

低電圧大電流双方向

絶縁形 DC-DC コンバータの考察

正員 ゴーテックチャン 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Investigation of a Low Voltage High Current Bi-Directional Isolated DC-DC Converter

Goh Teck Chiang, Member, Jun-ichi Itoh, Member

This paper discusses three types of isolated DC-DC converter topologies, including the center-tapped transformer resonant converter, full-bridge resonant converter and half-bridge resonant converter, which aim to implement in the low voltage and high current applications. Then, the suitability of circuit structure, design of resonance frequency and analysis of losses, which are subjected to each of the converter topologies are evaluated based on the experimental results. From the results, the performance and efficiency of each of the converter topologies are clearly illustrated and characterized.

キーワード: DC-DC コンバータ, 絶縁形コンバータ, 電流共振, ZCS ソフトスイッチング

Keywords: DC-DC converter, Isolated converter, Current resonance, Zero current switching

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, 太陽電池や燃料電池の電力変換システム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共振形コンバータは広い電圧の範囲が必要とされ, 高効率化や小型化が重要となる⁽¹⁾⁽²⁾。

本論文では, 低電圧大電流の双方向絶縁形 DC-DC コンバータに適用した場合において, 制御方式とその設計について実験による検討を行った。小容量のアプリケーションにおける数種類の絶縁形 DC-DC コンバータの適用を想定し, それぞれの回路による低電圧大電流の動作を確認する。試作機を用いた実験動作によって, 以下 3 点について検討を行った。

- (1) 回路構成の妥当性
- (2) トランスとコンデンサの設計方法
- (3) 配線抵抗による損失の解析

その結果, 高効率を得られる回路構成とその設計について明らかにし, 実機実験にて確認したので報告する。

2. 双方向絶縁形 DC-DC コンバータの回路構成

本章では, 絶縁形コンバータの回路構成について説明する。図 1 に 3 種類の共振形コンバータを示す⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾。図 1(a) は中間タップを有するハーフブリッジ共振形コンバータである。この回路は, トランスの中間タイプを用い, 1 次側回路のコンデンサを利用してトランスの漏れタップクタンスと共振させるので 2 次側回路におけるコンデンサの数を低

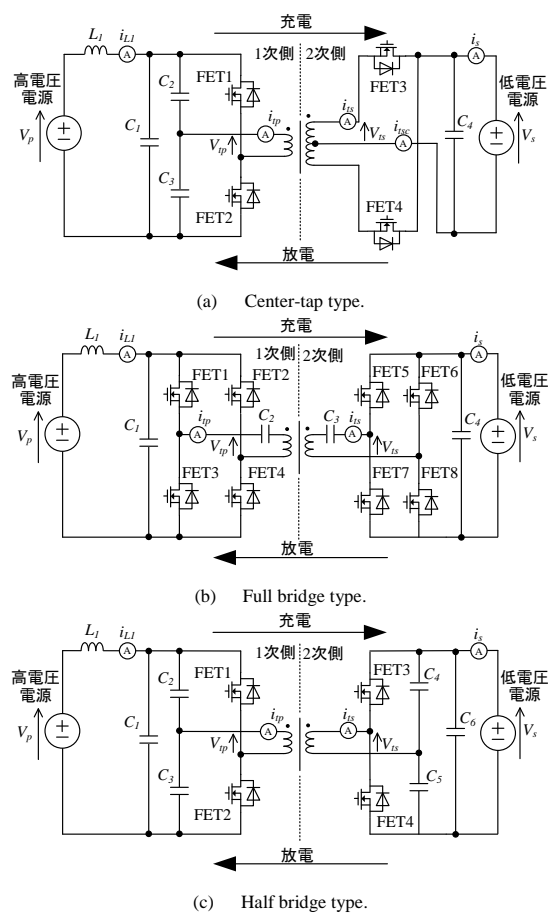


Fig. 1. Isolated resonance converter.

