



AC/DCコンバータ
絶縁Fly-back型 疑似共振式 24W 24V出力
BD7682FJ-LB評価ボード

<高電圧に関するご注意事項>

◇操作を始められる前に！

このドキュメントは、**BD7682FJ-LB** 用評価ボード(BD7682FJ-LB-EVK-402)とその機能に限定し記載しています。

BD7682FJ-LB のより詳細な内容については、データシートを参照してください。

**安全に操作を行って頂く為に、評価ボードをご使用になる前に
必ずこのドキュメントの全文を読んでください！**



また、使用される電圧およびボードの構造によっては、
生命に危険をおよぼす電圧が発生する場合があります。
必ず下記囲み内の注意事項を厳守してください。

<使用前に>

- ① ボードの落下などによる部品の破損、欠落がない事を確認してください。
- ② 導電性の物体がボード上に落ちていない状態である事を確認してください。
- ③ モジュールと評価ボードのはんだ付けを行う際は、はんだ飛散に注意してください。
- ④ 基板に、結露や水滴がない事を確認してください。

<通電中>

- ⑤ 導電性の物体がボードに接触しないよう注意してください。
- ⑥ 動作中は、偶発的な短時間の接触、もしくは手を近づけた場合の放電であっても、重篤に陥る場合や生命に関わる危険性があります。

絶対にボードに素手で触れたり、近づけ過ぎたりしないでください。

また、ピンセットやドライバなど導電性の器具を用いての作業も上記同様に注意してください。

- ⑦ 定格以上の電圧が印加された場合、短絡など仕様状況によっては部品の破裂等も考えられます。部品の飛散などによる危険についても考慮して下さい。
- ⑧ 動作時は、熱等によるボード・部品の変色や液漏れ等、及び低温評価による結露に注意しながら作業を進めてください。

<使用后>

- ⑨ 評価ボードには、高電圧を蓄える回路が含まれる場合があります。接続している電源回路を切断しても電荷を蓄えているため、ご使用後には必ず放電し、放電したことを確認してから取り扱うようにして下さい。
- ⑩ 過熱された部品への接触による火傷等に注意してください。

この評価ボードは、研究開発施設で使用されるもので、

各施設において高電圧を取り扱う事を許可された方だけが使用出来ます。

また、高電圧を使用しての作業時には、「高電圧作業中」等の明示を行い、インターロック等を備えたカバーや保護メガネの着用等、安全な環境において作業される事を推奨します。

AC/DC Converter

絶縁 Fly-back 擬似共振方式 24 W 24 V 出力

BD7682FJ-LB 評価ボード

BD7682FJ-LB-EVK-402

概要

BD7682FJ-LB-EVK-402 評価ボードは、300 ~ 900 Vdc の入力から 24 V の電圧を出力します。出力電流は最大 1 A を供給します。

BD768xPJ-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、長期の供給を保証するランクの製品です。



性能仕様

これは代表値であり、特性を保証するものではありません。特に指定がない場合は、 $V_{IN} = 600 \text{ Vdc}$, $I_{OUT} = 1 \text{ A}$, $T_a = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$

Parameter	Min	Typ	Max	Units	Conditions
入力電圧範囲	300	-	900	Vdc	
出力電圧	22.8	24.0	25.2	V	
最大電力	-	-	24.0	W	$I_{OUT} = 1 \text{ A}$
出力電流範囲 ^(Note 1)	0.0	-	1.0	A	
電源効率	-	85	-	%	
動作温度範囲	-10	+25	+65	$^{\circ}\text{C}$	

(Note 1) 部品表面温度が 105 $^{\circ}\text{C}$ 以上にならないよう、負荷印加時間を調整してください。

動作手順

必要な機器

- (1) 210 ~ 480 Vac、50 W 以上の 3 相交流電源。もしくは、300 ~ 900 Vdc、50W 以上の直流電源
- (2) 最大 1.0 A の負荷
- (3) DC 電圧計

機器を接続

入力電源として、3 相交流電源、もしくは、直流電源が使用できます。

相交流電源を使用する場合

- (1) 3 相交流電源を 210 ~ 480 Vac にプリセットして、電源出力を OFF にします。
- (2) 電源端子を CN1 へ、ワイヤで接続します。
- (3) 入力電圧測定用に AC 電力計を電源へ接続します。

直流電源を使用する場合

- (1) 直流電源を 300 ~ 900 Vdc にプリセットして、電源出力を OFF にします。
- (2) 電源の+(VIN)端子を CN2-1 端子へ、-(GND)端子を CN2-3 端子へ、一対のワイヤで接続します。
- (3) 入力電圧測定用に電力計を電源へ接続します。

以降、共通

- (4) 負荷の正端子を CN3-2(VOUT)端子へ、負端子を CN3-1(GND)端子へ、一対のワイヤで接続します。
- (5) 出力電圧測定用に DC 電圧計の正端子を VOUT へ、負端子を GND へ接続します。
- (6) 電源の出力を ON にします。
- (7) DC 電圧計の表示が 24 V であることを確認します。
- (8) 負荷を有効にします。
- (9) ワイヤの抵抗により電圧降下（損失）が発生していないか、DC 電圧計で確認します。

