International
IOR Rectifier

APPLICATION NOTE

# アプリケーションノート：AN-1160

## IRS2795(1,2) コントロールICを用いた LLC共振型ハーフブリッジ･コンバータの設計

*Helen Ding著*

目次

ページ

1. 前書き、およびデバイスの概要 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・2
2. LLC共振型ハーフブリッジ･コンバータの動作 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・3
3. トランスと共振回路の設計 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・9
4. IRS2795 受動部品設計 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・16
5. IRS2795 電力損失計算 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・21
6. MOSFET セレクションガイド ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・23
7. 動作波形と効率 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・24
8. レイアウトのガイドラインと例 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・30
9. 追加資料 ・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・31

記号一覧

参考資料

## 1. 前書き、およびデバイスの概要

IRS2795(1,2)は、600VまでのLLC共振型ハーフブリッジ･コンバータ用の発振器を内蔵したハーフブリッジ･ドライブ回路です。最大ONデューティは50%固定で、広い範囲の周波数で動作します。最大スイッチング周波数は500kHzです。周波数は、RTピンとCTピンを使って、外部プログラミングが可能です。ICによって、最小動作周波数、最大動作周波数、ソフトスタート機能のための起動時の周波数スイープをプログラミングできます。

コンデンサCTで、デッドタイムをプログラミングします。デッドタイムをプログラミングできるので、無負荷の状態でゼロ電圧スイッチング(ZVS)を維持しながら、全負荷でより高効率を得るため、ボディ･ダイオードの導通時間を最小限にしてシステムを最適化することが可能です。

このICは、ローサイドMOSFETのON抵抗を利用して、過電流保護を実現しています。保護のしきい値は、IRS27951が2V、IRS27952が3Vです。

外部からCT/SDピンの電圧をしきい値電圧以下に下げることで、ICの動作を停止することができます。ICはスリープ･モードに入り、動作が停止しているときは、電力消費はごくわずかです。

このICは、8ピンにパッケージなので使いやすく、高効率で低コストの電力供給を実現するため 、外付けの部品数を大幅に削減できます。

**図1** はIRS2795(1,2)の一般的なアプリケーション回路図です。

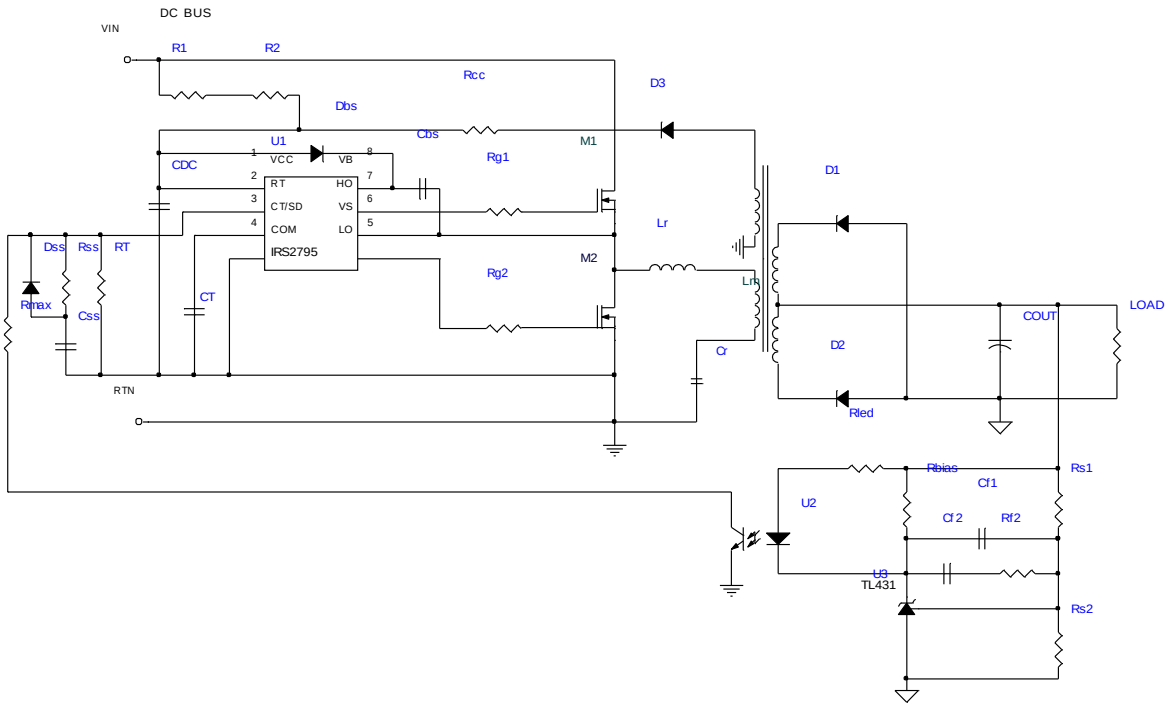



**図1 : IRS2795(1,2) の一般的なアプリケーション回路**

IRS2795(1,2)のピン配列を下図に示します。

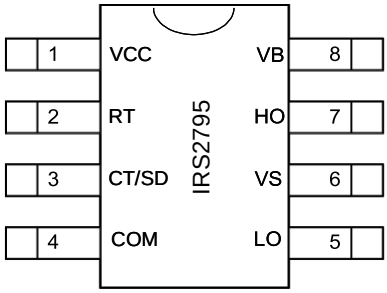
| ピン配列 | ピン# | 記号 | 説　明 |
|---|---|---|---|
|  | 1 | VCC | 電源 |
| | 2 | RT | 発振器のタイミング抵抗 |
| | 3 | CT/SD | 発振器のタイミング･コンデンサ／遮断 |
| | 4 | COM | ローサイドのグラウンド |
| | 5 | LO | ローサイドのゲート出力 |
| | 6 | VS | ハイサイドのグラウンド／過電流検出 |
| | 7 | HO | ハイサイドのゲート出力 |
| | 8 | VB | ハイサイド側のフローティング電源 |



**図2 : IRS2795(1,2) のピン配列**

## 2. LLC 共振型ハーフブリッジ･コンバータの動作

LLC共振型ハーフブリッジ･コンバータの要望が高まっている理由は、高効率やスイッチング･ノイズの低減、高出力密度を達成できることなどが挙げられます。この回路方式は、フロントエンドのDCバス変換ではもっとも理想的な回路方式の一つです。ソフト･スイッチングの領域では、バックブースト変換の特性で、複雑な共振タンクを構成するため、トランスの励磁インダクタンスを利用します。下の図が、この回路方式の代表的な電力段の回路図です。

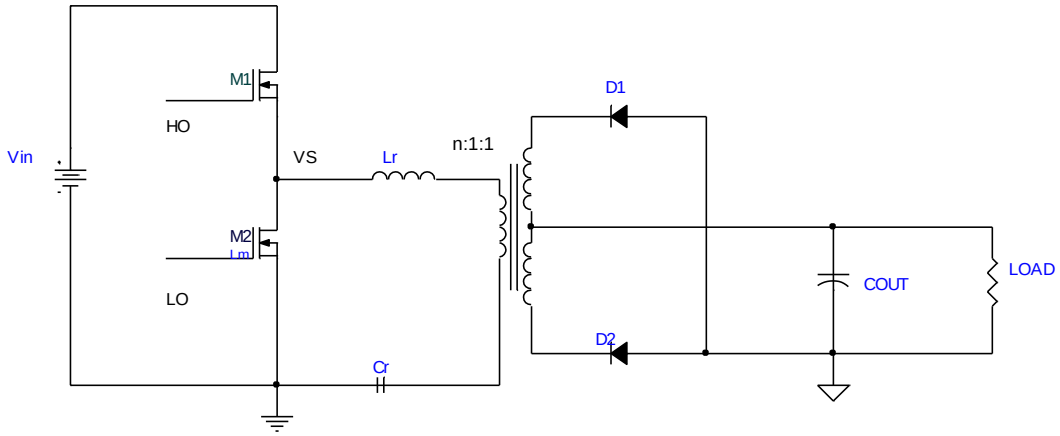



**図3 : 共振型ハーフブリッジ･コンバータの代表的な回路図**

MOSFET M1とM2は50%デューティで動作し、出力電圧はコンバータのスイッチング周波数を変化させることで制御されます。コンバータには2種類の共振周波数があります。 1つは低い共振周波数（励磁インダクタンス$L_m$、共振インダクタンス$L_r$、共振コンデンサ$C_r$ と負荷で決まる）で、もう1つは固定の、より高い直列共振周波数$F_{r1}$ ($L_r$と$C_r$ のみで決まる)です。誘導負荷モード（ZVS領域）でコンバータが作動するとき、2つのブリッジ回路のM1とM2は、全ての負荷領域でソフトスイッチできます。直列共振周波数$F_{r1}$を上回ることも下回ることもあります。

LLC共振型ハーフブリッジ･コンバータの代表的なAC変換特性[1]を**図4**に示します。これらの曲線は、異なる負荷状態での周波数ゲインを示します。

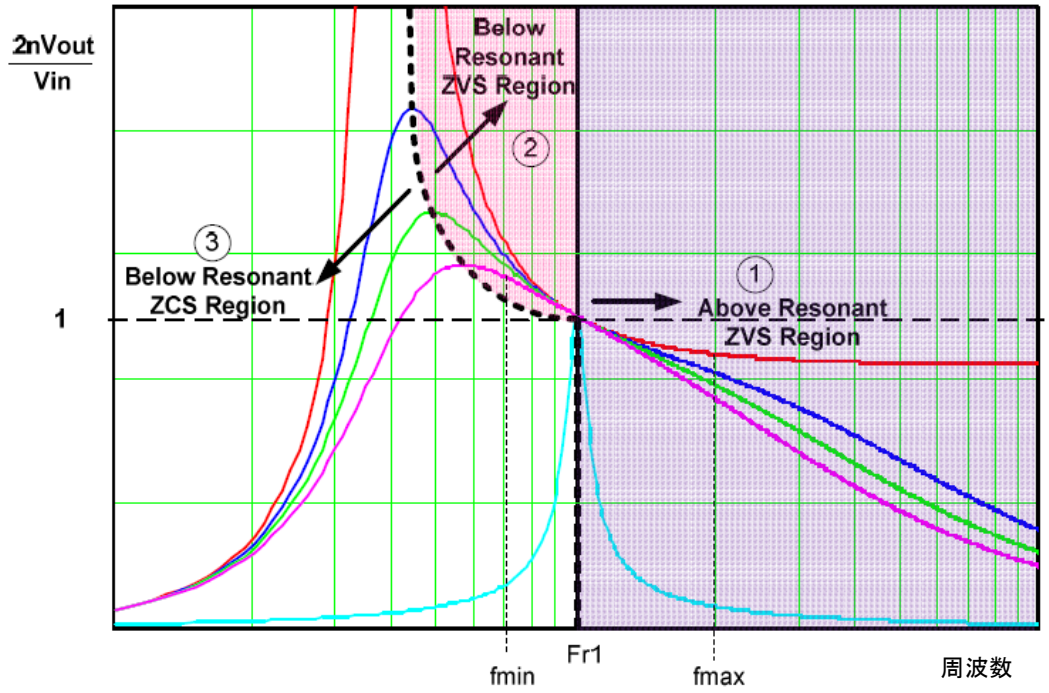



**図4 : LLC共振型ハーフブリッジ･コンバータの代表AC変換特性**

LLC共振型ハーフブリッジ･コンバータの特性は、3つの異なる動作モードによって、3つの領域に分かれます。1つ目の領域は、直列共振周波数$F_{r1}$を上回るスイッチング周波数の領域です。

$$F_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}}$$

①領域（紫の網掛け部分）は、スイッチング周波数が直列共振周波数$F_{r1}$より高い領域です。コンバータの動作は、直列共振コンバータに似ています。このとき、励磁インダクタ$L_m$と共振コンデンサ$C_r$は共振しません。出力電圧でクランプされ、直列共振タンクの負荷としての機能を果たします。これは誘導負荷の領域で、コンバータは負荷の状態にかかわらず、常にZVS動作をしています。

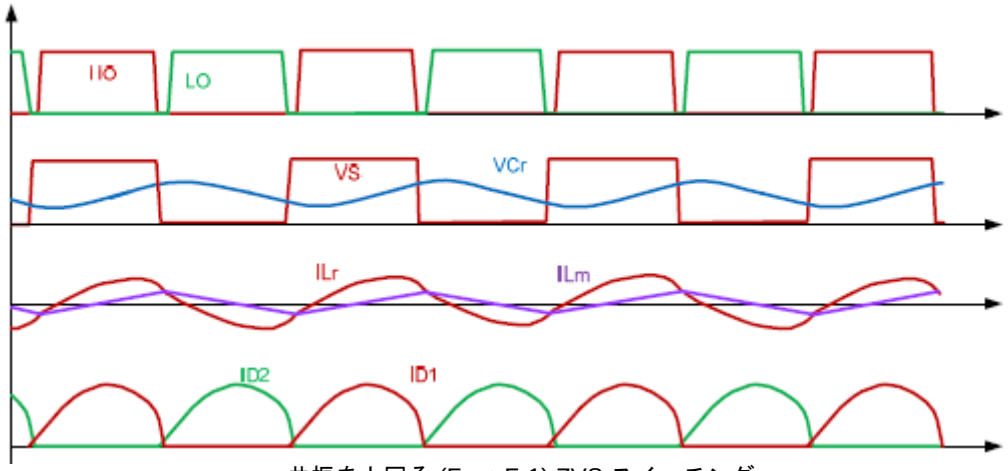
2つ目の領域は、スイッチング周波数が低い共振周波数よりも高く、直列共振周波数$F_{r1}$より低い領域です。**図4**の中のピンクの網掛け部分②です。低い共振周波数は負荷と共に変化するので、 ②の領域と③の領域の境界線は、負荷-周波数ゲイン曲線の頂点を結んだところです。この複雑な領域では、LLCの共振の動作は2つの時間に分割されます。1つ目の時間では、共振インダクタ$L_r$ は共振コンデンサ$C_r$と共振し、励磁インダクタ$L_m$は出力電圧によってクランプされます。 $L_r$ の電流が、励磁電流と同じレベルまで共振を返すと、$L_r$ と$C_r$は共振を停止します。

