

臨界モード(CRM)型 力率改善用制御 IC SSC2016S

概要

SSC2016S は臨界モード型 (Critical Conduction Mode: CRM) の力率改善コンバータ用コントローラ IC です。

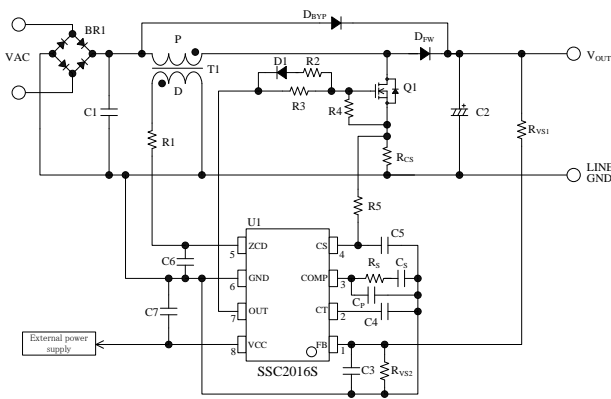
入力電圧検出レス方式を採用しており、構成部品が少なく、低スタンバイ電力で高効率な PFC コンバータを容易に構成できます。

特長

- 低待機時消費電力 (入力電圧検出レス方式の採用)
- 最高発振周波数制限機能
- 最大オン幅制限機能
- リスタート機能
- 保護機能

過電流保護 1 (OCP1) ----- パルス・バイ・パルス
 過電流保護 2 (OCP2) ----- ラッチ
 出力過電圧保護 (OVP) ----- 自動復帰
 FB 端子低入力電圧保護 (FB_UVP) ----- 自動復帰
 ヒステリシス付き過熱保護 (TSD) ----- 自動復帰

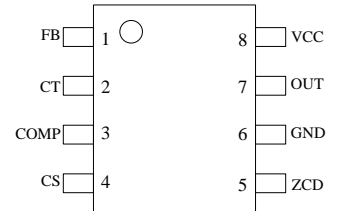
応用回路例



TC_SSC2016S_1_R2

パッケージ

SOIC8



原寸大ではありません。

代表特性

- VCC 端子絶対最大定格 $V_{CC} = 28\text{ V}$
- OUT 端子ソース電流 $I_{OUT(SRC)} = -500\text{ mA}$
- OUT 端子シンク電流 $I_{OUT(SNK)} = 1000\text{ mA}$

アプリケーション

出力電力 200 W クラスまでの各種電子機器

- AC/DC 電源
- デジタル家電 (大画面 LCDTV など)
- OA 機器 (コンピューター、サーバー、モニター など)
- 通信機器
- その他 SMPS

目次

概要	1
目次	2
1. 絶対最大定格	3
2. 電気的特性	4
3. ブロックダイアグラム	6
4. 各端子機能	6
5. 応用回路例	7
6. 外形図	8
7. 捺印仕様	8
8. 動作説明	9
8.1 臨界モード (CRM) 動作	9
8.2 起動動作	10
8.2.1 外部電源を使用する場合の起動動作	10
8.2.2 補助巻線から電源を供給する場合の起動動作	10
8.3 リスタート回路	11
8.4 最大オン時間の設定	11
8.5 ゼロ電流検出とボトムオンタイミング (遅延時間) の設定	11
8.6 最高発振周波数制限機能	12
8.7 過電流保護機能 (OCP)	12
8.8 過電圧保護機能 (OVP)	13
8.9 FB 端子低入力電圧保護機能 (FB_UVP)	13
8.10 過熱保護機能 (TSD)	13
9. 設計上の注意点	13
9.1 インダクタの設計	13
9.1.1 ブースト巻線 P	14
9.1.2 補助巻線 D	14
9.2 外付け部品	15
9.2.1 FB 端子周辺 (出力電圧検出) 回路	15
9.2.2 COMP 端子周辺回路 R_S 、 C_S 、 C_P	15
9.2.3 CT 端子周辺回路 C_4	16
9.2.4 CS 端子周辺回路 R_{CS} 、 R_5 、 C_5	16
9.2.5 ZCD 端子周辺回路 R_1 、 C_6	16
9.2.6 OUT 端子周辺 (ゲートドライブ) 回路	17
9.2.7 VCC 端子周辺回路	17
9.2.8 パワーMOSFET Q1	18
9.2.9 ブーストダイオード D_{FW}	18
9.2.10 バイパスダイオード D_{BYP}	18
9.2.11 出力側コンデンサ C_2	18
9.3 パターン設計	19
10. 電源回路例	20
注意書き	22

1. 絶対最大定格

電流値の極性は、IC を基準として流入（シンク）が“+”、流出（ソース）が“-”と規定します。
特記がない場合の条件は $T_A = 25^\circ\text{C}$ です。

項目	記号	条件	端子	定格	単位	備考
FB 端子電圧	V_{FB}		1-6	-0.3~5	V	
CT 端子電圧	V_{CT}		2-6	-0.3~5	V	
COMP 端子電圧	V_{COMP}		3-6	-0.3~5	V	
COMP 端子電流	I_{COMP}		3-6	-100~100	μA	
CS 端子電圧 (DC)	$V_{CS(DC)}$		4-6	-0.3~5	V	
CS 端子電圧 (Pulse)	$V_{CS(PULSE)}$	パルス幅 1 μs	4-6	-2~5	V	
ZCD 端子電圧	V_{ZCD}		5-6	-10~10	V	
ZCD 端子電流	I_{ZCD}		5-6	-10~10	mA	
OUT 端子電圧	V_{OUT}		7-6	-0.3~ $V_{CC} + 0.3$	V	
OUT 端子ソース電流	$I_{OUT(SRC)}$		7-6	-500	mA	
OUT 端子シンク電流	$I_{OUT(SNK)}$		7-6	1000	mA	
制御部電源電圧	V_{CC}		8-6	28	V	
許容損失	P_D		-	0.5	W	
動作周囲温度	T_{OP}		-	-40~110	$^\circ\text{C}$	
保存温度	T_{stg}		-	-40~150	$^\circ\text{C}$	
ジャンクション温度	T_j		-	150	$^\circ\text{C}$	

2. 電気的特性

電流値の極性は、IC を基準として流入（シンク）が“+”、流出（ソース）が“-”と規定します。
特記がない場合の条件は $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{CC} = 14\text{V}$ です。

項目	記号	条件	端子	Min.	Typ.	Max.	単位
電源起動動作							
動作開始電源電圧	$V_{CC(ON)}$		8-6	7.5	8.5	9.5	V
動作停止電源電圧	$V_{CC(OFF)}$		8-6	6.5	7.5	8.5	V
動作開始停止ヒステリシス	$V_{CC(HYS)}$		8-6	0.5	1.0	1.5	V
動作時回路電流	$I_{CC(ON)}$		8-6	1.2	2.1	3.2	mA
非動作時回路電流	$I_{CC(OFF)}$	$V_{CC} = 7\text{V}$	8-6	-	50	100	μA
周波数制御							
FB 端子流入電流	I_{FB}		1-6	0.3	0.7	1.1	μA
フィードバック基準電圧	V_{REF}		1-6	2.475	2.500	2.525	V
V_{REF} ラインレギュレーション	$V_{REF(LR)}$	$V_{CC} = 11.5\text{V}$ $\sim 28\text{V}$	1-6	-8.0	1.0	12.0	mV
COMP 端子流出電流 1	$I_{COMP(SRC)1}$	$V_{FB} = 2.4\text{V}$	3-6	-22	-11	-1	μA
COMP 端子流入電流 1	$I_{COMP(SNK)1}$	$V_{FB} = 2.6\text{V}$	3-6	1	11	22	μA
COMP 端子流入電流 2	$I_{COMP(SNK)2}$	$V_{FB} = 2.7\text{V}$	3-6	15	35	55	μA
誤差増幅器コンダクタンス	gm		1-6 3-6	60	100	140	μS
ゼロデューティ COMP 電圧	$V_{COMP(ZD)}$		3-6	0.50	0.65	0.90	V
リスタート時間	t_{RS}		7-6	140	220	300	μs
リスタート時オン時間	$t_{ON(RS)}$		7-6	0.5	1.7	2.9	μs
CT 端子流出電流	I_{CT}		2-6	-165	-150	-135	μA
CT 端子しきい電圧	$V_{CT(OFF)}$	$V_{COMP} = 4.5\text{V}$	2-6	2.60	2.75	2.90	V
CT 端子制御遅延時間	$t_{DLY(PWM)}$	$V_{COMP} = 2.2\text{V}$	2-6	-	120	220	ns
最高発振周波数 ⁽¹⁾	f_{MAX}		7-6	-	300	400	kHz
ドライブ出力							
ハイレベル出力電圧	V_{OH}	$I_{OUT} = -100\text{mA}$	7-6	10.0	12.0	13.5	V
ローレベル出力電圧	V_{OL}	$I_{OUT} = 200\text{mA}$	7-6	0.40	0.75	1.25	V
出力立ち上がり時間 ⁽²⁾	t_r	$C_{OUT} = 1000\text{pF}$	7-6	-	60	120	ns
出力立ち下がり時間 ⁽²⁾	t_f	$C_{OUT} = 1000\text{pF}$	7-6	-	20	70	ns

