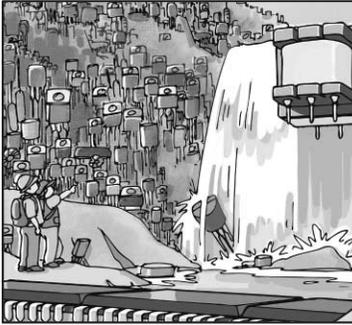


## 第4章



# STR-Y6700 シリーズを使う…スタンバイ電力 30mW 低待機電力・擬似共振型 RCC電源の設計と試作

嶋田 雅章  
 Masaaki Shimada

家庭電気製品などで注目されている待機時(スタンバイ)消費電力を抑えるよう工夫した、低待機電力モードをもつ、80Wクラスのワールド・ワイド入力対応・擬似共振型スイッチング電源の設計事例を紹介します。

待機時消費電力が30mW以下、電力変換効率89%を実現する専用パワーIC STR-Y6700シリーズを使用します。

### 待機回路を動かすための電源事情

電気製品におけるリモコン受信などのための待機回路は、赤外線受光回路とマイコンなどが主たる構成です。図1に薄型テレビにおける電源回路のブロック構成を示します。待機回路のための電源部は本来大きな電力を必要としませんが、メイン電源の通電をON/OFFさせるためのリレーなどが、案外電力を消費するのです。

#### ● ドロップ回路でも構わないが…

待機回路を動作させるための電源はたとえば5V・10mA(=50mW)もあれば一般的には十分です。しかし、リモコンから電源投入信号が出され、メイン電源を通電させるためにはリレーなどが使用されます。このリレーの通電に相応の電力が使用されるのです。待機回路と言えども相応の電源容量が必要となります。

待機回路のための電源は、たとえば図1に示したように小さな電源トランスで電圧を降圧して整流・平

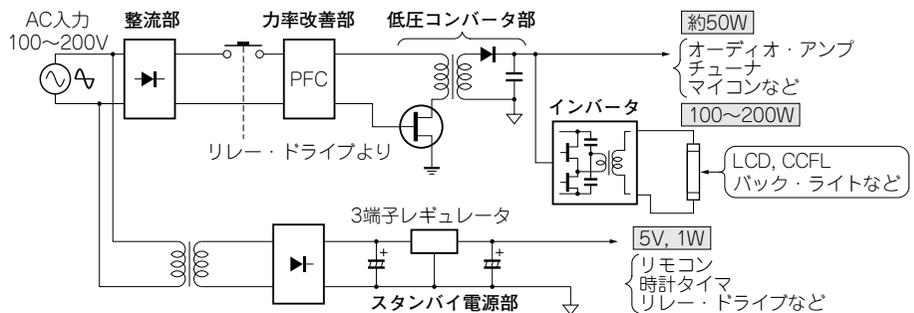
滑し、この出力をシリーズ・レギュレータなどから供給することは可能です。ところが実際にやってみると、電源トランスは常時励磁されていることから、励磁電流による電力損失(たとえばトランス定格出力の10%くらい)が発生してしまうのです。

電源トランスを大きくして励磁電流による電力損失を改善する方法もありますが、大型のトランスは嫌われものです。もちろん電源全体を小型・高効率化した主旨からも、このような発想は好まれません。

