

絶縁 DC/DC コンバータ IC

車載用スイッチング MOSFET 内蔵 絶縁型フライバック・コンバータ IC BD7F205EFJ-C 評価ボード

BD7F205EFJ-EVK-001

概要

本評価ボードは、8 V ～ 32 V の入力から絶縁 6.2 V、16.5 V、6.2 V の電圧を出力し、出力最大電力は 6 W を出力できます。

BD7F205EFJ-C はフォトカプラ不要の絶縁型フライバック・コンバータです。

フォトカプラやトランスの三次巻線によるフィードバック回路は不要となり、セット部品の削減に貢献します。

また多くの保護機能を内蔵しており、高い信頼性を実現する絶縁型電源アプリケーションの設計を可能にします。

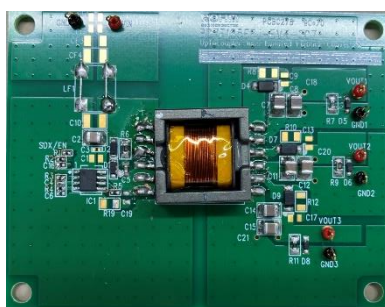


Figure 1. BD7F205EFJ-EVK-001

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、 $V_{IN} = 12\text{ V}$, $I_{OUT} = 0.1\text{ A}$, $T_a = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Parameter	Symbol	Min	Typ	Max	Units	Conditions
入力電圧範囲	V_{IN}	8	12	32	V	
出力電圧 1	V_{OUT1}	5.5	6.2	6.9	V	$I_{OUT1} = 0.1\text{ A}$
出力電圧 2	V_{OUT2}	14.6	16.5	18.2	V	$I_{OUT2} = 0.1\text{ A}$
出力電圧 3	V_{OUT3}	5.5	6.2	6.9	V	$I_{OUT3} = 0.1\text{ A}$
出力電流 1	I_{OUT1}	0		0.3	A	
出力電流 2	I_{OUT2}	0		0.1	A	
出力電流 3	I_{OUT3}	0		0.3	A	
最大出力電力	P_{OUT}	-	-	6	W	
待機電力	P_{INSTBY}	-	40	100	mW	$I_{OUT} = 0\text{ A}$ $V_{IN} = 12\text{ V}$
電源効率	η	65	75	-	%	$P_{OUT} = 2\text{ W}$

動作手順

1. 必要な機器

- (1) 出力電圧 32 V 以上、出力電力 10 W / 5 A 以上の DC 電源
- (2) 5W 以上の負荷装置
- (3) DC 電圧計

2. 機器を接続

- (1) DC 電源を 8 V ~ 32 V にプリセットし、電源出力を OFF にします。
応答の遅い電源の場合は大きなコンデンサを電源の出力部に接続してください。
- (2) 負荷を定各出力の定格電流以下に設定し、負荷を無効にします。
- (3) 電源の+端子を VIN 端子へ、-端子を GND 端子へ、一対のワイヤで接続します。
- (4) 負荷の正端子を VOUT 端子へ、負端子を GND 端子へ、一対のワイヤで接続します。
- (5) 電力計を接続する場合は下記のように接続します。(詳細はご使用の電力メータの User's Manual を参照ください)
- (6) 出力電圧測定用に DC 電圧計の正端子を VOUT 端子へ、負端子を GND 端子へ接続します。
- (7) DC 電源の出力を ON にします。
- (8) DC 電圧計の表示が設定電圧であることを確認します。
- (9) 負荷を有効にします。

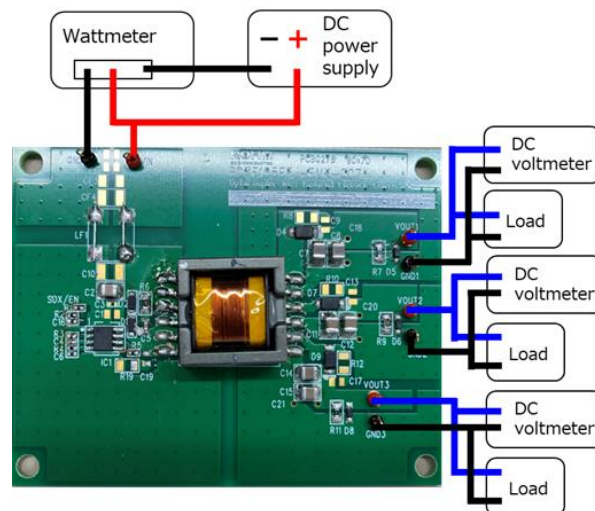


Figure 2. 接続図

アプリケーション回路

本評価ボードは、平均周波数 363 kHz のフライバック方式で動作します。

出力の電圧によるフライバック電圧をモニタすることで、フォトカプラや補助巻線を不要とした 1 次側フィードバック制御をしています。

VIN 端子電圧が UVLO 検出電圧 3.4 V (Typ) かつ、SDXEN 端子 Enable 端子電圧 2.0 V (Typ)を超えると動作が開始します。

デモボードの回路図を下図に示し、部品リストを 12 ページに示します。

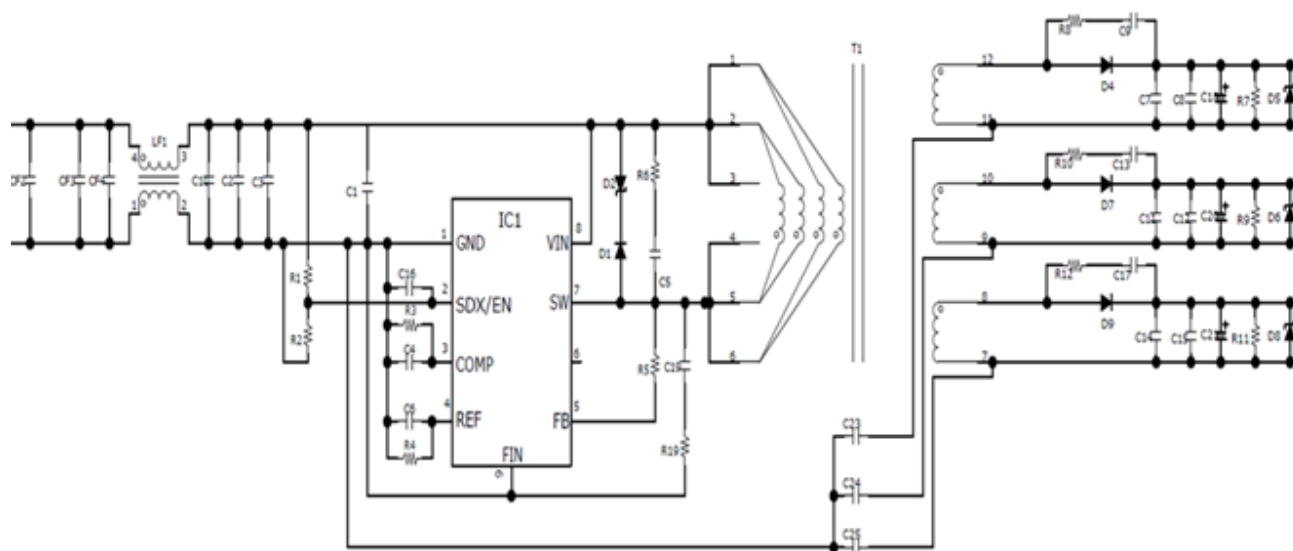


Figure 3. 回路図

BD7F205EFJ-C 概要

特長

- AEC-Q100 (グレード1)
- フォトカプラ、トランスの三次巻線が不要
- 二本の外付け抵抗とトランス巻数比で出力電圧を設定
- 独自の適応型 ON 時間制御テクノロジーを採用
- 高効率の軽負荷モード対応 (PFM 動作)
- シャットダウン/Enable 制御
- バースト電圧設計可能
- 60 V スイッチング MOSFET 内蔵
- 周波数スペクトラム拡散
- ソフトスタート機能
- 負荷電流補償機能
- 各種保護機能
 - 入力低電圧保護 (UVLO)
 - 過電流保護 (OCP)、過熱保護 (TSD)
 - REF 端子オープン保護 (REFOPEN)
 - 短絡保護 (SCP)、Battery ショート保護 (BSP)

重要特性

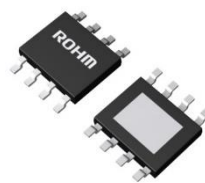
- 入力電圧範囲:
 - VIN 端子 3.4 V ~ 42.0 V
 - SW 端子 ~ 60 V
- スイッチング周波数: 363 kHz (Typ)
- 基準電圧精度: $\pm 2.8\%$ (Typ)
- シャットダウン電流 0 μ A (Typ)
- 動作温度範囲 -40 °C ~ +125 °C

