

広い電圧利得を得る単入力 2 出力 LLC コンバータの軽負荷領域における高効率動作法

木下 勇輝*, 芳賀 仁 (長岡技術科学大学)

High Efficiency Operation under Light Load for Single Input Dual Output LLC Converter for Realized Wide Range Voltage Gain

Yuki Kinoshita and Hitoshi Haga (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

マルチ出力 DC/DC コンバータは、サーバ用電源や、再生可能エネルギーシステムに広く用いられている。なかでも、インダクタとコンデンサの共振現象を利用した LLC コンバータは MOSFET のゼロ電圧スイッチ (ZVS), ダイオードのゼロ電流スイッチ (ZCS) が可能で低スイッチング損失, 低 EMI 化に有効である。一方で, 広範囲電圧利得の実現のためには, スイッチの駆動周波数をトランスの共振周波数に対して広い範囲で変化させる必要がある。このため, 変換器の動作範囲と効率はトレードオフの関係がある⁽¹⁾。そこで著者らはこれまでに, 回路構造を切り替えることで狭い周波数範囲で広範囲の電圧利得を実現する単入力 2 出力 LLC 変換器を提案している⁽²⁾。本稿では, 軽負荷時において高効率を実現する動作方法を実機にて検証したので報告する。

2. 提案回路構成と出力電圧制御

<2・1> 提案回路構成 図 1 に提案する LLC コンバータの回路構成を示す。提案回路は, 1 次側に 5 つの MOSFET, 同一パラメータの 2 つのトランス T_{r1} , T_{r2} , 共振用コンデンサ C_r で構成される。また, 所望の漏れインダクタンスを実現するため, 外付けインダクタ L_r を用いる。2 次側回路はダイオードと MOSFET を用いたアクティブ整流器で構成される。1 次側ブリッジは, 負荷電圧に応じてハーフブリッジ (HB), とフルブリッジ (FB) を切り替える。図 2 に提案回路の動作モードを示す。提案回路はスイッチ S_{p1} , S_{p3} , S_{p4} で構成される HB1, スイッチ S_{p2} , S_{p5} で構成される HB2, $S_{p1} \sim S_{p5}$ で構成される FB の 3 つの動作モードを有する。FB モードで得られる電圧利得は, HB で得られる電圧利得の 2 倍となる。

<2・2> 2 負荷における出力電圧制御 図 3 に 2 負荷時における電圧利得特性を示す。 G_{o1_ref} および G_{o2_ref} はそれぞれ負荷電圧 V_{o1} , V_{o2} の電圧利得指令値である。ここで, 電圧利得はそれぞれ

$$G_{o1} = \frac{n_1 V_{o1}}{V_{in}} \quad G_{o2} = \frac{n_2 V_{o2}}{V_{in}} \quad \dots (1)$$

であり, n_1 , n_2 は各トランスの巻き数比である。 f_{s1} , f_{s2} はそれぞれ $G_{o1} = G_{o1_ref}$, $G_{o2} = G_{o2_ref}$ となる駆動周波数である。通常, N 個ポートの制御を行うためには, N-1 個の独立した変数が必要である。検討回路は, 3 つのポートを有しているが, 駆動周波数 f_s , 位相シフト角 ϕ_1 , ϕ_2 の 3 つの独立した変

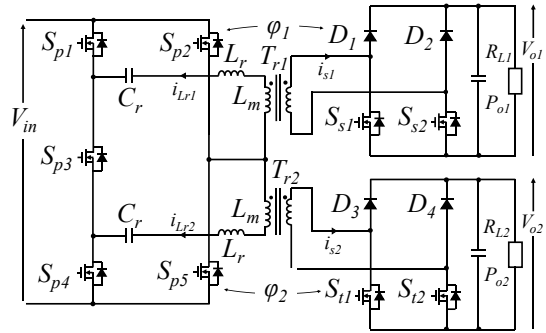
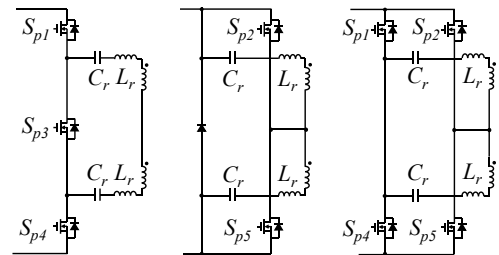
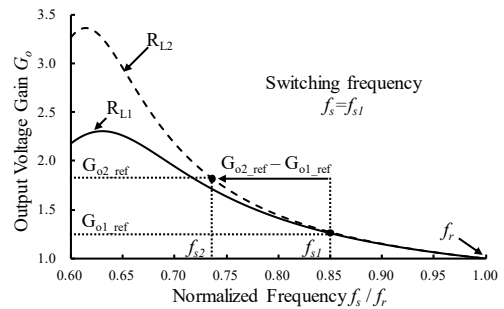


