平地研究室技術メモ No.20180912

LLC コンバータのインターリーブ運転について

（読んでほしい人：パワエレ技術者）

2018/9/12 舞鶴高専 平地克也

【あらまし】 LLC コンバータ（図１）は数 10W～200W 程度の小容量の電源装置として使用されてきましたが、近年は数 kW クラスの大きな容量への展開が広く検討されています。その場合、LLC コンバータの出力リプル電流の抑制が一つの重要な課題となります。リプル電流抑制には、2 台またはそれ以上のコンバータをインターリーブ運転させると大きな効果があります。インターリーブ運転では複数のコンバータの出力電流を平衡させる必要がありますが、LLC コンバータでは通常の DC/DC コンバータとは平衡運転の原理と実現手法が大きく異なります。

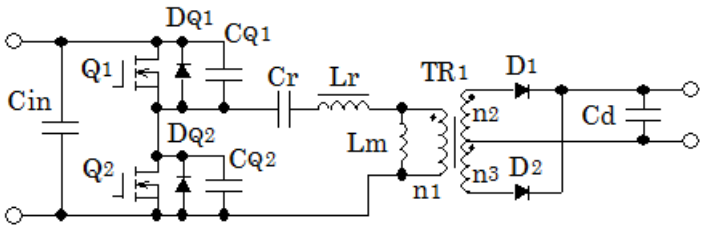
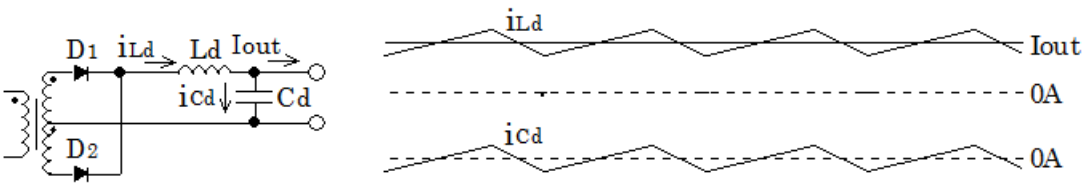


図１　LLC コンバータ

注）インターリーブ（interleave）は英語の動詞で、「交互に重ねる」と言う意味です。DC/DC コンバータの世界では、平滑コンデンサなど一部の部品を共有する 2 つ以上の回路を位相をずらせて同期運転させることを意味します。平滑コンデンサの小型化などの効果を期待できます。

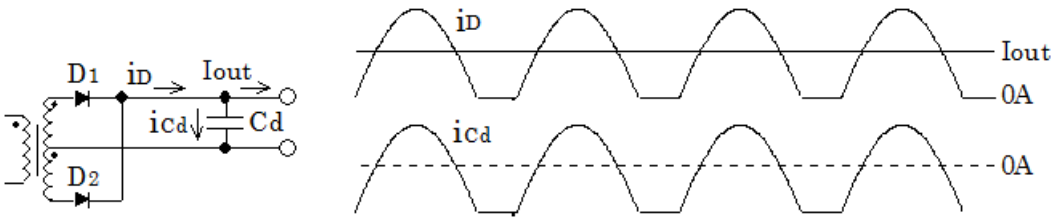
■LLC コンバータの出力リプルとインターリーブ運転の効果

通常の DC/DC コンバータは図２(a)のように出力側に平滑リアクトル Ld があるので、その電流 i_{Ld} は(b)のような三角波が重畳された直流電流となります。したがって、平滑コンデンサ Cd のリプル電流 i_{Cd} はあまり大きな値にはなりません。一方 LLC コンバータは図３(a)のように平滑リアクトルがないので、整流電流 i_D は(b)のようにピーク値の大きな共振電流となります。そのため、平滑コンデンサ Cd のリプル電流 i_{Cd} は図３(b)のようになり、通常の DC/DC コンバータ（図２(b)）よりかなり大きくなります。



