平地研究室技術メモ No.20180301

LLC コンバータの出力電圧制御特性の改善方法

（読んでほしい人：パワエレ技術者）

2018/3/1 舞鶴高専 平地克也

【あらまし】 LLC コンバータは出力電圧の制御範囲が狭く、通常は出力電圧の広範な制御を必要としない用途に使用されます。しかし、LLC コンバータは質の高いソフトスイッチングを実現できるので、その特長を生かして様々な用途への適用が検討されています。そこで、出力電圧の広範な制御が必要とされる用途にも使用できるように、制御特性の改善方法が広く研究されています。ここでは新しい制御方式を 3 件を紹介します。

■LLC コンバータの出力電圧制御の特徴

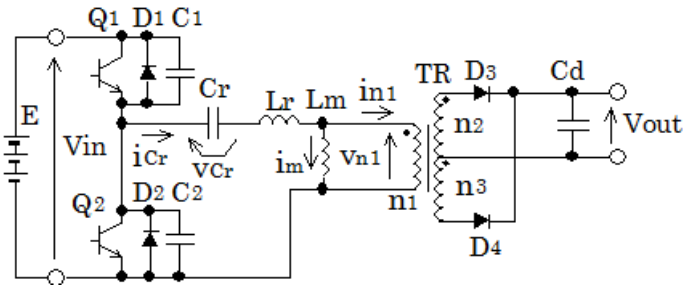
LLC コンバータ（図１）の出力電圧制御については、平地研究室技術メモでこれまでに次のような内容を説明しています。

No.20140529：LLC コンバータの出力電圧制御の原理を説明[1]

No.20170926：LLC コンバータの出力電圧計算式を導出[2]

No.20171211：LLC コンバータの出力電圧制御特性の設計方法を説明[3]

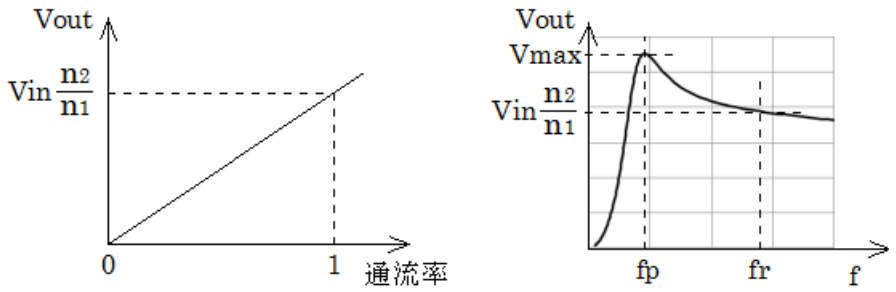
No.20180202：LLC コンバータの出力電圧制御特性の設計用ワークシートを提供[4]



（Q_1,Q_2 が FET の時は D_1,D_2 は寄生ダイオード、C_1,C_2 は寄生容量、Lm は励磁インダクタンス）

図１　LLC コンバータ

DC/DC コンバータの出力電圧制御特性の例を図２に示します。この場合、通常の PWM 制御ではスイッチ素子の通流率を最大とした時に、出力電圧 Vout が「入力電圧 Vin×変圧比（n_2／n_1）」で与えられる最大値となり、通流率を小さくすることにより 0V まで可変できます。したがって、変圧比を適切に選ぶことにより、任意の出力電圧制御範囲を得ることができます。一方、LLC コンバータでは Vout の最小値が「入力電圧 Vin×変圧比（n_2／n_1）」で与えられ、動作周波数 f を fp まで下げることにより、最大出力電圧 Vmax を得ます。したがって、Vout の制御範囲を拡大するには Vmax を大きくする必要がありますが、そのためには励磁インダクタンス Lm を小さくして励磁電流を増加させる必要があり、変圧器の大型化や効率の低下を招きます。



(a) 通常の PWM 制御　　(b) LLC コンバータの周波数制御

図２　出力電圧制御特性の例

図３に LLC コンバータの最も一般的な応用例を示します。高力率コンバータで LLC コンバータの入力電圧 Vin を定電圧制御し、LLC コンバータは一定の電圧で動作する負荷に定電圧 Vout を出力します。このようなシステム構成では、LLC コンバータの広範囲の出力電圧制御機能は不要であり、LLC コンバータの特長を生かした合理的な設計が可能となります。LLC コンバータには専用の制御 IC が多数市販されていますが、そのほとんどは図３のシステム構成を意識して設計されています。