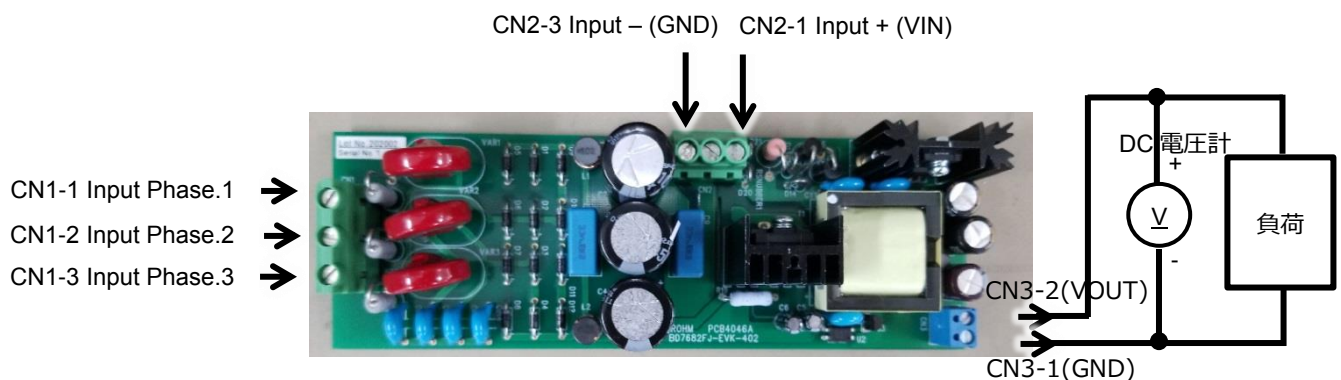


Figure 1. 接続図

デレーティング

本評価ボードは、最大電力 P_o は 24.0 W です。また、右図に示すデレーティング曲線を示します。

部品表面温度が 105 °C を超えないよう、負荷電流時間を調整してください。

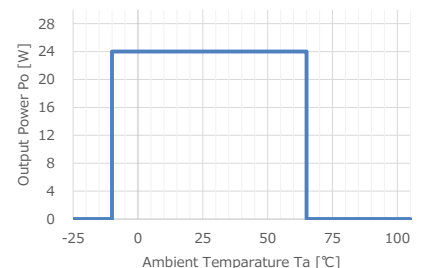


Figure 2. デレーティング

ブロックダイアグラム

VIN = 300 ~ 900 Vdc, VOUT = 24 V

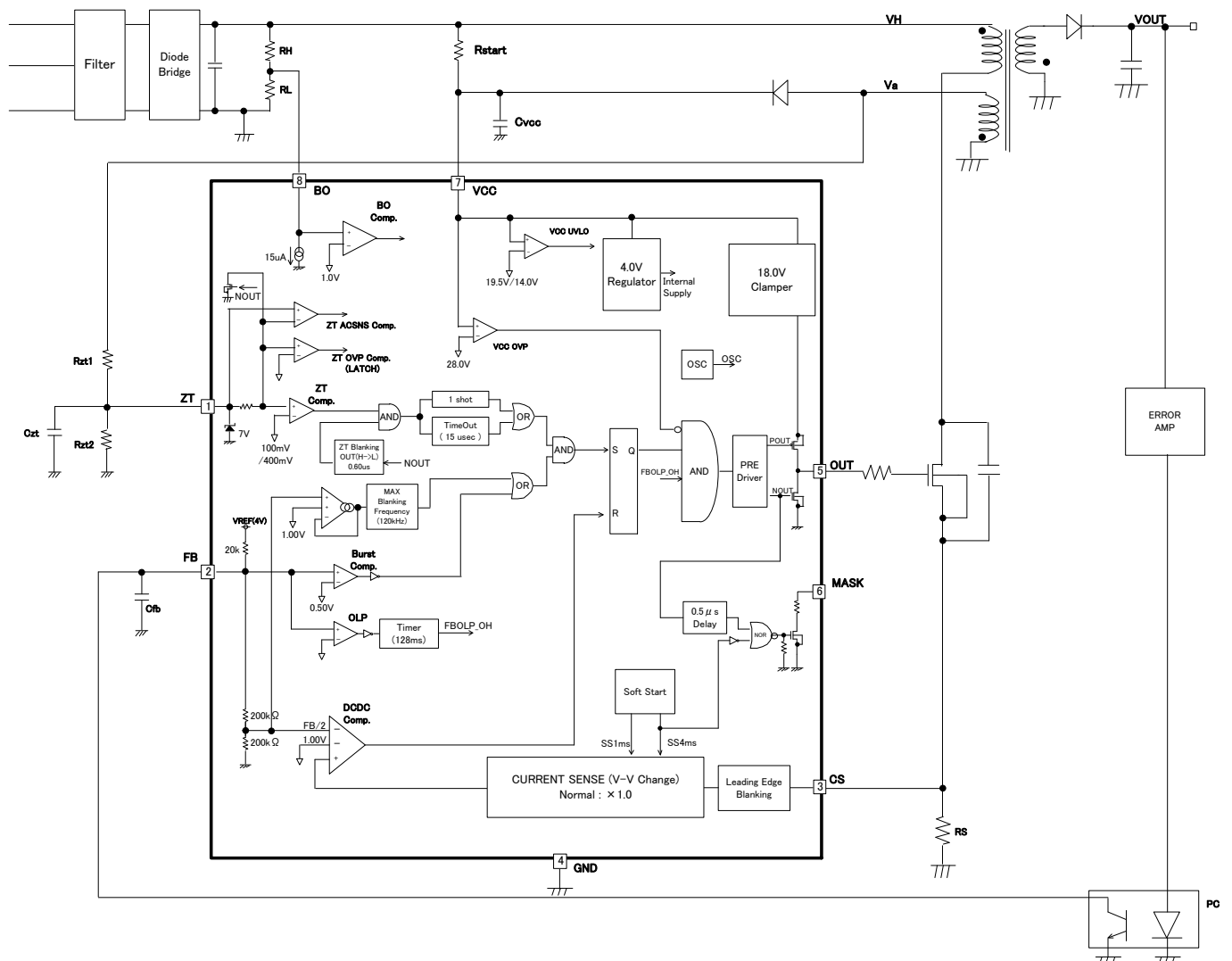


Figure 3. BD7682FJ-LB ブロックダイアグラム

BD7682FJ-LB 概要

特長

- 擬似共振方式（最大周波数 120 kHz）／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: 15.0 V ~ 27.5 V
- 通常動作時電流: 0.8 mA(Typ)
- バースト動作電流: 0.5 mA(Typ)
- 発振周波数: 120 kHz(Typ)
- 動作温度範囲: -40 °C ~ +105 °C

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

パッケージ

W(Typ) x D(Typ) x H(Typ)

SOP-J8

4.90 mm x 6.00 mm x 1.65 mm

Pitch 1.27 mm



Figure 4. SOP-J8 Package

*製品構造：シリコンモノシリック集積回路 耐放射線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。

Table 1. BD768xFJ-LB ピン配置

No.	Name	I/O	Function	ESD Diode	
				VCC	GND
1	ZT	I	ゼロ電流検出端子	-	✓
2	FB	I	フィードバック信号入力端子	✓	✓
3	CS	I	一次側電流センス端子	✓	✓
4	GND	I/O	GND 端子	✓	-
5	OUT	O	外付け MOS ドライブ端子	✓	✓
6	MASK	I	外付けトランジスタドライブ端子	-	✓
7	VCC	O	電源入力端子	-	✓
8	BO	O	一次側電源モニタ端子	-	✓

設計概要

目次

1. トランス ; T1 の設計
 - 1-1. フライバック電圧 VOR の決定
 - 1-2. 最低発振周波数 f_{sw} と一次側インダクタンス値 L_p の決定
 - 1-3. トランスサイズの決定
 - 1-4. 一次側巻線数 N_p の算出
 - 1-5. 二次側巻線数 N_s の算出
 - 1-6. VCC 巻線数 N_d の算出
 - 1-7. トランス設計事例
2. 主要部品選定
 - 2-1. MOSFET ; Q1
 - 2-2. 入力コンデンサ ; C2,C3,C4 バランス抵抗 ; R1,R2,R3,R4,R5,R6
 - 2-3. 電流検出抵抗 ; R19 CS 端子ノイズ保護用抵抗 ; R22
 - 2-4. 過負荷保護ポイントの切り替え設定抵抗 ; R20
 - 2-5. ZT 端子電圧設定抵抗 ; R21
 - 2-6. ZT 端子コンデンサ ; C11
 - 2-7. VCC 用ダイオード ; D18
 - 2-8. VCC 巻線用サージ電圧制限抵抗 ; Rvcc1
 - 2-9. VCC 用起動抵抗 ; R11,R12,R13,R14 コンデンサ ; C5,C6 及び整流ダイオード ; D19
 - 2-10. ブラウン IN/OUT 設定抵抗 ; R7,R8,R9,R10,R15 及び BO 端子コンデンサ ; C8
 - 2-11. スナバ回路 ; Csnubber1,Rsnubber1,D13,D14,D15,D16
 - 2-12. FB 端子コンデンサ ; C12
 - 2-13. MOSFET ゲート回路 ; R16,R17,R18,D17
 - 2-14. 出力整流ダイオード ; DN1
 - 2-15. 出力コンデンサ ; Cout1,Cout2,Cout3,Cout4
 - 2-16. 出力電圧設定抵抗 ; R25,R26,R28
 - 2-17. 制御回路部調整 ; R24,R27,R32,C15
3. EMI 対策
4. 出力ノイズ対策
5. レイアウト案

設計概要 – 続き

重要パラメータ

VIN : 入力電圧範囲 DC 300 V ~ 900 Vdc

VOUT : 出力電圧 DC 24 V

IOUT : 出力電流 1.0 A

f_{sw} : スイッチング周波数 Min:106 kHz, Typ:120 kHz, Max:134 kHz

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 5. 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 6. に示します。

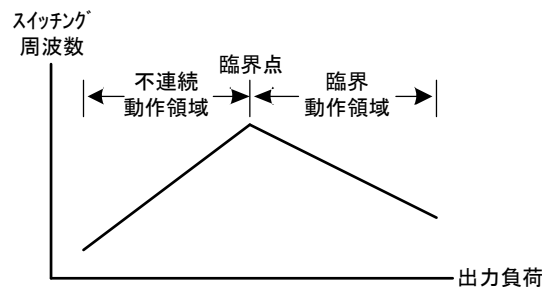
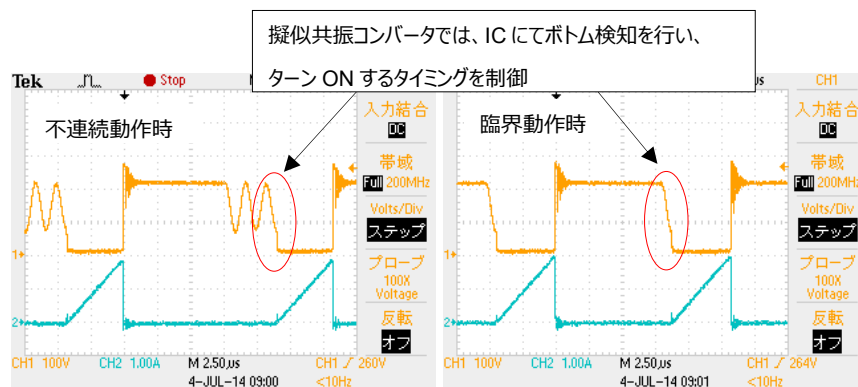


Figure 5. スイッチング周波数 – 負荷

Figure 6. スイッチング動作波形(MOSFET V_{ds}, I_{ds})

設計概要 – 続き

1. トランス ; T1 の設計

(24 V 1 A, VIN(DC)=300 V~900 V)

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 Np:Ns、Duty 比を求めます。

$$VOR = VO \times \frac{Np}{Ns} = \frac{ton}{toff} \times VIN \text{ [V]}$$

$$\rightarrow \frac{Np}{Ns} = \frac{VOR}{VO}$$

$$\rightarrow Duty = \frac{VOR}{VIN+VOR}$$

VIN(MIN)=300 V、VOR=200 V、Vf=1.5 V とすると、

$$\frac{Np}{Ns} = \frac{VOR}{VO} = \frac{VOR}{Vout+Vf} = \frac{200V}{24V+1.5V} = 7.8$$

$$Duty = \frac{VOR}{VIN(min)+VOR} = \frac{204V}{300V+204V} = 0.4$$

*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。

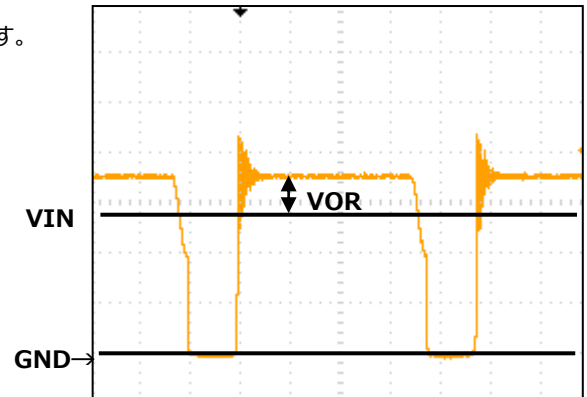


Figure 7. MOSFET Vds

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 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 Lp、一次側の最大電流 Ippk を求めます。

最低入力時 (VIN=300 V) の最低発振周波数 fsw=92 kHz とします。

その他のパラメータを以下とします。

Po=24 V x 1 A=24 W より、過負荷保護等を考慮して、Po(max)=30 W(デレーティング 0.8)

トランス変換効率 η=85 %

共振用コンデンサ容量 Cv=100 pF

$$Lp = \left\{ \frac{VIN(min) \times Duty(min)}{\sqrt{\frac{2 \times Po(max) \times fsw}{\eta}} + VIN(min) \times Duty(max) \times fsw \times \pi \times \sqrt{Cv}} \right\}^2 = 1718 \text{ } [\mu F]$$

$$Ippk = \sqrt{\frac{2 \times Po(max)}{\eta \times Lp \times fsw}} = 0.668 \text{ [A]}$$

