

モード切替えに着目した広い電圧利得を持つ LLC コンバータの検討

木下 勇輝*, 芳賀 仁 (長岡技術科学大学)

Discussion for Realizing Wide Voltage Gain Characteristics of LLC Converter

Yuki Kinoshita, and Hitoshi Haga (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

近年、プラグインハイブリッドカー (PEV) の普及に伴い、車載用充電器を想定した絶縁型 DC-DC コンバータの開発が盛んになっている⁽¹⁾。車載用のバッテリー電圧は、充電状態に伴って広く変化するため、充電器は広範囲の電圧動作が求められる。絶縁型 DC-DC コンバータとして LLC コンバータを用いる場合、LLC コンバータの出力可能な電圧範囲は負荷の大きさによって制限されることが課題である。筆者らは広範囲電圧動作を目的に 6 つの MOSFET と 2 つのトランスを用いた LLC コンバータを提案している⁽²⁾。提案回路は、トランスの電流経路を制御することで、4 つの Mode を有し、Mode を切り替えることで低電圧から高電圧まで広い電圧範囲に適応する特長がある。本稿では、提案回路のスムーズな Mode 切替を検討して実験で検証する。

2. 提案回路構成と出力電圧利得特性

<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 6 つの MOSFET、同一パラメータによる 2 つのトランス、共振用コンデンサ、2 次側のダイオード整流器で構成される。図 2 に提案回路の動作モードを示す。1 次側スイッチ $S_1 \sim S_6$ のスイッチングパターンの組み合わせによって、2 つのトランスが直列に動作する Mode1、1 つのトランスのみが動作する Mode2、Mode3、2 つのトランスが並列に動作する Mode4 の 3 レベル動作が可能である。

<2・2> 出力電圧利得特性 図 3 に Mode1~Mode4 における出力電圧利得特性を示す。出力電圧利得 G は入力電圧 V_{DC} 、トランスの巻き数比 n 、出力電圧 V_{out} を用いて (1) 式で表される。

$$G = \frac{nV_{out}}{V_{DC}} \quad (1)$$

Mode1 において、駆動周波数 f_s が共振周波数 f_r と等しいとき、得られる電圧利得 G は $G=0.5$ となる。ここで、共振周波数 f_r は、トランスの漏れインダクタ L_r とコンデンサ C_r より (2) 式で表される。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2)$$

Mode2, 3 において $f_s = f_r$ が成り立つとき、電圧利得 G は $G=1.0$ となる。また、Mode4 において、 $f_s = f_r$ で得られる電圧利得 G は $G=2.0$ となる。提案回路の Mode と周波数を適宜制御することで、広範囲の出力電圧利得が得られる。

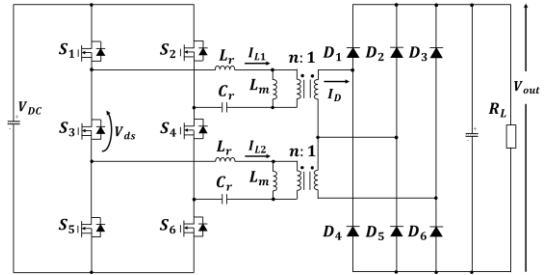


Fig 1. 提案する LLC コンバータ

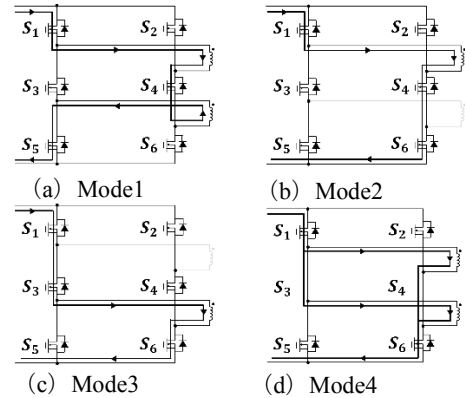


Fig 2. 各 Mode における電流経路

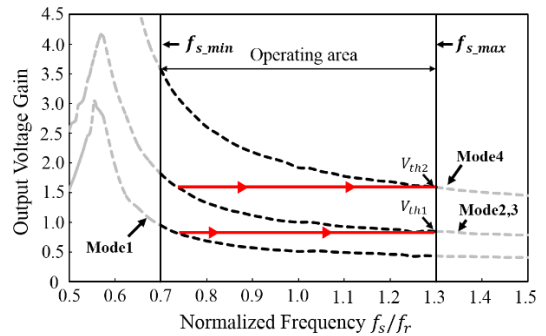


Fig 3. 各 Mode における出力電圧利得特性

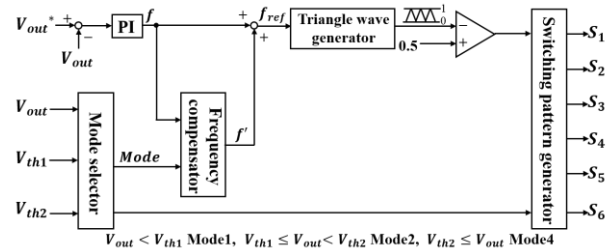


Fig 4. 提案する Mode 切り替え制御ブロック

3. Mode 切り替え手法と実験結果

<3・1> Mode 切り替え手法 図4に提案する Mode 切り替えのための制御ブロック図を示す。電圧制御系は PI 制御器を用いて構成し、PI 制御器の出力を周波数指令として、三角波キャリアを生成する。生成したキャリアを用いて Duty50% の方形波を生成し、可変周波数制御を行う。各 Mode の切り替えは、検出した電圧値と図3に示す設定したしきい値電圧 V_{th1} , V_{th2} との大小関係により決定し、出力電圧が V_{th1} より低ければ Mode1, V_{th1} 以上 V_{th2} より低いとき Mode2(或いは 3), V_{th2} 以上であれば Mode4 にする。切り替え時の振動を抑制するために周波数補償 f' を加える。切り替え後の周波数が最高駆動周波数 f_{s_max} となるよう与えている。しきい値 V_{th1} , V_{th2} はトランスのパラメータを用いて決定する。