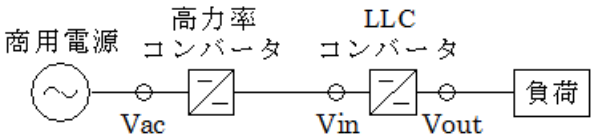


図３　LLC コンバータの最も一般的な応用例

■LLC コンバータの出力電圧制御範囲の拡大

このように、LLC コンバータは広範囲の出力電圧制御機能が要求されない用途に使用されることが多いのですが、LLC コンバータは質の高いソフトスイッチングを実現できるので、その特長を生かして様々な用途への適用が検討されています。そこで、出力電圧の広範な制御が必要とされる用途にも使用できるように、制御特性の改善方法が広く研究されています。ここでは LLC コンバータの 3 種類の新しい制御方法を紹介します。

(1) 2 次側に短絡回路を設ける方法（文献[5]より）

図４に提案方式を示します。2 次側は全波整流回路ですが、ローサイドのダイオードをスイッチ素子 Q_6,Q_8 に置き換えています。Q_6,Q_8 に FET を使用する場合は D_6,D_8 は FET の寄生ダイオードです。C_6,C_8 はスイッチ素子の寄生容量です。図４(a)は通常の共振モードであり、Lr と Cr が共振して、共振電流が 2 次側に流れて負荷に供給されます。提案方式では、高い出力電圧を得たい場合は、共振モードの前に図４(b)の短絡モードを挿入します。Q_6 をオンさせ、2 次巻線 n_2 を「n_2→Q_6→D_8→n_2」の径路で短絡します。図４(a)では LrCr 直列回路に与えられる電圧は「Vin－(n_1／n_2) Vout」ですが、図４(b)では LrCr 直列回路に Vin が直接印加され、共振電流が大きくなります。その結果出力側に大きな電流が供給され、出力電圧 Vout が増加します。

文献[5]では、この回路方式を車載充電器に応用し、入力電圧 400V で出力電圧を 180V から 430V に可変でき、出力容量 3.3kW、効率 97.3%を得たと報告されています。

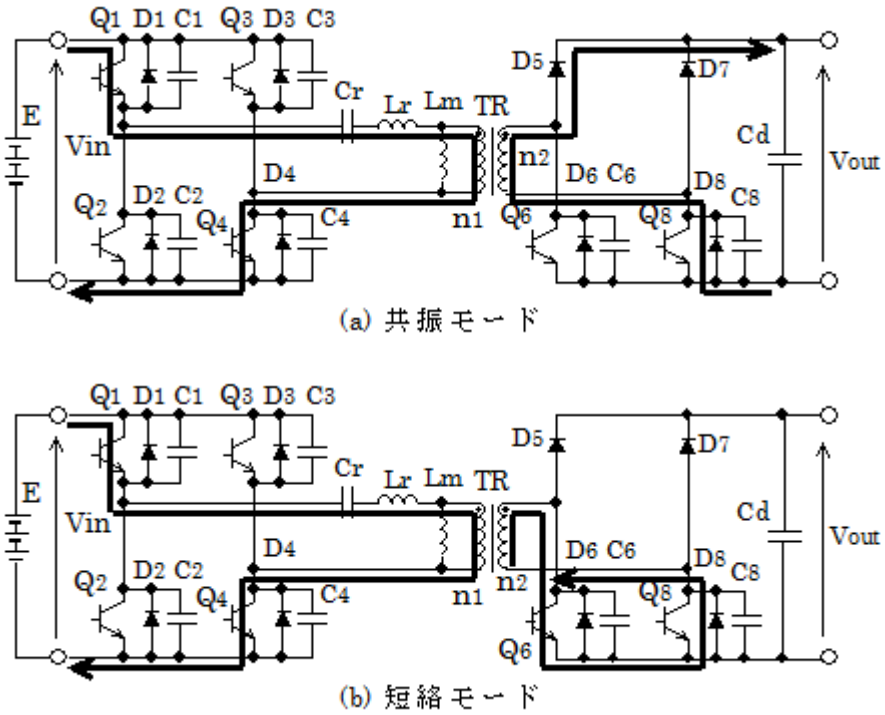


図４　２次で短絡する方法

(2) １次側に短絡回路を設ける方法（文献[6]より）

図５に提案方式の回路構成を示します。Ll は変圧器の漏れインダクタンスですが、極力小さく設計します。Lr は外付けの共振用リアクトルです。スイッチ素子 Q_3 を Lr と Cr の間に挿入しています。図４の 2 次側で短絡する方法と同様に、共振モードの前に Q_3 をオンさせて、Lr をグランドラインに短絡します。Lr に入力電圧 Vin が直接印加されるので、電流 i_{Lr} は急速に増加します。Q_3 をターンオフさせると通常の共振モードに移行し、2 次側に大きな共振電流が供給され、Vout が増加します。

