

概要

SSC1S310A シリーズは、擬似共振型スイッチング電源用制御 IC です。低消費電力および低スタンバイ電力に対応するため、起動回路とスタンバイ機能を内蔵しております。また、高効率・低ノイズを実現するため、通常動作時は擬似共振動作、中～軽負荷時はボトムスキップ動作へ自動的に切り替わります。パッケージは SOIC8 を採用しています。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

- マルチモード制御
(負荷状況に応じた動作で全領域高効率)
- オートスタンバイ機能内蔵
(バースト発振動作で軽負荷時の効率を改善)
- 無負荷時入力電力
 $P_{IN} < 30 \text{ mW (AC100V)}$ 、 50 mW (AC230V)
- ボトムスキップ機能内蔵 (ボトムスキップ動作で中～軽負荷時の効率を改善)
- ステップ・オン・バースト発振機能内蔵
(トランスの音鳴り抑制)
- バイアスアシスト機能内蔵
- ソフトスタート機能内蔵
- 起動電圧変更可能
- 最大オン時間制限回路内蔵
- VCC 動作範囲拡大
- リーディング・エッジ・ブランキング機能内蔵
(外部フィルタ不要のため外付け部品削減)
- 保護機能
過電流保護(OCP) : パルス・バイ・パルス
過電圧保護(OVP)
過負荷保護(OLP)
過熱保護(TSD)

パッケージ

SOIC8



原寸大ではありません。

主要特性

- 絶対最大定格 V_{CC} : 35 V (max.)
- 動作開始電源電圧 $V_{CC(ON)}$: 15.1 V (typ.)
- PWM 動作周波数 f_{OSC} : 21.0 kHz (typ.)
- 最大オン時間 $t_{ON(MAX)}$: 40.0 μs (typ.)

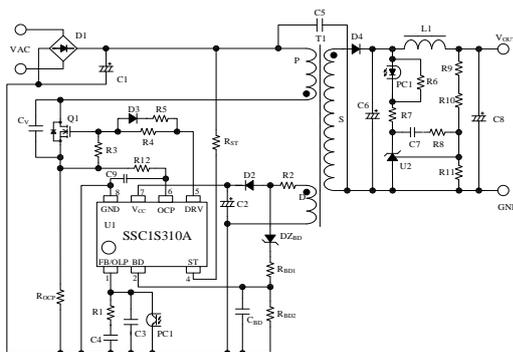
シリーズラインアップ

製品名	保護動作 (OVP、OLP、TSD)
SSC1S311A	自動復帰
SSC1S312A	ラッチ

アプリケーション

- デジタル家電
- OA 機器
- 白物家電
- 産業機器
- 通信機機器

応用回路例



目次

概要	1
目次	2
1. 絶対最大定格	3
2. 電気的特性	3
3. ブロックダイアグラム	5
4. 各端子機能	5
5. 応用回路例	6
6. 外形図	7
7. 捺印仕様	7
8. 動作説明	8
8.1. 起動動作	8
8.1.1. 起動時間	8
8.1.2. 低入力動作禁止回路 (UVLO : Undervoltage Lockout)	8
8.1.3. バイアスアシスト機能	8
8.1.4. 補助巻線	9
8.1.5. ソフトスタート機能	10
8.1.6. 電源起動時の動作モード	10
8.2. 定電圧制御回路動作	11
8.3. 擬似共振動作とボトムオンタイミング	12
8.3.1. 擬似共振動作	12
8.3.2. ボトムオンタイミング	12
8.3.3. BD 端子ブランキング時間	14
8.3.4. ボトムスキップ擬似共振動作	15
8.4. オートスタンバイ機能	16
8.5. 過電圧保護機能(OVP)	17
8.6. 過負荷保護機能(OLP)	17
8.7. 過熱保護機能 (TSD)	18
8.8. 過電流保護機能 (OCP)	19
8.8.1. 過電流入力補正機能	19
8.8.2. BD 端子周辺定数設定参考例	21
8.8.3. 過電流入力補正が必要ない場合	21
8.9. 最大オン時間制限機能	21
8.10. ゲート抵抗の設定	22
9. 設計上の注意点	22
9.1. 外付け部品	22
9.2. トランス設計	22
9.3. ST 端子が負電位になる場合の対策	24
9.4. 位相補償	24
9.5. パターン設計	24
注意書き	27

