

Quasi-Resonant type AC/DC converter IC

**BD768xFJ-LB series Quasi-Resonant converter Technical Design**  
**24V/1A (SiC TO-3PFM SCT2H12NZ)**

このアプリケーションノートは、BD768xFJ-LB シリーズを使用した擬似共振コンバータ方式の出力 24V/1A の設計事例について説明します。

●概要

BD768xFJ-LB シリーズは、SiC (Silicon Carbide) -MOSFET を駆動するための擬似共振方式のスイッチング電源用 IC です。スイッチング用 MOSFET、電流検出抵抗を外付けにすることで自由度の高い電源設計を実現します。軽負荷時のバースト動作/周波数低減機能を有することで、省電力・高効率化に貢献します。産業機器市場へ向けた、長期の供給を保證するランクの製品です。

●主な特長

- 擬似共振方式(最大周波数 120kHz)/カレントモード
- 軽負荷時バースト動作/周波数低減機能
- VCC 端子 低電圧保護/過電圧保護
- Leading-Edge-Blanking 機能
- サイクルごとの過電流リミッタ機能
- ZTトリガマスク機能
- ZT 端子 過電圧保護
- 過電流リミッタ AC 補正機能
- ソフトスタート機能
- 入力減電圧保護機能(ブラウンアウト)
- ゲートクランプ回路
- マスク端子機能

●重要特性

- 動作電源電圧範囲: : VCC : 15.0V~27.5V
- 動作電流 通常時 : 0.80mA (Typ.)
- バースト時 : 0.50mA(Typ.)
- 最大周波数 : 120kHz(Typ.)
- 動作温度範囲 : -40°C to +105°C

(\*)製品構造 :シリコンモノリシック集積回路 耐放熱設計はしていません

(\*) 印加電圧及び動作温度範囲などの絶対最大定格を超えた場合は、劣化または破壊に至る可能性があります。また、ショートモードもしくはオープンモードは破壊状態を想定できません。絶対最大定格を超えるような特殊モードが想定される場合、ヒューズなど物理的な安全対策を施していただくようご検討をお願いします。

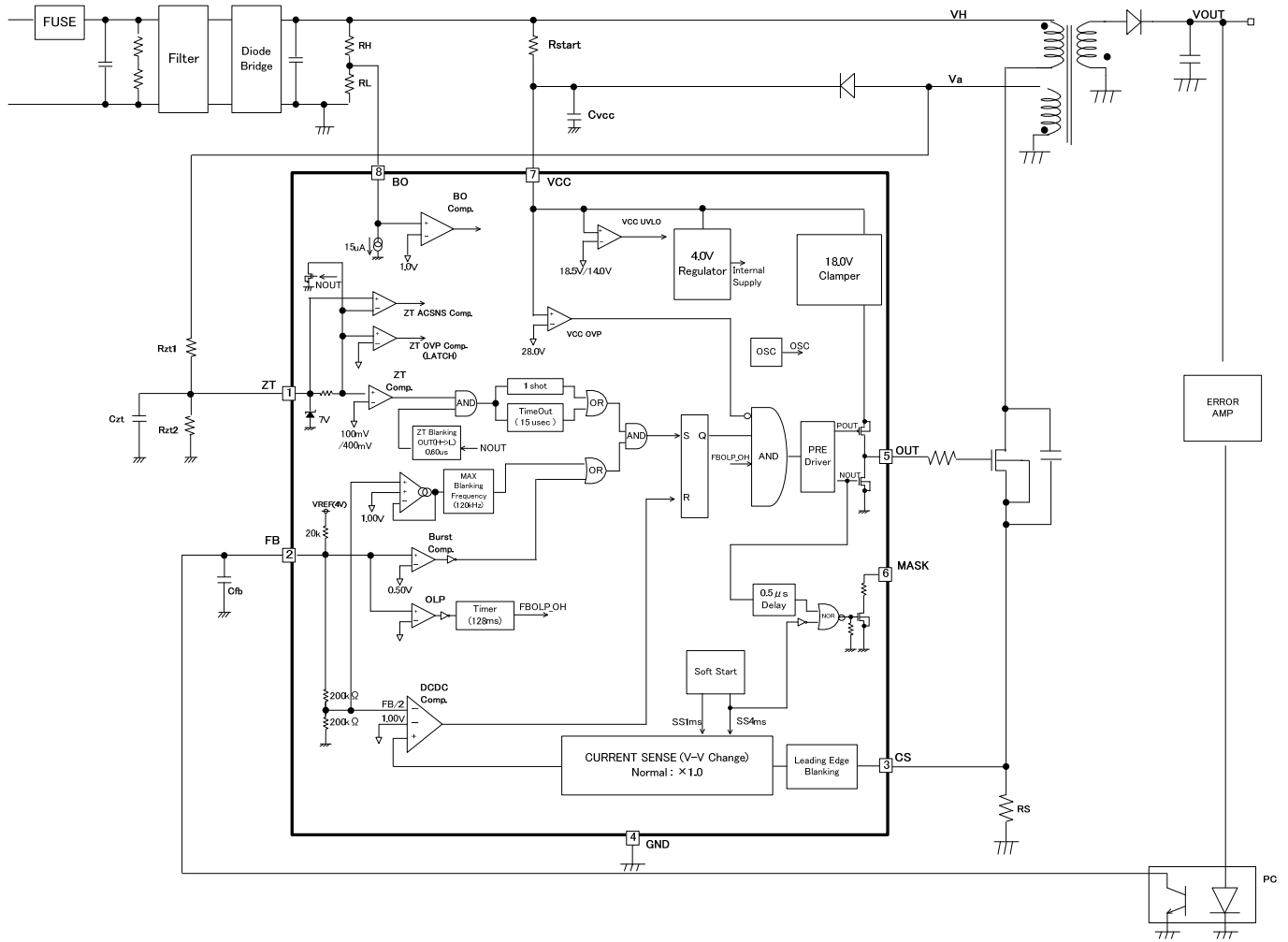
●BD768xFJ-LB シリーズラインアップ

	FBOLP	VCCOVP
BD7682FJ	AutoRestart	Latch
BD7683FJ	Latch	Latch
BD7684FJ	AutoRestart	AutoRestart
BD7685FJ	Latch	AutoRestart

●アプリケーション

産業機器向け電源、AC アダプタ、各種家電製品

●ブロックダイアグラム



## 目次

### 1.絶縁型 擬似共振コンバータ 設計事例

#### 1-1. トランス;T1 の設計

- 1-1-1. フライバック電圧 VOR の決定
- 1-1-2. 最低発振周波数 fsw と一次側インダクタンス値 Lp の決定
- 1-1-3. トランスサイズの決定
- 1-1-4. 一次側巻線数 Np の算出
- 1-1-5. 二次側巻線数 Ns の算出
- 1-1-6. VCC 巻線数 Nd の算出
- 1-1-7.トランス設計事例

#### 1-2. 主要部品選定

- 1-2-1. MOSFET;Q1
- 1-2-2. 入力コンデンサ;C2,C3,C4 バランス抵抗;R1,R2,R3,R4,R5,R6
- 1-2-3. 電流検出抵抗;R19 CS 端子ノイズ保護用抵抗;R22
- 1-2-4. 過負荷保護ポイントの切り替え設定抵抗;R20
- 1-2-5. ZT 端子電圧設定抵抗;R21
- 1-2-6. ZT 端子コンデンサ;C11
- 1-2-7. VCC 用ダイオード;D18
- 1-2-8. VCC 巻線用サージ電圧制限抵抗;Rvcc1
- 1-2-9. VCC 用起動抵抗;R11,R12,R13,R14 、コンデンサ;C5,C6 および整流ダイオード;D19
- 1-2-10. ブラウン IN/OUT 設定抵抗;R7,R8,R9,R10,R15 および BO 端子コンデンサ;C8
- 1-2-11. スナバ回路;Csubber1,Rsnubber1,D13,D14,D15,D16
- 1-2-12. FB 端子コンデンサ;C12
- 1-2-13. MOSFET ゲート回路;R16,R17,R18,D17
- 1-2-14. 出力整流ダイオード;ND1
- 1-2-15. 出力コンデンサ;Cout1,Cout2,Cout3,Cout4
- 1-2-16. 出力電圧設定抵抗;R25,R26,R28
- 1-2-17. 制御回路部調整;R24,R27,R32,C15

#### 1-3. EMI 対策

#### 1-4. 出力ノイズ対策

#### 1-5. レイアウト案

### 2.評価結果例

#### 2.1. 評価回路と部品リスト

#### 2.2. 評価結果(効率)

#### 2.3. 評価結果(動作波形)

## 1. 絶縁型 擬似共振コンバータ 設計事例

擬似共振コンバータはトランス 1 次巻線インダクタと共振コンデンサの電圧共振を利用した自励式フライバックコンバータ電源方式です。一般的に擬似共振コンバータは PWM フライバックコンバータよりも損失とノイズを下げる事が可能です。擬似共振コンバータでは、軽負荷時には不連続動作となり、負荷の上昇とともにスイッチング周波数が上昇します。

その後、ある負荷を境(臨界点)に臨界動作となり、この状態では負荷の上昇とともにスイッチング周波数が減少します。

負荷変動とスイッチング周波数の関係を Figure 1-1 に示します。また、不連続動作時、臨界動作時のスイッチング波形を Figure 1-2 に示します。

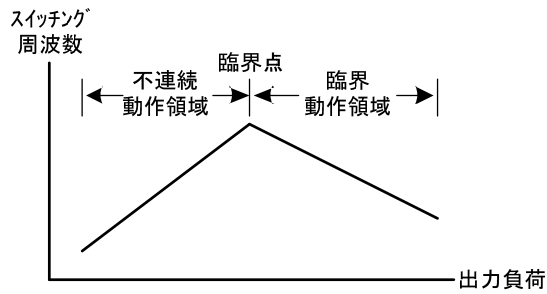


Figure 1-1. スwitching周波数-負荷

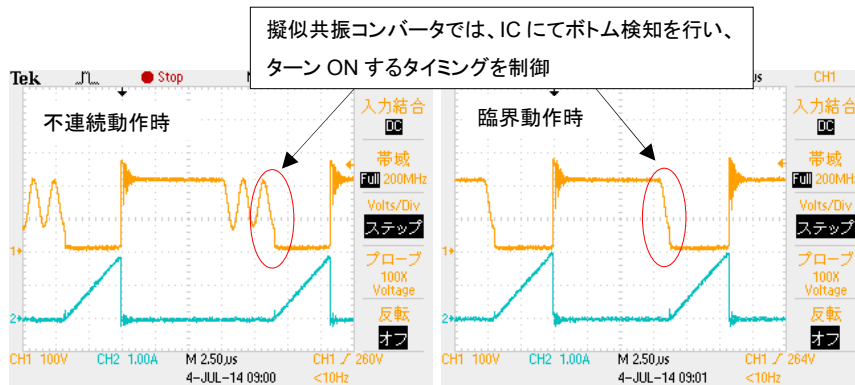


Figure 1-2. スwitching動作波形(MOSFET Vds, Ids)

## 1-1. トランス;T1 の設計(24V1A, Vin(DC)=300V~900V)

### 1-1-1. フライバック電圧 VOR の決定

フライバック電圧 VOR を決定して、巻数比  $N_p:N_s$ 、Duty 比を求めます。

$$\begin{aligned} VOR &= VO \times \frac{N_p}{N_s} = \frac{t_{on}}{t_{off}} \times VIN \\ \Rightarrow \frac{N_p}{N_s} &= \frac{VOR}{VO} \\ \Rightarrow Duty &= \frac{VOR}{VIN + VOR} \end{aligned}$$

$VIN(\text{MIN})=300\text{V}$ 、 $VOR=204\text{V}$ 、 $V_f=1.5\text{V}$  とすると、

$$\begin{aligned} \frac{N_p}{N_s} &= \frac{VOR}{VO} = \frac{VOR}{V_{out} + V_f} = \frac{204\text{V}}{24\text{V} + 1.5\text{V}} = 8.0 \\ Duty(\text{max}) &= \frac{VOR}{VIN(\text{min}) + VOR} = \frac{204\text{V}}{300\text{V} + 204\text{V}} = 0.405 \end{aligned}$$

