

LLC 方式 DC/DC コンバータの回路構成と動作原理

(読んでほしい人：パワエレ初心者)

舞鶴高専 平地克也

近年、LLC 方式 DC/DC コンバータ (以下 LLC コンバータと略す) が広く使われるようになりました。2つの L と 1つの C による共振を利用することからこの名前が付いています。簡単な回路構成でソフトスイッチングを実現できます。専用の制御 IC もいろんな種類が市販されています。LLC 方式は学术论文や解説記事は沢山あるのですが、高専生が読んで動作原理が正しく理解できる分かり易い資料は見当たりません。そこで本技術メモを作成しました。パワエレ初心者の方は参考にして下さい。

回路構成

図 1 に LLC コンバータの回路構成を示します。普通、ソフトスイッチングを実現するためには共振用の部品や補助スイッチ回路が必要であり、回路構成が複雑になりますが、図 1 の回路は非常にシンプルです。この回路は非対称ハーフブリッジ回路から出力側の平滑リアクトルを削除した回路に相当します。つまりハードスイッチングの回路より簡単な回路でソフトスイッチングを実現している、ということになります。回路構成が簡単であることが近年 LLC 方式が広く使われるようになった大きな理由でしょう。ただし、図 1 の回路では LLC 方式の動作原理を理解することはできません。LLC 方式の動作には回路の寄生要素が重要な役割を果たしています。図 2 に動作原理の理解に必要な寄生要素を明記した LLC 方式の回路図を示します。Lm と Lr は変圧器 TR1 の励磁インダクタンスと漏れインダクタンスです。CQ1、CQ2 は Q1、Q2 の出力容量です。DQ1、DQ2 は Q1、Q2 の寄生ダイオードです。LLC 方式の動作にはこれらの寄生要素が重要な役割を果たします。

図 1、図 2 は非対称ハーフブリッジ型の LLC コンバータですが、図 3 は通常のハーフブリッジ型の LLC コンバータです。図 4 はフルブリッジ型です。図 1、図 2 のタイプが最も回路構成が簡単で最も広く使われており、単に LLC コンバータと言えば図 1、図 2 を指すことが多いようです。容量の大きい場合は図 4 のフルブリッジ型が適します。本技術メモでは図 1、図 2 のタイプについて詳しく検討します。