⁽¹⁾ 設計保証項目

⁽²⁾ 図 3-1 参照

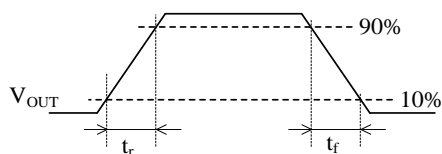


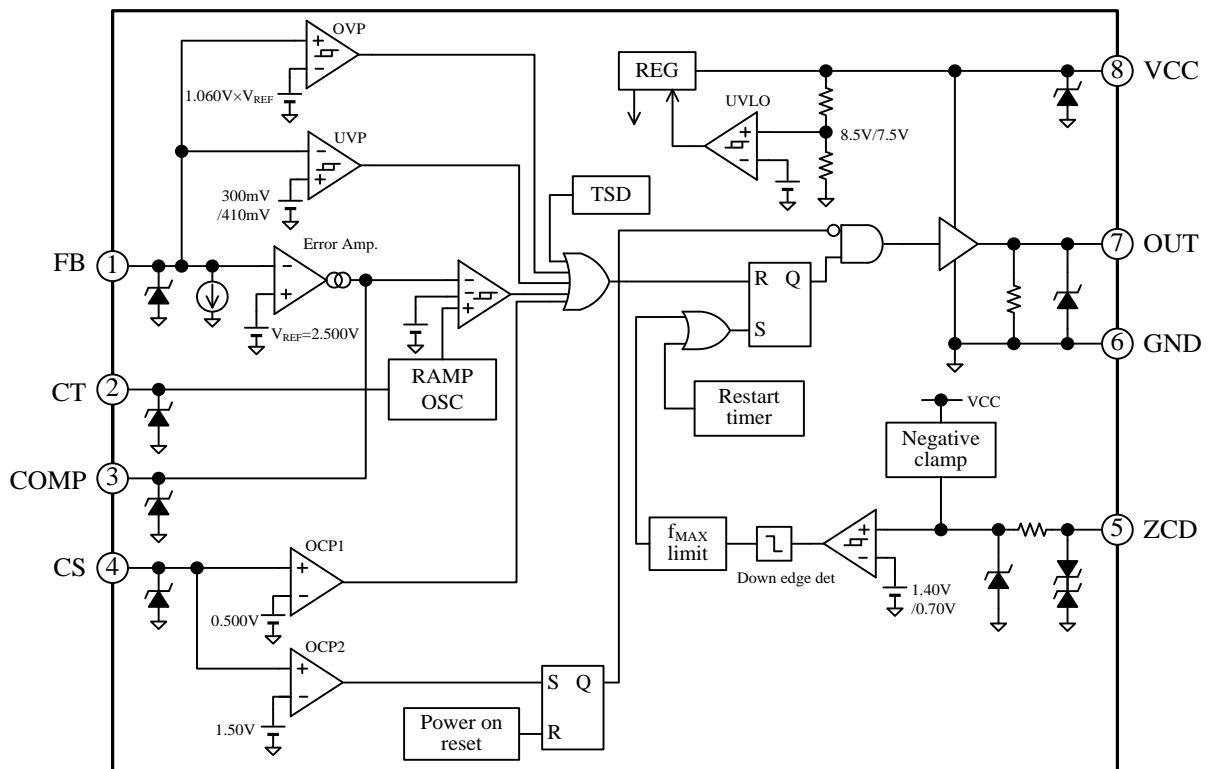
図 3-1 スイッチング時間

SSC2016S

項目	記号	条件	端子	Min.	Typ.	Max.	単位
ゼロ電流検出							
ZCD 端子しきい(High)電圧	$V_{ZCD(H)}$		5-6	1.25	1.40	1.55	V
ZCD 端子しきい(Low)電圧	$V_{ZCD(L)}$		5-6	0.60	0.70	0.80	V
ゼロ電流検出遅延時間 ⁽¹⁾	$t_{DLY(ZCD)}$		5-6	-	70	160	ns
ZCD 端子クランプ電圧	$V_{ZCD(CL)}$	$I_{ZCD}=3mA$	5-6	6.5	7.7	9.0	V
過電流保護機能							
過電流保護しきい電圧 1	$V_{CS(OCPI)}$		4-6	0.475	0.500	0.525	V
過電流保護しきい電圧 2	$V_{CS(OCPI2)}$		4-6	1.35	1.50	1.65	V
過電流保護遅延時間	$t_{DLY(OCPI)}$		4-6	90	215	340	ns
CS 端子流出電流	I_{CS}		4-6	-40	-20	-10	μA
FB 端子保護機能							
過電圧保護しきい電圧	V_{OVP}		1-6	$1.040 \times V_{REF}$	$1.060 \times V_{REF}$	$1.080 \times V_{REF}$	V
過電圧保護ヒステリシス	$V_{OVP(HYS)}$		1-6	40	60	80	mV
低電圧保護しきい電圧	V_{UVP}		1-6	200	300	400	mV
低電圧保護ヒステリシス	$V_{UVP(HYS)}$		1-6	70	110	150	mV
過熱保護機能							
熱保護動作温度 ⁽¹⁾	$T_{j(TSD)}$		-	135	150	-	°C
熱保護動作ヒステリシス温度 ⁽¹⁾	$T_{j(TSDHYS)}$		-	-	10	-	°C
熱特性							
ジャンクション-エアー間熱抵抗 ⁽¹⁾	θ_{j-A}		-	-	-	180	°C/W

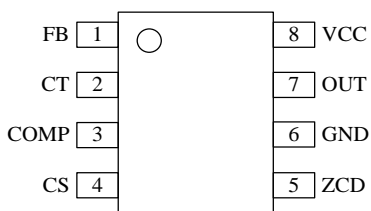
⁽¹⁾ 設計保証項目

3. ブロックダイアグラム



BD_SSC2016S_R5

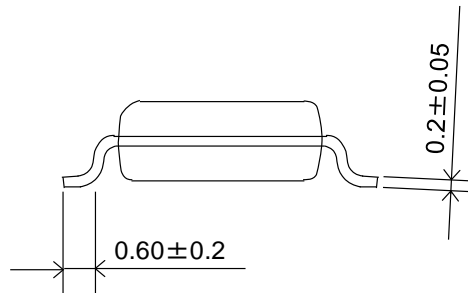
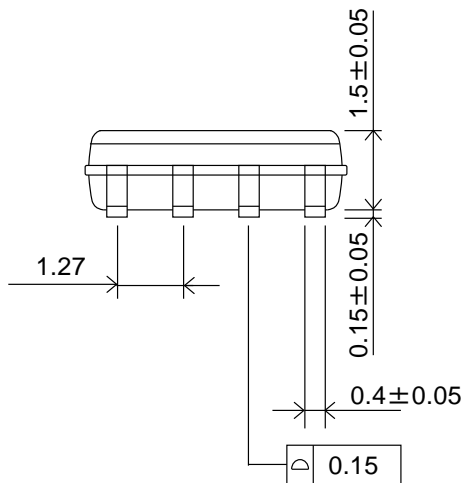
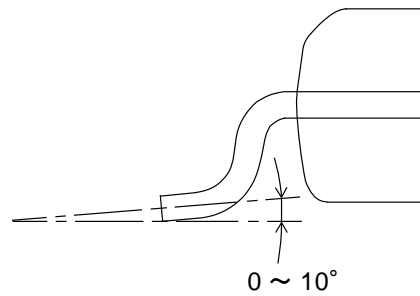
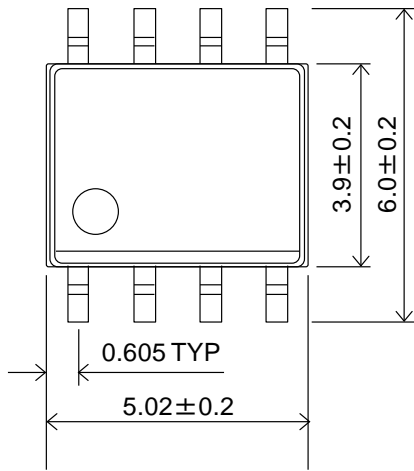
4. 各端子機能



端子番号	記号	機能
1	FB	フィードバック信号入力／過電圧保護信号入力 ／FB 端子低入力電圧保護信号入力
2	CT	発振コンデンサ接続端子
3	COMP	位相補償調整
4	CS	過電流保護信号入力
5	ZCD	ゼロ電流検出信号入力／ボトムオンタイミング 調整
6	GND	グラウンド
7	OUT	ゲートドライブ出力
8	VCC	制御回路電源入力

6. 外形図

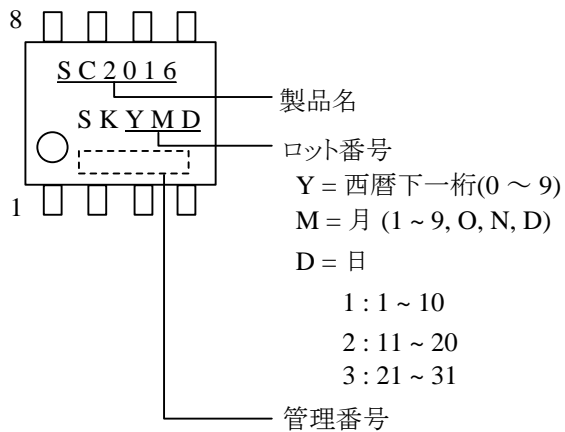
SOIC8



NOTES:

- 単位 : mm
- Pb フリー品(RoHS 対応)

7. 捺印仕様



8. 動作説明

特記のない場合の特性数値は Typ. 値を表記します。電流値の極性は、IC を基準として流入（シンク）が“+”、流出（ソース）が“-”と規定します。

8.1 臨界モード（CRM）動作

図 8-1、図 8-2 のように、本 IC は、スイッチング素子 Q1 のオン/オフをブースト巻線電流がゼロになるタイミング（臨界モード）で行います。これにより、パワーMOSFET のターンオン時の di/dt を低くできます。また、V_{DS} の自由発振波形のボトムポイントでターンオン（擬似共振動作）するように調整ができるため、低ノイズで高効率な PFC 回路が実現できます。