パッケージ

HTSOP-J8

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

4.9 mm x 6.0 mm x 1.0 mm



用途

車載向け絶縁電源(E-Comp, Inverter etc)
産業機器向け絶縁電源

端子配置図

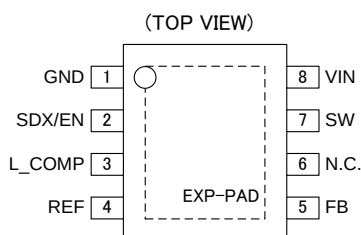


Figure 4. ピン配置図

端子説明

No.	端子名	機能
1	GND	GND 端子
2	SDX/EN	シャットダウン/Enable 制御端子
3	L_COMP	負荷電流補償値設定端子
4	REF	出力電圧設定端子
5	FB	出力電圧設定端子
6	N.C.	No Connect
7	SW	スイッチング出力端子
8	VIN	電源入力端子
-	EXP-PAD	裏面放熱端子

測定データ

1. ロードレギュレーション

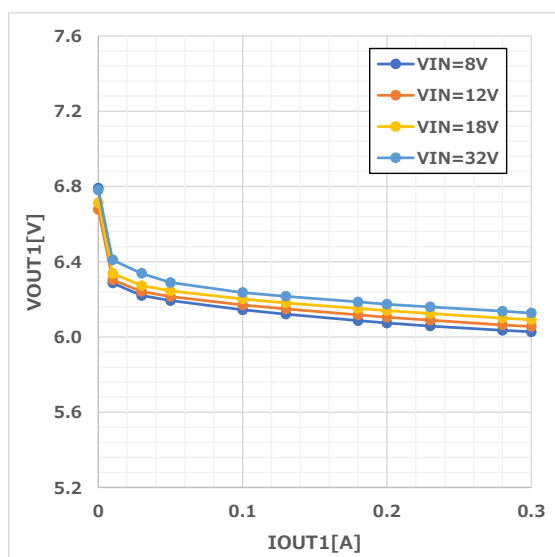


Figure 5. Output Voltage1 vs Output Current1
IOUT2=30mA, IOUT3=50mA

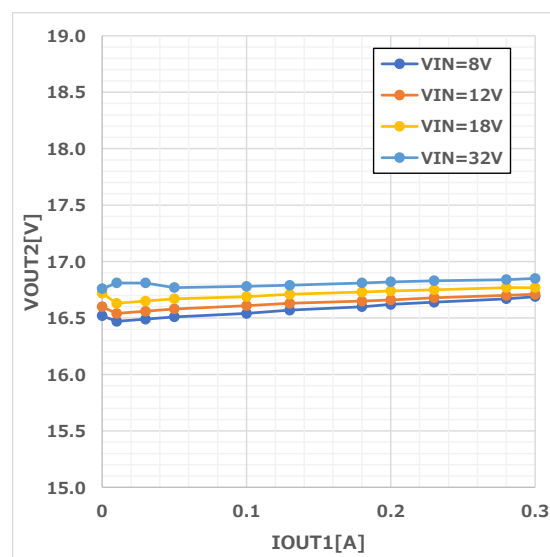


Figure 6. Output Voltage2 vs Output Current1
IOUT2=30mA, IOUT3=50mA

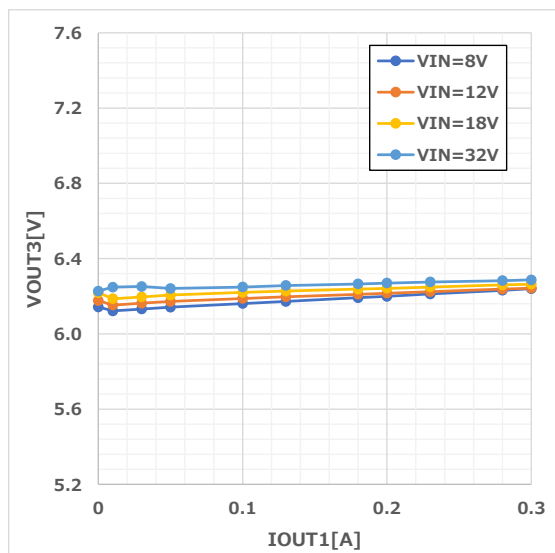


Figure 7. Output Voltage3 vs Output Current1
IOUT2=30mA, IOUT3=50mA

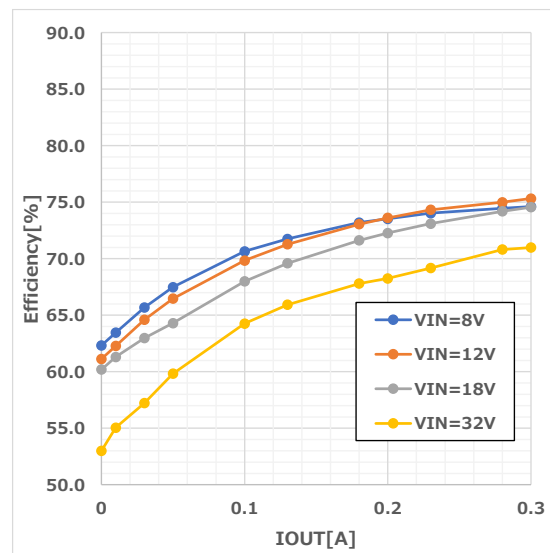


Figure 8. Efficiency vs Output Current1
IOUT2=30mA, IOUT3=50mA

測定データ - 続き

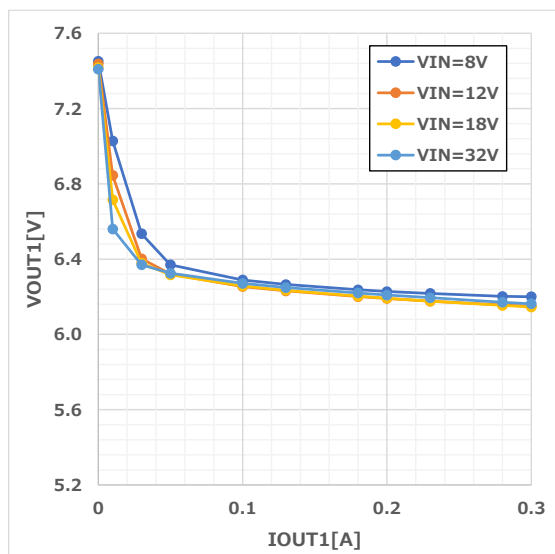


Figure 9. Output Voltage1 vs Output Current1
IOUT2=100mA, IOUT3=300mA

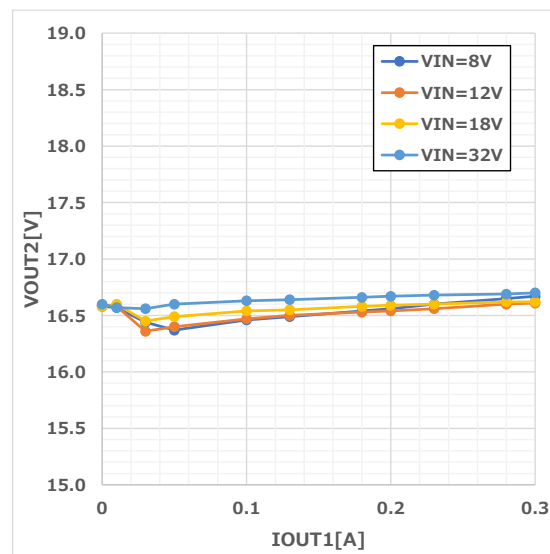


Figure 10. Output Voltage2 vs Output Current1
IOUT2=100mA, IOUT3=300mA

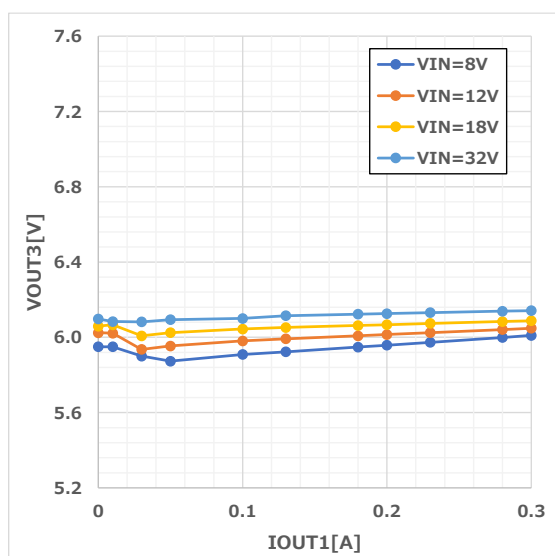


Figure 11. Output Voltage3 vs Output Current1
IOUT2=100mA, IOUT3=300mA

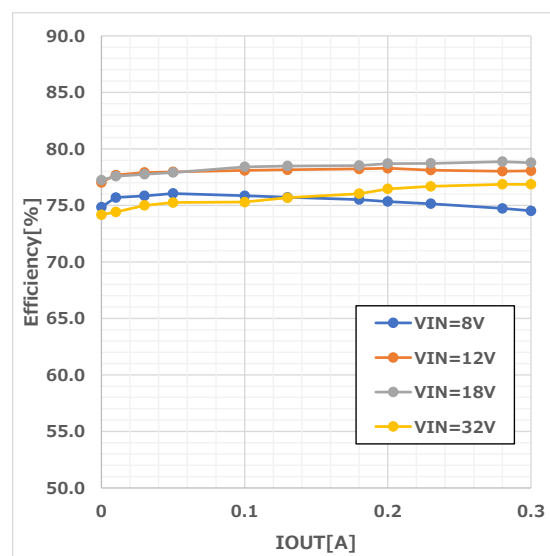


Figure 12. Efficiency vs Output Current1
