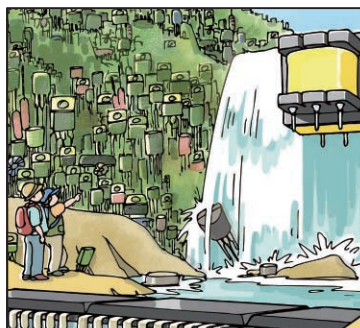


# 第1章



## R2A20113SPを使う… ブリッジ整流器レスで効率アップ 交流電流スイッチング電源の 設計と試作

佐藤 守男  
Morio Satoh

高効率スイッチング電源を構成する主要部品の電力損失を見ると、これまで見落されがちだった AC 入力段のブリッジ整流器が、意外と大きな割合を占めるようになってきていることに気づきます。

この章ではブリッジ整流器レス・スイッチング電源を考察し、試作に挑みます。

### ブリッジ整流器レスとは

#### ● 交流入力段ブリッジ整流器の損失

ブリッジ整流器レスとは、(商用の 50/60Hz) 交流電流を直接スイッチングして高周波を作り、トランス(またはリアクトル)を介して直流電流(電圧)を出力する電源…交流電流スイッチング電源のことを指しています。ブリッジ整流器を使わないので効率の改善が期

待できます。

スイッチング電源の効率は、これまでは主にソフト・スイッチングと同期整流の技術によって改善されてきました。力率改善コントローラ…PFC(Power Factor Correction)回路で 92 ~ 96 %、その後接続する DC-DC コンバータで 95 ~ 97 %、電源回路全体で効率 87 ~ 94 % に達する製品が市販され始めています。

ところが高効率電源の主要部品の損失を見ると、今まで見落しがちだったブリッジ整流器がもっとも大きな割合を占めるようになりました。

ソフト・スイッチングや同期整流によって得られる効率アップに比べると、ブリッジ整流器を使わない交流スイッチング方式による効率アップはそれほど大きくはなく、1 ~ 2 % です。しかし、それでも効率改善に効果があるという点で関心を引く対象です。

どのようにすればブリッジ整流器を省略できるのかという課題にも挑戦のしがいがあります。公開特許公報の記録を見ると 2000 年以降にブリッジ整流器レスに関わる考案が多く公開されているようです。

#### ● ブリッジ整流器レス PFC の検討

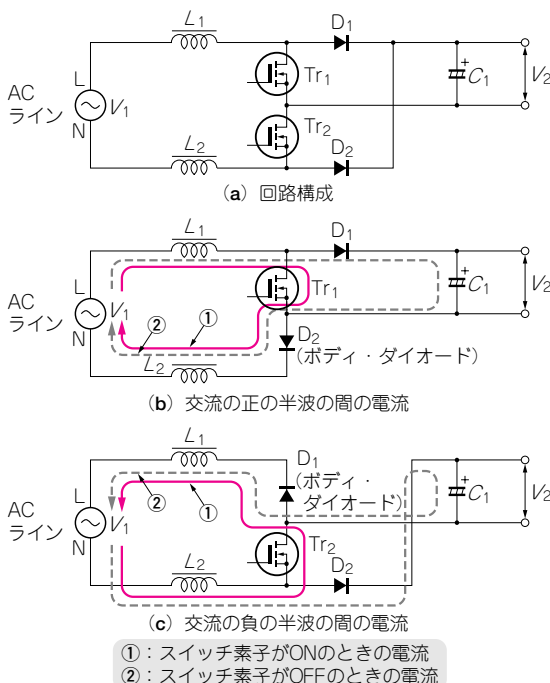
交流電流スイッチングの最初の例として、ブリッジ整流器を省略したブリッジレス PFC の原理を見ることが出来ます。

図 1 がブリッジレス PFC 回路の構成と動作説明図です。(b) と (c) が動作を説明するための状態図です。交流の L と N の端子のうち、L 側に正弦波の正の半波が現れたときの状態が (b) で、N 側に正の半波が現れたときの状態が (c) です。

(b) において、MOSFET  $Tr_1$  が ON しているとき、電流は①で示した経路を流れます。 $Tr_1$  が OFF しているときは、②で示した経路を流れます。