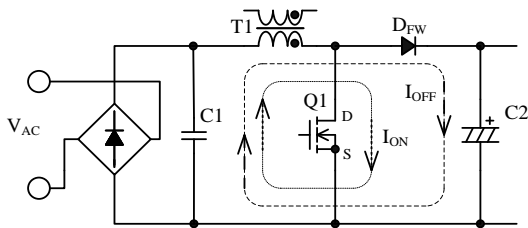


図 8-1 PFC 回路

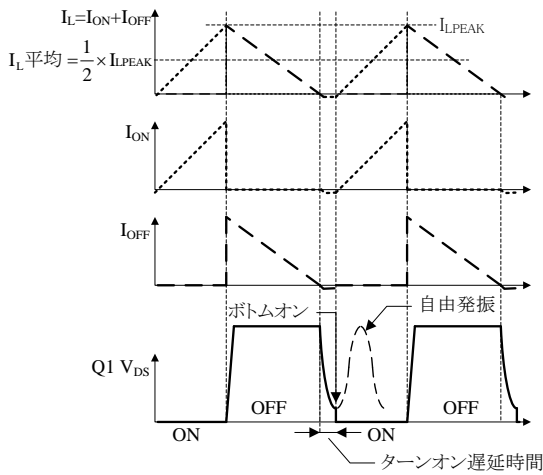


図 8-2 CRM 動作とボトムオン動作

本 IC の CRM 制御の内部ブロック図を、図 8-3 に示します。パワーMOSFET Q1 は、自励発振で動作します。

オン時間の制御は次のように行います。

まず FB 端子の誤差増幅器（Error AMP）で R_{Vs2}

の検出電圧とフィードバック基準電圧 V_{REF} = 2.500 V を比較します。この Error AMP の出力を COMP 端子で平均化、および位相補償します。さらに、COMP 端子電圧 V_{COMP} とランプ波形 V_{OSC} を比較してオン時間を決めます。COMP 端子に接続したコンデンサで、20 Hz 以下の低周波数に応答するようにすることで、商用周期では、オン時間はほぼ一定になります（図 8-4）。

オフ時間は、ブースト巻線 P のゼロ電流を検出して決めます。ゼロ電流は、補助巻線 D と ZCD 端子で検出します。

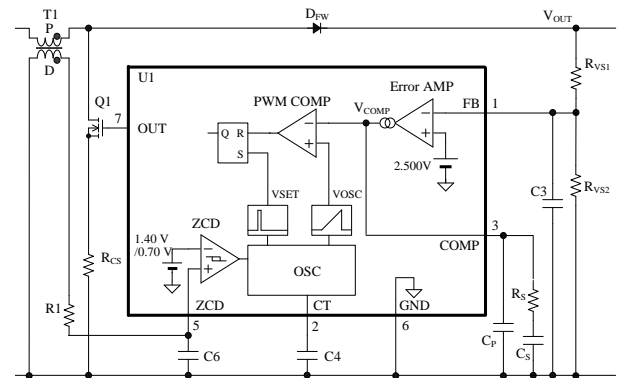


図 8-3 CRM 制御

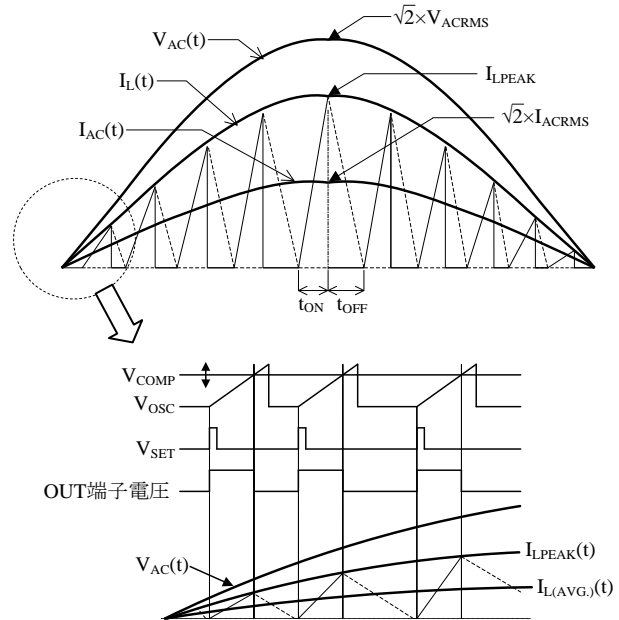


図 8-4 動作波形

CRM モードの昇圧方式のオフデューティ D_{OFF} は、時間ごとの商用入力電圧を V_{AC}(t) とすると、D_{OFF}(t) = V_{AC}(t) / V_{OUT} の関係があり、入力電圧に比

例します。

以上の制御により、図 8-4 のようにインダクタンス電流 I_L のピーク電流 I_{LPEAK} は正弦波状になります。入力部のローパスフィルタでリップル電流を削除すると、入力電流は商用正弦波入力電圧に相似な波形になり、高力率が実現できます。

8.2 起動動作

VCC 端子は、制御回路電源入力端子です。

図 8-5、図 8-7 に外部電源から電源を供給する場合と、補助巻線から電源を供給する場合の VCC 端子周辺回路を示します。

8.2.1 外部電源を使用する場合の起動動作

図 8-5 のように外部電源を使用する場合、VCC 端子電圧が、動作開始電源電圧 $V_{CC(ON)} = 8.5 \text{ V}$ まで上昇すると、制御回路が動作を開始します(図 8-6)。

その後、COMP 端子がゼロデューティ COMP 電圧 $V_{COMP(ZD)} = 0.65 \text{ V}$ に達すると、スイッチング動作を開始します。制御回路動作後、動作停止電源電圧 $V_{CC(OFF)} = 7.5 \text{ V}$ に低下すると、低入力時動作禁止 (UVLO : Undervoltage Lockout) 回路により制御回路は動作を停止し、再び起動前の状態に戻ります。

起動時は COMP 端子電圧がゼロから上昇するため、図 8-3 の V_{COMP} 信号は低い状態から徐々に増加します。このソフトスタート機能により、起動時はオン幅が徐々に増加して出力電力の上昇を抑え、部品ストレスを軽減します。

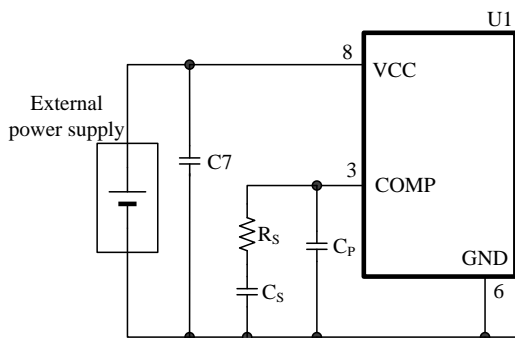


図 8-5 VCC 端子周辺回路
(外部電源を使用する場合)

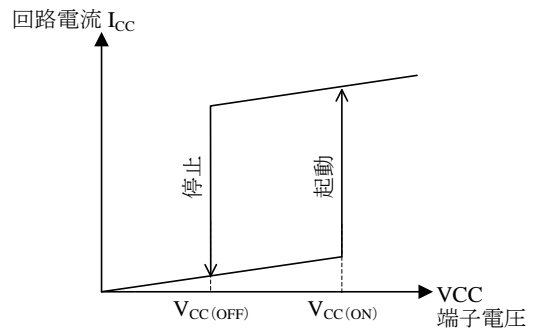


図 8-6 VCC 端子電圧と回路電流 I_{CC}

8.2.2 補助巻線から電源を供給する場合の起動動作

図 8-7 のように、外部電源を使用せずに、補助巻線から供給する場合、電源起動時は、起動抵抗 R_{ST} を介して C_{VCC} を充電し、 $V_{CC(ON)} = 8.5 \text{ V}$ まで上昇すると、制御回路が動作を開始します。

電源起動時の VCC 端子電圧波形例を図 8-8 に示します。VCC 端子電圧が $V_{CC(ON)}$ に達すると、制御回路が動作を開始して IC の回路電流が増加するため、VCC 端子電圧が低下します。それと同時に補助巻線電圧 V_D は出力電圧の立ち上がり電圧に比例して上昇します。これら電圧のバランスが VCC 端子電圧を作ります。このとき、VCC 端子電圧が $V_{CC(OFF)}$ より低くならないように、 C_{VCC} 容量や、補助巻線 D の巻数 N_D とブースト巻線 P の巻数 N_P の巻数比を決めます (9.1.2 項参照)。

R_{ST} 、 C_{VCC} が大きいと起動時間が長くなるため、実働で確認および調整が必要です。

制御回路動作後、COMP 端子がゼロデューティ COMP 電圧 $V_{COMP(ZD)} = 0.65 \text{ V}$ に達すると、スイッチング動作を開始します。

スイッチング動作を開始すると、補助巻線 D から以下のように電流を供給します。

Q1 オン時の補助巻線電圧を V_B 、Q1 オフ時の補助巻線電圧 V_D とします。Q1 オン時に V_B で C_{CP} を充電し、Q1 オフ時に $V_D + V_B (=V_{CCP})$ で VCC 端子のコンデンサ C_{VCC} を充電します。

V_B は式(1)で算出できます。

$$V_B = V_{IN} \times \frac{N_D}{N_P} \quad (\text{V}) \quad (1)$$

ここで、

V_{IN} : C1 両端電圧 (V)

N_P : ブースト巻線 P の巻数 (turns)

N_D : 補助巻線 D の巻数 (turns)

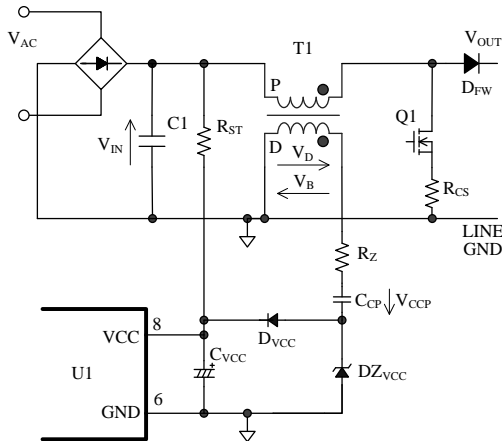


図 8-7 VCC 端子周辺回路
(補助巻線から電源を供給する場合)