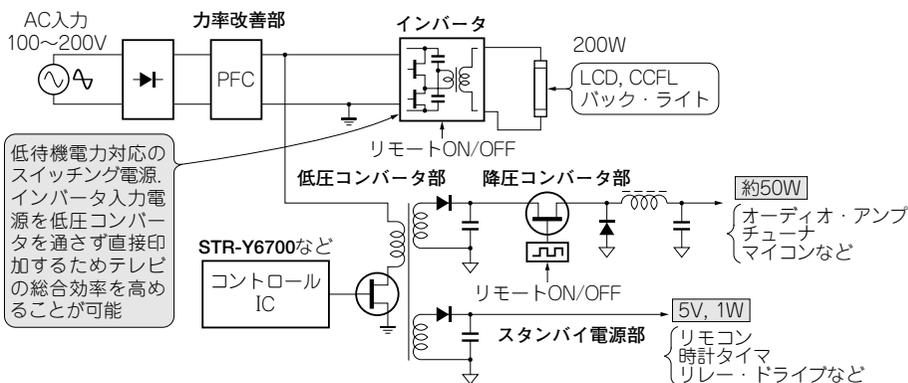
#### ● スイッチング電源の周波数を下げる

待機回路のために特別な電源回路を用意しなくとも、メインのスイッチング電源に工夫をこらして、低待機電力対応ができなかと考えられた一つの例が図2の構成です。メインの電力消費がOFFとなって負荷が軽くなったとき…待機モードに相当するとき、スイッチングしているパワー素子の動作周波数を低下させることにより、消費電力を大幅にカットすることができます。

スイッチング電源回路は一般に、負荷変動があっても出力電圧が変動しないようパワー・スイッチング素子のON/OFF制御を行います。負荷が軽くなったとき出力電力を落とすには、スイッチON期間にくらべてスイッチOFF期間を広くとることになります。したがってスイッチON期間を一定とすると、負荷の低下に応じてOFF期間を長くする=スイッチング周波数を低下させることで、出力電力を低減することが可能になります。



〈図1〉 テレビを例にした待機回路の例

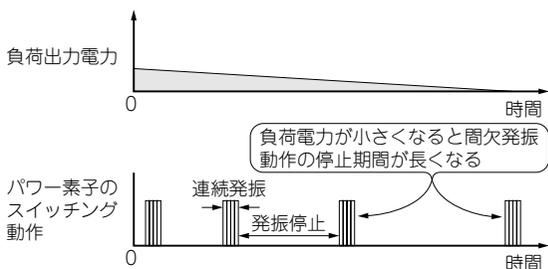


〈図2〉  
スイッチング周波数を下げることで電力を下げることは可能だが…

この方法は出力に応じて常時スイッチングのOFF時間が制御されるため、出力電圧の安定度…レギュレーションは良好となります。しかし、スイッチング周波数が人間の可聴周波数帯域まで低下すると、スイッチング・トランスから「ピー」とか「ジー」という音鳴きが発生する可能性があります。トランスでの磁束変化による磁歪音です。磁歪音対策にはトランスの含浸が有効ですが、磁歪音を100%吸収することはできません。

### ● 間欠(バースト)発振方式

低待機時電力対応のスイッチング電源として、広く使用されている方式が図3の考え方です。この考え方は、メインの電力消費がOFFとなつて負荷が軽くなったとき、パワー素子のスイッチング動作を一定期間継続発振させ、次に一定期間スイッチング動作を停



〈図3〉 バースト発振による待機時電力の供給

止状態にする…繰り返し間欠発振動作にする方式です。スイッチング動作の休止期間をもうけることで、待機時の平均的な消費電力を大幅に低減することが可能です。バースト(間欠)発振方式と呼ばれています。

この方式はバースト発振によって出力電圧にリップルが発生しますが、先に示したスイッチング周波数低減

## コラム 4-1 スタンバイ時の消費電力を配慮しよう

テレビ、ビデオ、オーディオ機器など、最近の電気製品ではリモコンが常用されるようになってきました。ユーザーにとってのリモコンは確かに便利なものですが、電気製品側では常に(電源が入ってないときも)、リモコンからの信号を受け付けるためのスタンバイ(待機)回路が必要になり、電気製品の消費電力は、使用時の消費電力のほかに使用していないときにも消費される「待機時消費電力」が必要になります。

しかし、p.116の小研究に紹介されている測定例でも明らかなように、多くの電気製品が便利さ追求のために待機電力を消費するようになり、近年ではこの待機時消費電力の削減が国際的な課題ともなっていて、国際機関や各国において削減への取り組みが行われています。

国内では、

- (社)電子情報技術産業協会

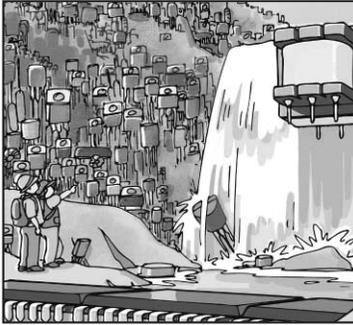
- (社)日本電機工業会
- (社)日本冷凍空調工業会

の業界3団体の自主的な待機時消費電力削減の取り組みにより、現在発売されている最新の電気製品の多くは、待機時消費電力の限度値1W以下を達成しています。また、より優れた電気製品は、待機消費電力0.1W以下を達成しています。