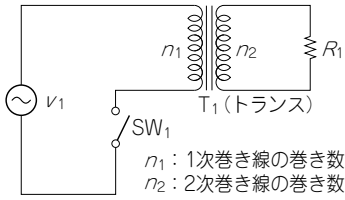
図 1 の回路は昇圧チョッパの配線形態(トポロジー)を構成し、コンデンサ  $C_1$  には、

$$V_2 = \frac{T}{T_{OFF}} \cdot V_1 \dots\dots\dots (1)$$

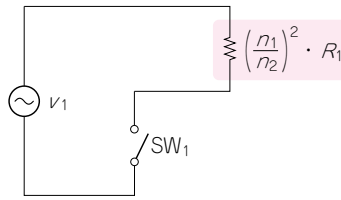


〈図 1〉ブリッジレス PFC 回路の構成

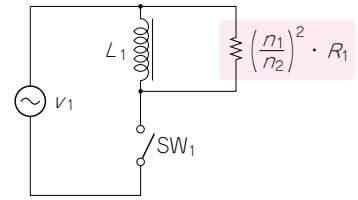




〈図2〉交流スイッチとトランス



〈図3〉理想トランスの等価回路



〈図4〉励磁エネルギーの蓄積を考慮した等価回路

ここで、 $T$ ：スイッチングの周期

$T_{ON}$ ： $Tr_1$ と $Tr_2$ のON期間

$T_{OFF}$ ： $T - T_{ON}$

の電圧が充電されます。

(c)において電流は、 $Tr_2$ がONしているときは①を、 $Tr_2$ がOFFしているときは②を流れます。 $C_1$ には式(1)で示されている電圧が充電されます。

$Tr_1$ と $Tr_2$ がON/OFFを停止しているときは、 $Tr_1$ 、 $Tr_2$ それぞれのボディ・ダイオードと $D_1$ と $D_2$ がブリッジ整流器を構成します。

ブリッジレスPFCで得られる電圧は、式(1)が示しているように、入力電圧より必ず高くなります。たとえば交流電源電圧が $AC100V \pm 15\%$ の範囲のときは、 $V_2$ として、 $115 \times \sqrt{2} + a$ の値を選びます。 $115 \times \sqrt{2}$ は交流電圧のピーク値ですが、 $V_2$ がこの値に近いほど、PFCの効率は良くなりますが、力率は低くなります。

逆に $a$ に適当な値を入れて $V_2$ を高く設定すると、力率は良くなりますが効率は下がります。

負荷に供給する電圧として $V_2$ がそのまま使用可能であれば、このPFC回路だけで電源を構成することができますが、 $V_2$ より低い電圧や多出力、あるいは絶縁された出力が必要な場合は、このPFC回路の後にDC-DCコンバータを接続する必要があります。

## ブリッジレス絶縁コンバータの構成

### ● 負荷電流と励磁電流

交流電源 $v_1$ と、スイッチ $SW_1$ とトランス $T_1$ と負荷 $R_1$ が図2に示すように接続され、 $SW_1$ がON/OFFを繰り返しているとします。

$T_1$ が理想的なトランスで、1次巻き線と2次巻き線のカップリングが1であれば、 $SW_1$ のON/OFFのデューティ比に比例した電力が $R_1$ に供給されます。したがって1次側から見た等価回路は図3のように表すことができ、負荷電流だけが流れます。しかし、実際のトランスでは1次巻き線に流れる電流の一部は励磁エネルギーとなってトランスに蓄えられます。それを考慮すると図3ではなく、図4の等価回路で表す必要が出てきます。

図4において、 $SW_1$ のON期間には $R_1$ に電力が供給されると同時に、 $L_1$ に励磁エネルギーが蓄えられます。すなわち、負荷電流のほかに励磁電流も流れます。OFF期間に $L_1$ の励磁エネルギーが $R_1$ によって消費されますが、その励磁エネルギーがゼロになるのを待ってから次のON期間に入るようにONとOFFの関係を成立させる必要があります。

励磁エネルギーが残ったまま次のON期間に入る

## コラム 1-1 直流給電が見直される時代へ

テスラが主張した交流の発電送電(エジソンは直流による方式を主張した)が実施されてからおおよそ110年が経ちましたが、今、工場単位または大型店舗単位で直流給電を行う考え方が検討されています。家電製品も事務機器も、ほとんどが交流を直流に変換して使っています。