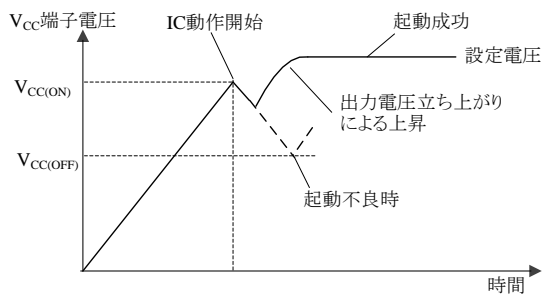


図 8-8 起動時の VCC 端子電圧波形

8.3 リスタート回路

本 IC は自励発振で、ZCD 端子によるゼロ電流検出信号により、OUT 端子のオフ時間を決定しています。ただし、OUT 端子のオフ時間がリスタート時間 $t_{RS} = 220 \mu\text{s}$ 以上継続すると、リスタート回路が動作し、OUT 端子をターンオンします。このときの OUT 端子のオン時間は $t_{ON(RS)} = 1.7 \mu\text{s}$ です。起動時や軽負荷時には、発振と停止を繰り返す間欠発振動作になります。間欠発振動作時は、リスタート回路が動作し、スイッチング動作を安定にします。

$t_{RS} = 220 \mu\text{s}$ は動作周波数 6.25 kHz にあたるので、インダクタンス値の設計の際は、最低動作周波数を 20 kHz より高い値 (可聴周波数以上) に設定します。

8.4 最大オン時間の設定

過渡状態時のトランスの音なりを抑制するため、最大オン時間 $t_{ON(MAX)}$ を設定します。 $t_{ON(MAX)}$ は CT 端子に接続するコンデンサ C4 の値で決まります。 $t_{ON(MAX)}$ の設定方法は 9.1 章項を参照してください。

8.5 ゼロ電流検出とボトムオンタイミング (遅延時間) の設定

図 8-9 に ZCD 端子の周辺回路、図 8-10 に各端子の動作波形を示します。オフ時間は、ブースト巻線 P のゼロ電流を補助巻線 D と ZCD 端子で検出して決めます。トランス T1 の巻線 P と巻線 D は図 8-9 に示す極性です。

OUT 端子電圧が Low になりパワー MOSFET がターンオフすると、補助巻線 D の電圧が ZCD 端子に印加します (図 8-10)。ターンオフ後、ZCD 端子電圧が $V_{ZCD(H)} = 1.40 \text{ V}$ を超えている間は OUT 端子電圧を Low に維持します。ZCD 端子電圧が $V_{ZCD(L)} = 0.70 \text{ V}$ 以下になると、OUT 端子電圧が High になりパワー MOSFET がターンオンします。ターンオフ後の V_{DS} 波形は、ブースト巻線電流がゼロになると、インダクタンス L_P と、パワー MOSFET の出力容量 C_{OSS} およびこれら周辺の寄生容量で決まる周波数で自由発振します。 V_{DS} のボトムポイントは、この自由発振の半周期で、次式で算出できます。

$$t_{HFP} \approx \pi \sqrt{L_P \times C_V} \quad (\text{s}) \quad (2)$$

ここで、

- t_{HFP} : 自由発振の半周期 (s)
- L_P : ブースト巻線のインダクタンス (H)
- C_V : パワー MOSFET 出力容量 C_{OSS} と、これら周辺の寄生容量の合成容量 (F)

図 8-11 のように、ターンオンを V_{DS} のボトムポイントに設定するには、図 8-9 の C6、R1 を用いて t_{HFP} 分のターンオン遅延時間を実働で調整します。R1 は ZCD 端子の入出力電流の制限抵抗なので、ボトムオンタイミングを R1 で調整しきれない場合は、C6 で調整します。

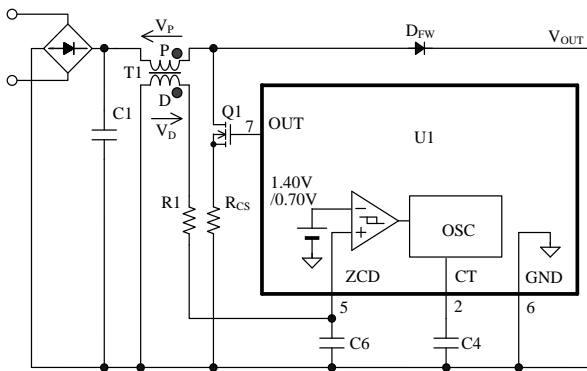


図 8-9 ZCD 端子周辺回路

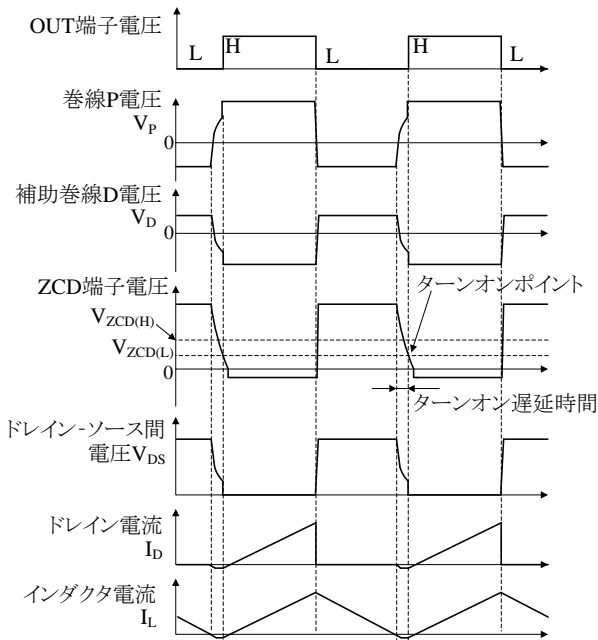


図 8-10 ゼロ電流検出

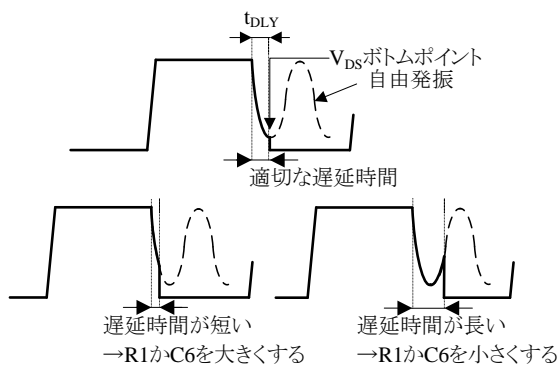


図 8-11 V_{DS} ターンオンタイミング

8.6 最高発振周波数制限機能

臨界モードの PFC の場合、商用正弦波入力電圧の 1 周期でパワー MOSFET の発振周波数は変化します。正弦波の波高部の周波数が最も低く、ボトム付近へ行くほど高くなります。また、負荷が低下すると全体的に周波数が上昇します。

本 IC はスイッチング損失を抑制するため最高発振周波数制限機能を搭載し、発振周波数を $f_{MAX} = 300 \text{ kHz}$ で制限します。

8.7 過電流保護機能 (OCP)

図 8-12 に CS 端子の周辺回路と内部ブロック図を示します。本 IC の過電流検出機能 (OCP: Overcurrent Protection) は、インダクタ電流 I_L を電流検出抵抗 R_{CS} で検出し、 R_{CS} の両端電圧 V_{RCS} を CS 端子に入力します。

CS 端子には R_5 、 C_5 の CR フィルタを接続します。本 IC は 2 段階の過電流保護があります。

● 過電流保護機能 1

V_{RCS} が過電流保護しきい電圧 $V_{CS(OCP1)} = 0.500 \text{ V}$ 以上になると、パルス・バイ・パルスで OUT 端子の出力をオフにします。

● 過電流保護機能 2

昇圧ダイオード D_{FW} の短絡などのアブノーマル動作時に働く過電流保護機能です。瞬間的に大電流が流れ、CS 端子電圧が $V_{CS(OSP2)} = 1.50 \text{ V}$ 以上になる状態が、7 回連続すると、OUT 出力をオフに固定します (ラッチ動作)。ラッチ動作の解除は VCC 端子電圧を $V_{CC(OFF)}$ 以下にすることで行います。

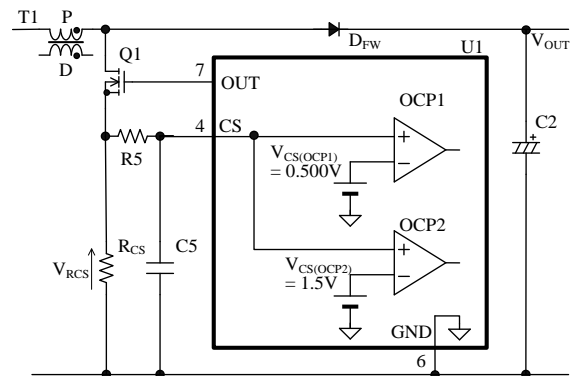


図 8-12 CS 端子周辺回路および内部ブロック図

8.8 過電圧保護機能 (OVP)

図 8-13 に過電圧保護 (OVP: Overvoltage Protection) の動作波形を示します。FB 端子電圧が過電圧保護しきい電圧 V_{OVP} に達すると、瞬時に OUT 端子出力をオフにし、スイッチング動作を停止します。これにより、出力電圧の上昇を防止します。 V_{OVP} はフィードバック制御電圧 $V_{FB} = 2.500 \text{ V}$ の 1.060 倍です。その後、FB 端子電圧が $V_{OVP} - V_{OVP(HYS)}$ に下がると、スイッチング動作を再開します。

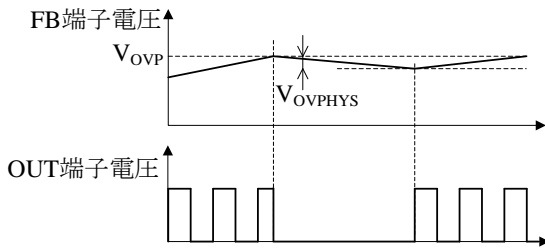


図 8-13 過電圧保護動作波形

8.9 FB 端子低入力電圧保護機能 (FB_UVP)

FB 端子低入力電圧保護機能 (FB_UVP: FB Pin Undervoltage Protection) は、フィードバックループの異常 (R_{VS1} オープンや、 R_{VS2} ショート、FB 端子オープンなど) で、FB 端子電圧が低下し、出力電圧 V_{OUT} が異常上昇した場合に動作します。図 8-14 に FB 端子周辺回路および内部ブロック図を示します。FB_UVP 機能は、フィードバックループの異常で FB 端子電圧が $V_{UVP} = 300 \text{ mV}$ 以下になると、瞬時に OUT 端子電圧を Low にし、スイッチングを停止します。これにより、 V_{OUT} の上昇を防止します。異常要因を取り除き、FB 端子電圧が $V_{UVP} + V_{UVP(HYS)}$ まで上昇すると、スイッチング動作を再開します。