1-3. トランスサイズの決定

Po(max)=30 W より、トランスのコアサイズにマージンをもって EFD30 を選びます。

Table 3-1. 出力電力とトランス

出力電力 Po(W)	コアサイズ	コア断面積 Ae (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. トランス ; T1 の設計 – 続き

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、0.4 T@100 °C です。30%のマージンを考慮し、 $B_{sat}=0.28$ T とします。

$$NP > \frac{L_p \times I_{ppk}}{A_e \times B_{sat}} = \frac{1718 \mu H \times 0.668 A}{68 mm^2 \times 0.28 T} = 60.3 \text{ [turns]}$$

→ N_p は 61 turns 以上にします。

この飽和領域に入らないように、L-Value – NI 特性から一次巻線数を設定します。

$N_p=64$ turns の場合、

$$AL_Value = \frac{L_p}{N_p^2} = \frac{1718 \mu H}{64 turns^2} = 419.5 \text{ [nH/turns}^2\text{]}$$

$$NI = N_p \times I_{ppk} = 64 turns \times 0.668 A = 42.8 \text{ [A turns]}$$

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。

1-5. 二次側巻線数 N_s の算出

$$\frac{N_p}{N_s} = 7.8 \rightarrow N_s = \frac{64}{7.8} = 8.2 \text{ [turns]}$$

→ 8.2 turns 以上とし、マージンを見て 9 ターンとします。

1-6. VCC 巻線数 N_d の算出

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 19 V 以上に設定します。

VCC=21 V、 $V_{f_vcc}=1$ V とすると、

$$N_d = N_s \times \frac{V_{CC} + V_{f_vcc}}{V_{out} + V_f} = 9 turns \times \frac{21 V + 1.0 V}{24 V + 1.5 V} = 7.8 \text{ [turns]}$$

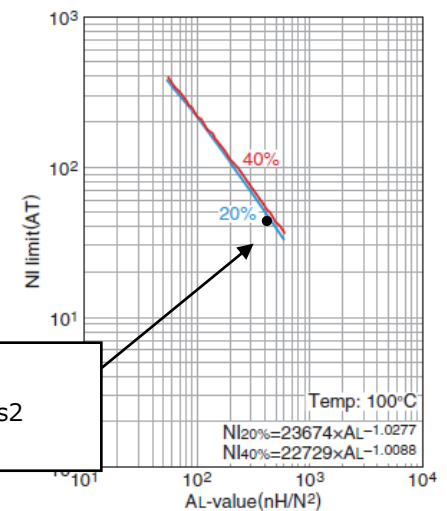
→ 7.8 turns 以上とし、8 ターンとします。

これより、トランス仕様は以下となります。

Table 3-2. トランス仕様 (参考)

Core	EFD30 compatible
L_p	1718 μ H
N_p	64 turns
N_s	9 turns
N_d	8 turns

NI limit vs. AL-value (Typ.)

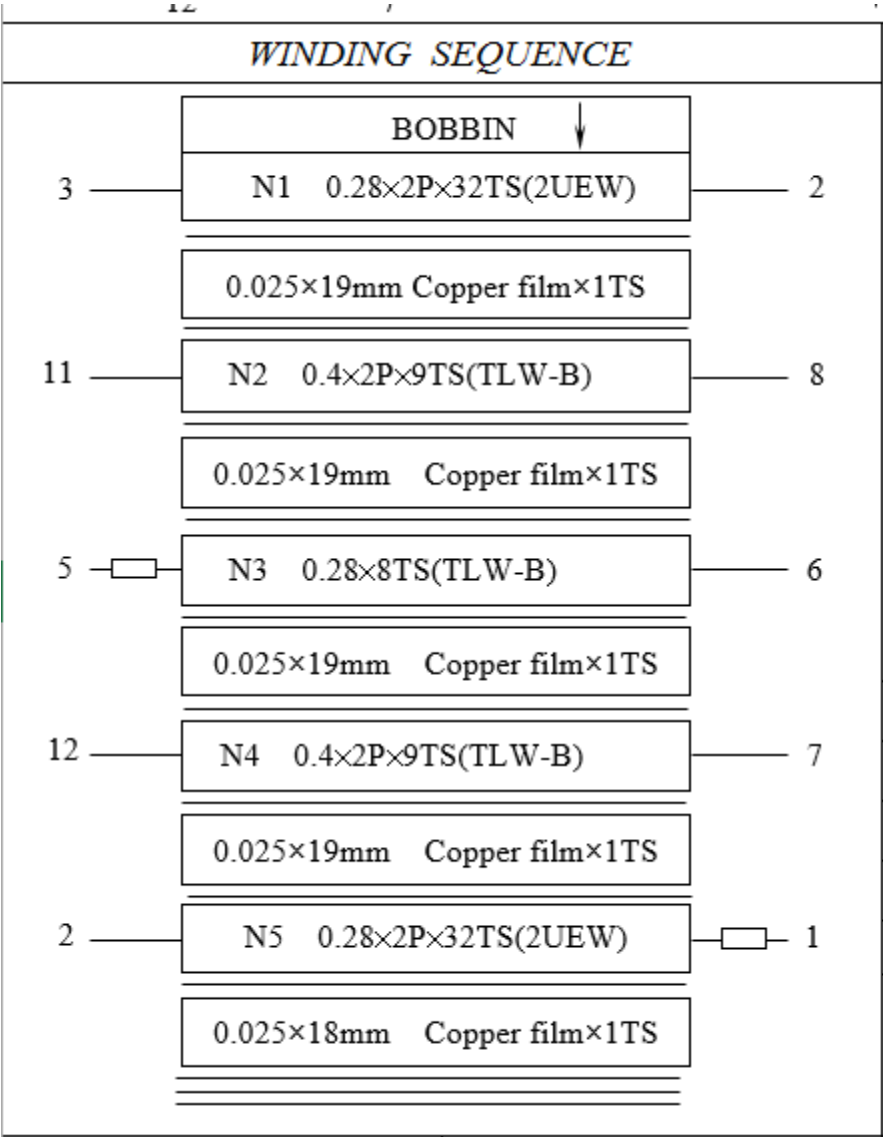
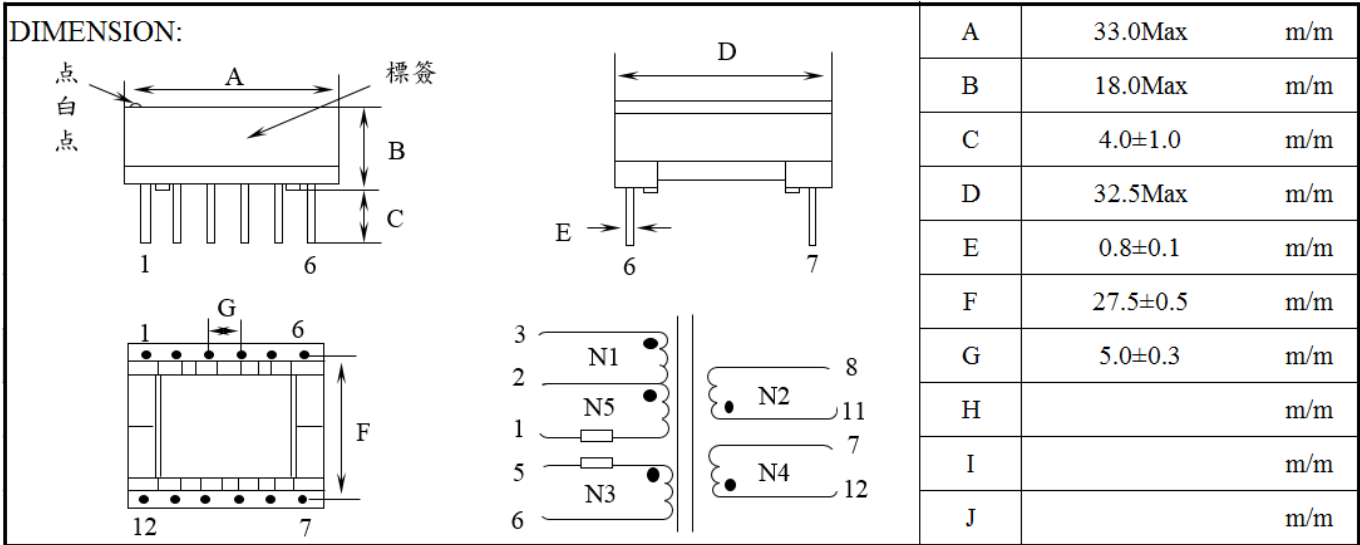


20%および40%のグラフはAL-valueが直流重畳により初期値から20%と40%低下した時の値を示しています。

Figure 8. AL_Value – Nilimit 参考特性

1. トランス ; T1 の設計 - 続き

1-7.トランス設計事例



設計概要 – 続き

2. 主要部品選定

2-1. MOSFET ; Q1

MOSFET の選定には、最大ドレイン–ソース間電圧 V_{ds} 、ピーク電流 I_{ppk} 、FET の ON 抵抗 R_{on} 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、 R_{on} 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ください。目安として、電流定格は $I_{ppk} \times 2$ 程度のものを選定します。

V_{ds} は下記の式で表わされます。

$$\begin{aligned} V_{ds(max)} &= V_{IN(max)} + V_{OR} + V_{spike} \\ &= V_{IN(max)} + (V_{out} + V_f) \times \frac{N_p}{N_s} + V_{spike} \\ &= 900V_{dc} + (24V + 1.5V) \times \frac{64turns}{9turns} + V_{spike} = 1081V + V_{spike} [V] \end{aligned}$$