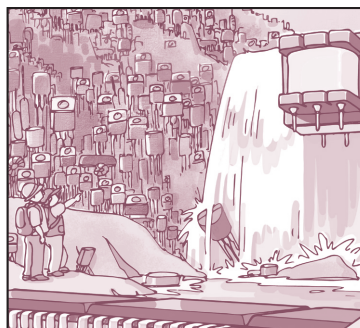
停電対策として設置されているUPS(Uninterruptible Power System)は、交流を直流に変換してバッテリーを充電し、いざ停電のときはバッテリーの直流電力を交流電力に変換しています。しかも、それらの製品や機器の大部分はPFCを内蔵しています。直流給電が実現すれば、個々の機器や製品の電源も

UPSもかなりシンプルで小さいものになり、それだけでも省資源につながります。

また、直流給電を行う電源がブリッジ整流器レスを採用すれば、従来ブリッジ整流器で消費されていた電力が地域単位で改善されることになり、省エネの効果は上がります。元々直流電源である太陽電池や燃料電池の普及も、直流給電を後押しすることになるでしょう。

一方、発電送電の技術は50万ボルトまで達しています。交流電圧の超高圧送電と地域単位の直流給電は、いずれもインフラのエコとすることができます。

## 第2章



# 小容量なら安価に実現できる 擬似共振RCC方式 スイッチング電源の基礎

武田 泰樹  
Yasuki Takeda

数あるスイッチング電源の中でもっとも多く使用されているのが、数十 W クラスの小容量電源です。この小容量電源においては **RCC (Ringing Choke Converter)** 方式と呼ばれる **自励式フライバック・コンバータ** が、安価に実現できることからよく使用されています。

ここでは RCC 方式を発展させた擬似共振型 RCC 電源をふくめて、動作のしくみを紹介します。

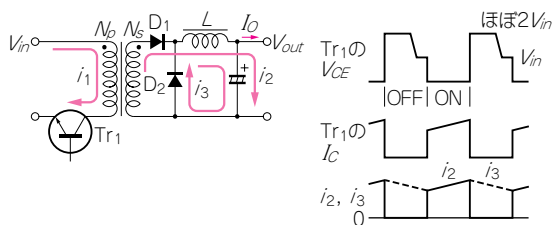
### 基本はフライバック・コンバータ

#### ● スイッチング電源 二つの方式

RCC 方式は特別な発振回路をもたないいわゆる自励式で、専用 IC を使わずに汎用部品だけで回路を構成ができる点が特徴です。簡単に安価に電源を構成することができます。

一昔前まではスイッチング素子にバイポーラ・トランジスタを使用するのが一般的でしたが、数年前から低価格になってきた MOSFET を使用するのが一般的で、加えて最近では、高効率・低ノイズに進化した **擬似共振 RCC 方式コンバータ** が主流となってきました。

スイッチング電源のしくみは **図 1** に示すように、



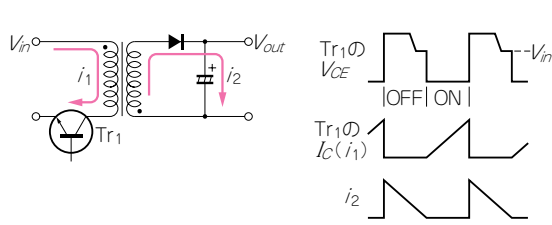
- ・入力と出力はトランスで絶縁されている。
- ・トランスの  $N_b$  と  $N_s$  は同極性。
- ・ $Tr_1$  が ON すると  $N_b$  に  $i_1$  が流れる。同時に出力側に  $i_2$  が流れて出力電流  $I_o$  を流しながら  $L$  にエネルギーを蓄える。
- ・ $Tr_1$  が OFF すると  $L$  の逆起電力で  $D_2$  を通して  $i_3$  が流れる。
- ・トランスの残留エネルギーを  $Tr_1$  の OFF 期間に放出させるため、実際にはリセット用ダイオードが必要となる。
- ・出力側は  $L$  を用いたチョーク・インプット型。
- ・AC 入力で 150W 程度までのものに使用される。
- ・100kHz 以上の高周波動作に適している。

(a) フォワード・コンバータ

トランスによる 2 次側への磁気エネルギー伝達方式によって二つに分けることができます。フォワード・コンバータとフライバック・コンバータと呼ばれる方式です。

**フォワード・コンバータ** というのは、スイッチング素子が ON しているときトランスを介して 1 次側磁気エネルギーを 2 次側へ伝達する方法[**図 (a)**]。 **フライバック・コンバータ** というのは、スイッチング素子が ON しているときトランスに磁気エネルギーを溜め込み、OFF しているときにトランスに溜め込んだエネルギーを 2 次側へ放出する方法です[**図 (b)**]。回路は似ていますが、動作はまったく異なっています。RCC 方式は、フライバック・コンバータを自励式に工夫した回路です。

