

LLC 電流共振電源の回路技術

Circuit Technology of LLC Current Resonant Power Supply

川村 一裕 KAWAMURA, Kazuhiro

山本 毅 YAMAMOTO, Tsuyoshi

北條 公太 HOJO, Kota

大画面テレビやサーバ機器などに用いられる比較的大きな容量の電源装置では、高効率化、小型化、低ノイズ化の要求を背景に LLC 電流共振電源が一般的になっている。LLC 電流共振電源は、トランスの漏れインダクタンスを共振に利用しており、電圧ゲインがスイッチング周波数により変化するため、トランスの設計が他の制御方式と比較して難しい。富士電機では、LLC 電流共振電源の制御用 IC の開発・量産とともに、顧客の電源開発の技術サポートを行っている。LLC 電流共振電源の動作原理、ならびにトランスの設計方法とその特性について解説する。

For relatively large capacity power supplies, such as ones for large screen TVs and server devices, LLC current resonant power supplies are commonly used to meet the requirements for high efficiency, reduced size and lower noise. An LLC current resonant power supply uses leakage inductance of a transformer for resonance and the voltage gain varies along with the switching frequency, which makes the design of a transformer more difficult than other control methods. Fuji Electric is working on the development and mass production of control ICs of LLC current resonant power supplies and provides technical support for customers in the area of power supply development. This paper describes the principle of operation of an LLC current resonant power supply and the design method and characteristics of transformers.

① まえがき

近年、電気・電子機器の電源装置では、IC をはじめとする電子部品の進歩により、小型、安価で高効率なスイッチング電源が一般的となっている。特に、薄型テレビの大画面化や、情報通信の進歩によるサーバ機器の大容量化などに伴い、比較的大きな容量の電源において、高効率、低ノイズ、小型化の要求が高まっている。

このようなスイッチング電源の分野において、富士電機では、100 W クラスから比較的大容量の 500 W クラスまでの電源を小型で薄く構成でき、高効率・低ノイズ化に優れる LLC 電流共振電源の制御用 IC を製品化している⁽¹⁾⁽²⁾。この制御用 IC の特徴は、LLC 電流共振方式で問題となってきた上アーム MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) と下アーム MOSFET の短絡による貫通電流を防止する機能を内蔵していることや、機器のスタンバイ時などの軽負荷時に低待機電力モードで動作することである。この結果、より安全性に優れ、これまで低待機電力化のために必要であったスタンバイ専用電源が不要な電源を構成できる⁽³⁾。

また同時に、富士電機製の電源制御用 IC をお客さまが採用する際に、よりスムーズな電源開発ができるよう、デモボードの提供、アプリケーション資料の充実、IC 周辺回路の定数提案などに加え、特に設計が難しく電源動作の鍵を握るトランス設計のサポートも実施している。

本稿では、LLC 電流共振電源の動作原理、およびトランスの設計方法と設計例、さらにそのトランスを搭載した電源の代表的な特性について述べる。

② LLC 電流共振コンバータ

LLC 電流共振コンバータの回路図を図 1 に示す。

この回路は、2つの MOSFET (Q_1 , Q_2) を直列に接続したハーフブリッジ回路と共振用コンデンサ (C_r)、トランス (T)、出力整流ダイオード (D_1 , D_2)、および出力電解コンデンサ (C_o) から成る。 N_p はトランスの一次巻線の巻数、 N_s は二次巻線の巻数である。

LLC 電流共振コンバータで用いるトランスは、結合係数を小さくすることで漏れインダクタンスを大きくし、これを共振用インダクタとして利用している。漏れインダクタンスを示した等価回路を図 2 に示す。 L_{r1} , L_{r2} が漏れインダクタンス、 L_m が励磁インダクタンスである。

