

AC/DCコンバータ
SiC MOSFET内蔵 絶縁フライバック型
疑似共振方式 48 W 24 V 出力
BM2SCQ123T 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、**BM2SCQ123T-LBZ** 用評価ボード(**BM2SCQ123T-EVK-001**)とその機能に限定し記載しています。

BM2SCQ123T-LBZ 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

SiC MOSFET 内蔵 絶縁フライバック型

擬似共振方式 48 W 24 V 出力

BM2SCQ123T 評価ボード

BM2SCQ123T-EVK-001

BM2SCQ123T-EVK-001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2 Aを供給します。1700 V SiC(Silicon-Carbide) MOSFET内蔵擬似共振方式DC/DCコンバータICのBM2SCQ123Tを使用しています。

BM2SCQ123Tは、擬似共振動作のためソフトスイッチングを実現し、低EMIに貢献します。1700 V 4 A SiC MOSFETを内蔵しているため、設計容易性を実現します。バーストモードを内蔵し、軽負荷時の電力を削減します。

産業機器市場へ向けた、長期の供給を保障するランクの製品です。

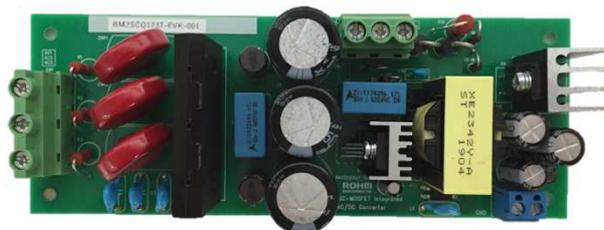


Figure 1. BM2SCQ123T-EVK-001

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、 $V_{IN} = 600\text{ V}$, $I_{OUT} = 1.0\text{ A}$, $T_a = 25\text{ }^\circ\text{C}$

Parameter	Min	Typ	Max	Units	Conditions
入力電圧範囲	300	600	900	V	
出力電圧	21.6	24.0	26.4	V	
最大電力	-	-	48	W	$I_{OUT} = 2\text{ A}$
出力電流範囲 ^(Note 1)	0.0	1.0	2.0	A	
待機電力	-	310	-	mW	$I_{OUT} = 0\text{ A}$
電源効率	-	90	-	%	$I_{OUT} = 2\text{ A}$
出力リップル電圧 ^(Note 2)	-	100	-	mVpp	
動作温度範囲	-10	+25	+65	°C	

(Note 1) 部品表面温度が 105 °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。

(Note 2) スパイクノイズを含みません。

動作手順

1. 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、50 W 以上の直流電源
- (2) 最大 2.0 A の負荷
- (3) DC 電圧計

2. 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。

・3 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、一对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、一对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 24V 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効果（損失）が発生していないか、DC 電圧計で確認します。

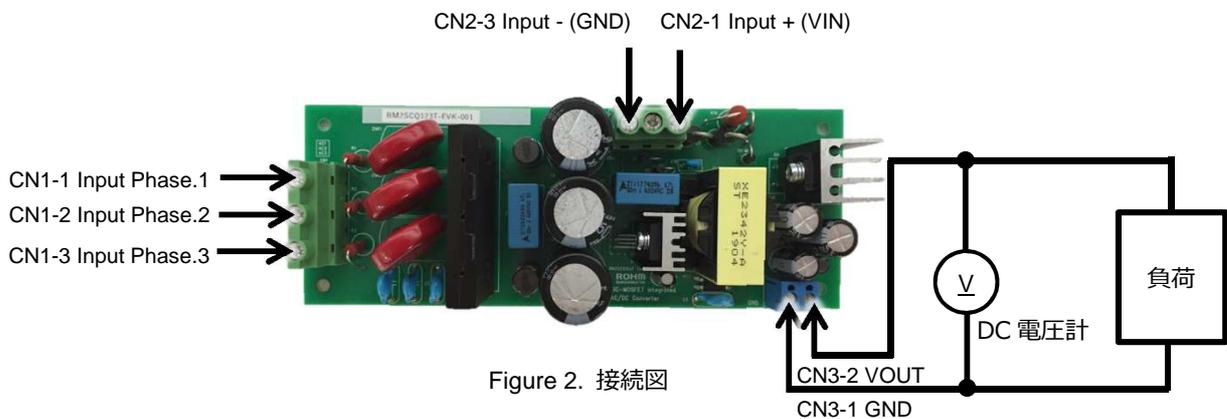


Figure 2. 接続図

デレーティング

本評価ボードは、最大電力 P_o は 48 W です。

また、右図に示すデレーティング曲線を示します。

45 °C 以上の高温時、デレーティング曲線を超える負荷電力を印加する場合は、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。

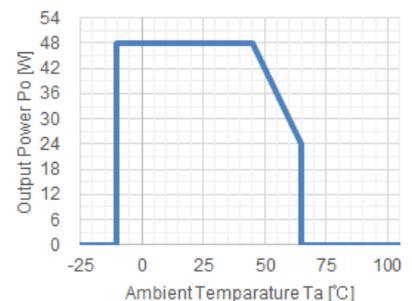


Figure 3. デレーティング

アプリケーション回路 - 続き

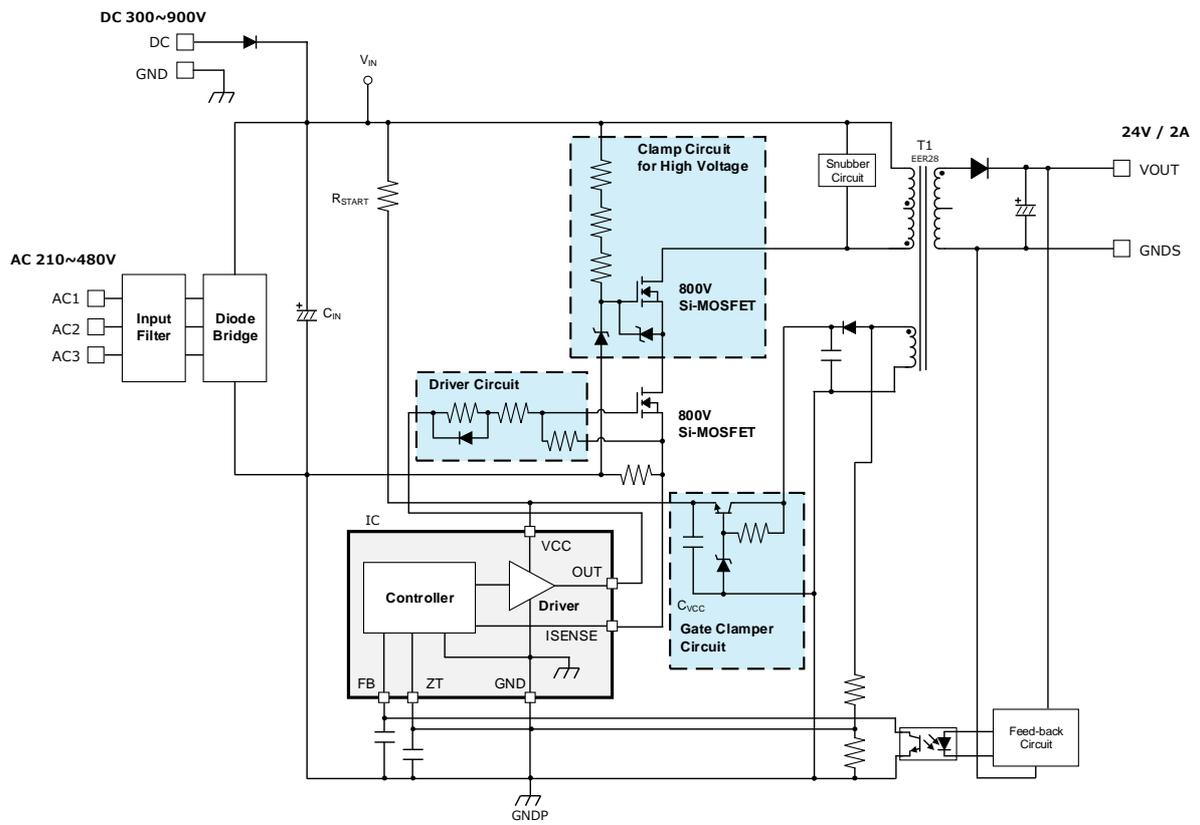


Figure 5. 一般的な高耐圧入力電圧に対応したアプリケーション回路

BM2SCQ123T 概要

特徴

- 産業機器に適した長期の供給保証
- 6pin : TO220-6 パッケージ
- 1700 V/4 A/ 1.12Ω SiC MOSFET 内蔵
- 擬似共振方式 (低 EMI)
- 周波数低減機能
- スタンバイ時 低消費電流 (19 μA)
- 軽負荷時バースト動作
- SOURCE 端子 Leading Edge Blanking
- VCC UVLO (Under Voltage Drop Out Protection)
- VCC OVP (Over Voltage Protection)
- ソフトスタート機能
- ZT 端子トリガマスク機能
- ZT OVP (Over Voltage Protection)

重要特性

- 動作電源電圧範囲: VCC: 15.0 V ~ 27.5 V
DRAIN: 1700 V
- 通常動作時電流: 2000 μA(Typ)
- バースト動作電流: 500 μA(Typ)
- 最大発振周波数: 120 kHz(Typ)
- 動作温度範囲: -40 °C ~ +105 °C
- MOSFET Ron: 1.12 Ω (Typ.)

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

シリーズラインアップ

Product Name	FB OLP	VCC OVP
BM2SCQ121T-LBZ	Auto Restart	Latch
BM2SCQ122T-LBZ	Latch	Latch
BM2SCQ123T-LBZ	Auto Restart	Auto Restart
BM2SCQ124T-LBZ	Latch	Auto Restart

パッケージ

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

TO220-6

10.0 mm x 4.5 mm x 25.6 mm



Figure 6. TO220-6 Package

- (※) 製品構造：シリコンと炭化けい素を主材料としたモノリシック集積回路 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. BM2SCQ123T ピン配置

No.	Name	I/O	Function	ESD Diode	
				VCC	GND
1	DRAIN	I/O	MOSFET ドレイン端子	-	✓
2	SOURCE	I	MOSFET ソース端子	✓	✓
3	FB	I	フィードバック信号入力端子	✓	✓
4	GND	I/O	GND 端子	✓	-
5	ZT	I	ゼロ電流検出端子	-	✓
6	VCC	I	電源入力端子	-	✓

設計概要

1 重要パラメータ

- V_{IN} : 入力電圧範囲 AC 210 V ~ 480 Vac (DC 300 V ~ 900 V)
- V_{OUT} : 出力電圧 DC 24 V
- $I_{OUT}(typ)$: 定常出力電流 1.0 A
- $I_{OUT}(max)$: 最大出力電流 2.0 A
- f_{SW} : 最大スイッチング周波数 min:106 kHz, typ:120 kHz, max:134 kHz
- V_{LIM1A} : 過電流検出電圧 min:0.95 V, typ:1.00 V, max:1.05 V

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 7-1 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 7-2 に示します。

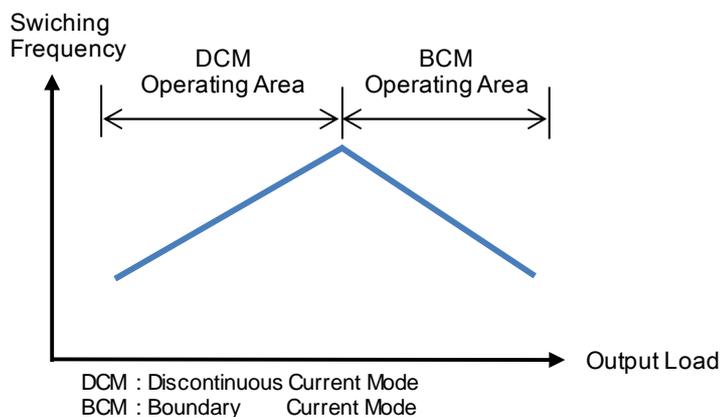


Figure 7-1. スイッチング周波数 – 負荷

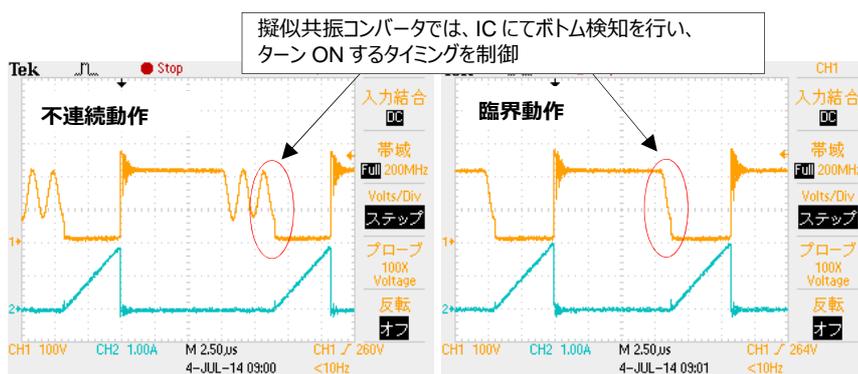


Figure 7-2. スイッチング動作波形(MOSFET V_{DS} , I_{DS})