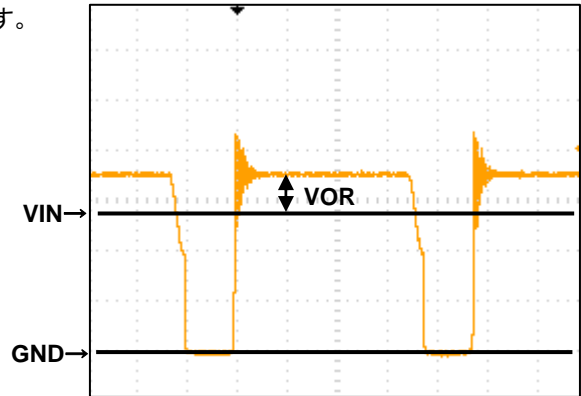


Figure 1-3. MOSFET Vds

(\*) MOSFET の損失等を考慮して、Duty が 0.5 以下になるように VOR を設定してください。

### 1-1-2. 最低発振周波数 fsw と一次側インダクタンス値の決定

最低入力時 ( $VIN=300\text{V}$ )、最大負荷時の最低発振周波数 fsw を決定して、一次巻線インダクタンス  $L_p$ 、一次側の最大電流  $I_{ppk}$  を求めます。

最低入力時 ( $VIN=300\text{V}$ ) の最低発振周波数  $f_{sw}=92\text{kHz}$  とします。

その他のパラメータを以下とします。

$P_o=24\text{V} \times 1\text{A}=24\text{W}$  より、過負荷保護等を考慮して、 $P_o(\text{max})=30\text{W}$ (デレーティング 0.8)

トランス変換効率  $\eta=85\%$

共振用コンデンサ容量  $C_v=100\text{pF}$

$$L_p = \left[ \frac{VIN(\text{min}) \times Duty(\text{max})}{\sqrt{\frac{2 \times P_o(\text{max}) \times f_{sw}}{\eta}} + VIN(\text{min}) \times Duty(\text{max}) \times f_{sw} \times \pi \times \sqrt{C_v}} \right]^2 = 1755\mu\text{H}$$

$$I_{ppk} = \sqrt{\frac{2 \times P_o(\text{max})}{\eta \times L_p \times f_{sw}}} = 0.662\text{A}$$

### 1-1-3. トランスサイズの決定

$P_o(\text{max})=30\text{W}$  より、トランスのコアサイズを少し余裕を見て EFD30 を選びます。

Table 1-1. 出力電力とトランス

出力電力 $P_o(\text{W})$	コアサイズ	コア断面積 $A_e(\text{mm}^2)$
~30	EI25/EE25	41
~50	EFD30	68
~60	EI28/EE28/EER28	84
~80	EI33/EER35	107

(\*) 上記の値は目安です。詳細はトランスメーカー等にご確認ください。

1-1-4. 一次側巻線数  $N_p$  の算出

一般的なフェライトコアの磁束密度  $B(T)$  の最大値は、 $0.4T@100^\circ C$  ですので、 $B_{sat}=0.3T$  とします。

$$N_p > \frac{L_p \times I_{ppk}}{A_e \times B_{sat}} = \frac{1750\mu H \times 0.66A}{68mm^2 \times 0.3T} = 57turns \quad \rightarrow \quad N_p \text{ は } 57\text{ ターン以上とします}$$

磁気飽和を起こさないために、AL-Value-NI 特性から飽和しない領域で使用する必要があります。

$N_p=50$  turns とした場合、

$$AL-Value = \frac{L_p}{N_p^2} = \frac{1750\mu H}{50turns^2} = 700nH / turns^2$$

$$NI = N_p \times I_{ppk} = 50turns \times 0.66A = 33A \cdot turns$$

となり、飽和領域に入ってしまいます。

この飽和領域に入らないように一次巻線数を設定します。

$N_p=64$  turns の場合、

$$AL-Value = \frac{L_p}{N_p^2} = \frac{1750\mu H}{64turns^2} = 427nH / turns^2$$

$$NI = N_p \times I_{ppk} = 64turns \times 0.66A = 42.2A \cdot turns$$

となり、飽和しない領域にあります。これより、 $N_p=64$  turns とします。

NI limit vs. AL-value (Typ.)

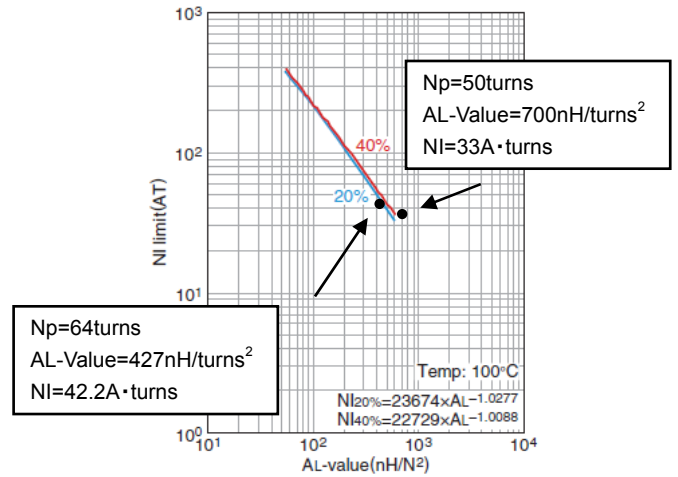


Figure 1-4. AL-Value-NILimit 参考特性

1-1-5. 二次側巻線数  $N_s$  の算出

$$\frac{N_p}{N_s} = 8 \quad \rightarrow \quad N_s = \frac{64}{8} = 8 \text{ turns} \quad \rightarrow \quad 8\text{ ターンとします}$$

1-1-6. VCC 巻線数  $N_d$  の算出

$V_{CC}=24V$ ,  $V_{f\_vcc}=1V$  とすると、

$$N_d = N_s \times \frac{V_{CC} + V_{f\_vcc}}{V_{out} + V_f} = 8turns \times \frac{24V + 1.0V}{24V + 1.5V} = 7.8turns \quad \rightarrow \quad 8\text{ ターンとします}$$

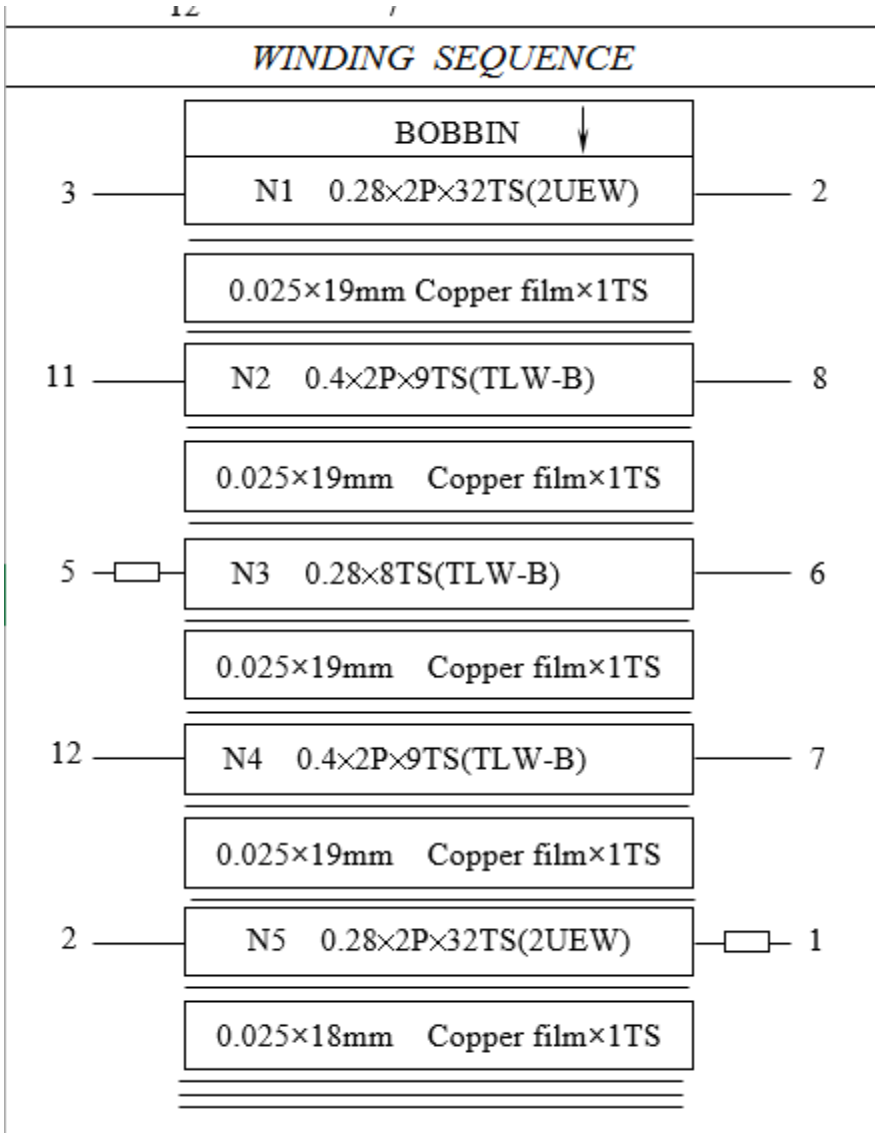
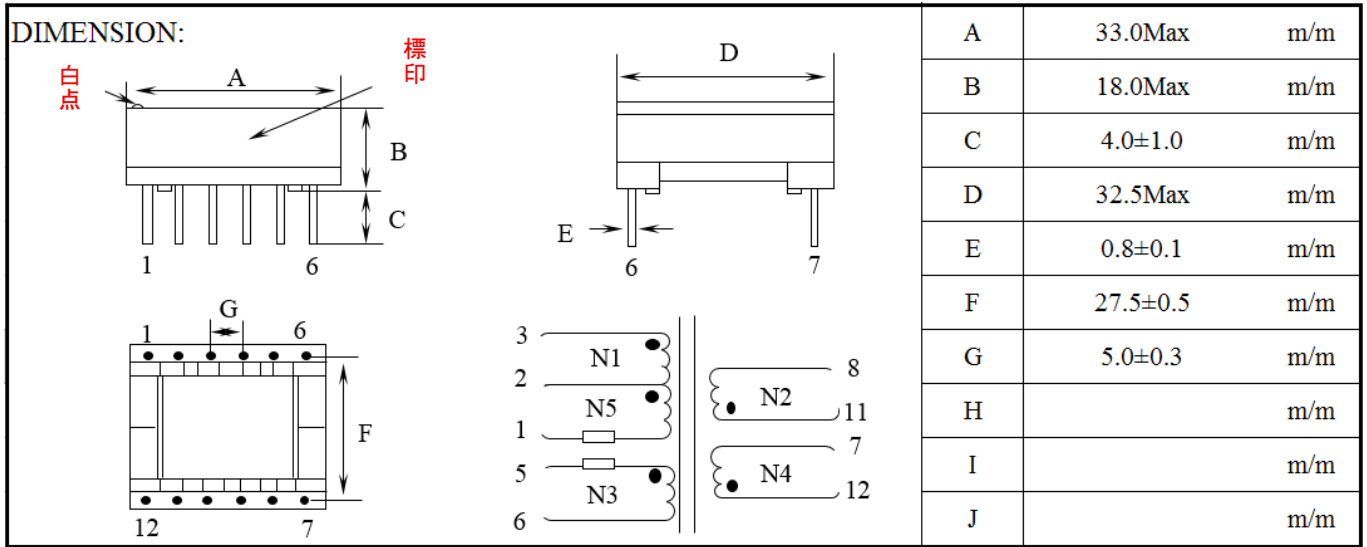
(\* )SiC-MOSFET を駆動する場合、Gate 電圧を制御する必要があるため、VCC は 22V 以上に設定してください。

これより、トランス仕様は以下となります。

Table 1-2. トランス仕様 (参考)