(a) 2 次側整流平滑回路　　(b) 平滑リアクトル Ld と平滑コンデンサ Cd の電流

図２　通常の DC/DC コンバータの平滑回路と平滑コンデンサ電流



(a) 2 次側整流平滑回路　　(b) 整流電流 i_D と平滑コンデンサ Cd の電流 i_{Cd}

図３　LLC コンバータの平滑回路と平滑コンデンサ電流

平滑コンデンサのリプル電流の抑制にはインターリーブ運転が効果的です。図４に 2 相インターリーブ運転のための回路構成を示します。2 組の LLC コンバータを平滑コンデンサの手前で接続します。スイッチ素子 Q_1,Q_2 と Q_3,Q_4 を互いに 90 度位相をずらせて動作させます。出力側の電流 i_1,i_2,i_3 には

$$i_3 = i_1 + i_2$$

の関係があります。

図５に i_1,i_2,i_3 の波形の模式図を示します。(a),(b),(c)はそれぞれ動作周波数 f が共振周波数 fr の 0.87 倍、0.75 倍、0.67 倍です。f が低いほど i_1 と i_2 の 0A の期間が長くなります。図では 2 サイクル分の波形を示していますが、i_1 波形と i_2 波形はそれぞれ 4 つのピークを持ち、大きなリプル電流を含むのに対し、i_3 波形は 16 のピークを持ち、リプル電流は抑制されています。特に、動作周波数 f=fr×0.75 の時は 16 のピークが全て同じ値となり、リプル電流は最小となります。文献[1]では図４の回路構成で 12V132A 出力の製品を開発し、インターリーブ運転により、平滑コンデンサのリプル電流を 1/10 以下に抑制した試験結果が報告されています（文献[1]の図８）。

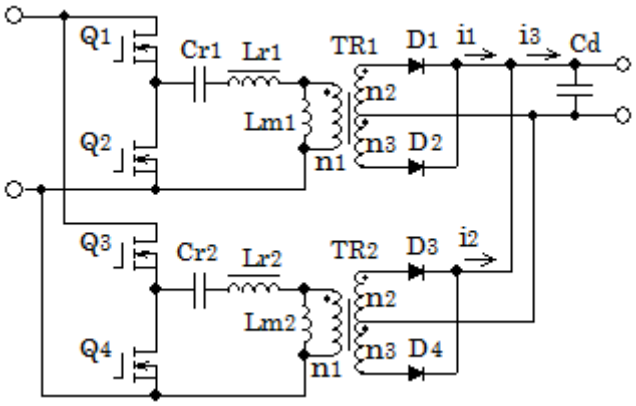
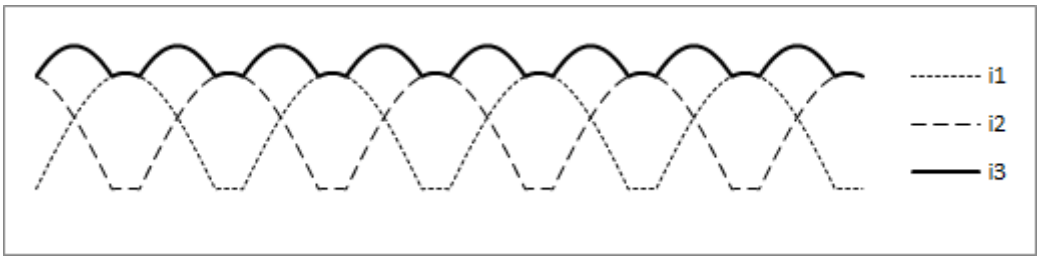