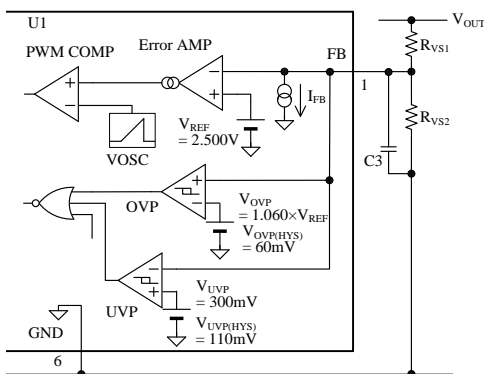


図 8-14 FB 端子周辺回路および内部ブロック図

8.10 過熱保護機能 (TSD)

<外部電源から電源を供給する場合>

IC の制御回路部の温度が、熱保護動作温度 $T_{j(TSD)} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$ 以上に達すると、過熱保護機能 (TSD: Thermal Shutdown) が動作し、発振を停止します。過熱の要因を取り除き、IC 制御回路部の温度が $T_{j(TSD)} - T_{j(TSDHYS)}$ 以下になると通常の動作に自動復帰します。

<補助巻線から電源を供給する場合>

TSD が動作して発振が停止すると、VCC 端子電圧は $V_{CC(OFF)}$ まで低下し、制御回路は動作を停止します。その後、VCC 端子電圧は起動電流により上昇し、 $V_{CC(ON)}$ に達すると、制御回路が再び動作します。このように、TSD 動作時は UVLO による間欠発振動作を繰り返します。過熱の要因を取り除き、IC 制御回路部の温度が $T_{j(TSD)} - T_{j(TSDHYS)}$ 以下になると通常の動作に復帰します。

9. 設計上の注意点

9.1 インダクタの設計

インダクタ T1 は、ブースト巻線 P と補助巻線 D で構成します。巻線 P は昇圧、巻線 D はオフタイミングの検出を行います。

以下に、巻線 P と巻線 D の計算方法を示します。以下に示す計算式は近似式です。計算したインダクタンス値で実機の動作を確認すると、ピーク電流や周波数などの値が、計算時の設定値と異なる場合があります。そのため、最終的に電源の仕様に合わせてインダクタンス値の調整が必要です。また、インダクタは、銅損・鉄損による温度上昇や磁気飽和に対し、適宜マージンを設けます。

9.1.1 ブースト巻線 P

CRM モードのインダクタの L_P 値は、以下のよう
に求めます。

1) 出力電圧 V_{OUT} の設定

昇圧コンバータの出力電圧 V_{OUT} は、次式に示す
ように商用入力電圧上限における波高値より高
く設定します。

$$V_{OUT} \geq \sqrt{2} \times V_{ACRMS(MAX)} \times V_{DIF} \quad (V) \quad (3)$$

ここで、

$V_{ACRMS(MAX)}$ ：商用入力電圧の上限値(V)

V_{DIF} ：昇圧電圧 (10V 程度) (V)

2) 動作周波数 $f_{SW(SET)}$ の設定

商用入力電圧の波高値部分における最低動作周
波数 $f_{SW(SET)}$ を決めます。

動作周波数は、商用入力電圧の波高値部分が最も
低く、入力電圧が低くなるにしたがい高くなりま
す。波高値部分の動作周波数 $f_{SW(SET)}$ は、可聴周波
数 (20 kHz) より高く設定します。

3) インダクタンス値 L_P の算出

次式の V_{ACRMS} に商用入力電圧の上限と下限を代
入し、 L_P を求め、値の小さい方を用います。

$$L_P = \frac{\eta \times V_{ACRMS}^2 \times (V_{OUT} - \sqrt{2} \times V_{ACRMS})}{2 \times P_{OUT} \times f_{SW(SET)} \times V_{OUT}} \quad (H) \quad (4)$$

ここで、

V_{ACRMS} ：商用入力電圧の上限/下限の実効値 (V)

P_{OUT} ：出力電力 (W)

$f_{SW(SET)}$ ：商用入力電圧の波高値部分における最低
動作周波数(kHz)

η ：PFC の効率 (η はパワー-MOSFET のオン抵抗
 $R_{DS(ON)}$ と整流ダイオードの順方向降下電圧 V_F に
依存し、通常 0.90~0.97 の範囲です。)

4) インダクタピーク電流 I_{LP} の算出

商用入力電圧下限値の波高値部分のピーク電流
 I_{LP} は、次式で求めます。

$$I_{LP} = \frac{2\sqrt{2} \times P_{OUT}}{\eta \times V_{ACRMS(MIN)}} \quad (A) \quad (5)$$

ここで、

P_{OUT} ：出力電力(W)

$V_{ACRMS(MIN)}$ ：商用入力電圧下限の実効値(V)

η ：PFC の効率 (通常 0.90~0.97 の範囲)

5) 最大オン時間 $t_{ON(MAX)}$ の設定

式(4)と式(5)より、商用入力電圧下限値の波高値
部分の最大オン時間 $t_{ON(MAX)_OP}$ は次式で計算で
きます。

$$t_{ON(MAX)_OP} = \frac{L_P \times I_P}{\sqrt{2} \times V_{ACRMS(MIN)}} \quad (s) \quad (6)$$

ここで、

L_P ：インダクタンス値 (式(4)より算出)

$V_{ACRMS(MIN)}$ ：商用入力電圧下限の実効値 (V)

式(7)に最大オン時間 $t_{ON(MAX)}$ と(8.4 項参照)、CT
端子のコンデンサ容量 C_4 の関係を示します。式
(6)で求める $t_{ON(MAX)_OP}$ より、 $t_{ON(MAX)}$ が大きな値に
なるように C_4 を設定します。

C_4 の値は 330 pF~1500 pF 程度です。

$$t_{ON(MAX)} = \frac{C_4 \times V_{CT(OFF)}}{|I_{CT}|} \quad (s) \quad (7)$$

ここで、

C_4 ：CT 端子のコンデンサ容量 (μF)

$V_{CT(OFF)}$ ：CT 端子しきい電圧 (V)

I_{CT} ：CT 端子流出電流 (μA)

9.1.2 補助巻線 D

ブースト巻線 P と補助巻線 D の極性は、図 9-1
に示すとおりです。

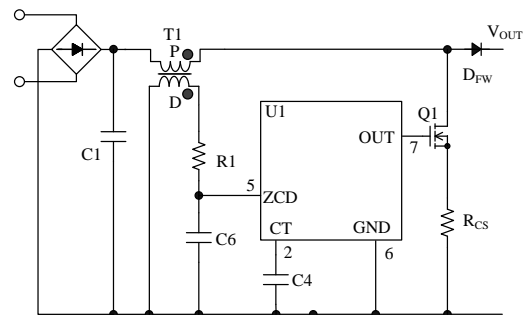


図 9-1 ZCD 端子周辺回路

巻線 P と巻線 D の巻数比は、式(8)のように、パワーMOSFET がターンオフ後、ZCD 端子電圧が $V_{ZCD(H)} = 1.40 \text{ V}$ に対して十分高くなるように設定します。

$$\frac{N_D}{N_P} > \frac{V_{ZCD(H)}}{V_{OUT} - \sqrt{2} \times V_{ACRMS(MAX)}} \quad (8)$$

ここで

N_P : ブースト巻線 P の巻数 (turns)

N_D : 補助巻線 D の巻数 (turns)

V_{OUT} : 出力電圧 (V)

また、図 9-2 のように VCC 端子の供給を補助巻線から行う場合は、式(8)と式(9)の計算結果より、巻数比が大きい方に設定します。

VCC 端子の上限値は DZ_{VCC} のクランプ電圧で決まります。また、下限値は、動作開始電源電圧 $V_{CC(ON)}$ の最大値 9.5 V より高く設定する必要があります。

$$\frac{N_D}{N_P} > \frac{2(V_{CC(ON)max.} + V_{FVCC})}{V_{OUT}} \quad (9)$$

ここで

N_P : ブースト巻線 P の巻数 (turns)

N_D : 補助巻線 D の巻数 (turns)

V_{OUT} : 出力電圧 (V)

$V_{CC(ON)max.}$: 動作開始電源電圧 $V_{CC(ON)}$ の最大値 (V)

V_{FVCC} : D_{VCC} の順方向電圧 (V)

