

共振回路およびソフトスイッチング (LLC 共振コンバーターおよび共振形インバーター)

概要

共振回路およびソフトスイッチングの説明をすると同時に実際の応用例である LLC 共振コンバーターおよび共振形インバーター（誘導加熱回路、放電管駆動等に用いられる）について説明しています。

目次

概要	1
目次	2
1. 共振回路	5
1.1. 共振回路	5
2. ソフトスイッチング (スイッチングロスの削減, スwitchingノイズ低減).....	6
3. LLC 共振コンバーター	9
3.1. LLC 共振コンバーター 1 次側の基本動作概要.....	12
3.2. LLC 共振コンバーター詳細動作	13
3.3. LLC 共振コンバーターの出力電圧の制御.....	17
4. 共振形インバーター (誘導加熱および放電管駆動)	21
4.1. 誘導加熱	21
4.2. 放電管駆動	23
製品取り扱い上のお願い	26

図目次

図 1.1 共振回路	5
図 2.1 スwitchング方式	6
図 2.2 ZVS ターンオフ動作	7
図 2.3 ZVS ターンオフ波形	7
図 2.4 ZVS ターンオン動作	8
図 3.1 LLC 共振コンバーター回路	10
図 3.2 LLC 共振等価回路	11
図 3.3 LLC 共振コンバーター電流経路	12
図 3.4 LLC 共振コンバーター基本波形	12
図 3.5 LLC 共振コンバーター基本波形	13
図 3.6 LLC 共振コンバーター動作モード①-2	14
図 3.7 LLC 共振コンバーター動作モード②	14
図 3.8 LLC 共振コンバーター動作モード③	15
図 3.9 LLC 共振コンバーター動作モード④	15
図 3.10 LLC 共振コンバーター動作モード⑤-1	15
図 3.11 LLC 共振コンバーター動作モード⑤-2	15
図 3.12 LLC 共振コンバーター動作モード⑥	16
図 3.13 LLC 共振コンバーター動作モード⑦	16
図 3.14 LLC 共振コンバーター動作モード⑧	16
図 3.15 LLC 共振コンバーター動作モード①-1	16
図 3.16 LLC 共振コンバーター等価回路	17
図 3.17 出力電圧特性	19
図 3.18 LLC 共振コンバーター 1 次側電流波形	19
図 3.19 LLC 共振等価回路	20
図 3.20 負荷 R_o' が重いときの共振回路	20
図 3.21 負荷 R_o' が軽いときの共振回路	20
図 4.1 誘導加熱 電圧共振基本回路および動作波形イメージ	21
図 4.2 誘導加熱 電流共振基本回路および動作波形イメージ	22
図 4.3 代表的な蛍光灯点灯装置	23
図 4.4 トランス構造	24

図 4.5 トランス等価回路.....	24
図 4.6 トランス等価回路.....	24
図 4.7 励磁インダクタンス L_m の測定.....	24
図 4.8 漏れインダクタンス L_r の測定.....	24
図 4.9 トランスモデル.....	25
図 4.10 トランス等価回路	25

1. 共振回路

電源回路における共振回路は主に「高周波電圧または電流出力」、「スイッチングロスの削減」、「スイッチングノイズ低減」のいずれか、あるいは複数個を目的に使用されます。

ここでは高周波の交流作成を主目的としている**共振形回路**およびスイッチングロスの削減およびスイッチングノイズ低減を主目的とした**ソフトスイッチング**と言う切り口で共振回路について紹介します。

1.1. 共振回路

共振回路とは、外部から加わったエネルギーに反応して振動などの現象を生じる電気回路のことです。この振動を利用していろいろな電気回路に応用されています。

基本的に、コイルLとコンデンサCで構成され、接続方法によって直列共振回路と並列共振回路に分類され、共振周波数では、直列共振回路ではインピーダンスがゼロに見え、同じく並列共振回路ではインピーダンスが無限大に見えるという特徴があります。

共振回路のロスの大小はQ値 (Quality factor) と呼ばれる値で表されます。Q値が高いほどロスが小さく理想的な共振系と言えます。ただし、Q値が高い場合、用途によっては共振周波数からのずれがほんの少しでもあると共振しなかったり、安定するまで長い時間がかかったりする場合があるので注意が必要です。

共振形インバーターでは共振回路のQ値は負荷のインピーダンスにより大きく変化します。共振形インバーターのQ値は負荷のインピーダンスと共振回路のLやCのインピーダンスの比で表され、負荷のインピーダンスにより影響を受けます。負荷のインピーダンスによって最適な共振回路の構成も変わってきます。図 1.1 に共振インバーターの共振回路部分として代表的な3つの回路について紹介します。

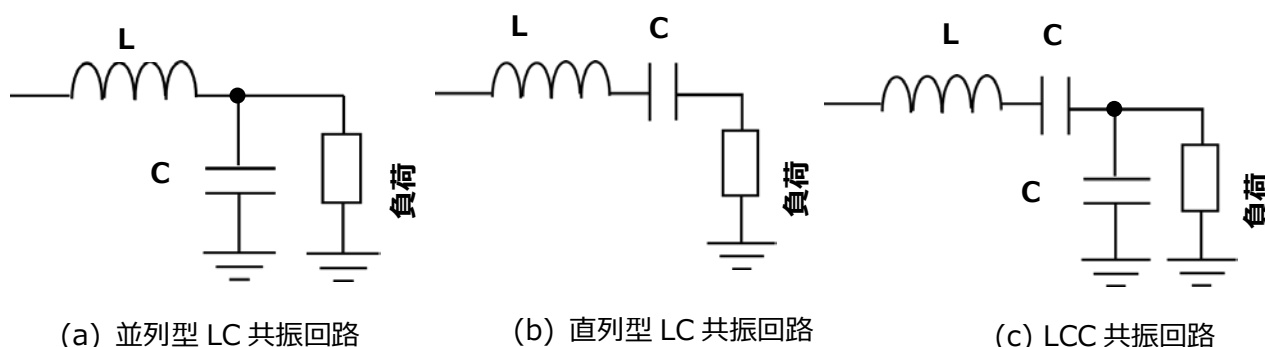


図 1.1 共振回路

図 1.1(a)の並列型共振回路は負荷のインピーダンスが大きい場合に採用されます。この回路でインピーダンスが非常に大きい状況を見ると、単なるLCのみの共振回路と等価になり共振します。一方、この負荷が小さくなってしまえば実質的にCがほとんど見えなくなってしまう、Lだけが直接接地されているような状況になり共振回路は成立しません。

逆に図 1.1(b)の直列型共振回路ではインピーダンスが小さいほど直列共振回路はLCのみの共振回路そのものに近づき、高いQ値を持つ共振系となります。インピーダンスが大きいと直列共振には不適となります。

並列共振形と直列共振形のハイブリッドともいえる共振回路が、図 1.1(c)のLCC型回路です。これはインピーダンスが十分大きいときにも小さいときにも共に共振回路として成立します。負荷によって最適な共振回路を選ぶ必要があります。

2. ソフトスイッチング（スイッチングロスの削減，スイッチングノイズ低減）

ソフトスイッチングの中でもともと部分共振と言われていた技術は、パワーデバイスのスイッチング時に共振現象を利用して、電圧または電流がゼロとなった状態でスイッチングを行うものです。オン/オフ時に電圧/電流のどちらかがゼロなため、スイッチング損失はごく小さくなります。電圧がゼロの状態で行うスイッチングを **ZVS (Zero Voltage Switching)**、電流がゼロの状態で行うスイッチングを **ZCS (Zero Current Switching)** と言います。

ソフトスイッチングは、電圧と電流の交差が大きい通常のスイッチング方式（**ハードスイッチング方式**）と異なり、パワーデバイスで生じるスイッチング損失の低減だけではなく、スイッチング時の di/dt 、 dv/dt の抑制効果もあるためスイッチング時に生じる高調波成分やスイッチングノイズなどの低減効果があります。

ソフトスイッチングの適用分野

ソフトスイッチングはスイッチング電源で多く採用されています。スイッチング電源では効率を上げるために電力損失を減らす必要があります。ソフトスイッチングで改善できる損失としては「スイッチング素子のターンオフ損失」に加え、「トランスの漏れインダクタンスによる損失」「ダイオードのリカバリー損失」などがあります。

ソフトスイッチング適用では長所と短所を考えたうえで採用する必要があります。長所としてはもちろん、スイッチング損失の低減、高周波ノイズの抑制ですが短所として部品点数の増加、制御性の複雑化が考えられます。

スイッチング電源では絶縁形の DC/DC コンバーター（LLC 共振コンバーター）などの高周波トランスを使用した回路に多く適用されます。

高周波トランスには必ず漏れインダクタンスが存在しており、ハードスイッチングでは素子のスイッチング時、漏れインダクタンスに蓄積されたエネルギーが素子のスイッチング時に損失として消費されるためスイッチング電源の効率の低下を招きます。ソフトスイッチングは高周波トランスの漏れインダクタンスや励磁インダクタンスによる損失も低減できます。また高周波トランスの漏れインダクタンスを共振の要素として使用できるため最小限の部品点数増加と最小限のコストアップで損失低減を実現できます。

ソフトスイッチング回路構成

部分共振の基本的な回路構成および動作について説明します。図2.1に比較的構成が簡単なハーフブリッジタイプのインバーター回路を示します。

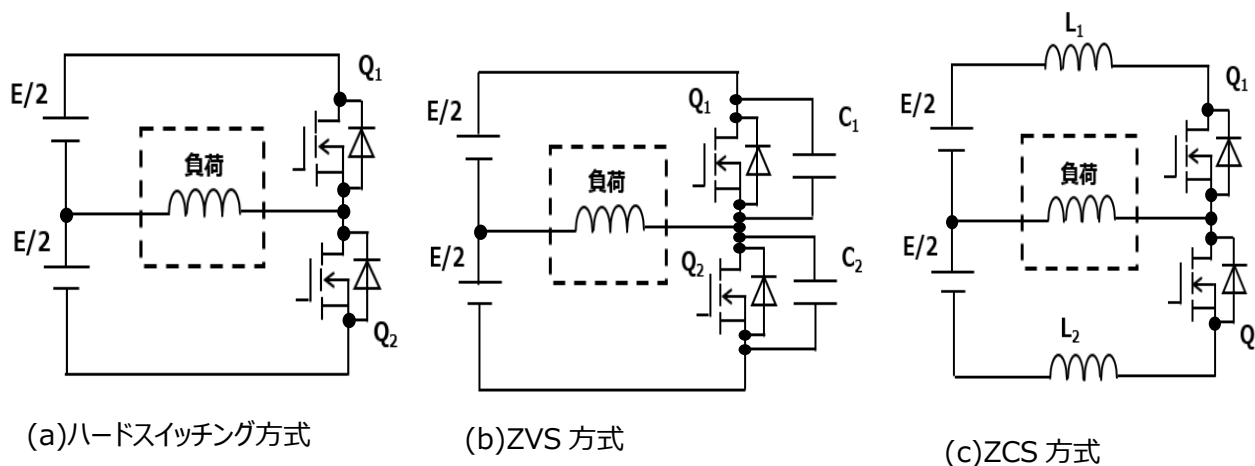


図 2.1 スイッチング方式

ハードスイッチング方式は通常のスイッチングです。(図 2.1(a))