IOUT2=100mA, IOUT3=300mA

測定データ - 続き

2. ラインレギュレーション

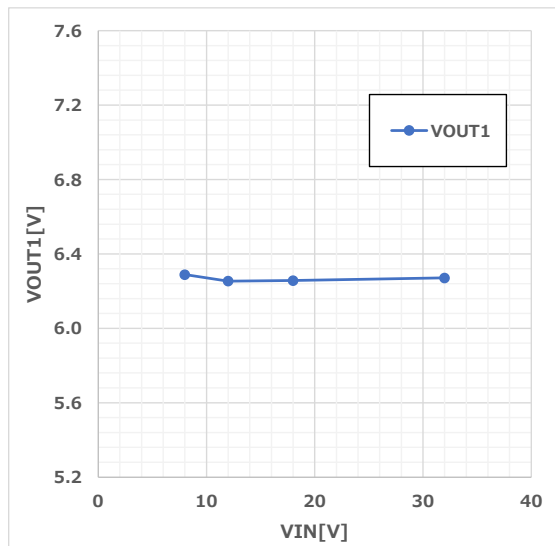


Figure 13. Output Voltage1 vs Input Voltage
IOUT1=100mA, IOUT2=100mA, IOUT3=300mA

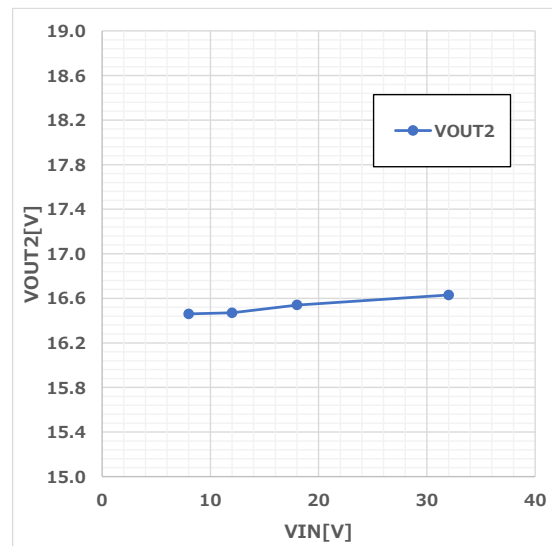


Figure 14. Output Voltage2 vs Input Voltage
IOUT1=100mA, IOUT2=100mA, IOUT3=300mA

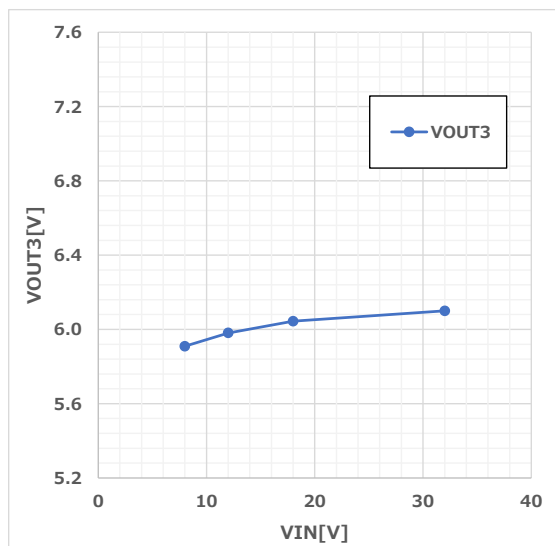


Figure 15. Output Voltage3 vs Input Voltage
IOUT1=100mA, IOUT2=100mA, IOUT3=300mA

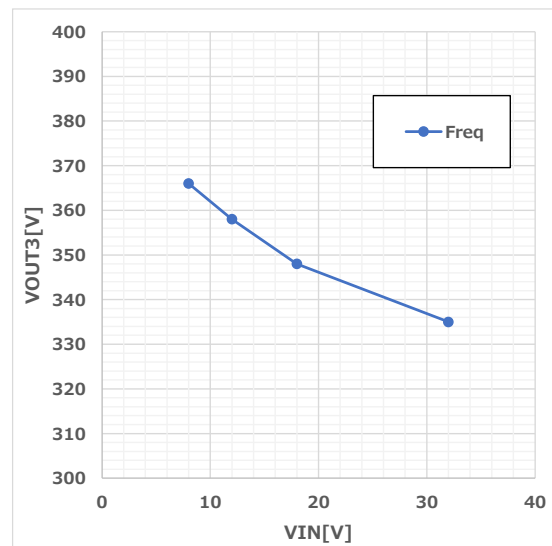


Figure 16. Frequency vs Input Voltage
IOUT1=100mA, IOUT2=100mA, IOUT3=300mA

測定データ - 続き

3. スイッチング波形

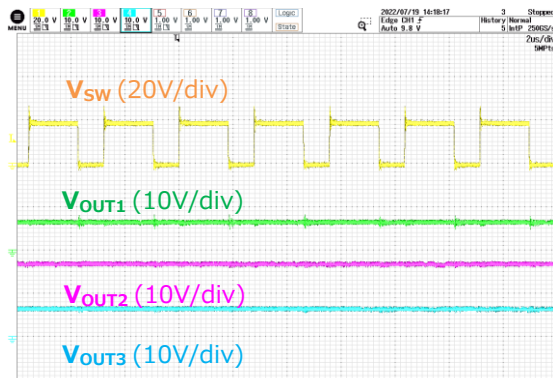


Figure 17. MOSFET Waveform

$V_{in} = 12\text{ V}$, $I_{OUT1,3} = 0.1\text{ A}$, $I_{OUT2} = 0.05\text{ A}$

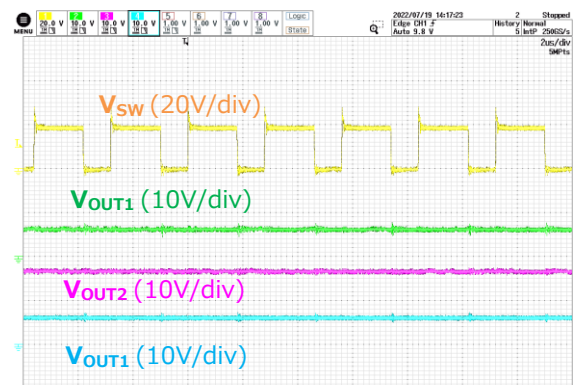


Figure 18. MOSFET Waveform

$V_{in} = 12\text{ V}$, $I_{OUT1,3} = 0.3\text{ A}$, $I_{OUT2} = 0.1\text{ A}$

4. 負荷応答波形

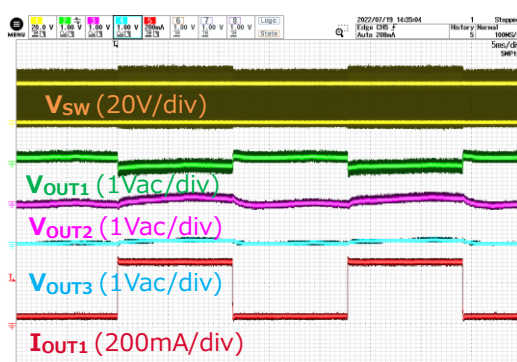


Figure 19. Load response

$V_{in} = 12\text{ V}$, $I_{OUT2} = 0.05\text{ A}$, $I_{OUT3} = 0.1\text{ A}$
 $I_{OUT1} = 30\text{ mA to } 300\text{ mA}$

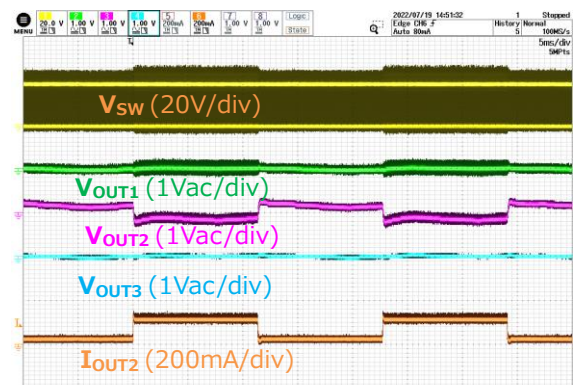


Figure 20. Load response

$V_{in} = 12\text{ V}$, $I_{OUT1} = 0.1\text{ A}$, $I_{OUT3} = 0.1\text{ A}$
 $I_{OUT2} = 10\text{ mA to } 100\text{ mA}$