設計概要 – 続き

2 トランスの設計

2.1 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。

$V_{IN(min)}=300\text{ V}$ 、 $V_f=1.5\text{ V}$ とし、VOR を約 100V 狙いとします。

今回は、後述で決定した巻数比 $N_p:N_s=4.4$ としています。

$$VOR = (V_{OUT} + V_F) \times \frac{N_p}{N_s} = \frac{t_{on}}{t_{off}} \times V_{IN} = 112.2$$

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{VOR}{V_{OUT} + V_F} = \frac{112.2\text{ V}}{24\text{ V} + 1.5\text{ V}} = 4.4$$

$$Duty(max) = \frac{VOR}{V_{IN(min)} + VOR} = \frac{112.2\text{ V}}{300\text{ V} + 112.2\text{ V}} = 0.272$$

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。

2.2 最低発振周波数 f_{sw} と一次側インダクタンス値の決定

最低入力時 ($V_{IN}=300\text{ V}$)、最大負荷時の最低発振周波数 f_{sw} 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 ($V_{IN}=300\text{ V}$) の最低発振周波数 $f_{sw}=30\text{ kHz}$ とします。

その他のパラメータを以下とします。

- $P_o=24\text{ V} \times 2\text{ A}=48\text{ W}$ より、過負荷保護等を考慮して、 $P_o(max)=52.8\text{ W}$ (デレーティング 0.9)
- トランス変換効率 $\eta=90\%$
- 共振用コンデンサ容量 $C_v=100\text{ pF}$

MOSFET のオン時間 t_{ON} は、以下の式で表されます。

$$I_{PPK} = \frac{V_{IN(min)}}{L_p} \times t_{ON} \rightarrow t_{ON} = I_{PPK} \times \frac{L_p}{V_{IN(min)}}$$

MOSFET のオフ時間 t_{OFF} は、以下の式で表されます。

$$I_{SPK} = \frac{V_{OUT} + V_F}{L_s} \times t_{OFF} \rightarrow t_{OFF} = I_{SPK} \times \frac{L_s}{V_{OUT} + V_F}$$

MOSFET が ON するまでの自動振動の半周期の時間 t_{delay} は、以下の式で表されます。

$$t_{delay} = \pi \times \sqrt{L_p \times C_v}$$

一次側のピーク電流 I_{PPK} は、以下の式で表されます。

$$I_{PPK} = \sqrt{\frac{2 \times P_o}{\eta \times L_p \times f_{sw}}}$$

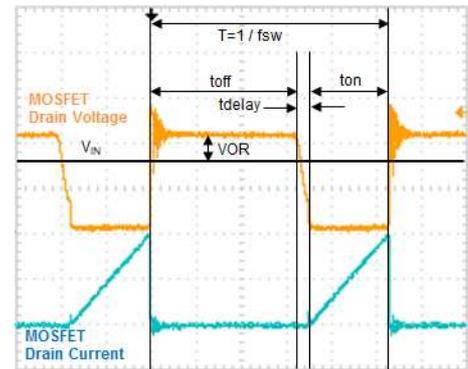


Figure 8. MOSFET Drain 波形

2.2 最低発振周波数 f_{SW} と一次側インダクタンス値の決定 – 続き

最低発振周波数 $f_{SW}=30$ kHz となるような、一次側インダクタンス値 L_P を算出します。

$$f_{SW} = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF} + t_{delay}} > 30 [kHz]$$

前頁までの計算式から、一次側インダクタンス値は、以下の式で表されます。

$$L_P = \left\{ \frac{V_{IN}(min) \times Duty(max)}{\frac{2 \times P_O(max) \times f_{SW}}{\eta} + V_{IN}(min) \times Duty(max) \times f_{SW} \times \pi \times \sqrt{C_V}} \right\}^2 < 1748 [\mu H]$$

今回は、 $L_P = 1700 \mu H$ としています。この時、スイッチング周波数 F_{SW} は、30.8 kHz となり、一次側ピーク電流 I_{PPK} は、以下の式で表されます。

$$I_{PPK} = \sqrt{\frac{2 \times P_O(max)}{\eta \times L_P \times f_{SW}}} = 1.50 [A]$$

2.3 トランスサイズの決定

$P_o(max)=48$ W より、トランスのコアサイズは、EER28 を選びます。

Table 2. 出力電力とトランスコア

出力電力 $P_o(W)$	コアサイズ	コア断面積 A_e (mm ²)
~30	EI25/EE25	41
~50	EFD30	68
~60	EI28/EE28/EER28	86
~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。

2.4 一次巻線 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℃ ですので、 $B_{sat}=0.35$ T とします。

$$N_P > \frac{L_P \times I_{PPK}}{A_e \times B_{sat}} = \frac{1700 \mu H \times 1.50 A}{86.3 mm^2 \times 0.35 T} = 84.3 [T]$$

一次側巻線数 N_P は、85 ターン以上とします。今回は、トランスのボビンサイズから密巻きになるように、 $N_P = 88$ ターンとしています。

2.5 二次巻線数 N_S の算出

二次巻線数 N_S は、以下の式で表されます。

$$\frac{N_P}{N_S} = 4.08 \rightarrow N_S = \frac{88 [T]}{4.08} = 21.6 \rightarrow 20 [T]$$

今回は、 $N_S = 20$ ターンとしています。また、漏れインダクタンスを減らすために、トランスボビンのサイズから、密巻きになるように、20 ターンを選択しています。

2 トランスの設計 – 続き

2.6 VCC 巻線数 N_D の算出

$V_{CC}=22\text{ V}$ 、 $V_{F_VCC}=1\text{ V}$ とすると、 N_D は、以下の式で表されます。

$$N_D = N_S \times \frac{V_{CC} + V_{F_VCC}}{V_{OUT} + V_F} = \frac{22\text{ V} + 1.0\text{ V}}{24\text{ V} + 1.5\text{ V}} = 18.04 \text{ [T]}$$

$N_D = 18$ ターンとしています。

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 20 V 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 3. トランス仕様 (参考)

Core	EER28 compatible
L_P	1700 μH
N_P	88 turns
N_S	20 turns
N_D	18 turns

2 トランスの設計 – 続き

2.7 トランス設計事例

製造元：株式会社アルファトランス
 〒541-0059 大阪市中央区博労町 1-7-2
<http://www.alphatrans.jp/>

製品: XE2342Y AlphaTrans Corp.
 Bobin: FX-2805 10PIN
 Core: EER28/28

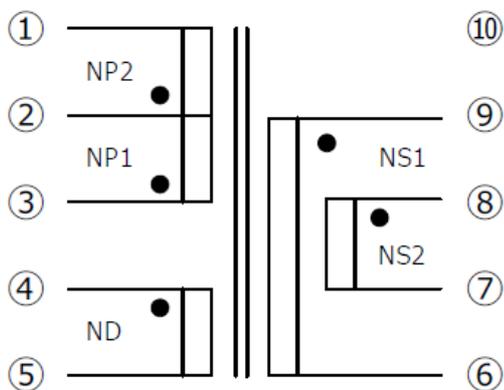


Figure 9. 回路図

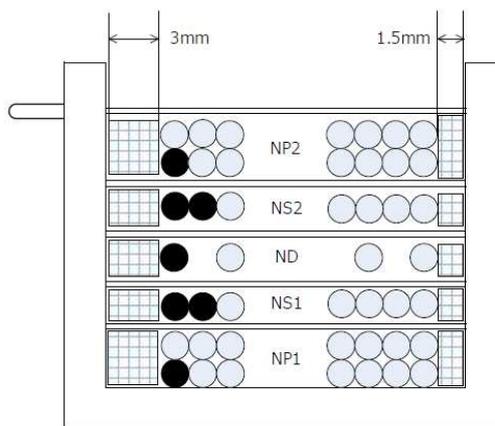


Figure 10. 構造図

Table 4. Alpha Trans XE2342Y 巻線仕様

NO.	WINDING	TERMINAL		WIRE SIZE	TURNS	TAPE LAYERS	WINDING METHOD	NOTE
		START	FINISH					
1	NP1	3	2	2UEW / Φ0.45 * 1	44	1	COMPACT	
2	NS1	9	6	2UEW / Φ0.50 * 1	20	1	COMPACT	
3	ND	4	5	2UEW / Φ0.20 * 1	18	1	SPACE	
4	NS2	8	7	2UEW / Φ0.50 * 1	20	1	COMPACT	
5	NP2	2	1	2UEW / Φ0.45 * 1	44	3	COMPACT	

インダクタンス (Lp) 1700 μH±15 % (100 kHz, 1 V)
 漏れインダクタンス 70 μH MAX
 耐電圧 Pri - Sec AC3000 V
 Pri - Core AC1500 V
 Sec - Core AC1500 V
 絶縁抵抗 100 MΩ over (DC500 V)

設計概要 – 続き

3 主要部品選定

3.1 入力コンデンサ : C8,C9,C10 バランス抵抗 : R4,R5,R6,R7,R8,R9

入力コンデンサ容量は Table 3-3 を目安に選定します。

Table 5. 入力コンデンサ選定

入力電圧 (Vdc)	Cin (μF)
< 250	2 x P _{OUT} (W)
250 <	1 x P _{OUT} (W)

(*) 保持時間などの仕様に合わせて選定して下さい。

P_{OUT}=48 [W]より、48 W x 1 = 48 μF 相当の容量が必要となります。

今回は、コンデンサの耐圧とリップル電流を考慮し、100 μF の3 直列の約 33 μF としています。

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。デレーティングを 0.8 とすると、

V_{IN(max)} / Delating = 900 [V] / 0.8 = 1125 [V]となります。

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 450 V×3=1350 V としています。

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:P_{R1-R6} は下記となります。

$$P_{R1-R6} = \frac{V_{IN(max)}^2}{R4 + R5 + R6 + R7 + R8 + R9} = \frac{900 [V]^2}{2820 [k\Omega]} = 0.287 [W]$$

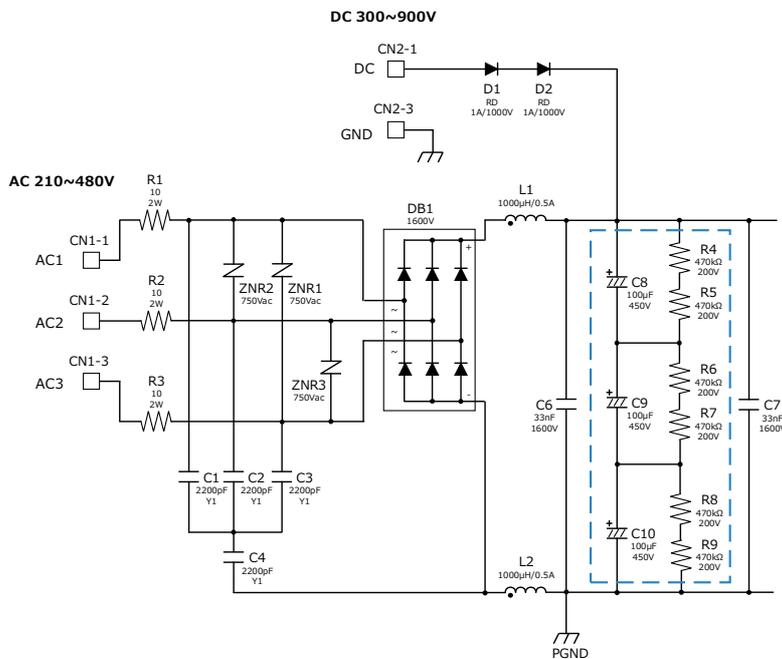


Figure 11. 入力コンデンサ用 バランス抵抗

3. 主要部品設定 - 続き

3.2 電流検出抵抗 : R14

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。
 入力電圧が高くなると、ON 時間が短くなり、動作周波数も増加します。
 その結果、一定の過電流リミッタに対し、最大許容電力が増加します。
 IC 内部の過電流保護機能の切り替えを行うことにより対策します。高電圧の
 場合は、ON 時間を決定するか電流コンパレータを通常の 0.7 倍に設定します。
 ZT 端子の流入電流をモニタすることにより、入力電圧を検出し、切り替えを行
 います。MOSFET ターンオン時、ZT 端子は、IC 内部で、0 V 近くでクランプします。
 流入電流: I_{ZT} は、以下の式で表されます。

$$I_{ZT} = V_{IN} \times \frac{N_S}{N_P} \div R14$$

過電流リミッタの切り替えは、 I_{ZT} : 1 mA で切り替わります。切り替わりの入力電圧
 は、 $V_{IN}=537$ V としています。切り替わりの電圧で、過負荷保護ポイントが最小値
 なるため、この入力電圧で、電流検出抵抗を算出します。