ZVS 方式は図 2.1(b)に示すように C_1 、 C_2 が素子に並列に接続されています。素子のスイッチング時に負荷などに含まれるインダクタンス成分と共振してゼロ電圧状態でのスイッチングを実現します。

ZCS 方式は図 2.1(c)に示すように L_1 、 L_2 が素子に直列に接続されています。素子のスイッチング時に負荷などに含まれるキャパシタンス成分と共振してゼロ電流状態でのスイッチングを実現します。

ZVS 方式では電圧、ZCS 方式では電流のスイッチングに生じる急峻な変化を押さえることでスイッチング損失や、 di/dt 、 dv/dt を抑制することで回路影響やノイズなども低減しています。

ZVS方式回路の動作説明

【ターンオフ動作】

図2.2では Q_1, Q_2 はMOSFET、 D_{Q1}, D_{Q2} はMOSFET Q_1, Q_2 のボディーダイオード、 C_1, C_2 は Q_1, Q_2 の寄生容量および外付けのコンデンサーの合計とします。

Q_2 がターンオフすると Q_2 の電圧が上昇しようとするので、 Q_2 を流れていた電流は C_2 へ転流します。これにより C_2 の電圧 v_Q は徐々に増加していきます。電圧増加の傾きは C_2 の容量に依存します。 C_2 の容量が大きいほど v_Q の立ち上がりは遅くなりスイッチング損失は減少します。図2.3に C_2 の容量の違いによる波形イメージを示します。

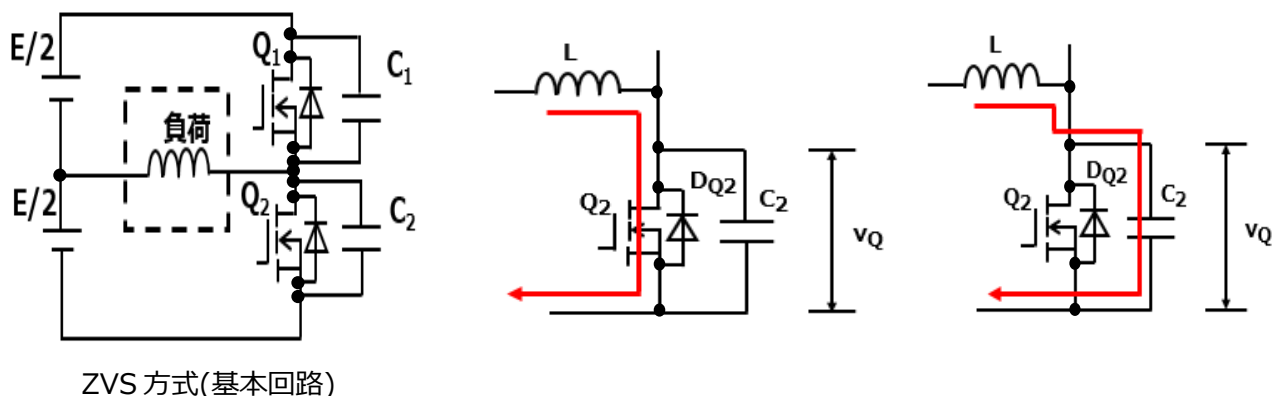


図 2.2 ZVS ターンオフ動作

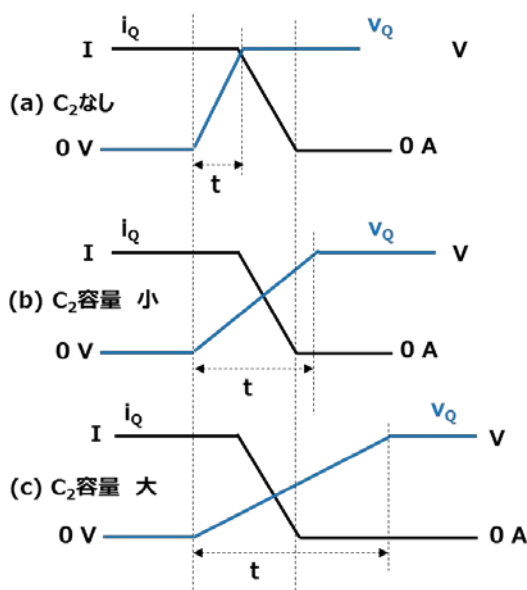


図 2.3 ZVS ターンオフ波形

【ターンオン動作】

ここではスイッチング素子のターンオン時のZVSについて説明します。ZVS方式（基本回路）では Q_1 がオン状態、 Q_2 がオフ状態から Q_1 がオフした直後に Q_2 がオンする場合について説明します。 Q_1 がオフした直後はまだコンデンサ C_2 に電荷がたまっている状態です。そのまま Q_2 をターンオンさせるとハードスイッチングとなってしまいます。よってターンオンまでに C_2 の電荷を引き抜き、ダイオード D_{Q2} を導通させた状態（ $v_Q = V_F$ ）で Q_2 をターンオンさせる必要があります。この方法について図2.4に示し、以下に説明します。

(a) C_2 電荷引き抜き：

Lに蓄積されたエネルギーで C_2 の電荷を引き抜きます（ハイサイドの素子 Q_1 がオン状態からオフになるとLに蓄積されたエネルギーで電流を保持しようとするため電流は(a)の経路で流れる）。

(b) D_{Q2} 導通：

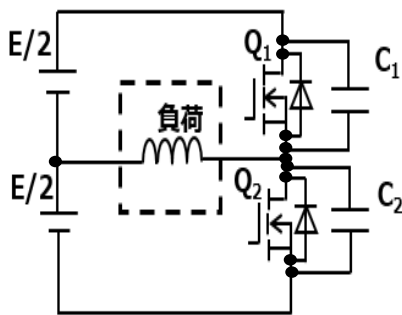
C_2 の電荷引き抜きが完了すると D_{Q2} が導通し D_{Q2} を通して電流が流れます。

(c) Q_2 ターンオン：

D_{Q2} が導通している期間（状態）で Q_2 をターンオンさせます。このとき v_Q はほぼ0 V以下でありZVSが実現できます。

(d) オン状態：

負荷Lに蓄積されたエネルギーが放出されると Q_2 の電流が反転し通常のオン状態となり Q_2 のドレインからソースに電流が流れます。このとき Q_2 はオン状態、 Q_2 の電圧 v_Q はほぼ0 Vでありソフトスイッチングとなります。



ZVS 方式(基本回路)

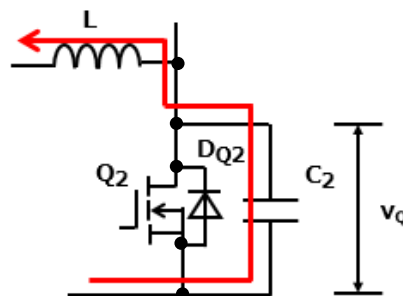
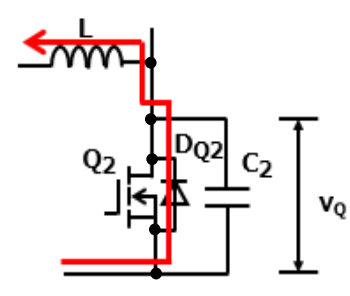
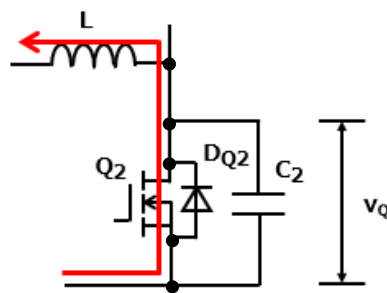
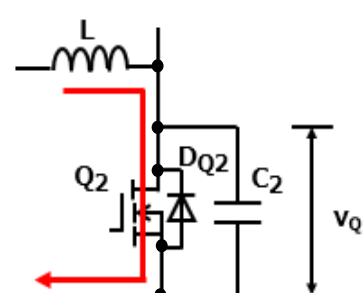
(a) C_2 電荷引き抜き(b) D_{Q2} 導通(c) Q_2 ターンオン(d) Q_2 導通

図 2.4 ZVS ターンオン動作

3. LLC 共振コンバーター

DC/DC コンバーターは、小型、高効率、高出力、および、低 EMI ノイズなどの特性が求められています。このためには、高周波スイッチングと高効率を両立した回路が必要になります。従来は、PWM (Pulse Width Modulation) 制御による、コンバーター回路が利用されていましたが、スイッチング周波数の上昇により、ターンオン、ターンオフによるスイッチング損失の増大および高周波ノイズの発生が問題となってきました。

LLC 共振コンバーターは電流共振動作とソフトスイッチング（部分共振）の両方の動作を組み合わせたものです。少ない部品で構成された高効率と低ノイズを兼ね備えたコンバーターです。LLC とはトランスの漏れインダクタンス(L_r)と励磁インダクタンス(L_m)（補足 1.および 2.参照）およびコンデンサー C の共振を利用していることに由来しています。LLC 共振コンバーターの回路図を図 3.1 に示します。この回路は 2 個の MOSFET(Q_1 、 Q_2)を直列に接続したハーフブリッジ回路（矩形波発生回路）と共振コンデンサー (C_r)、トランス (T)、出力整流ダイオード (D_1 、 D_2)、および出力コンデンサー (C_o) から構成されます。図 3.1 では N_1 はトランスの 1 次巻き線の巻数、 $N_2=N_3$ は 2 次巻き線の巻数です。 L_r は、トランスの 1 次巻き線の漏れインダクタンスであり、通常は、LLC 共振コンバーターに用いるトランスは、結合係数（補足 3.参照）を小さくすることで漏れインダクタンスを大きくして共振用インダクタンスとして利用しています。場合によっては、トランスと直列に、独立したコイルを追加することもあります。 L_m は励磁インダクタンスです。

LLC 共振回路は、 L_r と C_r による固定共振周波数 f_r と、負荷 R_o に対応して変動する ($L_r + L_m$) と C_r の共振周波数 f_m の二種類の共振周波数を持つ特性を利用して、入力電圧の変化に対しても制御周波数範囲を抑えることができます。

LLC コンバーターは、50%に近いデューティー比で矩形波電圧を発生し、LLC 共振回路で正弦波に近い電流波形を作っています。高調波の発生を抑制し、さらに、ZVSのソフトスイッチングが可能であるため、高効率、低 EMI ノイズのコンバーターとして、広く普及しています。