図４　LLC コンバータの 2 相インターリーブ運転のための回路構成

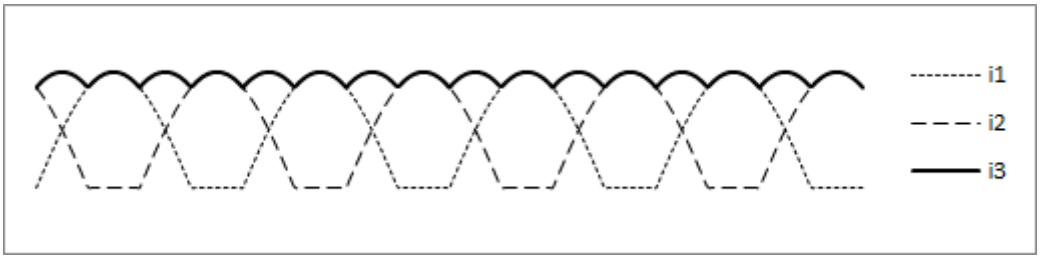
■LLC コンバータの平衡運転の特殊性について

インターリーブ運転が効果を発揮するためには、2 つの出力電流 i_1 と i_2 が同じ大きさ（同じ平均値と同じピーク値）を持つ必要があります。並列接続された複数の DC/DC コンバータの電流分担を等しくすることを平衡運転といいます。図６に通常の DC/DC コンバータの出力電流分担特性を示します。フォワード型など、通常のハードスイッチングの DC/DC コンバータの出力電圧 Vout は次のような式であらわされます。α はスイッチ素子の通流率、(n_2／n_1) は変圧比です。

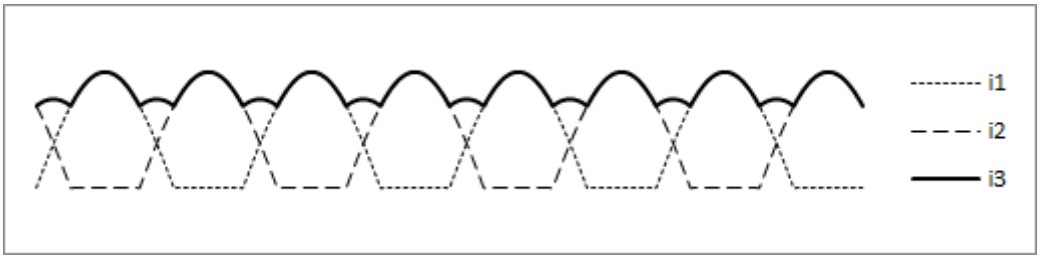
$$V_{out} = V_{in} \times \alpha \times (n_2 / n_1)$$



(a) f＝fr×(13/15)≒fr×0.87 のとき



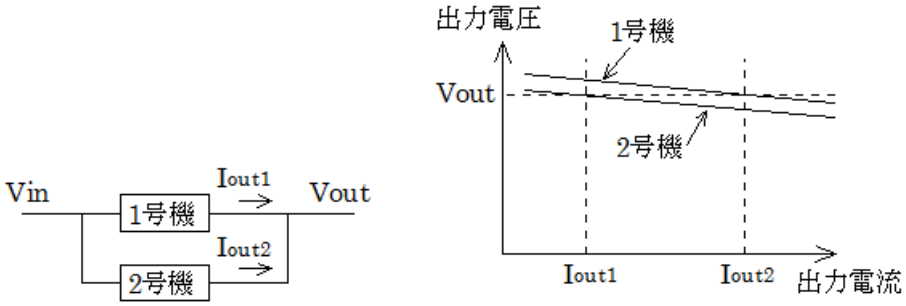
(b) f＝fr×3/4＝fr×0.75 のとき



(c) f＝fr×2/3≒fr×0.67 のとき

図５　インターリーブ運転時の 2 次側整流電流波形計算値（2 サイクル分を示す）

この式には出力電流の項がないので、Vout は出力電流が変化しても影響を受けませんが、実際には回路に存在する抵抗成分のために図 6 (b)に示すようにやや右下がりの特性となります。出力電圧 Vout は 1 号機、2 号機に共通なので、(b)に示すように特性のバラツキに応じて両者の Vout が等しくなるように、両者の出力電流 I_{out1} と I_{out2} が決まります。通常(b)に示すように I_{out1} と I_{out2} には大きな差が生じるので、平衡運転の実現のためには I_{out1} と I_{out2} を検出し、両者が等しくなるようにフィードバック制御で通流率 α を微調整します。