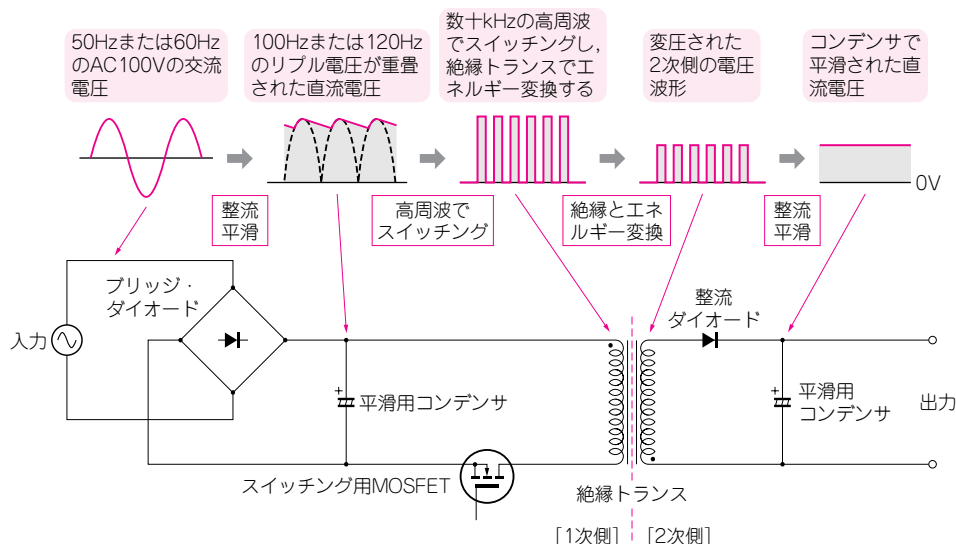
**図 2** が AC100V 入力におけるフライバック・コンバータのブロック構成です。50Hz または 60Hz の AC100V 入力電圧は、整流ブリッジ・ダイオードと平滑コンデンサによって直流高電圧に整流・平滑されます。この直流高電圧を MOSFET によって数十 kHz でスイッチングし、**磁気エネルギーをトランスに蓄え**ます。トランスに蓄えられたエネルギーが 2 次側整



- ・入力と出力はトランスで絶縁されている。
- ・ $N_b$  と  $N_s$  は逆極性。
- ・ $Tr_1$  が ON の期間は  $N_b$  に  $i_1$  が流れ、トランスにエネルギーが蓄えられる。
- ・ $Tr_1$  が OFF するとトランスの逆起電力で出力側へ  $i_2$  を流す。
- ・トランスをインダクタのように使う点がポイント。
- ・AC100V 入力で 50W までのものに最適。
- ・出力側の整流はコンデンサ・インプットなので、チョーク・コイルが不要。
- ・ $i_1$ 、 $i_2$  共に最大値が大きい。
- ・スイッチング周波数は 30kHz 程度まで。

(b) フライバック・コンバータ

〈図 1〉 スイッチング電源方式の基本は二つ



〈図2〉 AC100V 入力フライバック・コンバータの構成例

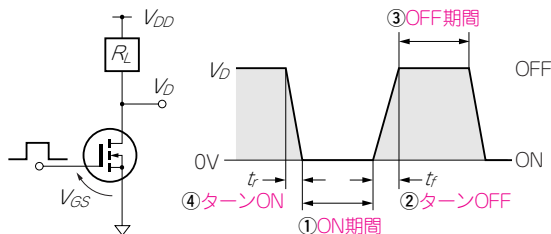
流ダイオード、平滑用コンデンサを経て再び直流に変換され、出力されます。

### ● 起動→ MOSFET のターン ON

RCC 方式は自励ですから、回路動作はまず発振の起動から始まります。スイッチング素子である MOSFET はざっくり示すと図3のように「① ON 期間→② ターン OFF →③ OFF 期間→④ ターン ON →① ON 期間→…」と四つの状態を繰り返すことで自励発振を行います。ターン OFF とはスイッチング素子が ON 状態から OFF 状態に移ること、ターン ON とは OFF 状態から ON 状態へ移ることです (MOSFET のスイッチング詳細についてはコラム 2-1 参照)。