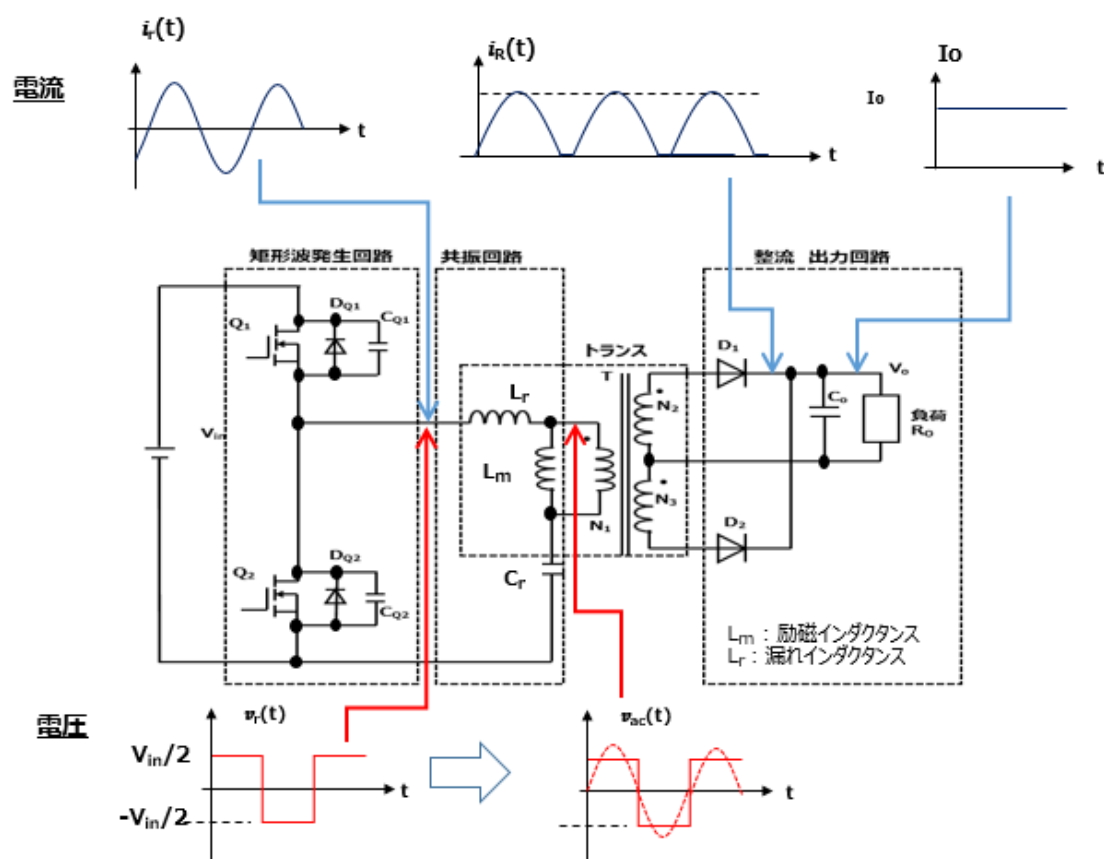


図 3.1 LLC 共振コンバーター回路

LLC 共振コンバーター回路説明

LLC 共振コンバーターは、矩形波発生回路と、共振回路で構成されます。LLC 共振コンバーターは前述の図 3.1 に示すように、基本的には、(a) 矩形波発生回路、(b) 共振回路、(c) 整流・出力回路で構成されています。

(a) 矩形波発生回路

MOSFET Q_1 と Q_2 を周波数 f で交互にオン、オフします。直流電源 V_{in} から $\pm V_{in}/2$ の矩形波の電圧が出力されます。 Q_1 と Q_2 の短絡を防止するため、デッドタイムが設けてあり、この期間を利用して、ZVS のソフトスイッチングを行っています。

(b) 共振回路

トランスの 1 次巻き線の漏れインダクタンス L_r およびトランスの励磁インダクタンス L_m と容量 C_r で直列共振回路を形成しています。励磁インダクタンス L_m はさらにトランスの二次側の回路を 1 次側に等価的に表した負荷抵抗 R_o' と並列回路も形成しています。(図 3.2)

LLC 共振回路は、 L_r と C_r とで決められる固定の共振周波数 f_r と $(L_r + L_m)$ および C_r で決まる周波数 f_m (f_m は L_m に並列に接続された R_o' の状況によって変化します。) を持ちます。

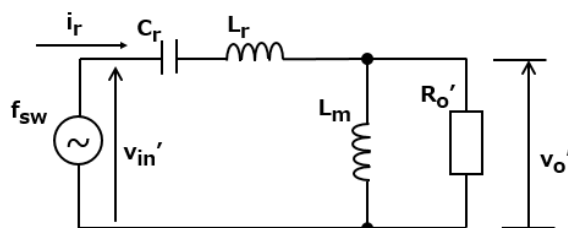


図 3.2 LLC 共振等価回路

(c) 整流・出力回路

2 個の整流ダイオードによる全波整流回路と出力用コンデンサー C_o で形成されています。整流用ダイオードには低順電圧で逆回復特性が良好なショットキーバリアーダイオードが用いられます。また整流ダイオードの代わりに MOSFET を同期整流回路として用いられる場合があります。二次側には整流ダイオードを経由して C_o に電流が流れますが、このとき、低インピーダンスである出力用コンデンサー C_o (電圧 V_o) に接続されるためトランスの 2 次巻き線には $\pm V_o$ の矩形波電圧が発生し、1 次側には巻き線比 ($N = N_1/N_2$) に応じた電圧 $\pm N \cdot V_o$ が発生します。

3.1. LLC 共振コンバーター 1 次側の基本動作概要

まず、LLC 共振コンバーターの電流共振の基本動作を下記に示します。回路および電流経路を図 3.3 に、基本動作波形を図 3.4 (詳細 図 3.5) に示します。回路動作は LC の直列共振回路 (電流共振) になっています。

- ① Q_1 がオンしており、 Q_1 に正方向に i_{Q1} が流れる。
- ② Q_1 がオフすると電流は Q_2 にボディダイオードを通して逆方向に流れます (i_{Q2})。電流がボディダイオードを通して流れている間に Q_2 をオンさせます。
- ③ コンデンサー電流 i_{Cr} が LC 共振により正から負方向に変わると Q_2 に正方向に i_{Q2} が流れます。
- ④ i_{Q2} が正の状態でも Q_2 をオフさせると電流は Q_1 のボディダイオードを通して Q_1 に逆方向に流れます (i_{Q1})。電流がボディダイオードを通して流れている間に Q_1 をオンさせます。

上記②では最初に Q_2 のボディダイオードに電流を流し Q_2 の電圧がほぼ 0 になった状態で Q_2 をオンさせスイッチングを行っています (ZVS)。④でも同様の動作を Q_1 で行っています。