Core	EFD30 compatible
$L_p$	1750 $\mu H$
$N_p$	64 turns
$N_s$	8 turns
$N_d$	8 turns

1-1-7.トランス設計事例



## 1-2. 主要部品選定

## 1-2-1. MOSFET; Q1

MOSFET の選定には、最大ドレイン-ソース間電圧、ピーク電流、Ron による損失、パッケージの最大許容損失などを考慮します。

低入力電圧時に MOSFET の ON 時間が長くなり、Ron 損失による発熱が大きくなります。

製品に組み込んだ状態にて確認を行い、必要に応じてヒートシンク等の放熱を行って下さい。

目安として、電流定格は 1ppk x2 程度のものを選定します。

Vds は、

$$V_{ds(max)} = V_{IN(max)} + V_{OR} + V_{spike} = V_{IN(max)} + (V_{out} + V_f) \times \frac{N_p}{N_s} + V_{spike} = DC900V + (24V + 1.5V) \times \frac{64turns}{8turns} + V_{spike} \\ = 1104V + V_{spike}$$

Vspike は計算での算出は困難であり、経験則からスナバ回路追加を前提に 1700V 品とします。

本設計例では、ROHM 製の SCT2H12NZ(1700V 4A 1.15Ω)とします。

下記に SCT2H12NY の代表的な特性を記載します。正式なデータは SCT2H12NY のデータシートを参照してください。

## ○絶対最大定格 [Tj=25°C]

ドレイン-ソース電圧	V <sub>DSS</sub>	...	1700V
ゲート - ソース電圧	V <sub>GSS</sub>	...	-6V ~ +22V
ドレイン電流 (連続)	I <sub>D</sub>	...	±4A (Tjにより制限されます。)
ドレイン電流 (パルス)	I <sub>DP</sub>	...	±10A PW≤10μs DUTY CYCLE≤1%
ソース電流 (連続)	I <sub>S</sub>	...	4A (ボディダイオード。Tjにより制限されます。)
ソース電流 (パルス)	I <sub>SP</sub>	...	10A PW≤10μs DUTY CYCLE≤1% (ボディダイオード)
許容電力	P <sub>D</sub>	...	44W
最大ジャンクション温度	T <sub>j</sub>	...	175 °C
保存温度	T <sub>stg</sub>	...	-55~175 °C

PARAMETER	ITEM	CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.
GATE-SOURCE LEAKAGE CURRENT	I <sub>GSS+</sub>	V <sub>GS</sub> =+22V/V <sub>DS</sub> =0V	—	—	100nA
GATE-SOURCE LEAKAGE CURRENT	I <sub>GSS-</sub>	V <sub>GS</sub> =-6V/V <sub>DS</sub> =0V	—	—	-100nA
DRAIN-SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE	V <sub>(BR)DSS</sub>	I <sub>D</sub> =1mA/V <sub>GS</sub> =0V	1700V	—	—
ZERO GATE VOLTAGE DRAIN CURRENT	I <sub>DSS</sub>	V <sub>DS</sub> =1700V/V <sub>GS</sub> =0V	—	0.1μA	10μA
GATE THRESHOLD VOLTAGE	V <sub>GS(th)</sub>	V <sub>DS</sub> =V <sub>GS</sub> /I <sub>D</sub> =410μA	1.6V	—	4.0V
STATIC DRAIN-SOURCE ON-STATE RESISTANCE	R <sub>DS(on)</sub> *PULSED	I <sub>D</sub> =1.1A/V <sub>GS</sub> =18V Tj=25°C	0.80Ω	1.15Ω	1.50Ω
		I <sub>D</sub> =1.1A/V <sub>GS</sub> =18V Tj=125°C	—	1.71Ω	—
TRANSCONDUCTANCE	g <sub>fs</sub> *PULSED	V <sub>DS</sub> =10V/I <sub>D</sub> =1.1A	—	0.4S	—
INPUT CAPACITANCE	C <sub>iss</sub>	V <sub>DS</sub> =800V/V <sub>GS</sub> =0V f=1MHz	—	184pF	—
OUTPUT CAPACITANCE	C <sub>oss</sub>		—	16pF	—
REVERSE TRANSFER CAPACITANCE	C <sub>rss</sub>		—	6pF	—
GATE INPUT RESISTANCE	R <sub>g</sub>	f=1MHz open Drain	—	64Ω	—
TURN-ON DELAY TIME	t <sub>d(on)</sub> *PULSED	V <sub>DD</sub> =500V I <sub>D</sub> =1.1A V <sub>GS</sub> =18V/0V R <sub>L</sub> =455Ω R <sub>G</sub> =0Ω	—	16.3ns	—
RISE TIME	t <sub>r</sub> *PULSED		—	20.9ns	—
TURN-OFF DELAY TIME	t <sub>d(off)</sub> *PULSED		—	35.1ns	—
FALL TIME	t <sub>f</sub> *PULSED		—	73.8ns	—
TOTAL GATE CHARGE	Q <sub>g</sub> *PULSED	V <sub>DD</sub> =500V I <sub>D</sub> =1A V <sub>GS</sub> =18V R <sub>L</sub> =500Ω	—	14nC	—
GATE-SOURCE CHARGE	Q <sub>gs</sub> *PULSED		—	4nC	—
GATE-DRAIN CHARGE	Q <sub>gd</sub> *PULSED		—	5nC	—



1-2-2. 入力コンデンサ;C2,C3,C4 バランス抵抗;R1,R2,R3,R4,R5,R6

入力コンデンサ容量は Table 1-3 より選定します。

$P_{out}=24V \times 1.1A=25W$  より、 $C_{main}: 1 \times 25=25 \rightarrow 33\mu F$  とします。

Table 1-3. 入力コンデンサ選定

入力電圧 (Vdc)	Cin (uF)
< 300	2 x Pout(W)
300<	1 x Pout(W)

(\*) 保持時間などの仕様に合わせて選定して下さい。

コンデンサの耐圧は最大入力電圧以上が必要になります。

$V_{IN(MAX)}/\text{ディレーティング}=900V/0.8=1125V$

450V 耐圧のコンデンサを直列に 3 個使用することで、コンデンサの耐圧は  $450V \times 3=1350V$  です。

注意として、コンデンサを直列につなぐ場合、すべてのコンデンサにかかる電圧を一定にするためにバランス抵抗が必要になります。抵抗は損失になるため、470kohm 以上の抵抗を推奨します。

R1,R2,R3,R4,R5,R6 の損失は下記となります。

$P_{11\_12\_13\_14\_15\_16}=V_N(MAX) \times V_{IN}(MAX)/R=900V \times 900V/2.82M\Omega=0.287W$

Figure 1-5 に示します。

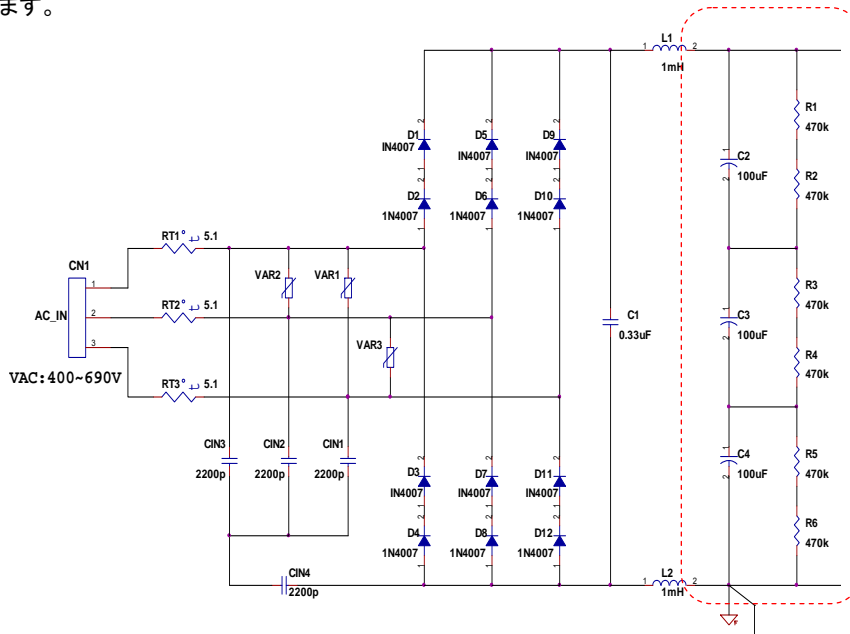


Figure 1-5. 入力コンデンサ用 バランス抵抗

1-2-3. 電流検出抵抗;R19 CS 端子ノイズ保護用抵抗;R22

一次側に流れる電流を制限して出力の過負荷保護ポイントを設定します。

$$R_{19} = \frac{V_{cs}}{I_{ppk}} = \frac{1.0V}{0.66A} = 1.515\Omega \rightarrow 1.5\Omega \text{ とします}$$

また、検出抵抗の損失 P\_R19 は、

$$P_{R19(peak)} = I_{ppk}^2 \times R_{19} = 0.66A^2 \times 1.5\Omega = 0.6534W$$

$$P_{R19(rms)} = I_{prms}^2 \times R_{19} = \left( I_{ppk} \times \sqrt{\frac{Duty(max)}{3}} \right)^2 \times R_{19} = \left( 0.66A \times \sqrt{\frac{0.404}{3}} \right)^2 \times 1.0 = 0.0586W$$

耐パルス性を考慮して、1W 以上とします。

耐パルスについては、同じ電力定格でも抵抗の構造等によって変わる場合があります。

ご使用になる抵抗メーカーにご確認ください。

## 1-2-4. 過負荷保護ポイントの切り替え設定抵抗;R20

BD768xPJ-LB シリーズは、入力電圧における過負荷保護補正機能を有しております。IC が過負荷検知した後、スイッチング動作を停止するまでに遅延時間があります。この遅延は入力電圧の上昇とともに過負荷保護ポイントを大きくします。補正機能は入力電圧がある値以上になると電流検出レベルを下げます。この機能は過負荷を補正します。

入力電圧範囲 が DC300V~DC900V の間のため、今回は切り替え電圧を DC400V と設定します。

Izt はスイッチング ON 時に IC からトランスの Nd 巻線に流れる電流です。

Izt が 1mA より上の時に電流検出レベルを下げ、過負荷保護ポイントは下げられます。

$$R20 = VIN(change) \times \frac{Nd}{Np} \times \frac{1}{Izt} = 500V \times \frac{8turns}{64turns} \times \frac{1}{1mA} = 62.5k\Omega \rightarrow 62k\Omega \text{ とします}$$

次に、過負荷保護ポイントが切り替わった後に定格負荷が取れるか確認します。

過負荷保護ポイントが切り替えると、Vcs=1.0V⇒0.70V に変化します。この時の各パラメータを算出します。

$$VIN(change) = R20 \times \frac{Np}{Nd} \times Izt = 56k\Omega \times \frac{64turns}{8turns} \times 1mA = 448V$$

$$Ippk' = \frac{Vcs}{R19} = \frac{0.70V}{1.5\Omega} = 0.466A$$

$$ton' = \frac{Lp \times Ippk'}{VIN(change)} = \frac{1750uH \times 0.466A}{496V} = 1.64us$$

$$Ispk' = \frac{Np}{Ns} \times Ippk' = \frac{64turns}{8turns} \times 0.466A = 3.728A$$

$$Ls = Lp \times \left(\frac{Ns}{Np}\right)^2 = 1750uH \times \left(\frac{8turns}{64turns}\right)^2 = 27.34uH$$

$$toff' = \frac{Ls \times Ispk'}{Vout + Vf} = \frac{27.34uH \times 3.728A}{24V + 1.5V} = 3.997us$$

$$tdelay = \pi \times \sqrt{Lp \times Cv} = 3.14 \times \sqrt{1750uH \times 100pF} = 1.31us$$

$$fsw' = \frac{1}{ton' + toff' + tdelay} = \frac{1}{1.64us + 3.997us + 1.31us} = 143kHz$$