V_{spike} 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 1700 V 品とします。

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

下記に SCT2H12NZ の代表的な特性を記載します。正式なデータは SCT2H12NZ 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	VDSS	...	1700 V
ゲート–ソース電圧	VGSS	...	-6 V ~ +22 V
許容電力	PD	...	35 W
最大ジャンクション温度	Tj	...	175 °C
保存温度	Tstg	...	-55~175 °C

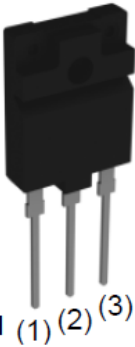
SCT2H12NZ		 TO-3PFM (1) (2) (3)
V_{DS}	1700V	
$R_{DS(on)}$ (Typ.)	1.15 Ω	
I_D	3.7A	
P_D	35W	

Figure 9. SCT2H12NZ Spec

2. 主要部品選定 – 続き

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入力電力を算出し、Table 3-3 より選定します。

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{24V \times 1A}{85\%} = 28.2 \text{ [W]}$$

より、Cin = 28.2 W → 28.2 μF 以上 → 33 μF とします。

Table 3-3. 入力コンデンサ選定

入力電圧 (Vdc)	Cin (μF)
< 300	2 x Pin
300<	1 x Pin

*保持時間などの仕様に合わせて選定してください。

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。

VIN(MAX)/デレーティング=900 V/0.8=1125 V

450 V 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 450 V×3=1350 V 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、470 kΩ 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。

$$P_{R1-R6} = \frac{VIN(max)^2}{R} = \frac{900V^2}{470k\Omega \times 6} = 0.287 \text{ [W]}$$

Figure 10. に示します。

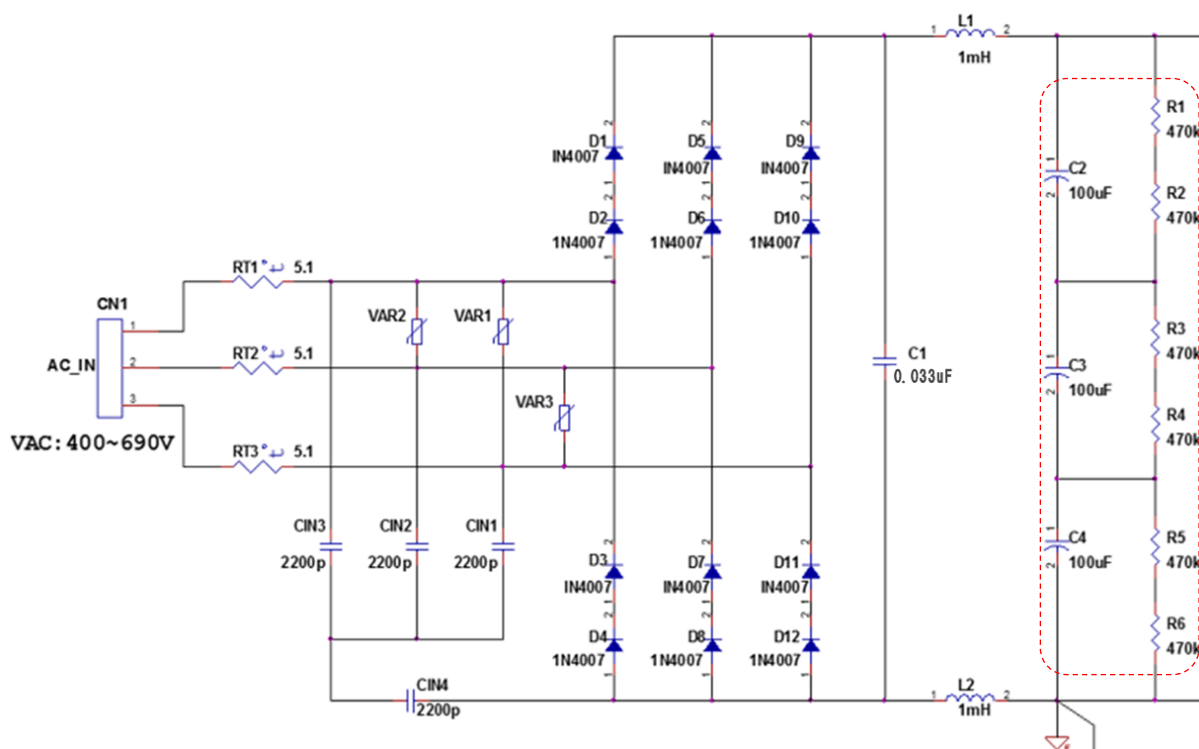


Figure 10. 入力コンデンサ用 バランス抵抗

2. 主要部品選定 – 続き

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。

$$R19 = \frac{V_{CS}}{I_{ppk}} = \frac{1.0V}{0.668A} = 1.5 \text{ } [\Omega]$$

とします。また、検出抵抗の損失 P_{R19} は、

$$P_{R19}(Peak) = I_{ppk}^2 \times R19 = 0.668A^2 \times 1.5\Omega = 0.67 \text{ [W]}$$

$$P_{R19}(rms) = I_{prms}^2 \times R19 = \left(I_{ppk} \times \sqrt{\frac{Duty(max)}{3}} \right)^2 \times R19$$

$$= \left(0.66A \times \sqrt{\frac{0.4}{3}} \right)^2 \times 1.5\Omega = 0.089 \text{ [W]}$$

耐パルス性を考慮して、1 W 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。

R22 は CS 端子に対して、ノイズや不慮の高電圧に対する保護用の抵抗です。通常 1 k Ω を挿入しています。

2-4. 過負荷保護ポイントの切り替え設定抵抗 ; R20

BD768 x FJ-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、過負荷ポイントを補正します。しかし、本 EVK では産機向け電源仕様を想定しているため、入力電圧がセットによって変動することを想定しません。よって OCP の切り替わり機能は動作させない仕様としています。

計算式の I_{zt} 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。

I_{zt} が 1 mA より上の時に電流検出レベルを下げることで、過負荷保護ポイントを下げることができるポイントです。VIN_OCP は過負荷保護切り替わりの入力電圧とし、検出しないように VIN_OCP = 1200 V として設定すると、

$$R20 = VIN_OCP \times \frac{N_d}{N_s} \times \frac{1}{I_{zt}} = 1200 \text{ V} \times \frac{8}{64} \times \frac{1}{1mA} = 150 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

R20=150 k Ω とします。

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、Vzt1=100 mV(typ) (ZT 端子電圧下降時)、Vzt2=200 mV(typ) (ZT 端子電圧上昇時)、また、ZT OVP(min)=3.30 V より、目安として、Vzt=1~3 V 程度に設定します。R20=150 k Ω としたときの ZT 下側抵抗 R21 は、

$$V_{zt} = (V_{out} + V_f) \times \frac{N_d}{N_s} \times \frac{R21}{R20+R21} = 2.7 \text{ [V]}$$

と設定すると、R21=20.28 k Ω →20 k Ω とします。

2. 主要部品選定 – 続き

2-6. ZT 端子コンデンサ ; C11

C11 は ZT 端子の安定用、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ください。

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 V_{dr} は、 $V_f=1\text{ V}$ とすると、

$$V_{dr} = VCC(max) + VIN(max) \times \frac{N_d}{N_p} \text{ [V]}$$

本 IC には、VCC OVP 機能があり、 $VCC(max)=VCC_{ovp}(max)=31.5\text{ V}$ 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逆耐圧 V_r を超えないように設定します。

$$V_{dr} = 31.5\text{ V} + 900\text{ V} \times \frac{8\text{ turns}}{64\text{ turns}} = 144 \text{ [V]}$$

マージンを考慮して、 $144\text{ V} / 0.8 = 180\text{ V} \rightarrow 200\text{ V}$ 品を選定します。

(例 ROHM RF05VAM2S 200 V 0.5 A)

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 Ω 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。

2-9. VCC 用起動抵抗 (R start) ; R11,R12,R13,R14 コンデンサ ; C5,C6 及び整流ダイオード ; 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_{START} 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_{START} 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 $I_{start} (max) = 30\text{ }\mu\text{A}$ 、マージンを持って起動時消費電流 $I_{start} (max) = 40\text{ }\mu\text{A}$ とします。

起動入力電圧 $VIN_start=180\text{ V}$ 、 $VCC_uvlo(max)=20\text{ V}$ 、

動作時 VCC 電流 $I_{ON1}(min)=0.3\text{ mA}$ の条件より、下記となります。

$$R_{start} < \frac{VIN_start - VCC_uvlo(max)}{I_{start}(max)} = \frac{(180\text{ V} - 20\text{ V})}{40\text{ }\mu\text{A}} = 4000 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$R_{start} > \frac{VIN(max) - VCC_ovp(max)}{I_{ON1}(min)} = \frac{(900\text{ V} - 31.5\text{ V})}{300\text{ }\mu\text{A}} = 2895 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$2895\text{ k}\Omega < R_{start} < 4000 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

以上より、 $R_{start}=2940\text{ k}\Omega$ （ $1\text{ M}\Omega \times 2 + 470\text{ k}\Omega \times 2$ の直列）とします。