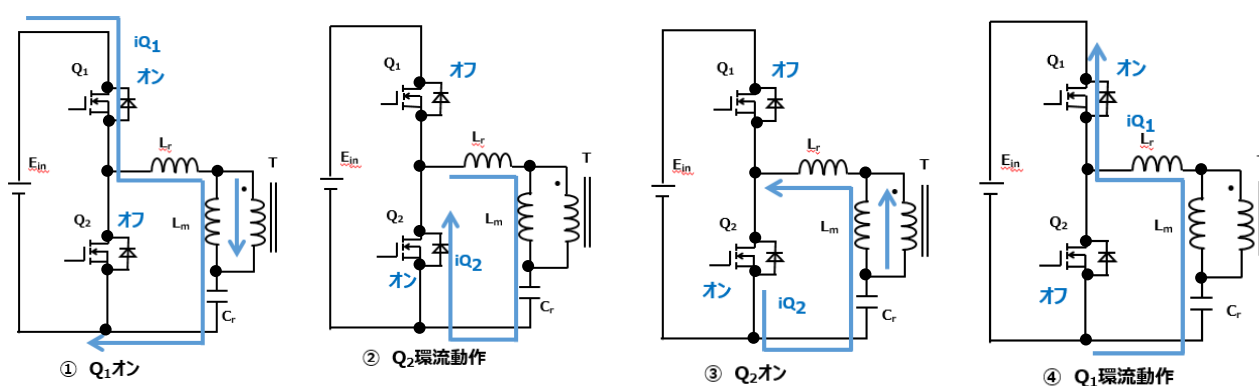


図 3.3 LLC 共振コンバーター電流経路

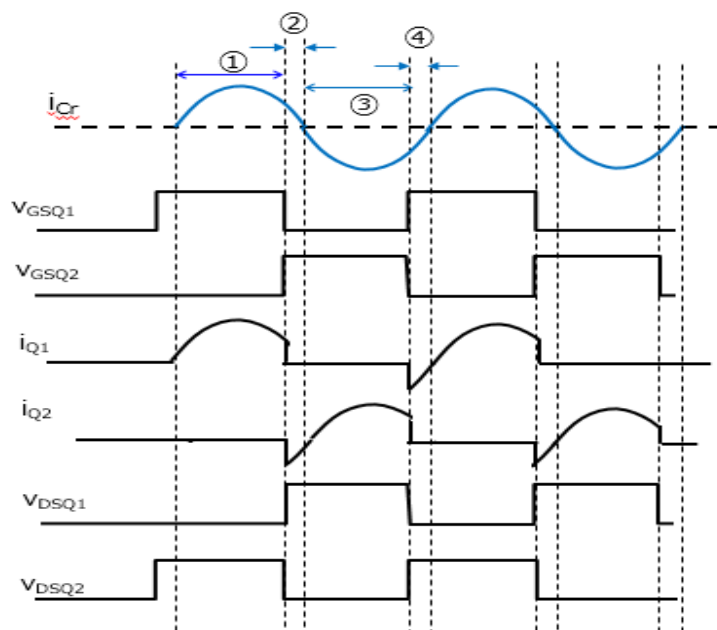


図 3.4 LLC 共振コンバーター基本波形

3.2. LLC 共振コンバーター詳細動作

LLC 共振コンバーターの電流共振の動作を以下に示します。図 3.1 における動作波形を図 3.5 に示します。また回路動作について詳細説明をしていきます。

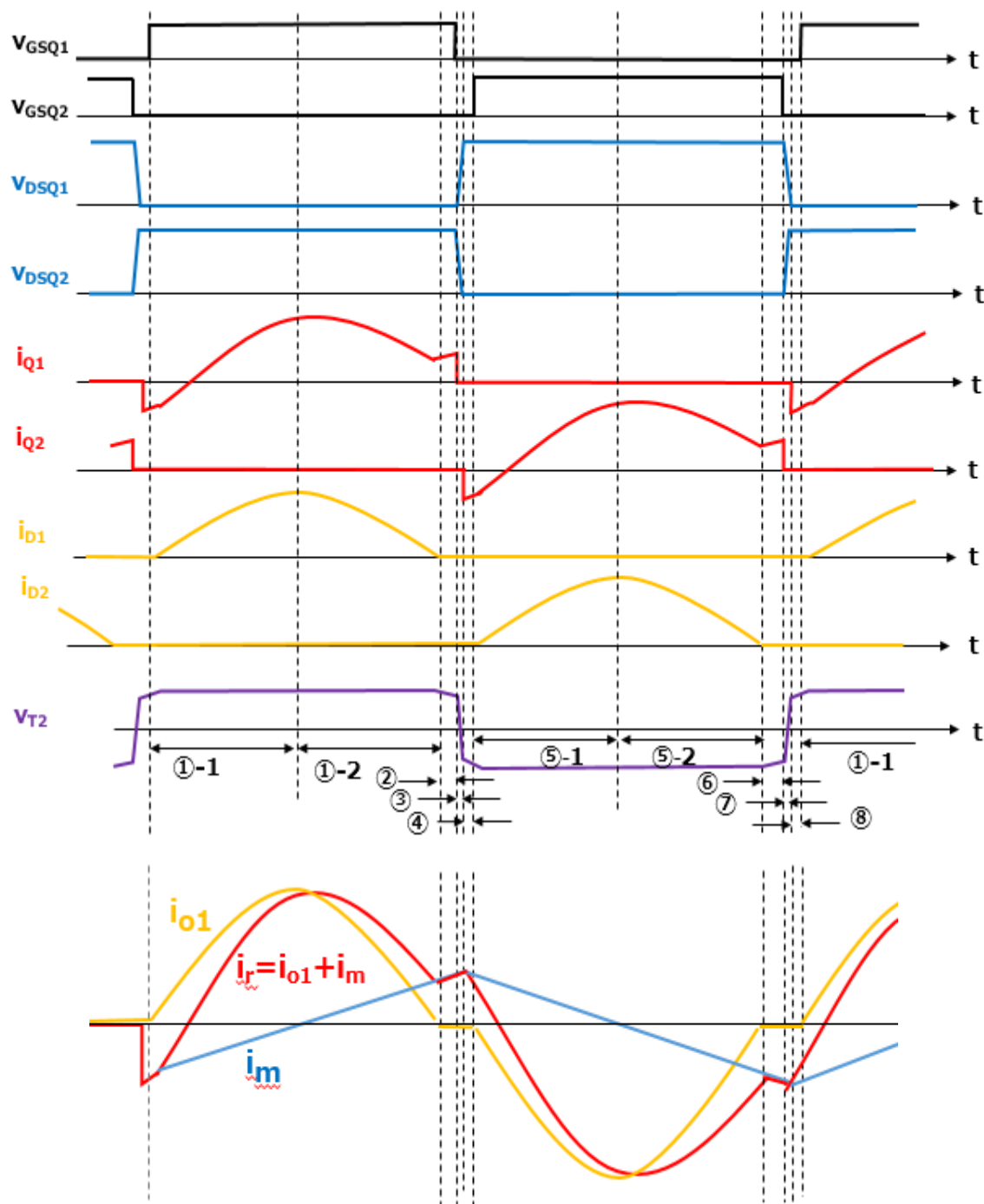


図 3.5 LLC 共振コンバーター基本波形

動作モード①-2 : Q_1 がオン、 Q_2 がオフ (図 3.6)

Q_1 はオン、 Q_2 はオフの状態です。MOSFET のハーフブリッジの出力電流 i_r は L_r 、 C_r を経由して、励磁電流 i_m と 1 次巻き線負荷電流 i_{o1} からなるトランス T の 1 次側巻き線電流 ($i_r = i_{o1} + i_m$) となります。また、二次側にはダイオード D_1 を経由して C_o に電流が流れます。LLC 回路二次側出力は低インピーダンスであるコンデンサ C_o に接続されているので、トランス T の 2 次巻き線には、直流出力 V_o の電圧が印加され、トランス T の 1 次側にトランスの巻き線比 ($N = N_1/N_2$) に応じた電圧 $(N_1/N_2) \cdot V_o$ が発生します。

トランス T の 1 次巻き線の電流 i_r の 1 次負荷電流分 i_{o1} は、 L_r 、 C_r との共振回路で決まる正弦波となります。トランス T の励磁電流 i_m は、励磁インダクタンスへの印加電圧が矩形波となり、直線状に増加します。よって i_r から i_m を差し引いた負荷電流 i_{o1} も正弦波に近い電流波形を示します。1 次負荷電流 i_{o1} がゼロとなると次のモードに移ります。

動作モード② : Q_1 がオン、 Q_2 がオフ (図 3.7)

Q_1 はオン、 Q_2 はオフを継続し、1 次負荷電流分 i_{o1} がゼロ (C_r と L_r の共振が終了) となるので、トランスには励磁電流 i_m のみが流れます。 Q_1 がオフし、電流 i_{o1} が流れ終わったところで次のモードに移ります。

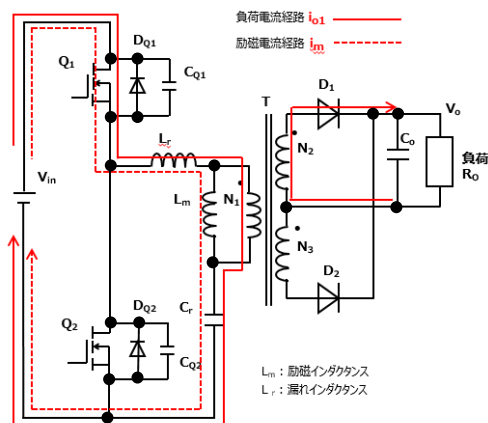


図 3.6 LLC 共振コンバーター動作モード①-2

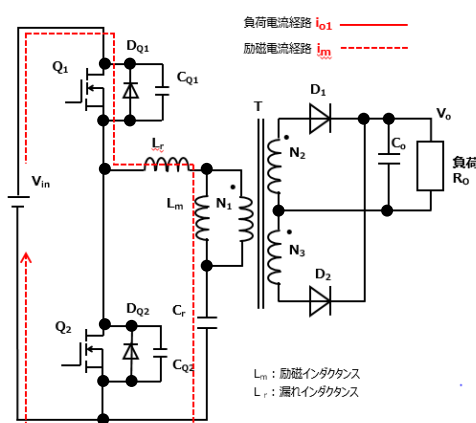


図 3.7 LLC 共振コンバーター動作モード②

動作モード③ : Q_1 、 Q_2 ともにオフ (図 3.8)

Q_1 、 Q_2 は共に off となりますが、 Q_1 、 Q_2 の寄生容量 C_{Q1} 、 C_{Q2} を通じてトランスには励磁電流 i_m が流れ続けます。 C_{Q1} は充電され、 C_{Q2} は放電するので Q_1 電圧 v_{DSQ1} は増加し、 Q_2 の電圧 v_{DSQ2} は減少します。 C_{Q1} 、 C_{Q2} の充放電が完了すると次のモードに移ります。

動作モード④：Q₁、Q₂ともにオフ (図 3.9)

C_{Q1}とC_{Q2}の充放電が完了しても励磁電流 i_m は流れ続けます。励磁電流は最も流れやすい Q₂ のボディダイオードを通して流れます。Q₂ がターンオンして次のモードへ移ります。

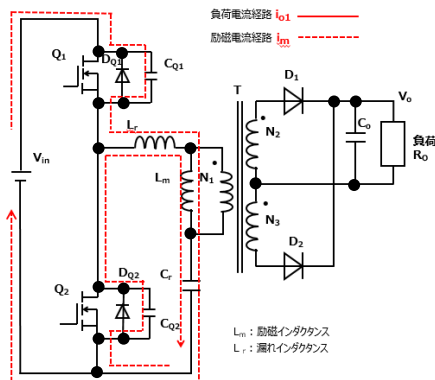


図 3.8 LLC 共振コンバーター動作モード③

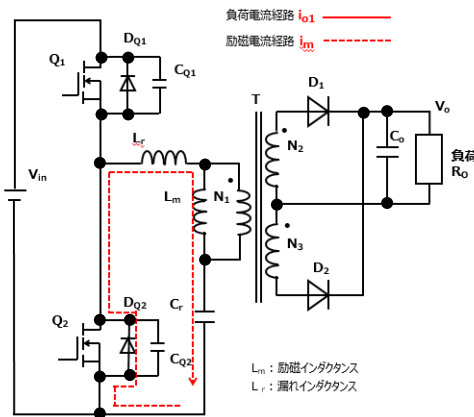


図 3.9 LLC 共振コンバーター動作モード④

動作モード⑤-1：Q₁ がオフ、Q₂ がオン (図 3.10)

Q₁ はオフを継続し、Q₂ をターンオンします。この時点では C_r は大きな電圧で充電されています。D_{Q2} が導通 (ダイオード環流モード) 状態から、Q₂ をターンオンするので、ZVS のターンオンになります。

Q₂ はターンオンすると、C_r に蓄積された電荷により、C_r を電源として 1 次巻き線負荷電流 i_{O1} がトランス T の 1 次側巻き線に逆方向に流れます。この結果、二次巻き線にはダイオード D₂ を通じて逆方向に $-V_o$ の電圧を発生し、トランス T の 1 次側の励磁インダクタンス L_m に $-(N_1/N_3) \cdot V_o$ の負電圧が印加されます。この電圧によって、励磁電流 i_m はリニアに減衰していきます。

動作モード⑤-2：Q₁ がオフ、Q₂ がオン (図 3.11)

励磁電流 i_m は減衰していきゼロを経由して負方向に増加します。やがて C_r、L_r の共振が終了し、1 次巻き線負荷電流 i_{O1} がゼロになった時点で次のモードに移ります。

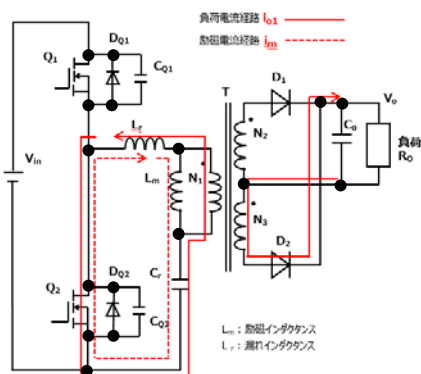


図 3.10 LLC 共振コンバーター動作モード⑤-1

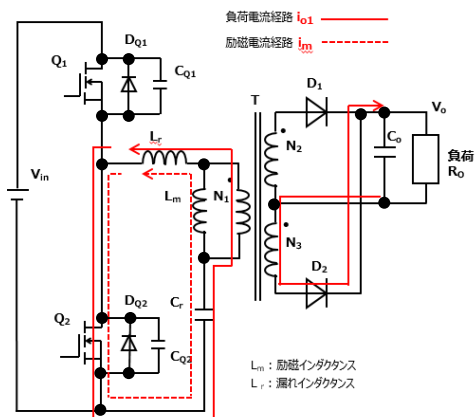


図 3.11 LLC 共振コンバーター動作モード⑤-2

動作モード⑥ : Q_1 がオフ、 Q_2 がオン (図 3.12)