過負荷保護ポイントを最大負荷電流 $I_{OUT(max)}$: 2.0 A の+20 %の 2.4 A と
 します。この時のスイッチング周波数は、35.2 kHz で、一次側ピーク電流: I_{PPK} は、
 1.46 A となります。過電流検出電圧: V_{LIM1} は、1.0 V です。

$$R14 = \frac{V_{LIM1A} \times 0.7}{I_{PPK}} = \frac{0.7 [V]}{1.46 [A]} = 0.479 [\Omega]$$

電流検出抵抗:R14 は、0.47 Ω とします。

また、電流検出抵抗の損失 P_{R14} は、以下の式で表されます。

$$P_{R14}(peak) = I_{PPK}^2 \times R14 = 1.46^2 \times 0.47 = 1.00 [W]$$

$$P_{R14}(rms) = I_{PRMS}^2 \times R14 = \left[I_{PPK} \times \sqrt{\frac{Duty(max)}{3}} \right]^2 \times R14 = \left[1.46 \times \sqrt{\frac{0.183}{3}} \right]^2 \times 0.47 = 0.061 [W]$$

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。

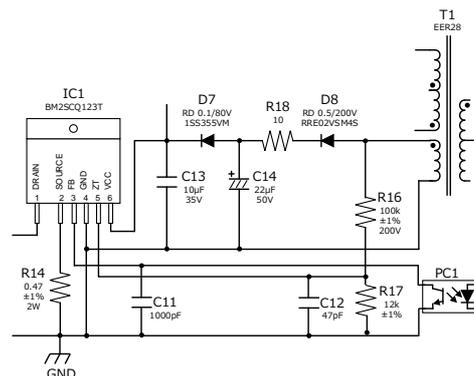


Figure 12. 電流検出抵抗と ZT 周辺回路

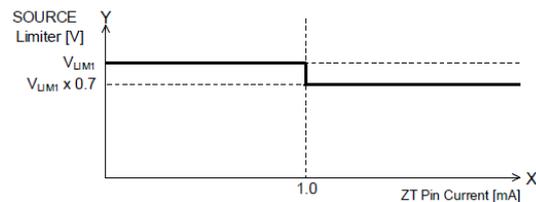


Figure 13. ZT 流入電流と、過電流リミッタ電圧

3. 主要部品選定 – 続き

3.3 過負荷保護ポイントの切り替え設定抵抗 : R20

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。

入力電圧を三相 380Vac 入力と設定し、設計を進めます。三相 380Vac の最大入力電圧は、 $380V \times \sqrt{2} = 537V$ から、切り替え電圧を DC537V と設定します。

なお、計算式の I_{ZT} は、スイッチング ON 時に IC からトランスの N_D 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。

$$R16 = V_{IN}(change) \times \frac{N_D}{N_P} \times \frac{1}{I_{ZT}} = 537V \times \frac{18 \text{ turns}}{88 \text{ turns}} \times \frac{1}{1 \text{ mA}} = 109.8 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

R16 は、100 k Ω 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再確認します。

過負荷保護ポイントが切り替えると、 $V_{CS}=1.0V$ から 0.7V に変化します。この時の各パラメータを算出します。

$$I'_{PPK} = \frac{V_{CS}}{R14} = \frac{0.70V}{0.47\Omega} = 1.49A$$

$$t'_{ON} = \frac{L_P \times I'_{PPK}}{V_{IN}(change)} = \frac{1700\mu H \times 1.49A}{537V} = 4.72\mu sec$$

$$I'_{SPK} = \frac{N_P}{N_S} \times I'_{PPK} = \frac{88 \text{ turns}}{20 \text{ turns}} \times 1.49A = 6.56A$$

$$L_S = L_P \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2 = 1700\mu H \times \left(\frac{20 \text{ turns}}{88 \text{ turns}}\right)^2 = 87.8\mu H$$

$$t'_{OFF} = \frac{L_S \times I'_{SPK}}{V_{OUT} + V_F} = \frac{87.8\mu H \times 6.56A}{24V + 1.5V} = 22.59\mu sec$$

$$t_{DELAY} = \pi \times \sqrt{L_P \times C_V} = 3.14 \times \sqrt{1700\mu H \times 100pF} = 1.29\mu sec$$

$$f'_{SW} = \frac{1}{t'_{ON} + t'_{OFF} + t_{DELAY}} = \frac{1}{4.72\mu s + 22.59\mu s + 1.29\mu s} = 34.97 \text{ [kHz]}$$

過負荷切り替え後の出力電力は、以下の式で表されます。なお、トランスの変換効率を $\eta=0.9$ とします。

$$P_{OUT} = \frac{1}{2} \times L_P \times I'_{PPK}{}^2 \times f_{SW} \times \eta = \frac{1}{2} \times 1700\mu H \times 1.49A^2 \times 34.97 \text{ kHz} \times 0.9 = 59.39 \text{ [W]}$$

最大出力電力 $P_{OUT}(MAX)=48W$ を確保できていることが確認できました。

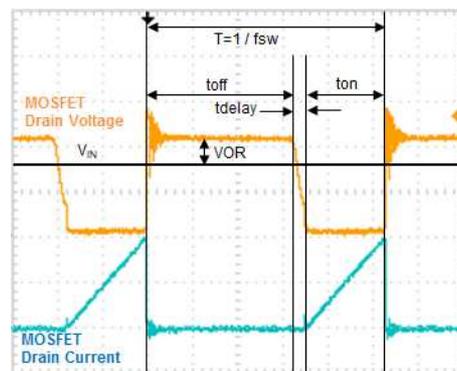


Figure 14. MOSFET Drain 波形

3.3. 過負荷保護ポイントの切り替え設定抵抗 – 続き

以上のように、入力電圧 約 520 V を境にして、過負荷ポイントが変化します。本ボードの実測値を、Fig.15. に示します。なお、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ます。

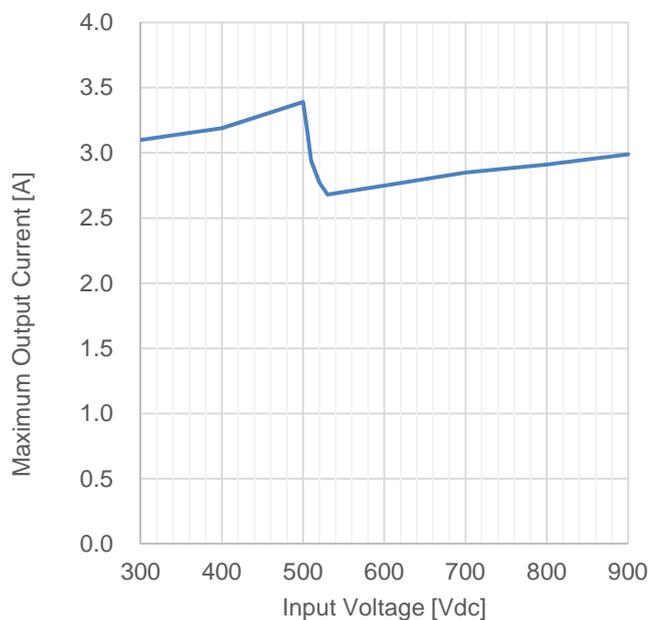


Figure 15. 過電流検出 本ボード実測値 (参考値)

3.4 ZT 端子電圧設定抵抗 : R17

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)=3.30 V より、目安として、 $V_{ZT}=1\sim3\text{ V}$ 程度に設定します。今回は、 $V_{ZT}=2.5\text{ V}$ で設定します。

$$V_{ZT} = (V_{OUT} + V_F) \times \frac{N_D}{N_S} \times \frac{R17}{R16 + R17} = 2.5\text{ V} \rightarrow R17 = 12.22\text{ k}\Omega$$

R17 は、12 k Ω とします。

3.5 ZT 端子コンデンサ: C12

C12 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ます。

3. 主要部品選定 - 続き

VCC 用ダイオード : D7, D8

VCC 用ダイオードは高速ダイオードを推奨します。V_F=1 V とすると、
VCC 用ダイオードに印加される逆電圧 V_D は、以下の式で表されます。

$$V_D = V_{CC(max)} + V_F + V_{IN(max)} \times \frac{N_D}{N_P}$$

本 IC には、VCC OVP 機能があり、VCC OVP(max)=31.5 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 V_D を超えないように設定します。

$$V_D = 31.5 V + 1.0 V + 900V \times \frac{18 \text{ turns}}{88 \text{ turns}} = 216.6 V$$

マージンを考慮して、216.6 V / 0.7 ≒ 309 V → 400 V 品を選定します。

(例 ROHM RRE02VSM4S 400 V 0.2 A)

D7 は、1SS355VM などのスイッチングダイオードを使用します。

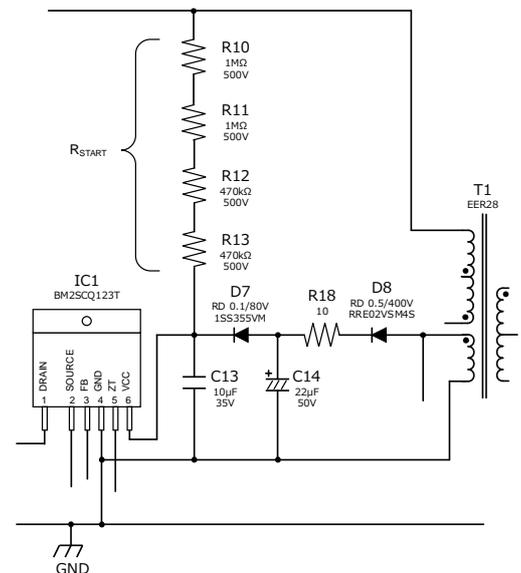


Figure 16. 起動抵抗と VCC コンデンサ

3.7 VCC 巻線用サージ電圧制限抵抗 : R18

トランスのリーケージ・インダクタンス(L_{leak})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 R18 (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します。

3.8 VCC 用起動抵抗 (R_{START}) ; R10,R11,R12,R13、コンデンサ ; C13,C14

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 (max) =30 μA, マージンを持って起動時消費電流 (max) =40 μA とします。

起動入力電圧 V_{IN_start}=180 V、VCCUVLO(max)=20 V、保護回路動作時 VCC 電流(min)=0.3 mA の条件より、下記の式で表されます。

$$R_{START} < \frac{V_{IN_START} - V_{CCUVLO(min)}}{I_{START}} = \frac{(180 V - 20 V)}{40 \mu A} = 4000 k\Omega$$

$$R_{START} > \frac{V_{IN(MAX)} - V_{CCOVP(max)}}{I_{CC_PROTECT}} = \frac{900 V - 31.5V}{0.3 mA} = 2895 k\Omega$$

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

以上より、R_{START}=2940 kΩ (1 MΩ×2 + 470 kΩ×2 の直列)とします。

3.8. VCC 用起動抵抗 – 続き

起動時間と VCC コンデンサ容量との関係を Figure 17 に示します。

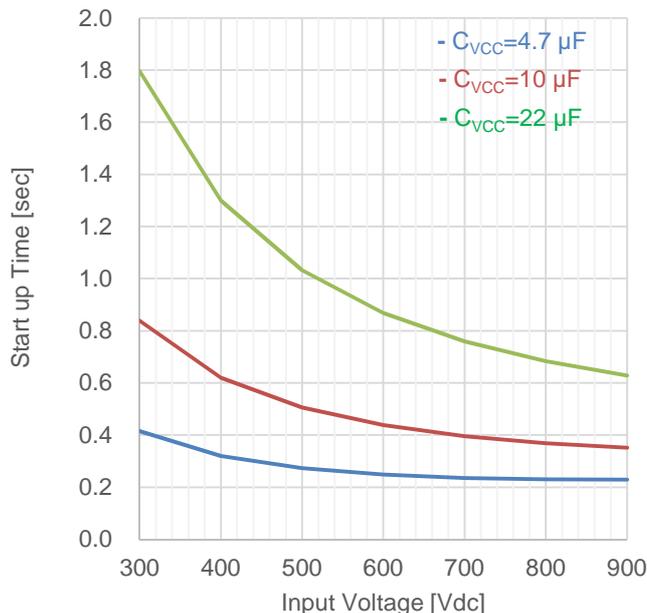


Figure 17. 起動時間 (参考値)

VCC 用コンデンサ C_{VCC} は、IC の VCC 電圧を安定させるために必要です。

容量は 4.7 μ F~22 μ F を推奨します。この例は起動時間と安定性のため Figure.16 の回路を推奨します。

起動時は高速起動のため C13 のみが動作し、起動後出力電圧が一定電圧以上となると C14 が動作します。

3.9 スナバ回路 : $C_{snubber}$, R19, D3,D4,D5,D6

トランスのリーケージ・インダクタンス(L_{LEAK})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。