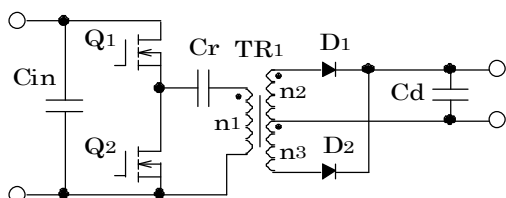


図 1 LLC 方式 DC/DC コンバータ

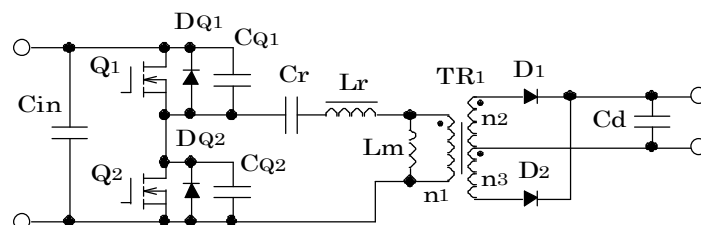


図 2 寄生要素を考慮した回路構成

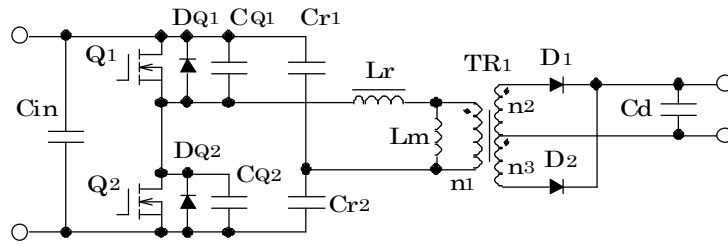


図3 ハーフブリッジ形 LLC 方式 DC/DC コンバータ

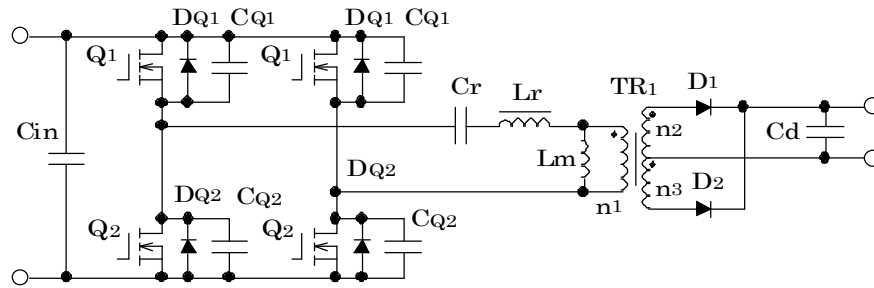


図4 フルブリッジ形 LLC 方式 DC/DC コンバータ

動作モードと波形

LLC 方式の通常の動作には 8 ケの動作モードがあります。図 5 に各動作モードの電流径路を示します。図 6 に回路各部の電圧、電流波形を示します。以下、各動作モードの動作の詳細を説明します。

Mode 1-2 Q_1 が ON、 Q_2 は OFF

Q_1 が ON しており、1 次側は「電源 Q_1 Cr Lr n_1 電源」、2 次側は「 n_2 D1 Cd n_2 」の径路で負荷電流が流れます。これは Cr と Lr の共振電流であり、図 6 の D1 電流波形から分かるように正弦波的に変化します。D1 が導通しているため n_2 巻線には出力電圧 (Cd 電圧) がそのまま印加されます。 n_1 巻線電圧は「出力電圧 $\times N_1/N_2$ 」となります (N_1 は n_1 巻線のターン数、 N_2 は n_2 と n_3 巻線のターン数)。この電圧が励磁インダクタンス Lm に印加されるので励磁電流は図 6 の Lm 電流波形に示すように直線的に増加します。励磁電流の径路は図 5 に示すように 1 次側の負荷電流と同じです。Cr と Lr の共振が終了し、次の Mode に移ります。図 6 で D1 電流がゼロとなった所が Mode 1-2 の終了時点です。

Mode 2 Q_1 が ON、 Q_2 は OFF

Cr と Lr の共振は終了しているため負荷電流はゼロであり、励磁電流だけが流れ続けます。 Q_1 がターン OFF して次の Mode に移行します。図 6 で Q_1 の Id が流れ終わった所が Mode 2 の終了時点です。

Mode 3 Q_1 Q_2 共に OFF

Q_1 が OFF しても励磁電流は流れ続けます。図 5 に示すように、「Lm Cin CQ1 Cr Lr Lm」と「Lm CQ2 Cr Lr Lm」の 2 つの径路で流れます。その結果 CQ1 は充電され、CQ2 は放電す

るので図 6 に示すように Q_1 の V_{DS} は増加し、 Q_2 の V_{DS} は減少します。 C_{Q1} と C_{Q2} の充放電が完了すると次の Mode に移行します。

Mode 4 Q_1Q_2 共に OFF

C_{Q1} と C_{Q2} の充放電が完了しても励磁電流は流れ続けます。励磁電流は最も流れやすい径路を流れます^[2]。この Mode では図 5 に示すように「 L_m D_{Q2} C_r L_r L_m 」が最も流れやすい径路となります。図 6 で D_{Q2} が短い時間だけ流れていますが、これが Mode 4 に相当します。 Q_2 がターン ON して次の Mode に移行します。 Q_2 のターン ON は ZVS です。

Mode 5-1 Q_2 が ON、 Q_1 は OFF

Q_2 がターン ON する時点では図 6 から分かるように C_r は大きな電圧で充電されています。 C_r の左がプラス、右がマイナスです。そこで C_r が電源となり、1 次側は「 C_r Q_2 n_1 L_r C_r 」、2 次側は「 n_3 D_2 C_d n_3 」の径路で負荷電流が流れます。これは C_r と L_r の共振電流であり、図 6 の D_2 電流から分かるように正弦波的に変化します。 D_2 が導通しているため n_3 巻線には出力電圧 (C_d 電圧) が負方向に印加されます。 n_1 巻線電圧は「 $-$ 出力電圧 $\times N_1/N_2$ 」となります。この負の電圧が励磁インダクタンス L_m に印加されるため励磁電流は図 6 の L_m 電流に示すように直線的に減少します。減少して 0A になって次の Mode に移行します。