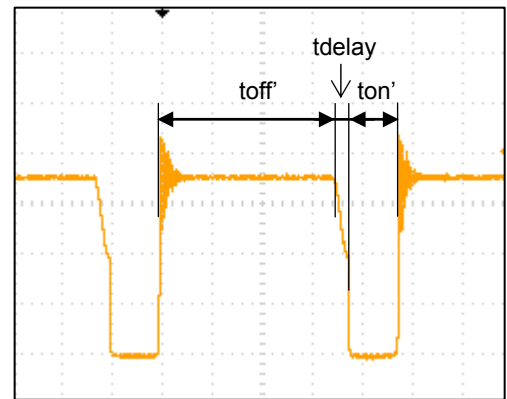


Figure 1-6. スイッチング波形

トランスの変換効率を  $\eta = 0.85$  とすると、

$$Po' = \frac{1}{2} \times Lp \times Ippk'^2 \times fsw' \times \eta = \frac{1}{2} \times 1750uH \times 0.466A^2 \times 120kHz \times 0.85 = 19.38W$$

Po' が定格電力以下の場合、R19 を調整してください。

なお、本ボードでは、IC の最高周波数が、120kHz で制限されるため、過負荷ポイントの調整を 100kHz の抵抗としており、816V での切り替えとしております。

過負荷保護ポイントについては、製品に組み込んだ状態で確認してください。

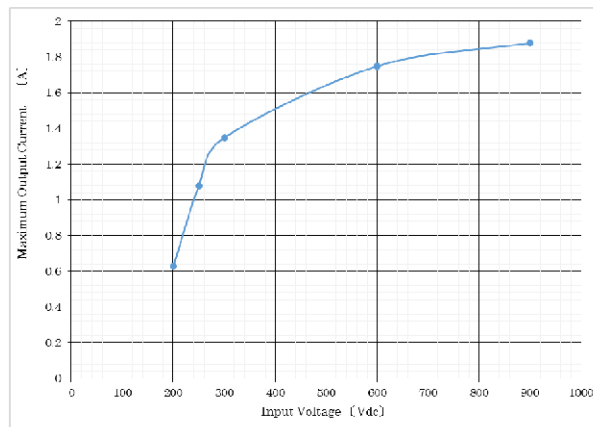


Figure 1-7. 過電流検出 本ボード実測値 (参考値)

## 1-2-5. ZT 端子電圧設定抵抗;R21

ZT 端子でのボトム検知電圧を設定します。

ZT 端子でのボトム検知電圧は、 $V_{zt1}=100\text{mV}(\text{typ})$ (ZT 端子電圧下降時)、 $V_{zt2}=200\text{mV}(\text{typ})$ (ZT 端子電圧上昇時)、また、ZT OVP(min)=3.30V より、目安として、 $V_{zt}=1\sim 3\text{V}$  程度に設定します。

$$V_{zt} = (V_{out} + V_f) \times \frac{N_d}{N_s} \times \frac{R_{21}}{R_{20} + R_{21}} = 2.7\text{V} \text{ と設定すると、} R_{21} = 11.84\text{k}\Omega \rightarrow 12\text{k}\Omega \text{ とします}$$

## 1-2-6. ZT 端子コンデンサ;C11

C11 は ZT 端子の安定用、並びに、ボトム検知のタイミング調整用コンデンサです。ZT 端子波形、ボトム検知タイミングを確認して設定して下さい。

## 1-2-7. VCC 用ダイオード;D18

VCC 用ダイオードは高速ダイオードを推奨します。

VCC 用ダイオードに印加される逆電圧は、 $V_f=1\text{V}$  とすると、

$$V_{dr} = V_{CC}(\text{max}) + V_f + V_{IN\text{max}} \times \frac{N_d}{N_p}$$

本 IC には、VCC OVP 機能があり、VCC OVP(max)=31.5V です。

VCC 電圧が VCC OVP まで上昇した場合でもダイオードの逆電圧が使用するダイオードの  $V_r$  を超えないように設定します。

$$V_{dr} = 31.5\text{V} + 1.0\text{V} + 900\text{V} \times \frac{8\text{turns}}{64\text{turns}} = 145\text{V}$$

マージンを考慮して、 $145\text{V}/0.7 \approx 200\text{V} \rightarrow 200\text{V}$  品を選定します。

(例 ROHM RF05VAM2S 200V 0.5A)

## 1-2-8. VCC 巻線用サージ電圧制限抵抗;Rvcc1

トランスのリーケージ・インダクタンス(Lleak)により、MOSFET がオンからオフになった瞬間、大きなサージ電圧(スパイクノイズ)が発生します。このサージ電圧が VCC 巻線に誘起され、VCC 電圧が上昇して IC の VCC 過電圧保護にかかる場合があります。

VCC 巻線に誘起されるサージ電圧を軽減するために制限抵抗 Rvcc1(5~22 $\Omega$ 程度)を挿入します。

VCC 電圧の上昇につきましては、製品に組み込んだ状態での確認をお願いします。

1-2-9. VCC 用起動抵抗(R start ) ;R11,R12,R13,R14 、コンデンサ;C5,C6 および整流ダイオード;D18, D19

起動抵抗は、IC が動作するために必要な抵抗です。

起動抵抗 R<sub>START</sub> の値を小さく設定すると、待機時電力が大きくなり、起動時間が短くなります。

反対に、起動抵抗 R<sub>START</sub> の値を大きくすると、待機時電力が小さくなり、起動時間が長くなります。

VCC 端子からの起動時電流(max)=30uA, マージンを持って起動時消費電流(max)=40uA とします。

起動入力電圧 VIN\_start=180V、VCCUVLO(max)=20V、保護回路動作時 VCC 電流(min)=0.3mA の条件より、下記となります。

$$R_{start} < (V_{cc\_start} - V_{CCUVLO(min)}) / I_{start(max)} = (180V - 20V) / 40\mu A = 4000k\Omega$$

$$R_{start} > (V_{in\_max} - V_{cc\_ovp(max)}) / I_{cc\_protect} = (900V - 31.5V) / 0.3mA = 2895k\Omega$$

$$2895k\Omega < R_{start} < 4000k\Omega$$

以上より、Rstart=2940kΩ(1Mohm×2+470kΩ×2 の直列)とします。

起動時間を Figure 1-8 に示します。

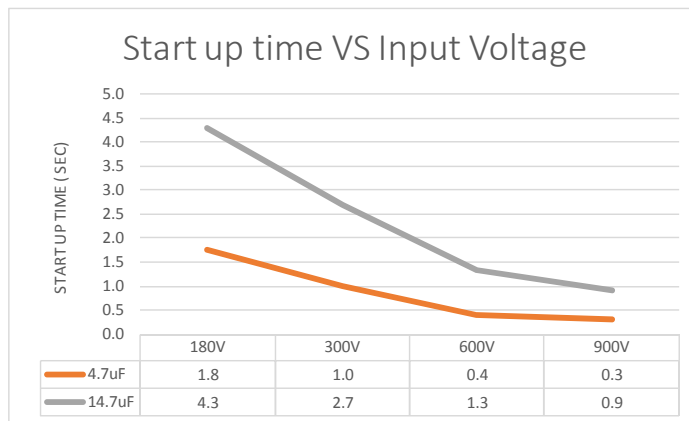


Figure 1-8. 起動時間(参考値)

VCC 用コンデンサは、IC の VCC 電圧を安定させるために必要です。

容量は 2.2uF 以上を推奨します。

この例は起動時間と安定性のため Figure 1-9 の回路を推奨します。

起動時は高速起動のため C6 のみが動作し、起動後出力電圧が一定電圧以上となると C5 が動作します。

D18 は、低 IR のスイッチングダイオードをご使用ください。(例 ROHM 1SS355VM)

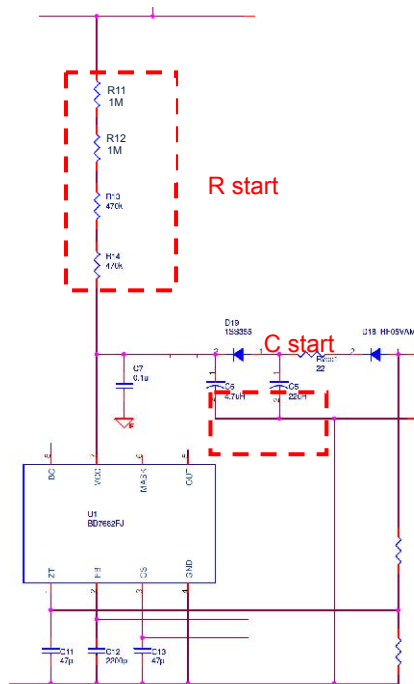


Figure 1-9. 起動抵抗と VCC コンデンサ

## 1-2-10. ブラウン IN/OUT 設定抵抗;R7,R8,R9,R10,R15 および BO 端子コンデンサ;C8

ブラウンアウト機能は入力電圧 IN が低い電圧時には、DC/DC 動作を止める機能です。(IC 自体は動作しています。)

$R_H$  と  $R_L$  の設定例を下記に示します。

動作開始  $V_H$  電圧(L->H)を  $V_{HON}$  ,動作停止  $V_H$  電圧(H->L)を  $V_{HOFF}$  とすると下記の通りになります。

動作開始 IC (OFF => ON)  $(V_{HON}-1.0)/R_H = 1.0/R_L + 15 \cdot 10e-6$

動作停止 IC (ON => OFF)  $(V_{HOFF}-1.0)/R_H = 1.0/R_L$

以上の式より、 $R_H$ 、 $R_L$  は下記式で求められます。

$$R_H = (V_{HON} - V_{HOFF}) / (15 \cdot 10e-6), R_L = 1.0 / (V_{HOFF} - 1.0) \cdot R_H$$

$V_{HON}=90V$ 、 $V_{HOFF}=60V$  と設定すると、Figure 1-10 に示す回路となります。

なお、BO 端子には必ず C8 のコンデンサをつけてください。

BO ラインはハイインピーダンスのためノイズに弱いです。目安は  $0.01\mu F \sim 0.1\mu F$  です。

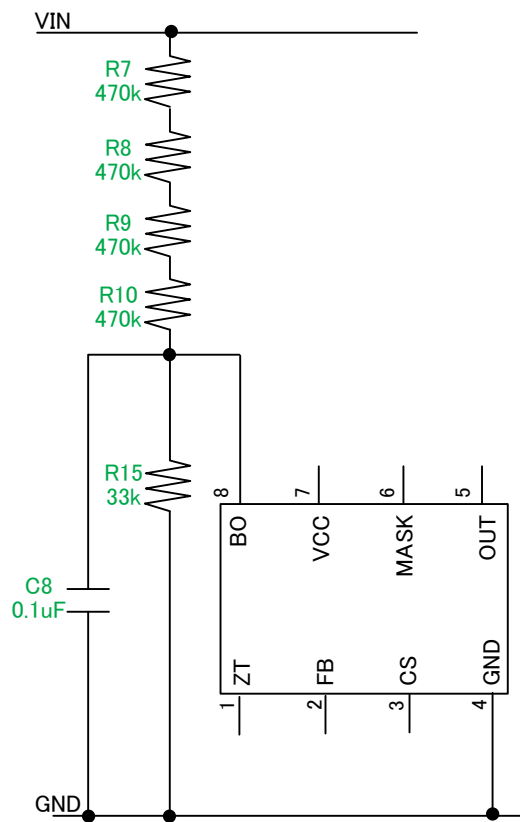


Figure 1- 10. RF05VAM2. ブラウン IN/OUT 抵抗設定

## 1-2-11. スナバ回路; C snubber 1, R snubber1, D13,D14, D15,D16

トランスのリーケージ・インダクタンス(Lleak)により、MOSFET がオンからオフになった瞬間、大きなサージ電圧(スパイクノイズ)が発生します。このサージ電圧は、MOSFET のドレイン・ソース間に印加されるため、最悪の場合、MOSFET の破壊に至る場合があります。このサージ電圧を抑制するために RCD スナバ回路を推奨します。