国外では、米国でのエナジースターと呼ばれる自主規制、欧州連合によるEU Eup指令(Directive on Eco-Design of Energy-using Products)で義務付けられており、EU Eup指令では、2013年に0.5W以下(現状は1W以下)と義務付けられます。

このように待機時消費電力の削減については国際的に取り組まれています。電気製品全般では加えて電源の高効率化、高力率化、含有害物質廃止・削減、リサイクル設計など、環境を配慮した商品設計が必要となってきています。

# 第5章



## SSC9100 を使う…半波電流共振 IC で 2 出力安定化デュアルフィード電流共振型電源の設計と試作

京野 羊一  
Yoichi Kyono

半波電流共振コンバータを拡張し、周波数およびデューティ比の両者を制御することで、2 出力の安定化を実現した高効率・低雑音ソフト・スイッチング電源を紹介します。

### 半波電流共振コンバータのあらまし

#### ● 二つの電流共振コンバータ方式

高効率・低ノイズのスイッチング電源としては、リアクトル(インダクタンス)とコンデンサの共振動作を利用してソフト・スイッチング動作を行わせる電流共振型コンバータと呼ばれる方式が広く知られています。

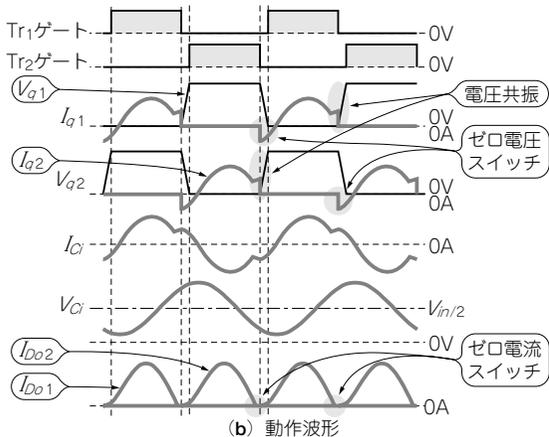
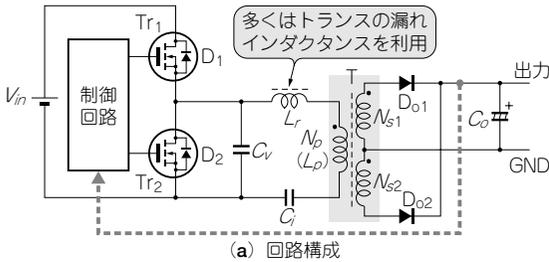
電流共振型コンバータには図 1 を基本構成とする 2 次側全波整流方式コンバータと、図 2 を基本構成とする 2 次側半波整流方式のコンバータがあります。

これらのコンバータは複合共振コンバータ、LLC コンバータなどさまざまな呼び方がありますが、ここでは違いを明示するために、図 1 の構成を全波電流共振コンバータ、図 2 の構成を半波電流共振型コンバータと呼ぶことにします。

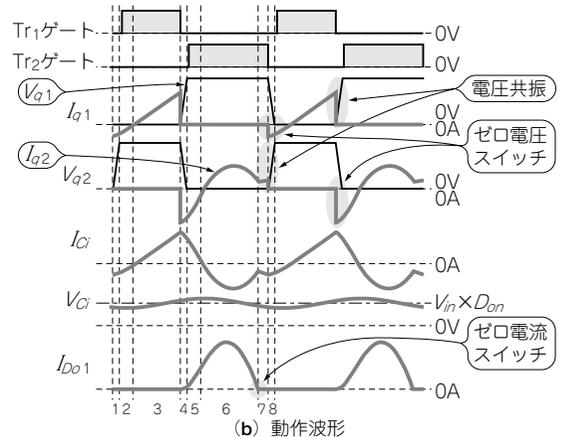
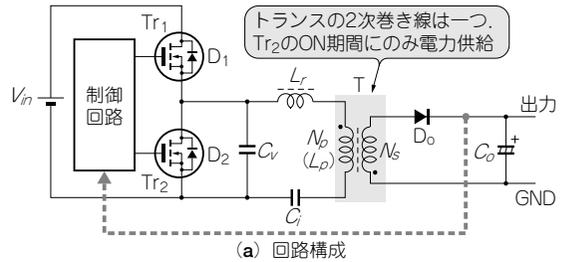
本章で紹介するデュアルフィード・コンバータと呼ぶ方式は電流共振型コンバータの一種で、全波電流共振コンバータと半波電流共振コンバータのそれぞれの特徴を利用した方式です。そのため、はじめに全波電流共振コンバータと半波電流共振コンバータの動作から説明することにします。