<3・2> Mode 切り替えにおける実験結果 図5に切り替え時の実験結果を示す。Mode1 から Mode2 の切り替え時の波形を周波数補償の有無で比較する。図6は Mode2 から Mode4 の切り替え波形を示す。実験に用いたトランスの漏れインダクタンス $L_r = 70\mu\text{H}$, 励磁インダクタンス $L_m = 160\mu\text{H}$, 共振用コンデンサ $C_r = 36.2\text{nF}$ であり、Mode1 から Mode2 のしきい値電圧 $V_{th1} = 32\text{V}$, Mode2 から Mode4 のしきい値 $V_{th2} = 65\text{V}$ である。図5(a), 図6(a)より、切り替え時の補償を用いない場合、Mode が切り替わるタイミング

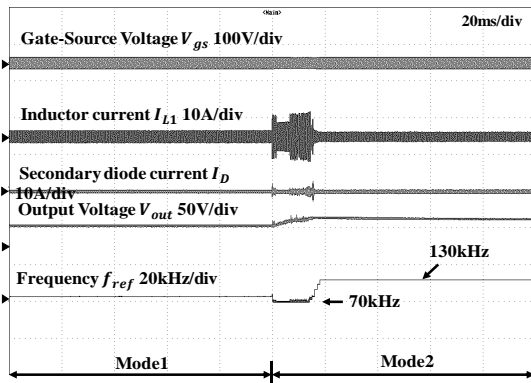
で電圧、電流にサージが確認できる。一方、図5(b), 図6(b)では、図4の提案する Mode 切り替え制御を用いた結果であり、図5(a), 図6(a)と比較すると、切り替わりのタイミングで生じる電圧、電流のサージが低減されていることがわかる。また、出力電圧は Mode 切り替え前後で大きな偏差はなくシームレスな追従が行えている。

4. おわりに

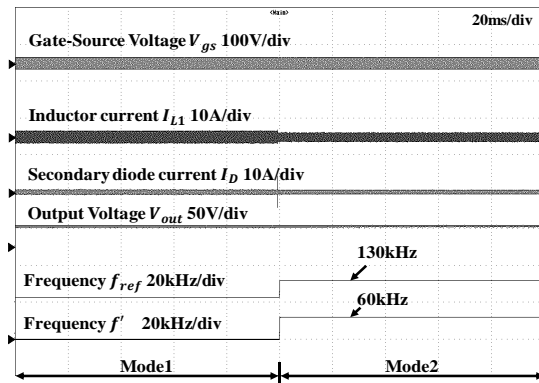
本稿では、広範囲出力電圧利得を実現する LLC コンバータの Mode 切り替え法を提案し、実機検証を行った。Mode 切り替え時において、周波数の補償を用いることで、電圧、電流のサージが低減できることを確認した。今後は、提案回路における損失分析を確認するとともに、システムの高効率化を実現する方法を検討する。

参考文献

- (1) H.Wang, S. Dusmez, and A.Khaligh : 「Maximum efficiency point tracking technique for LLC-based PEV chargers through variable DC link control,」, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 11, pp. 6041–6049, (2014)
- (2) 木下勇輝, 芳賀仁 : 「広い出力電圧利得を有するトランス切り替え型 LLC コンバータの検討」, 電気関係学会北陸支部連合大会, A3-8 (2018)

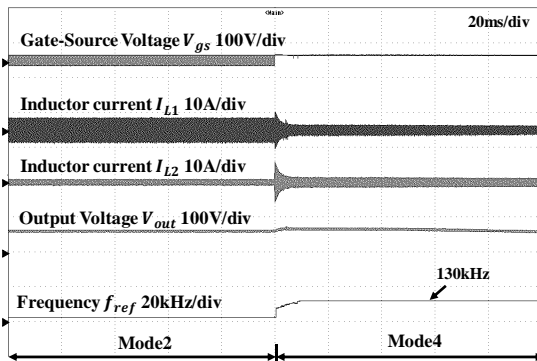


(a) 切り替え時補償なし

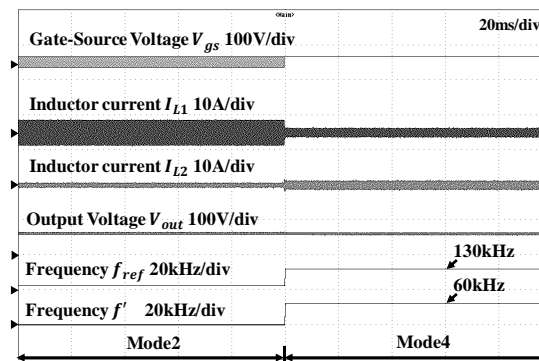


(b) 切り替え時補償あり

Fig 5. Mode1 から Mode2 への切り替え



(a) 切り替え時補償なし



(b) 切り替え時補償あり

Fig 6. Mode2 から Mode4 への切り替え