Mode 5-2 Q_2 が ON、 Q_1 は OFF

Mode 5-1 から引き続き n_1 巻線電圧は負であり、励磁電流 (L_m 電流) は図 6 に示すように負方向に増加します。負荷電流は Mode 5-1 と同じ径路で流れ続けます。やがて C_r と L_r の共振が終了し、負荷電流が流れ終わって次の Mode に移行します。図 6 で D_2 電流がゼロとなった所が Mode 5-2 の終了時点です。

Mode 6 Q_2 が ON、 Q_1 は OFF

負荷電流はゼロであり、励磁電流だけが流れ続けます。Mode 2 と同じ種類の動作です。 Q_2 がターン OFF して次の Mode に移行します。図 6 で Q_2 の I_d が流れ終わった所が Mode 6 の終了時点です。

Mode 7 Q_1Q_2 共に OFF

この Mode は Mode 3 と同じ種類の動作です。 Q_2 が OFF しても励磁電流は流れ続けます。図 5 に示すように、「 L_m L_r C_r C_{Q1} C_{in} L_m 」と「 L_m L_r C_r C_{Q2} L_m 」の 2 つの径路で流れます。その結果 C_{Q1} は放電し、 C_{Q2} は充電されるので図 6 に示すように Q_1 の V_{DS} は減少し、 Q_2 の V_{DS} は増加します。 C_{Q1} と C_{Q2} の充放電が完了すると次の Mode に移行します。

Mode 8 Q_1Q_2 共に OFF

この Mode は Mode 4 と同じ種類の動作です。 C_{Q1} と C_{Q2} の充放電が完了しても励磁電流は流れ続けます。この Mode では図 5 に示すように「 L_m L_r C_r D_{Q1} C_{in} L_m 」が最も流れやすい径路となります。図 6 で D_{Q1} 電流が短い時間だけ流れていますが、これが Mode 8 に相当します。 Q_1 がターン ON して次の Mode に移行します。 Q_1 のターン ON は ZVS です。

Mode 1-1 Q₁がON、Q₂はOFF

Q₁がターンONすると図5に示すように、1次側は「電源 Cin Q₁ Cr Lr n₁ 電源」、2次側は「n₂ D₁ Cd n₂」の径路で負荷電流が流れます。D₁が導通しているため n₂巻線には出力電圧(Cd電圧)がそのまま印加されます。n₁巻線電圧は「出力電圧 × N₁/N₂」となり、正の電圧となります。この電圧が励磁インダクタンス L_m に印加されるので励磁電流は図6の L_m 電流に示すように直線的に増加し、やがて 0A となり、Mode 1-2 に移行します。