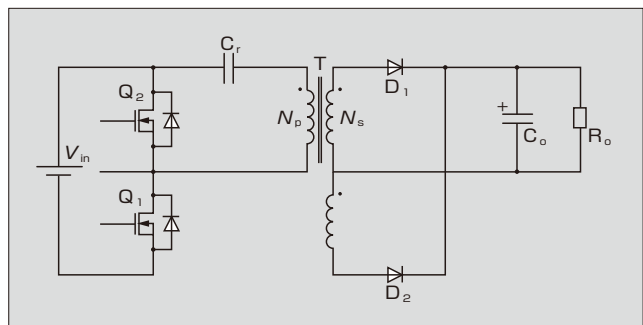


図 1 LLC 電流共振コンバータ回路

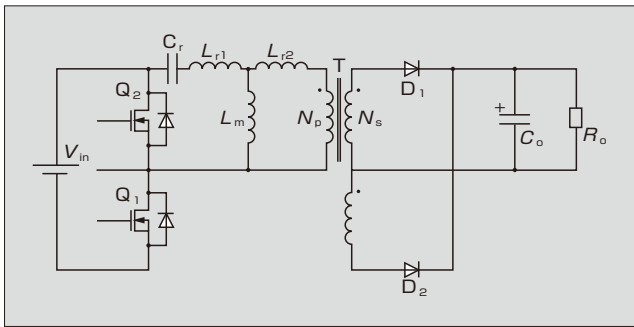


図2 漏れインダクタンスを示した等価回路

3 LLC 電流共振コンバータの基本動作

図3に LLC 電流共振コンバータの動作波形を示す。基本動作は A ~ D の四つの状態に分けられ、その動作を繰り返すことで共振電流を制御している。図4に各状態における電流経路を示す。

(a) 状態 A : Q₁ がオンしているため、Q₁ には正方向の電流 I_{Q1} が流れる。

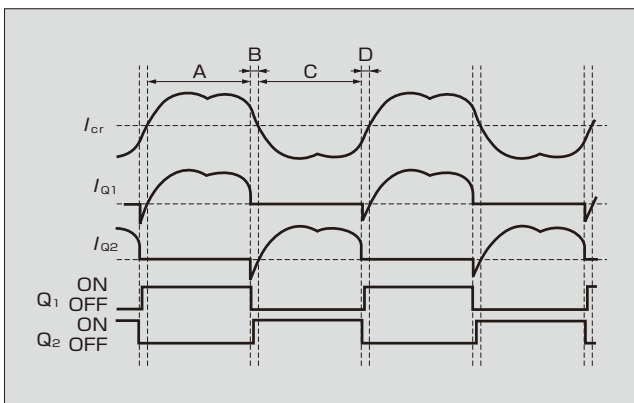


図3 LLC 電流共振コンバータの動作波形

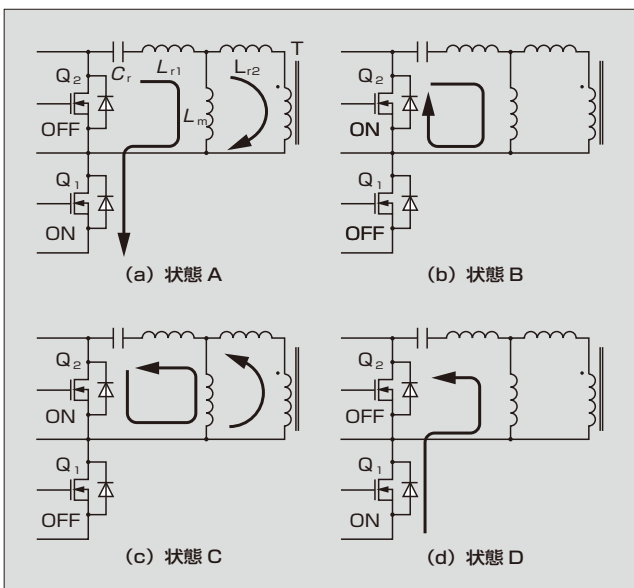


図4 電流経路

(b) 状態 B : I_{Q1} が正方向の状態でも Q₁ をオフすると、遮断した直後は Q₂ のボディダイオードを通して Q₂ 側に負方向の電流が流れる状態となり、共振電流 I_{cr} は連続的に変化を続ける。また、ダイオードに電流が流れている期間で Q₂ をオンさせる。

