

1 コンバータ高力率 LED ドライバ IC LC5581AS/LS

概要

LC5581AS/LS は擬似共振方式を採用した LED 照明用制御 IC です。PWM 方式でも動作可能です。フライバック方式の絶縁回路と非絶縁回路、昇降圧コンバータに対応します。

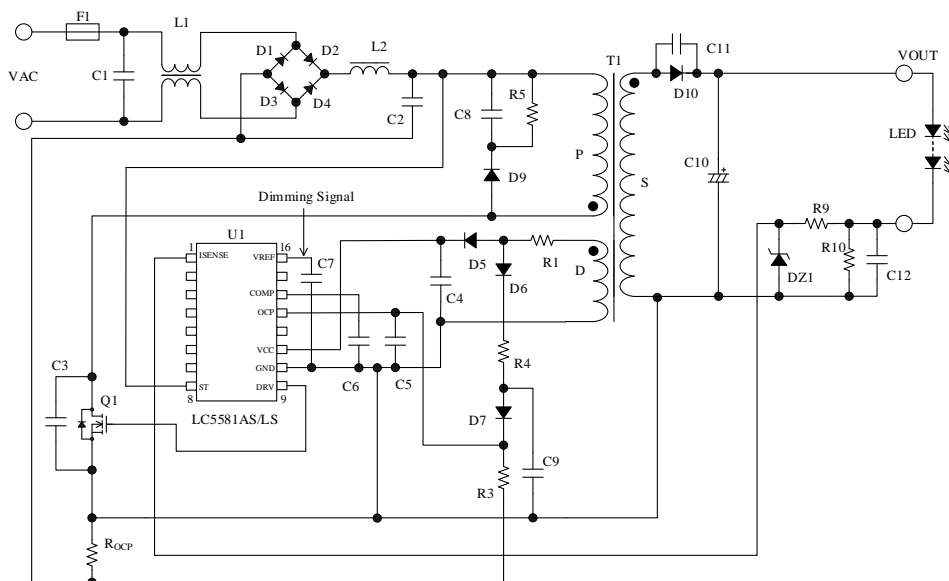
入力に電解コンデンサを使用しない 1 コンバータ方式で、軽負荷動作時でも高調波規制 (IEC 61000-3-2 Class C) に対応可能です。

平均電流制御により高力率で、かつ擬似共振動作により高効率・低ノイズな電源を実現できます。充実した保護機能により構成部品が少なく、コストパフォーマンスの高い電源システムを容易に構成できます。

特長

- 800 V 高耐圧起動回路内蔵
- アナログ調光機能
- 平均電流制御により高力率
- ソフトスタート機能
- 起動時に LED が点灯するまでの時間を短縮
 - COMP 端子急速充電機能
 - 2 段階のバイアスアシスト機能 (VCC 端子のコンデンサの低容量化)
- スタンバイ機能
- リーディング・エッジ・ブランキング機能
- 最大オン時間制限機能
- 保護機能
 - 過電流保護 (OCP) : パルス・バイ・パルス
 - 過負荷保護 (OLP) : 自動復帰
 - 過電圧保護 (OVP) : ラッチ/自動復帰

応用回路例



パッケージ

VSOP16



原寸大ではありません。

シリーズラインアップ

- 代表特性
 - ゲートドライブ出力電圧 $V_{DRV} = 8.2 V$
 - DRV 端子出力インピーダンス $R_{DRV(SOURCE)} = 45 \Omega$
 - DRV 端子入力インピーダンス $R_{DRV(SINK)} = 15 \Omega$
- 保護動作

製品名	保護動作	
	OLP	OVP
LC5581AS	自動復帰	自動復帰
LC5581LS	自動復帰	ラッチ

アプリケーション

- LED 照明機器
- LED 電球

目次

概要	1
1. 絶対最大定格	3
2. 電気的特性	3
3. 機械的特性	4
4. ブロックダイアグラム	5
5. 各端子機能	5
6. 応用回路例	6
7. 外形図	7
8. 捺印仕様	8
9. 動作説明	9
9.1. 起動動作	9
9.2. 低入力時動作禁止回路 (UVLO : Undervoltage Lockout)	9
9.3. バイアスアシスト機能	9
9.4. ソフトスタート機能	10
9.5. スタンバイ機能	11
9.6. オン幅制御動作	11
9.7. アナログ調光機能	12
9.8. 擬似共振動作とボトムオンタイミング	12
9.8.1. BDブランキング時間	15
9.9. 最大オン時間制限機能	15
9.10. 過電流保護機能 (OCP)	15
9.10.1. OCP の検出方法	15
9.10.2. リーディング・エッジ・ブランキング機能	16
9.10.3. 入力補正機能	16
9.10.4. OCP 入力補正回路の定数の計算式	17
9.10.5. ユニバーサル入力電圧仕様の OCP 入力補正定数設定例 (参考)	18
9.11. 過負荷保護機能 (OLP)	19
9.12. 過電圧保護機能 (OVP)	20
9.12.1. ラッチタイプ (LC5581LS)	20
9.12.2. 自動復帰タイプ (LC5581AS)	20
10. 設計上の注意点	20
10.1. 外付け部品	20
10.2. トランス設計	22
10.3. パターン設計	24
注意書き	26

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）を“+”、流出（ソース）を“-”と規定します。特記がない場合の条件は $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ です。

本 IC のサージ耐量（ヒューマンボディモデル）の保証値は 2000 V です。ただし、8 番端子の保証値は 1000 V です。

項目	記号	測定条件	端子	定格	単位
OCP 端子電圧	V_{OCP}		13 - 10	-2.0~5.0	V
COMP 端子電圧	V_{COMP}		14 - 10	-0.3~7.0	V
VREF 端子電圧	V_{REF}		16 - 10	-0.3~5.0	V
ISENSE 端子電圧	V_{ISEN}		1 - 10	-0.3~5.0	V
ST 端子電圧	V_{ST}		8 - 10	-0.3~800	V
DRV 端子電圧	V_{DRV}		9 - 10	-0.3~ $V_{DRV}+0.3$	V
制御部電源電圧	V_{CC}		11 - 10	35	V
動作周囲温度	T_{OP}		—	-55~125	$^\circ\text{C}$
保存温度	T_{STG}		—	-55~125	$^\circ\text{C}$
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）を“+”、流出（ソース）を“-”と規定します。特記がない場合の条件は $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ です。

項目	記号	測定条件	端子	Min.	Typ.	Max.	単位
電源起動動作							
動作開始電源電圧	$V_{CC(ON)}$		11 - 10	13.8	15.1	17.3	V
動作停止電源電圧 ⁽¹⁾	$V_{CC(OFF)}$		11 - 10	8.4	9.4	10.7	V
動作時回路電流	$I_{CC(ON)}$		11 - 10	—	—	4.7	mA
最低起動電圧	$V_{ST(ON)}$		8 - 10	19	22	25	V
VCC 端子短絡時起動電流	$I_{CC(ST)_S}$	$V_{CC} = 0\text{ V}$	11 - 10	-600	-300	-100	μA
起動電流	$I_{CC(ST)}$	$V_{CC} = 13.5\text{ V}$	11 - 10	-9.5	-6.3	-3.2	mA
定常時バイアスアシストしきい電圧 ⁽¹⁾	$V_{CC(BIAS_NOM)}$	$I_{CC} = -500\text{ }\mu\text{A}$	11 - 10	9.5	11.0	12.5	V
起動時バイアスアシストしきい電圧 ⁽¹⁾	$V_{CC(BIAS_IN)}$	$I_{CC} = -500\text{ }\mu\text{A}$	11 - 10	14.5	16.0	17.5	V
起動時バイアスアシスト解除しきい電圧 ⁽¹⁾	$V_{CC(BIAS_OUT)}$	$I_{CC} = -500\text{ }\mu\text{A}$	11 - 10	15.1	16.6	18.1	V

⁽¹⁾ 常に $V_{CC(OFF)} < V_{CC(BIAS_NOM)} < V_{CC(BIAS_IN)} < V_{CC(BIAS_OUT)}$ の関係が成り立つ

LC5581AS/LS

項目	記号	測定条件	端子	Min.	Typ.	Max.	単位
通常動作							
PWM 動作周波数	f_{OSC}		9-10	50	60	70	kHz
最大オン時間	$t_{ON(MAX)}$		9-10	8.0	10.0	13.5	μs
COMP 端子急速充電電流	$I_{COMP(CHG)}$		14-10	-100	-75	-50	μA
COMP 端子急速充電停止電圧	$V_{COMP(CHG_STOP)}$		14-10	0.20	0.68	1.00	V
COMP 端子制御下限電圧	$V_{COMP(MIN)}$		14-10	0.40	0.85	1.10	V
エラーアンプ基準電圧 ⁽²⁾	$V_{ISEN(TH)}$	$I_{COMP} = 0 \mu A$	1-10	0.285	0.300	0.315	V
エラーアンプ COMP 端子ソース電流	$I_{COMP(SOURCE)}$	$V_{SENSE} = 0 V$	14-10	-22	-14	-6	μA
エラーアンプ COMP 端子シンク電流	$I_{COMP(SINK)}$	$V_{SENSE} = 0.6 V$	14-10	6	14	22	μA
VREF 端子流出電流	I_{REF}	$V_{REF} = 4.5 V$	16-10	-33	-23	-13	μA
擬似共振動作しきい電圧 1	$V_{BD(TH1)}$		13-10	0.14	0.24	0.34	V
擬似共振動作しきい電圧 2	$V_{BD(TH2)}$		13-10	0.11	0.16	0.21	V
DRV 出力特性							
DRV 端子出力電圧	V_{DRV}		9-10	7.5	8.2	8.9	V
DRV 端子出力インピーダンス	$R_{DRV(SOURCE)}$		—	—	45	—	Ω
DRV 端子入力インピーダンス	$R_{DRV(SINK)}$		—	—	15	—	Ω
保護動作							
過電流検出しきい電圧 1	V_{OCP1}		13-10	-0.66	-0.60	-0.54	V
過電流検出しきい電圧 2	V_{OCP2}		13-10	-1.8	-1.6	-1.4	V
OCP 端子流出電流	I_{OCP}		13-10	-120	-40	-10	μA
リーディング・エッジ・ブランキング時間	t_{BW}		9-10	350	700	1400	ns
OLP しきい電圧	$V_{COMP(OLP)}$		14-10	4.15	4.60	5.00	V
ISENSE 端子流出電流	I_{ISEN}		1-10	-1.0	-0.5	-0.1	μA
VCC 端子 OVP しきい電圧	$V_{CC(OVP)}$		11-10	28.5	31.5	34.0	V
熱抵抗							
ジャンクション-ケース間熱抵抗 ⁽³⁾	θ_{J-C}		—	—	—	16	$^{\circ}C/W$

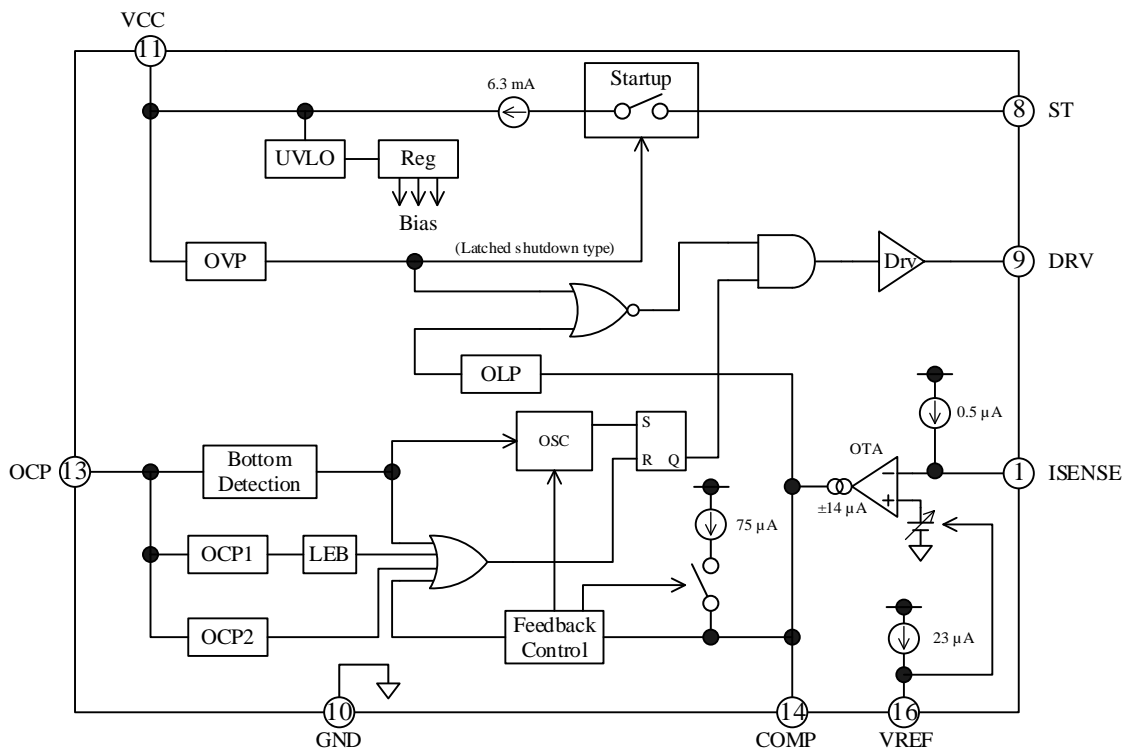
3. 機械的特性

項目	条件	Min.	Typ.	Max.	単位
質量		—	0.070	—	g

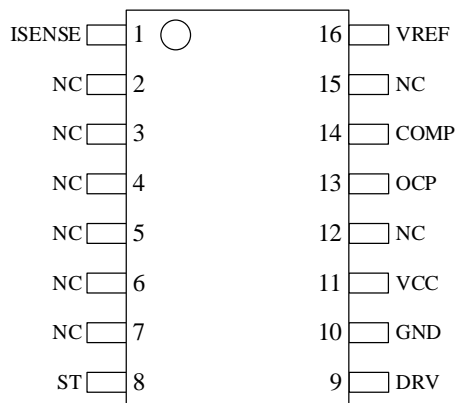
⁽²⁾ 図 9-9 V_{REF} 端子電圧 - $V_{ISEN(TH)}$ 曲線参照