#### ● 全波電流共振の回路構成

全波電流共振コンバータは、図 1 (a) に示すように入力電圧に対して二つの MOSFET  $Tr_1$  と  $Tr_2$  が直列



〈図 1〉 全波電流共振コンバータの構成



〈図 2〉 半波電流共振コンバータの構成

接続されたハーフ・ブリッジ構成となっていて、 $Tr_2$  (あるいは  $Tr_1$ ) のドレイン-ソース間には共振インダクタンス  $L_r$  (おもにトランスの漏れインダクタンスで代用)、励磁インダクタンス  $L_p$  (トランスの1次インダクタンス)、電流共振コンデンサ  $C_i$  による直列共振回路が接続されている構成の回路です。

全波電流共振コンバータの動作波形を図1(b)に示します。全波電流共振コンバータでは、(ハーフ・ブリッジなので)  $Tr_1$  と  $Tr_2$  は共に OFF となるデッド・タイムをわずかに設け、およそ50%のデューティ比で交互に ON/OFF を繰り返します。この動作により、直列共振回路には正負に行き来する循環電流が流れ、この循環電流により  $Tr_1$ 、 $Tr_2$  のターン ON 時にはゼロ電圧スイッチング(ZVS)を実現しています。

またターン OFF 時には、 $Tr_2$  に並列に接続された電圧共振用コンデンサ  $C_v$  (あるいはドレイン-ソース間の寄生容量) との電圧擬似共振動作によりスイッチング損失を軽減しています。

トランス2次側には二つの2次巻き線が設けられ、 $Tr_1$  と  $Tr_2$  のそれぞれの ON 期間にダイオード  $D_{o1}$  や  $D_{o2}$  を通して出力に電力が供給されています。 $D_{o1}$  や  $D_{o2}$  を流れる電流は  $L_r$  と  $C_i$  による共振電流となっていて、一般的な設計では、 $Tr_1$  と  $Tr_2$  のターン OFF 時には  $D_{o1}$  と  $D_{o2}$  を流れる電流はゼロになっていて、ダイオードのリカバリによる損失やノイズの発生がきわめて小さく抑えられます。

### ● 全波電流共振コンバータは周波数制御

このような動作による全波電流共振コンバータでは、出力電圧の制御は周波数制御(PFM制御)によって行われます。

全波電流共振コンバータの発振周波数は、1次側インダクタンス ( $L_r + L_p$ ) と電流共振コンデンサ  $C_i$  の共振周波数  $f_0$  より高い周波数で動作するように設計されていて、周波数を上げると ( $f_0$  から離れると) 出力される電力が小さくなり、周波数を下げると ( $f_0$  に近づけると) 出力される電力が大きくなります。

全波電流共振コンバータ(LLC共振コンバータ)の特徴については、「電源回路設計2009」<sup>(1)</sup> に詳しく解説されています。

### ● 半波電流共振コンバータではPWM制御

電流共振コンバータの他の方式として、図2を基本構成とする半波電流共振コンバータがあります。図1の全波電流共振コンバータは2次巻き線が二つあり、 $Tr_1$  と  $Tr_2$  の ON 期間にそれぞれ2次側に電力を供給しています。対して、半波電流共振コンバータでは2次巻き線が一つで、MOSFET  $Tr_2$  が ON 期間のときだけ2次側に電力を供給します。