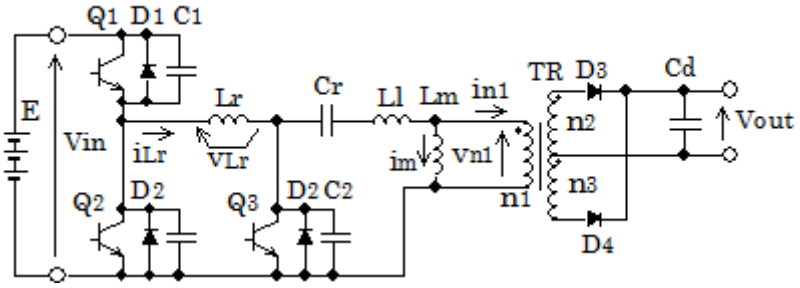


図５　１次側で短絡する方法

(3) フルブリッジ／ハーフブリッジ切替方式（文献[7]より）

図６に提案方式の回路構成を示します。通常のフルブリッジ方式 LLC コンバータと同じ回路構成ですが、入力電圧が高い時はフルブリッジをハーフブリッジとして動作させます。スイッチ素子の駆動方法は次の通りです。

フルブリッジ動作：Q_1,Q_4 が同時に高周波で ON/OFF、Q_2,Q_3 が同時に高周波で ON/OFF

ハーフブリッジ動作：Q_1 は常時 ON、Q_2 は常時 OFF、Q_3,Q_4 が交互に高周波で ON/OFF

文献[7]では、この回路方式を太陽光発電システムに使用し、70V から 400V までの太陽電池の電圧（図 6 の Vin に相当）に対して一定の出力電圧 Vout をインバータに供給しています。

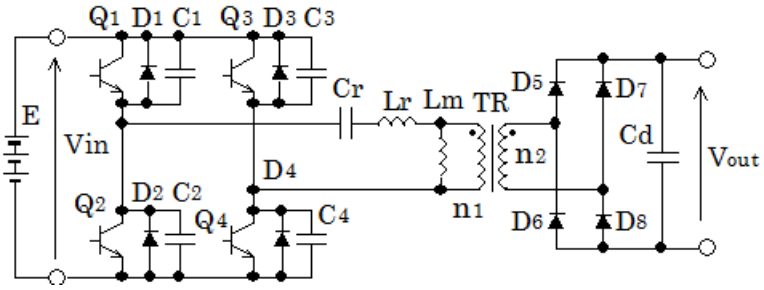


図 6　フルブリッジ／ハーフブリッジ切替方式

■参考文献

[1] 平地克也、「LLC 方式 DC/DC コンバータの回路構成と動作原理」、平地研究室技術メモ No.20140529

[2] 平地克也、「LLC コンバータの出力電圧計算式」、平地研究室技術メモ No.20170926

[3] 平地克也、「LLC コンバータの設計方法」、平地研究室技術メモ No.20171211

[4] 平地克也、「LLC コンバータの設計用ワークシート改良版」、平地研究室技術メモ No.20180202

[5] Yungtaek Jang, Milan M. Jovanović, Juan M. Ruiz, Misha Kumar, and Gang Liu, "Implementation of 3.3-kW GaN-Based DC-DC Converter for EV On-Board Charger with Series-Resonant Converter that Employs Combination of Variable -Frequency and Delay-Time Control", Proc. of APEC2016, pp.1292-1299

[6] Hongliang Wang, Yang Chen, Peng Fang, Yan-FeiLiu, Jahangir Afsharian, and ZhihuaYang, “An LLC Converter Family With Auxiliary Switch for Hold-Up Mode Operation”, IEEE Tran. on Power Electronics, Vol.32, No.6, (2017)

[7] 山下、江口、他、「ワイドレンジ入力に対応した高効率絶縁型パワーコンディショナー」、シャープ技報、第 107 号、pp.19-22, (2014)

以上