起動時間を Figure 11 に示します。

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

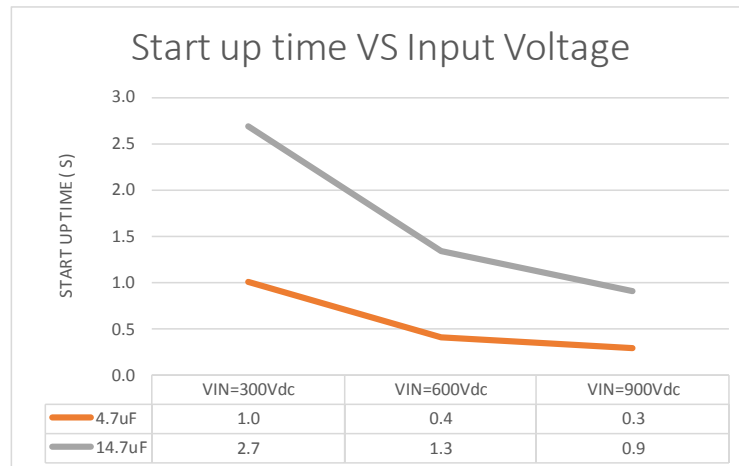


Figure 11. 起動時間 (参考値)

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 2.2 μ F 以上を推奨します。この例は起動時間と安定性のため Figure 12 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、トランスの Nd (VCC) 巻線に発生する負電圧以上の耐圧を持つ、ファストリカバリダイオードを使用します。Nd 巻線負電圧は、 $V_{in} \cdot N_d / N_p + V_{CC}$ で計算されます。通常この電圧に、ノイズが載りますのでマージンをもって設定ください。本回路では、RF05VAM2STR を使用しています。D19 は、1SS355VM などのスイッチングダイオードをご使用ください。

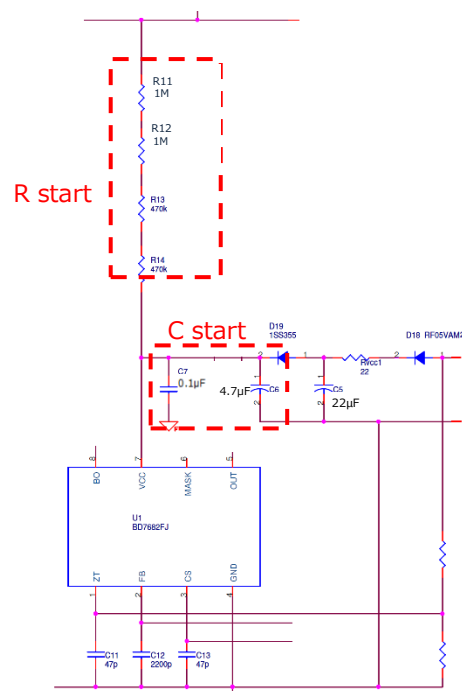


Figure 12. 起動抵抗と VCC コンデンサ

2. 主要部品選定 – 続き

2-10. ブラウン IN/OUT 設定抵抗 ; R7,R8,R9,R10,R15 及び 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。)

入力電圧を抵抗分圧し、BO 端子に入力します。BO 端子が、1 V の閾値を超えると DCDC 動作を開始します。

回路内部には、電流ヒステリシスを有しています。

BO < 1.0 V (Typ) (DCDC 動作停止状態) IBO 15 μA シンク有り

BO ≥ 1.0 V (Typ) (DCDC 動作状態) IBO 15 μA シンクなし

R_HとR_Lの設定例を下記に示します。

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

IC 動作開始 (OFF => ON)

$$\frac{V_{ON}-1.0V}{R_H} = \frac{1.0V}{R_L} + 15\mu A$$

IC 動作停止 (ON => OFF)

$$\frac{V_{OFF}-1.0V}{R_H} = \frac{1.0V}{R_L} \text{ [A]}$$

以上の式より、R_H、R_Lは下記式で求められます。

$$R_H = \frac{(V_{ON}-V_{OFF})}{15\mu A} \text{ [\Omega]}$$

$$R_L = \frac{1.0V}{(V_{OFF}-1.0V)} \times R_H \text{ [\Omega]}$$

V_{HON}=90 V、V_{HOFF}=60 V と設定すると、R_L=33.89 kΩ、R_H=2 MΩ となり、Figure 13. に示す回路定数とします。

(本 EVK では低電圧でも動作確認ができるように、ブラウンアウトを低めに設定しています。)

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 ラインはハインピーダンスのためノイズに弱いです。目安は 0.01 μF ~ 1 μF です。

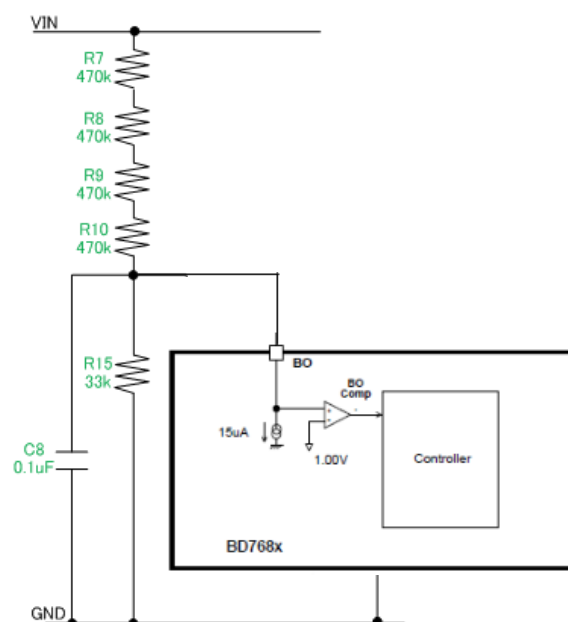


Figure 13. ブラウン IN/OUT 抵抗設定

2. 主要部品選定 – 続き

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。

2-11-1. 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。

$V_{clamp}=1700\text{ V} \times 0.8 = 1360\text{ V}$ クランプ Ripple 電圧（Vripple）は 50 V 程度にします。

2-11-2. R 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。

$$R_{snubber1} < 2 \times V_{clamp} \times \frac{V_{clamp}-V_{OR}}{L_{leak} \times I_p^2 \times f_{sw(max)}} [\Omega]$$

ここで、 $L_{leak}=L_p \times 10\% = 1718\text{ }\mu\text{H} \times 10\% = 172\text{ }\mu\text{H}$ とします。

ピーク電流 I_p は $R_{cs}=1.5\text{ }\Omega$ 、 $V_{cs}=1.0\text{ V}$ 時では、

$$I_p = \frac{V_{cs}}{R_{cs}} = \frac{1.0\text{ V}}{1.5\text{ }\Omega} = 0.667\text{ [A]}$$

となります。Fsw(max)=120 kHz とすると、

$$R_{snubber1} < 2 \times 1360\text{ V} \times \frac{1360\text{ V}-200\text{ V}}{172\text{ }\mu\text{H} \times 0.667\text{ A}^2 \times 120\text{ kHz}} = 404\text{ [k}\Omega\text{]}$$

となります。今回は $R_{snubber1}=200\text{ k}\Omega$ とします。

R snubber 1 の損失 $P_{Rsnubber1}$ は、

$$P_{Rsnubber} > \frac{(V_{clamp}-V_{IN})^2}{R_{snubber1}} = \frac{(1360\text{ V}-900\text{ V})^2}{200\text{ k}\Omega} = 1.06\text{ [W]}$$

となります。マージンを考慮して、2 W 以上とします。

2-11-3. Csnubber1 の決定

$$C_{snubber1} > \frac{V_{clamp}}{V_{ripple} \times f_{sw(max)} \times R_{snubber1}} = \frac{1360\text{ V}}{50\text{ V} \times 120\text{ kHz} \times 200\text{ k}\Omega} = 1133\text{ [pF]}$$

→2200 pF とします。

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

マージンを考慮して、600 V 以上とします。

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

2-11-4. D13, D14 の決定

ダイオードはファストリカバリダイオードをご使用ください。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にて 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ください。

2-11-5. TVS: D15, D16

より高い保護性能を求める場合には、TVS を用いて、過渡的なスパイス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のうえ、決定してください。

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（1000 pF～0.01 μ F 程度を推奨）。

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 : 10 Ω 0.25 W、R17 : 150 Ω 、D17 : SBD 60 V 1 A）

擬似共振コンバータでは、スイッチング損失は、ターンオン時の損失よりも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ください。

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。10 k Ω ～100 k Ω を目安にしてください。

2. 主要部品選定 – 続き

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 $V_f=1.5\text{ V}$ とすると、

$$V_{dr} = V_{out(max)} + V_f + V_{IN(max)} \times \frac{N_s}{N_p} \text{ [V]}$$

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

$$V_{dr} = 25.2\text{ V} + 1.5\text{ V} + 900\text{ V} \times \frac{9}{64} = 153.3 \text{ [V]}$$

マージンを考慮して、 $153.3\text{ V} / 0.8 = 191.6\text{ V} \rightarrow 200\text{ V}$ 品を選定します。

二次側の出力ダイオードに流れるピーク電流 $I_{spk(A)}$ 及び、電流実効値 $I_s(\text{Arms})$ は、

$$I_{spk} = \frac{2 \times I_o(max)}{1 - Duty(max)} = \frac{2 \times 1\text{ A}}{1 - 0.4} = 3.33 \text{ [A]}$$

$$I_s(\text{Arms}) = I_{spk} \times \sqrt{\frac{1 - Duty}{3}} = 3.33\text{ A} \times \sqrt{\frac{1 - 0.4}{3}} = 1.49 \text{ [Arms]}$$

また、ダイオードの損失（概算値）は、 $P_d = V_f \times I_{out} = 1.5\text{ V} \times 1.49\text{ Arms} = 2.24\text{ W}$ となります。