出力電圧の制御方法はPWM制御となります。全波電流共振コンバータでは、 $Tr_1$  と  $Tr_2$  はおよそ50%のデューティ比で交互に ON/OFF を繰り返しているため、電流共振コンデンサ  $C_i$  の平均電圧は入力電圧の1/2となり、その振幅を周波数によって制御していました。

対して半波電流共振コンバータは、 $Tr_1$  と  $Tr_2$  のデューティ比を変えることにより、電流共振コンデンサ  $C_i$  の平均電圧を変えて出力電圧を制御しています。

### ● 半波電流共振の動作遷移

図2(b)に半波電流共振コンバータの動作波形を示します。1次側は全波電流共振コンバータと同じ構成となっているので、半波電流共振コンバータでもZVS、ZCS、電圧擬似共振が実現されています。

半波電流共振コンバータの動作を、それぞれの期間に分けて詳しく見ていきます。図3が各状態における電流経路を示したものです。

#### ▶ 期間1

MOSFET  $Tr_2$  が OFF して、 $Tr_2$  のドレイン電圧が上昇していく期間です。1次側を流れる共振電流によって  $Tr_2$  の両端に接続された電圧共振コンデンサ  $C_v$  が、充電される電圧擬似共振動作となります。

#### ▶ 期間2

MOSFET  $Tr_2$  の電圧が入力電圧まで上昇し、1次側を流れる共振電流が MOSFET  $Tr_1$  を通り、入力に回生される期間です。この期間のはじめでは  $Tr_1$  が OFF しているため、共振電流は  $Tr_1$  のボディ・ダイオードを通して流れます。このときに  $Tr_1$  がターン ON することにより ZVS…ゼロ電圧スイッチングとなります。

#### ▶ 期間3

1次側を流れる共振電流が、MOSFET  $Tr_1$  のドレインからソース方向に流れる向きに変わった期間です。この期間に電流共振コンデンサ  $C_i$  が充電されます。

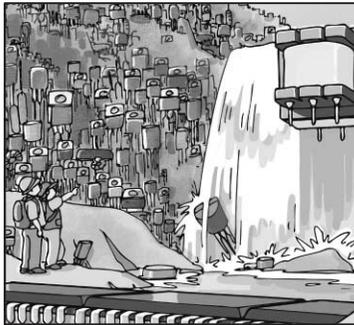
#### ▶ 期間4

MOSFET  $Tr_1$  が OFF して、 $Tr_2$  のドレイン電圧が下降していく期間です。1次側を流れる共振電流によって  $Tr_2$  の両端に接続された電圧共振コンデンサ  $C_v$  の電圧が引き抜かれる電圧擬似共振動作になります。

#### ▶ 期間5

電圧共振コンデンサ  $C_v$  の電圧が GND 電位まで下がった後に、1次側の共振電流が MOSFET  $Tr_2$  のソースからドレインの方向に流れる期間です。この期間の初めは  $Tr_2$  が OFF しているため、共振電流は  $Tr_2$  のボディ・ダイオードを通して流れます。このとき  $Tr_2$  がターン ON することにより ZVS…ゼロ電圧スイッチングとなります。また、トランスの2次巻き線電圧が反転して、2次側には電流共振コンデンサ

# 第6章



## R2A20121SP を使う…大電力・高電力密度に対応 フェーズ・シフト・フル・ブリッジ ZVS電源の設計と試作

喜多村 守  
Mamoru Kitamura

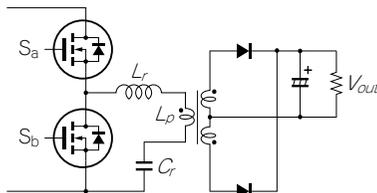
制御用 IC が実用化され、数 kW クラスまで使用できるソフト・スイッチング方式には、ハーフ・ブリッジ構成の LLC 共振方式とフル・ブリッジ ZVS (Zero Volt Switching …ゼロ・ボルト・スイッチング) 方式があります。