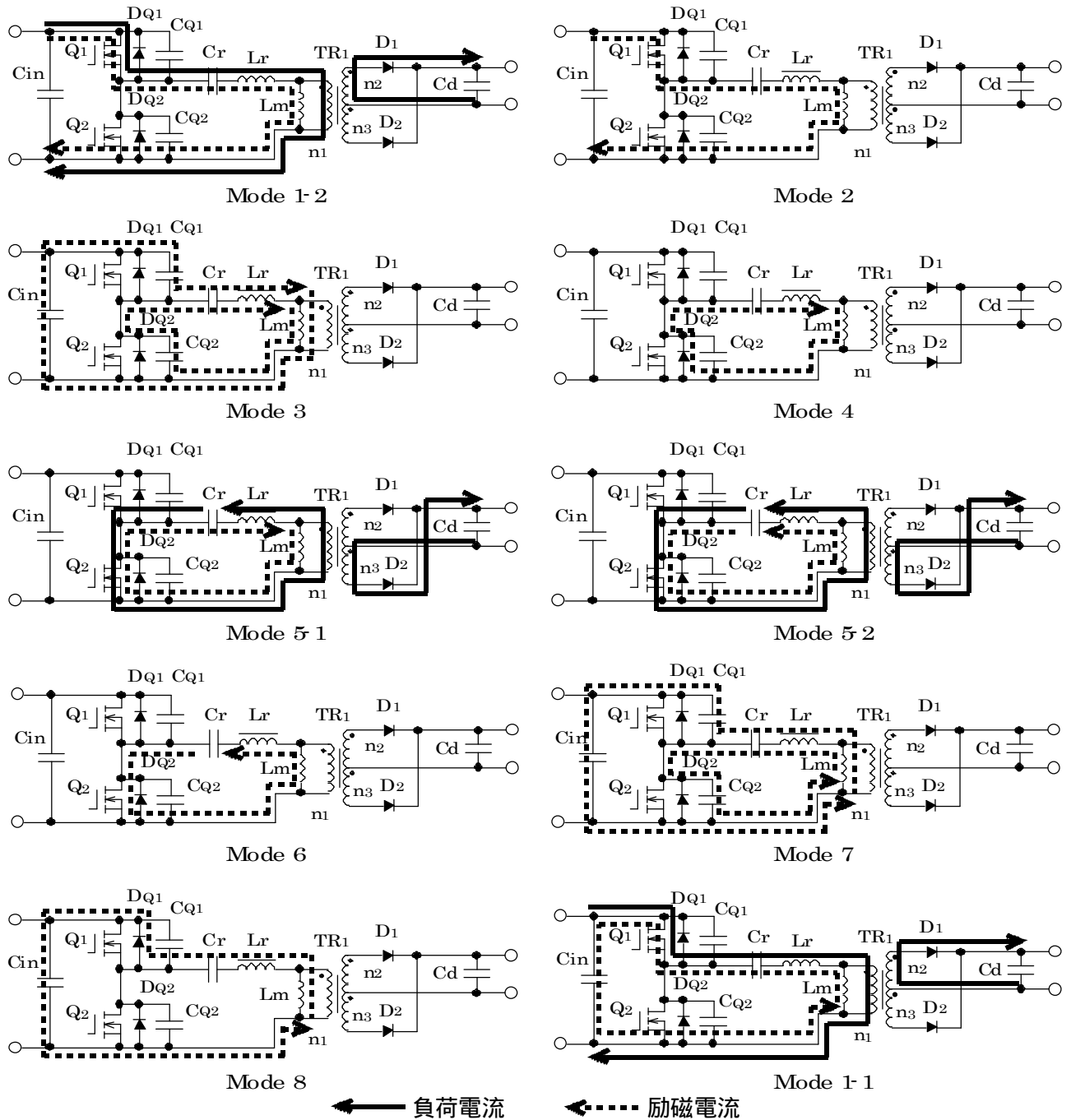