減できる。図 1(b)はフルブリッジ共振形コンバータである。この回路は, トランスの中間タップを使わずコンデンサの

数を低減できるがスイッチ素子の数が増加する。また、この回路は、トランスの漏れインダクタンスを利用し、1次側または2次側に直列に接続したコンデンサと共振させる。図1(c)はハーフブリッジ共振形コンバータである。この回路は、図1(b)の回路と同じ共振方法が用いるが、フルブリッジ形と比べてスイッチ素子数が少ないためコスト面で有利です。

双方向低電圧大電流の実験を行うため、共振コンバータの1次側に双方向チョッパを接続し auto current regulator (以下, ACR)により電流の向きを制御する。そして、双方向チョッパの入力電圧は48Vを想定し、2次側出力電圧 V_s は5Vを想定する。小型化の観点から、トランスの大きさを低減するためスイッチング周波数は100kHzとする。高効率を達成するため、トランスの漏れインダクタンスによる共振を利用することでZCS(Zero current switching)ソフトスイッチングを実現する。また、共振コンデンサにはチップセラミックコンデンサを使用する(TDK FFK18,20,22 シリーズ)。なお、すべての共振回路は同じ制御方法とする。

〈2・1〉中間タップを有するコンバータ

ここで、共振周波数 f_o は(1)式にて表される。

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad C = 2C_2 \quad \therefore C_2 = C_3 \quad (1)$$

L はトランスの漏れインダクタンスである。回路において、スイッチング周波数は共振周波数に合わせて制御を行う。そのため、FET1~FET4をそれぞれデューティ50%でスイッチングを行うことで常にZCSを達成できる。

〈2・2〉フルブリッジ共振形コンバータ

この回路では、1次側と2次側も共振させるため、共振周波数 f_o は(2)式にて表される。

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad C = \frac{C_a \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 C_b}{C_a + \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 C_b} \quad \therefore \begin{cases} C_a = C_2 \\ C_b = C_3 \end{cases} \quad (2)$$

C_a は1次側回路のコンデンサ、 C_b は2次側回路のコンデンサ、 N_1 はトランス1次側巻数、 N_2 はトランス2次側巻数、 L はトランスの漏れインダクタンスである。ZCSを達成するために、スイッチング周波数は共振周波数に合わせてスイッチFET1~FET4はデューティ50%で制御を行う。

〈2・3〉ハーフブリッジ共振形コンバータ

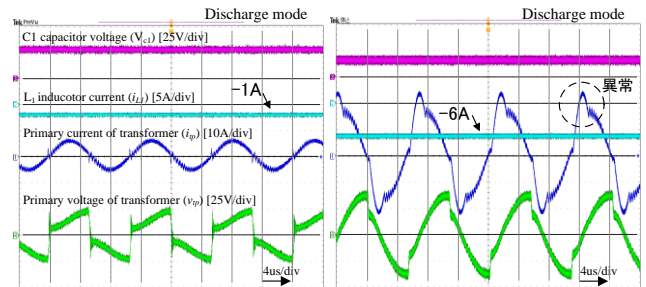
図1(b)の回路と同じく、この回路は1次側と2次側も共振させるため、共振周波数 f_o は(3)式にて表される。

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad C = \frac{2C_a \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 2C_b}{2C_a + \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 2C_b} \quad \therefore \begin{cases} C_a = C_2 = C_3 \\ C_b = C_4 = C_5 \end{cases} \quad (3)$$

C_a は1次側回路のコンデンサ、 C_b は2次側回路のコンデンサ、 N_1 はトランス1次側巻数、 N_2 はトランス2次側巻数、 L はトランスの漏れインダクタンスである。ZCSを実現するため、スイッチング周波数を共振周波数に合わせてスイッチFET1~FET4をそれぞれデューティ50%で制御を行

Table.1. Experiment parameters for center-tap resonant converter

High voltage source	16 V	MOSFET	IRFBL3004
Low voltage source	5 V	MOSFET on-resistance	1.4m Ω
Switching frequency	100 kHz	Primary wire turns	4
Leakage inductance	10 μ H	Secondary wire turns	1
Resonance capacitance	0.25 μ F	C2/C3 capacitances	0.125 μ F



(a)Secondary side current is -8A. (b) Secondary side current is -48A.

Fig. 2. Experiment results of center-tap type resonance converter.

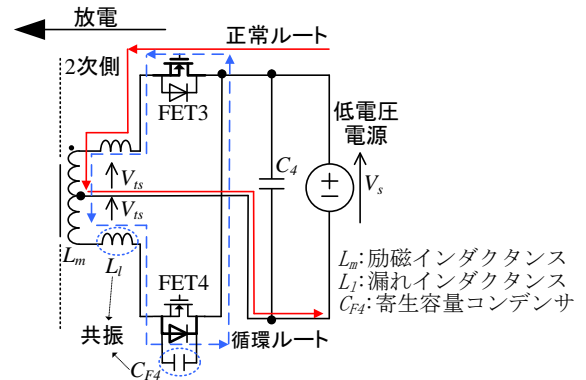


Fig. 3. Problem occurs in the center-tap resonance converter when large current is conducting during regeneration mode.