以下、この一連の動作について説明します。

図4に RCC 方式の基本動作を示します。はじめは MOSFET  $Tr_2$  のゲートに接続された起動抵抗を介して、 $Tr_2$  の入力容量  $C_{iss}$  ( $= C_{GS} + C_{GD}$ ) に電荷が蓄積され、ゲート電圧が起動抵抗と  $C_{iss}$  の時定数によって上昇します。ゲート電圧がゲートしきい値に達すると、 $Tr_2$  は ON します。MOSFET のゲートしきい値電圧は品種によって異なりますが、一般のエンハンスメント型 MOS では 2~4V が多いようです。



〈図3〉 MOSFET のスイッチング波形

### ● ON 期間…トランスにエネルギーを蓄積する

MOSFET  $Tr_2$  が ON すると、ドレイン-ソース間に電流…ドレイン電流が流れます。ドレイン電流はトランスの 1 次側主巻き線  $N_p$  にも流れます。このとき RCC 方式では、トランスの 1 次側主巻き線と 2 次巻き線  $N_s$  の極性は逆極性に接続されています。よって、トランス 2 次側の整流ダイオードには逆電圧が加わり、2 次巻き線には電流は流れません。つまり MOSFET  $Tr_2$  が ON している状態では 2 次側にエネルギーを伝達せず、トランスはエネルギーを蓄えるだけの働きになります。

一方、1 次側補助巻き線  $N_a$  は 1 次巻き線と同極性なので  $Tr_2$  のゲート-ソース間には正電圧が印加されます。そして、ゲート抵抗  $R_G$  を介して  $Tr_2$  の入力容量  $C_{iss}$  にはさらに電荷が充電されゲート電圧の立ち上がりが速くなり、高速にターン ON します。

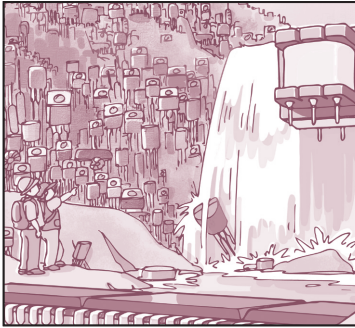
### ● MOSFET のターン OFF

MOSFET  $Tr_2$  に接続されている制御用トランジスタ  $Tr_1$  は、任意の時間  $t_{on}$  後に ON します。この  $t_{on}$  については後述します。  $Tr_1$  が ON すると  $Tr_2$  のゲート-ソース間は短絡状態となり、 $Tr_2$  の入力容量  $C_{iss}$  の電荷は放電され、 $Tr_2$  は OFF 状態に移行します。

$Tr_2$  が OFF すると、トランスに溜まったエネルギーによって逆起電圧を生じます。ここで 2 次巻き線は逆極性になっているので、2 次側整流ダイオードには順方向に電圧が印加され、2 次巻き線からダイオードを介して平滑コンデンサに電流が充電されます。つまり、トランスに蓄えられたエネルギーが、OFF 期間中に出力側に伝達されることになります。

1 次側の補助巻き線も極性が反転するため、 $Tr_2$  の

# 第3章



## ディスクリート部品だけでシンプル構成

# 15V・3A擬似共振RCC電源の設計と試作

武田 泰樹  
Yasuki Takeda

第2章で述べた擬似共振RCC電源の、具体的な設計・試作例を紹介します。入力電圧 = AC85 ~ 110V, 出力電圧 = 15V, 平均出力電流 = 2A, 最大出力電流 = 3Aの電源です。効率は82%でした。