5. 出力リップル波形

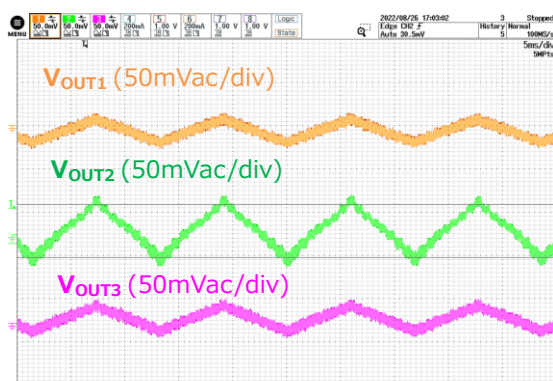


Figure 21. Output voltage ripple Waveform

$V_{IN} = 12\text{ V}$ / $I_{O1,2,3} = 0.1, 0.05, 0.1\text{ A}$

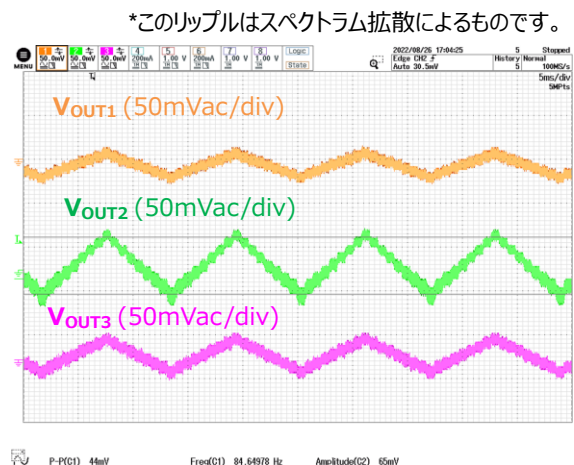


Figure 22. Output voltage ripple Waveform

$V_{IN} = 12\text{ V}$ / $I_{O1,2,3} = 0.3, 0.1, 0.3\text{ A}$

*このリップルはスペクトラム拡散によるものです。

測定データ - 続き

6. 起動・停止波形

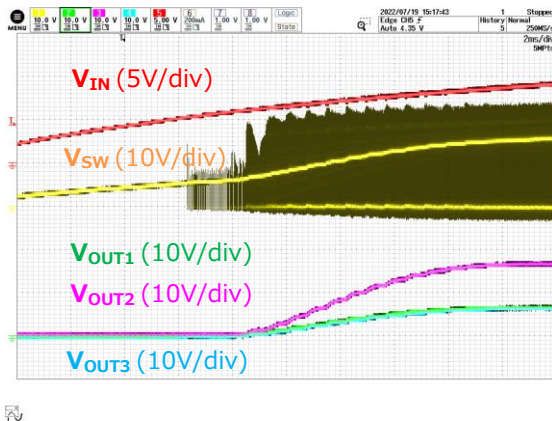


Figure 23. Start Up Waveform

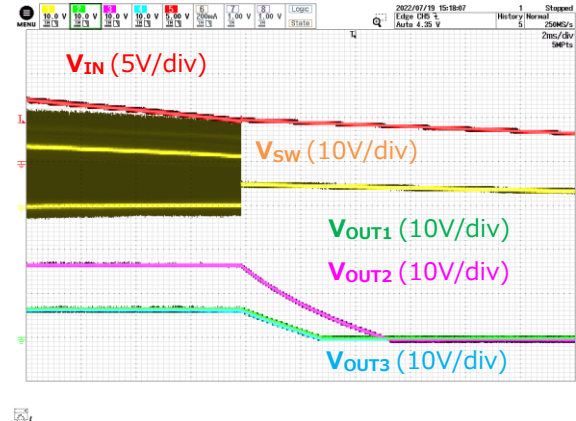
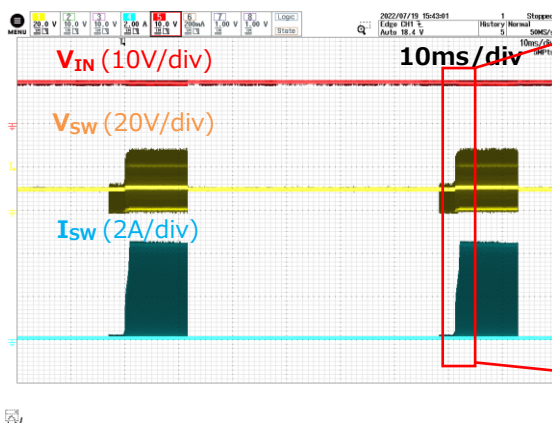
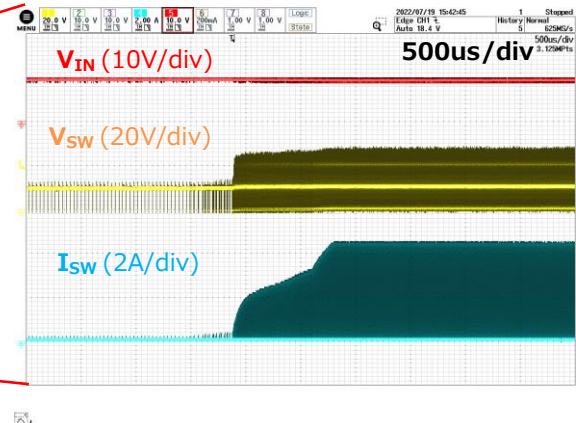
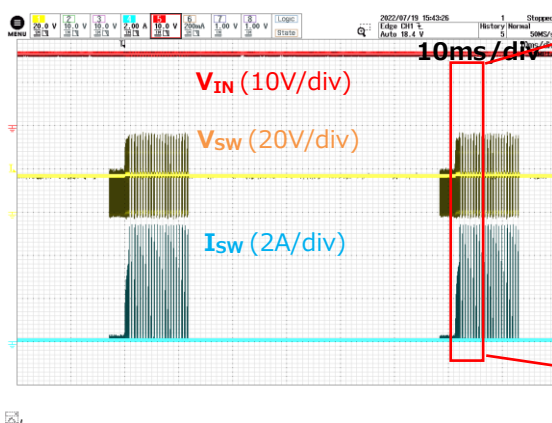
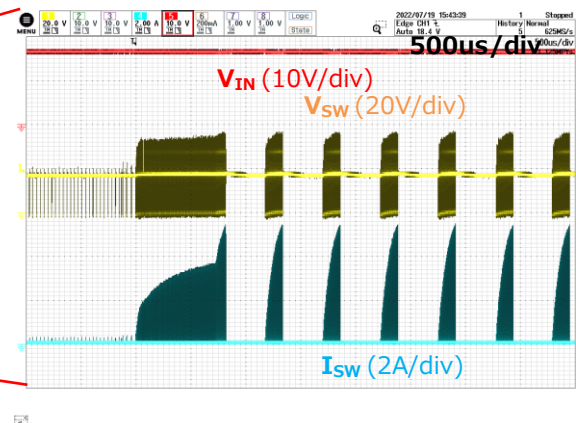


Figure 24. Shut Down Waveform

出力ショート波形

Figure 25. VOUT Short Waveform
Vin = 8 VFigure 26. VOUT Short Waveform (ZOOM)
Vin = 8 VFigure 27. VOUT Short Waveform
Vin = 15 VFigure 28. VOUT Short Waveform (ZOOM)
Vin = 15 V

測定データ - 続き

部品表面温度

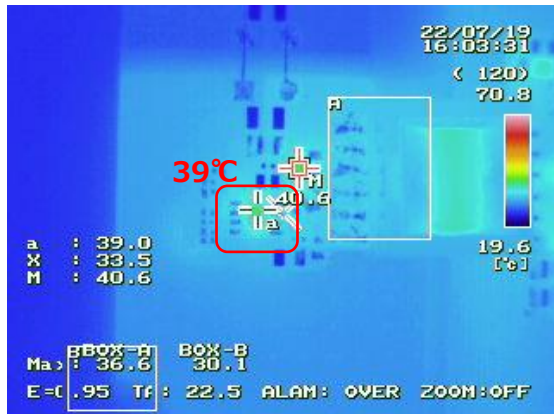


Figure 29. Surface Temperature

$V_{in} = 8\text{ V}$, $I_{OUT1} = 0.3\text{ A}$, $I_{OUT2} = 0.1\text{ A}$
 $I_{OUT3} = 0.3\text{ A}$ ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