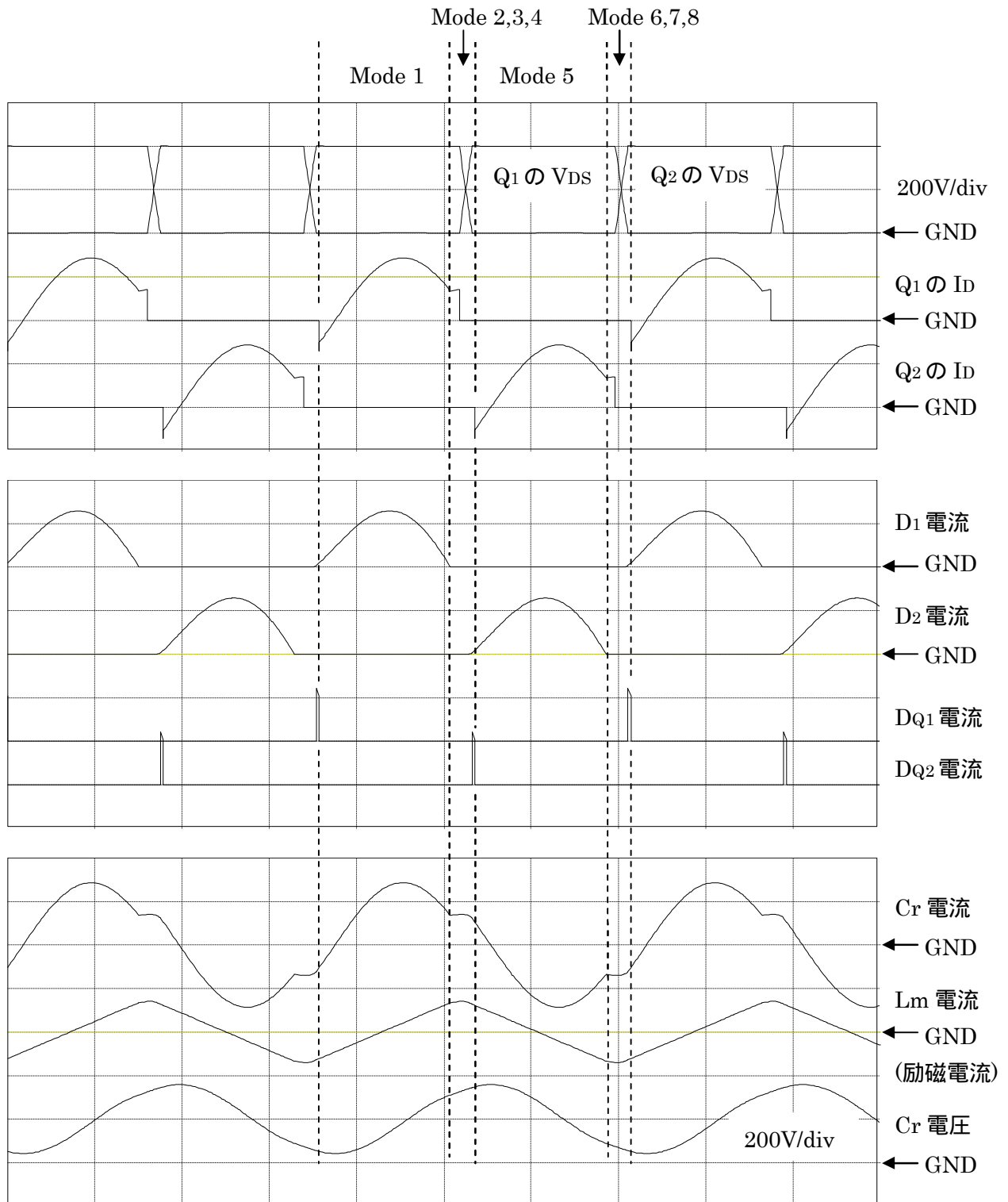