(c) 状態 C : I_{cr} が正方向から負方向に転じると、Q₂ には正方向の電流 I_{Q2} が流れる。

(d) 状態 D : I_{Q2} が正の状態でも Q₂ をオフすると、遮断した直後は Q₁ のボディダイオードを通して、Q₁ 側に負方向電流が流れる状態となり、共振電流 I_{cr} は連続的に変化する。また、ダイオードに電流が流れている期間で Q₁ をオンさせる。

状態 B では、Q₂ のボディダイオードが最初にオンし、Q₂ の電圧がほぼゼロになった状態で Q₂ をオンさせるゼロ電圧スイッチングを行う。状態 D では Q₁ に対し同様となる。

4 LLC 電流共振コンバータの動作モード

LLC 電流共振コンバータは周波数変調で出力電圧を制御する回路方式であり、その入出力特性を求めるには、一般に図5のような等価回路を用いる。

出力電圧は一次側に換算した電圧 V_{po} で示している。また、交流等価抵抗 R_{ac} は式(1)で表される。

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi} n^2 \frac{V_o}{I_o} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o \dots\dots\dots (1)$$

- R_{ac} : 交流等価抵抗 (Ω)
- n : トランスの巻数比
- V_o : 出力電圧 (V)
- I_o : 出力電流 (A)
- R_o : 負荷抵抗 (Ω)

ここで、n は式(2)で示される。

$$n = \frac{N_p}{N_s} \dots\dots\dots (2)$$

- N_p : トランスの一次巻線の巻数
- N_s : トランスの二次巻線の巻数

この等価回路において入出力電圧比は式(3)となる。

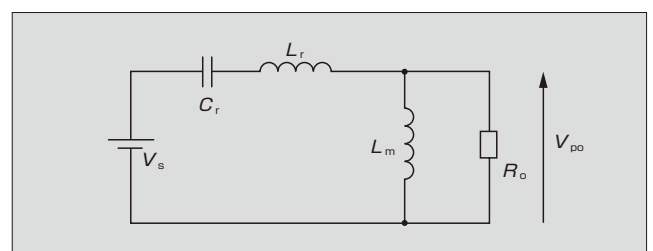


図5 LLC 電流共振コンバータの等価回路

$$\frac{V_{po}}{V_s} = \frac{1}{1 + \frac{L_r}{L_m} \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \dots\dots (3)$$

V_{po} : 一次側に換算した出力電圧 (V)
 V_s : 等価入力電圧 (V)
 L_r : 漏れインダクタンス (H)
 L_m : 励磁インダクタンス (H)
 ω, ω_0 : 角周波数 (rad/s)

ここで、 ω, ω_0, Q は式(4)~式(6)で示される。

$$\omega = 2\pi f_s \dots\dots (4)$$

ω : 角周波数 (rad/s)
 f_s : スイッチング周波数 (Hz)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \dots\dots (5)$$

ω_0 : 角周波数 (rad/s)
 L_r : 漏れインダクタンス (H)
 C_r : 共振コンデンサの容量 (F)

$$Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r} \frac{1}{R_{ac}}} \dots\dots (6)$$

L_r : 漏れインダクタンス (H)
 C_r : 共振コンデンサの容量 (F)
 R_{ac} : 交流等価抵抗 (Ω)

なお、図1に示す LLC 電流共振コンバータはハーフブリッジ型コンバータであるため、等価回路における入力電圧は半分となる。

$$V_s = \frac{V_{in}}{2} \dots\dots (7)$$

V_s : 等価入力電圧 (V)
 V_{in} : 入力電圧 (V)

式(1)~式(3)を用いて、スイッチング周波数 f_s に対する入出力電圧比を求めた (図6)。LLC 電流共振コンバータでは入出力電圧比の最大値を境界に動作モードが異なる。このうち入出力電圧比が最大値を示す周波数よりも低い領域は、容量性動作領域と呼ばれる。この領域で動作させる