Table 1. T_j Calculation

Item	Design	unit	comment
	BD7F205EFJ		
$V_{IN}(TYP)$	8	V	
V_{OUT}	6.25	V	
V_F	0.6	V	
P_{omax}	5.4375	W	
I_{o_max}	0.870	A	P_{OUT}/V_{OUT}
N_p	11	-	
N_s	12	-	
Efficiency	85	%	
I_{in_ave}	0.800	A	$P_{OUT}/EFF1/V_{IN}$
L_p	18.00	uH	
$I_{peak}(turnOFF)$	2.09	A	$I_{in_ave}/DUTY + V_{IN}/L_p \cdot T_{on}/2$
$I_{ds}(turnON)$	1.55	A	$I_{in_ave}/DUTY - V_{IN}/L_p \cdot T_{on}/2$
V_{ds}	14.28	V	$V_{IN} + (N_p/N_s) \cdot (V_{OUT} + V_F)$
$R_{on}(T_a = 25^\circ\text{C})$	0.180	Ω	
$R_{on}(T_a = 120^\circ\text{C})$	0.300	Ω	
F_{sw}	363	kHz	
t_r	40	ns	rising time
t_f	30	ns	falling time
T_{on}	1.211	us	$1/FREQ \cdot DUTY$
$DUTY$	44.0	%	$(N_p/N_s) \cdot (V_{OUT} + V_F) / ((N_p/N_s) \cdot (V_{OUT} + V_F) + V_{IN})$
ICC	1.0	mA	
Thermal Resistance Ψ_{JT}	13.0	$^\circ\text{C}/\text{W}$	$2s2p(^\circ\text{C}/\text{W})$
① Loss calculation	0.072W	W	① $P = 1/6 \cdot I_{peak} \cdot V_{ds} \cdot t_r \cdot F_{sw}$
② Loss calculation	0.436W	W	② $P = (I_{peak} - (I_{peak} - I_0)/2) \cdot (I_{peak} - (I_{peak} - I_0)/2) \cdot R_{on_total} \cdot DUTY$
③ Loss calculation	0.054W	W	③ $P = 1/6 \cdot I_{on} \cdot V_{ds} \cdot t_f \cdot F_{sw}$
④ Loss calculation	0.008W	W	④ $P = V_{IN} \cdot ICC$
Total loss	0.570W	W	
ΔT_j	7.41	$^\circ\text{C}$	
T_{opr_max}	125	$^\circ\text{C}$	
T_c	39	$^\circ\text{C}$	
T_j	146.4	$^\circ\text{C}$	$T_j = T_{opr_max} + \Delta T_j$
Judge	○	-	$T_j < 150^\circ\text{C}$

IC の T_j 計算は上記テーブルを使用して計算します。

IC の損失は、①Turn on 損失、②導通損失、③Turn off 損失、④ICC に分けられます。

実際の電流波形と電源仕様から Table1 に従って損失を計算します。

今回の場合、 $T_c = 39^\circ\text{C}$ 、 $\Delta T_j = 7.41^\circ\text{C}$ のため、 T_j は 46.41°C と推測されます。

また、 T_j は 150°C 以下になるように設計して下さい。

$T_a = 125^\circ\text{C}$ の場合、 $T_j = 146^\circ\text{C}$ となり、 $T_j = 150^\circ\text{C}$ に達しないため、全温度範囲において問題ないと判断できます。

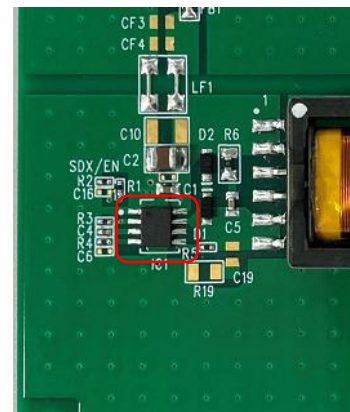


Figure 30. Surface Temperature Reference

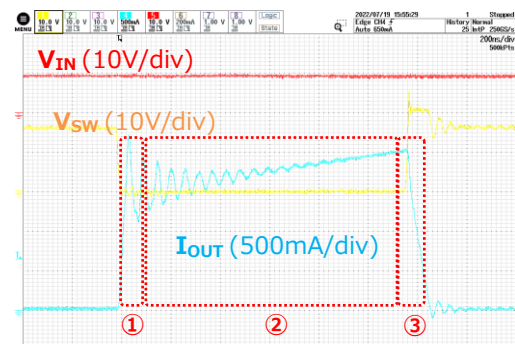


Figure 31. Peak Current Waveform

$V_{in} = 8\text{ V}$, $I_{OUT1} = 0.3\text{ A}$, $I_{OUT2} = 0.1\text{ A}$
 $I_{OUT3} = 0.3\text{ A}$

回路図

(条件) $V_{IN} = 8\text{ V} \sim 32\text{ V}$, $V_{OUT} = 6.2\text{ V} / 0.3\text{ A}$, $16.5\text{ V} / 0.1\text{ A}$, $6.2\text{ V} / 0.3\text{ A}$

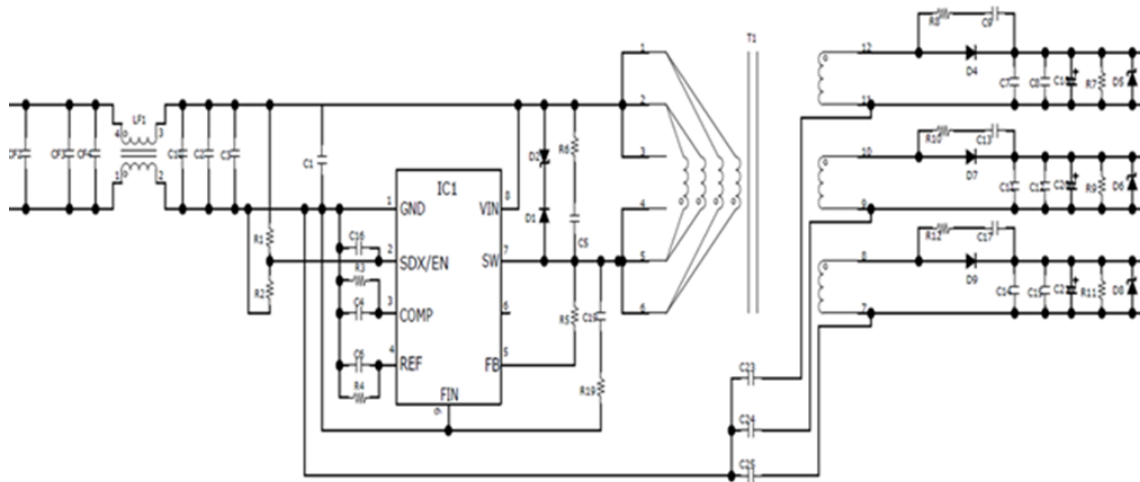


Figure 32. BD7F205EFJ-EVK-001 回路図

部品表

C1	C_VIN1	0.1uF/50V	GCM188L81H104KA57D
C2	C_VIN2	10uF/50V	GCM32EC71H106KA01
C4	C_L_COMP	0.1uF/50V	GCM155R71H104KE37
C5	C_snubber	1000pF/100V	GCM1887U2A102JA16
C7	C_OUT1	22uF/25V	GCM32EC71E226KE35
C8	C_OUT1	22uF/25V	GCM32EC71E226KE35
C11	C_OUT2	22uF/25V	GCM32EC71E226KE35
C12	C_OUT2	22uF/25V	GCM32EC71E226KE35
C14	C_OUT3	22uF/25V	GCM32EC71E226KE35
C15	C_OUT3	22uF/25V	GCM32EC71E226KE35
R1	R_EN	180kΩ	MCR01PZPF1803
R2	R_EN	120kΩ	MCR01PZPF1203
R3	R_L_COMP	10kΩ	MCR01PZPF1002
R4	R_REF	2.7kΩ	MCR01PZPF2701
R5	R_FB	31.6kΩ	MCR01PZPF3162
R6	R_snubber1	1kΩ	MCR03PZPZFX1001
R7	R_OUT1	4.7kΩ	MCR03PZPZFX4701
R9	R_OUT2	2.2kΩ	ESRC03PZPZF2201
R11	R_OUT3	4.7kΩ	MCR03PZPZFX4701
LF1	Filter	short	
T1	Trans	18uH	
D1	D_snubber1	100V/1A	RB168MM100TFTR
D2	D_snubber2	9.1V	KDZV9.1B
D4	D_second1	100V/1A	RB168LAM100TF
D5	D_OUT1	7.5V	UDZV7.5B
D6	D_OUT2	20V	UDZV20B
D7	D_second2	200V/1A	RF101LAM2STF
D8	D_OUT3	7.5V	UDZV7.5B
D9	D_second3	100V/1A	RB168LAM100TF
IC			BD7F205EFJ-C

*部品は予告なく変更させて頂く場合がございます

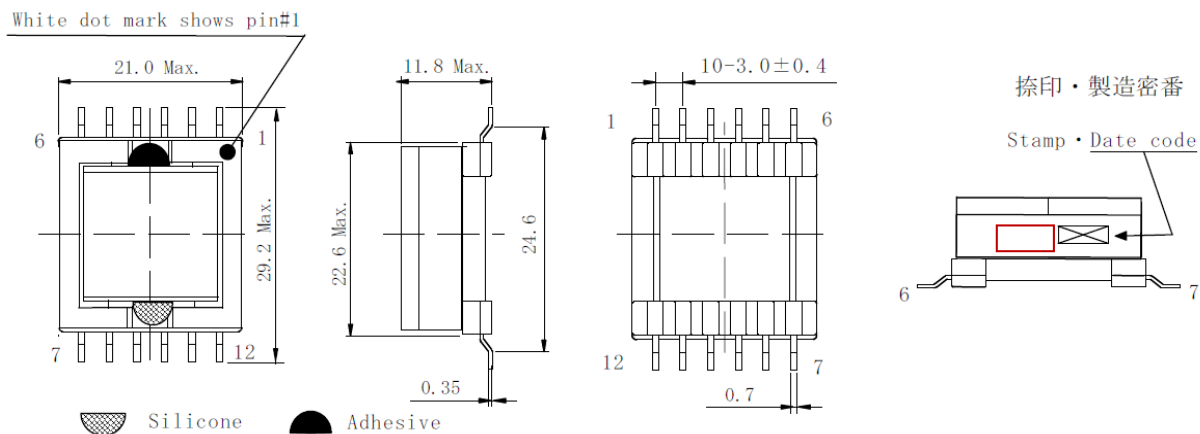
トランス仕様

製造元: スミダ電機(株)

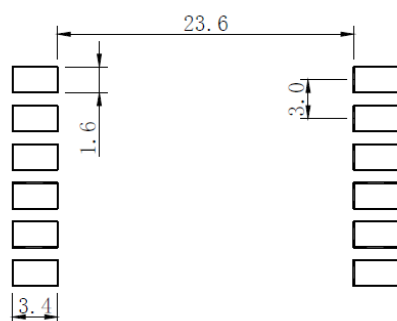
https://job.mynavi.jp/conts/n/sp/23/54430_23sumida/

品名: CEFD2010-00399-T381R

■ 外形寸法



■ 推奨ランド



RoHS

compliance
Cd:Max. 0.01wt%
others:Max. 0.1wt%

■ 端子接続図



“S”印は巻始めを示す。

“S” indicates the winding start.