[1] このACの分析では、共振ネットワークへの矩形波電圧入力の基本要素だけが、出力への電力変換に寄与します。 トランス、整流器、フィルタが、等価AC抵抗、*Rac*に取り換えられます。

するとLmが共振動作に加わり、2つ目の時間が始まります。この間に、支配的な共振部品は、Lrに直列なCrとLm に変わります。②の領域におけるZVS動作は、負荷周波数ゲイン曲線の右側でコンバータを動作させることで保証されます。直列共振周波数Fr1を下回るスイッチング周波数では、負荷の状況によって②の領域か③の領域のいずれかに収まります。

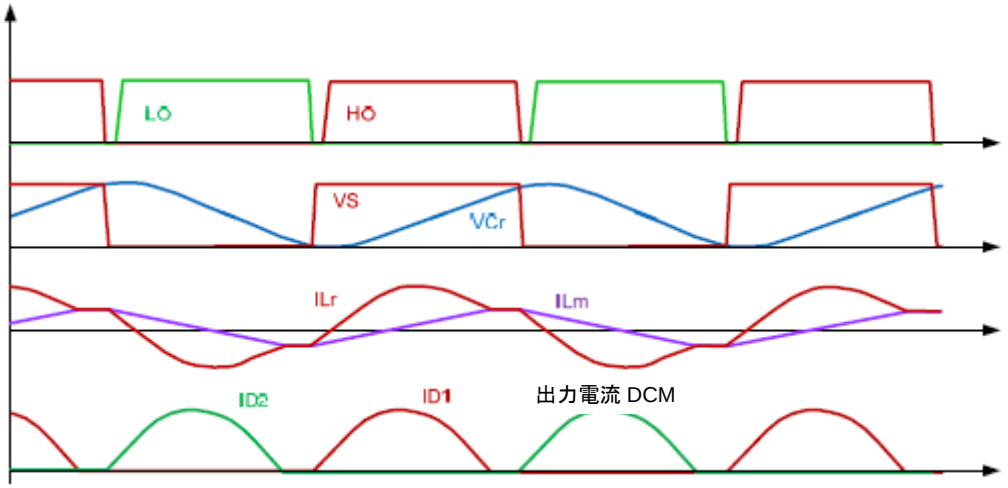
直列共振周波数Fr1を下回る③の領域では、LLC共振型ハーフブリッジ･コンバータは容量負荷モード（ZCS領域）で動作し、M1とM2はハードスイッチングになり、スイッチング損失が大きくなります。したがって、ZCSの動作は常に避けなければなりません。

**図5**から**図7**に3つのモードの代表的な動作波形を紹介します。




共振を上回る (Fsw>Fr1) ZVS スイッチング

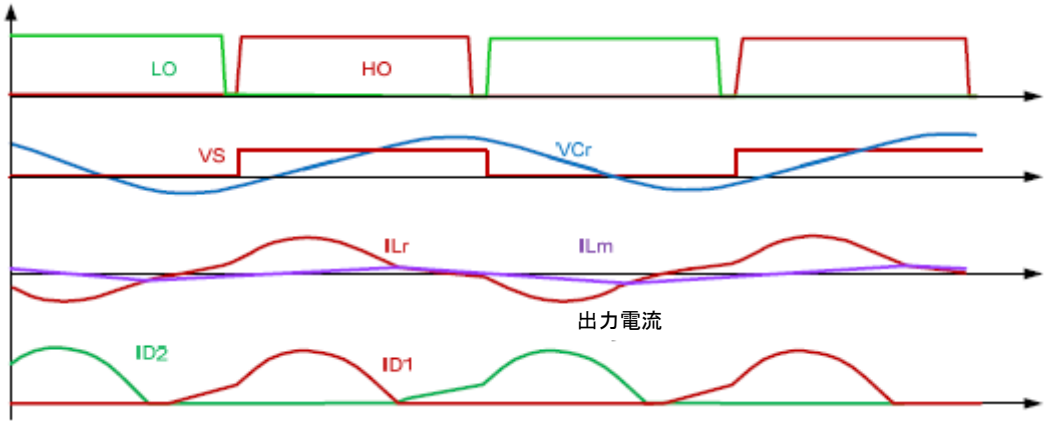
**図5：直列共振周波数を上回るZVSスイッチングの代表的波形**




共振を下回る (Fsw<Fr1) ZVSスイッチング

**図6：直列共振周波数を下回るZVSスイッチングの代表的波形**

波形は、負荷の増加によって、スイッチング周波数が直列共振周波数$F_{r1}$を上回るZVSから下回るZVSへと変化するときに、二次側の整流ダイオードの電流が電流連続モード(CCM)から電流不連続モード(DCM)へ移ることを示しています。共振コンデンサ$C_r$のリップル電圧も、共振を下回るZVSモードでは高くなります。




共振を下回る (FSW<Fr1) ZCSスイッチング

**図7：直列共振周波数を下回るZCSスイッチングの代表的波形**

ZCSモードでは、2つのスイッチング素子M1とM2はゼロ電流の状態でOFFになります。この2つのスイッチのターンONは、ハード･スイッチング(ZVSではない)になります。ターンONのスイッチング損失はバス電圧が高い場合は特に大きくなります。共振コンデンサ$C_r$も、高圧のストレスを受けます。 ZCSの動作は常に避けなければなりません。

**図8**にLLC共振型ハーフブリッジ･コンバータの代表的電圧変換比率を示します。

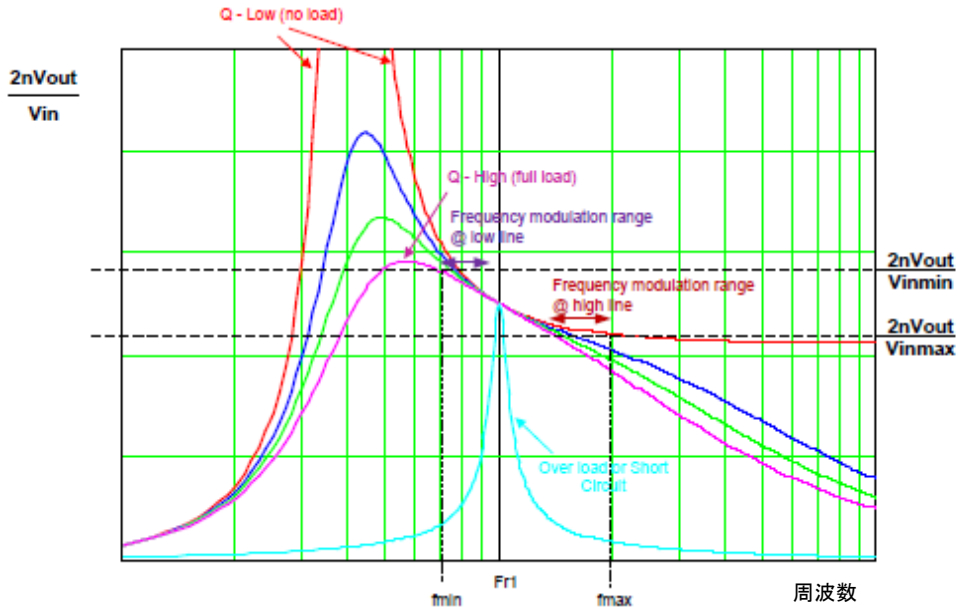



**図8：LLC共振型ハーフブリッジ･コンバータの代表的電圧変換比率**

入力電圧固定の場合、全負荷範囲で出力電圧を調整するために、コンバータはスイッチング周波数を変えます。Qが異なっても、曲線群で同じ変換比率を保持します。

負荷固定の場合、全入力電圧範囲で出力電圧を調節するために、コンバータは負荷曲線に沿ってスイッチング周波数を変えます。変換比率は入力電圧が下がると増加します。

LLC共振型ハーフブリッジ･コンバータの設計にあたり、等価回路を得るため基本波近似法(FHA)を用います。分析を単純にするために、すべての部品は1次側に配置します。負荷はトランスの一次側励磁インダクタンス$L_m$に並列接続している抵抗$R_{ac}$と等価です。

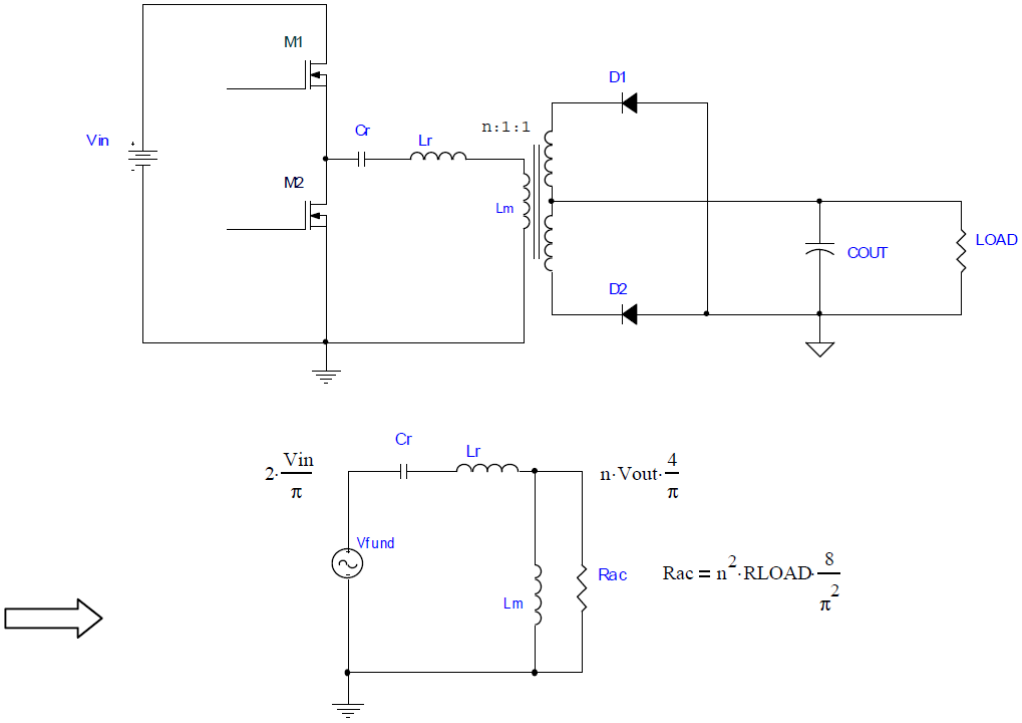



**図9：FHA等価回路**

共振タンクの入力電圧は、入力DC電圧Vinに等しい振幅がある矩形波です。矩形波の基本要素は以下の通りです。

$$\frac{2 \cdot Vin}{\pi} \sin(\varpi \cdot t)$$

共振タンクの出力電圧は、$L_m$ にかかる電圧です。これは、$-n\ Vout$ から$+n\ Vout$ まで変動する振幅がある矩形波に極めて似ています。したがって、出力矩形波の基本要素は以下の通りです。

$$\frac{4 \cdot n \cdot Vout}{\pi} \sin(\varpi \cdot t)$$

等価AC抵抗の電力損失は、$R_{LOAD}$ の電力損失に等しく、次式のようになります。

$$\frac{Vout^2}{R_{LOAD}} = \frac{\left(\frac{4 \cdot n \cdot Vout}{\sqrt{2}\pi}\right)^2}{Rac}$$

式を整理すると、等価AC抵抗は次式のように求められます。

$$Rac = \frac{8 \cdot n^2}{\pi^2} R_{LOAD}$$

等価回路の変換比率Mは、次式のように求めることができます。

$$M = \left| \frac{\frac{j \cdot \omega \cdot Lm \cdot Rac}{j \cdot \omega \cdot Lm + Rac}}{j \cdot \omega \cdot Lr + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot Cr} + \frac{j \cdot \omega \cdot Lm \cdot Rac}{j \cdot \omega \cdot Lm + Rac}} \right|$$

変換すると次式のようになります。

$$M = \left| \frac{1}{1 + \frac{Lr}{Lm} - \frac{1}{\omega^2 \cdot Lm \cdot Cr} + \frac{j\omega \cdot Lr}{Rac} - \frac{j}{\omega \cdot Cr \cdot Rac}} \right|$$

次のような定義付けでMが簡略化されます。

$$F_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}}, \qquad x = \frac{Fsw}{F_{r1}}, \qquad \varpi = 2\pi Fsw = 2\pi \cdot x \cdot F_{r1} = \frac{x}{\sqrt{L_r \cdot C_r}},$$

$$k = \frac{L_m}{L_r}, \qquad Rac = \frac{8 \cdot n^2 \cdot R_{LOAD}}{\pi^2}, \qquad Q = \frac{2\pi F_{r1} \cdot L_r}{Rac} = \frac{1}{2\pi F_{r1} \cdot C_r \cdot Rac}$$

$$M = \left| \frac{1}{1 + \frac{1}{k} \cdot \left(1 - \frac{1}{x^2}\right) + j \cdot Q \cdot \left(x - \frac{1}{x}\right)} \right|$$