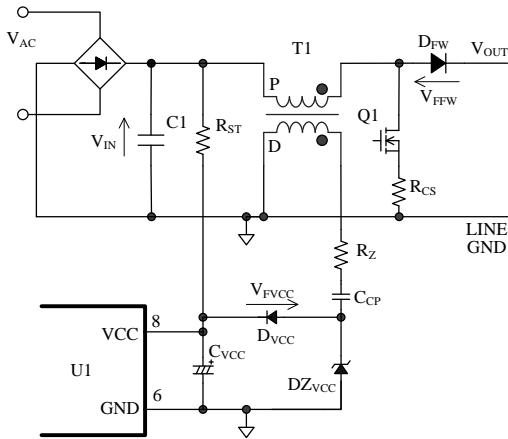


図 9-2 補助巻線から電源を供給する場合の VCC 端子周辺回路

9.2 外付け部品

各部品は使用条件に適したものを使用します。図 9-3 に IC の周辺回路を示します。

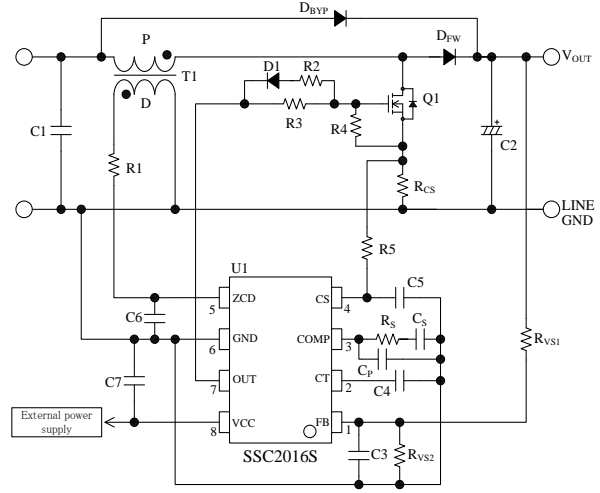


図 9-3 IC 周辺回路

9.2.1 FB 端子周辺 (出力電圧検出) 回路

図 9-3 の出力電圧設定値 V_{OUT} は、検出抵抗 R_{VS1} 、 R_{VS2} で決まり、次式で求めます。

$$V_{OUT} = \left(\frac{V_{REF}}{R_{VS2}} + I_{FB} \right) \times R_{VS1} + V_{REF} \quad (10)$$

ここで、

V_{FB} : フィードバック制御電圧 2.500 V

I_{FB} : バイアス電流 0.7 μA

R_{VS1} 、 R_{VS2} : 出力電圧設定値 V_{OUT} となる抵抗値 (Ω)

R_{VS1} は、高圧の DC 電圧が印加する高抵抗のため、電食を考慮した抵抗を選択したり、直列に抵抗を追加して、個々の印加電圧を下げたりするなどの配慮をします。

$C3$ はスイッチングノイズ低減用のコンデンサで、100 pF ~ 3300 pF 程度を接続します。

9.2.2 COMP 端子周辺回路 R_S 、 C_S 、 C_P

FB 端子電圧は、内部の Error AMP に入力されます。この Error AMP の出力を COMP 端子で平均化します。この信号 V_{COMP} とランプ波形 V_{OSC} を比較してオン時間を制御します。

C_S 、 R_S は、負荷に応じてオン時間を変動する際の

応答速度を調整します。コンデンサと抵抗の値はそれぞれ $C_S = 1 \mu\text{F}$ 、 $R_S = 68 \text{ k}\Omega$ 程度を選定します。 C_S が大きすぎるとダイナミック変動時などの応答が遅れ、出力電圧低下などの原因になります。また、 C_S 、 R_S は起動時のソフトスタート期間に影響するので、最終的に実機で動作を確認し、定数の調整が必要です。 C_p は主に出力リップルの平均化用で、小さすぎると出力リップルの影響を受け不安定動作になる可能性があります。 C_p の容量は $1 \mu\text{F}$ 程度を選定します。

9.2.3 CT 端子周辺回路 C4

図 9-3 の C4 は、最大オン時間 $t_{\text{ON(MAX)}}$ 設定用のコンデンサです。設定方法は 9.1.1 項を参照してください。

9.2.4 CS 端子周辺回路 R_{CS} 、 R_5 、 C_5

図 9-3 の R_{CS} は電流検出用の抵抗です。高周波スイッチング電流が流れるので、内部インダクタンスが小さく、かつ許容損失を満足するものを使用します。

抵抗値は過電流保護しきい電圧 $V_{CS(\text{OCP})} = 0.500 \text{ V}$ と式(5)より次式(11)で求めます。

$$R_{CS} \leq \frac{|V_{CS(\text{OCP})}|}{I_{LP}} (\Omega) \quad (11)$$

また、 R_{CS} の損失 P_{RCS} は、式(12)のドレイン電流実効値 I_{DRMS} を用い、式(13)で算出できます。

$$I_{\text{DRMS}} = \frac{2\sqrt{2} \times P_{\text{OUT}}}{\eta \times V_{\text{ACRMS(MIN)}}} \times \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4\sqrt{2} \times V_{\text{ACRMS(MIN)}}}{9 \times \pi \times V_{\text{OUT}}}} (\text{A}) \quad (12)$$

$$P_{RCS} = I_{\text{DRMS}}^2 \times R_{CS} (\text{W}) \quad (13)$$

ここで、

$V_{\text{ACRMS(MIN)}}$: 商用入力電圧の下限の実効値 (V)

V_{OUT} : 出力電圧 (V)

P_{OUT} : 出力電力 (W)

η : PFC の効率

また、CS 端子には R_5 、 C_5 の CR フィルタを接続します。CR フィルタは、パワー MOSFET のターン

オン時のドレイン電流サージに OCP COMP が応答し、IC が不安定な動作になるのを防止します。

R_5 は、OCP 検出の検出精度に影響を与えるため、 47Ω 程度を推奨します。 C_5 は、CR フィルタのカットオフ周波数が $0.5 \text{ MHz} \sim 3.0 \text{ MHz}$ 程度になるよう、次式を満たす容量を推奨します。

$$C_5 = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 10^6 \times R_5} (\text{F}) \quad (14)$$

式(14)より、 $R_5 = 47 \Omega$ のとき、 $C_5 = 1000 \text{ pF} \sim 6800 \text{ pF}$ になります。最終的に実機で動作を確認し、定数の調整が必要です。

9.2.5 ZCD 端子周辺回路 R_1 、 C_6

R_1 は ZCD 端子の入出力電流の制限抵抗です。ZCD 端子の入出力電流が、絶対最大定格を超えないように選定します。ZCD 端子に流れる電流は 3 mA 以下を推奨します。

電流制限抵抗 R_1 値は次式(15)と(16)双方を満足する値を選定します。

また、 R_1 と C_6 でボトムオンのタイミングを調整します (8.5 項参照)。

1) ZCD 端子流出電流制限(パワー MOSFET オン時)

$$R_1 > \frac{\sqrt{2} \times V_{\text{ACRMS(MAX)}} \times \frac{N_D}{N_P}}{3 \times 10^{-3} (\text{A})} (\Omega) \quad (15)$$

ここで、

$V_{\text{ACRMS(MAX)}}$: 商用入力電圧の上限の実効値 (V)

N_P : ブースト巻線 P の巻数 (turns)

N_D : 補助巻線 D の巻数 (turns)

2) ZCD 端子流入電流制限(パワー MOSFET オフ時)

$$R_1 > \frac{V_{\text{OUT}} \times \frac{N_D}{N_P}}{3 \times 10^{-3} (\text{A})} (\Omega) \quad (16)$$

ここで、

V_{OUT} : 出力電圧 (V)

N_P : ブースト巻線 P の巻数 (turns)

N_D : 補助巻線 D の巻数 (turns)

9.2.6 OUT 端子周辺 (ゲートドライブ) 回路

ゲートドライブの出力の OUT 端子は、外付けのパワーMOSFET を直接駆動できます。

OUT 端子の最大出力電圧は VCC 端子電圧、最大出力電流はソース-500 mA、シンク 1000 mA です。

R3 はソース電流制限用の抵抗、R2、D1 はシンク電流制限用の抵抗とダイオードです。これらは、ゲート電圧のリンギングや EMI ノイズを低減するために調整が必要で、数 Ω ~ 数十 Ω 程度を接続します。

R4 は、パワーMOSFET ターンオフ時の急峻な dV/dt による誤動作を防止するための抵抗で、パワーMOSFET のゲートとソース近くに接続します。R4 は 10 k Ω ~ 100 k Ω 程度を接続します。

R2、R3、D1、R4 は、基板パターン、パワーMOSFET の端子間容量と関係があるため、実機で動作を確認し、定数を調整します。

9.2.7 VCC 端子周辺回路

<外部電源から供給する場合>

図 9-4 に VCC 端子の周辺回路を示します。C7 はノイズ除去用のコンデンサで、1000 pF 程度を接続します。

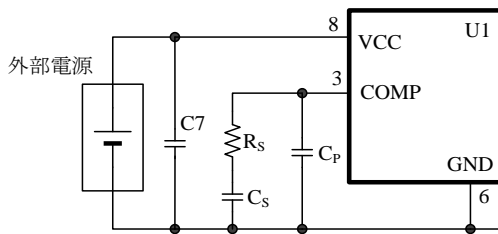


図 9-4 VCC 端子周辺回路 (外部電源を使用)

<補助巻線から供給する場合>

図 9-5 に補助巻線から電源を供給する場合の VCC 端子周辺回路を示します。

• R_{ST}

起動抵抗 R_{ST} は、起動時に VCC 端子へ非動作時回路電流 I_{CC(OFF)} = 100 μ A (max.) を超える電流を供給できる値にします。R_{ST} は式(17)で求めます。R_{ST} は入力電圧仕様が AC 100 V とユニバーサル入力の場合は、100 k Ω ~ 220 k Ω 、AC 230 V 入力時は 180 k Ω ~ 330 k Ω 程度を選定します。

R_{ST} は、入力電圧上限における R_{ST} の損失を考慮し、定格を選定します。また、高圧の DC 電圧が

印加する高抵抗のため、電食を考慮した抵抗を選択したり、直列に抵抗を追加して、個々の印加電圧を下げたりするなどの配慮をします。

$$R_{ST} < \frac{\sqrt{2} \times V_{ACRMS(MIN)} - V_{CC(ON)max.}}{I_{CC(OFF)max.}} (\Omega) \quad (17)$$

ここで、

V_{ACRMS(MIN)} : 電源入力電圧下限時の実効値 (V)

• C_{VCC}

コンデンサ C_{VCC} で起動時間を設定します。VCC 端子電圧の初期値がゼロの場合、起動時間は次式で概算できます。

$$t_{START} \approx \frac{C7 \times V_{CC(ON)}}{\frac{\sqrt{2} \times V_{ACRMS} - V_{CC(ON)}}{R_{ST}} - I_{CC(OFF)}} (s) \quad (18)$$