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

電圧マージンは 80% 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ください。

2. 主要部品選定 – 続き

2-15. 出力コンデンサ ; Cout1, Cout2, Cout3, Cout4

出力コンデンサには抵抗成分 ZC [Ω]が存在し、Ripple 電圧の要因となります。この ZC Ω は出力負荷で許容可能な Ripple 電圧 ΔV_{pp} と Ripple 電流 I_{spk} 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。 $\Delta V_{pp}=200$ mV とすると、

$$ZC < \frac{\Delta V_{pp}}{I_{spk}} = \frac{0.2V}{3.33A} = 0.06 \text{ } [\Omega] \text{ at } 120 \text{ kHz}$$

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 100 kHz で規定されていますので、100 kHz に換算します。

$$ZC < 0.06\Omega \times \frac{120kHz}{100kHz} = 0.072 \text{ } [\Omega] \text{ at } 100 \text{ kHz}$$

コンデンサへの Ripple 電流の実効値 I_c (Arms)は

$$I_c = \sqrt{I_s^2 - I_o^2} = \sqrt{1.49A^2 - 1A^2} = 1.11 \text{ [Arms]}$$

次に、コンデンサの耐圧は、出力電圧に対し、デレーティング 80%を目安にします。

$$V_{out} \times 2 = 24V \div 0.8 = 30 \text{ [V]}$$

→35 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、スイッチング電源用の低インピーダンスタイプ 35 V 470 μ F //2+220 μ F）

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

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 : $V_{ref}=2.495$ V としますと、

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R25+R26}{R28}\right) \times V_{ref} = \left(1 + \frac{82k\Omega+4.3k\Omega}{10k\Omega}\right) \times 2.495V = 24.02 \text{ [V]}$$

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=1 k $\sim$ 30 k Ω 、C15=0.1 μ F 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 $\sim$ 2 k Ω 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、1 mA を確保 → R24=フォトカブラ $V_f/1$ mA=1 k Ω とします。

設計概要 - 続き

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=2200 pF 程度)
- ・2 次側整流ダイオードに RC スナバ追加

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 ; 10 μ H C ; 10 μ F~100 μ F 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。

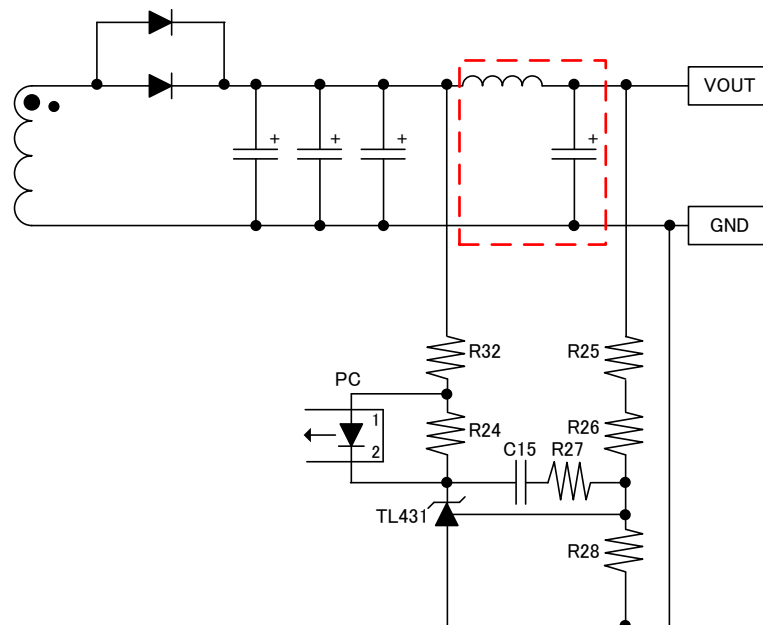


Figure 14. LC フィルタ追加回路

測定データ

電源効率

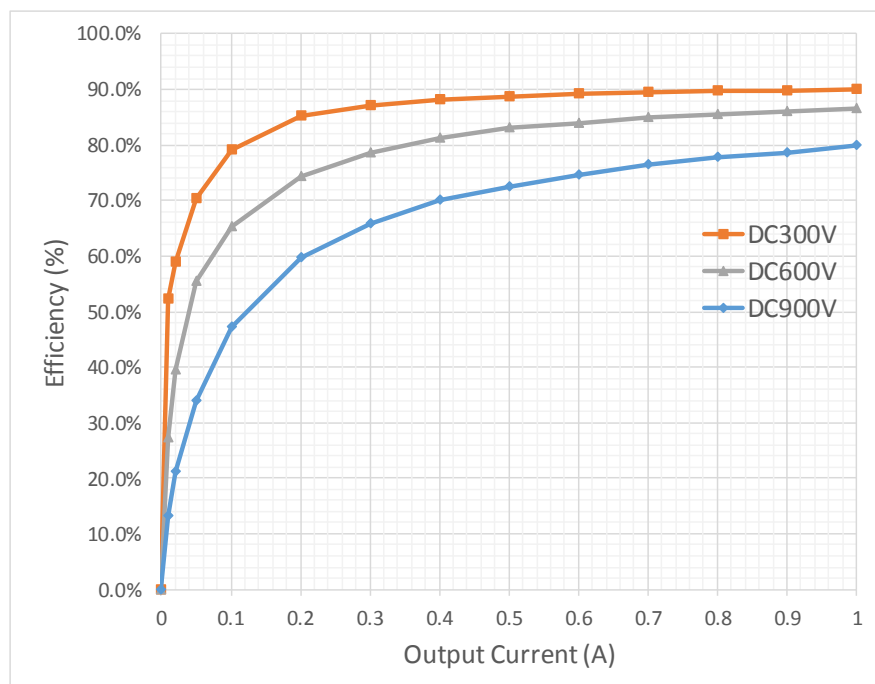


Figure 15. Efficiency Vs Output Current (A) Input Voltage (V)

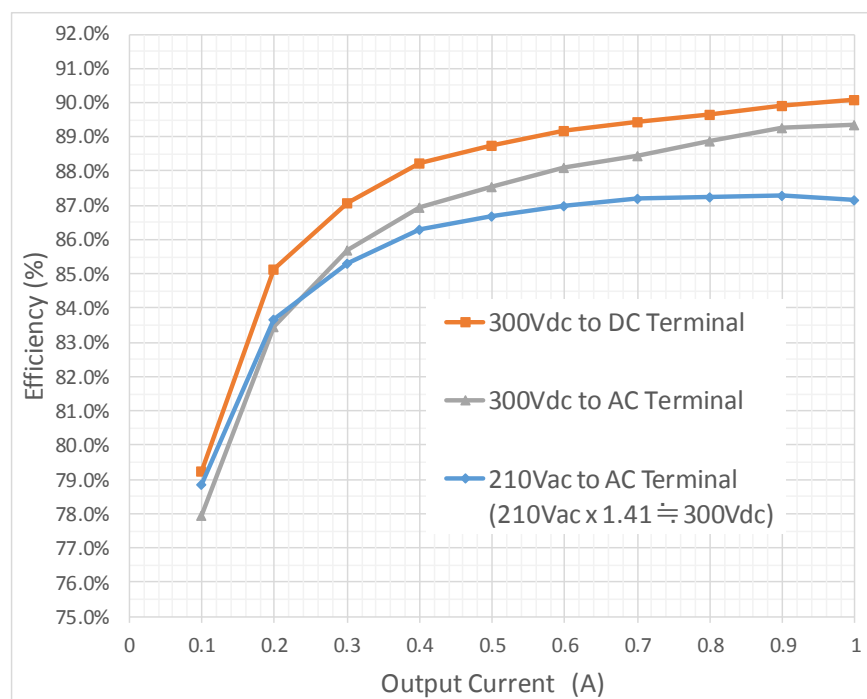
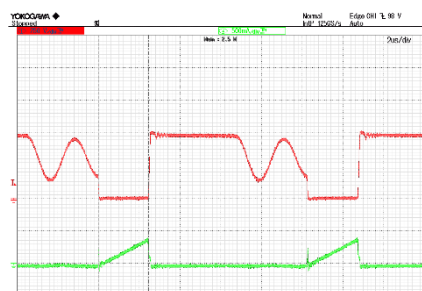


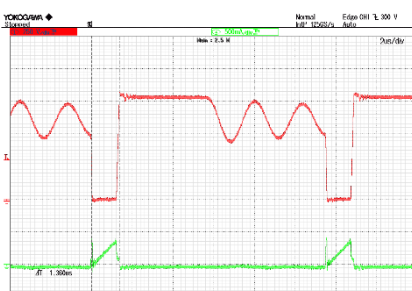
Figure 16. Efficiency vs Output Current (Each input terminal)

測定データ – 続き

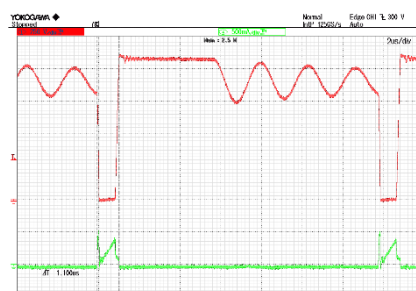
波形



VIN (DC): 300 V



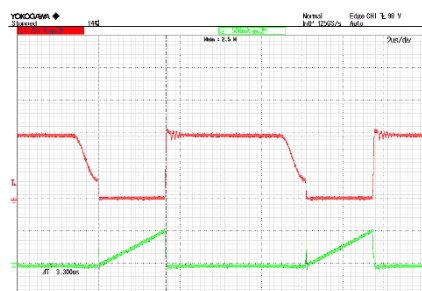
VIN (DC): 600 V



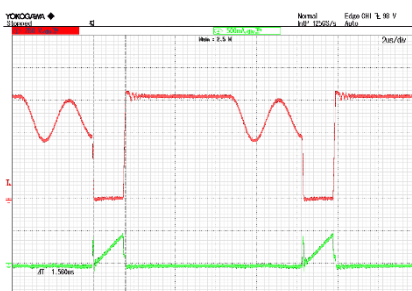
VIN (DC): 900 V

CH1: Vdrain (250 V/div), CH4: Idrain (500 mA/div)