ここでは制約が少なく、大電力・高電力密度に適する(フェーズ・シフト)フル・ブリッジ ZVS-PWM 電源の設計について紹介します。

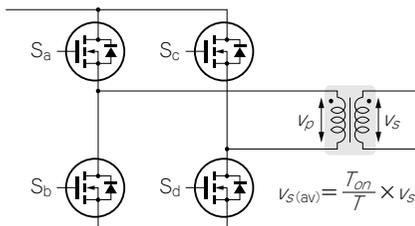
### フル・ブリッジ ZVS-PWM 方式とは

#### ● LLC 共振電源との比較

LLC 共振型スイッチング電源の基本構成を図 1 に示します。この方式はスイッチング・エッジでは電圧共振(…ゼロ電圧スイッチング ZVS)を使い、電流は電流共振で正弦波状になるため、効率と低ノイズ性が大変優れています。しかし、出力電圧を制御するためにスイッチング周波数を制御する必要がありますので、LLC 共振が安定動作する周波数範囲を制限しなければなりません。このため入力電圧範囲、出力電圧の可



〈図 1〉 LLC 共振型スイッチング電源の基本回路



〈図 2〉 フル・ブリッジ回路の基本構成

変範囲に制限があります。

対して、この章で紹介する(フェーズ・シフト)フル・ブリッジ ZVS-PWM 制御方式では、出力電圧を制御するのに PWM のデューティ比を制御するので、LLC 共振型のような制約や設計の難しさはありません。またフル・ブリッジ回路自体が大電力電源に適しています。

両者の違いをまとめると、表 1 のようになります。

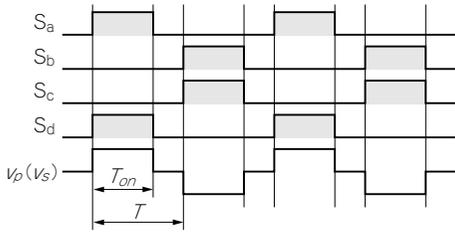
#### ● フェーズ・シフト・フル・ブリッジ PWM 制御 フル・ブリッジによるスイッチング電源の基本構成 を図 2 に示します。

(従来のフル・ブリッジ)ハード・スイッチング方式では図 3 に示すように、対になるスイッチング素子が同時 ON する時間  $T_{on}$  に、トランス 1 次側に電圧  $V_p$  が印加され、2 次側へ電力が伝達されます。出力電圧は周期  $T$  に対する ON 時間  $T_{on}$  の比率…デューティ比で決まります。スイッチング周波数は固定なので、 $T_{on}$  を制御すれば出力電圧を制御できることがわかります。

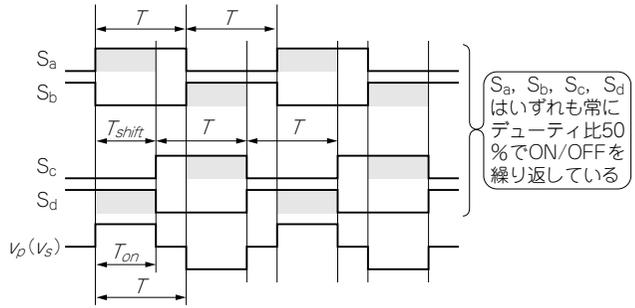
これに対してフェーズ・シフト PWM 制御では、図 4 に示すように常にデューティ比 50% で ON/OFF を繰り返し、スイッチ…パワー MOSFET  $S_a, S_b$  に対する  $S_c, S_d$  の ON/OFF エッジのシフト時間  $T_{shift}$

〈表 1〉 (フェーズ・シフト)フル・ブリッジ ZVS-PWM 方式と LLC 共振型の比較

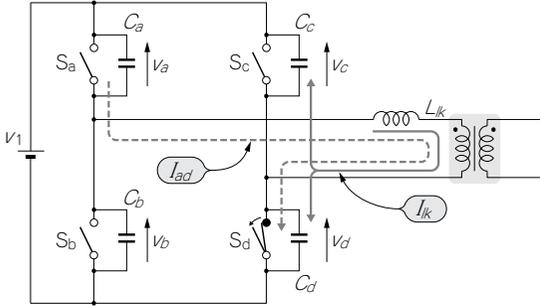
比較項目	フル・ブリッジ ZVS-PWM	LLC 共振
出力電圧制御方式	PWM 制御	周波数制御
スイッチング周波数	固定	変動
2次側チョーク・コイル	必須	不要
動作解析	容易	複雑
スイッチング・エッジ	ZVS	ZVS
適する出力電力	大 (500W ~)	中 (100W ~ 1kW 程度)
入力電圧範囲	広い	狭い
出力電圧可変範囲	広い	狭い