(a) 1 号機と 2 号機の接続　　(b) DD コンの出力電圧特性と電流分担の例

図６　通常の DC/DC コンバータの出力電流分担特性

一方、文献[2]で導出したように、LLC コンバータの出力電圧 Vout は次の近似式であらわされます。

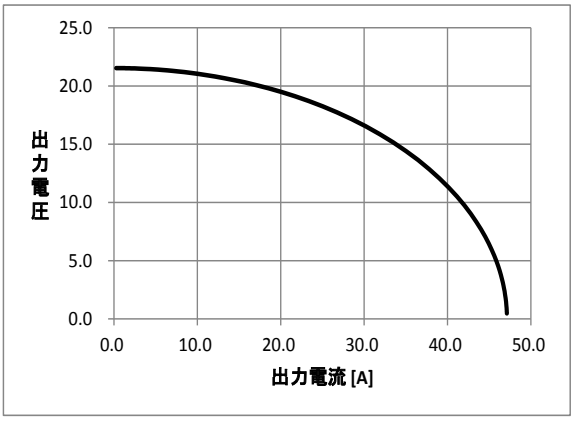
$$\mathrm{Vout} \fallingdotseq \frac{1}{\sqrt{\left(1+\frac{1}{S}-\frac{1}{SF^2}\right)^2+Q^2\left(F-\frac{1}{F}\right)^2}}\mathrm{Vin}$$

この中で、Q,F,S の値は共振回路の Lr,Lm,Cr の値と負荷抵抗（出力電流）で決まります。したがって、LLC コンバータでは 2 つの回路の Lr,Lm,Cr の値をぴったり同じ値にすれば、特別な制御を行わなくても平衡運転を実現できます。

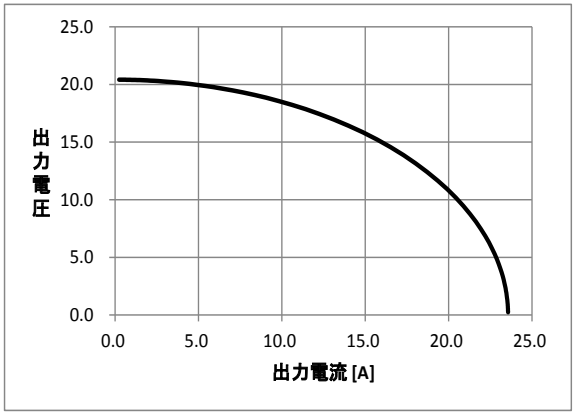
現実にはインダクタンスやキャパシタンスの値には必ずバラツキがありますが、バラツキの影響は設計方法によって差が生じます。共振周波数 fr は次の式であらわされます。

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

文献[3]で示したように、fr が同じ値であっても、Lr と Cr の配分により出力電圧の特性に差が生じます。図 7 (a)は Lr を小に、Cr を大にしています。図 7 (b)は Lr を大に、Cr を小にしています。図 7 (a),(b)の比較により、Lr を大に、Cr を小にする方が出力電流による出力電圧の変化が顕著になることがわかります。これは Lr を大に、Cr を小にする方がインダクタンスとキャパシタンスのバラツキの影響を抑制できることを示しています。