⁽³⁾ 設計保証

4. ブロックダイアグラム



5. 各端子機能



端子番号	端子名	機能
1	ISENSE	フィードバック電流検出
2~7	(NC)	非接続
8	ST	起動電流入力
9	DRV	ドライブ出力
10	GND	グラウンド
11	VCC	制御回路電源入力、過電圧保護信号入力
12	(NC)	非接続
13	OCP	過電流保護、擬似共振信号入力
14	COMP	フィードバック位相補償
15	(NC)	非接続
16	VREF	調光信号入力、スタンバイ信号入力

6. 応用回路例

図 6-1、図 6-2 に擬似共振動作の場合の非絶縁フライバック回路例と非絶縁昇降圧コンバータ回路例を示します。MOSFET のドレイン端子のサージ電圧が大きくなる電源仕様の場合は、P 巻線間に CRD クランプスナバ回路 (図 6-1) や、ドレイン端子とソース端子間に C または RC ダンパースナバ回路 (図 6-1、図 6-2) を追加します。

PWM で動作させる場合、擬似共振信号の検出回路は不要です。図 6-1 の場合は D6、D7、R4、C9 が不要、図 6-2 の場合は D6、R2 が不要です。

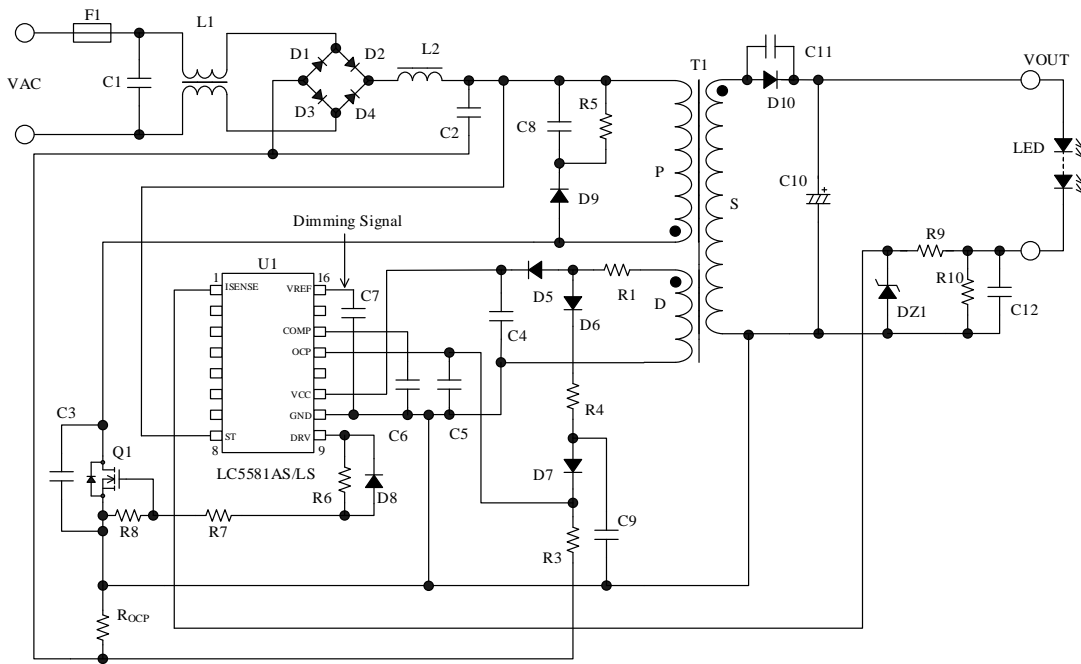


図 6-1 非絶縁フライバック回路例 (擬似共振動作)

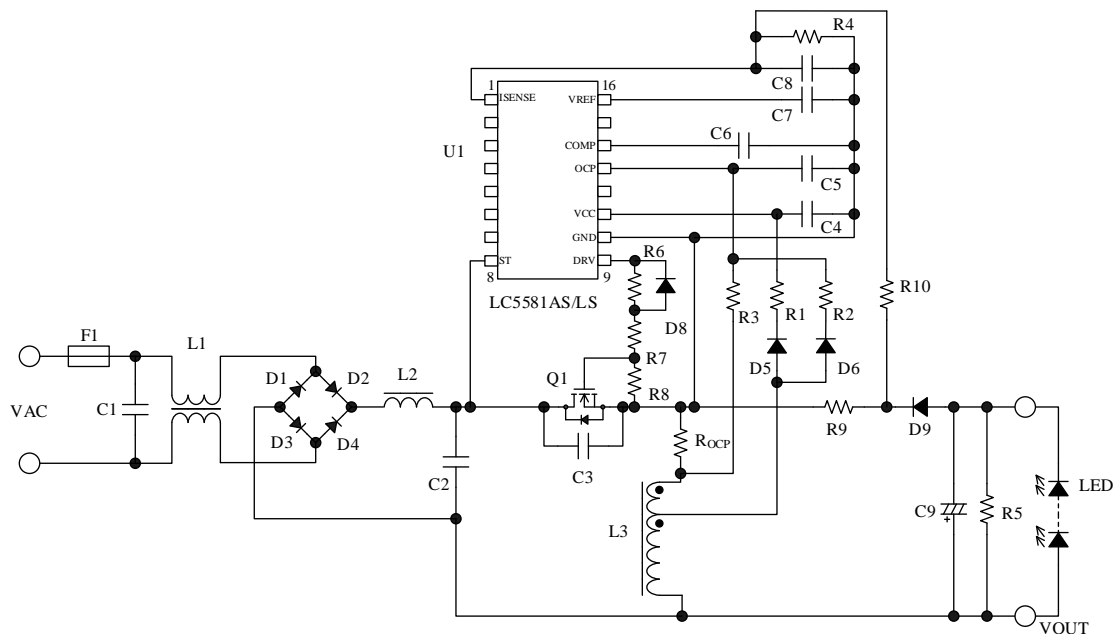
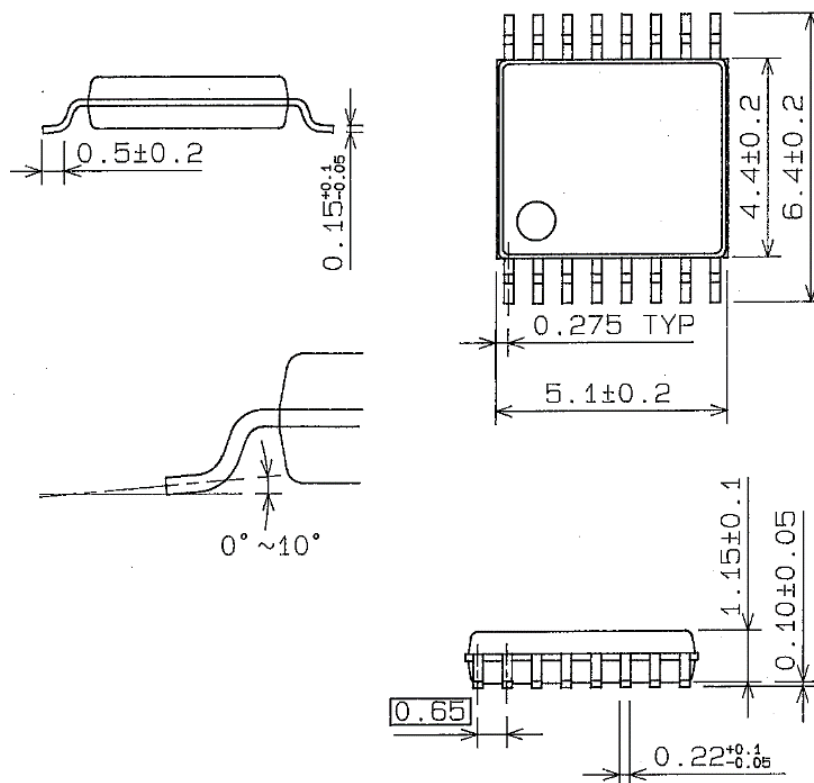


図 6-2 非絶縁昇降圧コンバータ回路例 (擬似共振動作)

7. 外形図

- VSOP16

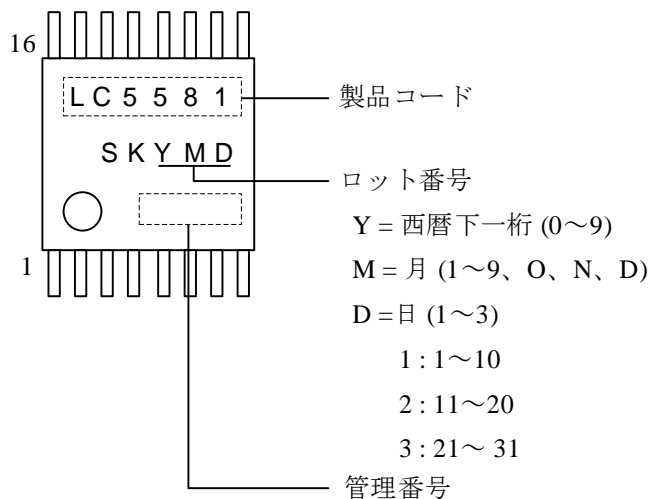


備考：

- 単位：mm
- 端子部 Pb フリー (RoHS 対応)
- はんだ付けをする場合は、以下の条件内で、できるだけ短時間で作業してください。
 フロー：260 °C、10 s (1 回)
 はんだごて：350 °C、3.5 s (1 回)

8. 捺印仕様

• LC5581AS



• LC5581LS

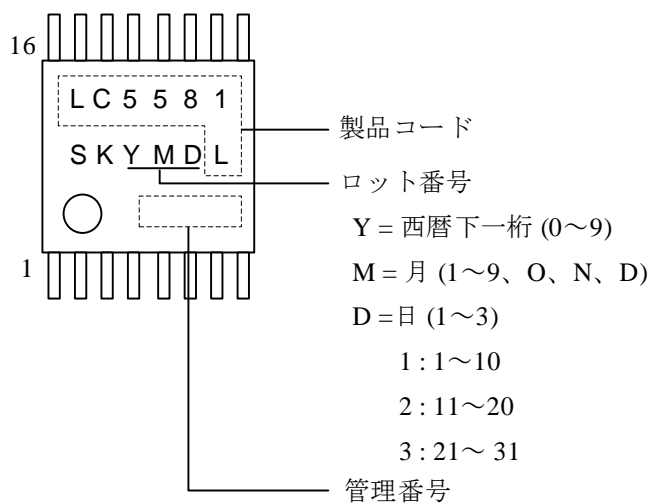


表 8-1 製品コード

製品コード	製品名
LC5581	LC5581AS
LC5581L	LC5581LS

9. 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、シンクを“+”、ソースを“-”と規定します。本項では、擬似共振動作の非絶縁フライバック回路 (図 6-1) をベースに説明します。

9.1. 起動動作

VCC 端子周辺回路を図 9-1 に示します。本 IC は起動回路を内蔵し、起動回路は ST 端子に接続しています。ST 端子の電圧が最低起動電圧 $V_{ST(ON)} = 22\text{ V}$ になると起動回路が動作します。IC 内部で定電流化した起動電流 $I_{CC(ST)} = -6.3\text{ mA}$ は、VCC 端子に接続したコンデンサ C4 を充電し、VCC 端子電圧が動作開始電源電圧 $V_{CC(ON)} = 15.1\text{ V}$ まで上昇すると、制御回路が動作を開始します。制御回路が動作すると、VCC 端子への印加電圧は、図 9-1 の補助巻線電圧 V_D を整流平滑した電圧になります。

