平地研究室技術メモ No.202100507

直列共振型 DC/DC コンバータ

（読んでほしい人：パワエレ技術者）

2021/5/7 舞鶴高専名誉教授 平地克也

【あらまし】 平地研究室技術メモ No.20210422 で紹介した並列共振型 DC/DC コンバータには軽負荷時に効率が低下するという問題点がありましたが、その問題点を改善した回路方式が直列共振型 DC/DC コンバータです。近年広く使用されるようになった LLC コンバータは直列共振型 DC/DC コンバータをさらに改善したもの、と位置づけることができます。本技術メモでは直列共振型 DC/DC コンバータを詳しく説明します。

■並列共振型と直列共振型

図１に平地研究室技術メモ No.20210422 で紹介した並列共振型 DC/DC コンバータを示します。共振用コンデンサ Cr は変圧器 TR を介して負荷と並列に接続されています。したがって、Lr と Cr の共振電流の大きさは負荷と無関係なので、軽負荷時は共振電流の割合が大きくなり、効率が低下します。図２に直列共振型 DC/DC コンバータを示します。Cr と Lr は TR を介して負荷と直列に接続されています。したがって、軽負荷時は共振電流も小さくなり、並列共振型と比べて効率の向上が期待できます。

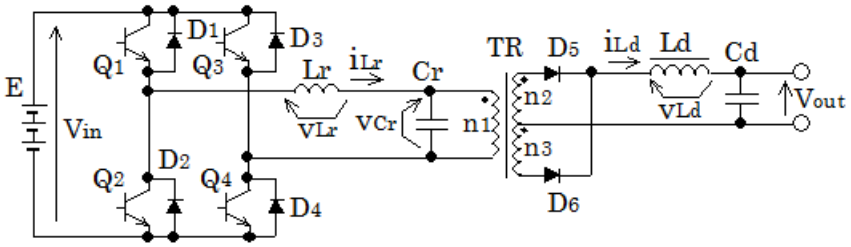


図１　並列共振型 DC/DC コンバータ

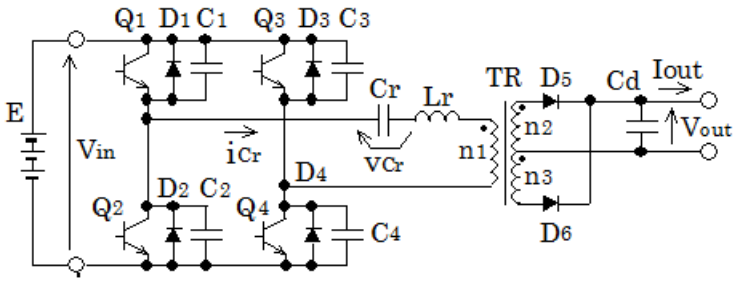


図２　直列共振型 DC/DC コンバータ

■直列共振型 DC/DC コンバータの基本動作

動作周波数 f が共振回路の Lr と Cr の共振周波数 fr より低い時の電流径路を図３に示します。この時のスイッチ素子 Q_1 と整流ダイオード D_5 の波形を図４(a)に示します。モード 1 では Q_1 と Q_4 がオンして Lr と Cr が共振し、2 次側では D_5 が導通して出力側に電力が供給されます。共振の半周期

が経過すると共振電流は 0A となりモード 1 は終了します。一定時間経過後、Q_2 と Q_3 がオンしてモード 2 が始まります。モード 2 では負方向の共振が行われ、共振電流 i_{Cr} は負となり、2 次側では D_6 が導通します。