もしくは、

$$M = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{k} \cdot \left(1 - \frac{1}{x^2}\right)\right]^2 + \left[Q \cdot \left(x - \frac{1}{x}\right)\right]^2}}$$

**図9**にもあるように、変換比率Mは出力電圧と入力電圧の比に等しいので、以下のようになります。

$$M = \frac{n \cdot Vout \cdot \frac{4}{\pi}}{2 \cdot \frac{Vin}{\pi}} = \frac{Vout}{Vin} \cdot 2 \cdot n$$

したがって、出力電圧$V_{out}$と入力電圧$V_{in}$の変換率は以下の通りです。

$$\frac{Vout}{Vin} = \frac{M}{2 \cdot n}$$

### 3. トランスと共振回路の設計

このセクションでは、LLC共振型ハーフブリッジ･コンバータの主要部品の計算方法を、24V出力240Wの電源を例にとって詳しく説明します。

システム入力データ

| パラメータ | 単位 | 説明 | 値 |
|---|---|---|---|
| $Vin_{max}$ | V | 最大DCバス電圧 | 430 |
| $Vin_{min}$ | V | 最小DCバス電圧 | 350 |
| $Vin_{nom}$ | V | 公称DCバス電圧 | 390 |
| Vout | V | DC出力電圧 | 24 |
| Iout | A | 出力負荷電流 | 10 |
| $F_{r1}$ | kHz | 共振周波数 | 100 |
| Fmax | kHz | 最大スイッチング周波数 ① | 150 |
| Dmax | | 最大デューティ | 0.5 |
| Tss | ms | ソフトスタート時間 | 10 |
| Fss | kHz | ソフトスタート周波数 | 300 |
| | | トランス | ETD49 |

① 無負荷時のスイッチング周波数が最大スイッチング周波数を超えると、寄生容量が出力電圧を上げる3次共振周波数を作るので、通常は$F_{max}$を$2xF_{r1}$より小さく設定します。

**手順 1:トランス巻数比率の計算**

$$n = \frac{Vin\max}{2 \cdot Vout},$$

$$n = \frac{430}{2 \cdot 24} = 8.96$$

トランス巻数比率は、高い入力電圧と無負荷状態という最悪のケースも含めて、出力電圧が常に必ず変動率以下となるようにして、最高入力電圧で計算します。

通常、電力段の変換比率は、計算した値よりも高くなります。これは、システムの寄生容量（トランスの巻線間にある結合コンデンサと出力ダイオードの接合コンデンサ）が、特にスイッチング周波数が共振周波数よりもかなり高くなる無負荷の場合に、共振に影響を及ぼすためです。したがって、特にコントローラに高い入力電圧と無負荷の状態で制御を保持するためのバースト･モードがない場合、計算値より少し高い変数*n*を選択することを推奨します。

$$n = 9$$

**手順 2: Kの値の選択**

*k* はトランスの励磁インダクタンスと漏れインダクタンスの比率です。*k* の値が小さくなると、特に**図10**に示した共振を下回るZVS領域でゲイン曲線が急勾配になります。出力電圧は、*k* の因子が小さくなると周波数変動に反応しやすくなります。

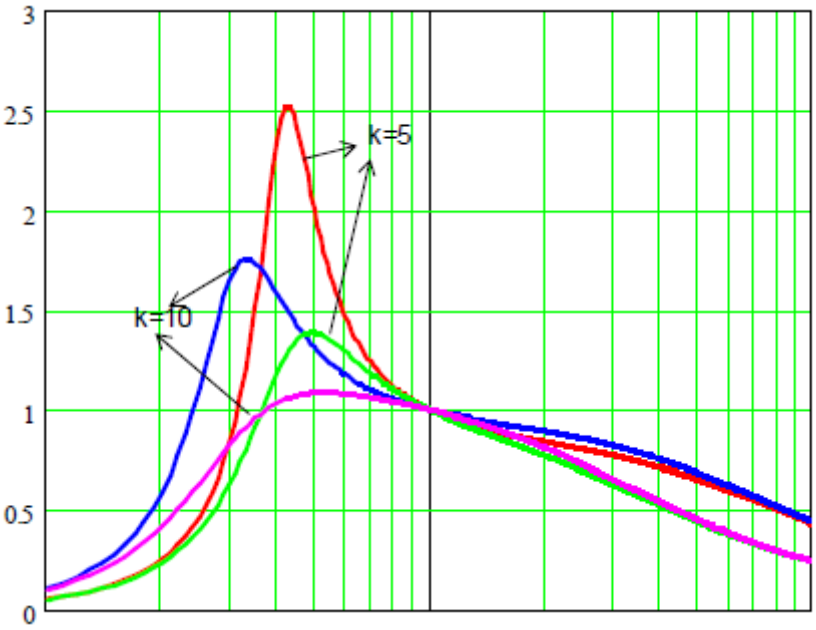



**図10 : k の因子**

*K* の値が大きくなると、励磁インダクタンスが大きくなり、トランスの一次側巻線の励磁電流が低くなります。すなわち、循環電力損失が低くなることを意味します。しかし、励磁インダクタンスが大きくなると、高い入力電圧かつ無負荷の状態で、ZVSではないスイッチングが発生します。循環電流が小さすぎてデッドタイム中にVSノードを十分充放電することができなくなるからです。

Kの値は、3から10までの範囲を推奨します。ここでは、kは5を選びました。

**手順 3: 最低入力電圧、最大負荷でZVS動作を維持するためのQmaxの計算**

等価共振回路（図9）の入力インピーダンスは、次式によって求めることができます。

$$Zin = j\cdot\omega\cdot Lr + \frac{1}{j\cdot\omega\cdot Cr} + \frac{j\cdot\omega\cdot Lm\cdot Rac}{j\cdot\omega\cdot Lm + Rac}$$

$$Zin = Q\cdot Rac\left|\frac{k^2\cdot x^2\cdot Q}{1 + k^2\cdot x^2\cdot Q^2} + j\left(x - \frac{1}{x} + \frac{x\cdot k}{1 + k^2\cdot x^2\cdot Q^2}\right)\right|$$

コンバータがソフト･スイッチング動作を続けるため、動作点は常に**図4**に示したZVS領域になければなりません。ZVSとZCSの境界線は、Zinの位相角、Φ(Zin)= 0（容量負荷と誘導負荷の境界条件）で定義されます。すなわち、Zinの虚数部はゼロになります。この条件で、コンバータがZVS動作するための最大のQを計算します。最大のQは最低入力電圧と最大負荷で発生します。

$$Qmax = \frac{1}{k}\cdot\sqrt{\frac{1 + k\cdot\left(1 - \frac{1}{Mmax^2}\right)}{Mmax^2 - 1}} = \frac{1}{k}\cdot\sqrt{\frac{1 + k\cdot\left[1 - \frac{1}{\left(2\cdot n\cdot\frac{Vout}{Vinmin}\right)^2}\right]}{\left(2\cdot n\cdot\frac{Vout}{Vinmin}\right)^2 - 1}}$$

$M_{max}$ が最低入力電圧で最大の変換比率になるのは以下の場合です。

$$Q_{max} = 0.456$$

**手順 4: 最小スイッチング周波数の計算**

最小スイッチング周波数は、先に計算した最大の$Q_{max}$を伴って、最低入力電圧と最大負荷で起こります。 $Q_{max}$はIm(Zin)=0で定義されるので、次式のようになります。

$$\left(x - \frac{1}{x} + \frac{x\cdot k}{1 + k^2\cdot x^2\cdot Qmax^2}\right) = 0$$

$F_{min}$は次式で計算します。

$$xmin = \frac{1}{\sqrt{1 + k\cdot\left(1 - \frac{1}{Mmax^2}\right)}} = \frac{1}{\sqrt{1 + k\cdot\left[1 - \frac{1}{\left(\frac{2n\cdot Vout}{Vinmin}\right)^2}\right]}}$$

$$xmin = 0.607$$
$$Fmin = xmin\cdot F_{r1} = 60.7KHz$$

**手順 5: $L_r$、$C_r$、$L_m$の計算**

Qmaxは最大負荷で発生するので、共振部品$L_r$, $C_r$, $L_m$ は、手順3で求められたQmaxの値を使って求めます。

$$R_{LOAD} = \frac{Vout}{Iout} = \frac{24V}{10A} = 2.4\Omega$$

$$Rac = \frac{8 \cdot n^2 \cdot R_{LOAD}}{\pi^2} = \frac{8 \times 9^2 \times 2.4}{\pi^2} = 157.57\Omega$$

$$L_r = \frac{Q\max \cdot Rac}{2 \cdot \pi \cdot F_{r1}} = \frac{0.456 \times 157.57}{2 \cdot \pi \cdot 100K} = 114uH$$

$$C_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_{r1} \cdot Q\max \cdot Rac} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100K \times 0.456 \times 157.57} = 22.2nF$$

共振コンデンサ $C_r$ には、もっとも標準に近い値を選びます。*$C_r$ =22nF (22,000pF)*

選択した $C_r$ を使い、同じ Qmax を維持できるように直列共振周波数 $F_{r1}$ を再計算します。

$$F_{r1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_r \cdot Q\max \cdot Rac} = 100.7Khz$$

選択した $C_r$ と $F_{r1}$ を用いて $L_r$ を再計算します。

$$L_r = \frac{Q\max \cdot Rac}{2 \cdot \pi \cdot F_{r1}} = 113uH$$

ZVS領域に留まるためには、実際の $L_r$ の値は、計算した値よりも小さくしなければなりません。

次に、$L_r$ と手順2であらかじめ設定した *k* の因子に基づいて $L_m$ の値を計算します。

$$L_m = L_r \cdot k = 113 \times 5 = 565uH$$

$L_m$ はトランスの励磁インダクタンスであることに注意してください。一次側のインダクタンスの合計値 $L_p$ は、$L_m$ と $L_r$ を足したものです。

$$L_p = L_m + L_r = 678uH$$

電力段を簡素化するため、共振インダクタに溝付きボビン(2分割ボビン)を使って、電源トランスに統合することができます。一次側巻線と二次側巻線を2つに分けると、一次側と二次側の結合が1室のボビンよりも悪くなります。したがって、漏れインダクタンスが大きくなり共振インダクタとして使えます。部品数が少なく、銅損も小さくなります。**図11に**2分割ボビンを示します。



**図11 : 2分割のトランス**

トランスのインダクタンスを測る際、一次インダクタンス $L_p$ は二次巻線をすべてオープンにして測ります。そして漏れインダクタンス $L_r$ は二次巻線をすべてショートにして測ります。

**手順 6: トランスの一次側と二次側の巻き数の計算**

ここで標準的なハーフブリッジ用トランスの巻き数計算式を使います。

$$Np = \frac{Vin\,\min \cdot D\,\max}{2 \cdot \Delta B \cdot Ae \cdot F\,\min}$$

$\Delta B$=0.2$T$、$Ae$=2.11cm$^2$(ETD49)、$F$min=60$kHz$、$Vin$min=350V、$D$max=0.5とすると、

$$Np = \frac{350 \times 0.5}{2 \times 0.2 \times 2.11 \times 60} \times 10 = 35$$

$$Ns = \frac{Np}{n} = \frac{35}{9} = 3.89$$

巻き数は整数値でなくてはならず、計算値よりも大きくなければならないので、この数値を選びます。

$$Ns = 4$$

Npを再計算します。

$$Np = Ns \cdot n = 4 \times 9 = 36$$

**手順7: トランスの一次側および二次側の電流の計算**

LLC共振型ハーフブリッジ･コンバータは、最低入力電圧と全負荷で出力電圧を制御し続けるため、最小スイッチング周波数が直列共振周波数Fr1より小さくなるように設計します。スイッチング周波数が直列共振周波数Fr1より小さくなるときの、電流波形を**図12**に示します。