SSC1S310A シリーズ

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。

項目	記号	測定条件	端子	定格	単位
制御部電源電圧	V_{CC}		7-8	35	V
起動端子電圧	V_{ST}		4-8	-0.3~600	V
OCP 端子電圧	V_{OCP}		6-8	-2.0~6.0	V
FB 端子電圧	V_{FB}		1-8	-0.3~7.0	V
FB 端子流入電流	I_{FB}		1-8	10.0	mA
BD 端子電圧	V_{BD}		2-8	-6.0~6.0	V
許容損失	P_D		—	0.14	W
動作周囲温度	T_{OP}		—	-40~125	$^\circ\text{C}$
保存温度	T_{stg}		—	-40~125	$^\circ\text{C}$
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、 $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 、 $V_{CC} = 20\text{ V}$ 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	$V_{CC(ON)}$		7-8	13.8	15.1	17.3	V
動作停止電源電圧 ⁽¹⁾	$V_{CC(OFF)}$		7-8	8.4	9.4	10.7	V
動作時回路電流	$I_{CC(ON)}$		7-8	—	1.3	3.7	mA
非動作時回路電流	$I_{CC(OFF)}$	$V_{CC} = 13\text{ V}$	7-8	—	4.5	50	μA
起動回路動作電圧	$V_{START(ON)}$		4-8	18	21	24	V
起動電流	$I_{CC(STARTUP)}$	$V_{CC} = 13\text{ V}$	7-8	-4.5	-3.1	-1.0	mA
起動電流供給しきい値電圧 ⁽¹⁾	$V_{CC(BIAS)}$		7-8	9.5	11.0	12.5	V
PWM 動作周波数	f_{OSC}		5-8	18.4	21.0	24.4	kHz
ソフトスタート動作期間	t_{SS}		5-8	—	6.05	—	ms
通常動作							
ボトムスキップ動作しきい値電圧 1	$V_{OCP(BS1)}$		6-8	0.487	0.572	0.665	V
ボトムスキップ動作しきい値電圧 2	$V_{OCP(BS2)}$		6-8	0.200	0.289	0.380	V
擬似共振動作しきい値電圧 1 ⁽²⁾	$V_{BD(TH1)}$		2-8	0.14	0.24	0.34	V
擬似共振動作しきい値電圧 2 ⁽²⁾	$V_{BD(TH2)}$		2-8	0.07	0.17	0.27	V
最大フィードバック電流	$I_{FB(MAX)}$		1-8	-320	-205	-120	μA