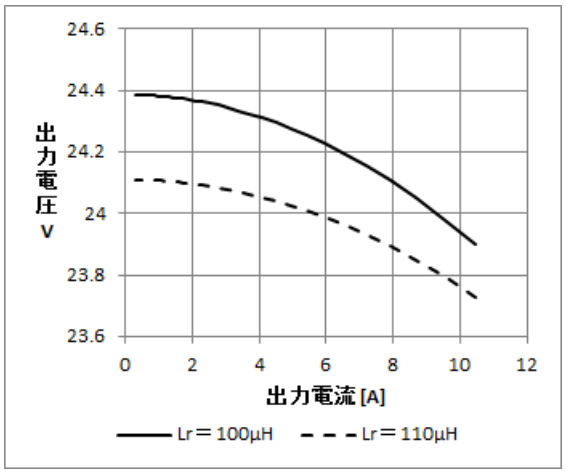
(a) Lr＝50μH、Cr＝80nF のとき



(b) Lr＝100μH、Cr＝40nF のとき

図 7　LLC コンバータの出力電圧／出力電流特性の例（文献[3]の図 5 と図 6 より）

文献[3]で提供している LLC コンバータ設計用ワークシート「20171211-3.xlsx」を使用すれば LLC コンバータの出力電圧／出力電流特性を描画することができます。これを使って Lr の値に 10%のバラツキがあった場合の出力電圧／出力電流特性の計算例を図 8 に示します。出力電圧が 24V の場合、一方の LLC コンバータの出力電流は約 6A、他方は約 9A となることが分かります。このようなバラツキはやや大であり、許容できないでしょう。このような場合は何らかの特別な手段で平衡運転を実現する必要があります。



条件：Lr＝100μH&110μH、Cr＝40nF、Lm＝70μH、動作周波数 57kHz、入力電圧 440V

図８　Lr のバラツキによる出力電圧の変化（20171211-3.xlsx を使用して計算）

■LLC コンバータの平衡運転の実現方法

通常の DC/DC コンバータでは前記のように、フィードバック制御で通流率 α を微調整することにより平衡運転を実現します。LLC コンバータでは出力電圧は動作周波数 f で制御するので、f を微調整することにより平衡運転を実現するべきですが、大きな問題があります。インターリーブ運転を実施しているということは 2 台の LLC はピッタリ同じ周波数で動作していることを意味します。よって、インターリーブ運転をしている限り、平衡運転のために動作周波数 f を個別に制御することはできないのです。したがって、インターリーブ運転と平衡運転を両立させるためには f の微調整以外の手段が必要です。以下、いくつかの方法を紹介します。

(1) Lr を可変

動作周波数 f を微調整する代わりに共振回路の Lr を微調整します。Lr を微調整するには主巻線以外に制御巻線を設け、直流電流を流してコアを部分的に飽和させる、などの方法があります。Lr は TR_1 の漏れインダクタンスではなく、外付けとなります。

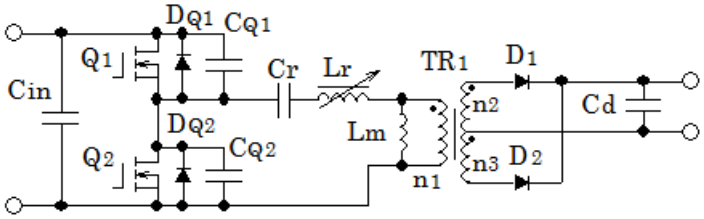


図９　Lr を可変

(2) Cr を可変

動作周波数 f を微調整する代わりに共振回路の Cr を微調整します。例えば文献[4]では図 10 の回路が提案されています。Q_3,Q_4 は双方向スイッチです。Q_3,Q_4 を高周波でスイッチング動作させ、Cr_2 を回路に投入、または短絡します。投入の時比率を制御することにより、等価的に Cr_2 の容量を制御したのと同じ効果を得ます。

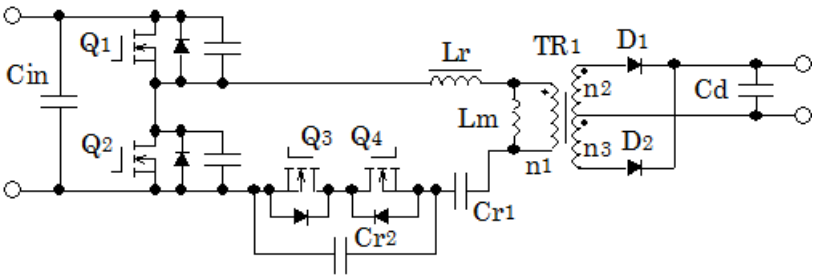


図１０　Cr を可変

(3) 直列入力方式

図１１のように、2 つの回路の入力を並列ではなく直列とします。2 つの回路の入力電流は等しいので i_1 と i_2 も自動的に等しくなります。入力電圧が高い場合は有力な方法です。