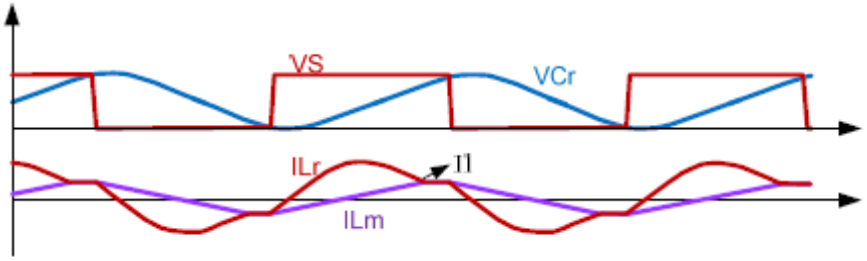



**図12 : 最低入力電圧で全負荷のトランスの一次側の電流**

I1は、$L_r$ の共振電流が$L_m$ の励磁電流に合流する点です。このポイントは直列共振周波数$F_{r1}$の前半で、 $C_r$ と$L_r$ が共振を終えるところでもあります。このポイントでは、負荷にはエネルギーが供給されず、出力ダイオードがOFFします。スイッチングMOSFETが状態遷移するまで、$C_r$ が $L_r$ + $L_m$ と共振を開始します。I1は次のように計算できます。

$$I1 = \frac{n \cdot Vout}{2 \cdot Lm \cdot 2 \cdot Fr1} = 0.95A$$

一次側のピーク電流と実効電流の値は、以下のように見積もることが可能です。

$$Ipri(pk) = \sqrt{\left(\frac{Iout \cdot \pi}{2 \cdot n}\right)^2 + I1^2} = 1.99A$$

$$IpriRMS = \frac{Ipri(pk)}{\sqrt{2}} = 1.4A$$

実効電流は純粋な正弦波を想定して計算されます。したがって実際の一次側の実効電流は、計算値よりも大きくなります。

各二次巻線の電流は正弦波の半周期に近いので、ピーク電流と実効電流は以下の式で見積もることができます。

$$Ispk = \frac{Iout \cdot \pi}{2} = 15.7A$$

$$Isrms = \frac{Iout \cdot \pi}{4} = 7.85A$$

一次側巻線と二次側巻線の太さは、計算された実効電流に従って、正しく選びます。

**手順8: 共振コンデンサ電圧の計算**

$C_r$ の波形を**図13**に示します。

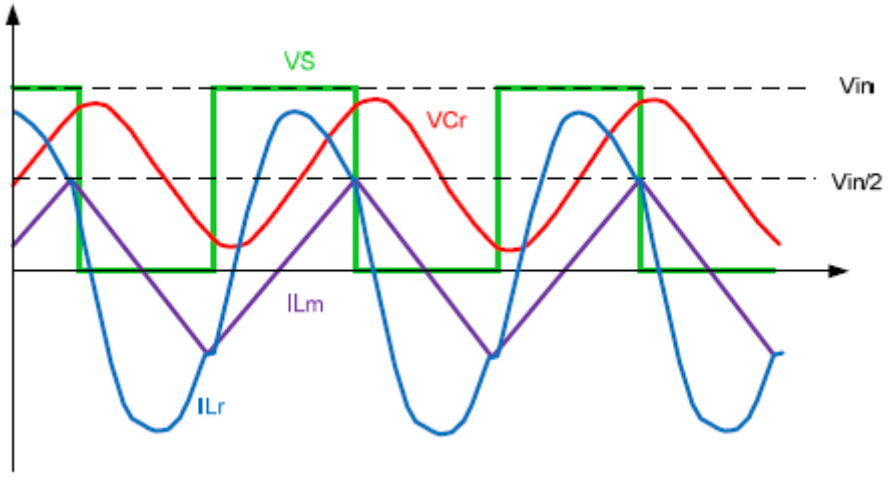



**図13 : 代表的な共振タンク電圧と電流波形**

$IL_m$ は、$L_m$ と並列接続の理想的なトランスを通して二次側の負荷に供給される電流を含まない、トランスの励磁電流です。$IL_r$ と $IL_m$ の違いは出力電流です。

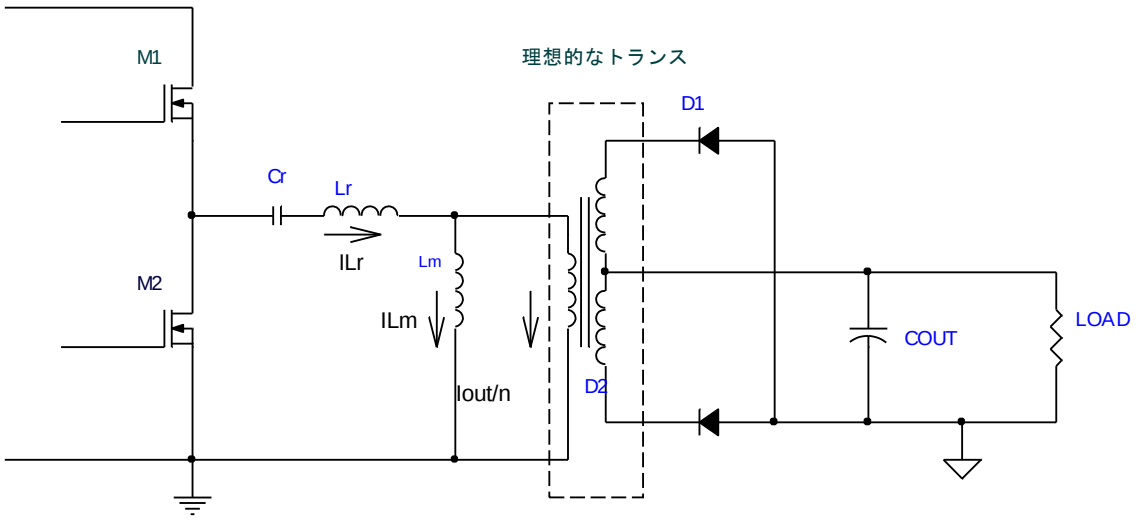



**図14 : $L_m$ と理想的なトランス**

共振コンデンサ $C_r$ の電圧 $VC_r$ は、共振インダクタ $L_r$ の電流がゼロクロスすると頂点に達し、$L_r$ の電流が頂点に達すると入力電圧の中間点になります。$C_r$ の電圧はVSノードがゼロのときに最大値になり、VSノードがVinに等しいときに最小値になります。したがって $VC_{rmin}$ と $VC_{rmax}$ は次式のように計算できます。

$$VC_{r\max} = n \cdot Vout + Ipri(pk) \times \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$$VC_{r\min} = Vin - n \cdot Vout - Ipri(pk) \times \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$VC_r$ のピーク･ピークの電圧リップルは $VC_{rmax}$ー$VC_{rmin}$ です。

$$VC_{rpk_pk} = 2n \cdot Vout + 2 \cdot Ipri(pk) \times \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} - Vin$$

ピーク・ピーク間の最大電圧は、最低入力 Vin min と最大負荷で、スイッチング周波数が最低 $F_{min}$ のときに発生することがわかります。

この例では、次式のようになります。

$$Vcrpk_pk = 2 \times 9 \times 24V + 2 \times 1.99A \times \sqrt{\frac{113uH}{22nF}} - 350V = 368V$$

共振コンデンサ$C_r$ は、電圧と電流の定格と共に、容量値に従って選びます。電力損失を低くするため、ポリプロピレン･フィルム･コンデンサを使うのが望ましいです。ポリプロピレン･フィルム･コンデンサはDC電圧やAC50Hz定格で、周波数が高いときや周囲温度が高いときに、使用電圧を減定格します。高周波電圧に耐える能力は、熱（電力損失）とピーク電流で制限を受けます。通常、減定格は周辺温度が85~90℃で始まるので、あまり心配する必要はありません。しかし、もし周辺温度が85℃を超える場合は、定格電圧が高いコンデンサを選択しなければなりません。

下記はEPCOS社のMKPコンデンサB32621 (DC630V/AC400V) の例です。

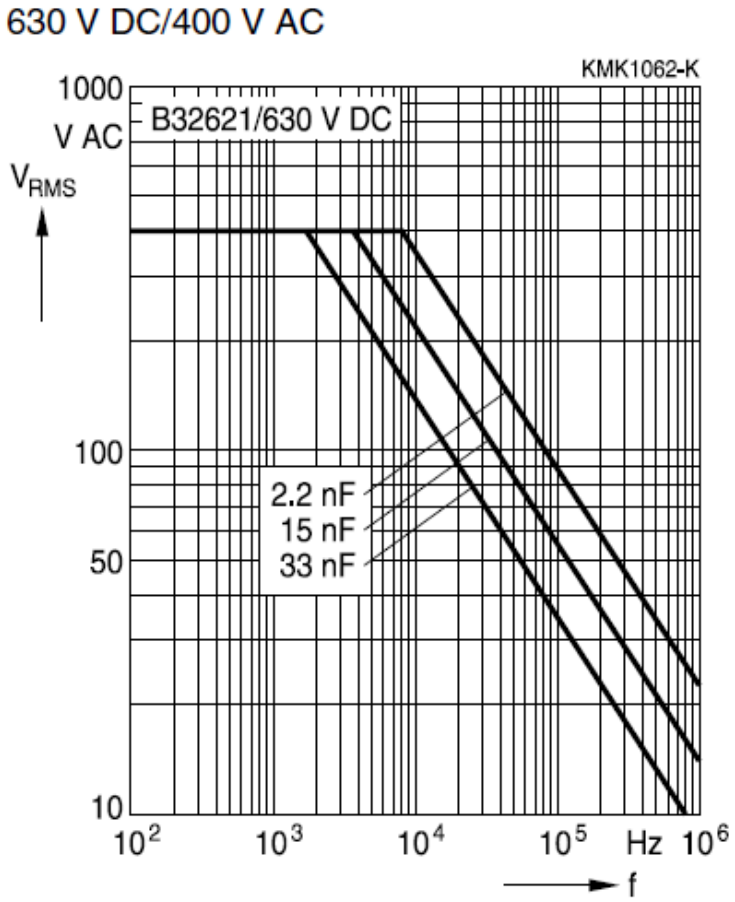



**図 15 : Taが90℃以下の場合のMKPコンデンサB32621のVrms と周波数の曲線**

## 4. IRS2795受動部品設計

### 手順 9 : 最高入力電圧と無負荷状態でZVSスイッチングするための最小デッドタイムの計算

LLC共振型ハーフブリッジ･コンバータでは、スイッチング周波数は最高入力電圧で無負荷のとき最大となります。理論上は、スイッチング周波数が共振周波数Fr1を超えると、動作はZVSスイッチングとなります。しかし、直列共振周波数 Fr1 を超えることはZVSに必要な条件の1つに過ぎません。他の条件として、ハーフブリッジの中間点（VSノード）の等価寄生コンデンサが、デッドタイム時間内で完全に充放電されなければなりません。デッドタイムが十分でない場合、コンバータが直列共振周波数を下回るZVSモードで作動していても、MOSFETのターンONがハード･スイッチングになることを**図16** が説明しています。

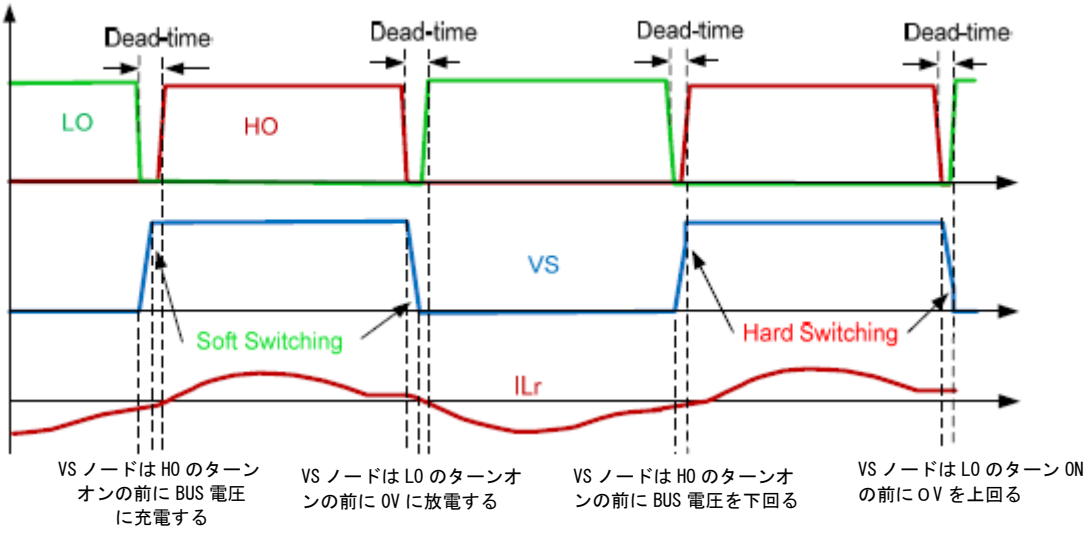
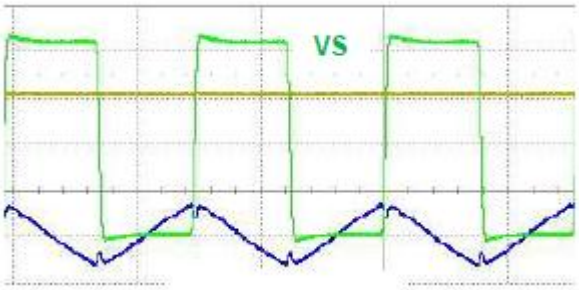



**図16：領域2のZVS波形と非ZVS波形**

コンバータを常にZVS状態で動作させるため、2つのスイッチの間の時間（デッドタイム）に、VS等価コンデンサを十分に充放電する最低時間を計算することが必要です。

トランスの一次側巻線の循環電流によって、等価コンデンサが充放電されるので、最高入力電圧かつ無負荷状態でトランスの電流が最小になるという最悪の事態が起こります。無負荷では、二次側への電流転送はなく、共振タンクの電流はトランスの励磁電流のみとなります。**図17**に示すように、半周期ごとに直線となります。