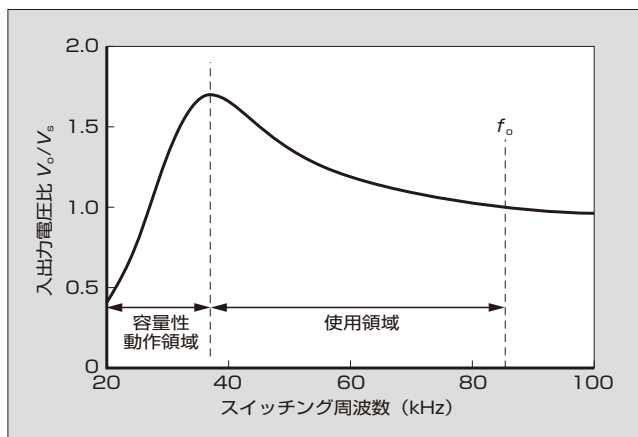


図6 スイッチング周波数に対する入出力電圧比

と、上アーム側と下アーム側がアーム短絡を起こす。この場合、MOSFET が破壊に至ることがあるため、通常はこの状態に陥らないように、入出力電圧比が最大値よりも高い周波数領域で使用する。また、共振周波数 ($f_o = \omega_0 / 2\pi$) よりも f_s が高い領域では、 f_s の変化に対して出力電圧の変化が小さく制御性が悪いなどの理由により一般的には使用しない。そのため、入出力電圧比が1より大きい昇圧モードの領域で使用する。

5 LLC 電流共振コンバータのトランス設計

実際に LLC 電流共振制御 IC を使用したトランス設計の手順を述べる。続いて、具体的な仕様でトランスを設計し、実機で検証した結果を述べる。

5.1 設計手順

LLC 電流共振コンバータは4章で述べたとおり、昇圧モードで動作するので、入力電圧が最大の場合も昇圧モードで動作するように入出力電圧比を決める。まず、トランスの二次巻線の巻数を求め、その後、一次巻線の巻数を決定する。また、共振周波数 f_o は最大のスイッチング周波数になるので、IC の最大周波数を超えない範囲であらかじめ決めておく。

(1) トランスの二次巻線の巻数 N_s を式(8)から求める。

$$N_s = \frac{(V_o + V_F) T_{ON}}{2A_e B_m} \dots\dots (8)$$

N_s : 二次巻線の巻数
 V_o : 出力電圧 (V)
 V_F : 整流ダイオードの順方向電圧降下 (V)
 T_{ON} : スイッチング素子の最大オン時間 (s)
 (最低スイッチング周期の 1/2 に等しい)
 A_e : トランスのコアの実効断面積 (m^2)
 B_m : コアの磁束密度 (T)
 (B_m はコアが飽和しない値とする)

(2) 入力電圧が最大ときも昇圧モードで動作させるようにするため、トランスの一次側と二次側の巻数比 n を式(9)から求める。なお、 V_s は最大入力電圧のときの値である。

$$n = \frac{N_p}{N_s} \geq \frac{V_s}{(V_o + V_F)} \dots\dots (9)$$

n : 巻数比
 N_p : トランスの一次巻線の巻数
 N_s : トランスの二次巻線の巻数
 V_s : 等価入力電圧 (V)
 V_o : 出力電圧 (V)
 V_F : 整流ダイオードの順方向電圧降下 (V)

(3) トランスの一次巻線の巻数を式(10)から求める。

$$N_p = nN_s \dots\dots\dots (10)$$

N_p : トランスの一次巻線の巻数

n : 巻数比

N_s : トランスの二次巻線の巻数

(4) 漏れインダクタンス L_r を求める。

本コンバータではトランスの漏れインダクタンスを共振用のインダクタとして使用する。一次巻線の巻数 N_p で、トランスの一次巻線からみた L_r が求まる。

(5) 共振コンデンサの容量 C_r を決定する。

共振周波数 f_o と L_r から、 C_r を式(5)から算出する。

(6) 励磁インダクタンス L_m を決定する。

入力電圧が最低のときに出力電圧が定格値を得られる入出力電圧比を求めて L_m を決定する。このときのスイッチング周波数は最低になり、電圧ゲインおよびコアギャップを考慮して決定される。なお、トランスのコアのギャップ l_g は式(11)で計算する。

$$l_g = \frac{\mu_0 A_e N_p^2}{L_m} - \frac{l_e}{\mu_c} \dots\dots\dots (11)$$

l_g : トランスのコアのギャップ (m)