電源起動後、起動回路は自動的に IC 内部で遮断するため、起動回路による電力消費はなくなります。補助巻線 D の巻数は、電源仕様の入出力変動範囲内で、VCC 端子電圧が次式(1)の範囲になるように、調整します。補助巻線電圧の目安は 20 V 程度です。

$$V_{CC(BIAS)}(\text{max.}) < V_{CC} < V_{CC(OVP)}(\text{min.}) \quad (1)$$

$$\Rightarrow 12.5\text{ (V)} < V_{CC} < 28.5\text{ (V)}$$

IC の起動時間は、C4 のコンデンサ容量で決まり、起動時間の概算値は次式(2)で算出します。

$$t_{START} = C4 \times \frac{V_{CC(ON)} - V_{CC(INT)}}{|I_{CC(ST)}|} \quad (2)$$

ここで、

t_{START} : IC の起動時間 (s)
 $V_{CC(INT)}$: VCC 端子の初期電圧 (V)

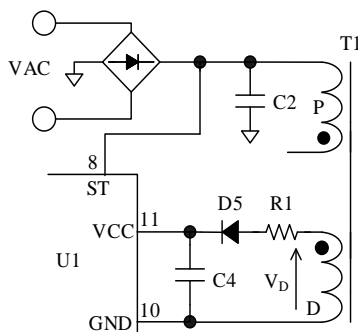


図 9-1 VCC 端子周辺回路

9.2. 低入力時動作禁止回路

(UVLO : Undervoltage Lockout)

VCC 端子電圧と回路電流 I_{CC} の関係を図 9-2 に示します。制御回路動作後、VCC 端子電圧が動作停止しきい値 $V_{CC(OFF)} = 9.4\text{ V}$ 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。

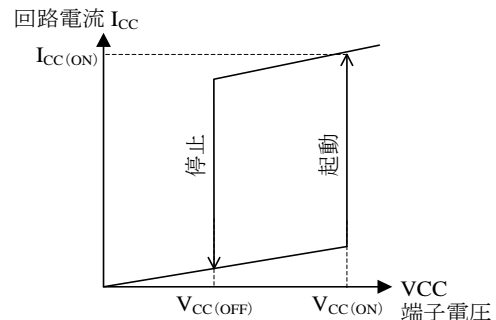


図 9-2 VCC 端子電圧と回路電流 I_{CC}

9.3. バイアスアシスト機能

本 IC は、バイアスアシスト機能を搭載しています。バイアスアシスト機能が動作している間は、起動回路から起動電流を供給します。バイアスアシスト機能は、起動時と定常時の 2 種類があります。

• 起動時

電源起動時の VCC 端子電圧波形例を図 9-3 に示します。VCC 端子電圧が $V_{CC(ON)} = 15.1\text{ V}$ に達すると、IC 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。

パワー-MOSFET がターンオフした瞬間に発生するサージ電圧は、出力巻線に誘起します。起動時の出力負荷が軽負荷の場合、この誘起した電圧が原因でフィードバック制御がかかり、出力へ送る電力を抑制する場合があります。出力電力が低下すると、VCC 端子電圧も低下し、VCC 端子電圧が $V_{CC(OFF)} = 9.4\text{ V}$ に達すると、制御回路が停止して起動不良が生じる場合があります。これを防ぐため $V_{CC(BIAS_IN)} = 16.0\text{ V}$ に低下すると、起動回路から起動電流を供給し、VCC 端子電圧の低下を抑制します。

起動時のバイアスアシスト機能のしきい値 $V_{CC(BIAS_IN)}$ は、 $V_{CC(OFF)}$ に対して余裕があるため、C4 は低い容量 (4.7 μF 程度のセラミックコンデンサ)

を使用できます。これにより、電源投入時の起動時間を短くできます。また、出力過電圧時に VCC 端子電圧の上昇が早くなるため、過電圧保護機能の応答時間も短縮できます。なお、起動不良が起きないように、最終的に実機で動作を確認し、定数を調整します。

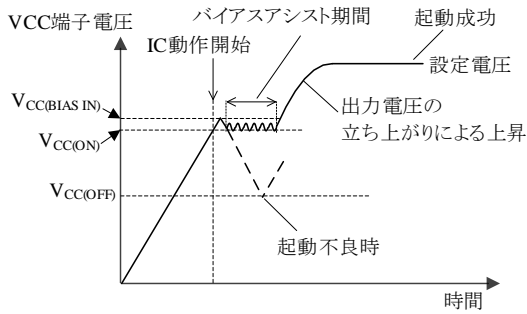


図 9-3 起動時の VCC 端子電圧

● 定常時

IC が起動した後、以下のいずれかの条件になると、VCC 端子のバイアスアシストしきい電圧が $V_{CC(BIAS_IN)} = 16.0\text{ V}$ から、 $V_{CC(BIAS_NOM)} = 11.0\text{ V}$ に切り替わります。

- VCC 端子電圧が $V_{CC(BIAS_OUT)} = 16.6\text{ V}$ 以上
- COMP 端子電圧が 0.6 V 以上
- ISENSE 端子電圧が 0.2 V 以上

定常動作時に VCC 端子電圧が低下し、 $V_{CC(BIAS_NOM)}$ に低下すると、起動回路から起動電流を供給します。これにより VCC 端子電圧の低下を抑制し、VCC 端子電圧がほぼ一定になるように動作します。

9.4. ソフトスタート機能

図 9-4 に起動時の動作波形を示します。本 IC は、電源起動時にソフトスタート機能が動作します。ソフトスタート機能は、電源起動時のパワー MOSFET、および出力側の整流ダイオードの電圧・電流ストレスを低減します。ソフトスタートの動作期間は、COMP 端子電圧が制御下限電圧 $V_{COMP(MIN)} = 0.85\text{ V}$ に達してから、出力電流を定電流制御するまでの期間で、徐々に出力電力が増加します。

電源起動時は、次の確認が必要です。

- VCC 端子電圧が、動作停止電圧 $V_{CC(OFF)}$ まで低下していないこと
- 過負荷保護機能 (OLP) が動作する前に、出力電流が設定電流まで立ち上がっていること
(このとき、COMP 端子電圧が OLP しきい電圧

$V_{COMP(OLP)} = 4.60\text{ V}$ 未満であること)

IC が動作を開始した後、COMP 端子電圧が $V_{COMP(MIN)} = 0.85\text{ V}$ になると、PWM 動作でスイッチング動作を開始します。PWM 動作周波数 f_{OSC} は、 60 kHz です。

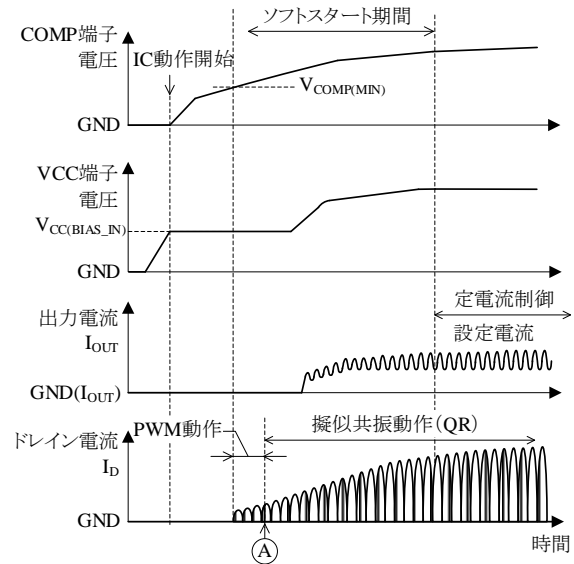


図 9-4 起動時の動作波形

出力電圧が立ち上がるとともに、補助巻線電圧が上昇して OCP 端子のプラス側電圧が増加します。その後、OCP 端子電圧が擬似共振動作しきい電圧 $1\text{ V}_{BD(TH)} = 0.24\text{ V}$ に達すると、擬似共振動作 (QR) に切り替わります。図 9-5 に、PWM 動作から擬似共振動作 (QR) モードに切り替わる際の OCP 端子電圧拡大波形を示します (図 9-4 の A 点)。

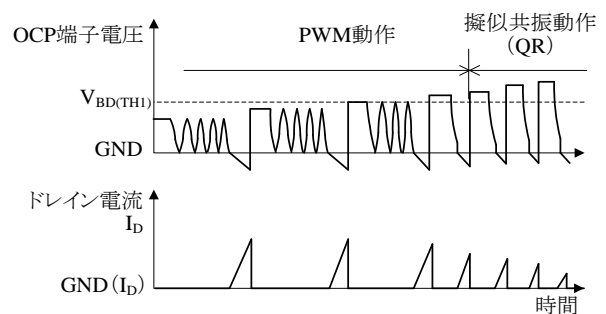


図 9-5 OCP 端子電圧拡大波形 (A 点拡大)

9.5. スタンバイ機能

本 IC はスタンバイ機能を搭載しています。VREF 端子に外部から電圧を印加し、VREF 端子電圧を 0.7 V 以下にすると、スタンバイ動作に移行します。スタンバイ動作に移行すると、IC は発振を停止します。

スタンバイ動作から復帰する際は、VREF 端子の電圧を 1.4 V 以上にします。VREF 端子の電圧が 1.4 V 以上になると、IC はソフトスタート動作で発振を開始します。

9.6. オン幅制御動作

図 9-6 に COMP 端子周辺回路、図 9-7 にオン幅制御について示します。オン幅を制御する電圧制御と平均電流制御により、出力負荷に応じた出力制御を行います。

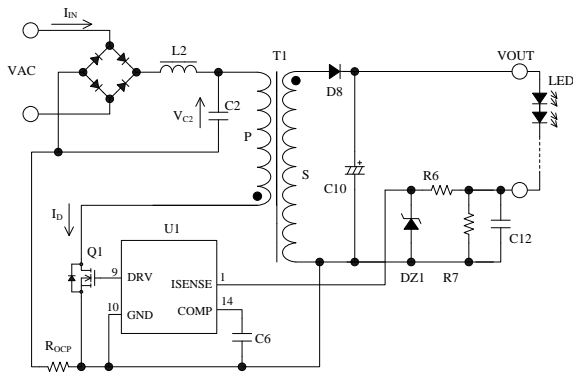


図 9-6 COMP 端子周辺回路

図 9-7 に示すように、本 IC の平均電流制御は、定電流検出抵抗の電圧降下と内部エラーアンプ基準電圧 $V_{ISEN(TH)} = 0.300\text{ V}$ を OTA 回路で比較し、OTA 回路の出力を COMP 端子に接続した C6 で平均化します。この COMP 端子電圧を、FB コンパレータで IC 内部発振器 (OSC) 出力と比較し、オン幅制御を行います。この IC 内部発振器 (OSC) とは、PWM の周波数制御、擬似共振の発振制御、最大オン時間制限などを行う回路です。

図 9-8 に、平均入力電流波形 $I_{IN(AVG)}$ を示します。入力のコデンサ C2 は容量の小さいフィルムコンデンサなので、C2 の両端電圧 V_{IN} は正弦波になります。出力負荷が一定になると COMP 端子電圧は一定になり、オン時間 t_{ON} が決まります。 t_{ON} が一定になると、ドレイン電流のピーク I_{DP} は V_{IN} に比例するため、平均入力電流は正弦波になり、高力率を実現できます。COMP 端子に接続する C6 の容量は $1\ \mu\text{F}$ 程度です。出力の定電流制御は、負荷に応じて次のように制御します。

• LED 負荷電流が設定電流より減少した場合

負荷電流が設定電流より減少すると、ISENSE 端子電圧が低下し、COMP 端子電圧が高くなります。このためオン幅が広くなり、出力電流が増加します。

• LED 負荷電流が設定電流より増加した場合

負荷電流が設定電流より増加すると、上記と逆の動作になり、COMP 端子電圧が低くなります。このためオン幅が狭くなり、出力電流が減少します。

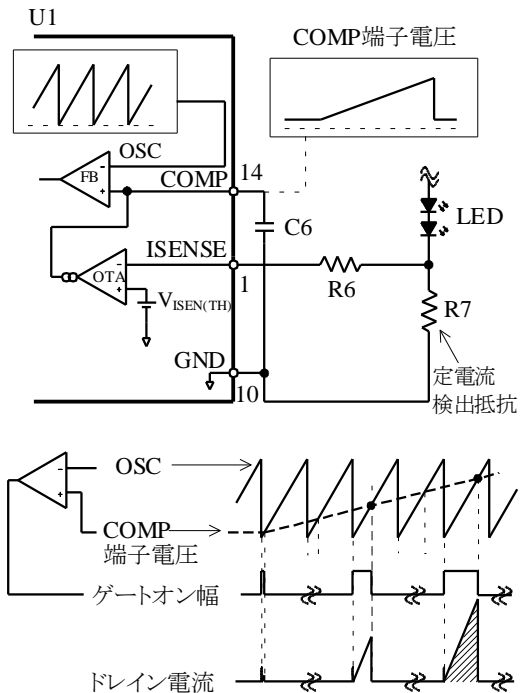


図 9-7 オン幅制御

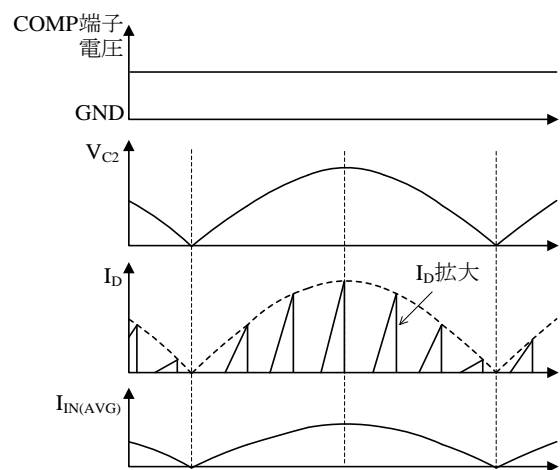


図 9-8 平均入力電流波形

9.7. アナログ調光機能

本 IC は、アナログ調光機能を搭載しています。調光機能を使用する場合は、VREF 端子に外部から電圧を印加します。

本 IC は、定電流検出抵抗の電圧降下と内部エラーアンプ基準電圧 $V_{ISEN(TH)}$ を OTA 回路で比較しての平均電流制御を行います (図 9-7 参照)。VREF 端子電圧と $V_{ISEN(TH)}$ には図 9-9 のような関係があり、この特性を使用して調光を行います。調光する場合の印加電圧は 1.4 V~3.8 V 程度です。