□印はチューブにて絶縁処理すること。

□ shall be insulated by tube.

端子1-2間及び5-6間はパターンにより接続してご使用下さい。

Pin 1-2、Pin 5-6 should be connected together when using on PCB.

“.”は極性を示す。

“.” Indicates the same polarity.

トランス仕様 – 続き

■ 巻き線及び、線形・線種

端子番号 Terminal No.	5-2	12-11	10-9	8-7	6-1
巻数 Turns	11T	12T	31T	12T	11T
本数 Strands	2	2	1	1	2
線径・線種 Wire (diameter & type)	0.23 UEW		0.14 UEW	0.23 UEW	

■ 電気的特性

項目 Item	規格 Specification	測定条件 Measuring conditions
インダクタンス Inductance (5, 6-1, 2)	18 μ H $\pm$ 10% Within	100kHz, 1V
飽和電流 Saturation Current (5, 6-1, 2)	3.3A	at 125°C
耐電圧 Withstanding voltage (1, 2, 5, 6)-(7, 8, 9, 10, 11, 12)	AC 2500Vrms 1minute	50Hz/60Hz

※ 耐電圧の規格に対して、1.2倍の電圧値で2秒間にて全数検査実施致します。

As to withstand voltage, every part should be tested with 1.2 times of standard voltage for 2 seconds.

※ 飽和電流：インダクタンスが公称値の90 %に減少するときの直流電流の値。

Saturation current: The value of DC current when the inductance decreases to 90% of the nominal value.

アプリケーション設計例

1. トランス設計

1.1 巻数比 N_P / N_S の決定

巻数比は、出力電圧、最大出力電力、デューティ、SW 端子電圧を設定するパラメータです。
フライバック・コンバータのデューティは以下の式で計算されます。

$$Duty = \frac{\frac{N_P}{N_S} \times (V_{OUT} + V_F)}{V_{IN} + \frac{N_P}{N_S} \times (V_{OUT} + V_F)} \quad [\%]$$

N_P : 一次側トランス巻数

N_S : 二次側トランス巻数

V_{OUT} : 出力電圧 (3 出力あるため、出力電圧 1 を基準として設計します)

V_F : 二次側の出力ダイオードの順方向電圧

V_{IN} : VIN 端子電圧

上式より巻数比は下記で計算します。

$$\frac{N_P}{N_{S1}} = \frac{D_{TYP}}{1 - D_{TYP}} \times \frac{V_{IN}}{V_{OUT} + V_F}$$

D_{typ} : VIN 電圧 (Typ) 時のデューティ

使用動作範囲の中央の VIN 電圧で D_{TYP} を 30 % ~ 50 % の範囲で設定を推奨します。

はじめは $D_{TYP} = 40$ % に設定してください。(今回は 35% で設計します)

今回の場合、下記式になります。

$$\frac{N_P}{N_{S1}} = \frac{0.35}{1 - 0.35} \times \frac{12V}{6.2V + 0.6V} = 0.92$$

よって N_P/N_{S1} を 0.92 として設計を進めます。

また、巻数比は、最小入力電圧から決定される最大デューティ D_{MAX} により制限されます。

下記の式で与えられる D_{MAX} が 70 % を超えないことを必ず確認してください。もし超えるようであれば、上記の D_{TYP} が小さくなるように再設定してください。70 % を超える場合は OFF 時間が短くなるため、フライバック電圧の検出がずれることにより、出力電圧がずれる可能性があります。

$$\frac{N_P}{N_{S1}} = \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}} \times \frac{V_{IN(Min)}}{V_{OUT(Max)} + V_{F(Max)}}$$

D_{MAX} : VIN 電圧 (Min) 条件の最大デューティ

$V_{OUT(Max)}$: 最大出力電圧 (3 出力あるため、出力電圧 1 を基準として設計します)

$V_{F(Max)}$: 二次側ダイオードの順方向電圧 (Max)

$$D_{MAX} = \frac{0.92}{\frac{8V}{6.2V + 0.6V} + 0.92} = 0.44 < 0.70$$

のため、本設計では問題なし

本設計では D_{MAX} は 0.44 となり、0.70 以下のため、問題なしの判定になります

巻数比 N_P / N_S の決定 - 続き

またフライバック電圧 V_{OR} は下記の式で計算されます。

$$V_{OR} = (V_{OUT} + V_F) \times \frac{N_P}{N_{S1}} \quad [V]$$

$$V_{OR} = (6.2V + 0.6V) \times 0.92 = 6.3V$$

下記で計算される SW 端子電圧が耐圧を超えないように設定してください。

$$V_{SW} = V_{IN(Max)} + V_{OR} + V_{SURGE}$$

例えば SW 端子耐圧に対しデレーティングを 90 % とする場合、SW 端子電圧は、

$$60V \times (100\% - 10\%) = 54V$$

となるので、54 V 以内となるように設計する必要があります。

本設計では $V_{IN(Max)} = 32V$ 、 $V_{OR} = 6.3V$ です。

この時 V_{SURGE} は $54V - (32V + 6.3V) = 15.7V$ となり、サージ電圧を 15.7 V 以内にする必要があります。

V_{SURGE} はトランスの漏れ磁束によって発生します。

V_{SURGE} が大きい場合はトランス構造の見直しやスナバ回路の調整が必要となります。

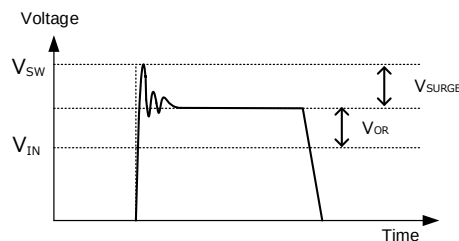


Figure 33. SW waveform

1.2 L_P 、 L_S の計算

電流連続モード動作となるように L_P 、 L_S を設定します。

L_P 、 L_S を求めるにあたり電流連続モードの深さ k を使用して決定します。

k は Figure 32 の I_{SPK} 、 I_{SB} から下記の式で表されます。

$$k = (I_{SPK} - I_{SB}) / I_{SPK}$$

I_{SPK} : 二次側トランスピーク電流

I_{SB} : 二次側トランスボトム電流

K : 電流連続モードの深さを表す定数 (設計時は $k = 0.25$ を目安としてください。)

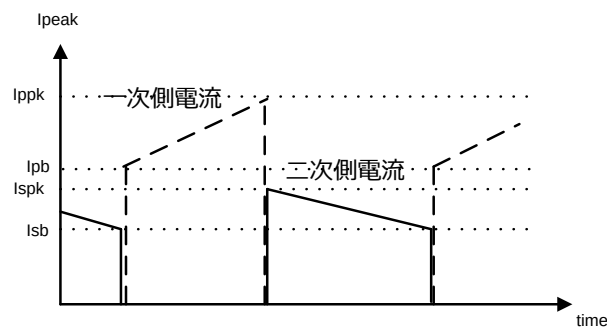


Figure 34. SW waveform

I_{ppk} : 一次側トランスピーク電流

I_{pb} : 一次側トランスボトム電流

トランス設計 – 続き

IC の一次側最大ピーク電流は電気的特性の I_{LIMIT} で決定されています。

I_{LIMIT} 最小値から二次側最小ピーク電流 $I_{SPK1(Min)}$ が決定されます。

$$I_{SPK1(Min)} = I_{LIMIT(Min)} \times \frac{N_P}{N_S} \quad [A]$$

また最大出力電流 $I_{OUT(Max)}$ から二次側ピーク電流 $I_{SPK2(Max)}$ を下記の式で求めます。

$$I_{SPK2(Max)} = \frac{2 \times I_{OUT(Max)}}{(1 - D_{MAX}) \times (2 - k)} \times \frac{1}{\eta} \quad [A]$$

η : 電源効率 70 %を目安としてください。

$I_{OUT(Max)}$: 最大 2 次側出力電流 (3 出力の最大電力 ÷ 出力電圧 1 で求めてください)