μ_0 : 真空透磁率 (= $4\pi \times 10^{-7}$ H/m)

A_e : トランスのコアの実効断面積 (mm²)

N_p : トランスの一次巻線の巻数

L_m : 励磁インダクタンス (H)

l_e : コアの実効磁路長 (m)

μ_c : コアの振幅透磁率 (= 3,000 H/m)

5.2 設計例

トランス設計の例を次に示す。図7が実際に設計したトランス周辺の回路である。

- 入力電圧 V_{in} 390 V (350~400 V)
- 出力電圧 V_o 12 V
- 出力電流 I_o 12 A ($R_o=1 \Omega$)
- 使用トランス EE4717
 $A_e=90 \text{ mm}^2$
 $l_e=70 \text{ mm}$
 $B_m=0.20 \text{ T}$
- 共振周波数 125 kHz 程度

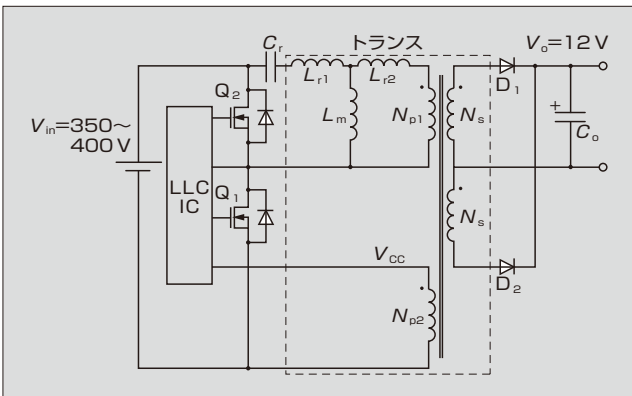


図7 設計したトランスの周辺回路図

- 最低スイッチング周波数 85 kHz ($T_{ON}=5.88 \mu\text{s}$)
- 整流ダイオードの順方向電圧降下 V_F 0.6 V
- (1) トランスの二次巻線の巻数 N_s (式(8)より)

$$N_s = \frac{(V_o + V_F) T_{ON}}{2 A_e B_m} = \frac{(12 + 0.6) \times 5.88}{2 \times 90 \times 0.20} \doteq 2.1$$

したがって、 N_s を最小の3ターンとする。

(2) トランスの巻数比 n (式(9)より)

$$n = \frac{N_p}{N_s} \geq \frac{V_s}{(V_o + V_F)} = \frac{200}{(12 + 0.6)} \doteq 15.9$$

(3) トランスの一次巻線の巻数 N_p (式(10)より)

$$N_p = nN_s = 15.9 \times 3 = 47.7$$

したがって、 N_p を最小の48ターンとする。

(1)~(3)により、トランスの巻数比 $n=16$ となる。

(4) トランスの漏れインダクタンス L_r の算出

EE4717のトランスでは1ターン当たりの漏れインダクタンスは38nHであるので、一次巻線の巻数 N_p が48のときの漏れインダクタンスは87.6μH [= $48^2 \times 38$ (nH)] となる。

(5) 共振コンデンサ C_r の決定

式(5)に $f_o=125$ kHz, $L_r=87.6\mu\text{H}$ を代入して C_r を求めると0.019μFとなり、0.022μFのコンデンサを選択する。

(6) 励磁インダクタンス L_m の決定

入力電圧が最低のときに出力電圧が定格値を得られるような L_m を求める。入力電圧の最小値は350Vなので、このときの入出力電圧比をトランスの巻数比から求める。

$$\frac{V_{po}}{V_s} = \frac{V_o + V_F}{\frac{N_s}{N_p} \frac{V_{in}}{2}} = \frac{12 + 0.6}{\frac{3}{48} \times \frac{350}{2}} \doteq 1.2$$

