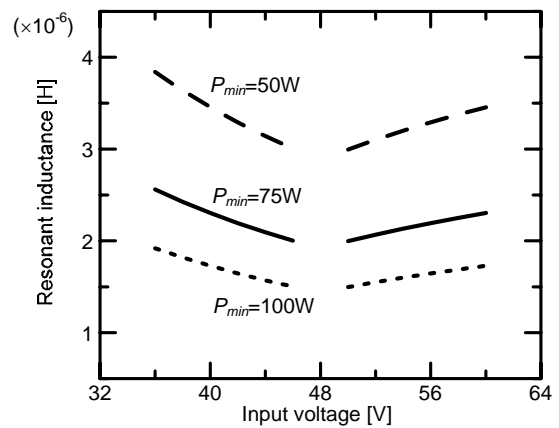


図10 共振インダクタンスの下限値
Fig. 10. Lower limit of resonant inductance.

$$I_{max} = 2 \cdot \frac{V_{in}}{V_{out}^2 / P_{max}} \cdot \frac{\pi}{2} = 13[\text{A}] \quad (15)$$

したがって、共振コンデンサの電圧最大値 $V_{c,max}$ は(16)式で求めることができる。

$$V_{c,max} = \frac{I_{max}}{\omega C} = 45[\text{V}] \quad (16)$$

$V_{c,max}$ は電源電圧以下に抑えられていることがわかる。したがって、表1をもとに各素子の選定を行えばよい。

5. 実機検証

〈5・1〉 実験結果

提案回路の有用性を検証するため、実機による実験を行った。図11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、昇降圧動作時にも良好な結果を得ることができた。昇圧時よりも降圧時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、入力電圧の増加によりスイッチング損失が増加したためである。

図 12 に昇圧時、降圧時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。結果よりどちらの場合においても 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。

〈5・2〉 損失解析

図 13 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% であるため、解析方法の妥当性が確認できる。結果より、昇降圧時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。

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。また、簡易等価回路を用いた回路解析を行い、それを元に提案回路の動作モードを解析し、フローチャートを用いて最適な設計手法を明らかにした。

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、提案回路では共振形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電圧を重畳することで、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、過渡応答特性の検証などが挙げられる。

文 献

- (1) M. Takagi, K. Shimizu, T. Zaitzu : "Ultra High Efficiency of 95% for DC/DC Converter - Considering Theoretical Limitation of Efficiency", APEC 2002, Seventeenth Annual IEEE vol.2, pp735-741 (2002)
- (2) Ming Xu, F.C Lee : "General Concepts for High-Efficiency High-Frequency 48V DC/DC Converter", PESC '03, 2003 IEEE 34th Annual Volume1, pp156-162, June (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", APEC 2001, Sixteenth Annual IEEE Volume 2, pp715-721 (2001).
- (4) M. Shigeta, S. Saito, H. Mochikawa : "A Development of Novel DC48V Power Supply System Using 18-Pulse Rectified Active DCL and Resonant Converter", INTELEC. 24th Annual International, pp309-316 (2002)
- (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", APEC '99, Fourteenth Annual Volume 2, pp866-872 (1999)
- (6) 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 コンバータの解析と検証」, 信学技報 IEICE Technical Report EE2008-26 (2008)
- (7) 藤井 崇史, 伊東 淳一 : 「極性反転チョップを用いた差分電圧制御による昇降圧形 DC-DC コンバータ」, 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)

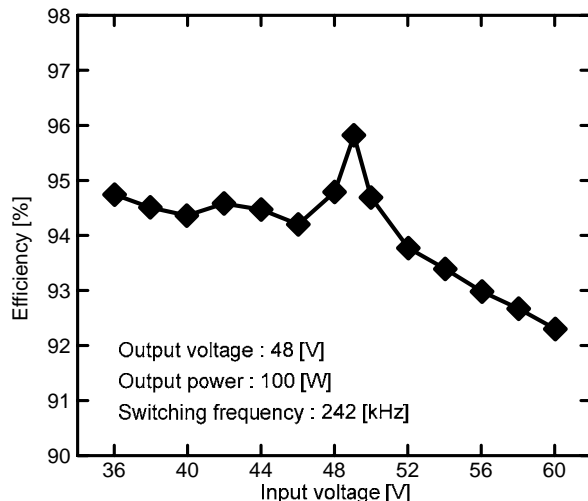


図 11 入力電圧変動に対する効率特性

Fig. 11. Characteristics of efficiency for the input voltage fluctuations.

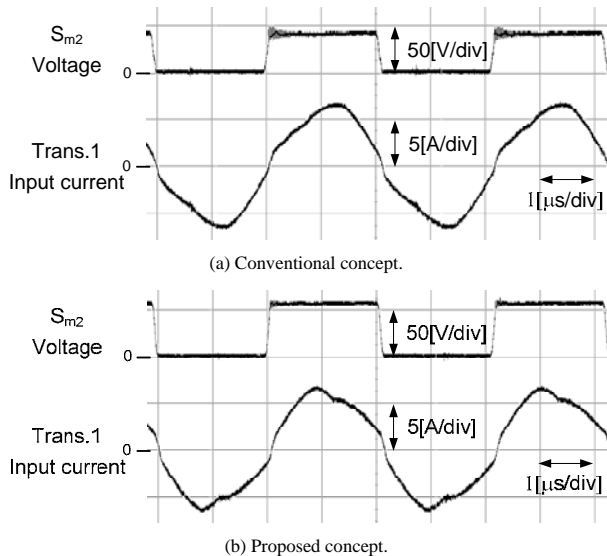


図 12 ゼロ電流スイッチング動作

Fig. 12. Zero current switching.

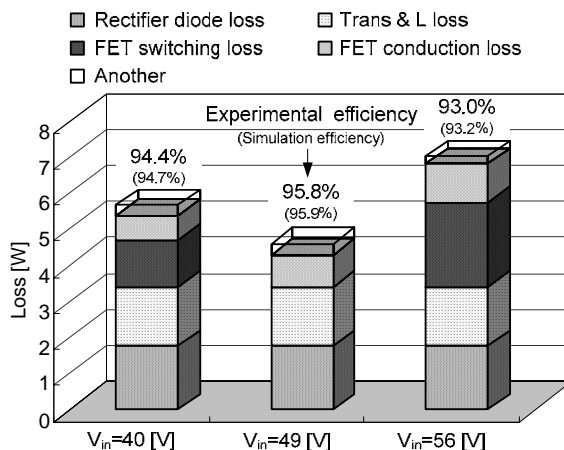


図 13 実験条件による損失解析結果（負荷 100 W）

Fig. 13. Loss analysis of experimental result (100 W).