Q_1 はオフ、 Q_2 はオンを継続します。1 次巻き線負荷電流 i_{o1} はゼロであり、共振コンデンサー C_r を電源として、 L_r 、 C_r を経由してトランス T に励磁電流 i_m のみ流れ続けます。 Q_2 がターンオフして次のモードに移ります。

動作モード⑦ : Q_1, Q_2 ともにオフ (図 3.13)

Q_2 がオフし、 Q_1 、 Q_2 は共にオフとなりますが、 Q_1, Q_2 の寄生容量 C_{Q1} 、 C_{Q2} を通じてトランス T には励磁電流 i_m が流れ続けます。 C_{Q2} は充電され、 C_{Q1} は放電するので Q_2 電圧 v_{DSQ2} は増加し、 Q_1 の電圧 v_{DSQ1} は減少します。 C_{Q1} 、 C_{Q2} の充放電が完了すると次のモードに移ります。

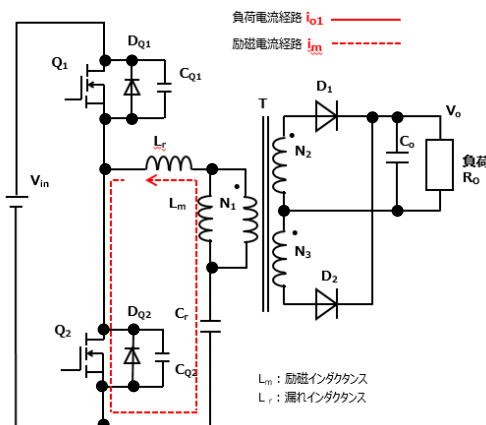


図 3.12 LLC 共振コンバーター動作モード⑥

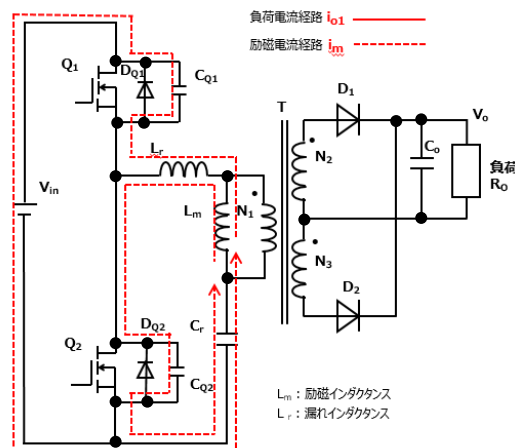


図 3.13 LLC 共振コンバーター動作モード⑦

動作モード⑧ : Q_1, Q_2 ともにオフ (図 3.14)

C_{Q1} と C_{Q2} の充放電が完了しても励磁電流 i_m は流れ続けます。励磁電流は最も流れやすい Q_1 のボディダイオードを通して流れます。 Q_1 がターンオンして次のモードへ移ります。

動作モード①-1 : Q_1 がオン、 Q_2 がオフ (図 3.15)

Q_2 はオフを継続し、 Q_1 をターンオンします。この時点では C_r は大きな電圧で充電されています。 D_{Q1} が導通 (ダイオード環流モード) 状態から、 Q_1 をターンオンするので、ZVS のターンオンになります。

Q_1 はターンオンすると、 C_r に電源から 1 次巻き線負荷電流 i_{o1} がトランス T の 1 次側巻き線に流れます。この結果、2 次巻き線にはダイオード D_1 を通じて V_o の電圧を発生し、トランス T の 1 次側の励磁インダクタンス L_m に $(N_1/N_2) \cdot V_o$ の電圧が印加されます。この電圧によって、励磁電流 i_m は一様に減衰していきます。

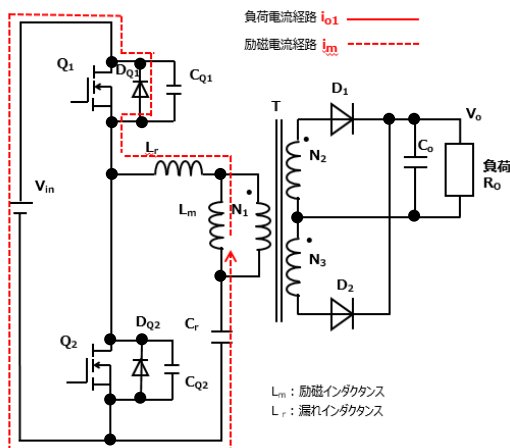


図 3.14 LLC 共振コンバーター動作モード⑧

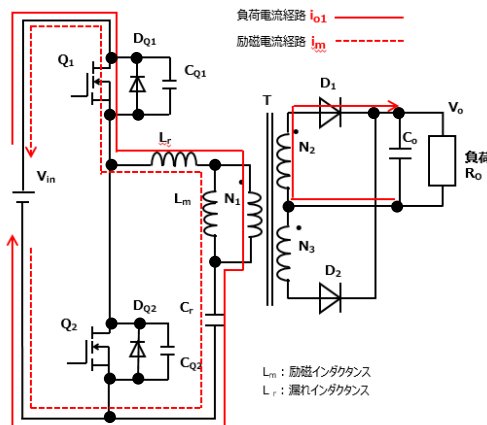


図 3.15 LLC 共振コンバーター動作モード①-1

3.3. LLC 共振コンバーターの出力電圧の制御

LLC 共振コンバーターの出力電圧の制御は、固定共振周波数 f_r および負荷により可変の共振周波数 f_m の二種類の共振周波数を持つ、LLC 共振回路の利得一周波数特性を利用して、MOSFET スイッチング周波数 f を変化させることで、出力制御を行っています。

LLC 共振コンバーターを高周波、高効率で、動作するためには、 Q_1 、 Q_2 の MOSFET の ZVS ターンオンが必要です。MOSFET の ZVS ターンオンは、MOSFET のドレイン・ソース間電圧 V_{DS} をゼロとした後、MOSFET をターンオンします。矩形波発生回路の Q_1 、 Q_2 の MOSFET を ZVS でターンオンするには、一般的に $f_r > f > f_m$ で設計されます。

ターンオフは、MOSFET のドレイン・ソース間の寄生容量 C_{oss} を利用するか、あるいは、外部に小容量コンデンサーを付加することで、ターンオフ時の MOSFET のドレイン・ソース間電圧 V_{DS} の立ち上がりを抑制し、低 V_{DS} 期間に MOSFET をターンオフさせることで ZVS のソフトターンオフが実現できます。

● LLC 共振コンバーターの動作モード

LLC 共振コンバーターは**周波数変調で出力電圧を制御する回路方式**です。その入力特性を求めるために図 3.16 のような等価回路が使用されます（等価負荷抵抗と負荷抵抗は異なります）。

LLC 方式の回路構成は簡単ですが動作が複雑なため共振回路の特性を反映した近似的な下記等価回路を用いて考えます。

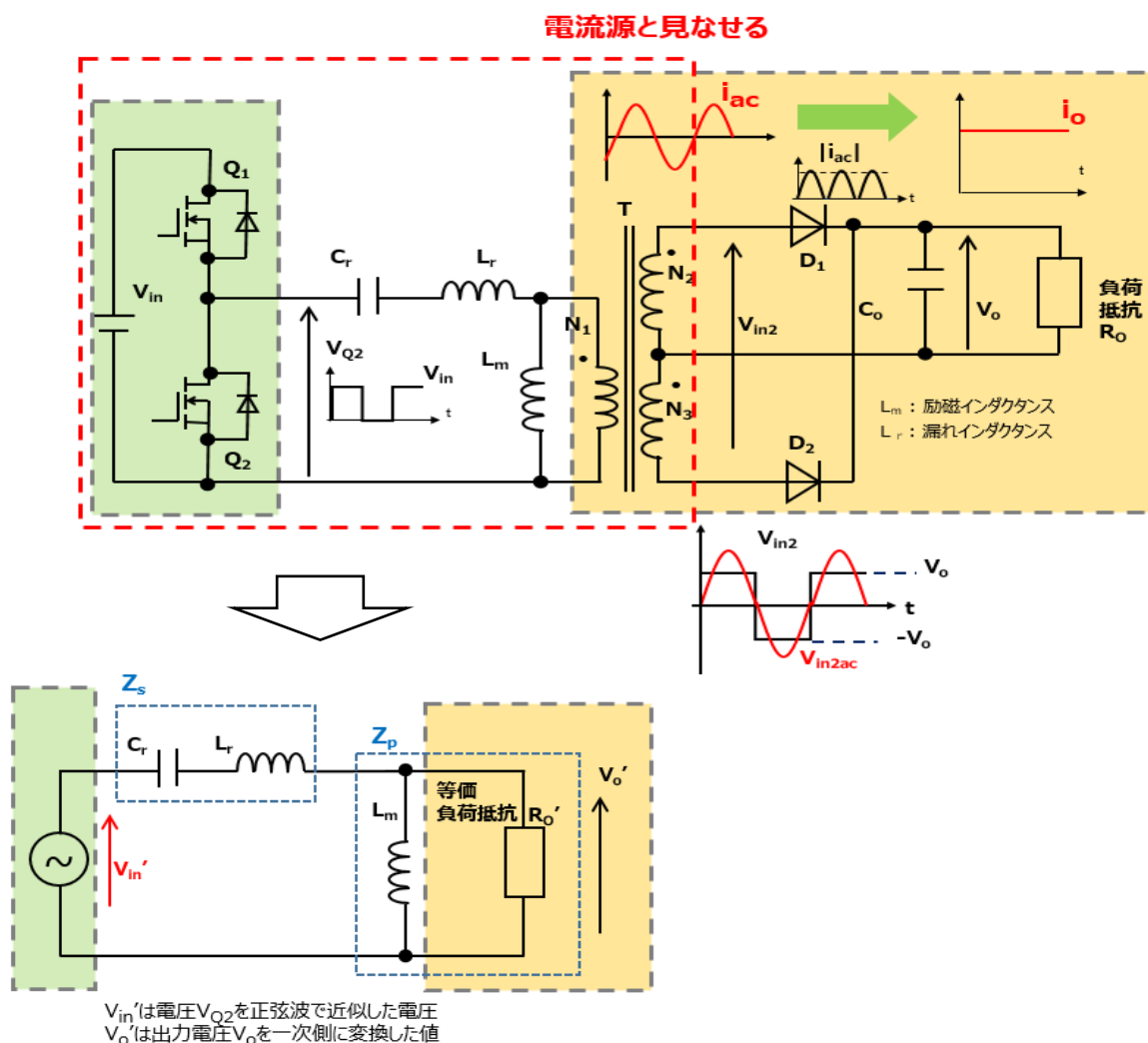


図 3.16 LLC 共振コンバーター等価回路

等価負荷抵抗算出

図 3.16 では LLC 共振コンバーターの 1 次側回路は正弦波電流源 i_{ac} に置き換えられ、2 次側整流回路の入力に方形波電圧 v_{in2} が現れます。 $|i_{ac}|$ の平均が出力電流 i_o であるので、 i_o と i_{ac} は以下ようになります。

$$i_{ac} = (\pi \cdot i_o / 2) \sin(\omega t) \quad (\text{方形波を正弦波に変換})$$

v_{in2} は以下のように示されます。

$$v_{in2} = +v_o \quad (\sin(\omega t) > 0 \text{ のとき}) \quad v_{in2} = -v_o \quad (\sin(\omega t) < 0 \text{ のとき})$$