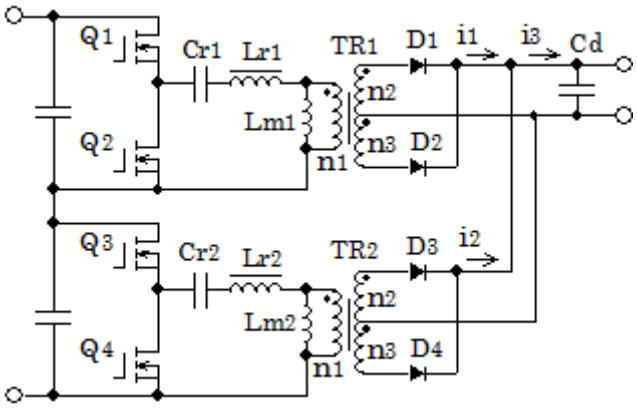


図１１　直列入力方式

(4) 位相シフト併用方式

図１２のフルブリッジ型の場合は図１３のように Q_1～Q_4 を位相シフト制御することができます。通常の LLC コンバータでは位相シフト量 θ は 0 度ですが、θ を設けることにより環流モード（Mode 2 と Mode 4）が生じ、出力電圧が低下します[5]。

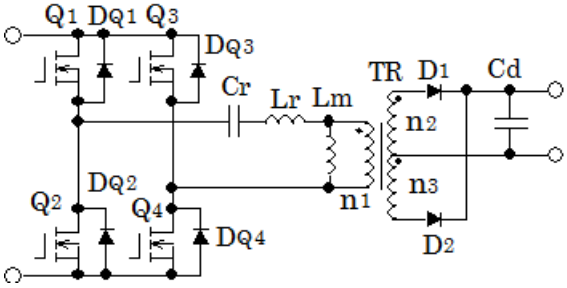


図１２　フルブリッジ型 LLC コンバータ

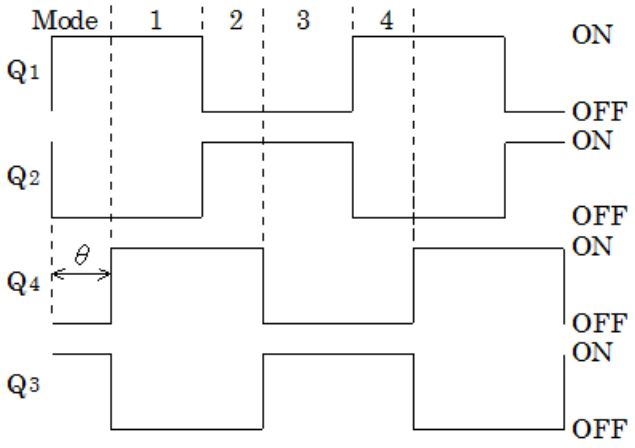


図１３　位相シフト制御

■文献

[1] 千葉明輝、京野羊一、足利亨、石倉啓太、「80PLUS TITANIUM 対応電源の開発」、サンケン技報、Vol.46, pp.41-44, (2014)

[2] 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

[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] Zhiyuan Hu, Yajie Qiu, Laili Wang, “An Interleaved LLC Resonant Converter Operating at Constant Switching Frequency”, IEEE Tran. on Power Electronics, Vol.29, No.6, pp.2931-2943, (2014)

[5] Koji Murata and Fujio Kurokawa, “An Interleaved PFM LLC Resonant Converter With Phase-Shift Compensation”, IEEE Tran. on Power Electronics, Vol.31, No.3, pp.2264-2272, (2016)

以上