VREF 端子を 0.7 V 以下にすると、スタンバイ動作に移行するため注意が必要です (0 項参照)。

調光機能を使用しない場合は、VREF 端子に電圧を印加する必要はありません。

調光の有無にかかわらず、VREF 端子には、安定動作用に 0.01 μ F 程度のセラミックコンデンサ C7 を接続します。

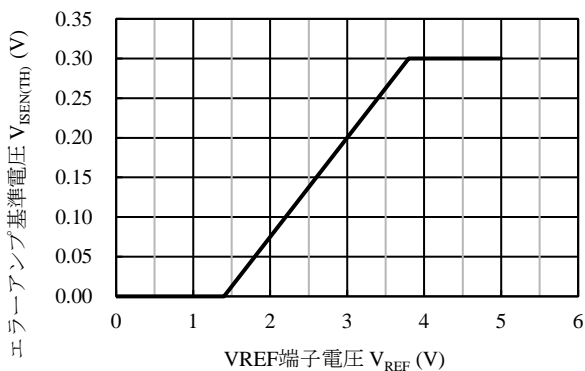


図 9-9 VREF 端子電圧 - $V_{ISEN(TH)}$ 曲線

9.8. 擬似共振動作とボトムオンタイミング

図 9-10 にフライバック方式の回路を示します。フライバック方式とは、パワーMOSFET がターンオフしたときに、トランスに蓄えたエネルギーを出力側へ供給する方式です。フライバック方式では、出力側にエネルギーを放出した後も、パワーMOSFET がオフを継続します。このとき、ドレインとソース間の電圧 V_{DS} は、トランスの入力側インダクタンス L_P とドレインとソース間のコンデンサ C_V で決まる周波数で自由振動します。

擬似共振動作とは、この自由振動の期間に、 V_{DS} 電圧波形のボトム点でパワーMOSFET をターンオンする動作です (ボトムオン動作)。

図 9-11 に、理想的なボトムオン動作時の波形を示します。ボトムオン動作により、スイッチング損失

とスイッチングノイズが低減し、高効率で低ノイズな電源を実現できます。

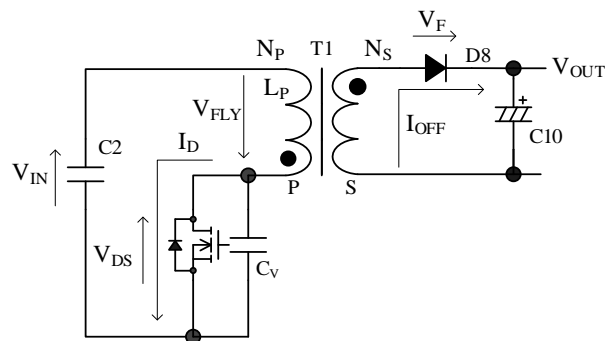


図 9-10 フライバック方式

図 9-10 内の記号の意味は以下のとおりです。

- V_{IN} : 入力電圧
 - V_{DS} : パワーMOSFET のドレインとソース間の電圧
 - I_D : パワーMOSFET のドレイン電流
 - I_{OFF} : パワーMOSFET がオフのとき、出力側整流ダイオードに流れる電流
 - C_V : 電圧共振コンデンサ
 - L_P : 入力側インダクタンス
 - V_{FLY} : フライバック電圧
- $$V_{FLY} = \frac{N_P}{N_S} \times (V_{OUT} + V_F)$$
- ここで、
- N_P : 入力側巻数
 - N_S : 出力側巻数
 - V_{OUT} : 出力電圧
 - V_F : 出力側整流ダイオード順方向電圧降下

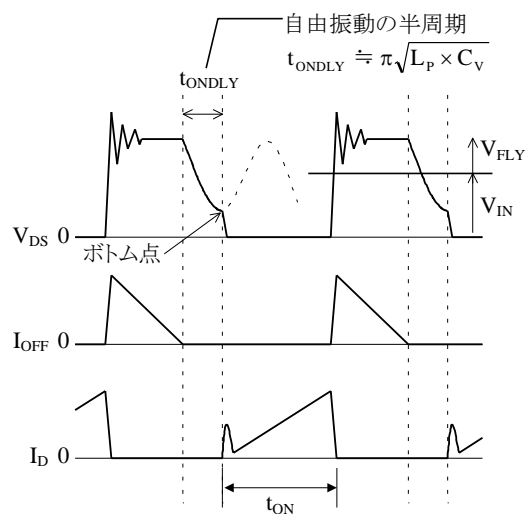


図 9-11 理想的なボトムオン動作 (V_{DS} 電圧波形のボトム点でターンオン)

図 9-12 に OCP 端子の周辺回路、図 9-13 に補助巻線電圧波形を示します。

ボトムオン動作の制御には、 V_{DS} に同期した補助巻線電圧を用います。パワーMOSFET がオフの期間は、補助巻線電圧が遅延回路（図 9-12 の D6、R4、C9、D7）を経由して、OCP 端子にプラスの電圧を供給します。これを擬似共振信号 V_{BD} とします。

本ICはOCP端子で V_{BD} を検出し、パワーMOSFETのオン/オフ信号を制御します。

パワーMOSFETのターンオフ時に、 V_{BD} が擬似共振動作しきい電圧1 $V_{BD(TH1)} = 0.24\text{ V}$ 以上になると、パワーMOSFETはオフ期間を継続します。その後、 V_{BD} が低下し、 V_{BD} が擬似共振動作しきい電圧2 $V_{BD(TH2)} = 0.16\text{ V}$ になると、パワーMOSFETがターンオンします。 V_{BD} が $V_{BD(TH2)}$ に達すると、擬似共振動作しきい電圧が $V_{BD(TH1)}$ に上がります。このように、擬似共振信号のしきい電圧を切り替えることでOCP端子のノイズによる誤動作を防止します。

V_{DS} 波形の自由振動開始から、パワーMOSFETをターンオンさせるまでの時間を遅延時間 t_{ONDLY} とします。遅延時間 t_{ONDLY} は、遅延回路の定数で決まります。そのため、 V_{DS} 波形のボトム点でターンオンするように、R3とR4の定数を調整します。

R3とR4は、電源仕様の入出力変動範囲内において、擬似共振信号のピーク電圧 $V_{BD(PK)}$ が $1.5\text{ V} \sim 2.0\text{ V}$ の範囲内、有効期間 t_{QR} が $1.2\text{ }\mu\text{s}$ 以上になるように調整します。このとき、R3、R4のばらつきを考慮してください。ここで、 t_{QR} は V_{BD} が $V_{BD(TH1)}$ の最大値 0.34 V に達してから $V_{BD(TH2)}$ の最大値 0.21 V に低下するまでの時間です（図 9-14）。

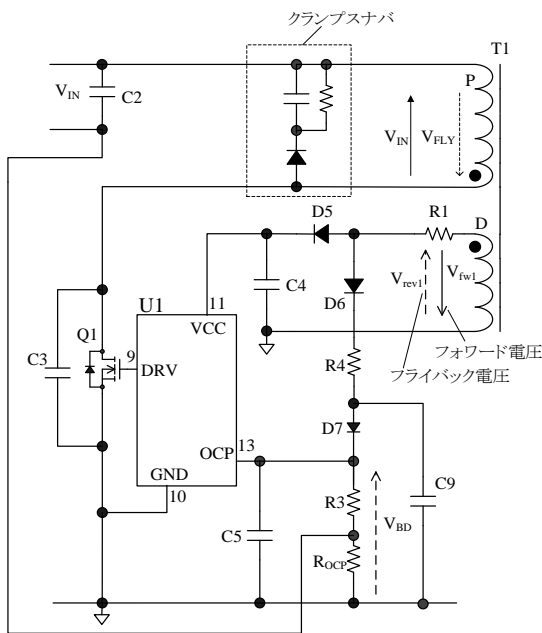


図 9-12 OCP 端子周辺回路

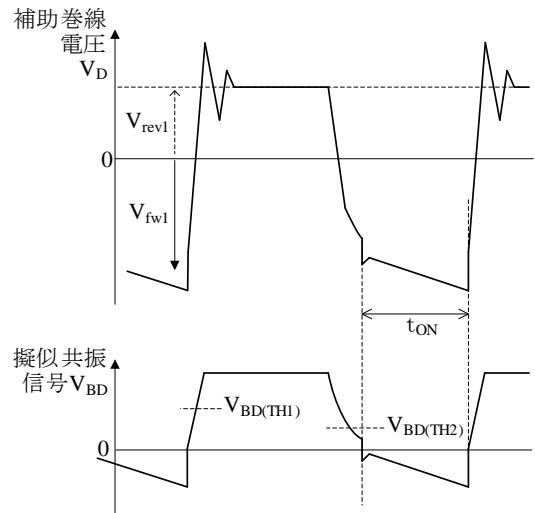


図 9-13 補助巻線電圧波形

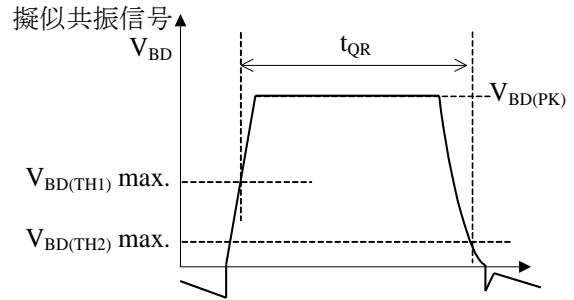


図 9-14 擬似共振信号の有効期間

以下に、遅延回路の定数の設定方法を示します。

● R3 の設定

R3 の推奨値は $100\text{ }\Omega \sim 330\text{ }\Omega$ 程度です。

● C5 の設定

C5 の推奨値は $100\text{ pF} \sim 470\text{ pF}$ 程度です。

● R4 の設定

電源仕様範囲で VCC 端子電圧が最も低くなる条件で $V_{BD(PK)} \geq V_{BD(TH1)}$ となるように R4 を調整します。

R_{OCP} が R3 よりも非常に小さく、 R_{OCP} の影響がないとした場合、R4 は次式で算出できます。

$$R4 = \frac{(V_{CC(MIN)} - V_{BD(PK)} - 2 \times V_F) \times R3}{V_{BD(PK)}} \quad (3)$$

ここで、

$V_{CC(MIN)}$: 電源仕様範囲における VCC 端子の下限電圧

$V_{BD(PK)}$: 擬似共振信号のピーク電圧

V_F : D6、D7 の順方向電圧降下

$V_{CC(MIN)} = 16 \text{ V}$ 、 $V_{BD(PK)} = 1.5 \text{ V}$ 、 $V_F = 0.8 \text{ V}$ 、 $R3 = 220 \Omega$ の場合、 $R4 \approx 1.89 \text{ k}\Omega$ となり、E12 系列の抵抗では $1.8 \text{ k}\Omega$ を選択します。

ここで、有効期間 t_{QR} が確保できない場合は、以下の調整を行います。

- R3 の値を大きくして、 $V_{BD(PK)}$ を高くする
- R4 の値を小さくして、 $V_{BD(PK)}$ を高くする
- 電圧共振コンデンサ C3 の容量を増やして自由振動周期を長くする (C3 の容量を増やす場合、パワー-MOSFET のターンオン時のスイッチング損失が増加するため、パワー-MOSFET の発熱の確認が必要です)