### ● 汎用プロトタイプ的设计

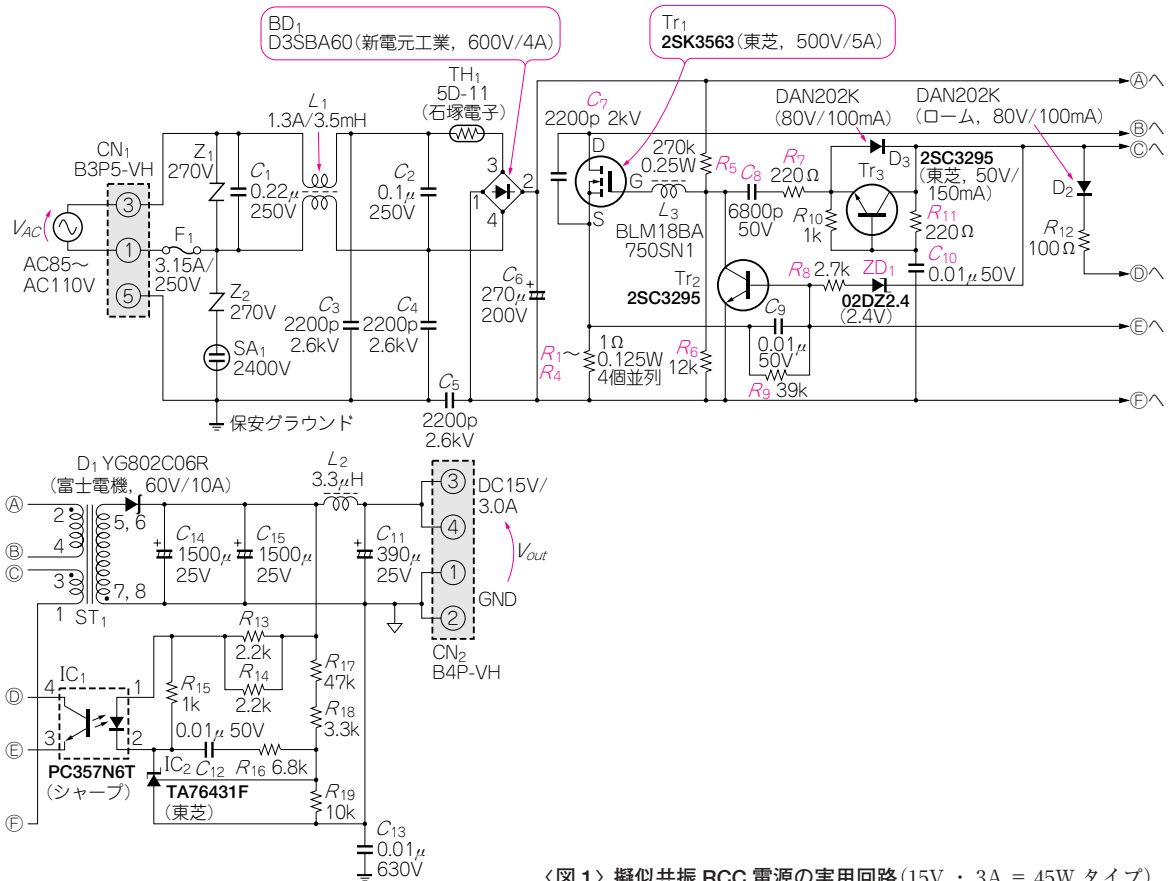
擬似共振RCC電源の基本動作については第2章で紹介しましたが、本章では製品として使用できるレベルの設計事例を紹介します。

図1が、紹介する15V・3A…45W電源の最終的な回路です。実用の電源回路となると、安全規格やノイズ

ズ規格をクリアするための工夫も重要です。概略仕様を表1に、試作した電源の外観を写真1に示します。

### はじめにトランスを検討する

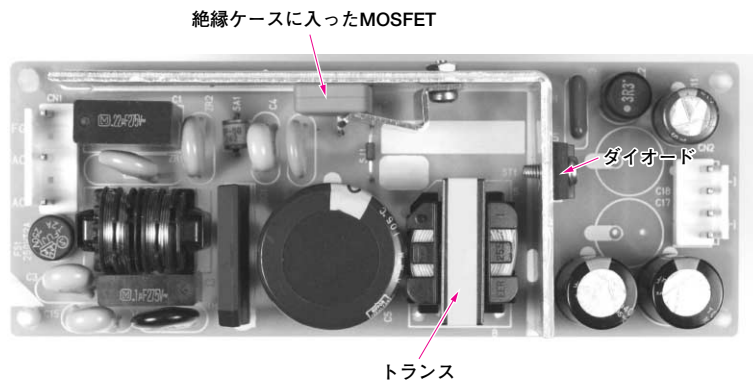
設計手順としては、はじめに発振周波数を決めてからトランスを設計します。次にMOSFET, 2次側整流ダイオード, 電解コンデンサなどの主要部品を選定します。最後に放熱設計とプリント基板のレイアウト設計を行います。