**一次側の電流**

**図17：無負荷でのトランスの一次側電流**

したがって、この状況での一次側の電流は次式のように計算できます。

$$I'pri(pk) = \frac{n \cdot Vout}{4F\max \cdot (Lr + Lm)}$$

$$I'pri(pk) = 0.53A$$

**図18**に、VSノードの全等価接合コンデンサ $C_{HB}$ を示します。

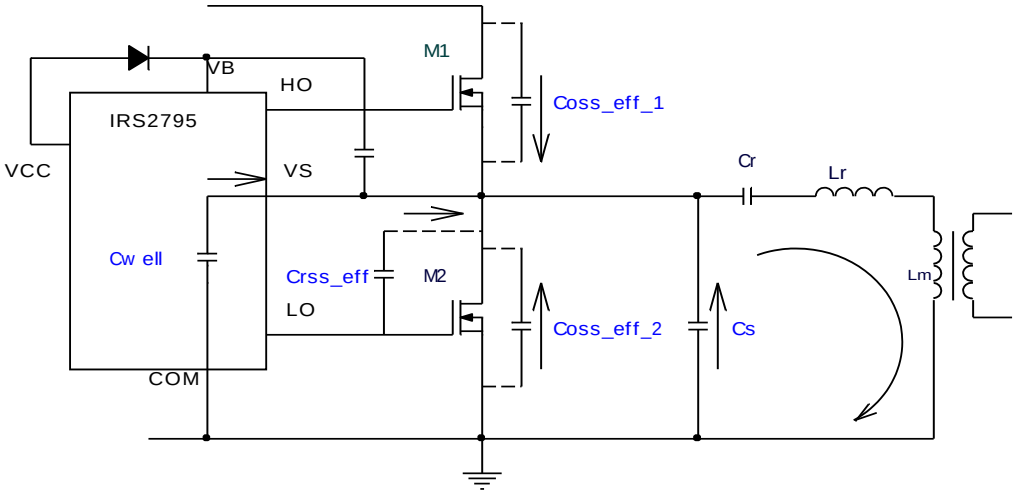



**図18： VS等価接合コンデンサ**

$$C_{HB} = 2 \cdot Coss_eff + Crss_eff + C_{Well} + Cs$$

この式には以下の内容が含まれます。

2つのMOSFETの実効*Coss*= *Coss_eff* :

MOSFETの*Coss_eff* は、MOSFETのデータシートに定義されているように、$V_{DS}$ が0から80%まで上昇する間、固定コンデンサを充電する時間と同じです。したがって、500VのMOSFETの*Coss_eff*は、このアプリケーションに合う0Vから400Vの$V_{DS}$ で定義されます。

ローサイドMOSFETの実効*Crss* ：

一般的にMOSFETの*Crss* は、VDS=25Vで定義されます。*Crss* の容量値は、VDSが上昇するにつれて減少します。したがって、実効*Crss* は、*Crss* の1/2か1/3を選択します。

浮遊容量 *Cwell* :

浮遊容量*Cwell*は600Vドライブのハイサイド側の容量で、約5pFです。

スナバ･コンデンサCsは（もしあれば）、VSノードに接続されています。

例えば、MOSFET STF13NM50N*Coss_eff*は110pF、Crssは5pF、VSノードにスナバ･コンデンサはなく、VSノードの充放電時間は次式のように求められます。

$$Coss_eff = 110\,pF\,,\ Crss_eff = 2.5\,pF\,,\ C_{Well} = 5\,pF\,,\ Cs = 0\,pF$$

$$Tch = \frac{C_{HB} \cdot Vin\max}{I'pri(pk)}$$

$$Tch = 185\,ns$$

デッドタイムの計算には、ゲート･ドライブの下降時間も含めます。**図19は**MOSFETのターンOFFのタイミング･チャートで、LOピンとローサイドMOSFET M2を例として使っています。最初の時間 t1 でゲート電圧はミラー電圧V'mまで放電し、電圧VDSと電流$I_D$の変化はありません。

MOSFETのゲート電圧がV'mに達すると、ミラー･コンデンサCgdは放電され、VDS電圧は上昇し始めます。Cossコンデンサの非線形性によってVDSは初めゆっくり上昇し、それからVDSが上がるにつれて傾斜が急になっていきます。ミラー電圧V'mはゲート･ドライブ曲線の平らな部分で、ドレイン電流とともに変化します。MOSFETはLLC共振型ハーフブリッジ･コンバータでは相対的な低電流レベルでターンOFFし、ミラー電圧V'mはゲート･ターンOFFしきい値Vgs(th)に近くなります。

t2 から始まるVSノード（M2のVDS）の充電時間がすでに *Tch* の計算に含まれているので、デッドタイムの計算に関与するタイミングは t1 です。t1 ではVDS=0Vで、MOSFETのゲートはICへの一定のコンデンサ負荷に等しくなります。したがって放電時間 t1 は、ゲート･ドライブ･ループのRC時定数に基づいて計算します。

$$t_1 = -RC_{geq} \ln \frac{V'm}{V_G}$$

ここで、 $R = R_{down_eff} + R_g + R_{gFET}$

$$C_{geq} = \frac{(Qg - Qgd - Qgs)}{Vgs - Vm}$$ 、 図 21を参照して下さい。

$V'm \approx Vgs(th)$

$V_G = Vcc$ 、 ICのゲート出力電圧は、Vcc電圧にクランプされます。

$R_{down_eff}$ : ICのゲート･ドライバの有効プルダウン抵抗(6Ω)
$R_g$ : 外部MOSFETのゲート･ドライブ抵抗
$R_{GFET}$ : MOSFET内部のゲート抵抗

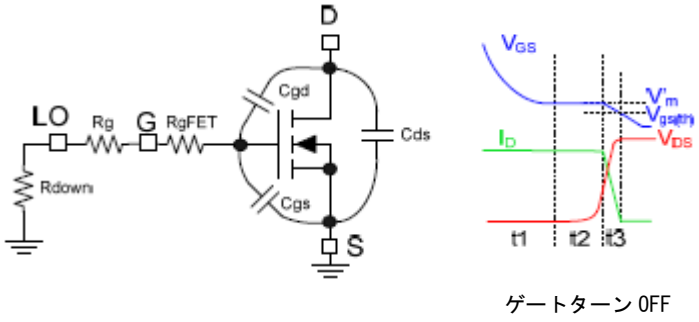



**図 19 : MOSFETターンOFF等価回路とタイミング･チャート**

STF13NM50のゲート等価コンデンサは2.32nF、MOSFET内部のゲート抵抗は5Ω 、Vgs(th)は3Vです。Vcc=15V、Rg=10Ωなら、ゲート放電時間 t1 は次式になります。

$$t_1 = 78.4ns$$

デッドタイムは、*Tch* とt1の合計より長くなければいけません。たとえば、計算値に50nsをプラスすることを推奨します。その結果、最小デッドタイム$T_{DT}$ は次式のように求められます。

$$T_{DT} = Tch + t_1 + 50ns = 313ns$$

ほとんどの設計には、デッドタイムが長くなると全負荷でボディダイオードの電力損失が多くなるので、1usより長いデッドタイムは推奨できません。したがって、もし計算したデッドタイムが長すぎるならば、手順2に戻って小さめの*k* の値を選んでください。

システム･パラメータが確定したら、**図20**に示すIC周辺の受動素子が計算できます。

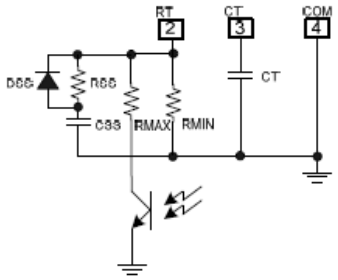



**図 20 : IRS2795(1,2) の2ピン発振器**

$$C_T = \frac{T_{DT} \cdot 10^{-3} - 40 \cdot 10^{-12}}{0.85} = \frac{313 \cdot 10^{-12} - 40 \cdot 10^{-12}}{0.85} = 321pF$$

コンデンサ$C_T$はZVS動作させるため、計算値と同じかそれ以上でなければなりません。$C_T$には標準的なコンデンサの値を選びます。

$$C_T = 390pF$$

選択した $C_T$ の値で実際のデッドタイムを再計算してください。

$$t_{DT} = (0.85C_T + 40pF) \cdot \frac{2V}{2mA} = 371.5ns$$

最小スイッチング周波数Fmin と $C_T$ で$R_T$ を計算してください。

$$R_T = \frac{1}{2 \cdot F\min \cdot t_{DT} \cdot 10^{-3}} - 1k\Omega$$

抵抗$R_T$は、ZVS動作を維持するために計算値より小さくなければなりません。

最大スイッチング周波数Fmax と$C_T$、$R_T$ でRmaxを計算してください。

$$\mathrm{Re}\,q = \frac{1}{2 \cdot F\max \cdot t_{DT} \cdot 10^{-3}} - 1k\Omega, \qquad R\max = \frac{R_T \cdot \mathrm{Re}\,q}{R_T - \mathrm{Re}\,q}$$

希望のソフトスタート周波数でRssを計算してください。

$$Rsseq = \frac{1}{2 \cdot Fss \cdot t_{DT} \cdot 10^{-3}} - 1k\Omega, \qquad Rss = \frac{RT \cdot Rsseq}{RT - Rsseq}$$

希望のソフトスタート時間でCssを計算してください。

$$Css = \frac{Tss}{3 \cdot Rss}$$

スリープ･モード、もしくはフォルト･モードでは、RTピンは0Vに放電されます。ダイオードDssは、ICがシャットダウンまたはフォルト･モードに入ったとき、Cssを早く放電するため、Rssに並列接続されます。これは、ICがすばやく再起動する際も、確実にシステムがソフトスタートするためのものです。Dssは、汎用の10V/100mAのダイオードなら、どれでもかまいません。

ハイサイド･ドライバへの供給電圧$V_{BS}$を維持するため、ブートストラップ･コンデンサ$C_{BS}$ を使います。$C_{BS}$ の値は100nF～220nF (0.1uF～0.22uF)を推奨します。$C_{BS}$ コンデンサが大きすぎると、起動時の充電電流が大きくなるので避けます。ICにはブートストラップ回路は内蔵されていません。ブートストラップには、600V/1Aクラスのファスト･リカバリ･ダイオードが必要です。

## 5. IRS2795 の電力損失計算

### 5.1 静止電流によって発生する低電圧の静的損失

$$Pd1 = Vcc \times Iqcc$$

ここで Iqcc は、ICのデータシートから、最大値で2.5mAです。

### 5.2 ゲートドライブの電力損失

ICのゲート損失は、2つの外部MOSFETをドライブするときの損失です。ZVSモードでは、ゲートのターンON前のMOSFETの$V_{DS}$ が0Vなので、ミラー電荷Qgd はゲート電荷合計から減算します。ZVS動作では、MOSFETはドライバICにとって固定コンデンサ負荷となります。等価コンデンサの値は、VDS=0Vで Cgs と Cgd の和に等しく、MOSFETのデータシートのゲート電荷曲線から得られます。**図2**1のように、VGSがミラー電圧Vmを超えるゲート電荷曲線の傾斜因子となります。

$$C_{geq} = \frac{(Qg - Qgd - Qgs)}{Vgs - Vm}$$

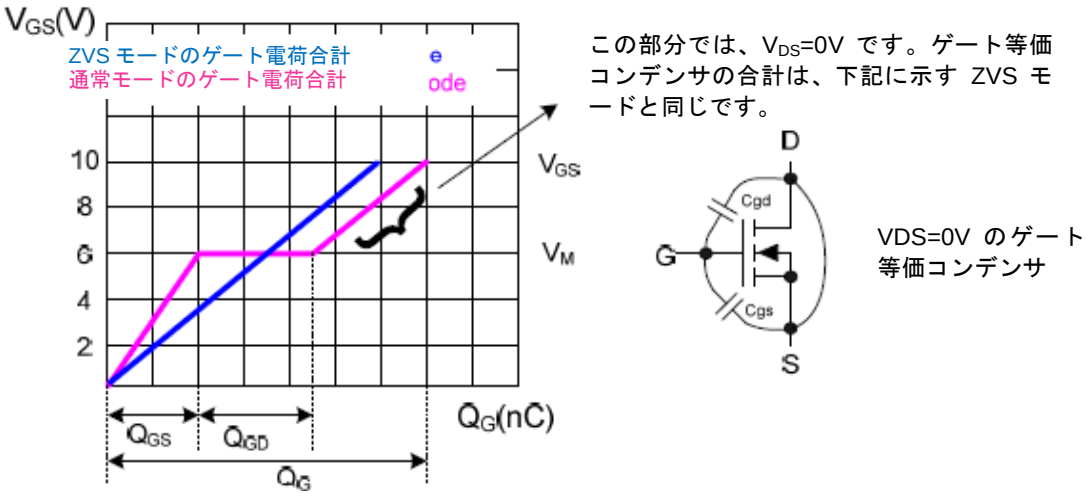



**図21 : ZVSモードにおける MOSFETゲート電荷曲線と等価ゲートキャパシタンス**

一般的に、Qg と Qgd と Qgs の値は$V_{GS}$ が10Vの仕様とされ、Vm はゲート電荷曲線の平らな部分になります。たとえばSTF13NM50では、Qg=30nC、Qgd=15nC、Qgs=5nC、Vm=5.7Vで、ZVSのゲート等価コンデンサは2.32nF (2,320pF) です。

ZVSモードのゲート電荷の合計は、ゲート電圧に比例します。

$$Qgz = Cgeq \cdot V_G$$

IRS2795(1,2) のゲート出力電圧は、Vcc電圧に固定されます。したがって、ハイサイドとローサイド両方のゲート･ドライバの損失合計は次の式で計算できます。

$$Pdr = Pdr1 + Pdr2 = 2 \cdot Cgeq \cdot Vcc^2 \cdot Fsw$$

ゲート･ドライバの合計損失は、ドライバICとMOSFET内部ゲート抵抗も含めた外部のゲート･ドライブ抵抗で消費します。電力損失は、以下のように抵抗分割の値に比例します。

$$Pd2 = \left( \frac{Rup_{eff}}{Rup_{eff} + Rg + R_{gFET}} + \frac{Rdown_{eff}}{Rdown_{eff} + Rg + R_{gFET}} \right) \times \frac{Pdr}{2}$$

ここで

$R_g$ : 外部MOSFETのゲート･ドライブ抵抗

$R_{up_eff}$ : ICゲート･ドライブ有効プルアップ抵抗 (40Ω)

$R_{down_eff}$ : ICゲートドライブ有効プルダウン抵抗 (6Ω)