● C9 の設定

$t_{ON(DLY)}$ は C9 で調整します。C9 は、電源入力電圧上限、かつ出力負荷最大の条件で、理想的なボトムオン (図 9-11 参照) になるよう、各動作波形 (V_{DS} 、 I_D 、OCP 端子の擬似共振信号 V_{BD}) を確認しながら次のように調整します。波形は、 V_{DS} の振幅が最大になる部分 $V_{DS(PEAK)}$ で確認します (図 9-15 参照)。

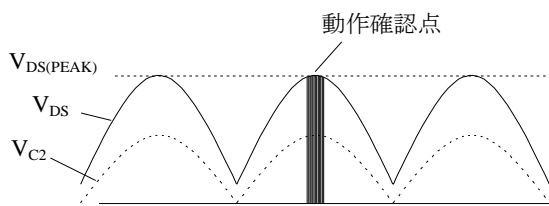


図 9-15 C9 設定時動作確認点

C9 の初期定数は、1000 pF 程度が目安です。C9 の初期定数におけるターンオン点が、自由振動のボトム点より早い場合は、(図 9-16 参照) C9 の容量を少しずつ増やしながらか、ターンオン点が自由振動のボトム点と一致するように調整します。

一方、初期定数におけるターンオン点が、自由振動のボトム点より遅い場合 (図 9-17 参照) は、C9 の容量を少しずつ減らしながらか、ターンオン点が自由振動のボトム点と一致するように調整します。

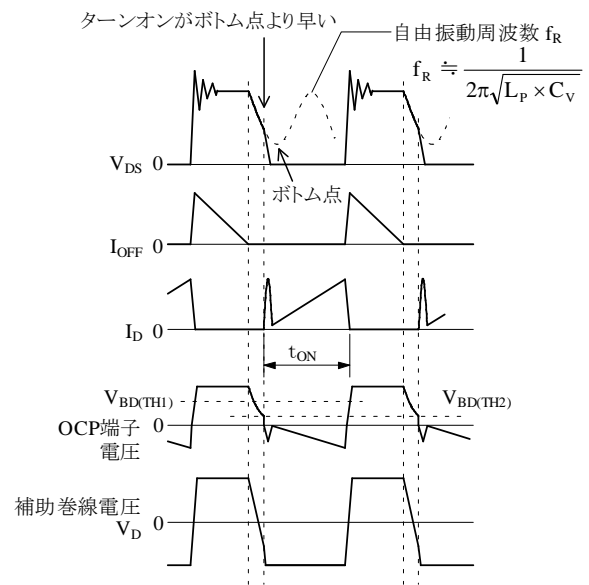


図 9-16 ターンオン点が自由振動のボトム点より早い場合

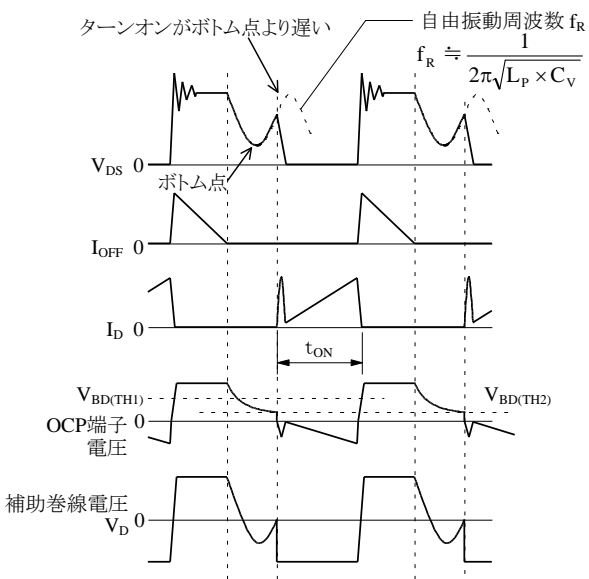
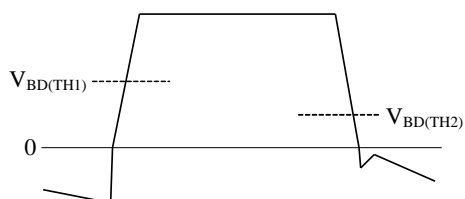


図 9-17 ターンオン点が自由振動のボトム点より遅い場合

9.8.1. BD ブランキング時間

図 9-18 に OCP 端子電圧の正常時の波形と、トランスの入力側と出力側巻線の結合が悪いときの波形を示します。出力負荷が小さい仕様など、入力側巻線と出力側出力巻線の巻数比 (N_P / N_S) が、極端に大きい場合は、トランスの結合が悪くなります。

正常なOCP端子波形 (トランスの結合が良い)



好ましくないOCP端子波形 (トランスの結合が悪い)

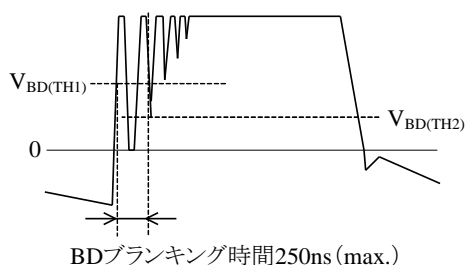


図 9-18 OCP 端子電圧波形

また、リーケージインダクタンスが大きい場合は、パワーMOSFET がターンオフする際に、補助巻線を介して OCP 端子電圧にもサージ電圧が発生する場合があります。OCP 端子は、BD ブランキング時間 250 ns (max.) を設けているので、この期間に擬似共振信号を検出しません。しかし、サージ電圧の発生時間が BD ブランキング時間より長くなると、IC は擬似共振信号の入力と認識し、パワーMOSFET が高周波でスイッチングする場合があります。この高周波動作により、パワーMOSFET の損失が過大になり、チャンネル温度が最大定格を超えると、パワーMOSFET はダメージを受けます。このような高周波動作が生じた場合は、次の調整が必要です。

- OCP 端子に接続しているコンデンサ C5 を OCP 端子と GND 端子の近くに接続する
- OCP 端子と GND 端子間のパターンループを大電流パターンから離す
- 入力側巻線と補助巻線の結合が低くなる巻き方にする
- クランプスナバの定数を調整する

ここで、正確にサージ電圧を測定するため、OCP

端子の動作波形を確認するプローブは、OCP 端子と GND 端子の近くに接続します。

9.9. 最大オン時間制限機能

電源入力電圧が低い状態や、電源入力電圧オン/オフ時などの過渡状態では、パワーMOSFET のオン時間を、最大オン時間 $t_{ON(MAX)} = 10.0 \mu s$ に制限します。これにより、トランスの音鳴りを抑制し、パワーMOSFET や出力側整流ダイオードなどの部品ストレスを低減します。

電源設計時に、電源入力電圧下限、かつ負荷最大の条件で、パワーMOSFET のオン時間が $t_{ON(MAX)}$ 未満かどうかを確認してください。このとき、 $t_{ON(MAX)}$ 以上になるような設計のトランスを使用した場合、電源入力電圧下限で、パワーMOSFET のオン時間が $t_{ON(MAX)}$ 以上にならないため、出力電力が低くなります。この場合、以下を考慮してトランスを再設計します。

- トランスのインダクタンス L_P を下げてスイッチング周波数を上げオン時間を短くする
- 入力側と出力側の巻数比 N_P / N_S を小さくしてデューティを小さくする

9.10. 過電流保護機能 (OCP)

9.10.1. OCP の検出方法

過電流保護機能 (OCP : Overcurrent Protection) は、パワーMOSFET のドレインピーク電流値が、OCP しきい電圧に達すると、パワーMOSFET をターンオフして電力を制限します (パルス・バイ・パルス方式)。

パワーMOSFET のドレイン電流は、図 9-19 のように OCP 端子と GND 端子間の電流検出抵抗 R_{OCP} で検出します。この検出電圧 V_{ROCP} を、R3 を介して、OCP 端子に入力します。

V_{ROCP} が次式に達すると、パワーMOSFET がターンオフします。

$$\begin{aligned} V_{ROCP} &= -|R_{OCP} \times I_{DP(OCP)}| \\ &= -|V_{OCP}| + R3 \times |I_{OCP}| \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、

- R_{OCP} : R_{OCP} の抵抗値
- $I_{DP(OCP)}$: OCP 動作時のドレイン電流ピーク
- V_{OCP} : 過電流検出しきい電圧 1 (-0.60 V)
- R3 : R3 の抵抗値
- I_{OCP} : OCP 端子流出電流 (-40 μA)

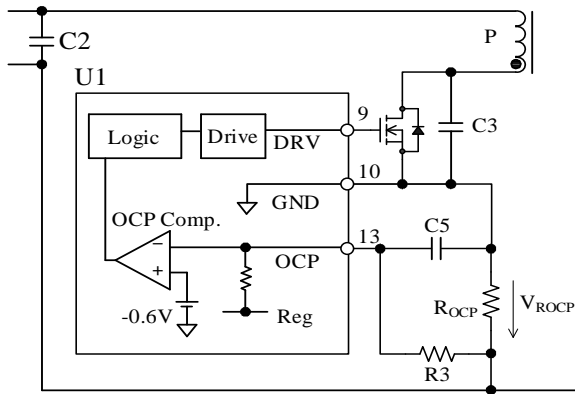


図 9-19 マイナス検出 OCP 回路

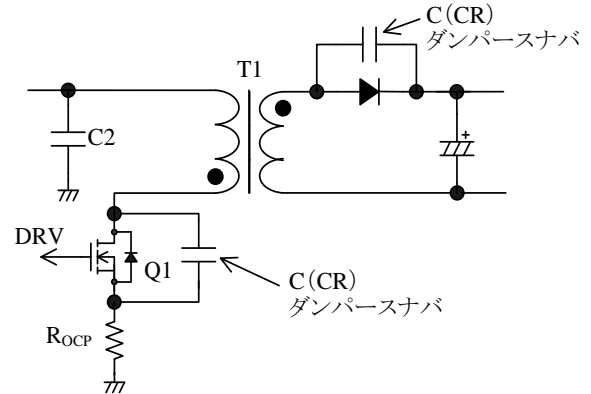


図 9-21 ダンパースナバ

9.10.2. リーディング・エッジ・ブランキング機能

本 IC は出力の定電流制御にピーク電流モード制御方式を使用しています。ピーク電流モード制御方式の場合、パワーMOSFET がターンオンしたときに発生する急峻なサージ電流により、過電流保護回路 (OCP) が応答し、パワーMOSFET がオフする可能性があります。この現象を防ぐため、パワーMOSFET がターンオンした瞬間から、リーディング・エッジ・ブランキング時間 $t_{BW} = 700 \text{ ns}$ を設けています。この期間は、ターンオン時のドレイン電流サージにตอบสนองしないようにしています。

ターンオン時に OCP 端子に生じるサージ電圧の幅は、図 9-20 のように t_{BW} 以下にする必要があります。サージ電圧を抑えるため、電流検出抵抗 R_{OCP} のパターンレイアウトは注意が必要です。10.3 項のパターン設計を参照し、レイアウトを設計します。

MOSFET のターンオンタイミングが V_{DS} の自由振動のボトム点に合っていない場合は、9.8 項を参照し、 t_{ONDLY} を調整します。また、図 9-21 のようにダンパースナバ回路がある場合、サージ電圧を抑えるため、コンデンサの容量を小さくします。

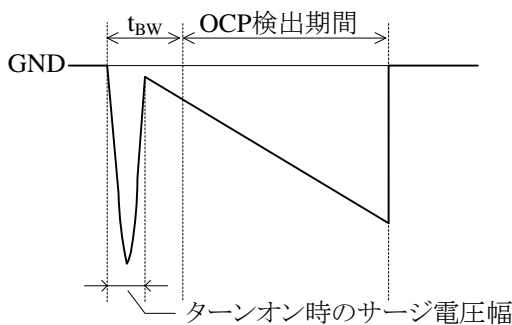


図 9-20 OCP 端子電圧波形

9.10.3. 入力補正機能

過電流入力補正機能により、電源入力電圧に応じて過電流検出しきい電圧 V_{OCP} を補正できます。擬似共振型コンバータをユニバーサル入力 (AC85V ~ AC265V) で使用する場合、出力電力を一定とすると、電源入力電圧が高いほど動作周波数が上がるため、ドレイン電流のピーク値が低くなります。ここで、過電流検出しきい電圧を一定とし、最大負荷を考慮して調整した場合、図 9-22 の“OCP 入力補正なし”のように、過電流保護動作点における出力電流 $I_{OUT(OCP)}$ は、電源入力電圧が高いほど増加します。

電源入力電圧範囲の上限において、 $I_{OUT(OCP)}$ を抑える場合は、OCP 入力電圧補正回路 (D_{X1} 、 DZ_{X1} 、 R_{X1}) を追加します (図 9-23 参照)。これにより過電流検出しきい電圧を変えて、出力電力を抑えます。