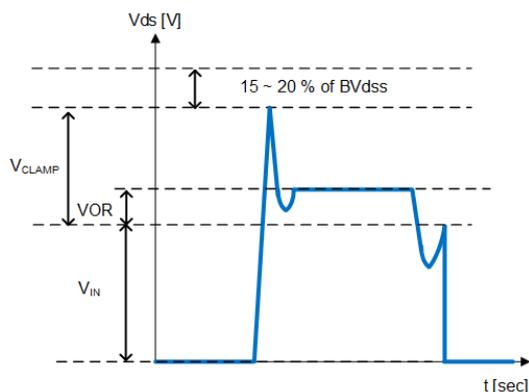


Figure 18. MOSFET Drain 電圧波形

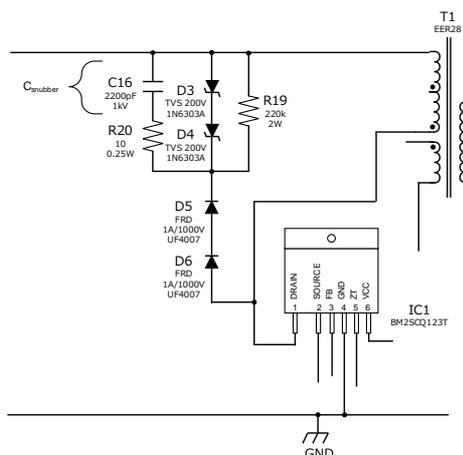


Figure 19 スナバ回路

3.9. スナバ回路 – 続き

- ① クランプ電圧 V_{CLAMP} 、クランプ Ripple 電圧 (V_{RIPPLE}) 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。

$$V_{CLAMP} = V_{DS} \times 0.8 - V_{IN(max)} = 1700 \text{ V} \times 0.8 - 900 \text{ V} = 460 \text{ V}$$

クランプ Ripple 電圧 (V_{RIPPLE}) は 50 V 程度にします。

- ② スナバ抵抗:R19 の決定
スナバ抵抗は、以下の条件を満たすように選定します。

$$R_{SNUBBER} < 2 \times V_{CLAMP} \times \frac{V_{CLAMP} - V_{OR}}{L_{LEAK} \times I_P^2 \times f_{SW(max)}}$$

ここで、 L_{LEAK} は、トランスの規格から 70 μH とします。

以下の式より $P_{OUT}=48 \text{ W}$ 、 $V_{IN(max)}=900 \text{ V}$ 時の一次側ピーク電流: I_{PPK} とスイッチング周波数: f_{SW} を算出します。

$$I_{PPK} = \frac{V_{CS}}{R_{14}} = \frac{0.7 \text{ V}}{0.47 \Omega} = 1.49 \text{ [A]}$$

$$f_{SW} = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF} + t_{DELAY}} = \frac{1}{\left(\frac{L_P}{V_{IN}} \times I_P\right) + \left(\frac{L_S}{V_{OUT} + V_F} \times \frac{N_P}{N_S} \times I_P\right) + \pi \times \sqrt{L_P \times C_V}} = 37.49 \text{ [kHz]}$$

これにより、スナバ抵抗: $R_{SNUBBER}$ は、以下の式で表されます。

$$R_{SNUBBER} < 2 \times V_{CLAMP} \times \frac{V_{CLAMP} - V_{OR}}{L_{LEAK} \times I_P^2 \times f_{SW(max)}} = 2 \times 460 \text{ V} \times \frac{460 \text{ V} - 112 \text{ V}}{70 \mu\text{H} \times 1.49^2 \text{ A} \times 37.49 \text{ kHz}} = 54.95 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

実際には、MOSFET の影響もあり、この式の通りではなく、実機評価から、スナバ抵抗は、220 $\text{k}\Omega$ を選定しています。
スナバ抵抗の損失: $P_{R_{SNUBBER}}$ は、以下の式で表されます。

$$P_{R_{SNUBBER}} = \frac{V_{CLAMP}^2}{R_{SNUBBER}} = \frac{460 \text{ V}^2}{220 \text{ k}\Omega} = 0.96 \text{ [W]}$$

マージンを考慮し、2W 以上とします。

- ③ スナバコンデンサ: $C_{SNUBBER}$: C16, C17 の決定
スナバコンデンサは、以下の条件を満たすように選定します。

$$C_{SNUBBER} > \frac{V_{CLAMP}}{V_{RIPPLE} \times f_{SW(min)} \times R_{SNUBBER}} = \frac{1360 \text{ V}}{50 \text{ V} \times 37.49 \text{ kHz} \times 220 \text{ k}\Omega} = 3298 \text{ [pF]}$$

スナバコンデンサは、2200 pF とします。 $C_{SNUBBER}$ にかかる電圧は、1360 V-900 V=460 V となります。
マージンをみて、600 V 以上とします。今回は、1000V 耐圧を選択しています。

3.9. スナバ回路 – 続き

④ D5,D6 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います。

⑤ TVS:D15,D16 の決定

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認のうえ、決定します。

3.10 FB 端子コンデンサ : C11

C11 は FB 端子の安定用コンデンサです (1000pF~0.01uF 程度を推奨)。

3.11 出力整流ダイオード : D9

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は、 $V_F=1.5\text{ V}$ とし、 $V_{OUT(max)}=24.0\text{ V}+5\%=25.2\text{ V}$ とすると、D9 のダイオードに印加される逆電圧 V_D は、以下の式で表されます。

$$V_D = V_{OUT(max)} + V_F + V_{IN(max)} \times \frac{N_S}{N_P} = 25.2\text{ V} + 1.5\text{ V} + 900\text{ V} \times \frac{20\text{ turns}}{88\text{ turns}} = 231.2\text{ [V]}$$

マージンを考慮して、350 V 品を選定します。

出力ダイオードに流れる電流 $I_S(rms)$ は、以下の式で表されます。

$$I_S(rms) = I_{SPK} \times \sqrt{\frac{1 - Duty}{3}}$$

$$I_{SPK} = \frac{2 \times I_{OUT(max)}}{1 - Duty(max)} = \frac{2 \times 2\text{ A}}{1 - 0.272} = 5.49\text{ [A]}$$

$$I_S(rms) = I_{SPK} \times \sqrt{\frac{1 - Duty}{3}} = 5.49\text{ A} \times \sqrt{\frac{1 - 0.272}{3}} = 2.70\text{ [A]}$$

また、ダイオードの損失 (概算値) は、 $P_d = V_f \times I_{out} = 1.5\text{ V} \times 2.7\text{ A} = 4.05\text{ W}$ となります。

(例. ローム RFUH25TB3SNZ : 350 V 20 A , TO-220 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。

3. 主要部品選定 - 続き

3.12 出力コンデンサ : C19,C20

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 (ΔV_{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。トランスの計算で算出した条件($V_{IN}=300V$, $P_{OUT}=53.3 W$)で、 $\Delta V_{PP}=200 mV$ とすると、

$$Z_c < \frac{\Delta V_{PP}}{I_{SPK}} = \frac{\Delta V_{PP}}{\frac{N_P}{N_S} \times I_{PPK}} = \frac{200 mV}{\frac{88 turns}{20 turns} \times 1.50 A} = 33 [m\Omega]$$

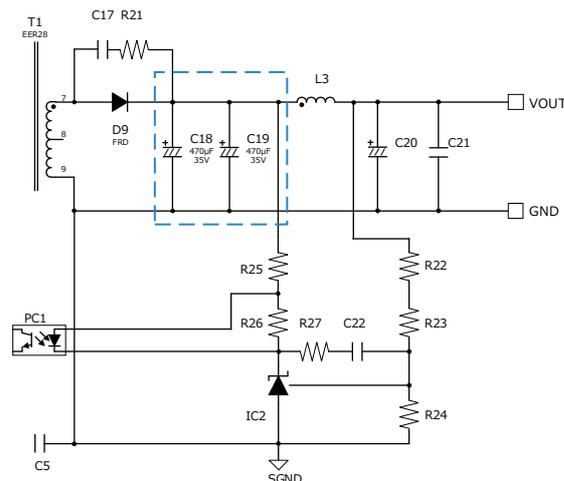


Figure 20 出力コンデンサ回路

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、30.5 kHz に換算します。

$$Z_c < 33 m\Omega \times \frac{30.8 kHz}{100 kHz} = 10.2 [m\Omega]$$

また、コンデンサへの Ripple 電流 $I_c(rms)$ は、以下の式で表されます。

$$I_c(rms) = I_{SPK} \times \sqrt{\frac{1 - Duty}{3}} = \frac{N_P}{N_S} \times I_{PPK} \times \sqrt{\frac{1 - Duty}{3}} = \frac{88 turns}{20 turns} \times 1.50 A \times \sqrt{\frac{1 - 0.272}{3}} = 3.25 [Arms]$$

$$I_c(rms) = \sqrt{I_S(rms)^2 - I_{OUT}^2} = \sqrt{3.25^2 - 2.20^2} = 2.56 [Arms]$$

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。24V / 0.8 = 30 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。

今回は、スイッチング電源用の低インピーダンスタイプ 35 V 470 μF x 2 並列 : UHD1V471MPD:Rubycon 製を選択しています。

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

3. 主要部品選定 - 続き

3.13 出力電圧設定抵抗: R22,R23,R24

出力電圧は、以下の式で設定します。

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R22 + R23}{R24}\right) \times V_{ref}$$

R24 に流れるフィードバック電流 I_{BIAS} を 0.1 mA~1.0mA で設定します。

今回、 $I_{BIAS}=0.25\text{mA}$ を狙いとし、シャントレギュレータ IC2 の基準電圧 $V_{REF}=2.485\text{V}$ とすると、R24 の抵抗値は、

$$R24 = \frac{V_{REF}}{I_{BIAS}} = \frac{2.485\text{V}}{0.25\text{mA}} = 9.9\text{ [k}\Omega\text{]}$$

今回は、R24:10 k Ω を選択します。

フィードバック抵抗の合成抵抗(R22+R23+R24)は、

$$R22 + R23 + R24 = \frac{V_{OUT}}{I_{BIAS}} = \frac{24\text{V}}{0.25\text{mA}} = 96\text{ [k}\Omega\text{]}$$

今回は、R22=82 k Ω 、R23=4.7 k Ω を選択しています。出力電圧の理論値は、以下のようになります。

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{82\text{ k}\Omega + 4.7\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega}\right) \times 2.485\text{V} = 24.03\text{V}$$

3.14 制御回路調整: R25,R26,R27,C22

R24 はシャントレギュレータ IC2 の暗電流設定抵抗です。シャントレギュレータを安定に動作させる電流値 I_{min} は、IC のデータシートより、1.2 mA です。この電流は、R26 とフォトカプラの I_F の合成電流となります。R26 に印加される電圧は、フォトカプラの V_F となるため、フォトカプラの V_F を 1.1 V とすると、

$$R26 < \frac{V_F}{I_{min}} = \frac{1.1\text{V}}{1.2\text{mA}} = 0.92\text{ [}\Omega\text{]}$$

今回は、R26=1.0 k Ω を選定します。

R25 は制御回路電流の制限抵抗です。300~2.2 k Ω で調整してください。

今回は、R25=2.2 k Ω を選定します。

R27、C22 は位相補償回路です。R27=1 k~30 k Ω 、C15=0.1 μF 程度として実機にて調整してください。

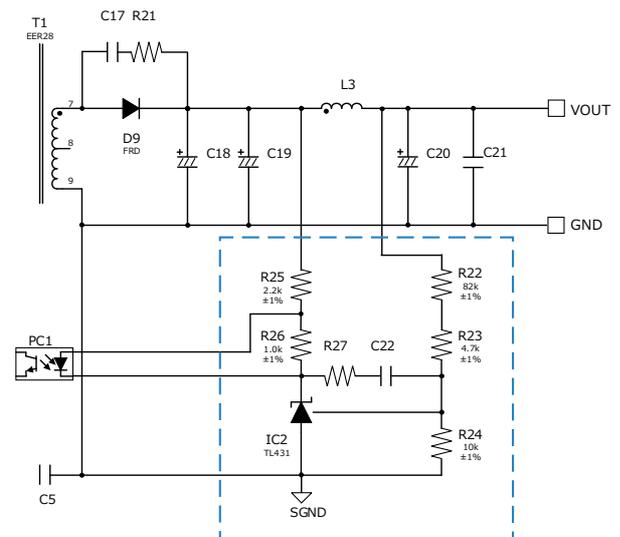


Figure 21. フィードバック回路

設計概要 – 続き

4 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 (CY5 ; Y-Cap 2200 pF 程度)
- ・2 次側整流ダイオードに RC スナバ追加

5 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~330 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。