$I_{OUT(Max)}$ を出力するために、 $I_{SPK2(Max)} < I_{SPK1(Min)}$ の条件を必ず満たす必要があります。

条件を満たせない場合は k を変更して再設計してください。 k 値は高くなるほど、不連続モードで動作する負荷領域が広がります。 $k = 1$ では全領域で不連続モード動作となります。本 IC は連続モード動作させることで、高速応答や低 EMI の特性を得るために低い k 値を推奨しています。

k 値が高い場合でも、電源動作に問題はありません。

二次側インダクタンス $L_{S(Max)}$ は下記の式で計算されます。

$$L_{S(Max)} = \frac{(2 - k) \times (V_{OUT} + V_F) \times (1 - D_{MAX})^2}{2 \times I_{OUT(Max)} \times f_{sw(Max)} \times k} \quad [\mu H]$$

$$L_{S(Max)} = \frac{(2 - 0.25) \times (6.2V + 0.6V) \times (1 - 0.44)^2}{2 \times 0.85 \times 430kHz \times 0.25} = 21\mu H$$

$f_{sw(Max)}$: スイッチング周波数 このスイッチング周波数は 430 kHz で計算してください。

$I_{OUT(Max)}$: 最大 2 次側出力電流 (3 出力の最大電力 ÷ 出力電圧 1 で求めてください)

この時、一次側インダクタンス L_P は下記の式で求められます。

$$L_P = L_S \times \left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 \quad [\mu H]$$

$$L_P = 21\mu H \times (0.92)^2 = 18\mu H$$

以上から本設計では $L_P:18\mu H, L_S:21\mu H$ として設計を進めます。

アプリケーション設計例 – 続き

2. 出力電圧

内蔵スイッチング MOSFET のターン OFF 時、SW 端子電圧 V_{SW} が VIN 端子電圧より高くなります。この SW 端子電圧と VIN 端子電圧差は一次側フライバック電圧と等しくなるため、この電圧から二次側出力電圧を計算します。ターン OFF 時の SW 端子電圧 V_{SW} は以下の式で計算されます。

$$V_{SW} = V_{IN} + \frac{N_P}{N_S} \times (V_{OUT} + V_F) \quad [V]$$

V_{SW} : SW 端子電圧

V_{IN} : VIN 端子電圧

N_P : 一次側トランス巻数

N_S : 二次側トランス巻数

V_{OUT} : 出力電圧

V_F : 二次側の出力ダイオードの順方向電圧

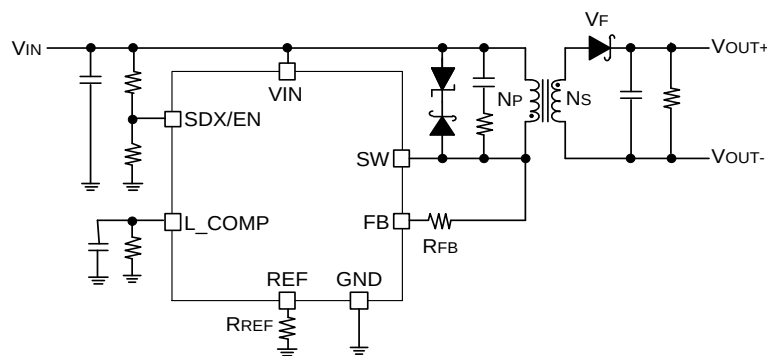


Figure 35. Application Block Diagram

一次側フライバック電圧は、FB - SW 端子間の外付け抵抗 R_{FB} によって FB 端子流入電流 I_{FB} に変換されます。FB 端子電圧は IC 内部回路により VIN 端子電圧とほぼ等しくなるため、FB 端子流入電流 I_{RFB} は以下の式で計算されます。

$$I_{FB} = \frac{V_{SW} - V_{FB}}{R_{FB}} = \frac{V_{IN} + \frac{N_P}{N_S} \times (V_{OUT} + V_F) - V_{FB}}{R_{FB}} = \frac{\frac{N_P}{N_S} \times (V_{OUT} + V_F)}{R_{FB}} \quad [A]$$

I_{FB} : FB 端子流入電流

V_{FB} : FB 端子電圧

R_{FB} : FB、SW 端子間の外付け抵抗

2. 出力電圧 – 続き

さらに、FB 端子流入電流 I_{RFB} は REF 端子と GND 端子間の外付け抵抗 R_{REF} に流れるため、REF 端子電圧は以下の式で計算されます。

$$V_{REF} = \frac{R_{REF}}{R_{FB}} \times \frac{N_P}{N_S} \times (V_{OUT} + V_F) \quad [V]$$

V_{REF} : REF 端子電圧

R_{REF} : REF 端子 - GND 端子間の外付け抵抗

R_{REF} は、REF 端子電圧 = V_{INTREF} のときに REF 端子に流れる電流が I_{REF} となるため、

$$R_{REF} = \frac{0.54V}{200\mu A} = 2.7 k\Omega \quad \text{の抵抗を設定する必要があります。}$$

REF 端子電圧は、IC 内部の基準電圧とのコンパレータに入力されます。IC の内部回路により、REF 端子電圧は基準電圧と等しくなります。したがって、出力電圧と REF 端子電圧は以下の式で計算されます。

$$V_{OUT} = \frac{R_{FB}}{R_{REF}} \times \frac{N_S}{N_P} \times V_{INTREF} - V_F \quad [V]$$

この式からわかるように出力電圧 V_{OUT} は、一次側と二次側のトランス巻数比 (N_P/N_S)、及び R_{FB} と R_{REF} の抵抗比によって設定可能です。

上記の関係式より、FB 端子と SW 端子間の外付け抵抗 R_{FB} は以下の式で計算できます。

$$R_{FB} = \frac{R_{REF}}{V_{INTREF}} \times \frac{N_P}{N_S} \times (V_{OUT} + V_F) \quad [\Omega]$$

本設計では下記で R_{FB} を決定します。

$$R_{FB} = \frac{2.7k\Omega}{0.54V} \times 0.94 \times (6.2V + 0.6V) = 31.96 k\Omega$$

R_{FB} を 31.6k Ω とします。

ただしトランスの二次側の ESR は上記式の V_F と同様に出力電圧を低下させる要因となります。

またトランスの結合が低い場合も N_P/N_S の巻数比がずれるため、出力電圧が低くなる要因となります。

そのため最終的には実機確認で出力電圧を調整してください。

アプリケーション設計例 – 続き

R_{FB} が決定しましたので、他出力のトランスの巻き線比を決定していきます。

N_p/N_{s1} が 0.92 のため、 $N_p=11T$ 、 $N_{s1}=12T$ とします。

この時、出力電圧 2 は下記で決まります。

$$V_{OUT} = \frac{R_{FB}}{R_{REF}} \times \frac{N_{S2}}{N_P} \times V_{INTREF} - V_F$$

よって $N_{s2}=31T$ 、同じように N_{s3} を 12T と決定します。

3. 出力コンデンサ

出力コンデンサは、できるだけ二次側ダイオードの近くに配置してください。

出力コンデンサ容量値 C_{OUT} は出力リップル電圧 ΔV_O と起動時間から設定します。

1 回のスイッチングで発生する出力リップル電圧は下記の計算式になります。

$$\Delta V_O = \frac{I_{OUT(Max)} \times D_{MAX}}{f_{SW(Max)} \times C_{OUT}} \quad [V]$$

一方、出力容量が大きい場合は起動時間が長くなります。起動時に SCP 起動時検出マスク時間 $t_{MASKSCP}$ 経過した時点で、REF 電圧が V_{SCP} 電圧よりも低い場合、起動できません。そのため、下記の条件を満たす必要があります。

$$C_{OUT} \leq \frac{1}{2} \times \frac{t_{MASKSCP(Min)} \times \left\{ \left(I_{LIMIT(Min)} \times \frac{N_P}{N_S} \right) \times (1 - Duty) - I_{OUT(Max)} \right\}}{V_{OUT} \times \left(\frac{V_{SCP(Max)}}{V_{INTREF(Min)}} \right)}$$

ここで、 $\frac{V_{SCP(Max)}}{V_{INTREF(Min)}} = 0.762$ となります。

負荷応答時や電源電圧応答時には出力電圧を保持するために大きいコンデンサ容量値が必要となります。

出力電圧容量の目安としては、20 μF 以上の容量値を推奨します。

セラミック・コンデンサは温度特性や容量バラつき、DC バイアス特性などの影響により容量値が低下する可能性があります。これらの点に注意して、部品を選択してください。

4. 入力コンデンサ

入力コンデンサはセラミック・コンデンサを使用し、なるべく IC に近い位置に配置してください。

コンデンサ容量は 10 μF 以上の容量値としてください。

アプリケーション設計例 – 続き

5. 二次側出力ダイオード

二次側出力ダイオードの順方向電圧 V_F は出力電圧の誤差要因となるため、 V_F の小さいショットキーバリアダイオードまたはファストリカバリーダイオードを推奨します。二次側出力ダイオードの選定においては、二次側逆電圧のピークがダイオードの定格を超えないようにする必要があります。また二次側 RMS 電流 I_{SRMS} も定格を超えないように設定する必要があります。

一般に、ダイオードの逆方向耐圧 V_R は 30 % 以上のマージンを推奨します。

$$V_R = (V_{IN(Max)} \times \frac{N_S}{N_P} + V_{OUT}) \times 1.3 + V_{SURGE} \quad [V]$$