う。

3. 実機検証

〈3・1〉中間タップを有する共振形コンバータ

表1に回路パラメータを示す。図2に中間タップ有するハーフブリッジ共振形コンバータの実験結果を示す。ここで、放電モードにおける2次側の電源は電流を-8Aと-40Aに制御する。図2(a)より、トランス1次側電流波形のゼロクロスでスイッチングを達成しており、ZCSを確認できる。しかし、図2(b)示すように、電流が大きくなると、漏れインダクタンスと1次側コンデンサとで共振を行うことができず、回路の動作が不安定になる。

図3に、図1(a)において共振動作が不安定になる原理とそれの電流経路を示す。このとき、スイッチの切り替わり時(FET3:オフからオン, FET4:オンからオフ)にFET4に印加される電圧が高くなり、FET4の還流ダイオードがオンする。この結果、トランス2次側電圧に漏れインダクタンスの逆起電圧が重畳するため、FET4のダイオードに印加される電圧がダイオードの順方向電圧を超えるため、FET4のダイオ

ードを經由して循環電流が流れる。循環電流により、漏れインダクタンスと FET4 の寄生容量とで共振する。その結果、図 2(b)示すように、循環電流の発生期間に異常な正弦波が出る。

〈3・2〉 ハーフブリッジ共振形コンバータ

表 2 に回路パラメータを示す。図 5 に試作回路を示す。スイッチングによる電圧サージを抑制するため、素子、コンデンサおよびトランス間の配線インダクタンスの低減を考慮し配線設計を行った。図 6(a)に充電動作を示し、図 6(b)に放電動作を示す。充放電の動作において、トランス電流波形より ZCS の動作を確認できる。また、トランス電圧の 1 周期は共振周波数 100kHz と同じであることを確認できる。しかしながら、図 6(b)において、2 次側の電源電流 i_s を -20A に制御するとトランス 2 次側電流は -40A(rms) となるため、右の結果(-20A)は左の結果(-4A)に比べて C_1 コンデンサ電圧を低下させる問題がある。この問題について次の章に説明する。

4. 共振周波数の設計、配線抵抗、効率解析

〈4・1〉 共振周波数の設計

絶縁形共振形コンバータは、小型化の観点から、トランスの漏れインダクタンスを利用し共振コンデンサと共振させ、共振周波数を計算する。なお、高周波スイッチングを達成するため、ハーフブリッジ共振形コンバータの場合における漏れインダクタンスを小さくすることが重要である。本論文では、漏れインダクタンスを 800nH として設計し、(3)式に示すコンデンサ C は 3 μ F とする。図 7 に漏れインダクタンスとコンデンサの関係を示す。図 7 より、漏れインダクタンスは 800nH, 2 μ H, 3 μ H であり、C の容量を 3 μ F から 30 μ F まで変化させた場合の結果である。その結果、漏れインダクタンスが大きいくほど、高い共振周波数でスイッチングさせるのに必要なコンデンサ容量が小さくなる。しかし、コンデンサの容量が小さすぎるとコンデンサに蓄えられるエネルギーが不足するため、出力電圧が降下するため共振コンバータのゲインが低下し、変換効率が低下する。したがって、コンデンサ容量の選定による高周波スイッチングには限界がある。

一方、漏れインダクタンスが小さい場合、コンデンサ容量の選定による設計可能なスイッチング周波数の高周波領域が広い。これにより、漏れインダクタンスを十分低減しないと高調波を実現することか困難であることがわかる。

〈4・2〉 配線抵抗に関する

3 章の図 6(b)より、トランス電流が大きくなると C_1 電圧を低下させる原因に関して、回路中の配線抵抗やトランスの巻線抵抗が原因と考慮する。ここで、2 次側電源電圧を調整し、電力の大きさに応じて C_6 電圧を 5V に保つ実験を行った。その結果より、回路の配線抵抗は 75m Ω であり、トランスの巻線抵抗は 270m Ω であることを確認した。