共振角周波数を ω_r とすると次式が成立します。

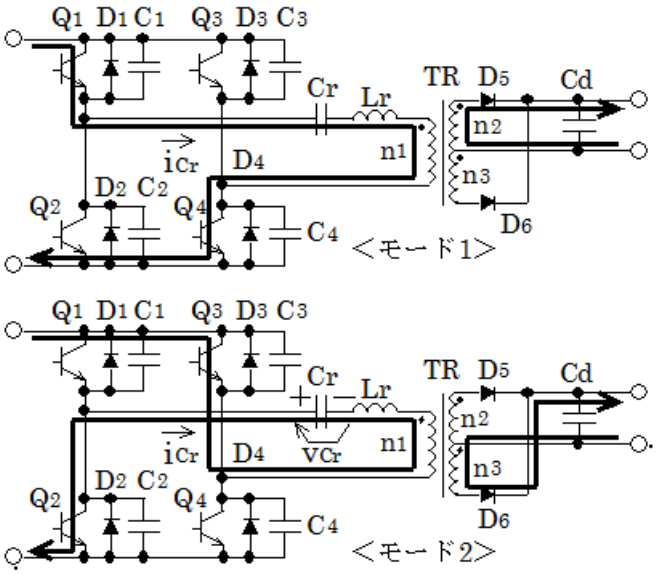
$$\omega_r^2 L_r C_r = 1$$

モード 1 の継続時間を T_1、モード 2 を T_2 とすると、

$\omega_r = 2\pi f_r$、$T_1 = T_2 = \frac{1}{2}\frac{1}{f_r}$ より、

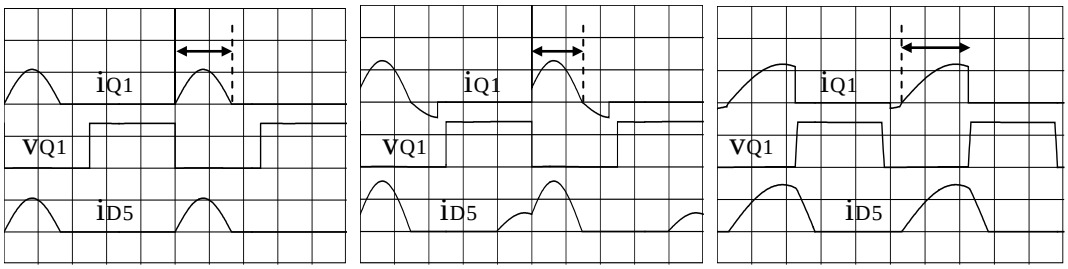
$$T_1 = T_2 = \pi\sqrt{L_r C_r} \quad \cdots\cdot(1)$$

モード 1 終了後モード 2 が始まるまで、および、モード 2 終了後モード 1 が始まるまでは 1 次側も 2 次側も電流は流れません。このモードをモード 3 とします。モード 1 と 2 の継続時間は式(1)で与えられる固定値ですが、モード 3 は自由に定めることができます。そこで、出力電圧の制御はモード 3 の継続時間を調整することによって実現されます。それに伴い、動作周波数は変化します。



（モード 3 では電流径路なし）

図 3　直列共振型の f<fr 時の電流径路



(a) f<fr 時（負荷小）　(b) f<fr 時（負荷大）　(c) f>fr 時

図 4　直列共振型フルブリッジ方式のシミュレーション波形（⟷はモード 1 の区間）

■ソフトスイッチング成立の可否

図３の電流径路および図４(a)の波形から明かなように Q_1～Q_4 のターンオン時とターンオフ時の電流は 0A であり、ZCS が成立しています。しかし ZVS は成立していないので、ターンオン時には Q_1～Q_4 の寄生容量 C_1～C_4 は短絡されて電力損失が発生します。図４(a)では Q_1 のターンオン時（モード 1 開始時）に大きなサージ電流が発生していますが、これは C_1 を Q_1 で短絡したことによる電流です。

また、負荷が重い時（出力電流が大きい時）には別の動作モードが発生します。共振コンデンサ Cr はモード 1 で充電され、モード 2 で放電するので、モード 1 終了時に Cr 電圧 v_{Cr} はピーク値となります。この時次の式が成立すると、モード 1 終了後、共振電流の逆流が発生し、D_1 と D_4 が導通して図５の径路で電流が流れます。

$$v_{Cr} > V_{in} + \frac{n_1}{n_2} V_{out}$$

モード 2 の開始時、この状態で Q_2 と Q_3 がターンオンするので、D_1 と D_4 の逆回復時間の間、$D_1 \rightarrow Q_2$、および $Q_3 \rightarrow D_4$ の径路でサージ電流が流れます。モード 1 の開始時も同様の現象が発生します。図４(b)に負荷が重い時の波形を示します。モード 1 終了後 i_{Q1} が負となっており、図５の逆流モードが発生していることが分かります。なお、図４のシミュレーションでは Q_1～Q_4 に理想スイッチを使用しているので逆流モードでは D_1 を流れずに Q_1 を逆流しています。