〈図3〉ハード・スイッチング方式のフル・ブリッジ PWM 制御



〈図4〉フェーズ・シフト方式のフル・ブリッジ PWM 制御



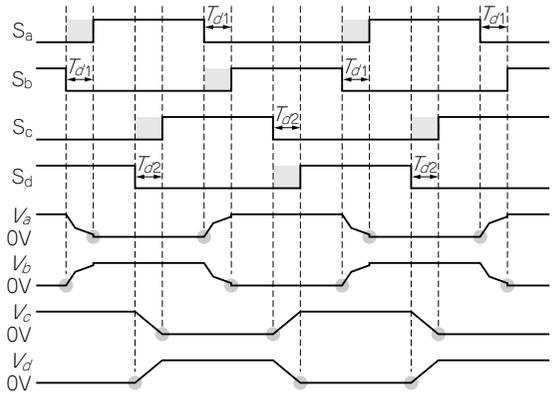
〈図5〉フェーズ・シフト・フル・ブリッジの基本回路

が、トランスの1次側へ電圧を印加する時間  $T_{on}$  になります。このシフト時間を制御することでデューティ比を制御する PWM 方式が、フェーズ・シフト・フル・ブリッジ PWM 方式と呼ばれるものです。

### ● フェーズ・シフト・フル・ブリッジ ZVS 動作

フェーズ・シフト・フル・ブリッジ ZVS-PWM の基本回路を図5に示します。各スイッチ… MOSFET の両端容量  $C_a, C_b, C_c, C_d$  と、トランス1次巻き線に直列接続されるインダクタンス  $L_{lk}$  との共振で、各スイッチ両端電圧が0VになったところでスイッチをONします。これがZVS動作で、スイッチング・エッジの電流と電圧のクロス時間を減らし、スイッチング損失を低減することができます。

図4ではフェーズ・シフトによる PWM 制御の説明のために、各スイッチの ON/OFF エッジを同時としています。実際は図6に示すように貫通電流防止と、LC共振のためにデレイ・タイム  $T_d$  を各 ON/OFF エッジに付けています。図5でスイッチ  $S_a$  と  $S_d$  が ON しているとき  $S_d$  を OFF すると、 $L_{lk}$  が電流を保持しようとするため、 $I_{lk}$  が  $C_d$  と  $C_c$  を充電します。このため  $V_d$  は急激に  $V_{in}$  まで上昇できず、結果、ソフト・スイッチングになります。同様に  $V_c$  は  $V_i$  から 0V まで下がった後  $S_c$  が ON するためソフト・スイッチングになります。



●印：ON/OFFエッジでスイッチ両端電圧が0V

〈図6〉フェーズ・シフト・フル・ブリッジ ZVS-PWM の動作タイミング

## フェーズ・シフト・フル・ブリッジ制御 IC R2A20121SP

ここで紹介する R2A20121 (ルネサス テクノロジ) はフェーズ・シフト・フルブリッジ ZVS 方式の PWM 電源制御用 IC です。フェーズ・シフトとデレイ時間により ZVS 動作させることで、小型・高効率の PWM 電源を構築することができます。出力段パワー・ステージは従来の PWM 制御フル・ブリッジ回路と同等に設計できます。

### ● R2A20121SP の機能と特徴

- (1) 動作周波数が高い：発振器周波数 2MHz(max)
- (2) ZVS 動作デレイ時間の調整が可能
- (3) 2次側同期整流回路のデレイ時間調整が可能
- (4) パルス・バイ・パルス過電流保護機能
- (5) 高精度基準電圧の内蔵：±2%
- (6) ソフト・スタート機能内蔵
- (7) エラー・アンプ基準電圧入力端子
- (8) 外部同期信号入出力端子
- (9) パッケージ：Pb フリー TSSOP20

図7に R2A20121SP の構成、図8に R2A20121SP によるフェーズ・シフト・フル・ブリッジ PWM 電