$R_{GFET}$ : MOSFET内部のゲート抵抗　　です。

電力損失の計算に使うゲート･ドライバのプルアップ抵抗とプルダウン抵抗は、*Rup=40*Ω、*Rdown=6 Ω*です。高いゲート電流の等価プルアップ・プルダウン抵抗なので、（20mAで定義）データシートの仕様よりも大きくなります。

### 5.3 CMOS スイッチング損失

低電回路のスイッチング損失は、スイッチング周波数と供給電圧Vccに比例します。

$$Pd3 = Vcc \times Fsw \times Qcmos$$

本ICでは

$$Qcmos = 6nC \sim 10nC$$

### 5.4 高電圧スイッチング損失

高電圧のレベルシフト回路でのスイッチング損失は次式のようになります。

$$Pd4 = (Vcc + Vin) \times Fsw \times Qp$$

Vinは入力バス電圧です。Qp はレベルシフタに吸収される電荷です。本ICでは、 Qpは300Vから430Vのバス電圧で2nCです。

### 5.5 電力損失計算の例

ICの全電力損失は、Pd1～Pd4 の合計です。

$$Pd_{total} = Pd1 + Pd2 + Pd3 + Pd4$$

Vcc=15V、最大スイッチング周波数が150kHz、MOSFET がSTF13NM50N、入力バス電圧が400V、外部ゲート抵抗が10Ωでの電力損失の計算例を挙げます。

$$Pd1 = 37.5mW$$
$$Pdr = 157mW, Pd2 = 79.5mW$$
$$Pd3 = 18mW$$
$$Pd4 = 124.5mW$$
$$Pd_total = 259.5mW$$

高電圧スイッチング損失 Pd4 とゲート･ドライバ損失 Pd2 が、全電力損失の大半を占めます。Pd4 は、スイッチング周波数と入力バス電圧に比例します。ICはDC 400Vバス電圧では、スイッチング周波数250kHzまで大きいMOSFET (Cgeq ≤ 4.7nF=4,700nF)を直接ドライブできます。 大きいMOSFETをドライブしている間は、周波数が300kHz以上では、ゲート･ドライブ損失を削減するため、供給電圧Vccを15V又はそれ以下に固定することが必要です。DC 400Vバス電圧で、スイッチング周波数が300kHz～500kHzでは、外部ドライバを使うことを推奨します。

ICの動作電流Iccは、低電圧の電力損失の合計とVcc電圧で求めます。

$$Icc = \frac{(Pd1 + Pdr + Pd3)}{Vcc}$$

**6. MOSFET セレクションガイド**

パワーMOSFETは、降伏電圧VDSとON抵抗$R_{DS(ON)}$の値によって選びます。加えて、ボディ･ダイオードの逆回復特性も選定には重要な要素です。通常、コンバータは起動時、ハード･スイッチングのスイッチング･サイクルがいくつかあります。これは、共振コンデンサと出力コンデンサが完全に放電されているためです。この場合、逆回復時間が長いと、2つのMOSFETの間でシュート･スルーが起こるかもしれません。したがって、ファスト･リカバリ･ダイオードを内蔵したMOSFETを推奨します。

LLC共振型ハーフブリッジ･コンバータはZVSスイッチングなので、ターンON損失は微少です。高周波スイッチングしないなら(150kHz以下)、MOSFETの主な電力損失は導通損失です。最大導通損失は以下のように計算できます。

$$Pcon = Iqrms^2 \times Rdson_{@Tj}$$

ここで $Iqrms = \frac{Ipri(pk)}{2}$ ならば、$R_{DS(ON)@Tj}$ はシステムの許容可能な最大接合温度における、MOSFETのON状態の抵抗です。

MOSFETのターンOFF損失の計算は、異なるVDSではCossの非直線性により、複雑になります。そのため、この推定式を使います。

$$Poff = \frac{C_{HB} \times Vin^2 \times Fsw}{24}$$

それぞれのMOSFETの全電力損失は、*Pcon* と *Poff* の和に等しくなります。

本ICは電流検出と過電流保護にローサイドMOSFETの$R_{DS(ON)}$を使います。この製品群には、異なる過電流保護レベルで2つの選択肢があります。IRS27951のOCPしきい値は2Vで、IRS27952は3Vです。一般的に、IRS27951はより高効率で$R_{DS(ON)}$が低い特大のMOSFETに向いており、IRS27952は$R_{DS(ON)}$が大きいコスト効率のよいMOSFETに向いています。OCPしきい値を簡単に見積もると、最大ドレイン電流の2.5～3倍掛けた、MOSFETの$R_{DS(ON)}$です。

起動時に、MOSFETの電流は通常動作の電流より数倍高くなります。大きいRdsonのMOSFETを使用する際は、過電流保護の誤トリガを防ぐため、数10msまでソフトスタートを延長することを推奨します。

## 7. 参考設計の動作波形と効率

参考設計の仕様：

| パラメータ | 説明 | 値 |
|---|---|---|
| $Vin_{max}$ | 最大DCバス電圧 | 430V |
| $Vin_{min}$ | 最小DCバス電圧 | 350V |
| $Vin_{nom}$ | 公称DCバス電圧 | 390V |
| Vout 1 | DC出力電圧 | 24V |
| Iout 1 | 出力負荷電流 | 6A |
| Vout 2 | DC出力電圧 | 12V |
| Iout 2 | 出力負荷電流 | 6A |
| $F_{r1}$ | 共振周波数 | 100kHz |
| Fmax | 最大スイッチング周波数 | 150kHz |
| Dmax | 最大デューティ | 0.5 |
| Tss | ソフトスタート時間 | 30ms |
| Fss | ソフトスタート周波数 | 300kHz |
| | トランス | ETD49 |

設計解析結果：

| | |
|---|---|
| 共振タンク | Cr=22nF(22,000pF), Lr=125uH, Lm=500uH, k=4 |
| トランス | Np=36, N24V=4, N12V=2, n=9 |
| IRS27951周辺部品 | CT=390pF, RT=18kΩ, Rmax=14kΩ, Rss=3.9kΩ, Css=3.3uF |

### 7.1 回路図

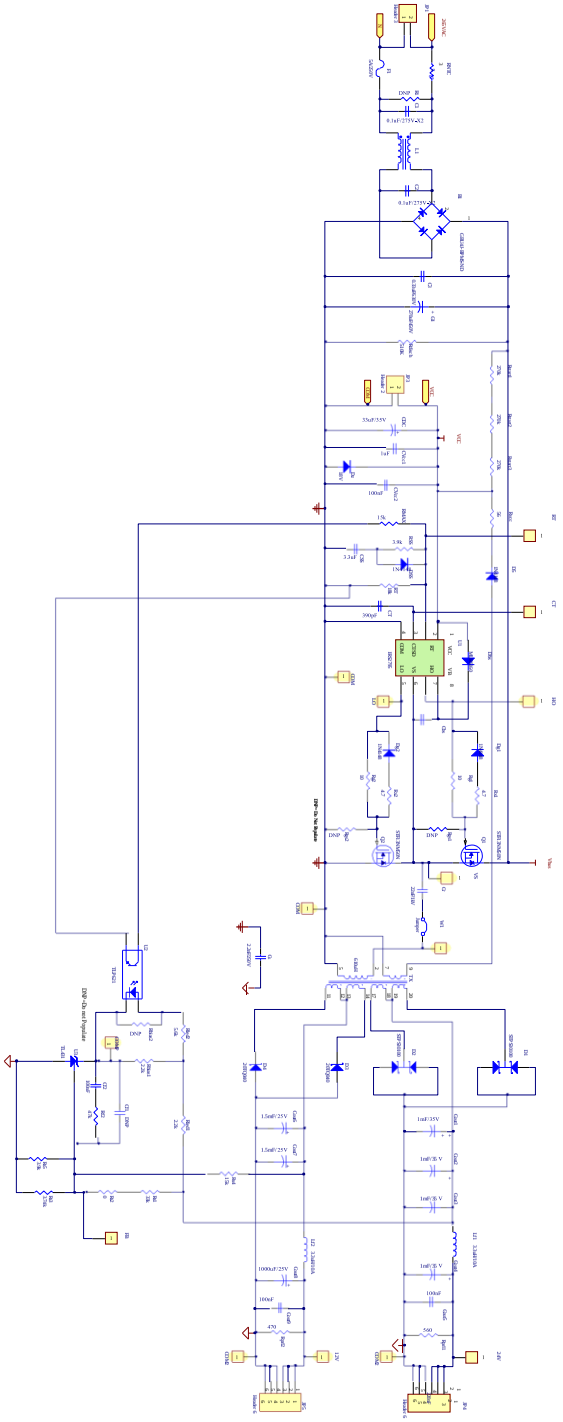


**図22 – IRS27951 参考設計回路図**

参考回路基板には入力の整流器とフィルタがあるので、DC入力またはAC入力のどちらでも使うことができます。DC入力の範囲は350Vから430Vで、AC入力電圧の範囲は250V～300Vの範囲です。
24Vと12Vの出力での疑似負荷は、交差調整の意味があります。

## 7.2 部品表

| 表記 | 説明 | 個数 | 値・定格 | メーカー | 品番 |
|---|---|---|---|---|---|
| B1 | 単相ブリッジ整流器 | 1 | 600V/4A | DIGIKEY | GBU4J-BPMS-ND |
| C1, C2 | X2 セーフティコンデンサ | 2 | 100nF/275VAC | DIGIKEY | P10524-ND |
| C3 | メタポリコンデンサ | 1 | 0.33uF/630V | DIGIKEY | P12245-ND |
| C4 | 電解バルクコンデンサ TS-HC | 1 | 270uF/450V | DIGIKEY | EET-HC2W271LA |
| Cbs | 1206 汎用セラミックSMD | 1 | 220nF/50V | DIGIKEY | 490-1776-1-ND |
| Cf2, Cout5, Cout9, CVcc2 | 1206 汎用セラミックSMD | 4 | 100nF/50V | DIGIKEY | 490-1775-1-ND |
| CDC | 電解コンデンサ　FMラジアル | 1 | 33uF/35V | DIGIKEY | P13475-ND |
| Cf1 | 空き | | | | |
| Cout1, Cout2, Cout3, Cout4 | アルミニウム電解コンデンサ 105℃ | 4 | 1000uF/35V | DIGIKEY | 565-1581-ND |
| Cout6, Cout7 | アルミニウム電解コンデンサ 105℃ | 2 | 1500uF/25V | DIGIKEY | 565-1557-ND |
| Cout8 | アルミニウム電解コンデンサ 105℃ | 1 | 1000uF/ 25V | DIGIKEY | 565-1555-ND |
| Cr | ポリプロピレンコンデンサ　高リップル | 1 | 22nF/1kV | DIGIKEY | 495-3552-ND |
| Cs | 250VAC Y1 セーフティセラミックディスクコンデンサ | 1 | 2.2nF/250V | DIGIKEY | 445-2411-ND |
| CSS | 1206 汎用セラミックSMD | 1 | 3.3uF/16V | DIGIKEY | 445-4038-1-ND |
| CVcc1 | 1206 汎用セラミックSMD | 1 | 1uF/25V | DIGIKEY | 445-1592-1-ND |
| CT | 1206 汎用セラミックSMD ±5% | 1 | 390pF/50V | DIGIKEY | 478-1487-1-ND |
| D1, D2 | TO220AB パワーショットキー整流器 | 2 | 100V/30A | DIGIKEY | STPS30100CT |
| D3, D4 | TO220AC パワーショットキー整流器 | 2 | 40V/20A | DIGIKEY | 20TQ040PBF-ND |
| D5, Dg1, Dg2, DSS | ファストリカバリダイオード DO-35 | 4 | 75V/0.3A | DIGIKEY | 1N4148DICT-ND |
| Dbs | ファストレクティファイアダイオード SMB | 1 | 600V/1A | DIGIKEY | MURS160-FDICT-ND |
| Dz | ツェナーダイオード SMD | 1 | 18V/0.5W | DIGIKEY | FLZ18VCCT-ND |
| F1 | FUSE IEC FA LBC 5x20 | 1 | 250V/5A | DIGIKEY | F2395-ND |
| JP1 | コネクタヘッダー 3POS 0.156 VERT TIN | 1 | | DIGIKEY | WM4621-ND |
| JP3 | コネクタヘッダー 2POS 0.1 VERT TIN | 1 | | DIGIKEY | WM4200-ND |
| JP4, JP5 | コネクタヘッダー 6POS 0.156 VERT TIN | 2 | | DIGIKEY | WM4624-ND |
| L1 | EMI コモンモードチョーク | 1 | 16mH/2.6A | DIGIKEY | 237-1233-ND |
| Lf1, Lf2 | PCV シリーズ ドラムコアインダクタ　10mm | 2 | 4.7uH/12A | COILCRAFT | PCV-0-472-10L |
| Q1, Q2 | TO-220FP Nチャンネルパワー MOSFET | 2 | 500V/12A | DIGIKEY | STF13NM50N |
| R1, Rbias2, Rgs1, Rgs2 | 空き | | | | |
| Rbias1, Rled1 | 1206 SMD フィルム RED 1/4W 1% | 2 | 2.2k | DIGIKEY | RHM2.20kFCT-ND |
| Rdisch | メタルフィルム　パワー抵抗 2W 5% | 1 | 510k | DIGIKEY | BC510KW-2CT-ND |
| Rf2 | 1206 SMD フィルム RED 1/4W 1% | 1 | 47k | DIGIKEY | RHM47.0kFCT-ND |
| Rg1, Rg2 | 1206 SMD フィルム RED 1/4W 5% | 2 | 10 | DIGIKEY | RHM10ERCT-ND |
| Rled2 | 1206 SMD フィルム RED 1/4W 1% | 1 | 5.6k | DIGIKEY | RHM5.60kFCT-ND |
| RMAX | 1206 SMD フィルム RED 1/4W 1% | 1 | 15k | DIGIKEY | RHM15.0kFCT-ND |
| RNTC | 突入電流リミッタ | 1 | 5 | DIGIKEY | 495-2093-ND |
| Rprl1 | メタルフィルム　パワー抵抗 2W 5% | 1 | 560 | DIGIKEY | PPC560W-2CT-ND |
| Rprl2 | メタルフィルム　パワー抵抗 2W 5% | 1 | 470 | DIGIKEY | PPC470W-2CT-ND |
| Rs1 | 1206 SMD フィルム RED 1/4W 1% | 1 | 33k | DIGIKEY | RHM33.0KFCT-ND |
| Rs2 | 1206 SMD フィルム RED 1/4W 1% | 1 | 0 | DIGIKEY | P0.0ECT-ND |
| Rs3 | 1206 SMD フィルム RED 1/4W 1% | 1 | 3.74k | DIGIKEY | RHM3.74KFCT-ND |
| Rs4 | 1206 SMD フィルム RED 1/4W 1% | 1 | 15k | DIGIKEY | RHM15.0KFCT-ND |
| Rs5, RSS | 1206 SMD フィルム RED 1/4W 1% | 2 | 3.9k | DIGIKEY | RHM3.90KFCT-ND |
| Rstart1, Rstart2, Rstart3 | 1206 SMD フィルム RED 1/4W 1% | 3 | 270k | DIGIKEY | RHM270KFCT-ND |
| RT | 1206 SMD フィルム RED 1/4W 1% | 1 | 18k | DIGIKEY | RHM18.0KFCT-ND |
| Rvcc | 1206 SMD フィルム RED 1/4W 5% | 1 | 56 | DIGIKEY | RHM56ERCT-ND |
| Rx1, Rx2 | 1206 SMD フィルム RED 1/4W 5% | 2 | 4.7 | DIGIKEY | RHM4.7ERCT-ND |
| TX | 共振型パワートランス | 1 | ETD49 | PRECISION INC | 019-4974-00R |
| U1 | IRS27951 コントロールIC | 1 | | IR | IRS27951S |
| U2 | フォトカプラー TRANS-OUT 4-DIP | 1 | TLP621 | DIGIKEY | TLP621FT-ND |
| U3 | プログラムで制御できる電圧レギュレータ SOT23-3 | 1 | TL431 | DIGIKEY | 296-17328-1-ND |
| | | | | | |
| W1 | 一次側電流検出ループのジャンパー | 1 | | | AWG22, multi strands |