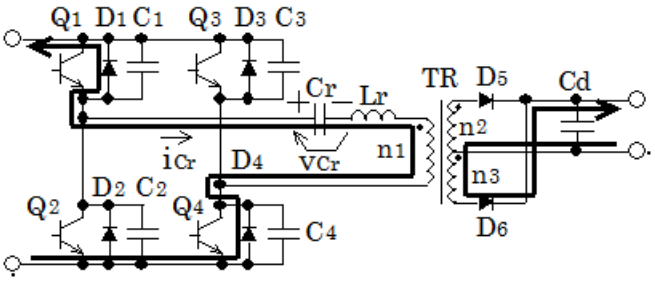


図５　直列共振型の共振電流逆流モード

■動作周波数が共振周波数より高い時の動作

動作周波数 f が共振周波数 fr より高い時の動作モードと電流径路を図６に示します。この時のスイッチ素子 Q_1 と整流ダイオード D5 の波形を図４(c)に示します。f>fr では、共振の半周期が終わらないうちにスイッチ素子がターンオフするので、f<fr の時から電流径路と波形は大きく変わります。各動作モードの概要を以下に示します。

＜モード 1＞ Q_1 と Q_4 がオン

f<fr の時のモード 1 と同様に、Q_1 と Q_4 がオンして Lr と Cr が共振し、2 次側では D_5 が導通して出力側に電力が供給される。f>fr なので、共振の半周期終了前に Q_1 と Q_4 はターンオフする。したがって、図４(c)に示すように Q_1 電流 i_{Q1} の波形は大きな電流からいきなり 0A となる。

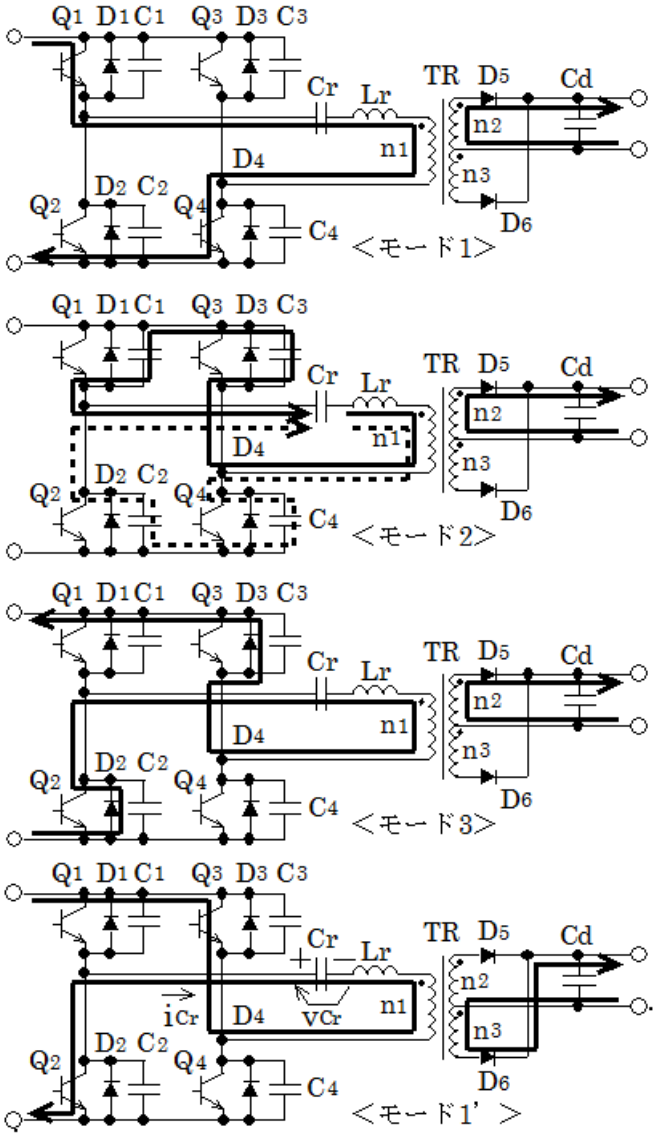


図６　直列共振型の f>fr 時の電流径路

＜モード 2＞ Q_1～Q_4 すべてオフ

Q_1 と Q_4 がターンオフしても共振電流は流れ続ける。図６に示すように共振電流は 2 つに分流し、実線の径路で C_3 を放電 C_1 を充電し、点線の径路で、C_4 を充電 C_2 を放電する。充放電が完了し、C_2 と C_3 の電圧が 0V になると次のモードに移行する。