図 8 に低電圧電源の電流 i_s に対する C_1 電圧の降下率と配線抵抗およびトランス巻線抵抗の関係を示す。ここで、シ

Table.2. Experiment parameters for center-tap resonant converter

High voltage source	16 V	MOSFET	IRFBL3004
Low voltage source	5 V	MOSFET on-resistance	1.4m Ω
Switching frequency	100 kHz	Primary wire turns	4
Leakage inductance	800nH	Secondary wire turns	1
Resonance capacitance	3 μ F	C3/C4 capacitances	1 μ F
		C5/C6 capacitances	10 μ F

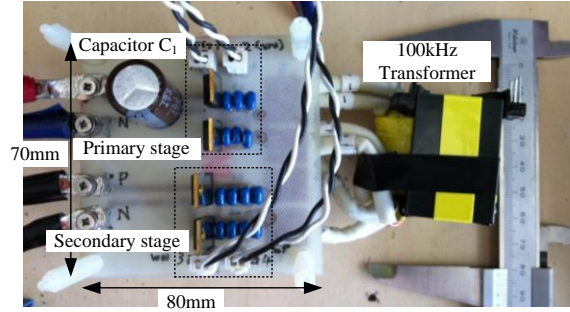


Fig. 5. Prototype circuit of the half bridge type resonance converter.

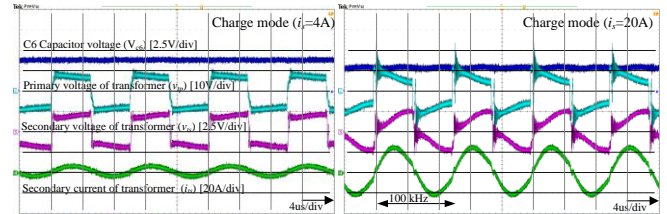


Fig. 6(a). Experiment results of half bridge type resonance converter during the charge mode (left $i_s=4A$, right $i_s=20A$).

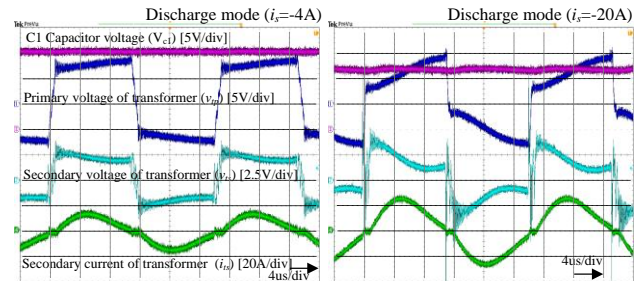


Fig. 6(b). Experiment results of half bridge type resonance converter during the discharge mode (left $i_s=-4A$, right $i_s=-20A$).

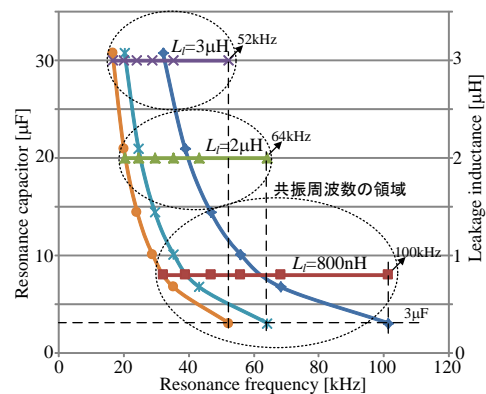


Fig. 7. Relationships between leakage inductance and resonance capacitor.

ミュレーション回路に配線抵抗を含めて検討を行った。図 8 より、現在の配線抵抗とトランスの巻線抵抗では、トランス 1 次側電圧の低下率が大きい。したがって、大電流の放電動作を確立するため、トランス 1 次側電圧の低下率を 50%程度と仮定すると、配線抵抗とトランス巻線抵抗は現在の抵抗値より約 80%低減させる必要がある。

〈4・3〉損失解析

本節では、ハーフブリッジ共振形コンバータにおける配線抵抗が及ぼす効率への影響について検討する。図 9 に、充電動作と放電動作の効率を示す。放電動作においては C6 電圧を 5V に保持しない場合と 5V に保持する場合の 2 つ結果を示す。充電動作においては、C1 電圧を 16V に保持しない場合と 16V に保持する場合の 2 つ結果を示す。結果より、放電時には入力電圧が低いため、配線抵抗による電圧低下の影響が大きく効率が低下することを確認した。