これより、一般的な電源仕様の場合、C_{VCC} は 22 μ F ~ 47 μ F 程度になります。

• R_Z、C_{CP}、DZ_{VCC}

R_Z、C_{CP}、DZ_{VCC} は V_{CC} 端子の昇圧回路です。

R_Z は DZ_{VCC} がブレイクした際の制限抵抗で、150 Ω 程度を接続します。

C_{CP} は Q1 がオンの際に充電します。容量は 22 nF 程度を接続します。

DZ_{VCC} は VCC 端子電圧が絶対最大定格 28 V を超えないように、クランプ電圧を設定します。

• C7

C_{VCC} と VCC 端子が離れている場合などは、VCC 端子近傍に C7 を追加します。C7 はノイズ除去用のコンデンサで、1000 pF 程度を接続します。

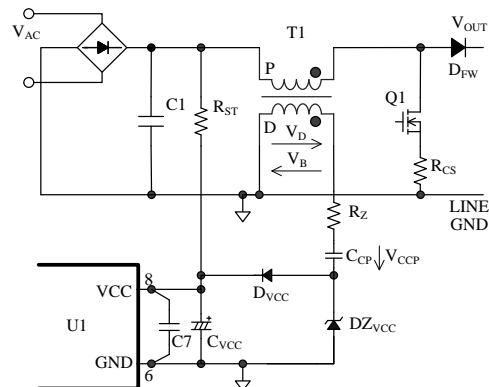


図 9-5 VCC 端子周辺回路 (補助巻線から電源供給)

9.2.8 パワーMOSFET Q1

パワーMOSFETの V_{DSS} 電圧は、出力電圧 V_{OUT} に対し十分にマージンがあるものを選定します。

また、パワーMOSFETのスイッチング損失、およびオン抵抗による損失を考慮し、放熱器サイズを選定します。オン抵抗の損失 $P_{RDS(ON)}$ は、式(12)のドレイン電流実効値 I_{DRMS} を用い、式(19)で算出できます。

$$P_{RDS(ON)} = I_{DRMS}^2 \times R_{DS(ON)125^\circ C} \quad (W) \quad (19)$$

ここで、

$R_{DS(ON)125^\circ C} : T_{ch} = 125^\circ C$ におけるパワーMOSFETのオン抵抗値 (Ω)

9.2.9 ブーストダイオード D_{FW}

ブーストダイオード D_{FW} のピーク逆電圧 V_{RSM} は、出力電圧 V_{OUT} に対し十分にマージンがあるものを選定します。また、ノイズ、損失低減のため、逆回復時間 t_{rr} の短い超高速ダイオードを推奨します。弊社ラインアップについては弊社営業へお問合せください。

放熱器のサイズは、順方向降下電圧 V_F による損失と、リカバリー電流による損失を考慮して選定します。 V_F による損失 P_{DFW} は、次式で求めます。

$$P_{DFW} = V_F \times I_{OUT} \quad (W) \quad (20)$$

ここで、

V_F : ブーストダイオードの順方向降下電圧 (V)

I_{OUT} : 出力電流 (A)

9.2.10 バイパスダイオード D_{BYP}

突入電流などの過大電流に対し、ブーストダイオード D_{FW} を保護するバイパス用ダイオードです。サージ電流耐量の高いダイオードを推奨します。弊社ラインアップについては弊社営業へお問合せください。

9.2.11 出力側コンデンサ C_2

出力の平滑コンデンサは、リップル電流・電圧・温度上昇に対し、適宜マージンを設けます。また、スイッチング電源用の許容リップル電流が高い、低インピーダンスタイプを使用します。

C_2 の容量は、以下の式(21)、式(23)を計算し、大きい容量を選択します。

1) C_2 のリップル電圧の考慮

$$C_2 = \frac{I_{OUT}}{2\pi \times f_{LINE} \times V_{OUT(RI)}} \quad (F) \quad (21)$$

ここで、

$V_{OUT(RI)}$: リップル電圧 (例 10 V_{PP})

f_{LINE} : 商用周波数 (Hz)

I_{OUT} : 出力電流 (A)

C_2 の両端電圧 V_{C2} は式(22)になるため、リップル電圧が大きい場合、 V_{C2} の最大値付近で過電圧保護しきい電圧 V_{OVP} に達したり、 V_{C2} の最小値付近で昇圧動作が停止し、入力電流波形が歪んだりする場合があります。このような場合は、 C_2 を大きくしたり、出力電圧設定値(昇圧電圧値)を変更したりする必要があります。

$$V_{C2} = V_{OUT} \pm \frac{V_{OUT(RI)}}{2} \quad (V) \quad (22)$$

2) 出力保持時間の考慮

$$C_2 > \frac{2 \times P_{OUT} \times t_{HOLD}}{V_{OUT}^2 - V_{OUT(MIN)}^2} \quad (F) \quad (23)$$

ここで、

t_{HOLD} : 出力保持時間 (s)

$V_{OUT(MIN)}$: 出力保持時の C_2 許容最低出力電圧(V)

t_{HOLD} を20 ms、 $P_O = 200$ W、効率 $\eta = 90\%$ 、出力電圧を330 V~390 Vとすると、 $C_2 = 205 \mu F$ なので、220 μF 程度を接続します。

9.3 パターン設計

スイッチング電源は、高周波かつ高電圧の電流経路が存在し、基板のパターンや部品の実装条件が、動作、ノイズ、損失などに大きく影響します。そのため、高周波電流ループは極力小さくし、パターンを太くして、ラインインピーダンスを低くする必要があります。また、GND ラインは輻射ノイズに大きな影響を与えるため、極力太く、短く配線します。

さらに、以下に示す内容を配慮したパターン設計が必要です。

図 9-6 に IC 周辺回路の接続例を示します。

1) 主回路パターン

スイッチング電流が流れる主回路パターンです。このパターンは極力太く、電流ループを小さく配線します。

2) GND 端子周り

制御系 GND パターンに主回路の大電流が流れると、IC の動作に影響を与える可能性があります。制御系の GND は専用パターンにし、 R_{CS} のできるだけ近くに配線します (図 9-6 の A 点)。

3) 電流検出用抵抗 R_{CS} 周り

R_{CS} は、MOSFET のソースと CS 端子の近くに配置します。CS 端子の周辺部品への配線は、専用パターンで R_{CS} の根元から接続します。主回路系と制御系のグラウンドは R_{CS} 近傍で接続します