### 7.3 代表的な動作波形

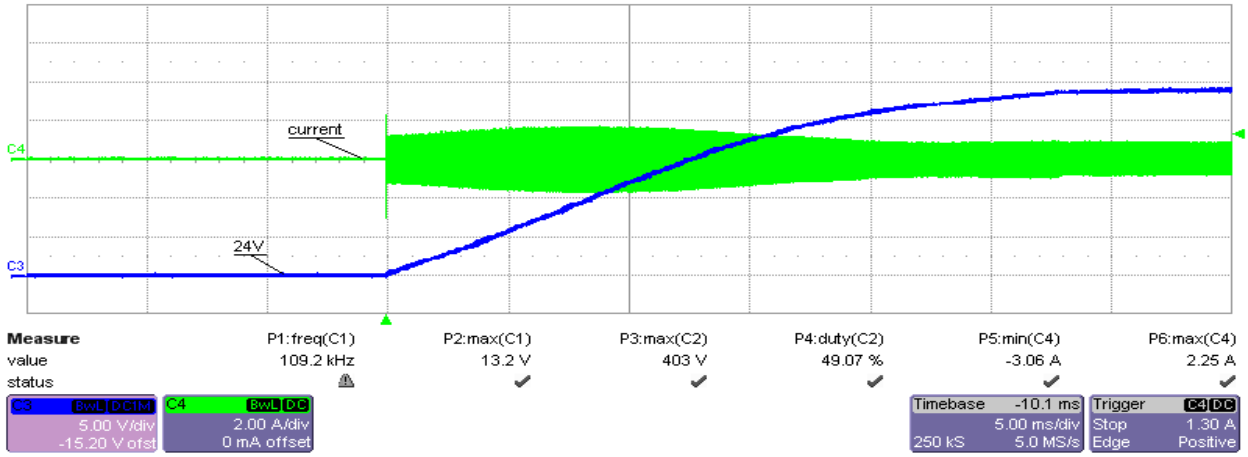



**図 23 – DC400V入力、 0W 負荷の起動**

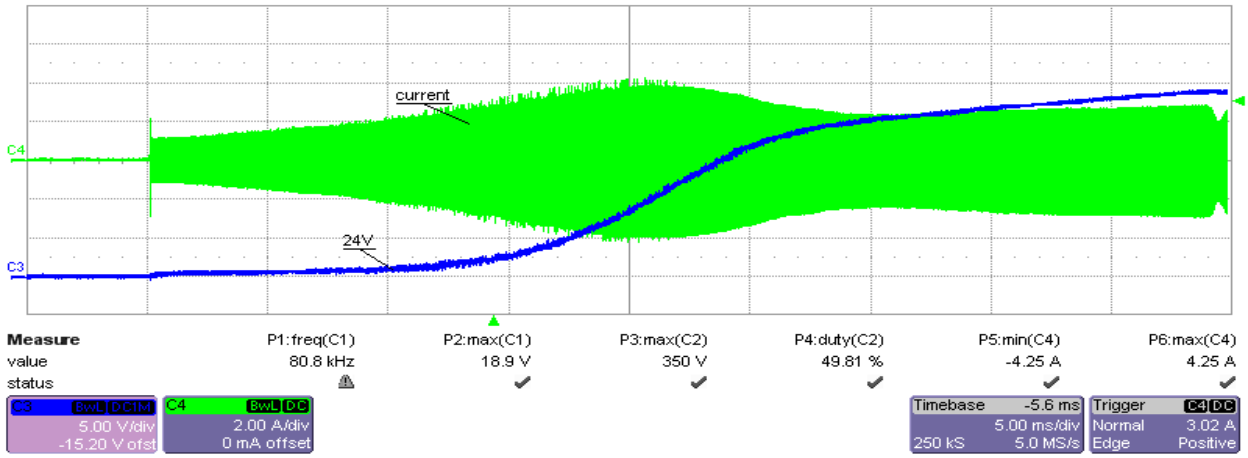



**図 24 - DC400V入力、 220W負荷の起動**

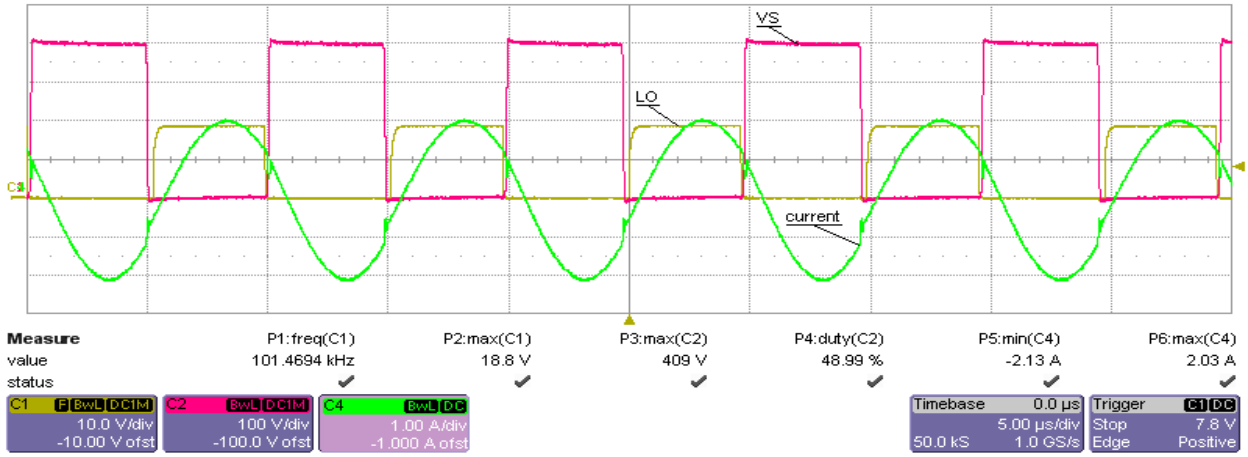



**図 25 - DC400V入力、 220W 負荷の動作**

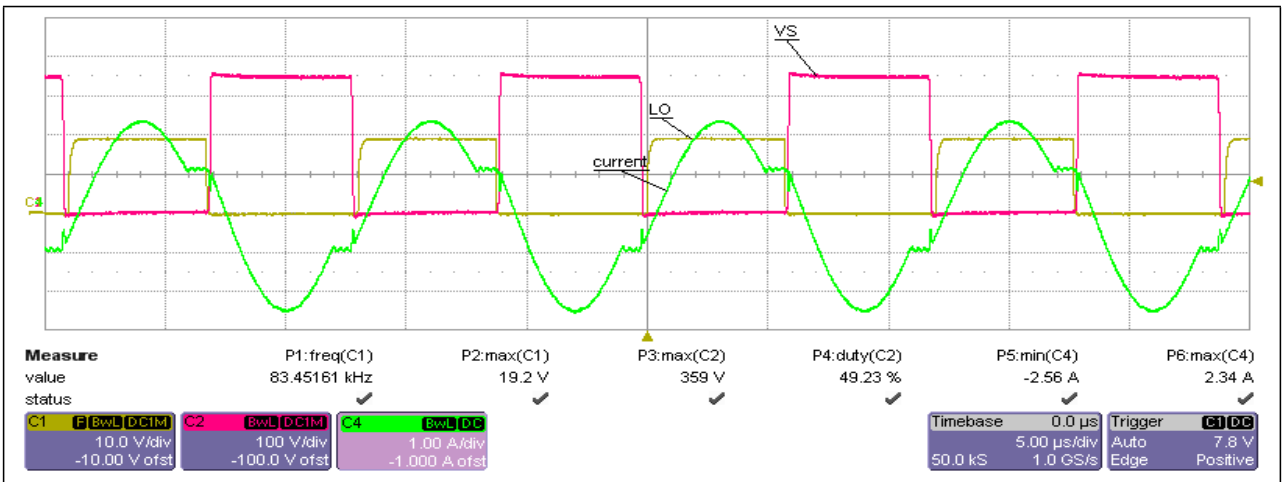



**図 26 – DC350V入力、 220W 負荷の動作**

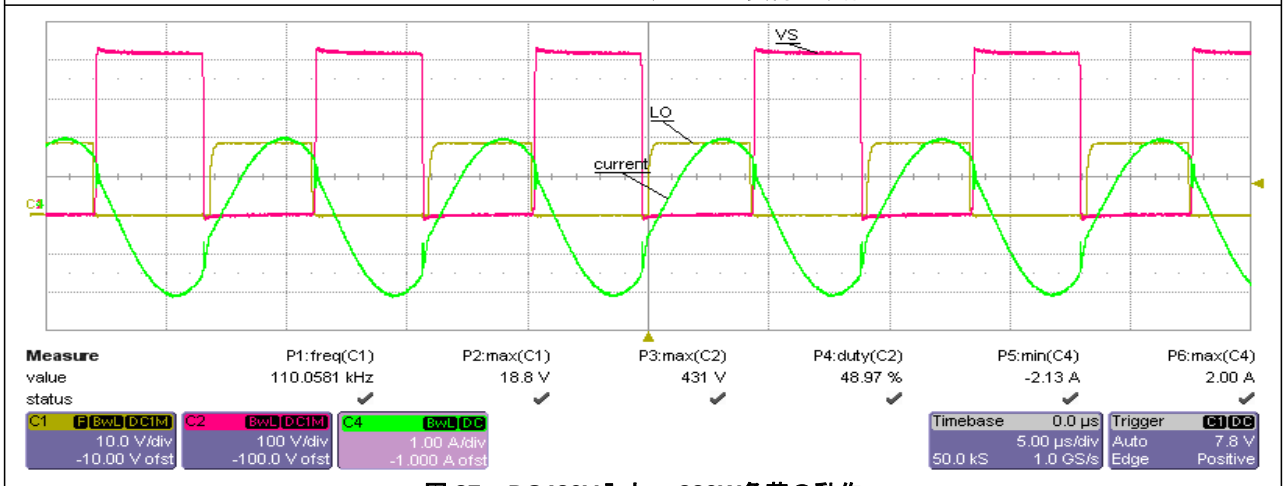



**図 27 – DC420V入力、 220W負荷の動作**

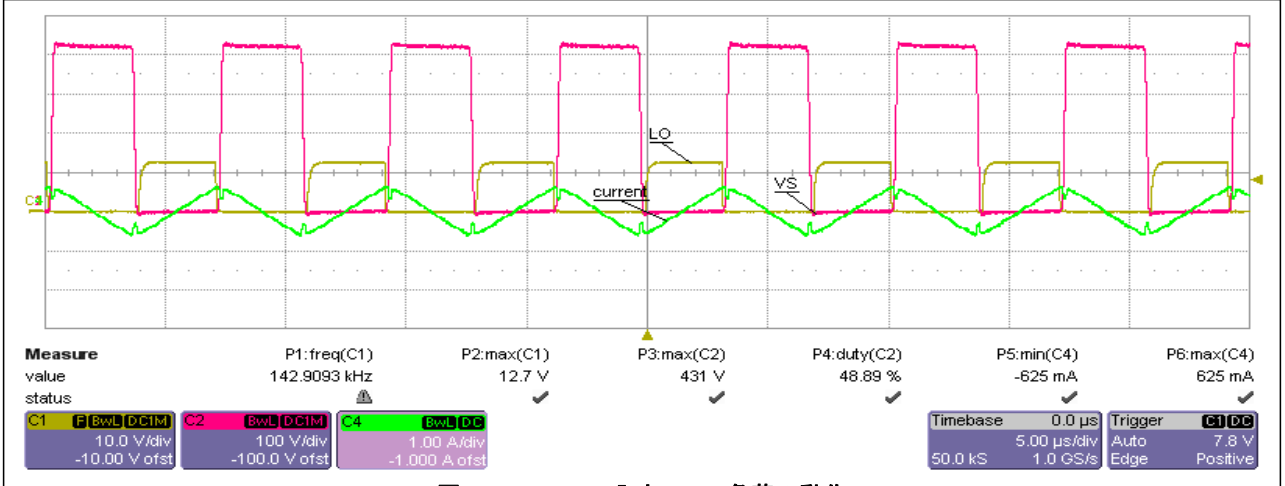



**図 28 – DC420V入力、 0W負荷の動作**

### 7.4 短絡回路保護

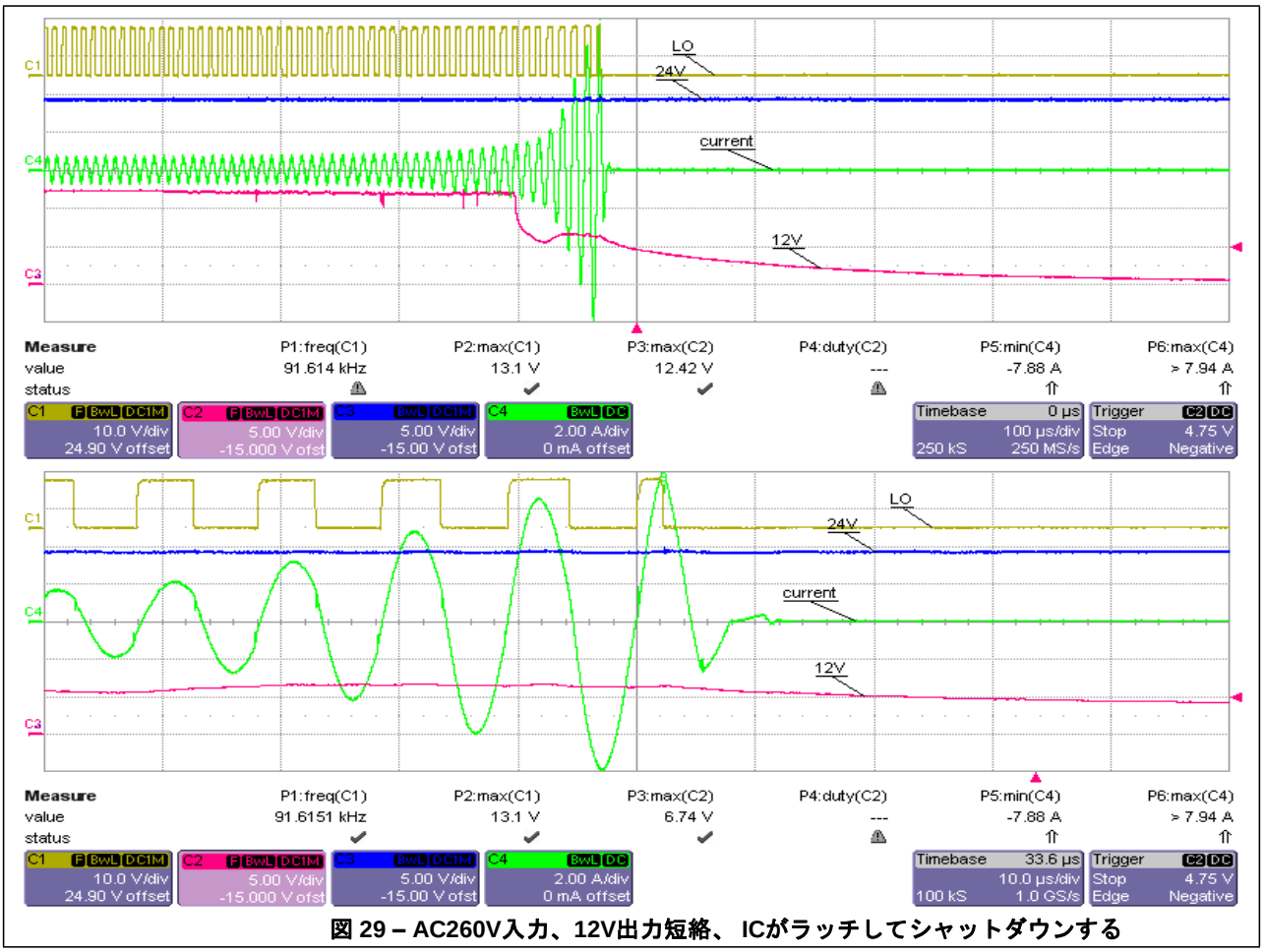



**図 29 – AC260V入力、12V出力短絡、 ICがラッチしてシャットダウンする**

### 7.5 効率

25%、50%、75%、100%負荷での基板の平均効率は、270Vac入力で92%です。

| | | | | | AC270V | AC400V |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 24Vout | 24V Iout(A) | 12Vout | 12V Iout(A) | Pout(W) | 効率 | 効率 |
| 24.176 | 1.5 | 11.97 | 1.5 | 54.2 | 90.8% | 91.0% |
| 24.2 | 3 | 11.92 | 3 | 108.4 | 92.6% | 92.6% |
| 24.22 | 4.5 | 11.9 | 4.5 | 162.5 | 92.4% | 92.9% |
| 24.24 | 6 | 11.86 | 6 | 216.6 | 92.2% | 92.7% |
| 23.517 | 6 | 12.26 | 0 | 141.1 | 92.8% | |
| 24.814 | 0 | 11.63 | 6 | 69.8 | 89.5% | |

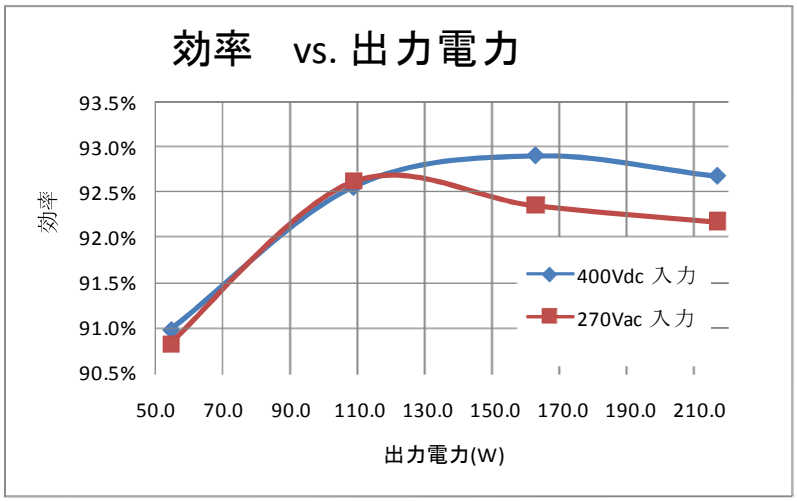



**図30 – 効率のグラフ**

## 8. レイアウト･ガイドラインと例

### グランド･プレーン

雑音結合を最小にするために、接地を高圧フローティング側の下や近くに配置してはいけません。

### ゲート･ドライブ･ループ

電流ループはアンテナのような機能をし、EM雑音を送受信することがあります。EMカップリングを削減し、電源スイッチのターンON/ターンOFFの性能を向上させるために、ゲート･ドライブ･ループはできるだけ小さくしなければなりません。ローサイド･ドライブでは、ドライブ･ループのリターンは直接ICのCOMピンに接続しなくてはならず、信号用グランドとも分離していなければなりません（パワー･グランドと信号用グランドは、COMピンで星形結線してください。）