一方、図 10 に充電動作と放電動作の効率特性を示す。結果にはシミュレーションを用いて解析した結果と実機測定データを示す。さらに、結果にはシミュレーションで解析した結果(配線抵抗含む)と実機測定データを示す。結果より、電力が大きくなると、シミュレーション解析と実機測定結果の誤差が大きくなる。これは、実験においては電流が大きくなると素子温度や巻線温度が上昇し、MOSFET のオン抵抗や巻線抵抗が大きくなるが、シミュレーション解析では温度にらず一定に設定しているためである。その結果、実験では MOSFET の導通損失とトランスの銅損が増加し効率が低下する。

一方で、コストの観点からは、フルブリッジ共振形コンバータはハーフブリッジ形より不利であるが、低電圧大電流の制御下ではトランス電流はハーフブリッジ形より小さい。加えて、フルブリッジ形ではトランスへの印加電圧はハーフブリッジ形より高いため、電圧低下の影響が小さく、配線抵抗の影響が顕著にならない。

図 11 に損失解析の結果を示す。左の結果はハーフブリッジ形の場合を示し、右の結果はフルブリッジ形の場合を示す。結果より、ハーフブリッジ形の場合には、動作電流が大きいとトランス電流が大きくなり、銅損が増大する。一方、フルブリッジ形では、トランス 2 次側電流が低いので、ハーフブリッジ形に比べて、低電流動作時で同程度の効率を得ることが可能である上、大電流動作時には効率を向上できる。

5. まとめ

本論文では、双方向低電圧大電流共振形コンバータの高効率小型化を目標として、回路構成の妥当性と共振の設計とそれに伴う問題点を検討した。その結果、フルブリッジ共振コンバータは低電圧大電流の領域で他の回路に比べて、最も高い効率を実現できることを確認した。今後の予定として、MHz 帯のスウィッチング周波数領域における実機による検証があげられる。

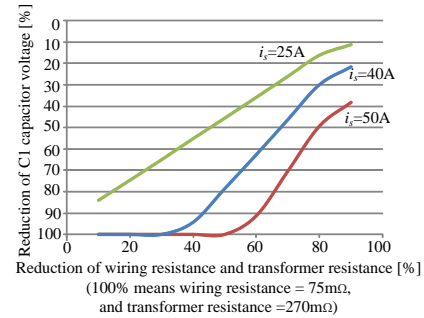


Fig. 8. Wiring and transformer resistances subject to the secondary power source current.

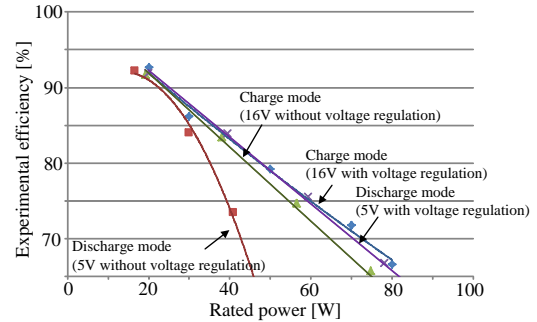


Fig. 9. Efficiency characteristics subject to the wiring resistance.

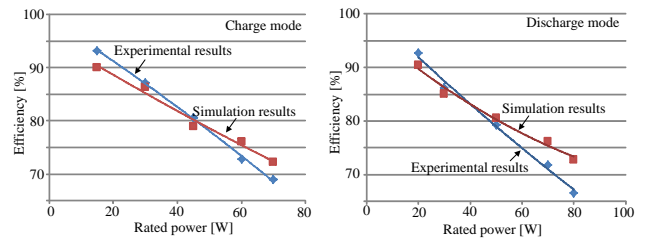


Fig. 10. Efficiency characteristics comparing between experiment results and simulation results (Left: charge, right: discharge)

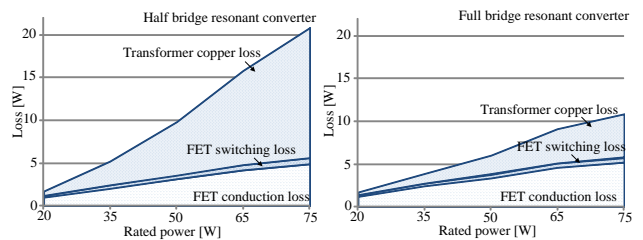


Fig. 11. Efficiency characteristics comparing between full bridge and half bridge converters.

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 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) M. Takagi, K. Shimizu, T. Zaitu : "Ultra High Efficiency of 95% for DC/DC Converter - Considering Theoretical Limitation of Efficiency", APEC 2002, Seventeenth Annual IEEE Volume 2, pp.735-741 (2002)
- (4) 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)
- (5) 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)