## ①クランプ電圧(Vclamp)、クランプ Ripple 電圧(Vripple)の決定

クランプ電圧は、MOSFET の耐圧からマージンを考慮して決定します。

$$V_{clamp} = 1700V \times 0.8 = 1360V$$

クランプ Ripple 電圧(Vripple)は 50V 程度にします。

## ②R snubber 1 の決定

R snubber 1 は以下の条件を満たすように選定します。

$$R_{snubber 1} < 2 \times V_{clamp} \times \frac{V_{clamp} - V_{OR}}{L_{leak} \times I_p^2 \times f_{sw(max)}}$$

ここで、 $L_{leak} = L_p \times 10\% = 1750\mu H \times 10\% = 175\mu H$  とします。

以下の式より  $P_o = 25W$ 、 $V_{IN(max)} = 900V$  時の  $I_p$ 、 $f_{sw}$  を算出します。

$$P_o = \frac{1}{2} \times L_p \times I_p^2 \times f_{sw} \times \eta$$

$$I_p = \frac{V_{cs}}{R_{cs}} \quad f_{sw} = \frac{1}{t_{on} + t_{off} + t_{delay}} = \frac{1}{\left(\frac{L_p}{V_{IN}} \times I_p\right) + \left(\frac{L_s}{V_o + V_f} \times \frac{N_p}{N_s} \times I_p\right) + \pi \times \sqrt{L_p \times C_v}}$$

$$\Rightarrow V_{cs} = 0.7V, I_p = 0.466A, f_{sw} = 161kHz$$

これにより、

$$R_{snubber 1} < 2 \times 1360V \times \frac{1360V - 204V}{175\mu H \times 0.466^2 \times 120kHz} = 253k \Omega \rightarrow 200k \Omega \text{ とします}$$

R snubber 1 の損失  $P_{R snubber 1}$  は、

$$P_{R snubber 1} = \frac{(V_{clamp} - V_{IN})^2}{R_{snubber 1}} = \frac{(1360 - 900)^2}{200k \Omega} = 1.05W$$

となります。マージンを考慮して、2W 以上とします。

## ③Csnubber1 の決定

$$C_{snubber1} > \frac{V_{clamp}}{V_{ripple} \times f_{sw(min)} \times R_{snubber}} = \frac{1360V}{50V \times 120kHz \times 200k \Omega} = 1607pF \rightarrow 2200pF \text{ とします}$$

Csnubber1 にかかる電圧は、 $1360V - 900V = 460V$  となります。

マージンを考慮して、600V 以上とします。

## ④D13, D14 の決定

ダイオードはファストリカバリーダイオードをご使用下さい。耐圧は、MOSFET の  $V_{ds(max)}$  以上の電圧にします。

サージ電圧は、トランスのリーケージ・インダクタンスの他に、基板のパターンの影響も受けます。

製品に組み込んだ状態で  $V_{ds}$  電圧の確認を行い、必要に応じてスナバ回路の調整を行って下さい。

## ⑤TVS: D15, D16

より高い保護性能を求める場合には、TVS を用いて、過渡的なスパイクノイズをクランプすることができます。MOSFET の耐圧と動作波形を確認のうえ、決定してください。

## 1-2-12. FB 端子コンデンサ;C12

C12 は FB 端子の安定用コンデンサです(1000pF~0.01uF 程度を推奨)。

## 1-2-13. MOSFET ゲート回路;R16,R17,R18,D17

MOSFET のゲート回路は、MOSFET の損失、ノイズに影響します。スイッチングターンオン時のスピードは R16+R17、ターンオフ時は引き抜き用ダイオード D17 を通じて R16 で調整します。

(例. R16:10Ω 0.25W、R17:150Ω、D17:SBD 60V 1A)

擬似共振コンバータでは、スイッチング損失は、基本的にはターンオン時は発生せず、ターンオフ時の損失が支配的となります。ターンオフ時のスイッチング損失を軽減するためには、R16 を小さくしてターンオフスピードを上げることになりますが、急峻な電流変化となり、スイッチングノイズが大きくなります。損失(発熱)とノイズはトレードオフの関係にありますので、製品に組み込んだ状態にて MOSFET の温度上昇とノイズ測定を行い、必要に応じて調整を行って下さい。

また、R16 にはパルス電流が流れますので、ご使用になる抵抗の耐パルス性をご確認ください。

R18 は MOSFET のゲートをプルダウンする抵抗になります。10kohm~100kohm を目安にしてください。

## 1-2-14. 出力整流ダイオード;DN1

出力整流ダイオードは、高速ダイオード(ショットキーバリアダイオード、ファストリカバリーダイオード)を使用してください。出力ダイオードに印加される逆電圧は、 $V_f=1.5V$  としますと、

$$V_{dr} = V_{out(max)} + V_f + V_{INmax} \times \frac{N_s}{N_p}$$

となります。 $V_{out(max)}=24.0V+5\%=25.2V$  とすると、

$$V_{dr} = 25.2V + 1.5V + 900V \times \frac{8}{64} = 139.2V$$

マージンを考慮して、 $139.2V/0.7=198V \rightarrow 200V$  品を選定します。

また、ダイオードの損失(概算値)は、 $P_d = V_f \times I_{out} = 1.5V \times 1.0A = 1.5W$  となります。

(例. ローム RFN10T2D:200V 10A, TO-220FN パッケージ)

電圧マージンは 70%以下、電流は 50%以下で使用することを推奨します。

製品に組み込んだ状態にて温度上昇の確認を行い、必要に応じて部品の再検討、ヒートシンク等の放熱を行って下さい。

## 1-2-15. 出力コンデンサ; C out 1, C out 2, C out 3, C out 4

出力コンデンサは、出力負荷で許容可能な Peak to Peak の Ripple 電圧 ( $\Delta V_{pp}$ ) と Ripple 電流で決まります。MOSFET がオンの時、出力ダイオードはオフ状態です。この時、出力コンデンサから負荷に電流を供給します。MOSFET がオフの時に出力ダイオードはオン状態になり、この時に出力コンデンサにチャージするとともに負荷電流も供給します。

$\Delta V_{pp}=200\text{mV}$  とすると、

$$Z_C < \frac{\Delta V_{pp}}{I_{spk}} = \frac{\Delta V_{pp}}{\frac{N_p}{N_s} \times I_{ppk}} = \frac{0.2\text{V}}{\frac{64}{8} \times 0.66\text{A}} = 0.0379 \quad \Omega \quad \text{at } 60\text{kHz (fsw min)}$$

一般的なスイッチング電源用電解コンデンサ (低インピーダンス品) では、インピーダンスは 100kHz で規定されていますので、100kHz に換算します。

$$Z_C < 0.0379 \quad \Omega \times \frac{60}{100} = 0.02274 \quad \Omega \quad \text{at } 100\text{kHz}$$

Ripple 電流  $I_s(\text{rms})$  は、

$$I_s(\text{rms}) = I_{spk} \times \sqrt{\frac{1 - \text{Duty}}{3}} = \frac{64}{8} \times 0.66\text{A} \times \sqrt{\frac{1 - 0.261}{3}} = 2.62\text{A}$$

コンデンサの耐圧は、出力電圧の 2 倍程度を目安にします。

$V_{out} \times 2 = 24\text{V} \times 2 = 48\text{V} \rightarrow 50\text{V}$  以上とします。

これらの条件に合う電解コンデンサを選定してください。

(例. スwitching 電源用の低インピーダンスタイプ 50V 470uF x 3 並列)

(\* ) 実際の Ripple 電圧、Ripple 電流は実機での確認をしてください。

## 1-2-16. 出力電圧設定抵抗; R25, R26, R28

出力電圧は以下の式で設定します。

シャントレギュレータ IC2:  $V_{ref}=2.495\text{V}$  としますと、

$$V_o = \left( 1 + \frac{R_{25} + R_{26}}{R_{28}} \right) \times V_{ref} = \left( 1 + \frac{82\text{k}\Omega + 4.3\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega} \right) \times 2.495\text{V} = 24.02\text{V}$$

## 1-2-17. 制御回路部調整; R24, R27, R32, C15

R27、C15 は位相補償回路です。R27=1k~30k $\Omega$ 、C15=0.1uF 程度として実機にて調整してください。

R32 は制御回路電流の制限抵抗です。300~2k $\Omega$  で調整してください。

R24 はシャントレギュレータ IC2 の暗電流設定抵抗です。

IC2: TL431 の場合、1mA を確保  $\Rightarrow$  R24=フォトカプラ  $V_f/1\text{mA}=1\text{k}\Omega$  とします。

## 1-3. EMI 対策

EMI 対策としては、以下をご確認ください。

(\* ) 定数は参考値です。ノイズの影響により調整してください。

- ・入力部にフィルタ追加
- ・一次側と二次側間にコンデンサ追加 (CY1, CY2+CY3; Y-Cap 2200pF 程度)
- ・2 次側整流ダイオードに RC スナバ追加



1-4. 出力ノイズ対策

出力ノイズ対策としては、出力にLCフィルタ  
 (L;10uH C;10uF~100uF 程度)を追加してください。  
 (\*)定数は参考値です。ノイズの影響により調整してください。

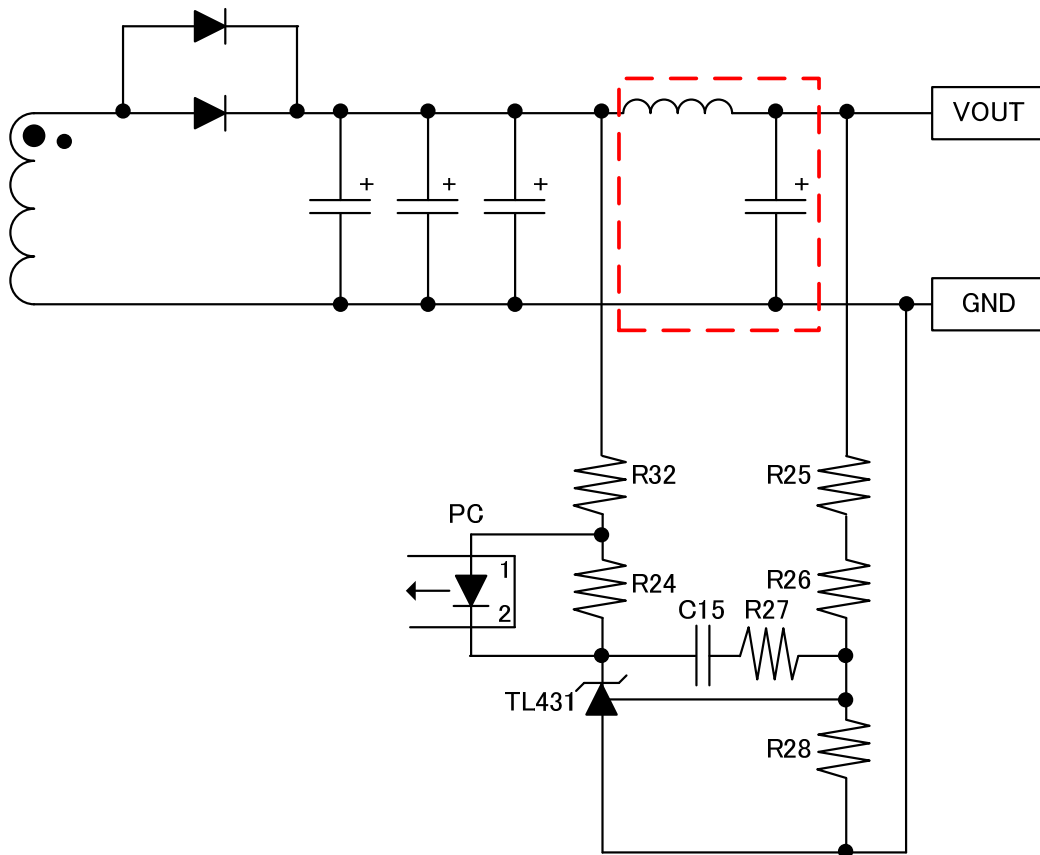


Figure 1-11. LC フィルタ追加回路

1-5. レイアウト案

本回路のレイアウト案(一例)を Figure 1-12 に示します。

- ・両面基板、リード部品面視

Figure 1-12. レイアウト案(一例)