(v_o は出力電圧)

v_{in2} の基本成分 (正弦波) v_{in2ac} は以下のように示されます。 (v_{in2} の高調波成分は電力伝送に関わらない。)

$$v_{in2ac} = (4v_o / \pi) \sin(\omega t)$$

AC 等価負荷抵抗 R_o' は v_{in2ac} を i_{ac} で割ることおよび 1 次側へ変換するために、トランスの巻き線数比 ($n = N_1/N_{2,3}$) (注 1) を踏まえて考えると、1 次側で観察される AC 等価負荷抵抗は下記になります。

$$R_o' = n^2 \times v_{in2ac} / i_{ac}$$

$$R_o' = (8n^2 / \pi^2) \cdot R_o$$

(注 1) 電圧は、コイルの巻き数の比に比例し、電流は、コイルの巻き数比に反比例します。
抵抗は、電圧/電流であり、コイルの巻き数比の 2 乗に比例します。

入出力電圧比

LLC 流共振コンバーターの AC 等価回路、図 3.16 では R_o' は前述の等価負荷抵抗です。

(v_{in}' は V_{in} を正弦波近似したものです。 v_o' は V_o を正弦波近似した v_{in2ac} を 1 次側に変換したものです。)

図 3.16 から複素数計算で v_{in}' と v_o' の関係式が求められます。ここで、

$$\begin{aligned} Z_s &= \frac{1}{j\omega C_r} + j\omega L_r, & Z_p &= \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_m} + \frac{1}{R_o'}} \\ \frac{v_o'}{v_{in}'} &= \frac{Z_p}{Z_s + Z_p} = \frac{1}{1 + \frac{Z_s}{Z_p}} \\ &= \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{j\omega C_r} + j\omega L_r \right) \left(\frac{1}{j\omega L_m} + \frac{1}{R_o'} \right)} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{L_r}{L_m} - \frac{1}{\omega^2 L_m C_r} + j \left(\frac{\omega L_r}{R_o'} - \frac{1}{\omega C_r R_o'} \right)} \\ \omega &= 2\pi f \quad (f: \text{スイッチング周波数}), \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, Q = \frac{1}{R_o'} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \end{aligned}$$

であり上式は以下のように表されます。

$$\frac{v_o'}{v_{in}'} = \frac{1}{1 + \frac{L_r}{L_m} \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

よって

$$\frac{|v_o'|}{|v_{in}'|} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{L_r}{L_m} \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) \right)^2 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}$$

LLC 共振コンバーターでは入出力電圧比の最大値を境界に動作モードが異なってきます。入出力電圧比の最大値を示す周波数よりも低い領域は容量性動作領域となり、この領域で動作させると MOSFET の上下アームで短絡を起こします。通常はこの状態にならないように、入出力電圧比が最大値よりも高い周波数領域で使用します。また共振周波数 f_r よりもスイッチング周波数 f が高い領域では f の変化に対して出力電圧の変化が小さく、制御性が良くないため一般的には使用しません。図 3.17 に入出力電圧比と周波数のイメージを示します。

- ① $f=f_r$ では、 C_r と L_r が直列共振しているのでインピーダンスはゼロであり、 $V_o' = V_{in'}$ になります。したがって、負荷抵抗 R_o が変化しても出力電圧は変化しません。
- ② $f_m < f < f_r$ では、負荷が重くなる (R_o' が小さくなる) と出力電圧は低下します。
- ③ f が f_m に近づく、出力電圧が増加します。これは C_r と $L_m + L_r$ の直列共振の結果、 L_m の電圧が大きくなり、その電圧がトランスに印加されるからです。

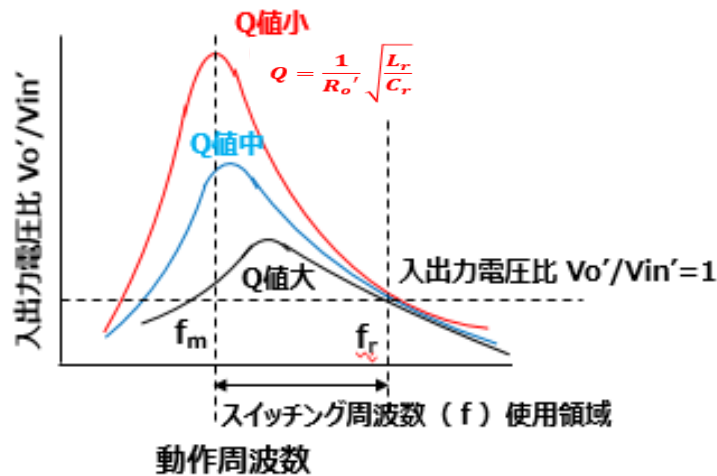


図 3.17 出力電圧特性

LLC 共振コンバーターの 1 次側電流について

LLC 共振回路の 1 次側の電流は L_r と C_r の共振電流と $L_r + L_m$ と C_r の共振電流が含まれています。

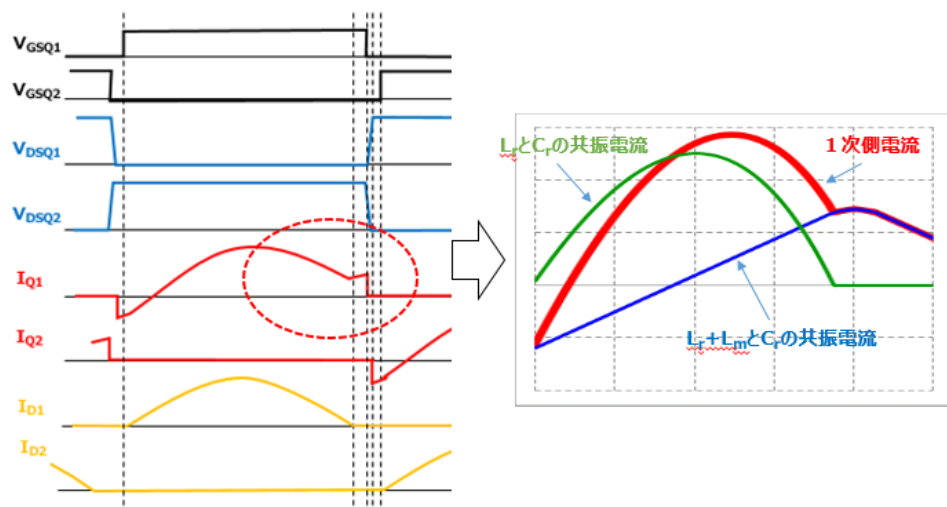


図 3.18 LLC 共振コンバーター 1 次側電流波形

LLC 共振コンバーターの周波数と負荷について

・MOSFET のスイッチング周波数 f が、共振周波数 f_r と同じ場合

図 3.1 の等価回路を簡素化した図 3.19 で、入力と共振回路 (L_r と C_r は直列共振回路) の周波数が同一なので短絡していると見なせます。負荷抵抗 R_o' の出力電圧 v_o' は、 $v_o' \approx v_{in}'$ となり、負荷 R_o' および f_m ($L_r + L_m$ と C_r の共振周波数) に関係なく、入出力電圧利得比 η は、 $\eta = v_o' / v_{in}' \approx 1$ となります。

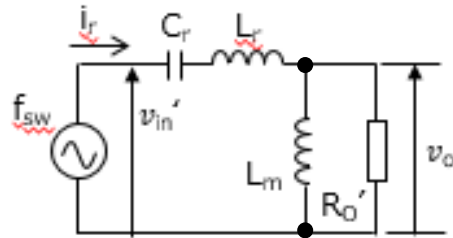
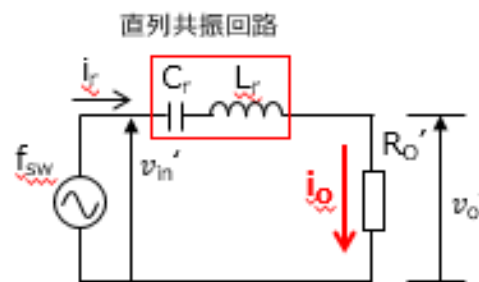


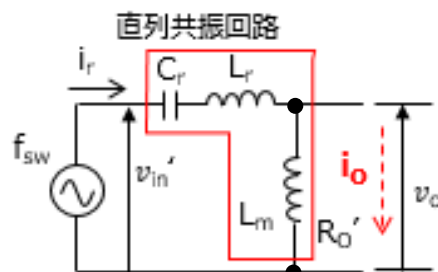
図 3.19 LLC 共振等価回路

・負荷 R_o' が重い場合 (R_o' が小さく、負荷電流 i_o が大である場合)

$\omega L_m \gg R_o'$ であり、 L_m と R_o' の並列回路は、図 3.20 のように、抵抗 R_o' と見なせるので、共振周波数 f_m は、 L_r と C_r の直列共振で決まる f_r に近いところにあります。この場合、入出力電圧利得比 $\eta = v_o' / v_{in}'$ は 1 以下にとどまります。

図 3.20 負荷 R_o' が重いときの共振回路・負荷 R_o' が軽い場合 (R_o' が高く、負荷電流 i_o が小である場合)

$\omega L_m \ll R_o'$ であり、 L_m と R_o' の並列回路は、図 3.21 のように、インダクタンス L_m と見なせるので、 $(L_r + L_m)$ と C_r で直列共振回路を形成します。共振周波数 f_m は、 L_r と C_r で直列共振回路 f_r より離れて、低周波数側に移動します。 R_o' がオープン ($R_o' = \infty$) の場合では、 $f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}}$ となり、入出力電圧利得比 $\eta = v_o' / v_{in}'$ は最大値を取ります。

図 3.21 負荷 R_o' が軽いときの共振回路

共振回路では、矩形波電圧波形から正弦波に近い電流波形を発生させ 2 次側の整流回路に供給しています。

矩形波発生回路のスイッチング周波数を変えることで出力 v_o' を変化させることができます。

4. 共振形インバーター（誘導加熱および放電管駆動）

ここでは共振形インバーターの代表的な用途として誘導加熱や放電管駆動について記述します。

4.1. 誘導加熱

誘導加熱（IH : induction heating） は、被加熱体が電気を通す場合に適用される加熱方式であり、その被加熱体（電気伝導体）に交番磁界を与え、渦電流を流すことでそのジュール熱により内部から加熱する方式です。磁界を発生させるためにはコイルに交流を流す必要があります。コイルに交流を流す方法として LC 共振回路を使っています。共振方法としては電圧共振方式（LC 並列回路）と電流共振方式（LC 直列回路）があります。