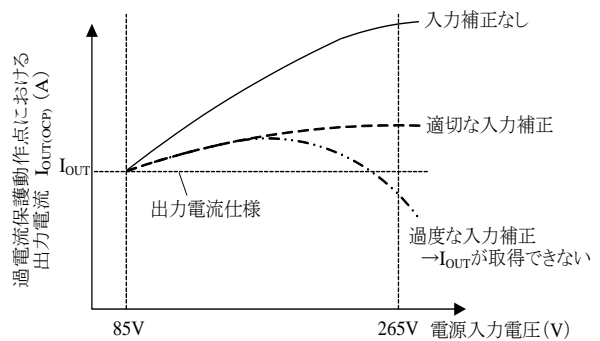


図 9-22 OCP 入力補正機能あり／なしの場合の入力電圧と過電流保護動作時出力電流特性

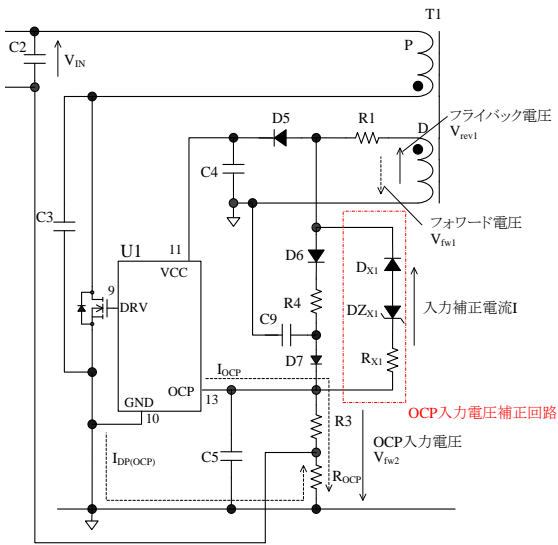


図 9-23 外付け OCP 入力電圧補正回路

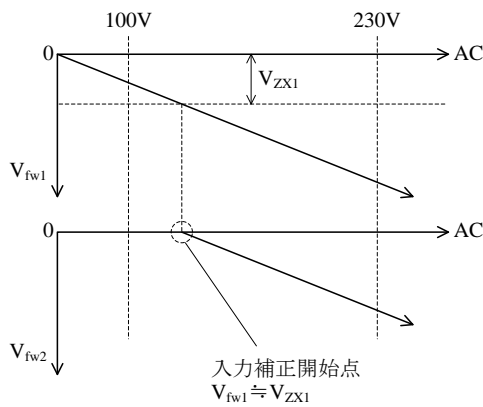


図 9-24 電源入力電圧に対する V_{fw1} 、 V_{fw2} 電圧

過電流検出しきい電圧の入力補正量は、入力補正電流 I と抵抗 (R_{X1} 、 $R3$ 、 R_{OCP}) の定数で決まります。入力補正電流 I は、次式になります。

$$I = \frac{V_{fw1} - V_{ZX1} - V_{FX1}}{R_{X1} + R3 + R_{OCP}} \quad (5)$$

ここで、

I : 入力補正電流

V_{fw1} : 入力電圧に比例した補助巻線 D のフォワード電圧

V_{FX1} : 整流ダイオード D_{X1} の順方向電圧

V_{ZX1} : ツェナーダイオード DZ_{X1} のツェナー電圧

OCP 入力電圧補正後の過電流検出しきい電圧 V_{ROCP}' は、次式になります。

$$V_{ROCP}' = -|R_{OCP} \times I_{DP(OCP)}'| \\ = -(|V_{OCP}| - |R3 \times I_{OCP}| - R3 \times I) \quad (6)$$

ここで、

R_{OCP} : R_{OCP} の抵抗値

$I_{DP(OCP)}'$: OCP 入力補正回路を接続した場合の OCP 動作時のドレイン電流ピーク

I : 入力補正電流

$R3$: $R3$ の抵抗値

V_{OCP} : 過電流検出しきい電圧 (-0.60 V)

I_{OCP} : OCP 端子流出電流 (-40 μ A)

入力電圧 (V_{IN}) が高くなると、入力補正電流 I による電圧降下 ($R3 \times I$) が大きくなるので、入力補正量も大きくなり、 V_{ROCP}' の絶対値は小さくなります。

OCP 入力電圧の補正開始電圧は、ツェナーダイオード DZ_{X1} のツェナー電圧 V_{ZX1} で設定します。 V_{ZX1} は、OCP 入力電圧の補正開始時の V_{fw1} と同じ電圧に設定します。

V_{ROCP}' は、電源入力電圧範囲の上限と下限で $I_{OUT(OCP)}$ の差を少なくし、電源入力電圧の上限における $I_{OUT(OCP)}$ が、図 9-22 の“適切な入力補正”のように、設定電流 I_{OUT} 以上に調整します。

OCP 端子の電圧は、絶対最大定格 (-2.0 V \sim 5.0 V) 以内になるように、電源入力電圧の上限においてサージ電圧も含めた確認と調整が必要です。

9.10.4. OCP 入力補正回路の定数の計算式

本項で使用する計算式の記号は、以下のとおりです。その他、抵抗値などの定数記号は、図 9-23 を参照してください。

V_{FX1} : 整流ダイオード D_{X1} の順方向電圧

V_{ZX1} : ツェナーダイオード DZ_{X1} のツェナー電圧

V_{OCP} : 過電流検出しきい電圧 $V_{OCP} = -0.60$ V

I_{OCP} : OCP 端子流出電流 $I_{OCP} = -40$ μ A

OCP 入力電圧の補正をしない場合、OCP 動作時のドレイン電流ピーク $I_{DP(OCP)}$ は、式(7)になります。このとき、 $I_{DP(OCP)}$ は、電源入力電圧下限における OCP 入力補正なし時の過電流検出しきい電圧で制限されるドレイン電流と同じになります。

$$R_{OCP} \times |I_{DP(OCP)}| = |V_{OCP}| - R3 \times |I_{OCP}|$$

$$\Rightarrow |I_{DP(OCP)}| = \frac{|V_{OCP}| - R3 \times |I_{OCP}|}{R_{OCP}} \quad (7)$$

OCP 入力電圧の補正をした場合、OCP 動作時のドレイン電流ピーク $I_{DP(OCP)}$ ' は式(8)になります。

$$R_{OCP} \times |I_{DP(OCP)}'| = |V_{OCP}| - R3 \times |I_{OCP}| - R3 \times I$$

$$\Rightarrow |I_{DP(OCP)}'| = \frac{|V_{OCP}| - R3 \times (|I_{OCP}| + I)}{R_{OCP}} \quad (8)$$

電源入力電圧の上限における $I_{DP(OCP)}$ ' は、図 9-22 の“適切な入力補正”の出力電流になるときのドレイン電流値に設定します。

式(7)、式(8)より、入力補正電流 I は次式になります。

$$I = (|I_{DP(OCP)}| - |I_{DP(OCP)}'|) \times \frac{R_{OCP}}{R3} \quad (9)$$

また、電源入力電圧上限の C2 ピーク電圧 $V_{IN(PK)MAX}$ によるフォワード電圧 V_{fw1} は、次式になります。

$$V_{fw1} = \frac{N_D \times V_{IN(PK)MAX}}{N_P} \quad (10)$$

ここで、電源入力電圧上限時に入力補正電流 I を流せるような設定とすると、入力補正電流 I は次式になります。

$$I = \frac{V_{fw1} - V_{ZX1} - V_{FX1}}{R_{X1} + R3 + R_{OCP}} \quad (11)$$

ここで、 $R3 \ll R_{X1}$ 、 $R_{OCP} \ll R_{X1}$ なので、 R_{X1} は次式になります。

$$R_{X1} = \frac{V_{fw1} - V_{ZX1} - V_{FX1}}{I} \quad (12)$$

式(12)に式(10)を代入すると、 R_{X1} は次式になります。

$$R_{X1} = \frac{\frac{N_D \times V_{IN(PK)MAX}}{N_P} - (V_{ZX1} + V_{FX1})}{I} \quad (13)$$

9.10.5. ユニバーサル入力電圧仕様の OCP 入力補正定数設定例 (参考)

入力電圧がユニバーサル仕様 (AC85 V~AC265 V) の場合、OCP 入力電圧補正回路 (DZ_{X1} 、 R_{X1}) の定数は、実働動作で確認しながら、以下のように設定します。

- 1) OCP 入力電圧の補正開始電圧を仮設定します。
仮設定する補正開始電圧 $V_{IN(OCP_ST)}$ の値は、100 VAC~130 VAC 程度です。
今回の仮設定値は $V_{IN(OCP_ST)} = 120$ VAC です。
- 2) 回路の定数は表 9-1 のように設定します。

表 9-1 回路定数 (参考)

項目	記号	定数
電源入力電圧	V_{IN}	AC85 V~AC265 V
出力電力	P_{OUT}	40 W
トランスの巻数 (入力側)	N_P	40 T
トランスの巻数 (補助巻線)	N_D	6 T
OCP 検出抵抗値	R_{OCP}	0.2 Ω
OCP 端子フィルタ抵抗値	$R3$	220 Ω
D_{X1} の順方向電圧降下	V_{FX1}	0.8 V

- 3) 電源入力電圧下限 (AC85 V) で、OCP 動作時のドレイン電流 $I_{DP(OCP)}$ を測定します。
- 4) 電源入力電圧上限 (AC265 V) のドレイン電流 $I_{DP(OCP)}$ ' は、電源入力電圧上限 (AC265 V) 時に、出力電流 $I_{OUT(OCP)}$ が図 9-22 の“適切な入力補正”の出力電流になるときのドレイン電流を測定します。
- 5) 表 9-1 および 3)、4) の結果より、OCP 入力電圧補正回路の部品定数を設定します。以下に各部品の定数の設定方法を示します。

• D_{ZX1} の設定

$V_{IN(OCP_ST)} = AC120$ V と設定すると、補助巻線のフォワード電圧 V_{fw1} は、式(10)より、

$$V_{fw1} = \frac{N_D}{N_P} \times V_{IN(PK)MAX}$$

$$= \frac{N_D}{N_P} \times V_{IN(OCP_ST)} \times \sqrt{2}$$

$$= \frac{6 \text{ T}}{40 \text{ T}} \times 120 \text{ VAC} \times \sqrt{2} = 25.5 \text{ V}$$

本設定例では、ツェナーダイオード DZ_{X1} のツェナー電圧 V_{ZX1} は、27 V を選定します。

● 入力補正電流 I の計算

3)、4)の結果が、それぞれ $I_{DP(OCp)} = 3.0 \text{ A}$ 、 $I_{DP(OCp)'} = 1.9 \text{ A}$ とすると、式(9)より、

$$I = (|I_{DP(OCp)}| - |I_{DP(OCp)'}|) \times \frac{R_{OCp}}{R3}$$

$$= (3.0 \text{ A} - 1.9 \text{ A}) \times \frac{0.2 \Omega}{220 \Omega} = 1 \text{ mA}$$

● R_{X1} の設定

式(13)より、

$$R_{X1} = \frac{N_D \times V_{IN(PK)MAX} - (V_{ZX1} + V_{FX1})}{I}$$

$$= \frac{6 \text{ T} \times 265 \text{ VAC} \times \sqrt{2}}{40 \text{ T}} - (27 \text{ V} + 0.8 \text{ V})}{1 \text{ mA}}$$

$$= 28.4 \text{ k}\Omega$$

よって、 R_{X1} は、E12 系列より 27 k Ω になります。

6) 5)で設定した定数で実働動作確認を行い、すべての電源入力電圧範囲において、OCP 動作時の出力電流 $I_{OUT(OCp)}$ が図 9-22 の“適切な入力補正”のようになることを確認します。必要に応じて OCP 入力電圧の補正開始電圧 $V_{IN(OCp_ST)}$ を変更し、 D_{ZX1} 、 R_{X1} の定数を再調整します。

9.11. 過負荷保護機能 (OLP)

図 9-25 に COMP 端子の周辺回路、図 9-26 に OLP 動作時の波形を示します。過負荷状態（過電流動作によりドレインピーク電流値を制限している状態）になると、出力電圧が低下するため、VCC 端子電圧が低下します。VCC 端子電圧が $V_{CC(BIAS_NOM)} = 11.0 \text{ V}$ になると、バイアスアシスト機能が動作し、VCC 端子電圧の低下を抑えます。また、同時に ISENSE 端子電圧も低下します。ISENSE 端子電圧が内部のエラーアンプ基準電圧 $V_{ISEN(TH)} = 0.300 \text{ V}$ まで低下すると、IC 内部の OTA 回路出力がなくなるため、COMP 端子内部の定電流源で COMP 端子に接続した C6 を充電します。COMP 端子電圧が OLP しきい電圧 $V_{COMP(OLP)} = 4.60 \text{ V}$ に達すると、過負荷保護機能 (OLP : Overload Protection) が動作してスイッチング動作を停止します。スイッチング動作が停止すると、VCC 端子電圧は低下し、 $V_{CC(OFF)} = 9.4 \text{ V}$ に達す