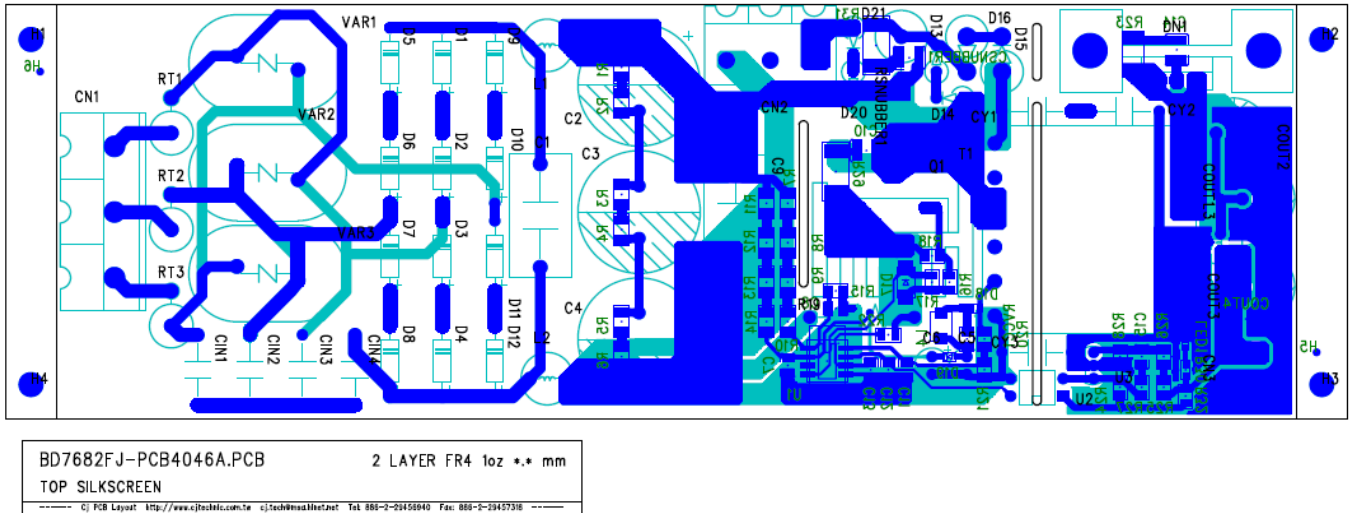


Figure 1-12. Proposed PCB Layout (一例)

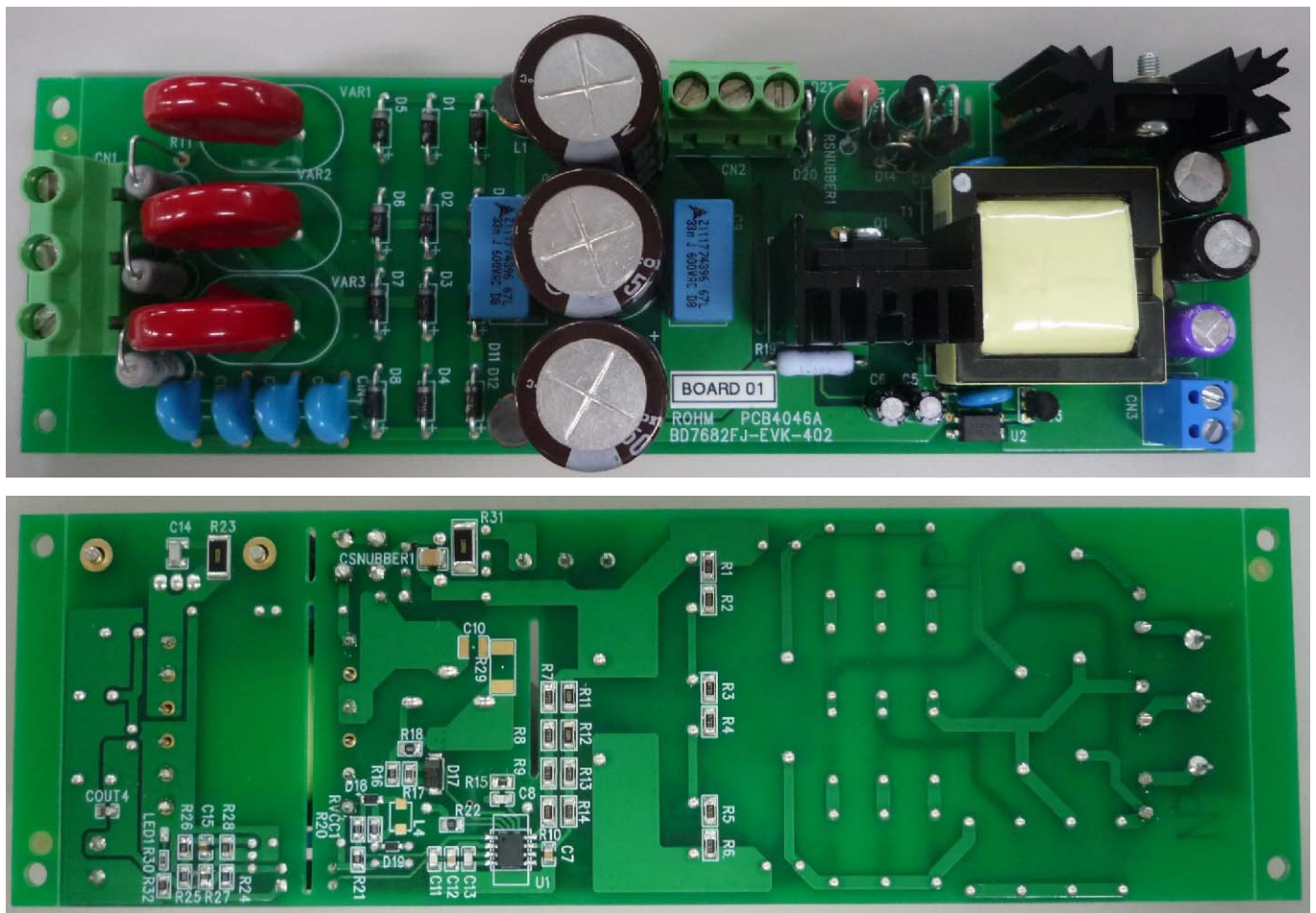


Figure 1-13. 基板写真

## 2. 評価結果

### 2.1. 評価回路と部品リスト

Figure 2-1 に回路図、Table 2-1 に部品リストを示します。

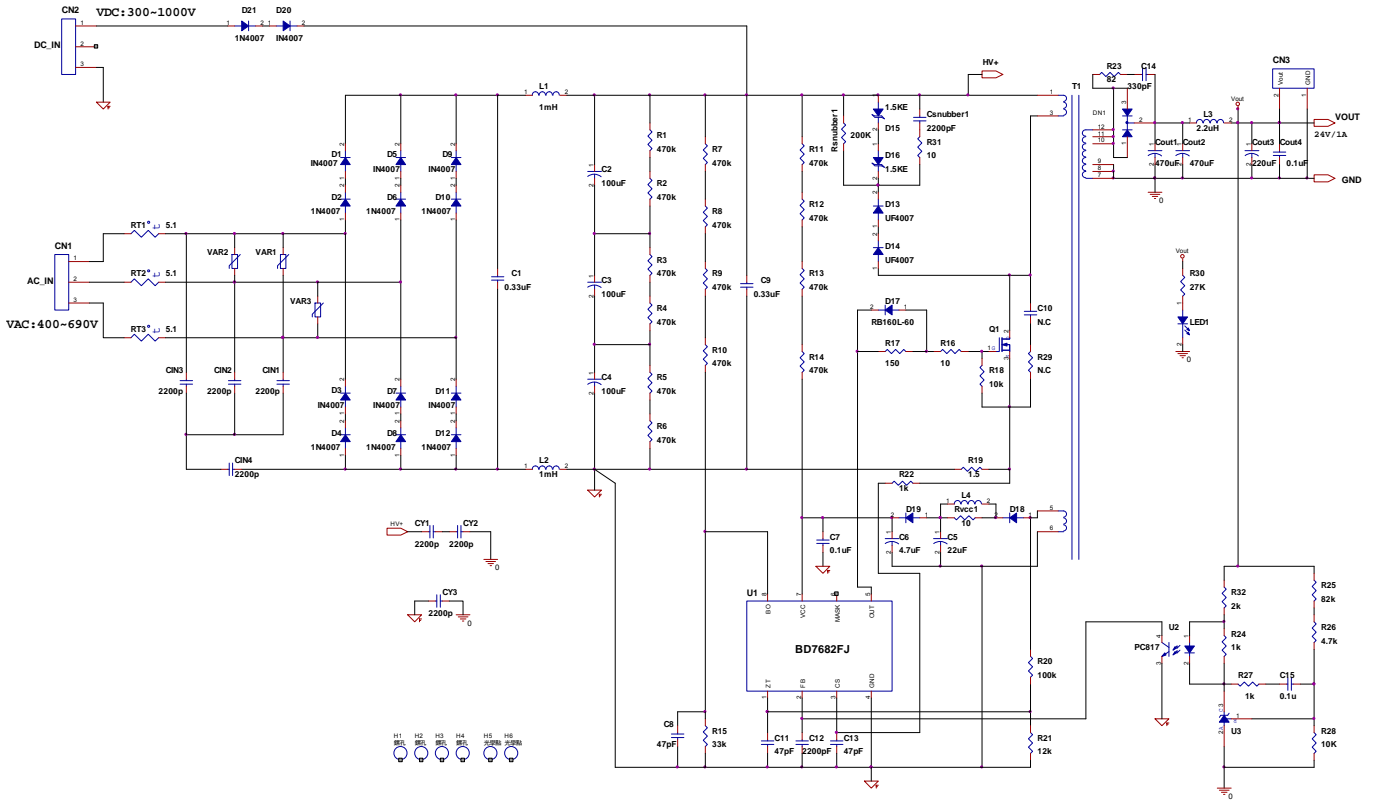


Figure 2-1. 絶縁型擬似共振 回路例 (24V1A=24W)

Table 2-1. 絶縁型擬似共振 部品リスト(24V1A=24W)