＜モード 3＞ Q_1,Q_4 はオフ、Q_2,Q_3 はオフからオンへ

C_2 と C_3 の電圧が 0V になっても共振電流は流れ続け、D_2 と D_3 が導通する。共振電流は負荷側に供給されると同時に電源に回生される。このモードで Q_2 と Q_3 が ZVS でターンオンする。やがて共振の半周期が終了し、負方向の共振が開始して次のモードに移行する。

＜モード 1’＞ Q_2 と Q_3 がオン

Q_2 と Q_3 がオンして Lr と Cr が共振し、2 次側では D_6 が導通して出力側に電力が供給される。モ

ード 1 と同じ種類の動作であるが、負方向の共振であり、i_{Cr}＜0 である。モード 1 ’に続くモード 2 ’モード 3 ’はそれぞれ、モード 2 モード 3 と同じ種類の動作であるが、電流の方向は逆となる。電流径路図は省略する。

モード 2 からモード 3 への一連の動作から、部分共振定番方式によるソフトスイッチングが成立していることが分かります。したがって、直列共振型 DC/DC コンバータでは f＞fr の時は通常の電流共振型の ZCS 動作ではなく、部分共振定番方式の ZVS 動作となります。なお、部分共振定番方式は平地研究室技術メモ No. 20150501「部分共振定番方式」で説明されています。

モード１終了のとき、重負荷時は大きな電流でスイッチ素子がターンオフすることになるので、ZVS を実現するためには C_1～C_4 はある程度大きい必要があり、スイッチ素子の寄生容量だけでは不足であり、外付けのコンデンサが必要となります。また、逆に動作周波数が共振周波数に近い時や軽負荷時はターンオフ時の電流が小さいので、C_1～C_4 の充放電を完了できない場合もあります。

■出力電圧計算式の導出

直列共振型 DC/DC コンバータでは図４に示したように複雑な電流波形となり、出力電圧計算式の正確な導出は困難です。そこで、回路各部の電圧・電流をすべて正弦波で近似し、出力電圧の近似式を導出します。近似計算により、動作周波数や負荷の変化による出力電圧の変化の傾向を把握することができます。

図２の直列共振型 DC/DC コンバータの正弦波近似等価回路を検討します。Q_1～Q_4 からなるフルブリッジ回路は方形波インバータであり、その出力はピーク値が±Vin の方形波なので、この波形の基本波成分を Vin ’として、これを入力電圧とします。負荷抵抗を R_L とすると 1 次側換算値は $\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_L$ となります。実際の負荷抵抗 R_L への印加電圧は直流電圧 Vout ですが、ピーク値が Vout の方形波の基本波成分を印加した場合に同じ消費電力になるように $\frac{8}{p^2}$ を乗じて次式を等価負荷抵抗 R_L ’とします。

$$R_L' = \frac{8}{p^2}\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_L$$

Vin ’と R_L ’を用いると、図７が直列共振型フルブリッジ方式の正弦波近似等価回路と考えられます。この回路なら容易に、入力電圧 Vin ’と出力電圧 Vout ’の関係式を求めることができます。

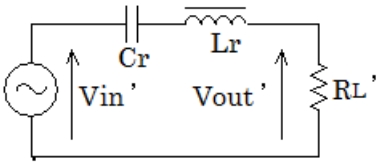


図７　直列共振型の正弦波近似等価回路

Cr、Lr、R_L ’の直列回路のインピーダンスを Z とすると、

$$Z=\frac{1}{j\omega C_r}+j\omega Lr+R_L'$$

$$\frac{V_{out}'}{V_{in}'}=\frac{R_L'}{Z}=\frac{1}{1-j\left(\frac{\omega L_r}{R_L'}-\frac{1}{\omega C_r R_L'}\right)}=\frac{1}{1-j\left(\frac{2\pi f L_r}{R_L'}-\frac{1}{2\pi f C_r R_L'}\right)}$$