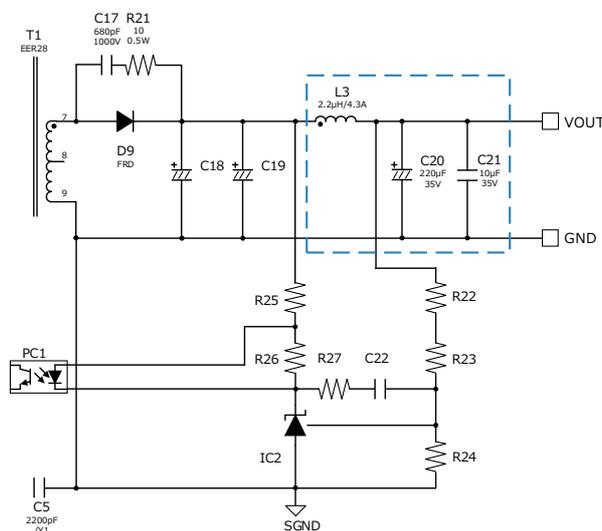


Figure 22. LC フィルタ追加回路

測定データ

ロードレギュレーション

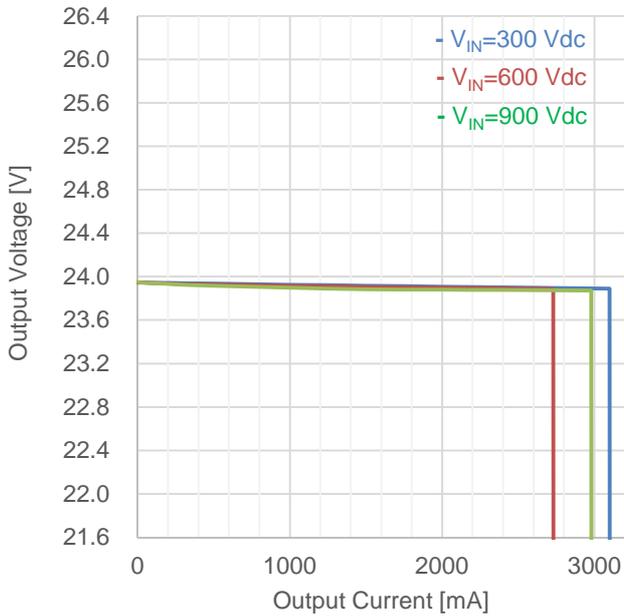


Figure 23. Load Regulation (I_{OUT} vs V_{OUT})

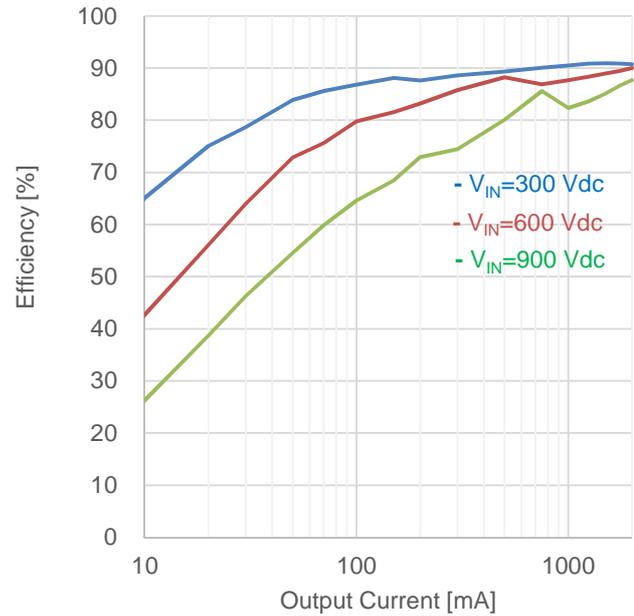


Figure 24. Load Regulation (I_{OUT} vs Efficiency)

Table 6-1. Load Regulation ($V_{IN}=300$ V)

I_{OUT}	V_{OUT}	Efficiency
0.5 A	23.935 V	89.34 %
1.0 A	23.926 V	90.51 %
1.5 A	23.917 V	90.91 %
2.0 A	23.908 V	90.76 %

Table 6-2. Load Regulation ($V_{IN}=600$ V)

I_{OUT}	V_{OUT}	Efficiency
0.5 A	23.927 V	88.22 %
1.0 A	23.915 V	87.68 %
1.5 A	23.905 V	88.98 %
2.0 A	23.899 V	90.00 %

Table 6-3. Load Regulation ($V_{IN}=900$ V)

I_{OUT}	V_{OUT}	Efficiency
0.5 A	23.916 V	80.11 %
1.0 A	23.898 V	82.38 %
1.5 A	23.883 V	85.13 %
2.0 A	23.880 V	87.66 %

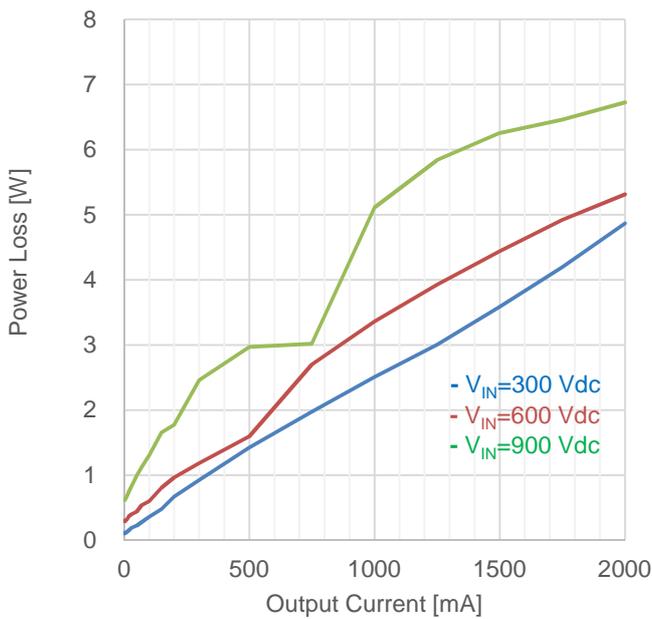


Figure 25. Load Regulation (I_{OUT} vs P_{Loss})

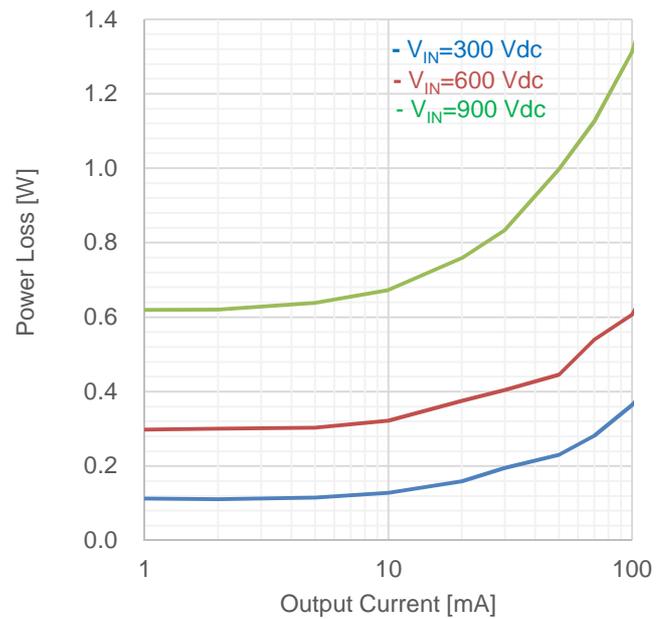


Figure 26. Load Regulation (I_{OUT} vs P_{Loss})

測定データ - 続き

Table 7-1. Load Regulation : VIN=300 Vdc

V _{IN} [Vac]	P _{IN} [W]	V _{OUT} [V]	I _{OUT} [mA]	P _{OUT} [W]	P _{Loss} [W]	Efficiency [%]
300	0.12	23.945	0	0.000	0.118	0.00
300	0.14	23.945	1	0.024	0.113	17.48
300	0.16	23.945	2	0.048	0.111	30.12
300	0.24	23.945	5	0.120	0.115	50.95
300	0.37	23.945	10	0.239	0.129	65.07
300	0.64	23.945	20	0.479	0.159	75.06
300	0.91	23.945	30	0.718	0.195	78.68
300	1.43	23.944	50	1.197	0.230	83.90
300	1.96	23.944	70	1.676	0.282	85.60
300	2.76	23.943	100	2.394	0.364	86.81
300	4.08	23.942	150	3.591	0.485	88.11
300	5.46	23.941	200	4.788	0.675	87.65
300	8.11	23.939	300	7.182	0.926	88.58
300	13.40	23.935	500	11.968	1.428	89.34
300	19.92	23.931	750	17.948	1.975	90.09
300	26.44	23.926	1000	23.926	2.509	90.51
300	32.91	23.921	1250	29.901	3.008	90.86
300	39.46	23.917	1500	35.876	3.587	90.91
300	46.04	23.913	1750	41.848	4.195	90.89
300	52.69	23.908	2000	47.816	4.869	90.76
300	58.02	23.905	2200	52.591	5.432	90.64
300	63.39	23.902	2400	57.365	6.026	90.49
300	82.21	23.890	3100	74.059	8.154	90.08
300	0.60	0.000	3110	0.000	0.600	0.00

Table 7-2. Load Regulation: VIN=600 Vdc

V _{IN} [Vac]	P _{IN} [W]	V _{OUT} [V]	I _{OUT} [mA]	P _{OUT} [W]	P _{Loss} [W]	Efficiency [%]
600	0.31	23.947	0	0.000	0.308	0.00
600	0.32	23.946	1	0.024	0.298	7.44
600	0.35	23.947	2	0.048	0.300	13.76
600	0.42	23.946	5	0.120	0.303	28.30
600	0.56	23.946	10	0.239	0.322	42.68
600	0.85	23.945	20	0.479	0.375	56.08
600	1.12	23.945	30	0.718	0.405	63.97
600	1.64	23.944	50	1.197	0.446	72.87
600	2.22	23.942	70	1.676	0.540	75.63
600	3.00	23.941	100	2.394	0.607	79.78
600	4.40	23.938	150	3.591	0.811	81.57
600	5.75	23.935	200	4.787	0.967	83.19
600	8.37	23.932	300	7.180	1.187	85.81
600	13.56	23.927	500	11.964	1.598	88.22
600	20.65	23.921	750	17.941	2.704	86.90
600	27.28	23.915	1000	23.915	3.361	87.68
600	33.81	23.909	1250	29.886	3.927	88.39
600	40.30	23.905	1500	35.858	4.441	88.98
600	46.75	23.902	1750	41.829	4.924	89.47
600	53.11	23.899	2000	47.798	5.312	90.00
600	58.41	23.895	2200	52.569	5.841	90.00
600	63.71	23.892	2400	57.341	6.364	90.01
600	72.35	23.887	2730	65.212	7.133	90.14
600	0.30	0.000	2740	0.000	0.300	0.00

Table 7-3. Load Regulation: VIN=900 Vdc

V _{IN} [Vac]	P _{IN} [W]	V _{OUT} [V]	I _{OUT} [mA]	P _{OUT} [W]	P _{Loss} [W]	Efficiency [%]
900	0.62	23.948	0	0.000	0.623	0.00
900	0.64	23.948	1	0.024	0.619	3.72
900	0.67	23.948	2	0.048	0.620	7.17
900	0.76	23.947	5	0.120	0.638	15.80
900	0.91	23.947	10	0.239	0.673	26.26
900	1.24	23.946	20	0.479	0.758	38.72
900	1.55	23.945	30	0.718	0.834	46.29
900	2.19	23.943	50	1.197	0.997	54.56
900	2.80	23.942	70	1.676	1.126	59.81
900	3.71	23.940	100	2.394	1.312	64.60
900	5.25	23.936	150	3.590	1.657	68.43
900	6.56	23.933	200	4.787	1.775	72.94
900	9.64	23.925	300	7.178	2.460	74.48
900	14.93	23.916	500	11.958	2.969	80.11
900	20.95	23.906	750	17.930	3.021	85.58
900	29.01	23.898	1000	23.898	5.112	82.38
900	35.70	23.890	1250	29.863	5.840	83.64
900	42.08	23.883	1500	35.825	6.256	85.13
900	48.25	23.881	1750	41.792	6.458	86.62
900	54.48	23.880	2000	47.760	6.722	87.66
900	59.84	23.878	2200	52.532	7.308	87.79
900	65.04	23.877	2400	57.305	7.735	88.11
900	80.08	23.871	2980	71.136	8.944	88.83
900	0.68	0.000	2990	0.000	0.680	0.00