ROHM BD7682FJ-LB Application Board				
Bill of Materials # 1				
Item	Part Description	Quantity	Manufacturer	Manufacturer part number
CN1	Terminal Block, 3x1, 9.52MM, TH	1	Phoenix Contact	1714984
CN2	Terminal Block, 3x1, 9.52MM, TH	1	Phoenix Contact	1714968
CN3	WR-TBL_5.0mm_Horizontal Serie101_THT	1	WURTH ELECTRONIK	69110171002
VAR1	VARISTOR 1080V 10KA DISC 20MM	1	Littelfuse Inc	TMOV20RP750E
VAR2	VARISTOR 1080V 10KA DISC 20MM	1	Littelfuse Inc	TMOV20RP750E
VAR3	VARISTOR 1080V 10KA DISC 20MM	1	Littelfuse Inc	TMOV20RP750E
RT1,RT2,RT3	Fusible ResistorResistor, 2W, 5%	3	Max-Quality Co., LTD	FKN2W10JTB
C1,C9	Film Cap 0.033UF 1.6KV_DC TH	2	TDK_EPCOS Inc	B32672L1333J
CIN1, CIN2, CIN3,CIN4	CAP, X1Y1, 250VAC	3	Rise Power Corp	WDE222M9HL
C2,C3,C4	AL CAP, 100uF, 450V, +/-20%	3	Nichicon	UPT2W101MHD
CY1,CY2,CY3	CAP, X1Y1, 1KV	3	Shinyspace Co.,Ltd	DY5P222K1K08D
L1,L2	HV Inductor, Shielded , 1mH, TH	2	Würth Elektronik	768772102
Rsubber1	RES 200K OHM 3W 1% AXIAL	1	Faithful link corp	CFSJ100K
RVCC1	RES, 11 ohm, 1%, 0.125W, 0805	1	ROHM	MCR10ERTF11R0
R1	RES, 470k ohm, 1%, 0.25W, 1206	1	ROHM	MCR18ERTF4703
R2	RES, 470k ohm, 1%, 0.25W, 1206	1	ROHM	MCR18ERTF4703
R3	RES, 470k ohm, 1%, 0.25W, 1206	1	ROHM	MCR18ERTF4703
R4	RES, 470k ohm, 1%, 0.25W, 1206	1	ROHM	MCR18ERTF4703
R5	RES, 470k ohm, 1%, 0.25W, 1206	1	ROHM	MCR18ERTF4703
R6	RES, 470k ohm, 1%, 0.25W, 1206	1	ROHM	MCR18ERTF4703
R7	RES, 470k ohm, 1%, 0.25W, 1206	1	ROHM	KTR18EZPF4703
R8	RES, 470k ohm, 1%, 0.25W, 1206	1	ROHM	KTR18EZPF4703
R9	RES, 470k ohm, 1%, 0.25W, 1206	1	ROHM	KTR18EZPF4703
R10	RES, 470k ohm, 1%, 0.25W, 1206	1	ROHM	KTR18EZPF4703
R11	RES, 1M ohm, 1%, 0.25W, 1206	1	ROHM	KTR18EZPF1004
R12	RES, 1M ohm, 1%, 0.25W, 1206	1	ROHM	KTR18EZPF1004
R13	RES, 470k ohm, 1%, 0.25W, 1206	1	ROHM	KTR18EZPF4703
R14	RES, 470k ohm, 1%, 0.25W, 1206	1	ROHM	KTR18EZPF4703
R15	RES, 33k ohm, 1%, 0.125W, 0805	1	ROHM	MCR10ERTF3302
R16	RES, 10 ohm, 1%, 0.125W, 0805	1	ROHM	MCR10ERTF10R0
R17	RES, 150 ohm, 1%, 0.125W, 0805	1	ROHM	MCR10PZPF1000
R18	RES, 10k ohm, 1%, 0.125W, 0805	1	ROHM	MCR10ERTF1002
R19	RES, 1 ohm, 5%, 2W, DIP	1	Panasonic	ERX-2SJ1R0

R20	RES, 100k ohm, 1%, 0.125W, 0805	1	ROHM	MCR10ERTF1003
R21	RES, 12k ohm, 1%, 0.125W, 0805	1	ROHM	MCR10ERTF1202
R22	RES, 1k ohm, 1%, 0.125W, 0805	1	ROHM	MCR10ERTF1001
R23	RES, 82 ohm, 1%, 0.75W, 1210	1	ROHM	MCR100PZHZF82R0
R24	RES, 1k ohm, 1%, 0.125W, 0805	1	ROHM	MCR10ERTF1001
R25	RES, 82k ohm, 1%, 0.125W, 0805	1	ROHM	MCR10ERTF8202
R26	RES, 4.7k ohm, 1%, 0.125W, 0805	1	ROHM	MCR10ERTF4701
R27	RES, 1k ohm, 1%, 0.125W, 0805	1	ROHM	MCR10ERTF1001
R28	RES, 10k ohm, 1%, 0.125W, 0805	1	ROHM	MCR10ERTF1002
R29	N.C	1	ROHM	
R30	RES, 30k ohm, 1%, 0.1W, 0603	1	ROHM	MCR03ERTF3002
R31	RES, 10 ohm, 1%, 1W, 2512	1	ROHM	MCR100JZH10R0
R32	RES, 1k ohm, 1%, 0.125W, 0805	1	ROHM	MCR10ERTF1001
D1,D2,D3,D4,D5 ,D6,D7,D8,D9,D 10,D11,D12,D20 ,D21	Diode, P-N, 1000V, 1A, TH	14	Pan Jit Inc	1N4007
D13,D14	DIODE FAST REC 1KV 1A DO41	2	Taiwan Semiconductor	UF4007
D15,D16	TVS DIODE 274VC AXIAL	2	Micro Commercial Components	1.5KE200A
D17	Schottky diode 40V 1A PMDS	1	ROHM	RB160L-40TE25
D18	Super fast diode 200V 0.5A TUMD2M	1	ROHM	RF05VAM2STR
D19	Diode 90V 0.1A UMD2	1	ROHM	1SS355VMTE17
DN1	Schottky Diode 200V 10A ITO-220AB	1	Diodes, Inc	MBR20200CT
Csnumber1	Cerm CAP,2200pF, 2 KV, 10%, X7R, 1210	1	JOHANSON DIELECTRICS INC	202S41W222KV4E.
C5	AL CAP, 22uF, 35V, +/-20%, TH	1	Nichicon	UVR1V220MDD1TD
C6	AL CAP, 4.7uF, 35V, +/-20%, TH	1	Nichicon	UVR1V4R7MDD1TD
C7	Cerm CAP, 0.1uF, 35V, +/-10%, X7R, 0805	1	Murata	GRM21BR71H104JA01L
C8	Cerm CAP, 47pF, 50V, +/-5%, X7R, 0805	1	Murata	GQM2195C1H470JB01D
C10	N.C			
C11	Cerm CAP, 47pF, 50V, +/-5%, X7R, 0805	1	Murata	GQM2195C1H470JB01D
C12	Cerm CAP, 2200pF, 50V, +/-5%, X7R, 0805	1	AVX	08055C222JAT2A
C13	Cerm CAP, 47pF, 50V, +/-5%, X7R, 0805	1	Murata	GQM2195C1H470JB01D
C14	Cerm CAP, 330pF, 1KV, +/-5%, X7R, 1206	1	Yageo	225000111543
C15	Cerm CAP, 0.1uF, 50V, +/-10%, X5R, 0805	1	Taiyo Yuden	UMK212BJ104KGHT
Cout1	AL CAP 470uF 35V +/-20% RADIAL	1	HERMEI CORP., LTD	LER471M1VG16VR6
Cout2	AL CAP 470uF 35V +/-20% RADIAL	1	HERMEI CORP., LTD	LER471M1VG16VR6

Cout3	AL CAP 220uF 35V +/-20% RADIAL	1	HERMEI CORP., LTD	LER221M1VG16VR6
Cout4	Cerm CAP, 1uF, 50V, +/-10%, X5R, 0805	1	Taiyo Yuden	UMK212BJ105KG-T
U1	IC QR-flyback controller 7SOIC	1	ROHM	BD7682FJ-LB
U2	Photocoupler 5mA DIP4	1	SHARP	PC817
U3	TL431 TO-92	1	UNISONIC CO., LTD	TL431
T1	EFD-30 10pin	1	G-CHAN CO., LTD	GC-1528
L3	Inductor, Shielded core, Metal, 2.2uH 4.3A	1	Wurth Elektronik	7447462022
L4	NC	1	Wurth Elektronik	74476626
HS1	HEATSINK	1	MEICON. CO., LTD.	MI-301G-25.4
HS2	HEATSINK	1	MEICON. CO., LTD.	MB-217-25
LED1	Smart LED RED 569NM	1	ROHM	SML-P11UTT86-RG
Q1	SIC MOSFET N-CH 1700V 4A TO - 3P - FM	1	ROHM	SCT2H12NZ

2.2. 評価結果(効率)

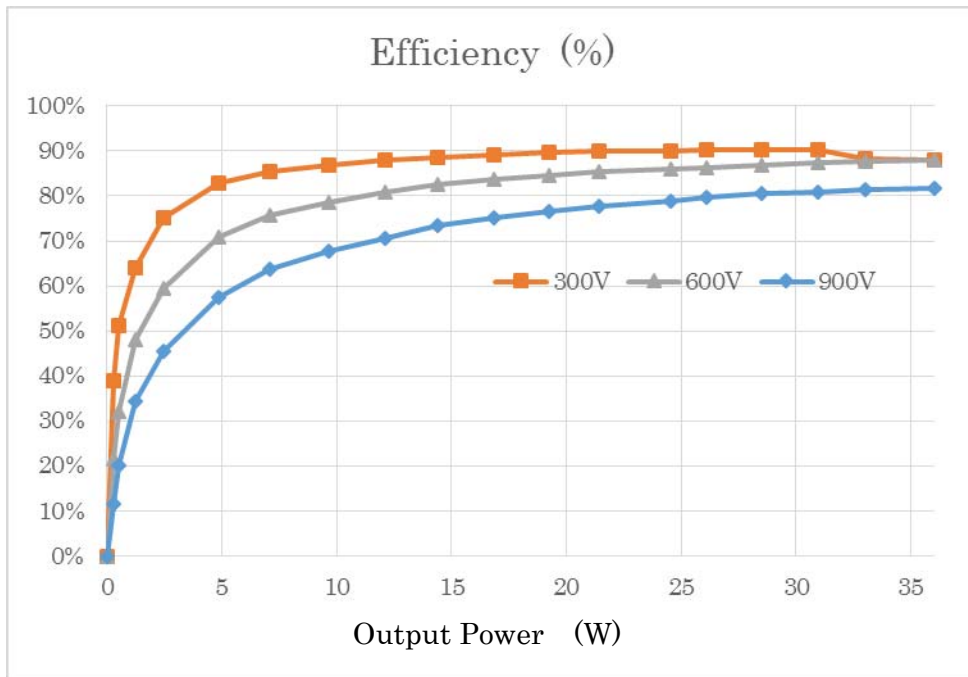


Figure 2-2. Efficiency Vs Output Power (W) Input Voltage (V)

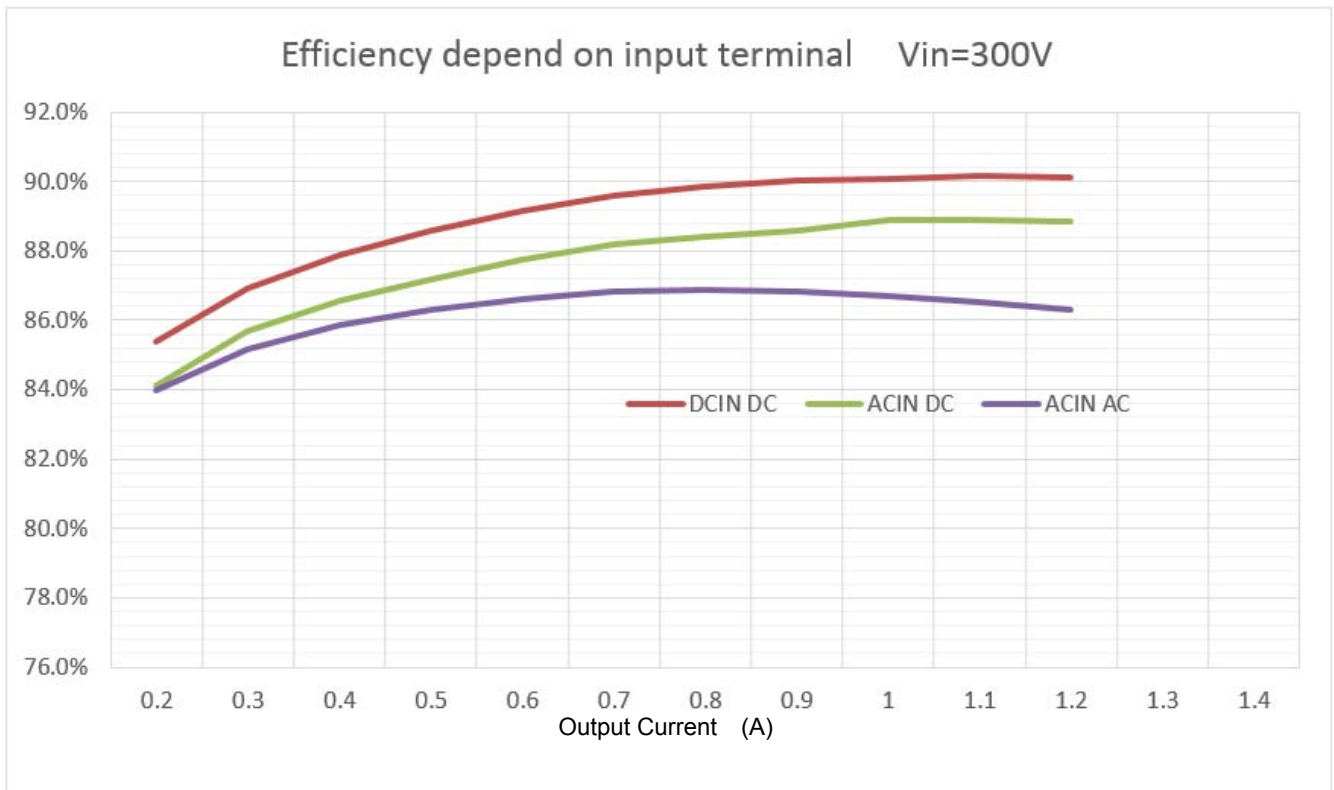
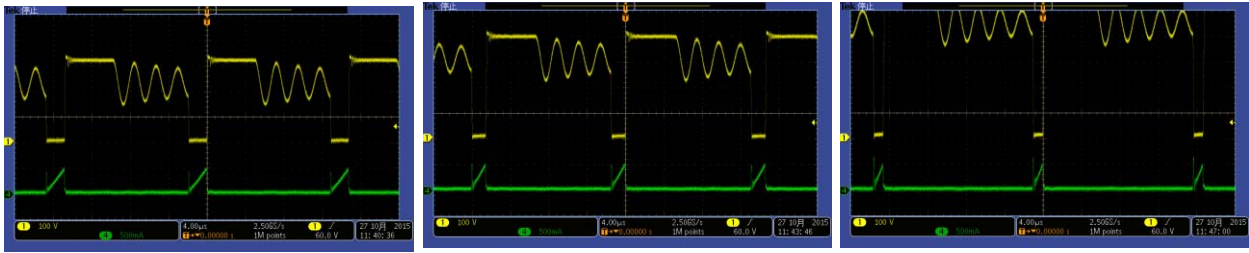