したがって、スイッチング周波数が最低のとき(ここでは $f_s=85$ kHz)に、入出力電圧比が1.2以上になるような L_m を式(3)から求める。

この結果、 L_m は490μH以下であればよいということになる。そこで $L_m=450$ μHを選択し、トランスのコアのギャップ l_g を式(11)から求めると約0.6mmになる。

$$l_g = \frac{\mu_0 A_e N_p^2}{L_m} - \frac{l_e}{\mu_c} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 90 \times 10^{-6} \times 48^2}{450 \times 10^{-6}} - \frac{70 \times 10^{-3}}{3,000} \doteq 0.6 \times 10^{-3}$$

5.3 試作トランスの特性

試作したトランスを搭載した電源における動作波形を図8に示す。定格時のスイッチング周波数は110kHzとなり、ほぼ設計で狙った値となった。

また、試作したトランスを搭載した電源の変換効率は93~94%と高効率であった(図9)。

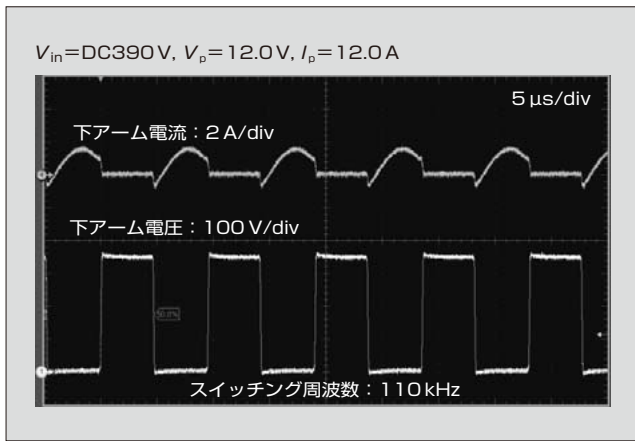


図8 動作波形

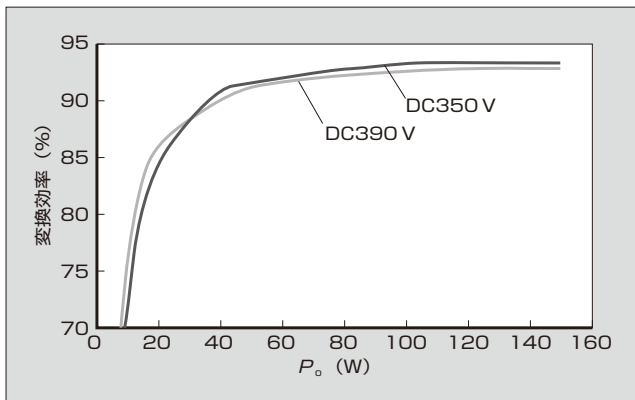


図9 試作したトランスの変換効率特性

6 あとがき

本稿では、お客さまが富士電機の LLC 電流共振制御 IC をスムーズに導入し、使用できるように、トランスの設計

例と実際に試作したトランスを搭載した電源の代表的な特性について述べた。

今後も、市場要求に対応した製品をタイムリーに開発するとともに、お客さまのよりスムーズな電源開発をサポートするために努力する所存である。

参考文献

- (1) 山田谷正幸ほか. LLC電流共振制御IC「FA5760」. 富士電機技報. 2012, vol.85, no.6, p.445-451.
- (2) 陳健. PFC及び待機用コンバータ無しで高入力範囲に対応したLLC共振コンバータ. 第27回スイッチング電源技術シンポジウム. 2012, D2-2.
- (3) 山田谷正幸ほか. 第2世代LLC電流共振制御IC「FA6A00Nシリーズ」. 富士電機技報. 2013, vol.86, no.4, p.267-272.



川村 一裕

パワー半導体のフィールドアプリケーションエンジニアリング業務に従事。現在、富士電機株式会社営業本部半導体営業統括部応用技術部。



山本 毅

パワー半導体のフィールドアプリケーションエンジニアリング業務に従事。現在、富士電機株式会社営業本部半導体営業統括部応用技術部。



北條 公太

パワー半導体のフィールドアプリケーションエンジニアリング業務に従事。現在、富士電機株式会社営業本部半導体営業統括部応用技術部。





*本誌に記載されている会社名および製品名は、それぞれの会社が所有する
商標または登録商標である場合があります。