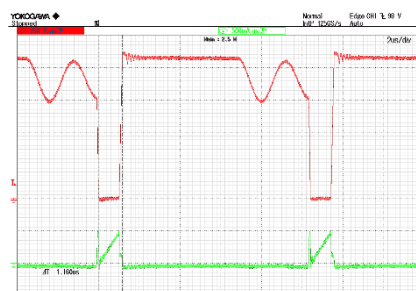
Figure 17. ドレイン電圧/電流波形 (VO=24 V, IO=0.5 A, PO=12 W)



VIN (DC): 300 V



VIN (DC): 600 V



VIN (DC): 900 V

CH1: Vdrain (250 V/div), CH4: Idrain (500 mA/div)

Figure 18. ドレイン電圧/電流波形 (VO=24 V, IO=1.0 A, PO=24 W)

回路図

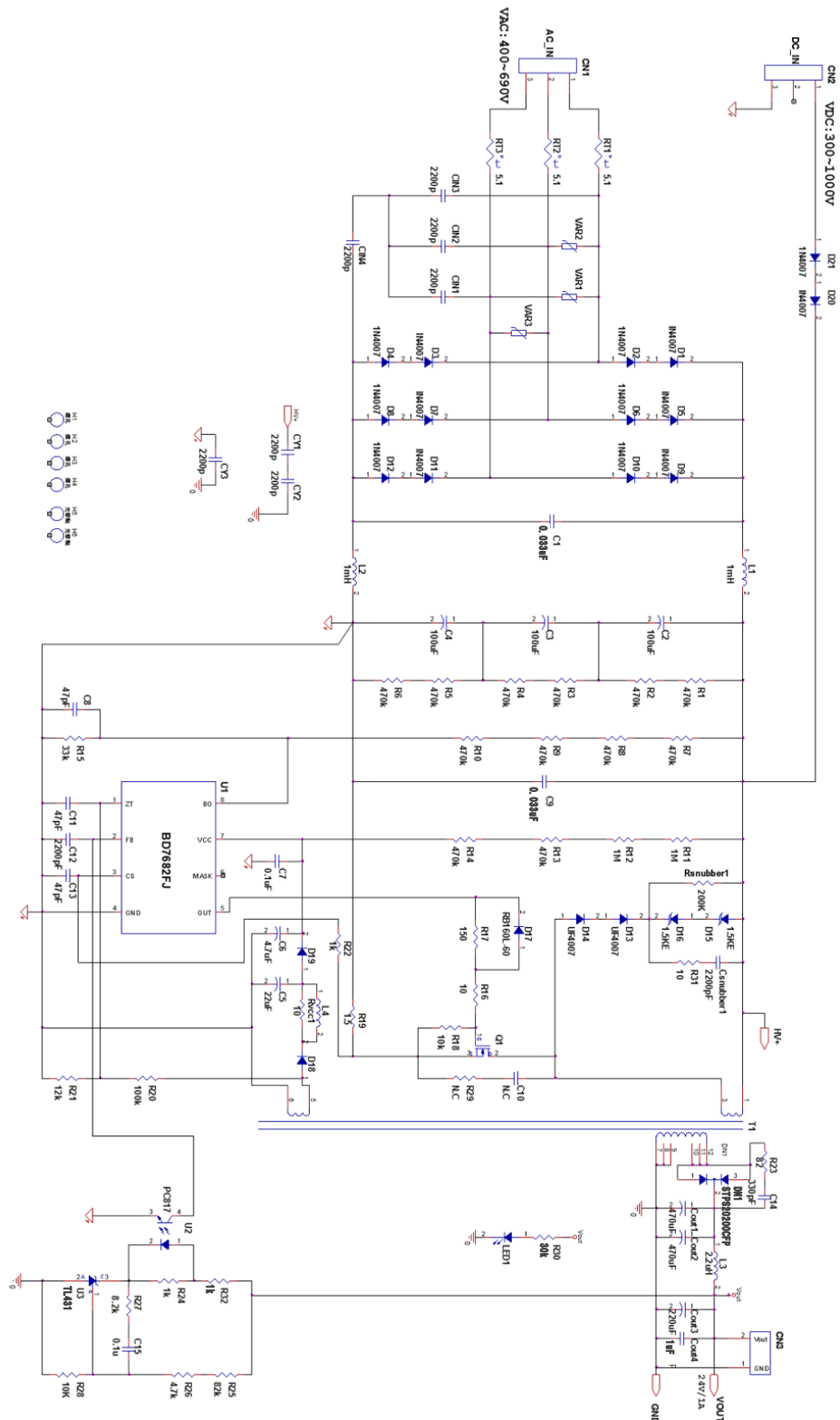
 $V_{IN} = 300 \sim 900 \text{ Vdc}$, $V_{OUT} = 24 \text{ V}$


Figure 19. BD7682FJ-LB-EVK-EVK-402 回路図

部品表

Table 4. BD7682FJ-LB-EVK-402 部品表

Item		Specifications	Parts name	Manufacture
Capacitor	C1, C9	0.033 μ F, 650 Vac	PHE450RB5330J	KEMET
	C10	N.C.	-	-
	C12	2200 pF, 50 V	08055C222JAT2A	AVX
	C14	330 pF, 1 kV	225000111543	YAGEO
	C15	0.1 μ F, 50 V	UMK212BJ104KGHT	TAIYO YUDEN
	C2, C3, C4	100 μ F, 450 V	450BXW100MEFR18X30	RUBYCON
	C5	22 μ F, 35 V	UVR1V220MDD1TD	NICHICON
	C6	4.7 μ F, 35 V	UVR1V4R7MDD1TD	NICHICON
	C7	0.1 μ F, 35 V	GRM21BR71H104JA01L	MURATA
	C8, C11, C13	47 pF, 50 V	GQM2195C1H470JB01D	MURATA
CIN1, CIN2, CIN3, CIN4	2200 pF, X1:760 Vac, Y1:500 Vac	DE1E3RB222MJ4BR01F	MURATA	
Connector	CN1		691250910003	WURTH ELECTRONIK
	CN2		691250610003	WURTH ELECTRONIK
	CN3		69110171002	WURTH ELECTRONIK
Capacitor	Cout1, Cout2	470 μ F, 35 V	LER471M1VG16VR6	HERMEI Corp., LTD
	Cout3	220 μ F, 35 V	UPS1V221MPD	NICHICON
	Cout4	1 μ F, 50 V	UMK212B7105KG-T	TAIYO YUDEN
	Csnubber1	2200 pF, 2 kV	202S41W222KV4E.	JOHANSON DIELECTRICS INC
	CY1, CY2, CY3	2200 pF, X1:760 Vac, Y1:500 Vac	DE1E3RB222MJ4BR01F	MURATA
Diode	D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D10, D11, D12, D20, D21	1 A, 1 kV	1N4007	
	D13, D14	1 A, 1 kV	UF4007	
	D15, D16	5.5 A, 200 V	1.5KE200A	
	D17	1 A, 40 V	RB160L-40TE25	ROHM
	D18	0.5 A, 200 V	RF05VAM2S	ROHM
	D19	0.1 A, 90 V	1SS355VM	ROHM
	DN1	SBD, 10 A x 2, 200 V	STPS20200CFP	ST-MICRO
Heat Sink	HS1	Heat Sink	MI-217-25	MEICON. Co., LTD.
	HS2	Heat Sink	MI-301G-25.4	MEICON. Co., LTD.
Inductor	L1, L2	1 mH	768772102	WURTH ELECTRONIK
	L3	2.2 μ H, 4.3 A	7447462022	WURTH ELECTRONIK
	L4	N.C.	-	-
LED	LED1	RED 1 mA	SML-P11UTT86RK	ROHM
FET	Q1	1700 V, 4 A	SCT2H12NZ	ROHM
Resistor	R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10, R13, R14	470 k Ω	MCR18ERTF4703	ROHM
	R11, R12	1 M Ω	KTR18EZPF1004	ROHM
	R15	33 k Ω	MCR10ERTF3302	ROHM
	R16	10 Ω	MCR10ERTF10R0	ROHM
	R17	150 Ω	MCR10EZPF1500	ROHM
	R18, R28	10 k Ω	MCR10ERTF1002	ROHM
	R19	1.5 Ω	ERX2S1R5	PANASONIC
	R20	150 k Ω	MCR10ERTF1503	ROHM
	R21	20 k Ω	MCR10ERTF2002	ROHM
	R22, R24, R32	1 k Ω	MCR10ERTF1001	ROHM
	R23	82 Ω	MCR100JZHF82R0	ROHM
	R25	82 k Ω	MCR10ERTF8202	ROHM
	R26	4.7 k Ω	MCR10ERTF4701	ROHM
	R27	8.2 k Ω	MCR10ERTF8201	ROHM
	R29	N.C.	-	-
	R30	30 k Ω	MCR03ERTF3002	ROHM
	R31	10 Ω	MCR100JZHF10R0	ROHM
	Rsnubber1	200 k Ω	RSF3WS-200KRJT	MAX-QUALITY Co., LTD
	RT1, RT2, RT3	5.1 Ω	FKN2W5R1J	MAX-QUALITY Co., LTD
	RVCC1	11 Ω	MCR10ERTF11R0	ROHM
Trans	T1	EFD-30	GC-FED30-172K	G-CHAN Co., LTD
IC	U1		BD7682FJ-LB	ROHM
PhotoCoupler	U2		LTV-817-B	LITEON
IC	U3		TL431BQ	TI
varistor	VAR1, VAR2, VAR3	1080 V, 10 KA, ϕ 20 mm	TMOV20RP750E	LITTELFUSE