### CVccコンデンサ

VCCピンとCOMピンの間にバイパス･コンデンサ（CVCC）を設置します。1µFのセラミック･コンデンサがほとんどのアプリケーションに適合します。この部品は、寄生要素を減らすために、できるだけピンの近くに配置する必要があります。

### CBSコンデンサ

CBSコンデンサはできるだけVBピンとVSピンの近くに配置する必要があります。

**配線と配置**

1) 8ピンのICには、信号リターンとパワー･リターンにCOMピンが1つしかないので、信号用グランドとパワー･グランドを別々に配線し、COMピンで星形結線することを強く推奨します。

2) RTピンは、内部発振器に電流基準を供給するもので、周波数ジッタやハイサイド—ローサイド間のデューティの不整合を避けるために、できるだけきれいにする必要があります。このピンに接続する部品は、ゲート･ドライブ･ループやVSノードなどの高周波数スイッチング･ループから遠ざけなければなりません。RTピンに接続するPCBの配線もスイッチング･ノードから遠ざけなければなりません。

3) コンデンサCTを直接COMピンに接続し、他の信号用グランドとリターンを共有してはいけません。

**レイアウト例**

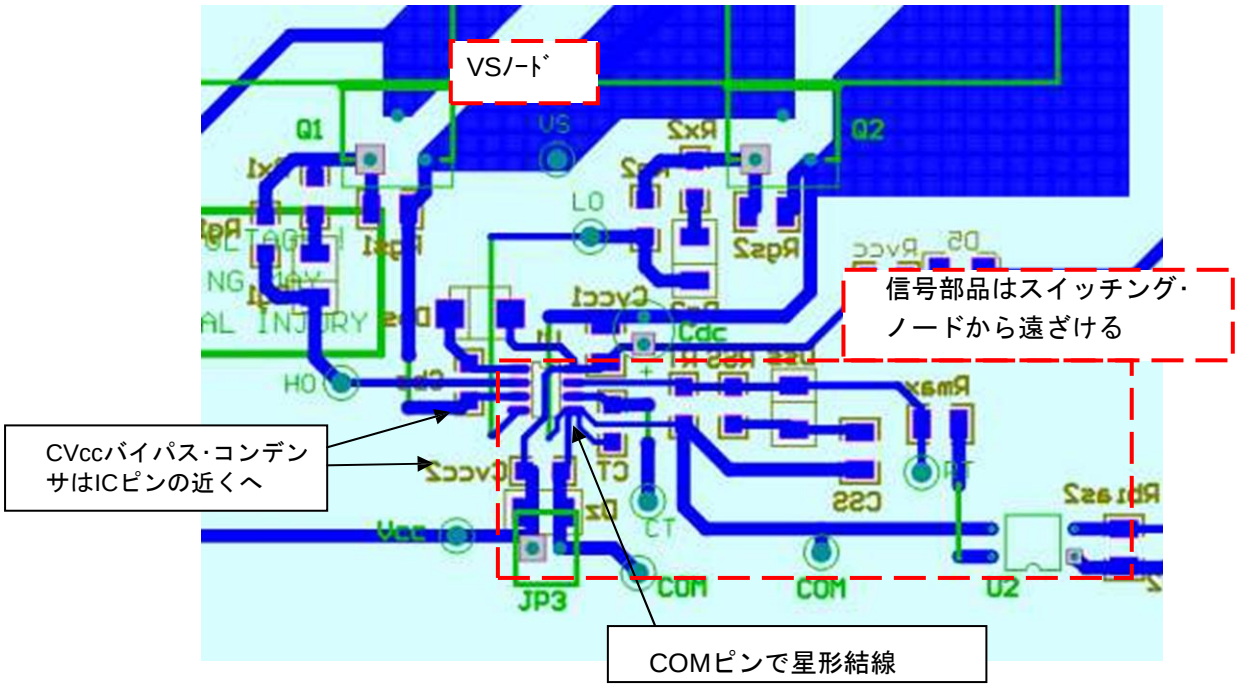



**図 31:片面基板の例**

## 9. 追加資料

### 記号一覧

$L_r$ : 一次側の共振インダクタンス。他に外部に共振インダクタが付いていない場合は、トランスの一次側の漏れインダクタンスです。

$L_m$ : トランス一次の励磁インダクタンス。実測のトランスの一次側インダクタンスから漏れインダクタンスを引いたものです。

$C_r$: 一次側共振コンデンサとDC阻止コンデンサ

$F_{r1}$: $L_r$ - $C_r$の直列共振周波数

Rac : 共振タンクAC分析用の等価AC抵抗

$R_{DS(on)}$ : MOSFETのON抵抗

$f_{max}$ : コンバータの最大動作スイッチング周波数

$f_{min}$ : コンバータの最小動作スイッチング周波数

$Q_g$ : MOSFET 総ゲート電荷

$Q_{gd}$ : MOSFET ゲートードレイン間の（ミラー）電荷

$Q_{gs}$ : MOSFET ゲートーソース間の電荷

$I_{QCC}$ : IRS2795(1,2) の静止電流

$R_g$ : IC外部のMOSFETゲート･ドライブ抵抗

$R_{up}$ : ICのゲート･ドライバのプルアップ抵抗

$R_{down}$ : ICのゲート･ドライバのプルダウン抵抗

$RG_{FET}$ : MOSFET内部のゲート抵抗

$P_{ICmax}$ : ICの最大電力損失

$V_{CC}$ : Vccピンの供給電圧

$I_{CC}$ : ICの供給電流

### 参考資料

[1] IRS2795(1,2) データシート