Fig.1 提案回路構成

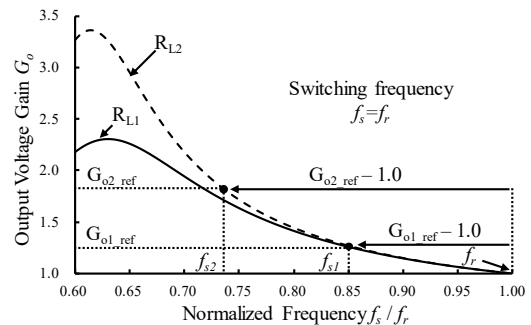


(a) HB1 (b) HB2 (c) FB

Fig.2 回路動作モード⁽²⁾



(a) 可変周波数制御時+位相シフト制御



(b) 固定周波数制御+位相シフト制御

Fig.3 2 負荷における利得特性

数を持つ。このため、2 負荷の制御を行う場合、複数の制御方法がある。図 3(a)は、駆動周波数 f_s を $f_s=f_{s1}$ とし G_{o2_ref} の偏差を位相シフト角 ϕ_2 によって制御を行う。この場合、負荷電圧 V_{o1} は可変周波数、 V_{o2} は可変周波数と位相シフトによって制御される。図 3(b)は駆動周波数 f_s を共振周波数 f_r とする。各偏差($G_{o1_ref}-1$)、($G_{o2_ref}-1$)に対して位相シフト角 ϕ_1 、 ϕ_2 を用いて制御する。位相シフト角が大きい場合、2 次側回路の実効電流が大きくなる。一方で 1 次側回路の実効電流を低減できる。

3. 実験結果

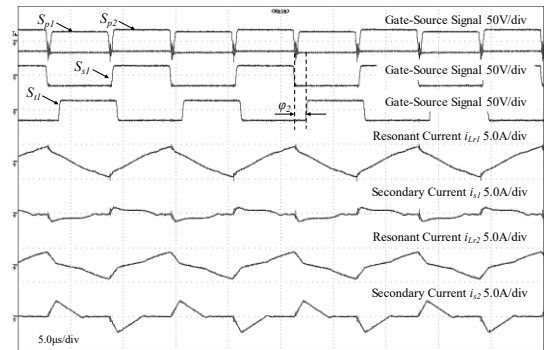
<3・1> 動作波形 図 4 に図 3(a), (b)の動作における各部の波形を示す。実験条件は入力電圧 $V_{in}=200V$, $L_f=125\mu H$, $L_m=250\mu H$, $C_e=20nF$ である。各電圧利得は、それぞれ $G_{o1}=1.10$, $G_{o2}=1.60$ である。図 4(a)において、負荷電圧 V_{o1} の制御は可変周波数によって制御されるため、位相シフト角 $\phi_1=0$ である。負荷電圧 V_{o2} は負荷電圧 V_{o1} の制御を行う駆動周波数と位相シフト角 ϕ_2 によって制御を行う。図 4(b)において、駆動周波数は回路の共振周波数 f_r と等しく、各負荷電圧はそれぞれの位相シフト角 ϕ_1 、 ϕ_2 を用いて制御を行う。2 次側トランス電流 i_{s1} は位相シフト角を用いると、ピーク電流が大きくなり、2 次側回路の実効電流が大きくなるが、駆動周波数が共振周波数の近傍で動作するため 1 次側共振電流 i_{Lr1} のピークおよび実行電流が小さくなる。また、図 4(b)の 2 次側トランス電流 i_{s2} 、1 次側共振電流 i_{Lr2} も同様に位相シフト角 ϕ_2 が大きくなるため、図 4(a)と比較して、2 次側トランス電流 i_{s2} のピーク電流、実効電流が大きくなるが、1 次側共振電流 i_{Lr2} の実効電流を低減可能である。