Figure 2-3. Efficiency vs input terminal



## 2.3. 評価結果(波形)



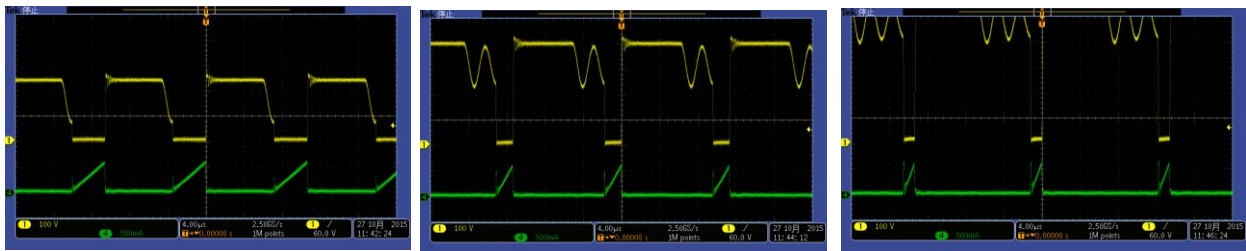
VIN(DC)=300V

VIN(DC)=600V

VIN(DC)=900V

Figure 2-4. ドレイン電圧/電流波形 (VO=24V, IO=0.5A, PO=12W)

CH1: Vdrain (200V/div), CH4: Idrain (200mA/div)



VIN(DC)=300V

VIN(DC)=600V

VIN(DC)=900V

Figure 2-5. ドレイン電圧/電流波形 (VO=24V, IO=1.0A, PO=24W)

CH1: Vdrain (200V/div), CH4: Idrain (500mA/div)



# ご注意

## ローム製品取扱い上の注意事項

1. 本製品は一般的な電子機器（AV 機器、OA 機器、通信機器、家電製品、アミューズメント機器等）への使用を意図して設計・製造されております。したがって、極めて高度な信頼性が要求され、その故障や誤動作が人の生命、身体への危険もしくは損害、又はその他の重大な損害の発生に関わるような機器又は装置（医療機器<sup>(Note 1)</sup>、輸送機器、交通機器、航空宇宙機器、原子力制御装置、燃料制御、カーアクセサリを含む車載機器、各種安全装置等）（以下「特定用途」という）への本製品のご使用を検討される際は事前にローム営業窓口までご相談くださいますようお願い致します。ロームの文書による事前の承諾を得ることなく、特定用途に本製品を使用したことによりお客様又は第三者に生じた損害等に関し、ロームは一切その責任を負いません。

(Note 1) 特定用途となる医療機器分類

日本	USA	EU	中国
CLASS III	CLASS III	CLASS II b	Ⅲ類
CLASS IV		CLASS III	

2. 半導体製品は一定の確率で誤動作や故障が生じる場合があります。万が一、かかる誤動作や故障が生じた場合であっても、本製品の不具合により、人の生命、身体、財産への危険又は損害が生じないように、お客様の責任において次の例に示すようなフェールセーフ設計など安全対策をお願い致します。
  - ①保護回路及び保護装置を設けてシステムとしての安全性を確保する。
  - ②冗長回路等を設けて単一故障では危険が生じないようにシステムとしての安全を確保する。
3. 本製品は、一般的な電子機器に標準的な用途で使用されることを意図して設計・製造されており、下記に例示するような特殊環境での使用を配慮した設計はなされておられません。したがって、下記のような特殊環境での本製品のご使用に関し、ロームは一切その責任を負いません。本製品を下記のような特殊環境でご使用される際は、お客様におかれまして十分に性能、信頼性等をご確認ください。
  - ①水・油・薬液・有機溶剤等の液体中でのご使用
  - ②直射日光・屋外暴露、塵埃中でのご使用
  - ③潮風、Cl<sub>2</sub>、H<sub>2</sub>S、NH<sub>3</sub>、SO<sub>2</sub>、NO<sub>2</sub>等の腐食性ガスの多い場所でのご使用
  - ④静電気や電磁波の強い環境でのご使用
  - ⑤発熱部品に近接した取付け及び当製品に近接してビニール配線等、可燃物を配置する場合。
  - ⑥本製品を樹脂等で封止、コーティングしてのご使用。
  - ⑦はんだ付けの後に洗浄を行わない場合（無洗浄タイプのフラックスを使用された場合も、残渣の洗浄は確実に行うことをお勧め致します）、又ははんだ付け後のフラックス洗浄に水又は水溶性洗浄剤をご使用の場合。
  - ⑧本製品が結露するような場所でのご使用。
4. 本製品は耐放射線設計はなされておられません。
5. 本製品単体品の評価では予測できない症状・事態を確認するためにも、本製品のご使用にあたってはお客様製品に実装された状態での評価及び確認をお願い致します。
6. パルス等の過渡的な負荷（短時間での大きな負荷）が加わる場合は、お客様製品に本製品を実装した状態で必ずその評価及び確認の実施をお願い致します。また、定常時での負荷条件において定格電力以上の負荷を印加されますと、本製品の性能又は信頼性が損なわれるおそれがあるため必ず定格電力以下でご使用ください。
7. 電力損失は周囲温度に合わせてディレーティングしてください。また、密閉された環境下でご使用の場合は、必ず温度測定を行い、最高接合部温度を超えていない範囲であることをご確認ください。
8. 使用温度は納入仕様書に記載の温度範囲内であることをご確認ください。
9. 本資料の記載内容を逸脱して本製品をご使用されたことによって生じた不具合、故障及び事故に関し、ロームは一切その責任を負いません。

## 実装及び基板設計上の注意事項

1. ハロゲン系（塩素系、臭素系等）の活性度の高いフラックスを使用する場合、フラックスの残渣により本製品の性能又は信頼性への影響が考えられますので、事前にお客様にてご確認ください。
2. はんだ付けは、表面実装製品の場合リフロー方式、挿入実装製品の場合フロー方式を原則とさせていただきます。なお、表面実装製品をフロー方式での使用をご検討の際は別途ロームまでお問い合わせください。その他、詳細な実装条件及び手はんだによる実装、基板設計上の注意事項につきましては別途、ロームの実装仕様書をご確認ください。

## **応用回路、外付け回路等に関する注意事項**

1. 本製品の外付け回路定数を変更してご使用になる際は静特性のみならず、過渡特性も含め外付け部品及び本製品のバラツキ等を考慮して十分なマージンをみて決定してください。
2. 本資料に記載された応用回路例やその定数などの情報は、本製品の標準的な動作や使い方を説明するためのもので、実際に使用する機器での動作を保証するものではありません。したがって、お客様の機器の設計において、回路やその定数及びこれらに関連する情報を使用する場合には、外部諸条件を考慮し、お客様の判断と責任において行ってください。これらの使用に起因しお客様又は第三者に生じた損害に関し、ロームは一切その責任を負いません。

## **静電気に対する注意事項**

本製品は静電気に対して敏感な製品であり、静電放電等により破壊することがあります。取り扱い時や工程での実装時、保管時において静電気対策を実施のうえ、絶対最大定格以上の過電圧等が印加されないようにご使用ください。特に乾燥環境下では静電気が発生しやすくなるため、十分な静電対策を実施ください。(人体及び設備のアース、帯電物からの隔離、イオナイザの設置、摩擦防止、温湿度管理、はんだごてのこて先のアース等)

## **保管・運搬上の注意事項**

1. 本製品を下記の環境又は条件で保管されますと性能劣化やはんだ付け性等の性能に影響を与えるおそれがありますのでこのような環境及び条件での保管は避けてください。
  - ①潮風、Cl<sub>2</sub>、H<sub>2</sub>S、NH<sub>3</sub>、SO<sub>2</sub>、NO<sub>2</sub>等の腐食性ガスの多い場所での保管
  - ②推奨温度、湿度以外での保管
  - ③直射日光や結露する場所での保管
  - ④強い静電気が発生している場所での保管
2. ロームの推奨保管条件下におきましても、推奨保管期限を経過した製品は、はんだ付け性に影響を与える可能性があります。推奨保管期限を経過した製品は、はんだ付け性を確認したうえでご使用頂くことを推奨します。
3. 本製品の運搬、保管の際は梱包箱を正しい向き(梱包箱に表示されている天面方向)で取り扱ってください。天面方向が遵守されずに梱包箱を落下させた場合、製品端子に過度なストレスが印加され、端子曲がり等の不具合が発生する危険があります。
4. 防湿梱包を開封した後は、規定時間内にご使用ください。規定時間を経過した場合はベーク処置を行ったうえでご使用ください。

## **製品ラベルに関する注意事項**

本製品に貼付されている製品ラベルに2次元バーコードが印字されていますが、2次元バーコードはロームの社内管理のみを目的としたものです。

## **製品廃棄上の注意事項**

本製品を廃棄する際は、専門の産業廃棄物処理業者にて、適切な処置をしてください。

## **外国為替及び外国貿易法に関する注意事項**

本製品は外国為替及び外国貿易法に定める規制貨物等に該当するおそれがありますので輸出する場合には、ロームにお問い合わせください。

## **知的財産権に関する注意事項**

1. 本資料に記載された本製品に関する応用回路例、情報及び諸データは、あくまでも一例を示すものであり、これらに関する第三者の知的財産権及びその他の権利について権利侵害がないことを保証するものではありません。
2. ロームは、本製品とその他の外部素子、外部回路あるいは外部装置等(ソフトウェア含む)との組み合わせに起因して生じた紛争に関して、何ら義務を負うものではありません。
3. ロームは、本製品又は本資料に記載された情報について、ロームもしくは第三者が所有又は管理している知的財産権その他の権利の実施又は利用を、明示的にも黙示的にも、お客様に許諾するものではありません。ただし、本製品を通常の用法にて使用される限りにおいて、ロームが所有又は管理する知的財産権を利用されることを妨げません。

## **その他の注意事項**

1. 本資料の全部又は一部をロームの文書による事前の承諾を得ることなく転載又は複製することを固くお断り致します。
2. 本製品をロームの文書による事前の承諾を得ることなく、分解、改造、改変、複製等しないでください。
3. 本製品又は本資料に記載された技術情報を、大量破壊兵器の開発等の目的、軍事利用、あるいはその他軍事用途目的で使用しないでください。
4. 本資料に記載されている社名及び製品名等の固有名詞は、ローム、ローム関係会社もしくは第三者の商標又は登録商標です。