Lr と Cr の共振周波数を fr、共振角周波数を ω_r とすると、$\omega_r^2 LrCr=1$　より、

$$fr=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad \cdots\cdot(2)$$

LCR 直列共振回路において、L と R のインピーダンス比を「共振の鋭さ」Q といい、次式で表されます。

$$Q=\frac{\omega_r L_r}{R_L'}=\frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_L'} \quad \cdots\cdot(3)$$

式(2)と式(3)を用いて $\frac{V_{out}'}{V_{in}'}$ は次式で与えられます。

$$\frac{V_{out}'}{V_{in}'}=\frac{1}{1-j\left(\frac{f}{f_r}Q-\frac{f_r}{f}Q\right)}$$

$F=\frac{f}{f_r}$ とおくと、　$$\frac{|V_{out}'|}{|V_{in}'|}=\frac{1}{\sqrt{1+Q^2\left(F-\frac{1}{F}\right)^2}} \quad \cdots\cdot(4)$$

式(4)のグラフを図８に示します。f＝fr では Lr と Cr の直列回路のインピーダンスが 0 になるので Vout ’＝Vin ’です。動作周波数 f が共振周波数 fr から離れるほど Vout は低下します。したがって、f＞fr と f＜fr のどちらの領域を使っても出力電圧制御を行うことができます。ただし、Q が小さい時、即ち負荷が軽い時は、出力電圧制御のためには動作周波数を大幅に変化させる必要があります。

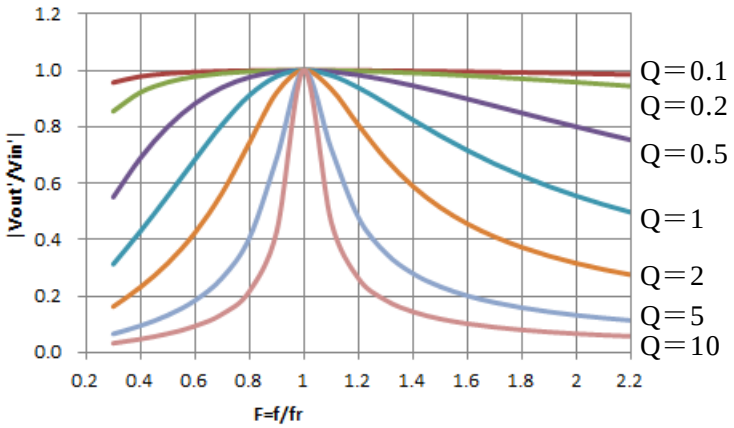


図８　直列共振型の周波数特性

■直列共振型 DC/DC コンバータの実用的価値

直列共振型 DC/DC コンバータの特徴は次のようにまとめることができます。

①共振電流は負荷に応じて増減する。そのため、並列共振と比較すると軽負荷時の効率を向上できる。

②f＞fr と f＜fr のどちらの領域でも出力電圧の周波数制御を行うことができる。

③ただし、どちらの領域でも軽負荷時の出力電圧制御には大幅な周波数制御が必要となる。

④f＞fr では部分共振定番方式で ZVS が可能である。

⑤f＜fr では ZCS は実現できるが、ZVS は実現できない。

⑥f＜fr では負荷が重い時は大きなサージ電流が発生する。

③や⑥は DC/DC コンバータの実用的価値を損ねるものであり、この回路方式のままで実用化された例はあまりありません。しかし、広く実用化された次の 2 つの回路方式は、直列共振型 DC/DC コンバータに改良を加えたものと位置づけることができます。

(ⅰ) LLC コンバータ

(ⅱ) クランプダイオード付きハーフブリッジ型 DC/DC コンバータ

これら 2 つの DC/DC コンバータと直列共振型 DC/DC コンバータとの関係については別途技術メモを作成したいと思います。

以上