ると、起動回路が動作して IC は再起動します。このとき IC は C6 を放電し、COMP 端子電圧は低下します。起動回路により VCC 端子電圧が上昇して $V_{CC(ON)} = 15.1 \text{ V}$ に達すると、制御回路が動作を開始します。同時に起動回路がオフして、VCC 端子電圧は下降します。起動時は、バイアスアシスト機能が動作し、VCC 端子電圧がほぼ一定電圧になるように動作します。制御回路が動作を開始したときに、過負荷要因が排除されていなければ、再度 C6 が充電されます。これにより、COMP 端子電圧は上昇し、COMP 端子制御下限電圧 $V_{COMP(MIN)} = 0.85 \text{ V}$ に達すると、再度発振を開始します。その後、過負荷要因が排除されるまで、発振停止と再起動を繰り返す間欠発振動作になります。

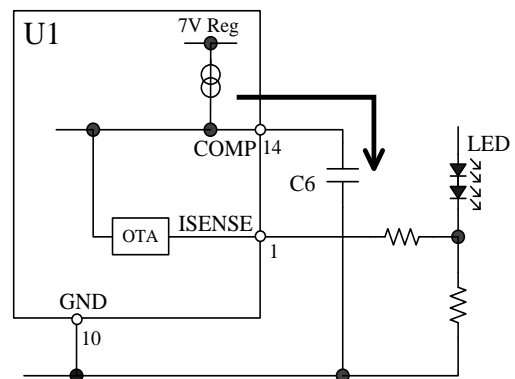


図 9-25 COMP 端子周辺回路

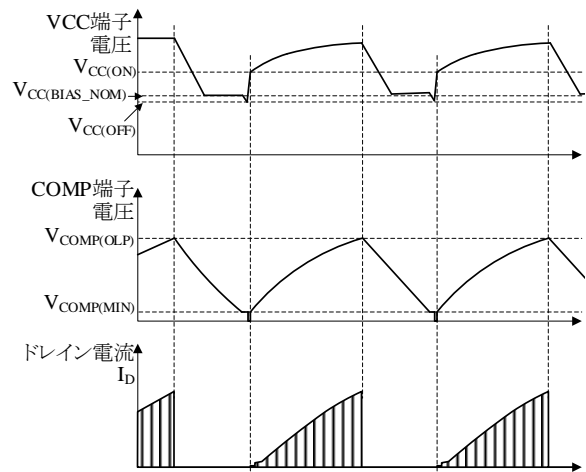


図 9-26 OLP 動作波形

9.12. 過電圧保護機能 (OVP)

VCC 端子と GND 端子間に、VCC 端子 OVP しきい電圧 $V_{CC(OVP)} = 31.5\text{ V}$ 以上の電圧を印加すると、過電圧保護機能 (OVP : Overvoltage Protection) が動作します。OVP を検出後の動作は、ラッチタイプ (LC5581LS) と、自動復帰タイプ (LC5581AS) で異なります。

VCC 端子電圧は出力電圧に比例するため、LED 負荷オープン時などの出力過電圧を検出できます。なお、過電圧保護動作時の出力電圧 $V_{OUT(OVP)}$ は、次式で概算できます。

$$V_{OUT(OVP)} = \frac{V_{OUT(NORMAL)}}{V_{CC(NORMAL)}} \times 31.5\text{ (V)} \quad (14)$$

9.12.1. ラッチタイプ (LC5581LS)

OVP が動作すると、ラッチ状態でスイッチング動作を停止します。スイッチング動作が停止すると、VCC 端子電圧は下降します。VCC 端子電圧が $V_{CC(BIAS_NOM)}$ まで低下すると、バイアスアシスト機能が動作し、VCC 端子電圧を $V_{CC(OFF)}$ 以上に保持します。これにより、ラッチ状態が保持されます。

ラッチ状態の解除は、電源電圧をオフし、VCC 端子電圧を $V_{CC(OFF)}$ 以下に下げることで行います。

9.12.2. 自動復帰タイプ (LC5581AS)

OVP が動作すると、スイッチング動作を停止します。OVP 動作時は、バイアスアシスト機能が無効になり、VCC 端子の UVLO による間欠発振動作を繰り返します。過電圧の要因を取り除くと、通常の動作に自動復帰します。

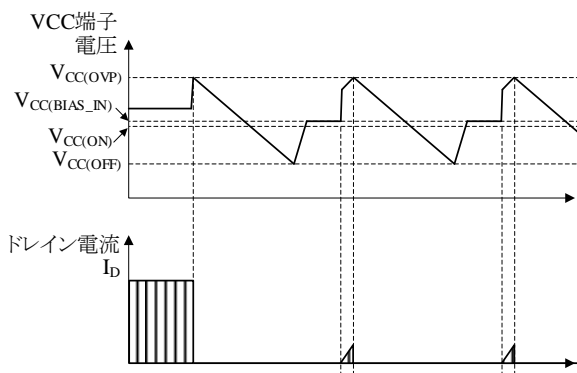


図 9-27 VCC_OVP 動作波形 (自動復帰タイプ)

10. 設計上の注意点

10.1. 外付け部品

各部品は使用条件に適合したものを使用します。図 10-1 に IC の周辺回路を示します。

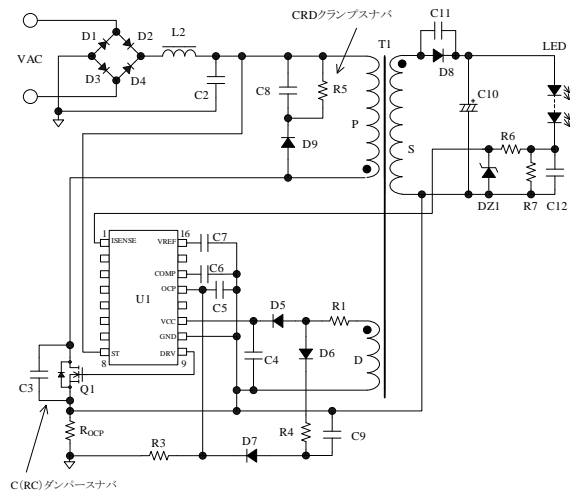


図 10-1 IC 周辺回路

• 出力の平滑用電解コンデンサ

電解コンデンサは、リップル電流・電圧・温度上昇に対し、適宜設計マージンを設けます。また、リップル電圧を低減するため、スイッチング電源設計に適した、低 ESR タイプを推奨します。

• OCP 端子周辺回路

R_{OCP} は、電流検出用抵抗です。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。

OCP 端子に接続する R3 と C5 は、ノイズ除去用のフィルタです。R3 は内部抵抗のばらつきの影響を小さくするために、 $100\ \Omega \sim 330\ \Omega$ 程度を接続します。C5 は温度による容量変化の少ないものを使用し、 $100\text{ pF} \sim 470\text{ pF}$ 程度を接続します。この容量が大きすぎると OCP の応答が遅くなるため、電源起動時などの過渡状態で、ドレイン電流のピークが増える場合があります。

• COMP 端子周辺回路

COMP 端子のコンデンサ C6 の容量は、 $0.47\ \mu\text{F} \sim 2.2\ \mu\text{F}$ 程度が目安になります。C6 の容量が小さすぎると、入力電源を停止して再起動する際に OLP が動作する場合があります。最終的に実働動作で確認し、C6 の容量を調整します。

● VCC 端子周辺回路

一般的な電源仕様の場合、C4 の容量は 4.7 μF～22 μF 程度を接続します。C4 は起動時間に影響するので、注意が必要です（9.1 項参照）。

また、実際の電源回路は、図 10-2 のように出力電流 I_{OUT} により VCC 端子電圧が増加し、過電圧保護動作 (OVP) になる場合があります。これは、パワー MOSFET がターンオフした瞬間に発生するサージ電圧が補助巻線にも誘起し、C4 をピーク充電するためです。これを防止するには、図 10-1 のように、整流用ダイオード D5 と直列に、抵抗 R1 (数 Ω～数十 Ω) の追加が有効です。ただし、出力電流に対する VCC 端子電圧の変化は、使用するトランスの構造により異なるため、実際に使用するトランスに合わせて R1 の最適値を調整する必要があります。

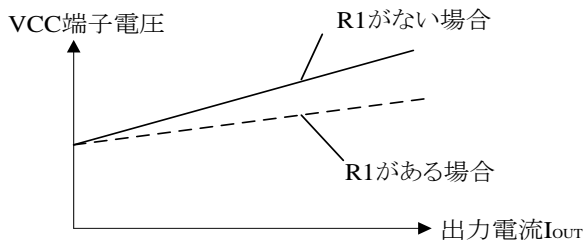


図 10-2 R1 による出力電流 I_{OUT}—VCC 端子電圧

● スナバ回路

V_{DS} サージ電圧が大きくなる電源仕様の場合は以下のような回路を追加します（図 10-1）参照。

- P 巻線間に CRD クランプスナバ回路を追加する
- MOSFET のドレイン端子とソース端子間に C、または RC ダンパースナバ回路を追加する。ダンパースナバ回路を追加する場合は、ドレイン端子とソース端子の直近に接続する

● トランス

トランスは、銅損・鉄損による温度上昇に対し、適宜設計マージンを設けます。スイッチング電流は高周波成分を含むため、表皮効果が影響する場合があります。このためトランスに使用する巻線の線径は、動作電流の実効値を考慮し、電流密度が 3～4 A/mm² 前後を目安に選定します。表皮効果の影響などで、さらに温度対策が必要な場合は、巻線表面積を増加させるため、次を検討します。

- 巻線の本数を増やす
- リッツ線を使用する
- 線径を太くする

次の場合、出力電流 I_{OUT} に対する VCC 端子電圧の変化率が悪化するため、トランス設計時は補助巻

線 D の巻き位置に注意が必要です。

- トランスの入力側と出力側の結合が悪く、サージ電圧が高くなる場合（低出力電圧、大電流負荷仕様など）
- 補助巻線 D と出力巻線の結合が悪く、サージ電圧の変動を受けやすい場合

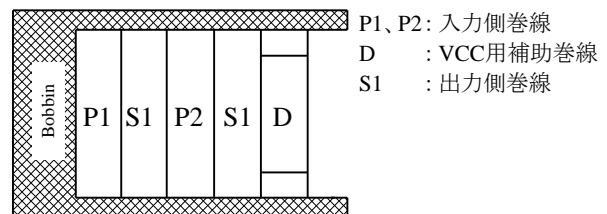
VCC 端子のサージ電圧の影響を低減するため、補助巻線 D の巻き位置を考慮したトランス参考例を図 10-3 に示します。

< 巻線構造例① >

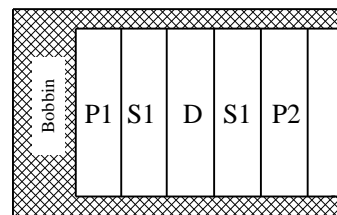
補助巻線 D を入力側巻線 P1 と P2 から離す構造 (P1、P2 は入力側巻線を 2 分割した巻線)

< 巻線構造例② >

出力巻線 S1 と補助巻線 D の結合を良くする構造



巻線構造例①



巻線構造例②

図 10-3 巻線構造例

10.2. トランス設計

平均電流制御において、電源入力電圧が正弦波の場合の理想的な波形を図 10-4 に示します。図 10-4 内の記号の詳細は以下のとおりです。

V_{INRMS} : 正弦波電源入力電圧の実効値

I_{IN} : 入力電流

I_{INP} : 入力電流のピーク

I_D : パワーMOSFET ドレイン電流

I_{DP} : パワーMOSFET ドレイン電流のピーク

I_S : 出力側整流ダイオードの順方向電流

I_{SP} : 出力側整流ダイオードの順方向電流のピーク

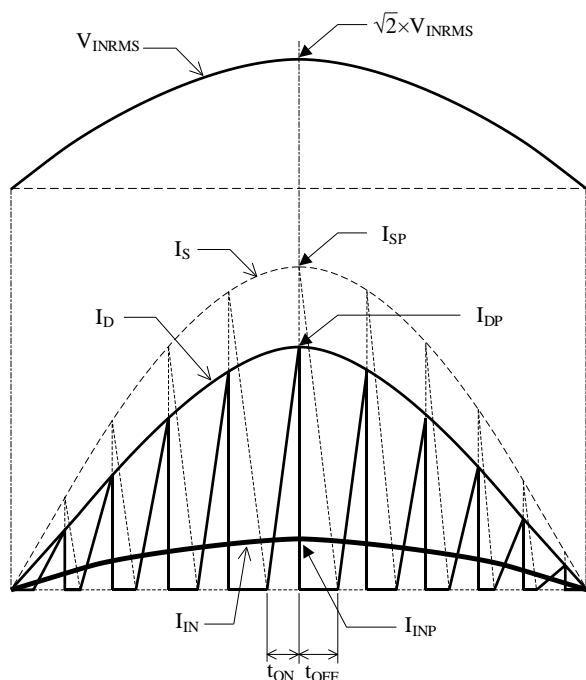


図 10-4 理想的な電流波形

平均電流制御は、商用周波数の正弦波電源入力電圧 V_{IN} に対し、COMP 端子電圧を一定電圧に制御します。そのため、ドレイン電流ピーク I_{DP} の包絡線 (I_{DP} をつなぐ曲線)、および I_{DP} を平均した入力電流 I_{IN} は、電源入力電圧と相似な正弦波の波形になります。なお、COMP 端子電圧が一定になるように、この端子に接続する C6 容量や出力側電流検出抵抗の定数を調整します。