〈図1〉擬似共振RCC電源の実用回路(15V・3A = 45Wタイプ)

〈表1〉 試作する擬似共振 RCC 電源の仕様

定格入力電圧, 周波数	AC100V, 50/60Hz
入力電圧範囲	AC85 ~ 110V
定格出力電圧	15V
平均出力電流	2A
最大出力電流	3A
出力リップル電圧	100mV
効率 $\eta$	82 %
発振周波数 $f$	75kHz(暫定)
保持時間	20ms
使用温度	-10 ~ 60℃



〈写真1〉 試作した擬似共振 RCC 電源の外観 (15V・3A = 45W タイプ)

● 発振周波数は 75kHz で暫定設定

擬似共振型 RCC 回路では、共振コンデンサと主巻き線との共振による不連続時間が後から決まるので、暫定で発振周波数を決めておきます。実際には不連続時間が加わるため、発振周波数は暫定値よりも低くなります。

RCC 回路の発振周波数は 30k ~ 100kHz が適しています。可聴帯域の 20kHz より高い周波数に設定します。ここでは入力電圧が AC85V のとき、発振周波数を暫定で 75kHz としておきます。

周波数を決めるスイッチングの周期は、

- MOSFET の最大 ON 時間  $t_{on(max)}$
- 2次側ダイオードの最小 ON 時間  $t_{off'(min)}$
- 不連続時間  $t_{delay}$

の三つに分けて計算します。

MOSFET の OFF 時間  $t_{off}$  は、2次側ダイオードの ON 時間と不連続時間  $t_{delay}$  を合わせた時間です。入力直流電圧が最小のときのそれぞれの時間比率…デューティ比を 0.5 : 0.4 : 0.1 とすると、それぞれ

の時間は次のようになります。

$$t_{on(max)} = \frac{D_{on(max)}}{f} = \frac{0.50}{75 \times 10^3} = 6.67(\mu s)$$

$$t_{off'(min)} = \frac{D_{off(min)}}{f} = \frac{0.40}{75 \times 10^3} = 5.33(\mu s)$$

$$t_{delay} = \frac{D_{delay}}{f} = \frac{0.10}{75 \times 10^3} = 1.33(\mu s)$$

● 共振コンデンサは低ノイズ化優先で 2200pF

トランス主巻き線のインダクタンス  $L_p$  と共振コンデンサ  $C_R$  の値で不連続時間  $t_{delay}$  が変わりますが、 $L_p$  の値と  $C_R$  の値ははじめは未確定なので、ここでの発振周波数およびデューティ比は暫定となります。

共振コンデンサ  $C_R$  の値は、低ノイズを重要視するなら大きめに設定しますが、不連続時間の比率も大きくなります。逆に高効率を重視するなら小さめに設定し、不連続時間の比率は小さくします。

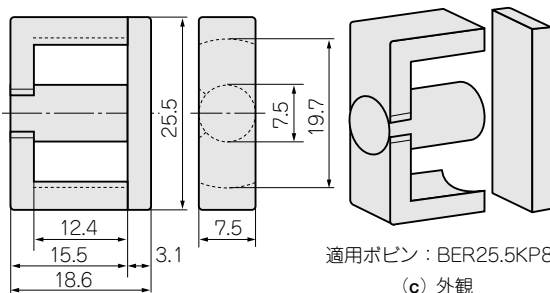
低ノイズ・高効率を期待するのであれば、高周波ノイズを低減できる最小の容量を選定します。はじめは机上で算出しますが、最終的には実機でノイズを測定し、共振コンデンサの容量を決めることとなります。通常は、数百 p ~ 数千 pF で選択します。低ノイズを優先して、2200pF (=  $C_7$ ) を選定しました。

● トランスのコア材

RCC 回路では発振周波数が数十 kHz と、比較的低い周波数を使用します。そのため周波数特性の良いコア材は必要としません。それよりも、大きさとギャップを小さくするために、最大磁束密度  $B_m$  の高いコア

$C_1(\text{mm}^{-1})$	$L_e(\text{mm})$	$A_e(\text{mm}^2)$	$A_{min}(\text{mm}^2)$	$V_e(\text{mm}^3)$
1.08	47.6	44.3	42.4	2110

(a) コア定数



(b) 外形図

(c) 外観

〈図2〉 EIR-25.5 の形状とコア定数