4) IC 周辺部品

IC に接続する制御系の部品は IC の近くに配置し、最短で各端子に接続します。

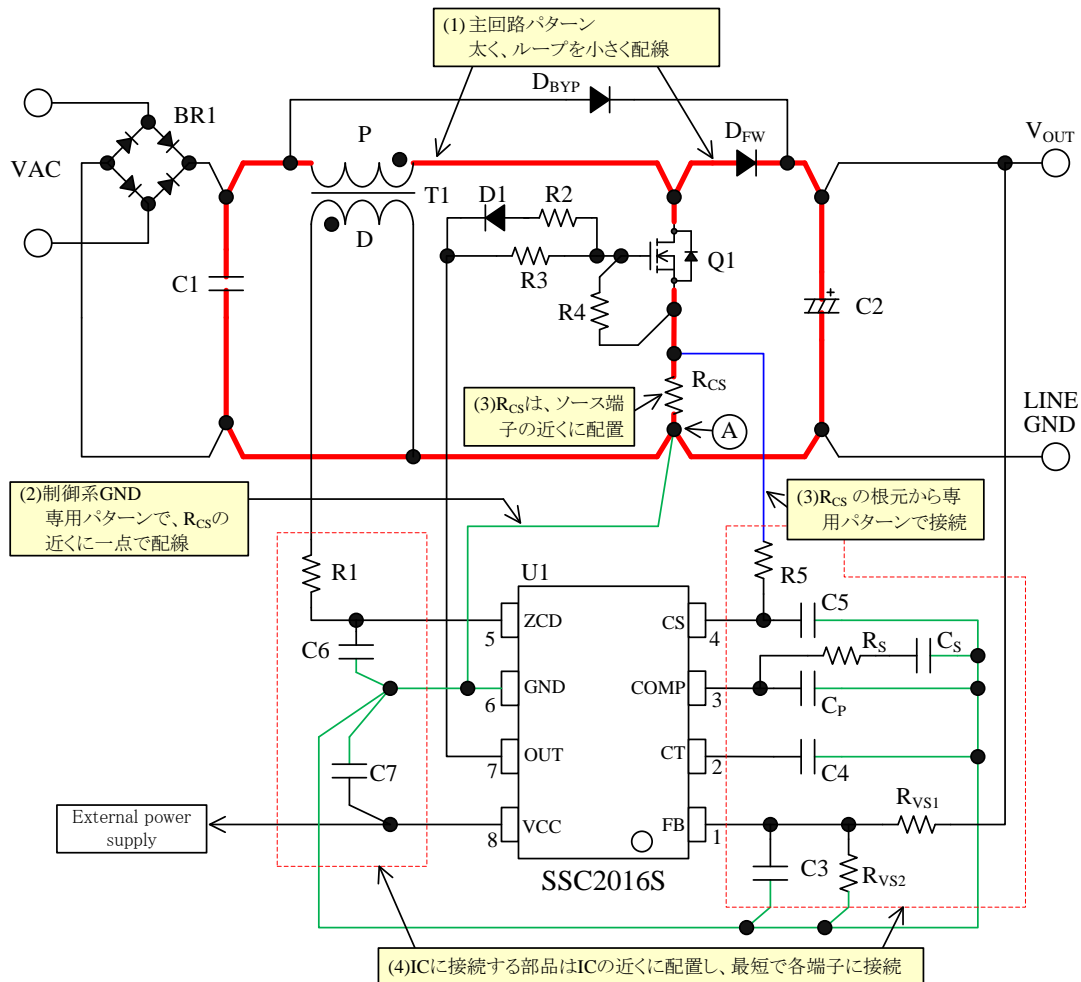


図 9-6 IC 周辺回路の接続例

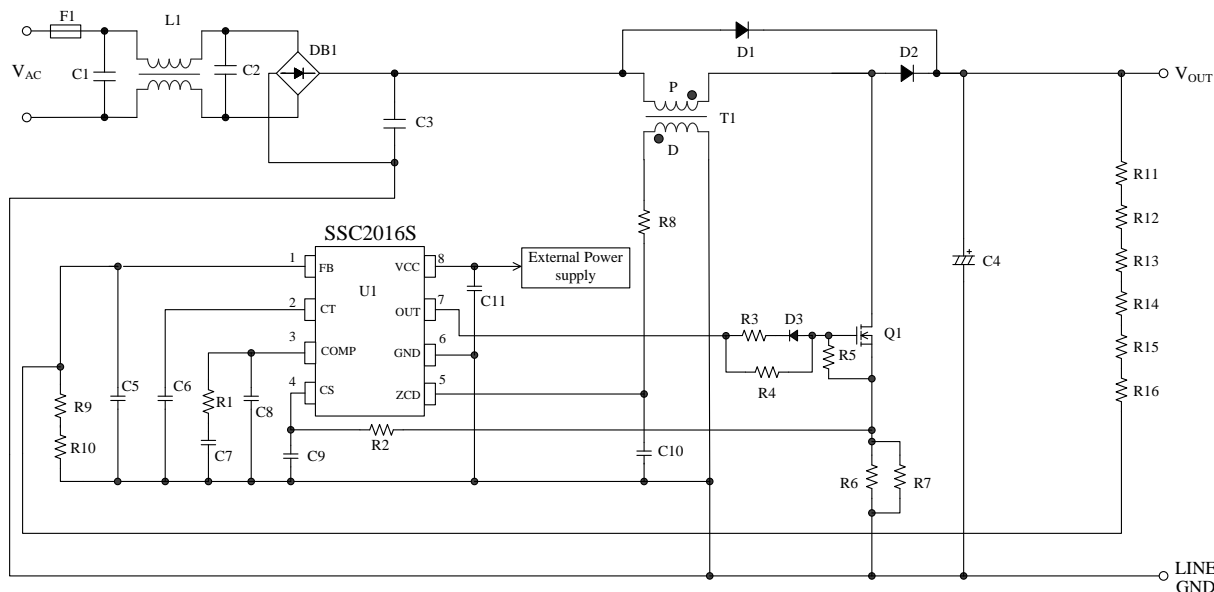
10. 電源回路例

電源回路例として、電源仕様と、その回路図および部品表、トランス仕様を以下に示します。

● 電源仕様

使用 IC	SSC2016S
入力電圧	AC 85 V to AC 265 V
最大出力電力	100 W (390V, 0.256 A)
最小周波数	45 kHz

● 回路図



● 部品表

記号	定格 ⁽¹⁾	弊社 推奨部品	記号	定格 ⁽¹⁾	弊社 推奨部品
F1	Fuse, AC250 V, 4 A		R1	68 kΩ	
L1	⁽²⁾ CM inductor, 12 mH		R2	47 Ω	
DB1	Bridge diode, 600 V, 4 A		R3	⁽²⁾ 10 Ω	
D1	600 V, 3 A	RM 4A	R4	⁽²⁾ 100 Ω	
D2	Fast recovery, 600 V, 5 A	FMX-G16S	R5	⁽²⁾ 10 kΩ	
D3	Schottky, 40 V, 1 A	AK 04	R6	0.24 Ω, 1 W	
C1	⁽²⁾ Film, 0.22 μF, 310 V		R7	0.24 Ω, 1 W	
C2	⁽²⁾ Film, 0.22 μF, 310 V		R8	47 kΩ	
C3	Ceramic, 0.82 μF, 450V		R9	22 kΩ, ± 1 %	
C4	Electrolytic, 120 μF, 450 V		R10	⁽²⁾ 2 kΩ, ± 1 %	
C5	Ceramic, 0.01 μF		R11	⁽³⁾ 750 kΩ, ± 1 %	
C6	Ceramic, 1000 pF		R12	⁽³⁾ 750 kΩ, ± 1 %	
C7	Ceramic, 0.47 μF		R13	⁽³⁾ 750 kΩ, ± 1 %	
C8	Ceramic, 1 μF		R14	⁽³⁾ 750 kΩ, ± 1 %	
C9	Ceramic, 3300 pF		R15	⁽²⁾⁽³⁾ 750 kΩ, ± 1 %	
C10	⁽²⁾ Ceramic, Open		R16	⁽²⁾⁽³⁾ 30 kΩ, ± 1 %	
C11	⁽²⁾ Ceramic, Open		T1	トランス仕様参照	
Q1	Power MOSFET, 600 V, 10A, < 0.75 Ω		U1	IC	SSC2016S

⁽¹⁾ 特記のない部品の定格はコンデンサ：50 V 以下、抵抗：1/8 W 以下

⁽²⁾ 実機評価で調整が必要な部品

⁽³⁾ 高圧の DC 電圧が印加する高抵抗のため、電源要求仕様に応じて、電食を考慮した抵抗を選択したり、直列に抵抗を追加して、個々の印加電圧を下げたりするなどの配慮が必要

SSC2016S

- トランス仕様

1次側インダクタンス L_p : 290 μ H

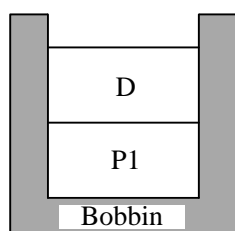
コアサイズ : EER28

AL-Value : 92.5 nH/N²

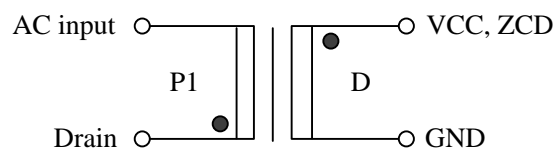
ギャップ : 1.2 mm (センターギャップ)

巻線仕様

巻線名称	記号	巻数 (turns)	線形 (mm)	形式	備考
1次巻線	P1	56	ϕ 0.20 \times 10	整列巻	リッツ線
補助巻線	D	8	ϕ 0.32	整列巻	



トランス断面図



●印: 巻き始め

注意書き

- 本書に記載している製品（以下、「本製品」という）のデータ、図、表その他のすべての内容は本書発行時点のものとなります。本書に記載している内容は、改良などにより予告なく変更することがあります。ご使用の際には、最新の情報であることを弊社販売窓口を確認してください。
- 本製品は、一般電子機器（家電製品、事務機器、通信端末機器、計測機器など）の部品に使用されることを意図しております。ご使用の際には、納入仕様書に署名または記名押印のうえご返却をお願いします。高い信頼性が要求される装置（輸送機器とその制御装置、交通信号制御装置、防災・防犯装置、各種安全装置など）への使用をご検討の際には、必ず事前にその使用の適否につき弊社販売窓口へご相談および納入仕様書に署名または記名押印のうえご返却をお願いします。本製品は、極めて高い信頼性が要求される機器または装置（航空宇宙機器、原子力制御、その故障や誤動作が生命や人体に危害を及ぼす恐れのある医療機器（日本における法令でクラスⅢ以上）など）（以下「特定用途」という）に使用されることは意図されておりません。特定用途に本製品を使用したことによりお客様または第三者に生じた損害などに関し、弊社は一切その責任を負いません。
- 本製品の使用にあたり、本製品に他の製品・部材を組み合わせる場合、あるいはこれらの製品に物理的、化学的、その他何らかの加工・処理を施す場合には、使用者の責任においてそのリスクを必ずご検討のうえ行ってください。
- 弊社は品質、信頼性の向上に努めていますが、半導体製品では、ある確率での欠陥、故障の発生は避けられません。本製品の故障により結果として、人身事故、火災事故、社会的な損害などが発生しないよう、故障発生率およびディレーティングなどを考慮のうえ、使用者の責任において、本製品が使用される装置やシステム上で十分な安全設計および確認を含む予防措置を必ず行ってください。ディレーティングについては、納入仕様書および弊社ホームページを参照してください。
- 本製品は耐放射線設計をしておりません。
- 本書に記載している内容を、文書による弊社の承諾なしに転記・複製することを禁じます。
- 本書に記載している回路定数、動作例、回路例、パターンレイアウト例、設計例、推奨例、本書に記載しているすべての情報およびこれらに基づく評価結果などは、使用上の参考として示したもので、これらに起因する使用者もしくは第三者のいかなる損害および知的財産権を含む財産権その他一切の権利の侵害問題について、弊社は一切責任を負いません。
- 本書に記載している技術情報（以下、「本技術情報」という）は、本製品の使用上の参考として示したもので、弊社の所有する知的財産権その他権利の実施、使用を許諾するものではありません。
- 使用者と弊社との間で別途文書による合意がない限り、弊社は、本製品の品質（商品性、および特定目的または特別環境に対する適合性を含む）ならびに本書に記載の情報（正確性、有用性、信頼性を含む）について、明示的か黙示的かを問わず、いかなる保証もしておりません。
- 本製品を使用する場合は、特定の物質の含有・使用を規制する RoHS 指令など、適用可能性がある環境関連法令を十分に調査したうえで、当該法令に適合するよう使用してください。
- 本製品および本技術情報を、大量破壊兵器の開発を含む、軍事用途や軍事利用の目的で使用しないでください。また、本製品および本技術情報を輸出または非居住者などに提供する場合は、「米国輸出管理規則」、「外国為替及び外国貿易法」など、各国の適用のある輸出管理法令などを遵守してください。
- 弊社物流網以外での本製品の落下などの輸送中のトラブルについて、弊社は一切責任を負いません。
- 本書は、正確を期すため慎重に製作したのですが、弊社は本書に誤りがないことを保証するものではなく、万一本書に記載している内容の誤りや欠落に起因して使用者に損害が生じた場合においても、弊社は一切責任を負いません。
- 本製品を使用するときに特に注意することは納入仕様書、一般的な使用上の注意は弊社ホームページを参照してください。

DSGN-CJZ-16001