図5 動作モードと電流径路



D1 と D2 の電流は 10A/div、DQ1 と DQ2 の電流は 0.5A/div、その他の電流は全て 1A/div

時間軸は 4 μ sec/div

入力電圧 400V、出力電圧 21.1V、出力電流 7A、動作周波数 70kHz にて

図 6 各部の波形

なお、図6はシミュレーション波形であり、シミュレーションに使った回路図を図7に示します。また、図6の波形では次の項目に注意して下さい。

- ・ D₁ と D₂ には L_r と C_r による共振電流が流れている。
- ・ Q₁ と Q₂ の I_D は上記共振電流に変圧器 TR₁ の励磁電流（L_m 電流）が加算された波形となる。
- ・ C_r 電圧には電源電圧 400V の 1/2 にあたる 200V の直流成分がある。

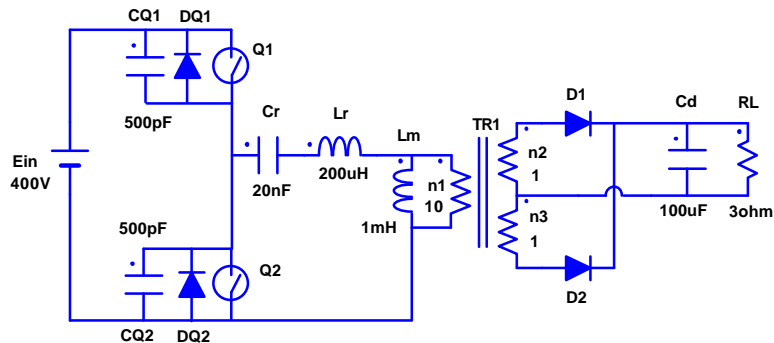


図7 シミュレーション回路（SCATによる）

出力電圧特性

LLC コンバータの回路（図2、図7）は C_r、L_r、L_m、による共振回路なので、負荷 R_L を 1 次側に換算して R_{AC} とすると図8の等価回路で表すことができます。入力電圧 V_{in} は図2、図7では Q₂ の V_{DS} 波形に相当し、図6の波形図からも分かるようにピーク値が直流入力電圧（図7では 400V）の方形波となります。しかし、方形波では計算が困難なので図8では V_{in} を直流入力電圧の 1/2 の実効値を持つ正弦波と考えます。そのように考えると図8の回路から複素計算で容易に、(1)式のように、この回路のゲイン V_{out} / V_{in} を計算することができます。(1)式の詳細な導出過程はいろんな文献がありますので（例えば文献[3]）参照下さい。

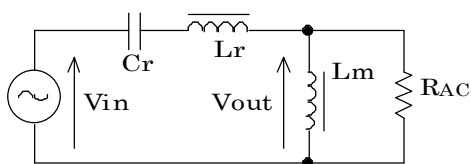


図8 正弦波近似等価回路

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{S} - \frac{1}{SF^2}\right)^2 + Q^2\left(F - \frac{1}{F}\right)^2}} \dots (1)$$

ただし、

$$S = \frac{L_m}{L_r} \quad f_r = \frac{1}{2p\sqrt{L_r C_r}} \quad F = \frac{f}{f_r} \quad Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad N = \frac{N_p}{N_s} \quad R_{AC} = \frac{8}{p^2} N^2 R_L$$

$$Q = \frac{Z_r}{R_{AC}}$$

F は動作周波数 f を共振周波数 f_r で正規化した値です。 R_{AC} は負荷抵抗 R_L を1次側に換算し、さらに交流に換算した値です。消費電力が等しくなるように換算しています。 N は変圧器の変圧比です。図7の回路では次のように計算されます。

$$S = \frac{1mH}{200\mu H} = 5 \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{200\mu H \times 20nF}} = 80kHz \quad F = \frac{70kHz}{80kHz} = 0.875$$

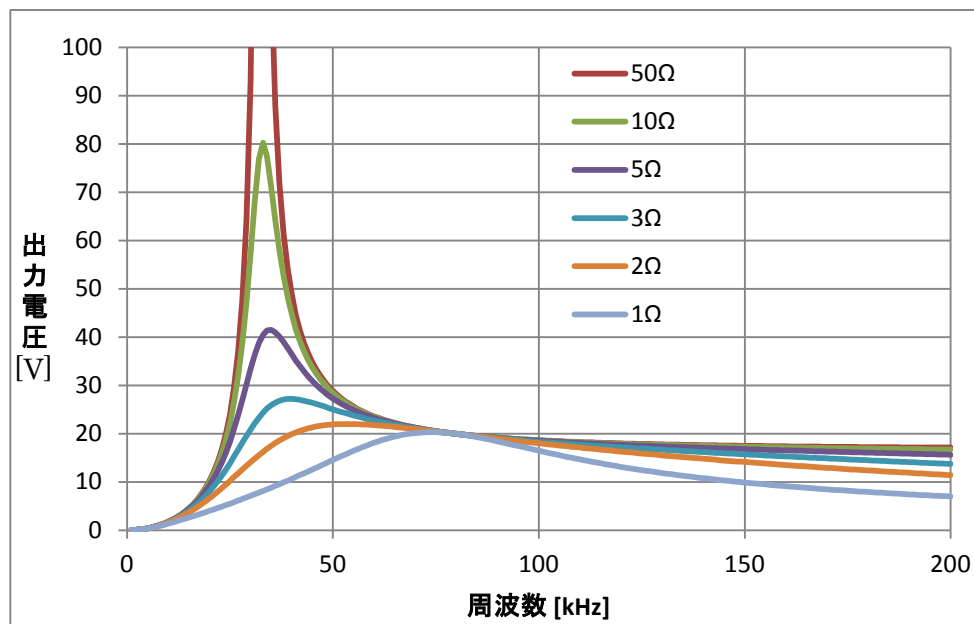
$$Z_r = \sqrt{\frac{200\mu H}{20nF}} = 100 \quad N = \frac{10}{1} = 10 \quad R_{AC} = \frac{8}{\pi^2} 10^2 \times 3 = 243\Omega \quad Q = \frac{100}{243} = 0.412$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{5} - \frac{1}{5 \times 0.875^2}\right)^2 + 0.412^2 \left(0.875 - \frac{1}{0.875}\right)^2}} = 1.055$$