電圧共振方式

図 4.1 に電圧共振方式の基本回路および動作波形イメージを示します。また、以下に回路動作についての説明をします。

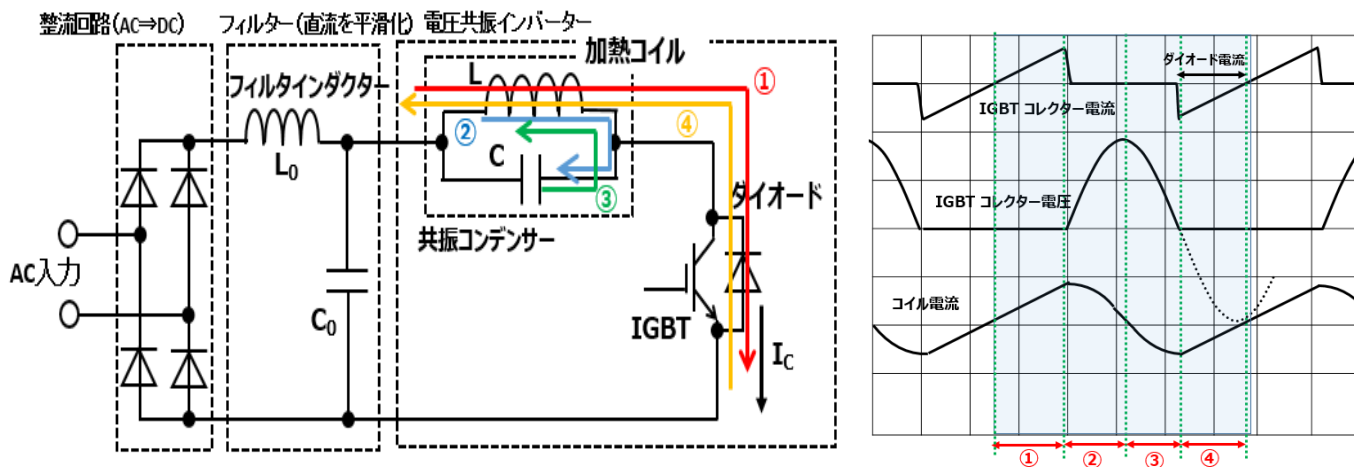


図 4.1 誘導加熱 電圧共振基本回路および動作波形イメージ

- ① IGBT はオンしていて、電流はフィルターコンデンサー C_0 および AC 入力—整流回路—フィルターインダクター L_0 から加熱コイル L を通して IGBT に流れます。このとき、加熱コイル L にはエネルギーが蓄えられます。
- ② IGBT がオフし、加熱コイル L を通して流れていた IGBT 電流が遮断され、加熱コイル L に蓄えられていたエネルギーにより加熱コイル L から共振コンデンサー C に電流が流れます。加熱コイル L のエネルギーは放出され、共振電流は次第に減少するとともに、共振コンデンサーは充電されていくため IGBT のコレクター電圧は正弦波状に上昇します。
- ③ IGBT コレクター電圧がピークから 0V になるまでの期間であり、IGBT のコレクター電圧のピークから加熱コイルの共振電流は正から負に流れる方向に反転します。このとき共振コンデンサーにチャージされた電荷は放電され IGBT のコレクター電圧は下降していきます。
- ④ ダイオードの通電期間です。共振コンデンサー C の電荷が放電されて C_0 の電圧に等しくなると（IGBT のコレクター電圧が 0 V 以下）ダイオードが導通します。LC 共振回路はフィルターコンデンサー C_0 の電圧を中心に共振しており、IGBT のコレクター電圧が 0 V 以下では、共振コンデンサー C の両端はフィルターコンデンサー C_0 の電圧と逆方向にこの電圧を超える値になるため、ダイオード電流が加熱コイル L を通してフィルター C_0 に流れます。この期間に IGBT をオンさせます。加熱コイル L のエネルギーがなくなるとコイル電流はゼロになります。

以上の①～④を繰り返すことで加熱コイル L に高周波の交流電流を流しています。

電流共振方式

図 4.2 に電流共振方式の基本回路および動作波形イメージを示します。また、以下に回路動作についての説明をします。

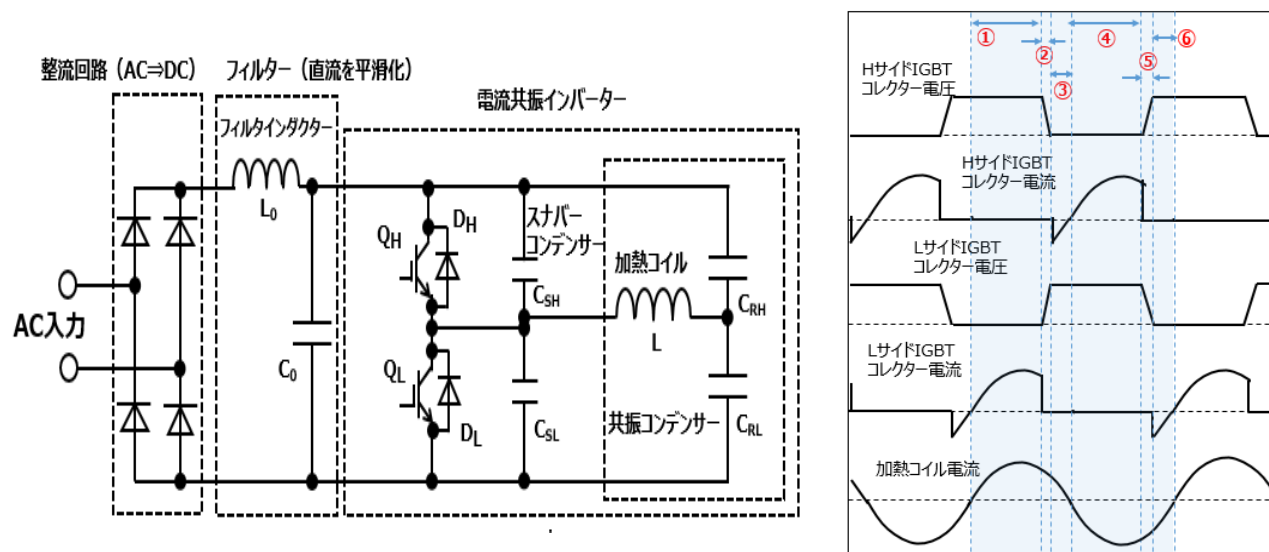


図 4.2 誘導加熱 電流共振基本回路および動作波形イメージ

- ① Q_H がオフ、 Q_L はオンしている状態です。 Q_H にはコレクター電圧が印加しており、 Q_L のコレクター電圧はほぼゼロです。この状態では C_0 から共振用のコンデンサー C_{RH} —加熱コイル L — Q_L の経路および共振用コンデンサー C_{RL} —加熱コイル L — Q_L の経路で電流が流れます。
- ② Q_L がオフ状態に移行します。このとき、加熱コイル L に蓄えられたエネルギーはスナバーコンデンサー C_{SH} —共振用コンデンサー C_{RH} で流れます。同時に C_{SL} が充電されていきます。そのため、この期間では Q_L の電圧は緩やかに上昇し、スイッチングによる損失は小さくなります。 Q_L のコレクター電圧が C_0 の電圧を超えると (V_F 分) ③の状態に移行します。
- ③ 次に、その結果 D_H — C_{RH} —加熱コイル L と D_H — C_0 — C_{RL} —加熱コイル L の 2 つの経路で、 D_H の通電が行われます。 D_H に電流が流れている期間に Q_H がオンします。
- ④ D_H の電流が流れなくなり、 Q_H に電流が流れます。すでに Q_H はオンしており、このときのスイッチング損失は発生しません。共振コンデンサー C_{RL} に C_0 — Q_H —加熱コイル L の経路で充電されます。同時に共振コンデンサー C_{RH} の電荷は Q_H —加熱コイル L の経路で放電されます。これにより加熱コイル L にエネルギーが蓄積されます。
- ⑤ Q_H がオフ状態に移行します。このとき、加熱コイル L に蓄えられたエネルギーは共振用コンデンサー C_{RL} —スナバーコンデンサー C_{SL} で流れます。同時に C_{SH} が充電されていきます。そのため、この期間では Q_H の電圧は緩やかに上昇し、スイッチングによる損失は小さくなります。 Q_L のコレクター電圧が C_0 の低電位側電圧を下回ると ($-V_F$ 分) ⑥の状態に移行します。
- ⑥ 次に、その結果 D_L —加熱コイル L — C_{RL} と D_L —加熱コイル L — C_{RH} — C_0 の 2 つの経路で、 D_L の通電が行われます。 D_L に電流が流れている期間に Q_L がオンします。

以上の①～⑥を繰り返すことで加熱コイル L に高周波の交流電流を流しています。

4.2. 放電管駆動

共振回路は放電管の駆動回路にも使われています。LC 共振回路を使用した蛍光灯（HCFL）インバーター回路の例を図 4.3 に示します。ちなみに蛍光灯には HCFL（熱陰極蛍光灯）と CCFL（冷陰極蛍光灯）があり、一般照明には HCFL、バックライト用としては CCFL が使われていました。現在では蛍光灯の多くが LED 照明に替わっています。

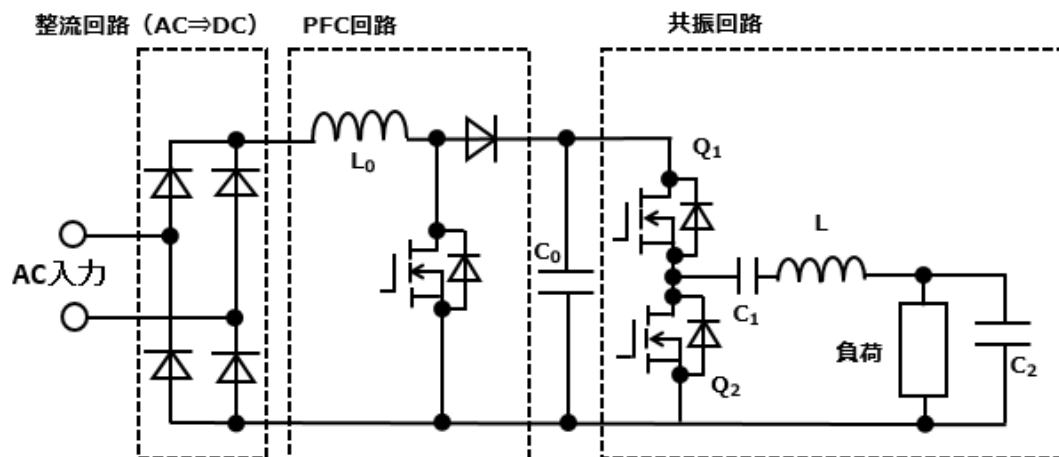


図 4.3 代表的な蛍光灯点灯装置

図 4.3 で電源投入後、共振回路動作によってコイル L とコンデンサ C₂ から構成される直列共振回路が形成されます。共振コンデンサ C₂ の電圧が負荷（蛍光灯）に印加されることで、蛍光灯は動作します。