<3・2> 効率特性 図 5 に $G_{o1}=1.10$, $G_{o2}=1.60$ における効率特性を示す。負荷電力 P_{o1} は軽負荷に相当する 50W から 350W まで変化させる。負荷電力 P_{o2} は 200W とする。軽負荷の場合、可変周波数+位相シフト制御において、回路の損失は 1 次側回路のトランスと漏れインダクタの銅損鉄損が支配的となる。これは、駆動周波数が共振周波数から離れるほど顕著に現れる。固定周波数+位相シフト制御において、位相シフト角を用いることで、駆動周波数が共振周波数の近傍で動作するため、1 次側回路の実効電流に起因する損失を低減することが可能である。このため、従来の可変周波数制御と比較して効率の改善が行える。図 5 において、固定周波数制御+位相シフト制御では、負荷電力 P_{o1} の増加に伴い、位相シフト角 ϕ_1 が大きくなる。大きな位相シフト角によって、2 次側回路の循環電流に起因する損失が増加する。このため、負荷が大きい場合可変周波数制御との効率関係が逆転する。本検討では軽負荷領域においては、 $f_s=f_r$ で動作を行い、効率関係が逆転する負荷領域で制御方法を変更することで、変換器の効率を改善している。ただし、変更の閾値となる電流値は実験とシミュレーションにて導出を行っている。

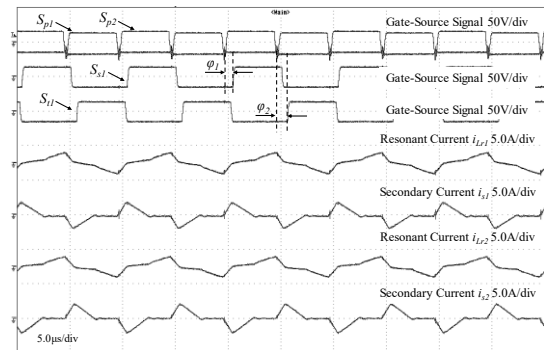
4. おわりに

本稿では、提案する広範囲出力電圧利得を実現する単入力

2 出力 LLC コンバータの実機検証を行った。軽負荷領域において高効率を実現する動作方法と従来の可変周波数制御を負荷の大きさに伴って切り替えることで、軽負荷領域における効率改善を行っている。また、提案方法は図 2 に示す各動作モードでも有効であり、広範囲の電圧利得条件下において軽負荷領域における効率改善が可能である。今後は、損失分析に基づく切り替え方法を検討する。



(a) $f_s=85kHz$, $\phi_1=0^\circ$, $\phi_2=25^\circ$



(b) $f_s=100kHz$, $\phi_1=25^\circ$, $\phi_2=32^\circ$

Fig.4 異なる動作方法における定常波形

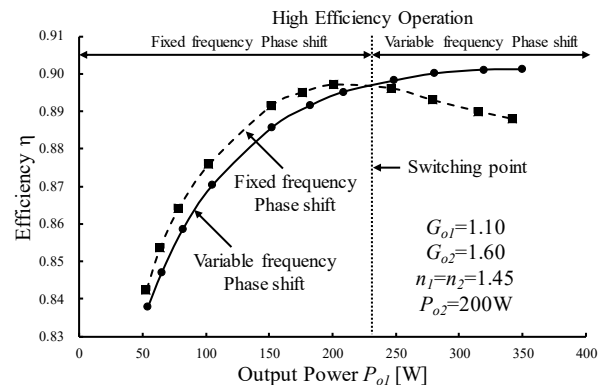


Fig.5 異なる電圧利得における効率特性

参考文献

- (1) Z. Fang, T. Cai, S. Duan, and C. Chen, "Optimal design methodology for LLC resonant converter in battery charging applications based on time-weighted average efficiency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 10, pp. 5469–5483, Oct. 2015.
- (2) 木下勇輝, 芳賀仁: 「広い電圧利得を実現する単入力 2 出力 LLC コンバータの検討」, 電気学会東京支部新潟支所研究発表会, NGT-19-047,p47(2019)