測定データ - 続き

ラインレギュレーション

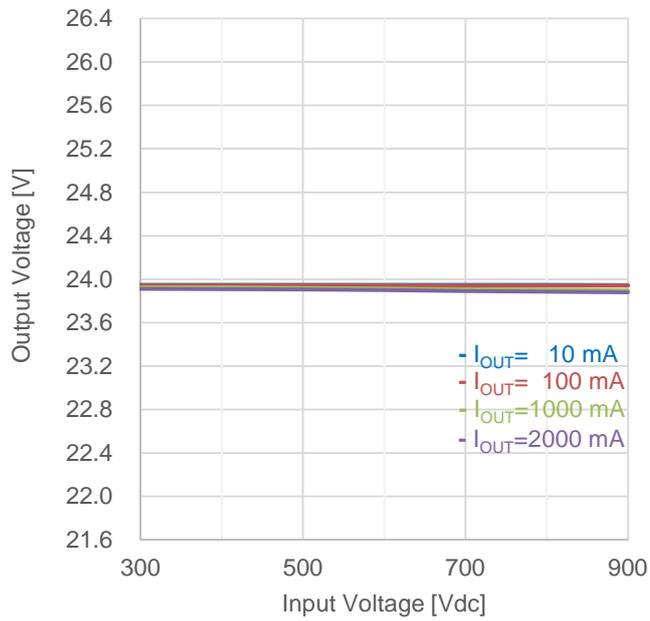


Figure 27. Line Regulation (V_{IN} vs V_{OUT})

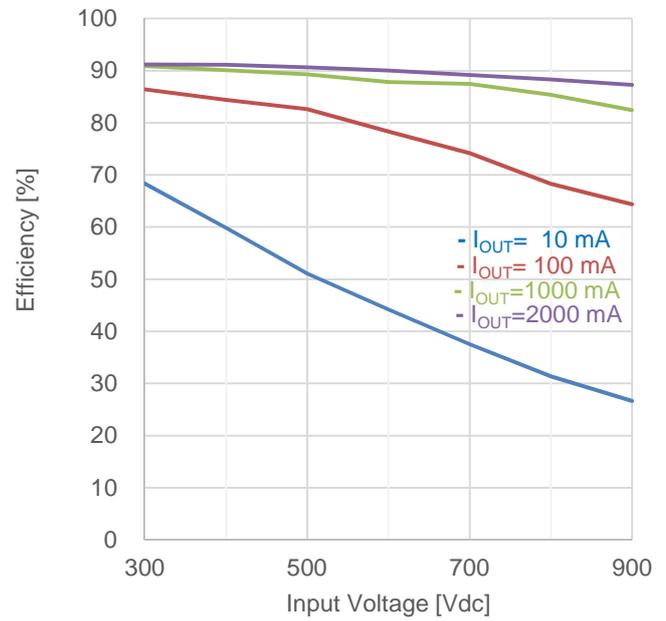


Figure 28. Line Regulation (V_{IN} vs Efficiency)

スイッチング周波数

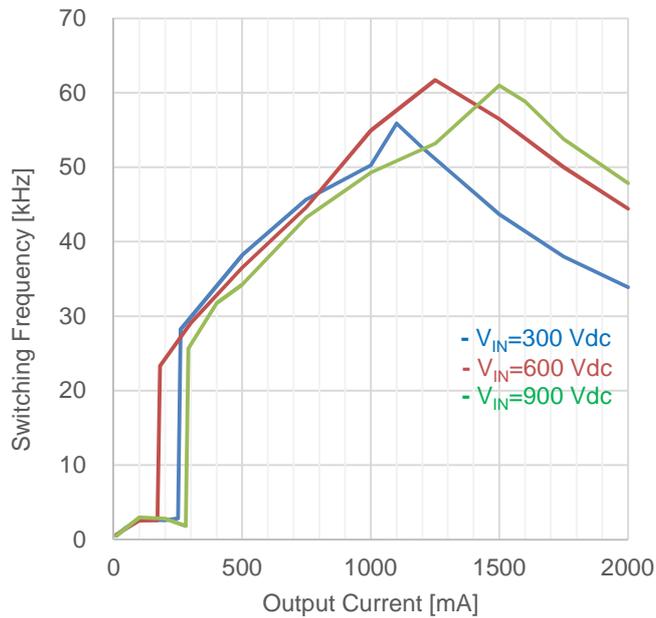


Figure 29. Switching Frequency (I_{OUT} vs f_{sw})

測定データ - 続き

トランスピーク電流

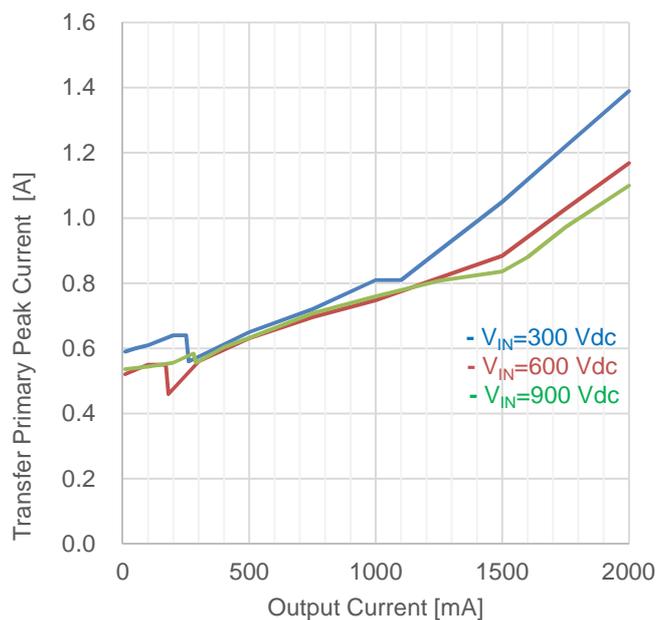


Figure 30. Transfer Primary Peak Current (I_{OUT} vs I_{PPK})

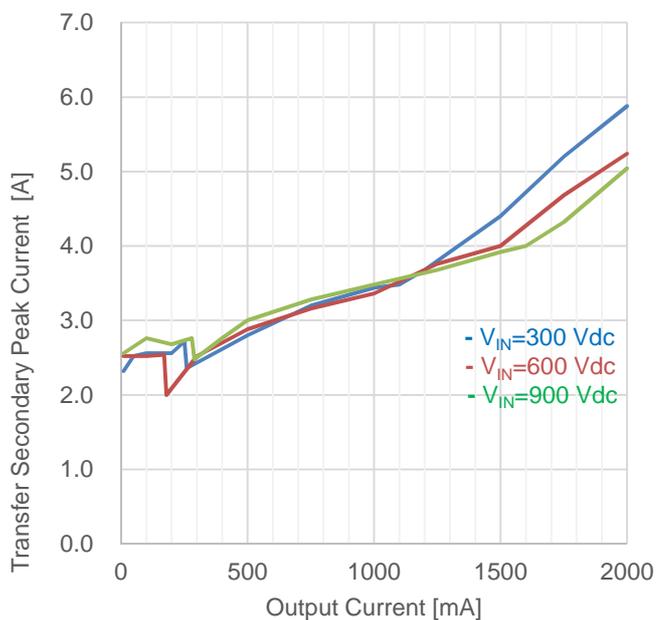


Figure 31. Transfer Secondary Peak Current (I_{OUT} vs I_{SPK})