補足 1. 漏れインダクタンスと励磁インダクタンス

図4.4にトランスの概略構造図を示します。 Φ_m は主磁束、 Φ_{r1} 、 Φ_{r2} は1次コイル、2次コイルの漏れ磁束です。図4.5にトランスの等価回路を示します。 L_m は励磁インダクタンスで、 Φ_m によって生じます。 L_{r1} 、 L_{r2} はそれぞれ1次側、2次側の漏れインダクタンスで、 Φ_{r1} 、 Φ_{r2} によって生じます。 R_1 、 R_2 は1次コイル、2次コイルの抵抗、 R_m は鉄損抵抗です。2次側の要素を1次側に換算した等価回路が図4.6です。2次側要素の1次側への換算式を以下に示します。

$$L_{r2}' = L_{r2} (n_1/n_2)^2 \quad R_2' = R_2 (n_1/n_2)^2 \quad R_L' = R_L (n_1/n_2)^2$$

n_1 は1次巻き線の巻き数、 n_2 は2次巻き線の巻き数です。

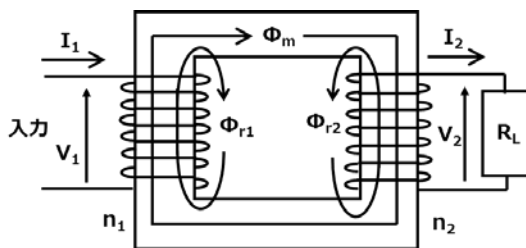


図 4.4 トランス構造

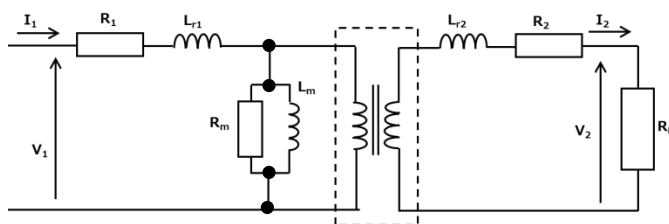


図 4.5 トランス等価回路

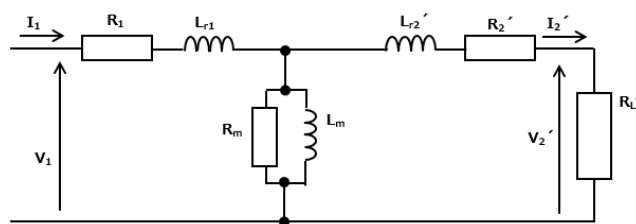


図 4.6 トランス等価回路

補足2. インダクタンスの測定方法

●励磁インダクタンス L_m の測定は図4.7のように出力を開放してLCRメーターで $L_m + L_{r1}$ の値を求めます。通常 $L_{r1} \ll L_m$ ですので L_{r1} の値を無視すると L_m が求められます。

●漏れインダクタンス L_r の測定は図4.8のように出力を短絡します。LCRメーターで測定すると $L_{r1} + (1/(1/L_m + 1/L_{r2}'))$ の値が求められます。通常 $L_{r2}' \ll L_m$ ですので $1/L_m$ の値を無視すると $L_{r1} + L_{r2}'$ が求められます。

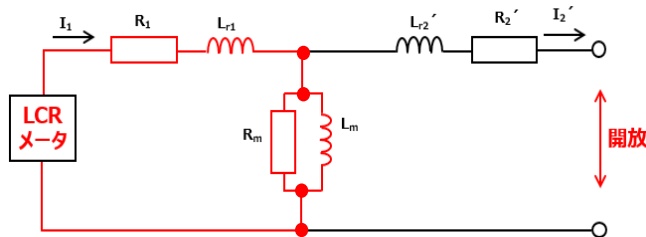


図 4.7 励磁インダクタンス L_m の測定

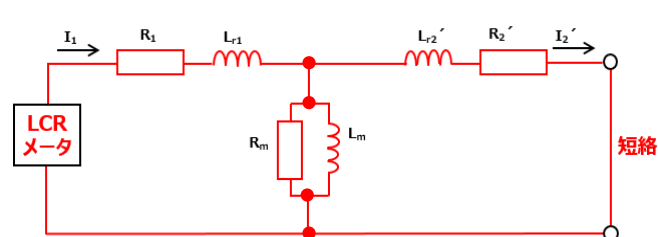


図 4.8 漏れインダクタンス L_r の測定

補足 3. 結合係数

結合係数はトランスの 1 次側・2 次側それぞれの自己インダクタンスのうち、何割が変圧器として働き（励磁インダクタンス）、何割がチョークコイル（漏れインダクタンス）として働いているかを表す係数です。

理想的な変圧器の磁束は全て主磁束で構成され、漏れ磁束がありません。この場合の結合係数は $k = 1$ （または -1 ）になります。しかし、実際の変圧器では漏れ磁束があるので、結合係数は 1 よりも小さくなります。この漏れ磁束が変圧器の 1 次側、2 次側にそれぞれ直列に接続されたインダクタンスになります。これが漏れインダクタンスです。漏れインダクタンスは変圧器の 1 次巻線または 2 次巻線に直列に接続されたチョークコイルと等価な働きをします。

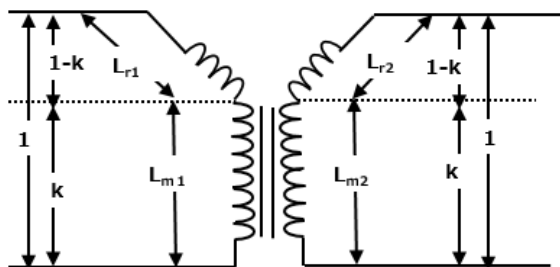


図 4.9 トランスモデル

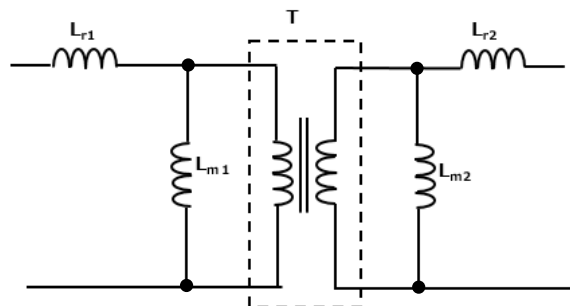


図 4.10 トランス等価回路

1 次巻線、2 次巻線の自己インダクタンスをそれぞれ L_1 、 L_2 、1 次側、2 次側の有効インダクタンス（励磁インダクタンス）をそれぞれ L_{m1} 、 L_{m2} とすると次の式が成り立ちます。

$$L_{m1} = k \times L_1 \quad L_{m2} = k \times L_2$$

漏れインダクタンス L_{r1} 、 L_{r2} は以下になります。

$$L_{r1} = (1-k) \times L_1 \quad L_{r2} = (1-k) \times L_2$$

製品取り扱い上のお願い

株式会社東芝およびその子会社ならびに関係会社を以下「当社」といいます。

本資料に掲載されているハードウェア、ソフトウェアおよびシステムを以下「本製品」といいます。

- 本製品に関する情報等、本資料の掲載内容は、技術の進歩などにより予告なしに変更されることがあります。
- 文書による当社の事前の承諾なしに本資料の転載複製を禁じます。また、文書による当社の事前の承諾を得て本資料を転載複製する場合でも、記載内容に一切変更を加えたり、削除したりしないでください。
- 当社は品質、信頼性の向上に努めていますが、半導体・ストレージ製品は一般に誤作動または故障する場合があります。本製品をご使用頂く場合は、本製品の誤作動や故障により生命・身体・財産が侵害されることのないように、お客様の責任において、お客様のハードウェア・ソフトウェア・システムに必要な安全設計を行うことをお願いします。なお、設計および使用に際しては、本製品に関する最新の情報（本資料、仕様書、データシート、アプリケーションノート、半導体信頼性ハンドブックなど）および本製品が使用される機器の取扱説明書、操作説明書などをご確認の上、これに従ってください。また、上記資料などに記載の製品データ、図、表などに示す技術的な内容、プログラム、アルゴリズムその他応用回路例などの情報を使用する場合は、お客様の製品単独およびシステム全体で十分に評価し、お客様の責任において適用可否を判断してください。
- 本製品は、特別に高い品質・信頼性が要求され、またはその故障や誤作動が生命・身体に危害を及ぼす恐れ、膨大な財産損害を引き起こす恐れ、もしくは社会に深刻な影響を及ぼす恐れのある機器（以下“特定用途”という）に使用されることは意図されていませんし、保証もされていません。特定用途には原子力関連機器、航空・宇宙機器、医療機器（ヘルスケア除く）、車載・輸送機器、列車・船舶機器、交通信号機器、燃焼・爆発制御機器、各種安全関連機器、昇降機器、発電関連機器などが含まれますが、本資料に個別に記載する用途は除きます。特定用途に使用された場合には、当社は一切の責任を負いません。なお、詳細は当社営業窓口まで、または当社 Web サイトのお問い合わせフォームからお問い合わせください。
- 本製品を分解、解析、リバースエンジニアリング、改造、改変、翻案、複製等しないでください。
- 本製品を、国内外の法令、規則及び命令により、製造、使用、販売を禁止されている製品に使用することはできません。
- 本資料に掲載してある技術情報は、製品の代表的動作・応用を説明するためのもので、その使用に際して当社及び第三者の知的財産権その他の権利に対する保証または実施権の許諾を行うものではありません。
- 別途、書面による契約またはお客様と当社が合意した仕様書がない限り、当社は、本製品および技術情報に関して、明示的にも黙示的にも一切の保証（機能動作の保証、商品性の保証、特定目的への合致の保証、情報の正確性の保証、第三者の権利の非侵害保証を含むがこれに限らない。）をしておりません。
- 本製品、または本資料に掲載されている技術情報を、大量破壊兵器の開発等の目的、軍事利用の目的、あるいはその他軍事事務の目的で使用しないでください。また、輸出に際しては、「外国為替及び外国貿易法」、「米国輸出管理規則」等、適用ある輸出関連法令を遵守し、それらの定めるところにより必要な手続を行ってください。
- 本製品の RoHS 適合性など、詳細につきましては製品個別に必ず当社営業窓口までお問い合わせください。本製品のご使用に際しては、特定の物質の含有・使用を規制する RoHS 指令等、適用ある環境関連法令を十分調査の上、かかる法令に適合するようご使用ください。お客様がかかる法令を遵守しないことにより生じた損害に関して、当社は一切の責任を負いかねます。

東芝デバイス&ストレージ株式会社

<https://toshiba.semicon-storage.com/jp/>