V_R : 二次側出力ダイオードの逆方向電圧

$V_{IN(Max)}$: VIN 端子最大電圧

N_P : 一次側トランス巻数

N_S : 二次側トランス巻数

V_{OUT} : 出力電圧

V_{SURGE} : ダイオードに発生するトランスサージ電圧

また二次側出力ダイオードの定格電流は I_{SRMS} に対して 2 倍以上のマージン設計を推奨します。

6. 出力抵抗及びツェナーダイオード(最小負荷電流)

無負荷時や軽負荷時に出力電圧は上昇します。この理由は、本 IC は軽負荷の時に最大 OFF 時間 t_{OFF_MAX}

及び最小 ON 時間 t_{ON_MIN} で決まる最低周波数で必ずスイッチング動作するためです。

この最低周波数のスイッチング周波数で決定される電力 P_{O_MIN} に対して、二次側負荷がこれよりも軽い場合に出力電圧は上昇します。 P_{O_MIN} は、下記の式で計算されます。

$$P_{O_MIN} = \frac{V_{IN(Max)}^2}{2 \times L_P} \times t_{ON_MIN(Max)}^2 \times \frac{1}{t_{ON_MIN(Max)} + t_{OFF_MAX(Min)}} \quad [W]$$

$$I_{OUT_MIN} = \frac{P_{O_MIN}}{V_{OUT}} \text{ の式のため、} I_{OUT_MIN} \text{ から求めることも可能です。}$$

二次側出力電圧の上昇が問題になる場合、二次側出力ツェナーダイオードを接続し、電圧の上昇を抑制してください。また、二次側出力に抵抗を付けて一定の損失を与えることで、出力電圧の上昇を抑えることも必要です。二次側に接続する出力抵抗 R_{OUT} は下記を目安としてください。またこの抵抗損失 P_{LOSS} は下記の計算式になります。

$$P_{loss} = \frac{V_{OUT}^2}{R_{OUT}} \quad [W]$$

$$R_{out} \leq \frac{V_{OUT}^2}{P_{O_MIN}} = \frac{V_{OUT}^2}{\frac{V_{IN(Max)}^2}{2 \times L_P} \times t_{ON_MIN(Max)}^2 \times \frac{1}{t_{ON_MIN(Max)} + t_{OFF_MAX(Min)}}}$$

実際には、上式で計算された R_{OUT} 負荷を使用しても二次側放電時に過渡的に出力電圧が上昇します。

そのため、この R_{OUT} よりも十分低く設定する必要があります。

この抵抗値は実機評価において調整してください。また抵抗選択時は抵抗の定格電力に注意してください。

アプリケーション設計例 – 続き

7. スナバ回路

トランスの結合度が低い、基板の大電流ラインが長いなどの場合、ターン OFF 時の SW 端子に過大な電圧が印加される可能性があります。

これを抑制するため、Figure 34 で示されるスナバ回路を使用します。

このスナバ回路はフライバック電圧+サージ電圧がこのスナバ電圧を超えた場合に、電圧クランプします。

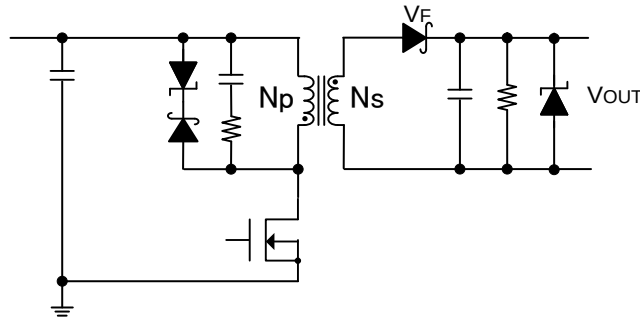


Figure 36. Snubber Circuit

クランプ電圧は下記の式で決定されます。

$$V_{CLAMP} = V_{F2} + V_Z \quad [V]$$

V_{CLAMP} : スナバのクランプ設定電圧

V_{F2} : ショットキーダイオードの順方向電圧

V_Z : ツェナーダイオードのツェナー電圧

クランプ設定電圧がフライバック電圧 $\frac{N_P}{N_S} \times (V_{OUT} + V_F)$ よりも低い場合、ターン OFF 時に

ツェナーに電流が流れます。そのためフライバック電圧よりも必ず高い電圧で設定してください。

また、スナバ回路は動作応答性があるため、設定したクランプ電圧でクランプされない場合があります。

そのため、必ず実際に動作時のクランプ電圧を確認してください。

8. SDX/EN 端子抵抗

8.1 Enable 電圧の設定

VIN UVLO 解除後の Enable 電圧 V_{IN_ENABLE} は、以下の式で設定することができます。

$$V_{IN_ENABLE} = V_{EN1} \times \frac{R_1 + (R_2 // R_{SDX/EN})}{R_2 // R_{SDX/EN}} \quad [V]$$

V_{IN_ENABLE} : 狙いの動作開始 VIN 電圧

V_{EN1} : Enable 電圧 1

$R_2 // R_{SDX/EN}$: R_2 と IC 内部の $R_{SDX/EN}$ との分圧抵抗

アプリケーション設計例 – 続き

8.2 Disable 電圧の設定

VIN 端子電圧立ち下り時の Disable 電圧 $V_{IN_DISABLE}$ は以下の式で設定することができます。

$$V_{IN_DISABLE} = V_{EN2} \times \frac{R_1 + (R_2 // R_{SDX/EN})}{R_2 // R_{SDX/EN}} \quad [V]$$

$V_{IN_DISABLE}$: 狙いの動作停止 VIN 電圧

V_{EN2} : Enable 電圧 2

9 L_COMP 端子抵抗による出力電圧補償機能

本 IC は一次側トランスピーク電流 I_p の増加に応じて出力電圧 V_{OUT} の電圧降下の補償が可能です。

V_{OUT} が変化する原因には、二次側ダイオードの V_F 変動やトランスの漏れ磁束が挙げられます。

出力電圧補償機能の一例を Figure 35 に示します。

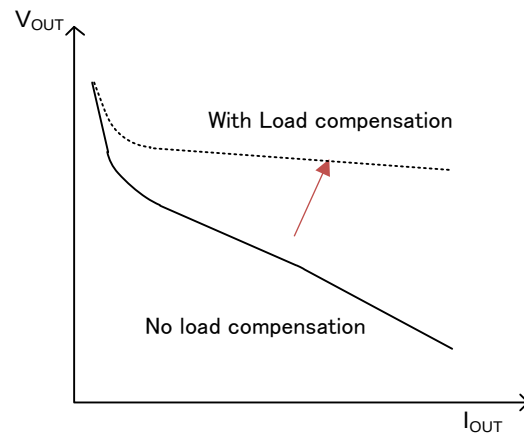


Figure 37. L_COMP voltage compensation example

この機能は出力電圧を決定する REF 電流に $I_{REFCOMP}$ 電流を加えることで出力電圧を補償します。

$$V_{OUT} = R_{FB} \times \frac{N_S}{N_P} \times \left(\frac{V_{INTREF}}{R_{REF}} + I_{REFCOMP} \right) - V_F \quad [V]$$

$\frac{V_{INTREF}}{R_{REF}} = 200 \mu A (Typ)$ は固定値です。 $I_{REFCOMP}$ は対して、一次側電流の増加に応じて増加します。

その結果として、二次側の負荷電流に応じて出力電圧を補償します。

$I_{REFCOMP}$ は下記の式で決定します。

$$I_{REFCOMP} = R_{L_COMP} \times K_{L_COMP} \times I_{SW(Ave)}$$

R_{L_COMP} : L_COMP 端子に接続される抵抗

$I_{SW(Ave)}$: SW 端子に流れる平均電流

K_{L_COMP} : IC 内部の固定値

9 L_COMP 端子抵抗による出力電圧補償機能 - 続き

SW 端子の平均電流 $I_{SW(Ave)}$ は下記の式に変換できます。

$$I_{SW(Ave)} = I_{S(Ave)} \times \frac{N_S}{N_P} = I_{OUT} \times \frac{1}{\eta} \times \frac{N_S}{N_P}$$

η : 効率（70 %程度で設計し、アプリケーション評価で R_{L_COMP} を調整してください。）

この式で示すように、 $I_{SW(Ave)}$ は I_{OUT} に比例するため、上記の補償が可能です。

また補償量は L_COMP 端子の抵抗値によって調整可能です。

I_{SW} は三角波電流のため、これを平滑化するために L_COMP 端子には必ず 0.1 μ F 以上のコンデンサを接続してください。

L_COMP 端子の抵抗は下記の式で計算します。

$$R_{L_COMP} = \frac{I_{REFCOMP}}{I_{SW(Ave)}} \times \frac{1}{K_{L_COMP}}$$

必ずアプリケーション評価にて出力電圧特性を確認し、必要に応じて L_COMP 端子抵抗を調整してください。

また、補償を行わない場合は L_COMP 端子を GND ショートとしてください。

改定履歴

日付	版	変更内容
2022.08.01	001	新規作成

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。
お客様に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/>