測定データ - 続き

スイッチング波形

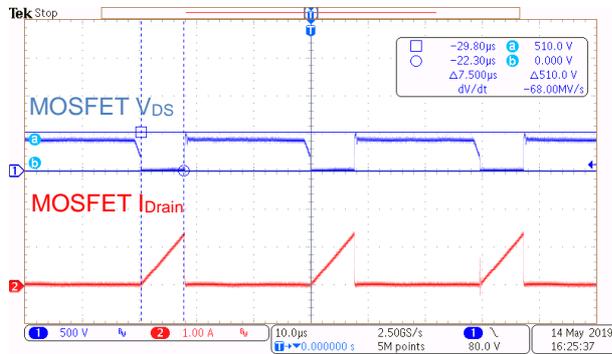


Figure 32. MOSFET 波形 $V_{IN} = 300 \text{ Vdc}$, $I_{OUT} = 2.0 \text{ A}$

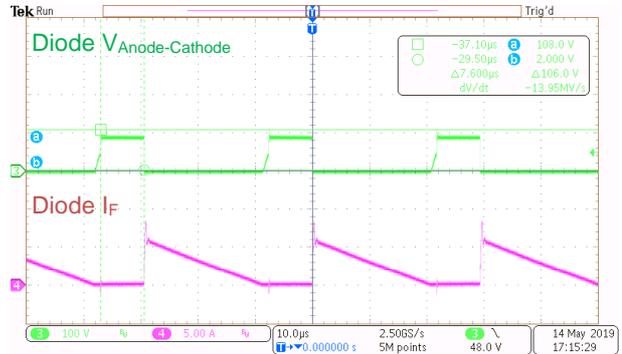


Figure 33. Diode 波形 $V_{IN} = 300 \text{ Vdc}$, $I_{OUT} = 2.0 \text{ A}$

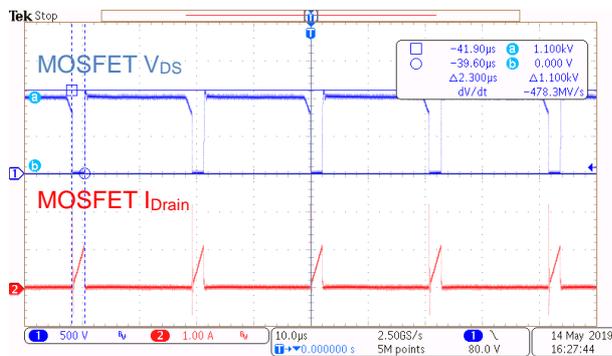


Figure 34. MOSFET 波形 $V_{IN} = 900 \text{ Vdc}$, $I_{OUT} = 2.0 \text{ A}$

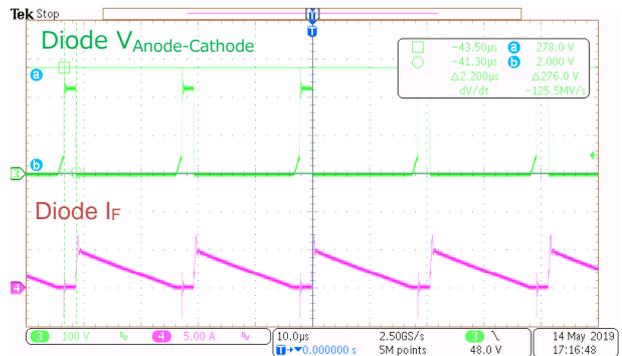


Figure 35. Diode 波形 $V_{IN} = 900 \text{ Vdc}$, $I_{OUT} = 2.0 \text{ A}$

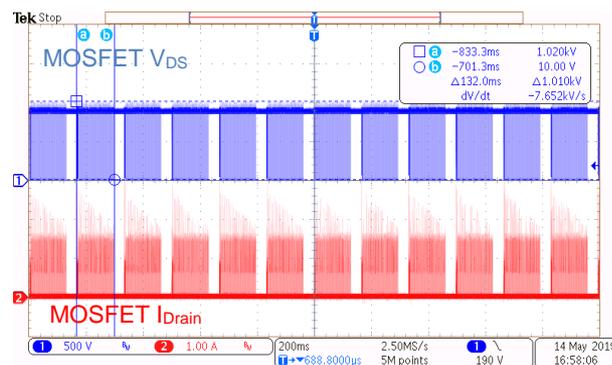


Figure 36. MOSFET 波形 $V_{IN} = 900 \text{ Vdc}$, 出力短絡

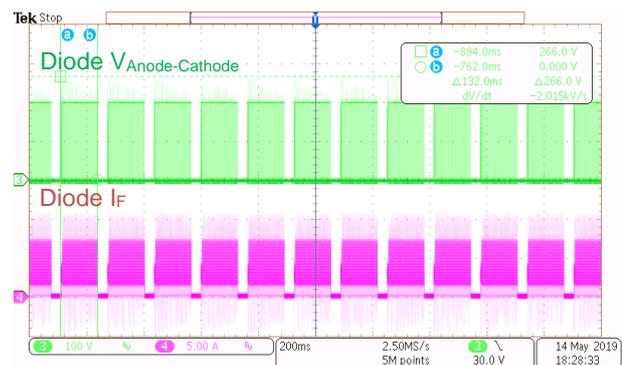


Figure 37. Diode 波形 $V_{IN} = 900 \text{ Vdc}$, 出力短絡

測定データ - 続き

起動波形

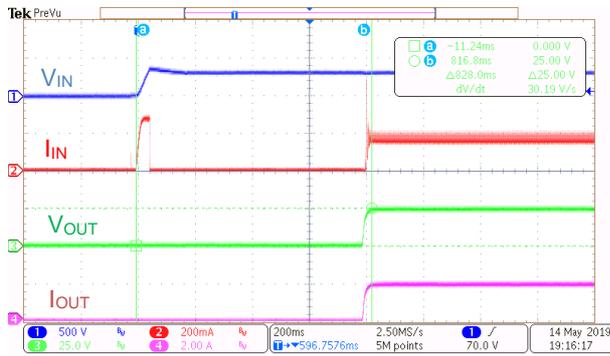


Figure 38. $V_{IN} = 300 \text{ Vdc}$, $I_{OUT} = 2.0 \text{ A}$

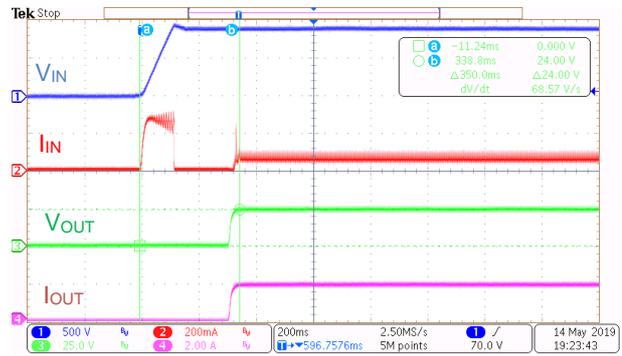


Figure 39. $V_{IN} = 900 \text{ Vdc}$, $I_{OUT} = 2.0 \text{ A}$

急峻負荷変動

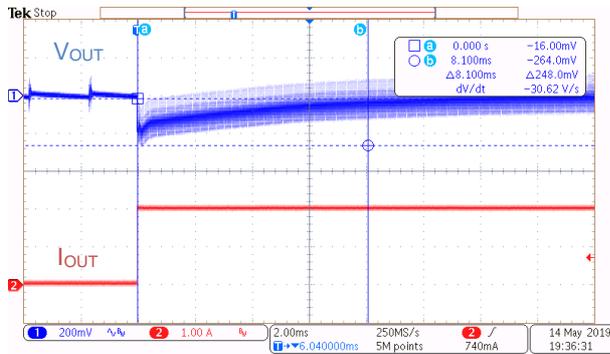


Figure 40. $V_{IN} = 300 \text{ Vdc}$, $I_{OUT} = 10 \text{ mA} \rightarrow 2.0 \text{ A}$

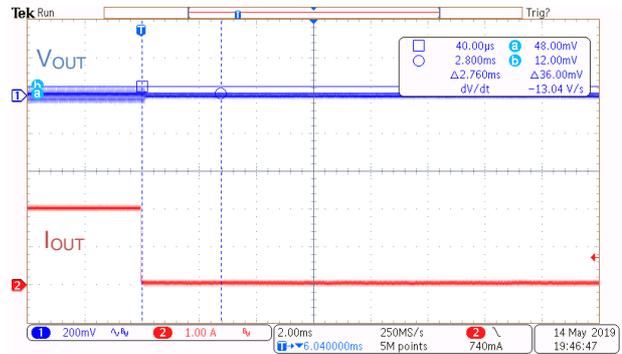


Figure 41. $V_{IN} = 300 \text{ Vdc}$, $I_{OUT} = 2.0 \text{ A} \rightarrow 10 \text{ mA}$

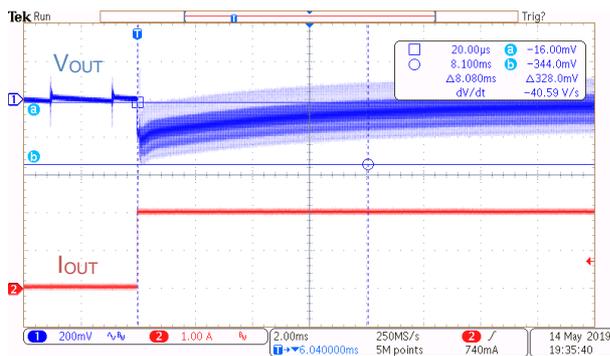


Figure 42. $V_{IN} = 900 \text{ Vdc}$, $I_{OUT} = 10 \text{ mA} \rightarrow 2.0 \text{ A}$

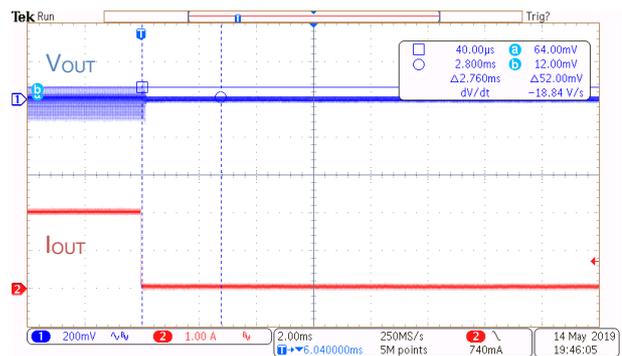


Figure 43. $V_{IN} = 900 \text{ Vdc}$, $I_{OUT} = 2.0 \text{ A} \rightarrow 10 \text{ mA}$

測定データ - 続き

出力電圧リップル波形

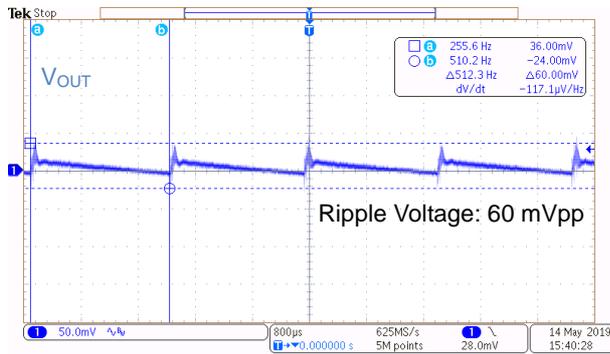


Figure 44. $V_{IN} = 300 \text{ Vdc}$, $I_{OUT} = 10 \text{ mA}$

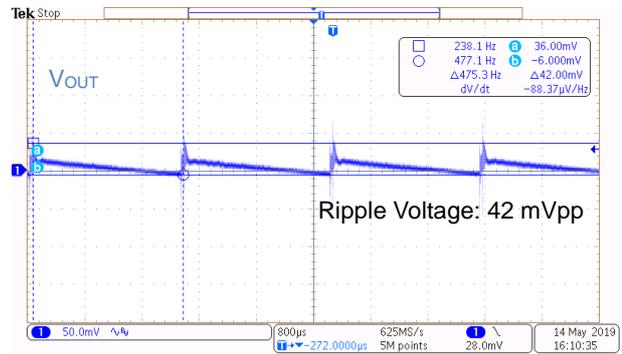


Figure 45. $V_{IN} = 900 \text{ Vac}$, $I_{OUT} = 10 \text{ mA}$

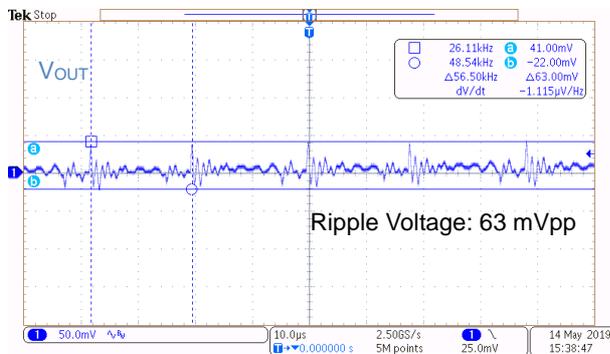


Figure 46. $V_{IN} = 300 \text{ Vdc}$, $I_{OUT} = 1.0 \text{ A}$

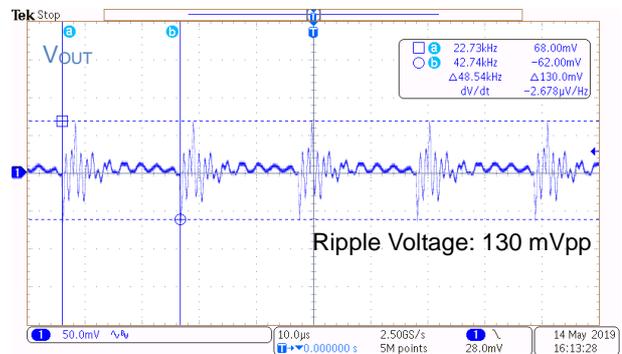


Figure 47. $V_{IN} = 900 \text{ Vac}$, $I_{OUT} = 1.0 \text{ A}$

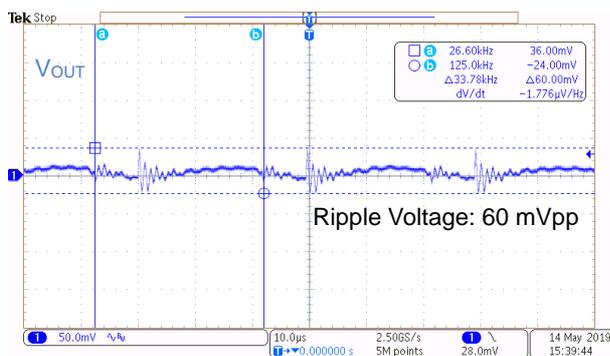


Figure 48. $V_{IN} = 300 \text{ Vdc}$, $I_{OUT} = 2.0 \text{ A}$

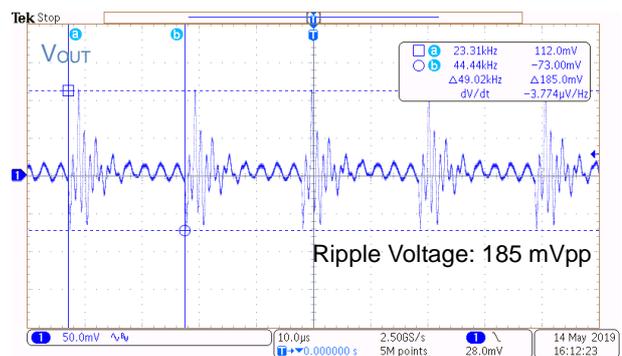


Figure 49. $V_{IN} = 900 \text{ Vac}$, $I_{OUT} = 2.0 \text{ A}$

測定データ - 続き

部品表面温度

電源投入から 30 分放置後測定

Table 8. 部品表面温度

Ta = 25 °C

Part	Condition			
	V _{IN} =300 Vdc, I _{OUT} =1 A	V _{IN} =300 Vdc, I _{OUT} =2 A	V _{IN} =900 Vdc, I _{OUT} =1 A	V _{IN} =900 Vdc, I _{OUT} =2 A
IC1	36.5 °C	42.1 °C	70.4 °C	73.8 °C
R19	40.9 °C	46.0 °C	47.5 °C	52.3 °C
T1	45.4 °C	58.5 °C	69.4 °C	82.7 °C
D9	50.1 °C	66.4 °C	56.8 °C	70.2 °C

入力電圧が高い場合(V_{IN}=900Vdc)、IC1(BM2SC123T-LBZ)に内蔵されている SiC MOSFET のスイッチング損失が大きくなり、IC1 が高温になります。本評価ボードは、放熱板をつけることで熱対策を行っています。入力電圧が低い場合は、IC1 の発熱も小さく、放熱板は不要になります。