部品は予告なく変更することがあります。

レイアウト

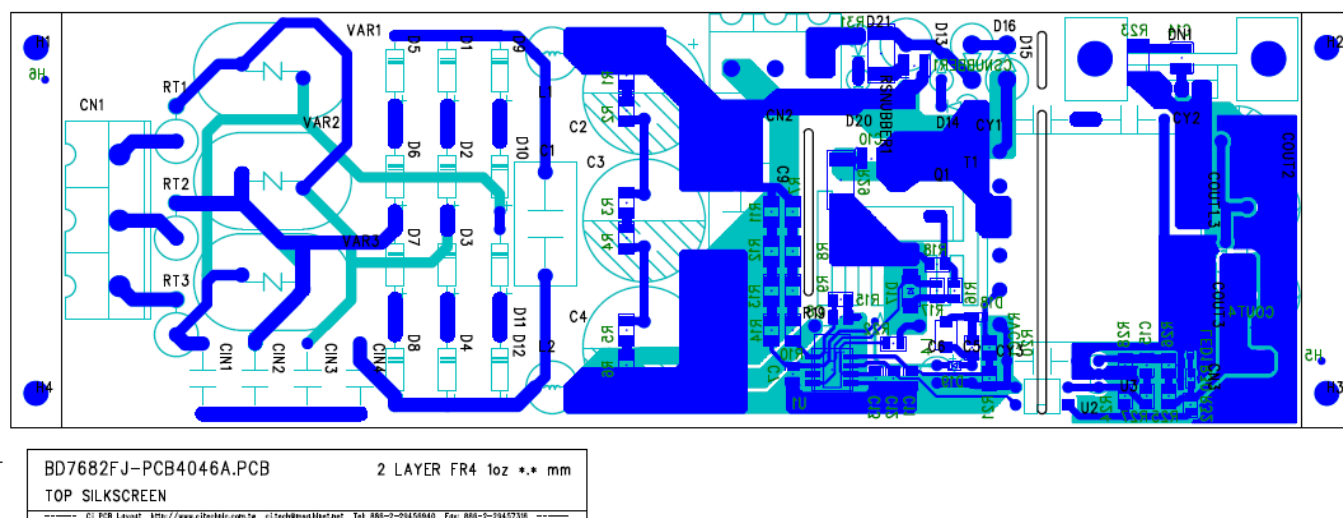


Figure 20. 基板レイアウト (Top view)

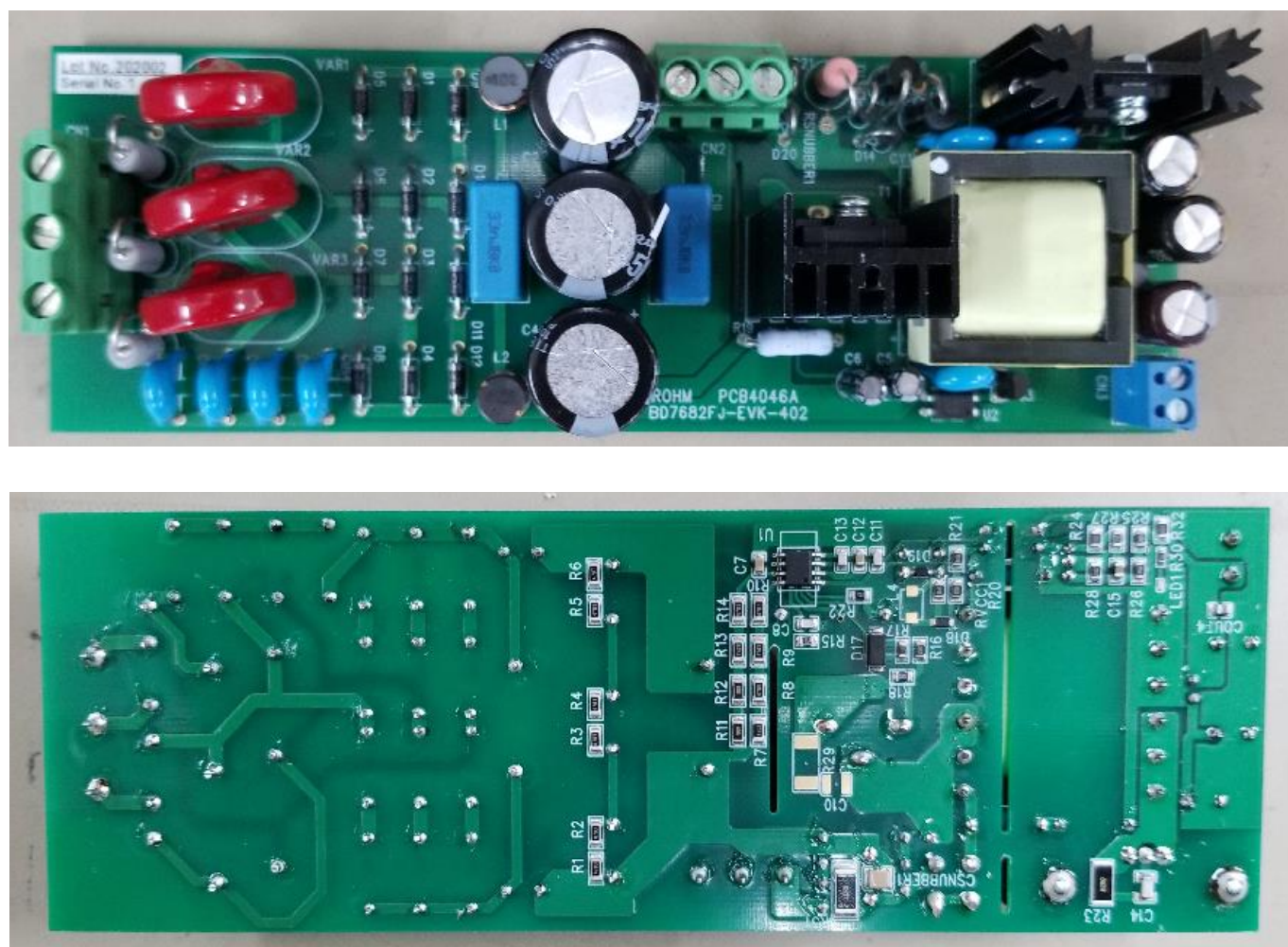


Figure 21. 基板写真

ご 注 意

- 1) 本資料の記載内容は改良などのため予告なく変更することがあります。
- 2) 本資料に記載されている内容は製品のご紹介資料です。ご使用に際しては、別途最新の仕様書を必ずご請求のうえ、ご確認ください。
- 3) ロームは常に品質・信頼性の向上に取り組んでおりますが、半導体製品は種々の要因で故障・誤作動する可能性があります。
万が一、本製品が故障・誤作動した場合であっても、その影響により人身事故、火災損害等が起こらないようご使用機器でのディレーティング、冗長設計、延焼防止、バックアップ、フェイルセーフ等の安全確保をお願いします。定格を超えたご使用や使用上の注意書が守られていない場合、いかなる責任もロームは負うものではありません。
- 4) 本資料に記載されております応用回路例やその定数などの情報につきましては、本製品の標準的な動作や使い方を説明するものです。
したがって、量産設計をされる場合には、外部諸条件を考慮していただきますようお願いいたします。
- 5) 本資料に記載されております技術情報は、製品の代表的動作および応用回路例などを示したものであり、ロームまたは他社の知的財産権その他のあらゆる権利について明示的にも黙示的にも、その実施または利用を許諾するものではありません。上記技術情報の使用に起因して紛争が発生した場合、ロームはその責任を負うものではありません。
- 6) 本資料に掲載されております製品は、耐放射線設計はなされていません。
- 7) 本製品を下記のような特に高い信頼性が要求される機器等に使用される際には、ロームへ必ずご連絡の上、承諾を得てください。
・輸送機器（車載、船舶、鉄道など）、幹線用通信機器、交通信号機器、防災・防犯装置、安全確保のための装置、医療機器、サーバー、太陽電池、送電システム
- 8) 本製品を極めて高い信頼性を要求される下記のような機器等には、使用しないでください。
・航空宇宙機器、原子力制御機器、海底中継機器
- 9) 本資料の記載に従わないために生じたいかなる事故、損害もロームはその責任を負うものではありません。
- 10) 本資料に記載されております情報は、正確を期すため慎重に作成したのですが、万が一、当該情報の誤り・誤植に起因する損害がお客様に生じた場合においても、ロームはその責任を負うものではありません。
- 11) 本製品のご使用に際しては、RoHS 指令など適用される環境関連法令を遵守の上でご使用ください。
お客様がかかる法令を順守しないことにより生じた損害に関して、ロームは一切の責任を負いません。
本製品の RoHS 適合性などの詳細につきましては、セールス・オフィスまでお問合せください。
- 12) 本製品および本資料に記載の技術を輸出又は国外へ提供する際には、「外国為替及び外国貿易法」、「米国輸出管理規則」など適用される輸出関連法令を遵守し、それらの定めにしたがって必要な手続を行ってください。
- 13) 本資料の一部または全部をロームの許可なく、転載・複写することを堅くお断りします。



ローム製品のご検討ありがとうございます。
より詳しい資料やカタログなどご用意しておりますので、お問合せください。

ROHM Customer Support System

<http://www.rohm.co.jp/contact/>