トランスの設計は、RCC 方式 (Ringing Choke Converter : 自励式フライバックコンバータ) の基本式をベースに用います。ただし、擬似共振動作により、ターンオンのタイミングを遅延するため、デューティが変化します。また、入力電解コンデンサレスのため、トランスの印加電圧は商用周波数の正弦波電源入力電圧 V_{IN} になります。

そこで、RCC 方式の基本式に、擬似共振遅延時間分のデューティ補正を加え、これを正弦波電源入力電圧 V_{IN} に変換した計算式を用います。

擬似共振遅延時間を考慮し、正弦波電源入力電圧を印加した場合の入力側インダクタンス L_p' は、式 (15) になります。

$$L_{P'} = \frac{(V_{INRMS(MIN)} \times D_{ON})^2}{\left(\sqrt{\frac{2 \times P_{OUT} \times f_{S(MIN)}}{\eta}} + V_{INRMS(MIN)} \times D_{ON} \times f_{S(MIN)} \times \pi \sqrt{C_V} \right)^2} \quad (15)$$

ここで、

$V_{INRMS(MIN)}$ ：正弦波電源入力電圧下限時の実効値

P_{OUT} ：最大出力電力。式(16)で算出。

$f_{S(MIN)}$ ：正弦波電源入力電圧の波高値部の周波数（最低動作周波数）

η ：電源効率（ $\eta = 80\% \sim 90\%$ ）

C_V ：電圧共振コンデンサ（C3）一般的に 47 pF～470 pF が目安

D_{ON} ：正弦波電源入力電圧下限時の擬似共振遅延時間分を補正していない最大オンデューティ。式(17)で算出。

$$P_{OUT} = V_{OUT} \times I_{OUT} \quad (16)$$

ここで、

V_{OUT} ：出力電圧

I_{OUT} ：最大出力負荷電流

$$D_{ON} = \frac{V_{FLY}}{\sqrt{2} \times V_{INRMS(MIN)} + V_{FLY}} \quad (17)$$

ここで、

$V_{INRMS(MIN)}$ ：正弦波電源入力電圧下限時の実効値

V_{FLY} ：フライバック電圧。式(18)で算出。

フライバック電圧は、パワーMOSFETの耐圧、サージ電圧を考慮して決定します。ユニバーサル入力仕様で、パワーMOSFETの耐圧が 650 V の場合、一般的に $V_{FLY} = 100 \sim 150$ V 程度が目安です。

$$V_{FLY} = \frac{N_P}{N_S} \times (V_{OUT} + V_F) \quad (18)$$

ここで、

N_P ：入力側巻数

N_S ：出力側巻数

V_F ：出力側整流ダイオード（D10）の順方向電圧降下（約 0.7 V）

また、擬似共振遅延時間 t_{ONDLY} は、次式になります。

$$t_{\text{ONDLY}} = \pi\sqrt{L_p' \times C_V} \quad (19)$$

擬似共振遅延時間 t_{ONDLY} を考慮し、デューティ補正後の最大オンデューティを $D_{\text{ON}'}$ とすると、次式になります。

$$D_{\text{ON}'} = (1 - f_{\text{S(MIN)}} \times t_{\text{ONDLY}}) \times D_{\text{ON}} \quad (20)$$

正弦波電源入力電圧下限時の入力電流実効値 $I_{\text{INRMS(MAX)}}$ は、次式になります。

$$I_{\text{INRMS(MAX)}} = \frac{P_{\text{OUT}}}{\eta \times V_{\text{INRMS(MIN)}}} \quad (21)$$

擬似共振遅延時間 t_{ONDLY} を考慮したドレイン電流ピーク $I_{\text{DP(DLY)}}$ は、次式になります。

$$I_{\text{DP(DLY)}} = \frac{2\sqrt{2} \times P_{\text{OUT}}}{\eta \times D_{\text{ON}'} \times V_{\text{INRMS(MIN)}}} \quad (22)$$

トランスに使用するフェライトコアの AL-value 値は、入力側巻線 N_p とドレイン電流ピーク $I_{\text{DP(DLY)}}$ から求まる NI-Limit (AT) ($= N_p \times I_{\text{DP(DLY)}}$) の値を考慮し、磁気飽和を生じない AL-value 値を選定します。

NI-Limit と AL-value の関係を満足するフェライトコアを選ぶときは、温度などのばらつきに対する設計マージンを考慮し、算出した NI-Limit 値がコアデータの NI-Limit に対し、磁気飽和マージン 30% 程度低い、図 10-5 の NI-Limit vs. AL-value 特性曲線内 (斜線) 設定を推奨します。

$$\text{NI-Limit} \leq N_p \times I_{\text{DP(DLY)}} \times 130\% \quad (23)$$

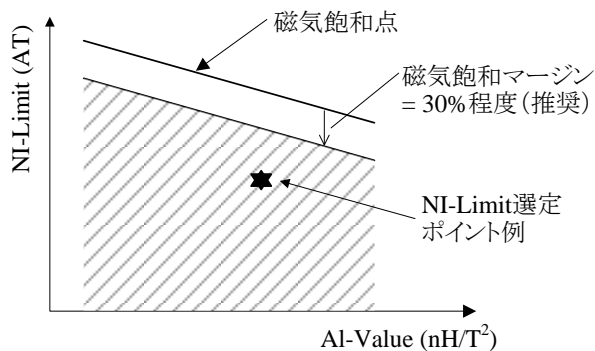


図 10-5 コアの NI-Limit vs. AL-Value 特性例

入力側巻線 N_p 、出力側巻線 N_s 、VCC 補助巻線 N_D は、次式より求めます。

$$N_p = \sqrt{\frac{L_p'}{\text{AL-value}}} \quad (24)$$

$$N_s = \frac{V_{\text{OUT}} + V_F}{V_{\text{FLY}}} \times N_p \quad (25)$$

$$N_D = \frac{V_{\text{CC}}}{V_{\text{OUT}} + V_F} \times N_s \quad (26)$$

10.3. 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、グラウンド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 10-6 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。入力コンデンサ C_2 は、高周波電流ループのインピーダンスを下げるため、トランスの近くに接続します。

(2) 制御系グラウンドパターン

制御系グラウンド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。制御系のグラウンドは専用パターンにし、 R_{OCP} のできるだけ近くに一点で配線します (図 10-6 の A 点)。

(3) VCC 端子周り

このパターンは、IC の電源供給用パターンのため、極力電流ループを小さく配線します。IC とコンデンサ C_4 の距離が離れている場合は、VCC 端子と GND 端子の近くにフィルムコンデンサ C_f (0.1 μF ~ 1.0 μF 程度) などを追加します。

(4) 電流検出用抵抗 R_{OCp} 周り

R_{OCp} は、MOSFET のソースと OCP 端子の近くに配置します。

OCP 端子の周辺部品 R3 への配線は、専用パターンで R_{OCp} の根元から接続します。

(5) IC の周辺部品

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。

(6) 出力側整流平滑回路

このパターンは、スイッチング電流が流れる出力側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。

このパターンのインピーダンスを下げると、パワーMOSFET がターンオフする際に発生するサージ電圧を減らすことができます。これにより、パワーMOSFET の耐圧マージンを増やし、クランプスナバ回路のストレスや損失を低減できます。

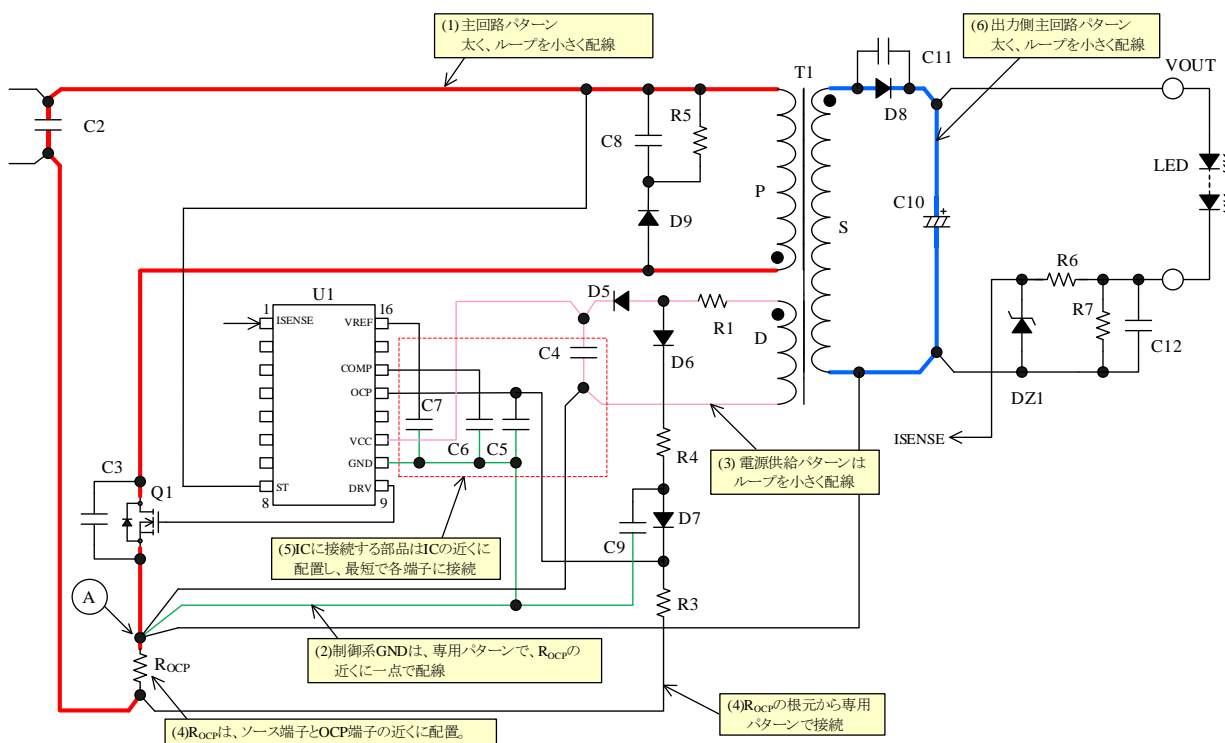


図 10-6 電源 IC 周辺回路の接続例

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、およびその他の情報（以下、「本情報」という）は、本書発行時点のものであります。本情報は、改良などで予告なく変更することがあります。本製品を使用する際は、本情報が最新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。本製品を使用する際は、納入仕様書に署名または記名押印のうえ、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、防災装置、防犯装置、各種安全装置など）に本製品を使用することを検討する際は、必ず事前にその使用の適否について弊社販売窓口へ相談いただき、納入仕様書に署名または記名押印のうえ、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られません。特定用途に本製品を使用したことでお客様または第三者に生じた損害などに関して、弊社は一切その責任を負いません。
- 本製品を使用するにあたり、本製品に他の製品や部材を組み合わせる際、あるいはこれらの製品に物理的、化学的、その他の何らかの加工や処理を施す際は、使用者の責任においてそのリスクを必ず検討したうえで行ってください。
- 弊社は、品質や信頼性の向上に努めていますが、半導体製品は、ある確率で欠陥や故障が発生することは避けられません。本製品が故障し、その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に、故障発生率やディレーティングなどを考慮したうえで、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す。
- 本情報に起因する使用者または第三者のいかなる損害、および使用者または第三者の知的財産権を含む財産権とその他一切の権利の侵害問題について、弊社は一切その責任を負いません。
- 本情報を、文書による弊社の承諾なしに転記や複製することを禁じます。
- 本情報について、弊社の所有する知的財産権およびその他の権利の実施、使用または利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）ならびに本情報（正確性、有用性、および信頼性を含む）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。
- 本製品を使用する際は、特定の物質の含有や使用を規制する RoHS 指令など、適用される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に使用してください。
- 本製品および本情報を、大量破壊兵器の開発を含む軍事用途やその他軍事利用の目的で使用しないでください。また、本製品および本情報を輸出または非居住者などに提供する際は、「米国輸出管理規則」や「外国為替及び外国貿易法」など、各国で適用される輸出管理法令などを遵守してください。
- 弊社物流網以外における本製品の落下などの輸送中のトラブルについて、弊社は一切その責任を負いません。
- 本書は、正確を期すために慎重に製作したのですが、本書に誤りがないことを保証するものではありません。万一、本情報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、弊社は一切その責任を負いません。
- 本製品を使用する際の一般的な使用上の注意は弊社ホームページを、特に注意する内容は納入仕様書を参照してください。
- 本書で使用されている個々の商標、商号に関する権利は、弊社を含むその他の原権利者に帰属します。