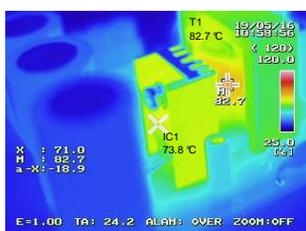


Figure 50-1. サーマルイメージ
放熱板あり V_{IN}:900Vdc, I_{OUT}:2A

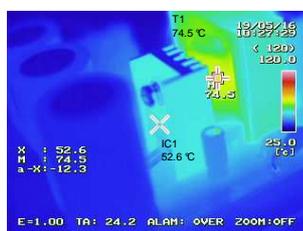


Figure 50-2. サーマルイメージ
放熱板あり V_{IN}:600Vdc, I_{OUT}:2A

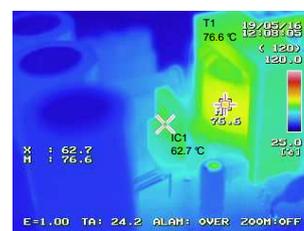


Figure 50-3. サーマルイメージ
放熱板なし V_{IN}:600Vdc, I_{OUT}:2A

回路图

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

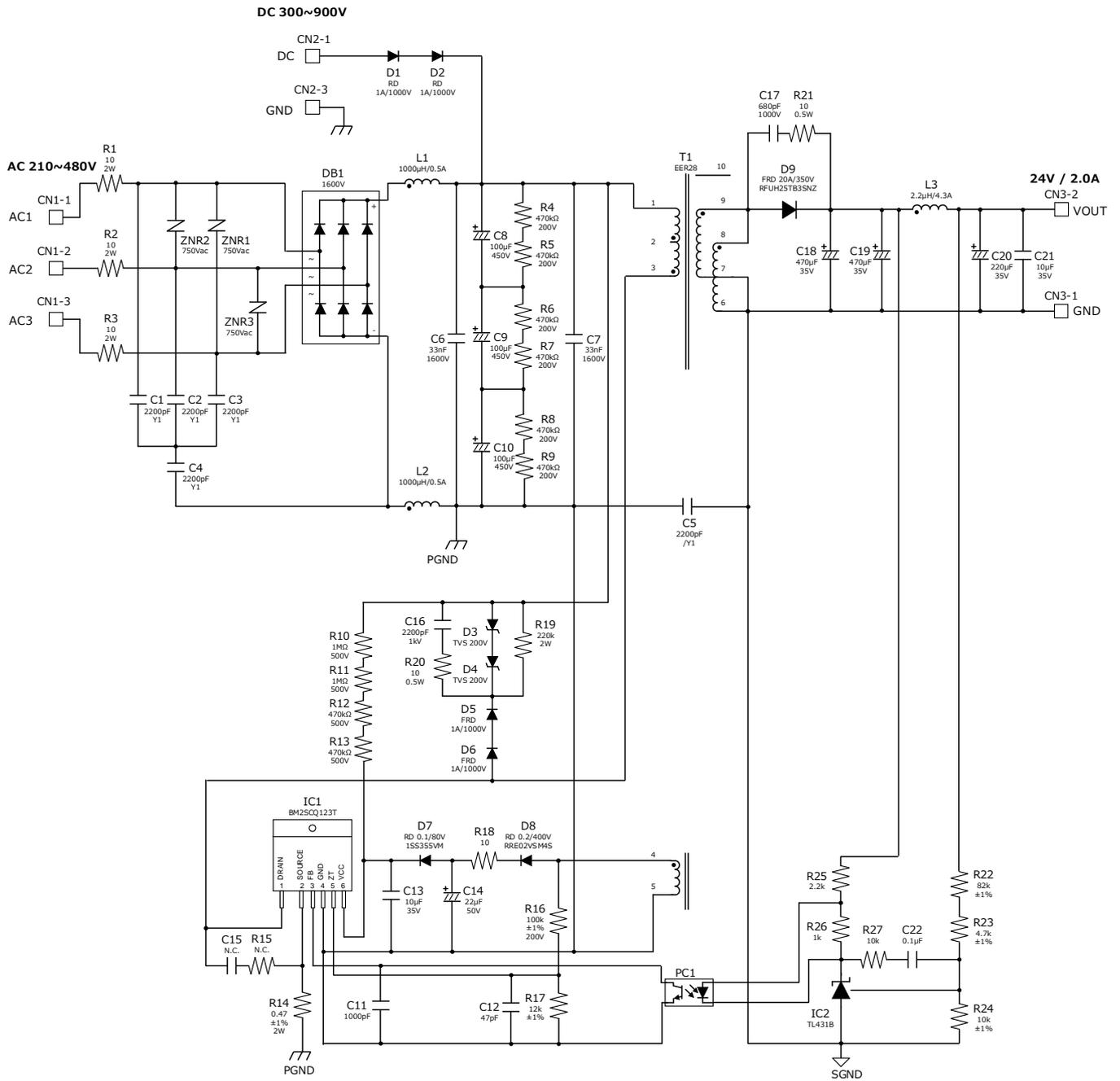


Figure 51. BM2SCQ123T-EVK-001 回路图

部品表

Table 9. BM2SCQ123T-EVK-001 の部品表

Part Reference	Qty.	Type	Value	Description	Part Number	Manufacture	Configuration mm (inch)
C1,C2,C3,C4,C5	5	Ceramic	2200pF	300Vac, ±20%, Y1	DE1E3RA222MJ4BP01F	Murata	-
C6,C7	2	Film	33nF	1600V, X7R, ±5%	B32672L1333J	TDK Epcos	-
C8,C9,C10	3	Electrolytic	100µF	450V, ±20%	450BXW100MEFR18X30	Rubycon	18mmΦX30mm
C11	1	Ceramic	1000pF	100V, X7R, ±20%	HMK107B7102MA-T	Taiyo Yuden	1608 (0603)
C12	1	Ceramic	47pF	250V, COG, ±10%	GRM1885C2E470JW07	Murata	1608 (0603)
C13,C21	2	Ceramic	10µF	35V, X7R, ±20%	GMK316AB7106ML-TR	Taiyo Yuden	3216 (1206)
C14	1	Electrolytic	22µF	50V, Low-Z	UHD1H220MDD	Nichicon	5mmΦ x 11mm
C15	0	Ceramic	-	-	N.C.	-	3216 (1206)
C16	1	Ceramic	2200pF	1000V, X7R, ±10%	RDER73A222K2K1H03B	Murata	-
C17	1	Ceramic	680pF	1000V, X7R, ±10%	GRM31B5C2J681FW01L	Murata	3216 (1206)
C18,C19	2	Electrolytic	470µF	35V, Low-Z	UHD1V471MPD	Nichicon	10mmΦ x 20mm
C20	1	Electrolytic	220µF	35V, Low-Z	UHD1V221MPD	Nichicon	8mmΦ x 15mm
C22	1	Ceramic	0.1µF	100V, X7R, ±20%	HMK107B7104MA-T	Taiyo Yuden	1608 (0603)
CN1	1	Connector	3pin	9.52mm pitch	691 250 910 003	Würth	-
CN2	1	Connector	3pin	6.35mm pitch	691 250 610 003	Würth	-
CN3	1	Connector	2pin	5.0mm pitch	691 101 710 002	Würth	-
D1,D2	2	RD	1A	1000V	1N4007GP	Vishay	DO-41
D3,D4	2	TVS	200V	-	1N6303A	Vishay	1.5KE
D5,D6	2	FRD	1A	1000V	UF4007	Vishay	DO-41
D7	1	RD	0.1A	80V	1SS355VM	ROHM	UMD2
D8	1	RD	0.2A	400V	RRE02VSM4S	ROHM	TUMD2SM
D9	1	FRD	20A	350V	RFUH25TB3SNZ	ROHM	TO-220
DB1	1	Bridge	45A	1600V	D45XT160-7000	Shindengen	-
HS1	1	Heat Sink	-	32.7°C/W	OSH-1525-SFL	Sankyo Thermotec	-
HS2	1	Heat Sink	-	22.9°C/W	IC-1625-STL	Sankyo Thermotec	-
-	2	Skrew	-	M3L=8mm	SEMS-SCREW-P4-3X8	TOMOHO	-
IC1	1	AC/DC Converter	-	1700V	BM2SCQ123T-LBZ	ROHM	DIP7
IC2	1	Shunt Regulator	-	±0.5%	TL431BIDBZT	TI	SOT-23-3
L1,L2	2	Coil	1000µH	0.5A	768 772 102	Würth	-
L3	1	Coil	2.2µH	4.3A	744 746 202 2	Würth	-
PC1	1	Optocoupler	-	5kV	LTV-817M-B	LiteOn	DIP4
R1,R2,R3	3	Fuible Resistor	10Ω	2W, ±10%	PR02FS0201009KR500	Vishay	-
R4,R5,R6,R7,R8,R9	6	Resistor	470kΩ	0.25W, ±5%	MCR18EZPJ474	ROHM	3216(1206)
R10,R11	2	Resistor	1MΩ	0.5W, ±5%	KTR18EZPJ105	ROHM	3216 (1206)
R12,R13	2	Resistor	470kΩ	0.5W, ±5%	KTR18EZPJ474	ROHM	3216 (1206)
R14	1	Resistor	0.47Ω	2W, ±1%	LTR100JZPFLR470	ROHM	6432 (2512)
R15	0	Resistor	-	-	N.C.	-	3216 (1206)
R16	1	Resistor	100kΩ	0.25W, ±1%	MCR18EZPF1003	ROHM	3216 (1206)
R17	1	Resistor	12kΩ	0.1W, ±1%	MCR03EZPFX1202	ROHM	1608 (0603)
R18	1	Resistor	10Ω	0.25W, ±5%	MCR18EZPJ100	ROHM	3216 (1206)
R19	1	Resistor	220kΩ	2W, ±5%	PR03000202203JAC00	Vishay	-
R20,R21	2	Resistor	10Ω	0.5W, ±5%	MCR25JZHJ100	ROHM	3225 (1210)
R22	1	Resistor	82kΩ	0.1W, ±1%	MCR03EZPFX8202	ROHM	1608 (0603)
R23	1	Resistor	4.7kΩ	0.1W, ±1%	MCR03EZPFX4701	ROHM	1608 (0603)
R24	1	Resistor	10kΩ	0.1W, ±1%	MCR03EZPFX1002	ROHM	1608 (0603)
R25	1	Resistor	2.2kΩ	0.1W, ±1%	MCR03EZPFX2201	ROHM	1608 (0603)
R26	1	Resistor	1kΩ	0.1W, ±1%	MCR03EZPFX1001	ROHM	1608 (0603)
R27	1	Resistor	10kΩ	0.1W, ±1%	MCR03EZPFX1002	ROHM	1608 (0603)
T1	1	Transformer	-	Bobin:FX2805_10 Core:EER28/28	XE2342Y	Alpha Trans	-
ZNR1,ZNR2,ZNR3	3	Varistor	-	750Vac, 1080Vmin, 100A	TMOV20RP750E	Littelfuse	20mmΦ Disc

レイアウト

Size: 60 mm x 160 mm

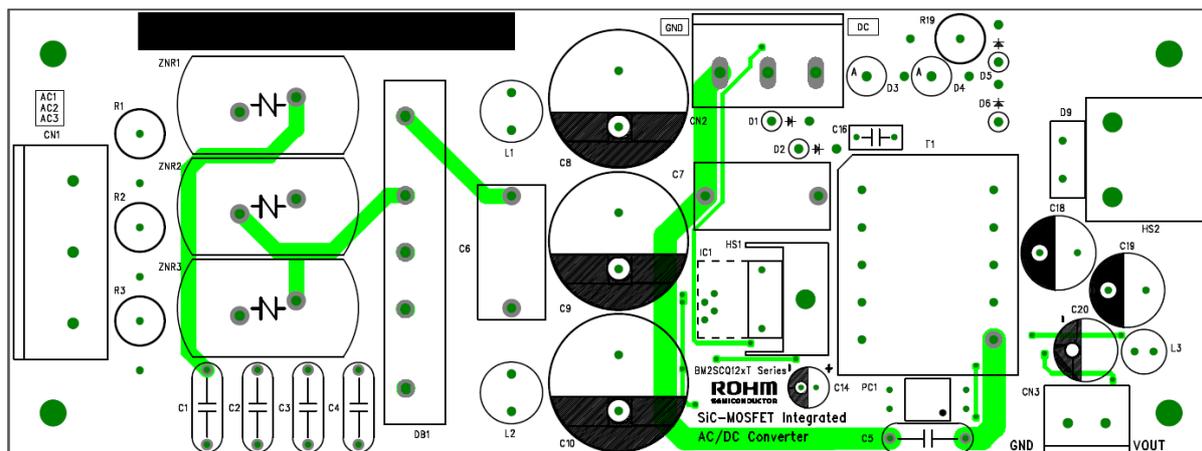


Figure 52. TOP レイアウト (Top view)

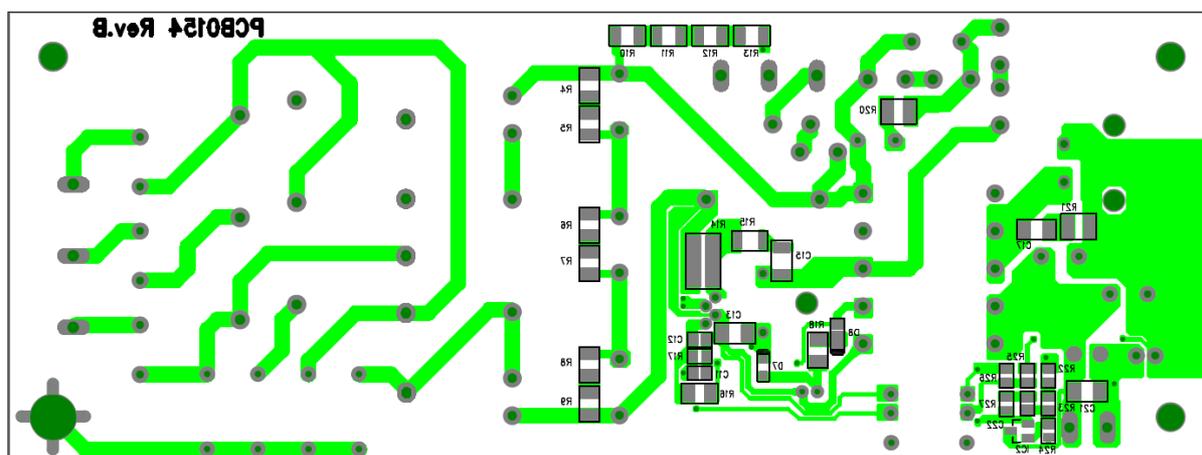


Figure 53. Bottom レイアウト (Top View)

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ものです。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/>