よって、図7の出力電圧 = $1.055 \times V_{in} \div N = 1.055 \times 200V \div 10 = 21.1V$

なお、前記のように V_{in} の値は直流入力電圧 400V の 1/2 の 200V を使用します。

(1)式を使い、負荷抵抗 R_L と動作周波数 f をパラメータとして図7の回路の出力電圧を計算すると図9のようになります。



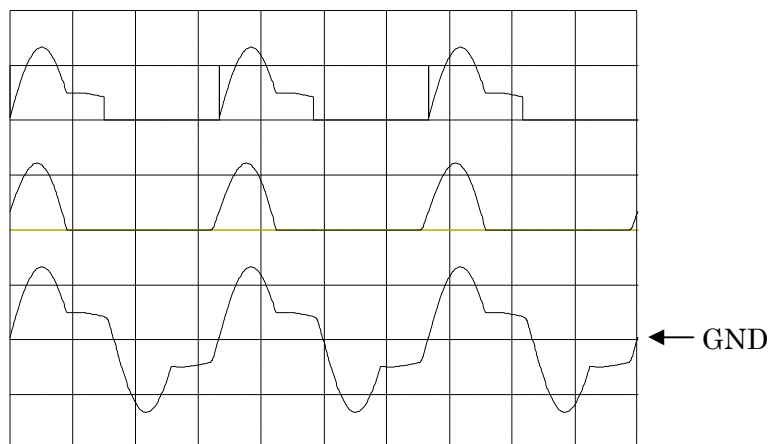
(R_L を 50Ω から 1Ω まで 6 段階に変化させている)

図9 LLCコンバータの出力電圧の周波数特性 (図7の回路定数を使用)

(1)式はあくまでも正弦波近似計算なので誤差を含みます。動作周波数が共振周波数に近い範囲では回路の電流波形は正弦波に近い波形となるので誤差は少ないが、動作周波数が共振周波数から離れると回路の電流波形が正弦波から大きく歪み、誤差が大きくなります。表 1 に図 7 の回路からシミュレーションで求めた出力電圧と(1)式から正弦波近似で計算した出力電圧の比較を示します。動作周波数 f が共振周波数 f_r から離れるにつれて誤差が大きくなるのが分かります。図 10 に $f = 50\text{kHz}$ の時のシミュレーション波形を示します。Cr 電流波形は正弦波からかなり歪んでいます。

表 1 出力電圧の比較 (共振周波数 f_r は 80kHz)

動作周波数 f	70kHz	60kHz	50kHz	40kHz
シミュレーションにて	21.1V	23.5V	28.0V	34.4V
正弦波近似計算にて	21.1V	22.7V	25.1V	27.2V



上 : Q_1 の I_D 2A/div
 中 : D_1 電流 20A/div
 下 : C_r 電流 2A/div
 時間軸 : $6\ \mu\text{sec/div}$

図 10 $f = 50\text{kHz}$ でのシミュレーション波形

参考文献

- [1] 平地研究室技術メモ No.20090514 「非対称ハーフブリッジ型 DC/DC コンバータ」
- [2] 平地研究室技術メモ No.20100817 「励磁電流の重要な性質」
- [3] <http://www.msl.mctv.ne.jp/sifoen.project/SPICE/LLC%20Convertor.pdf> 「LLC コンバータ」

以上