⁽¹⁾ $V_{CC(BIAS)} > V_{CC(OFF)}$

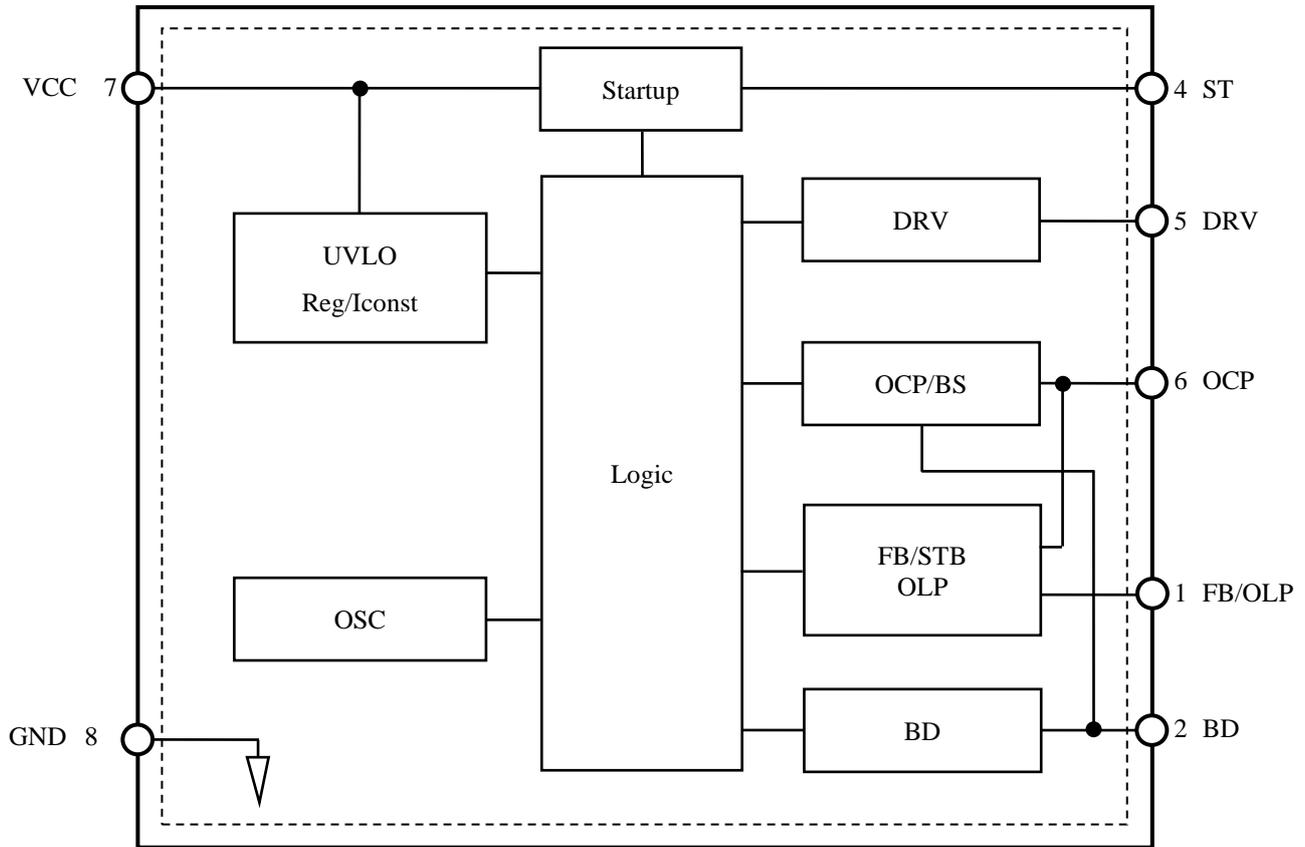
⁽²⁾ $V_{BD(TH1)} > V_{BD(TH2)}$

SSC1S310A シリーズ

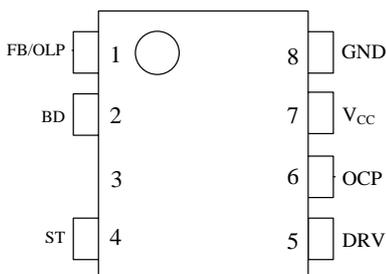
項目	記号	測定条件	端子	Min.	Typ.	Max.	単位
スタンバイ動作							
スタンバイ動作しきい値電圧	$V_{FB(STBOP)}$		1-8	0.45	0.80	1.15	V
保護動作							
最大オン時間	$t_{ON(MAX)}$		5-8	30.0	40.0	50.0	μs
リーディング・エッジ・ブランキング時間	t_{BW}		5-8	—	495	—	ns
過電流検出しきい値電圧 (定常時)	$V_{OCP(H)}$		6-8	0.820	0.910	1.000	V
過電流検出しきい値電圧 (入力補正時)	$V_{OCP(L)}$	$V_{BD} = -3 V$	6-8	0.560	0.660	0.760	V
BD 端子流出電流	$I_{BD(O)}$	$V_{BD} = -3 V$	2-8	-250	-83	-30	μA
OLP バイアス電流	$I_{FB(OLP)}$	$V_{FB/OLP} = 5V$	1-8	-15	-10	-5	μA
OLP しきい値電圧	$V_{FB(OLP)}$		1-8	5.50	5.96	6.40	V
OLP 動作後回路電流	$I_{CC(OLP)}$		7-8	—	575	—	μA
VCC 端子 OVP 動作電源電圧	$V_{CC(OVP)}$		7-8	28.5	31.5	34.0	V
フィードバック制御時最大電圧	$V_{FB(MAX)}$	$I_{FB} = -12 \mu A$	1-8	3.70	4.05	4.40	V
熱保護動作温度	$T_{J(TSD)}$		—	135	—	—	$^{\circ}C$
ドライブ回路							
DRV 端子出力電圧	V_{DRV}		5-8	7.5	8.1	8.7	V
DRV 端子ソース電流 (ピーク)	$I_{DRV(SO)}$		5-8	—	-150	—	mA
DRV 端子シンク電流 (ピーク)	$I_{DRV(SI)}$		5-8	—	608	—	mA
熱特性							
熱抵抗	θ_{j-A}		—	—	—	180	$^{\circ}C/W$

SSC1S310A シリーズ

3. ブロックダイアグラム



4. 各端子機能



端子番号	端子名	機能
1	FB/OLP	定電圧制御、スタンバイ制御、 過負荷保護信号入力
2	BD	ボトム検出信号、入力補正検出信号入力
3	—	(抜きピン)
4	ST	起動回路入力
5	DRV	ゲートドライブ出力
6	OCP	過電流保護信号入力
7	VCC	電源入力、過電圧保護信号入力
8	GND	グラウンド

5. 応用回路例

図 5-1 の起動電圧は、起動回路動作電圧 $V_{START(ON)} = \text{約 } 21$ です。これより高い電圧に設定したい場合は、図 5-2 のように ST 端子に DZ_{ST} を直列に追加します。 DZ_{ST} を追加した場合の起動電圧 $V_{START(ON)'}$ は次式になります。

$$V_{START(ON)'} = V_{START(ON)} + V_{ZST} \tag{1}$$

ここで

$V_{START(ON)}$: 起動回路動作電圧 約 21V

V_{ZST} : DZ_{ST} のツェナー電圧

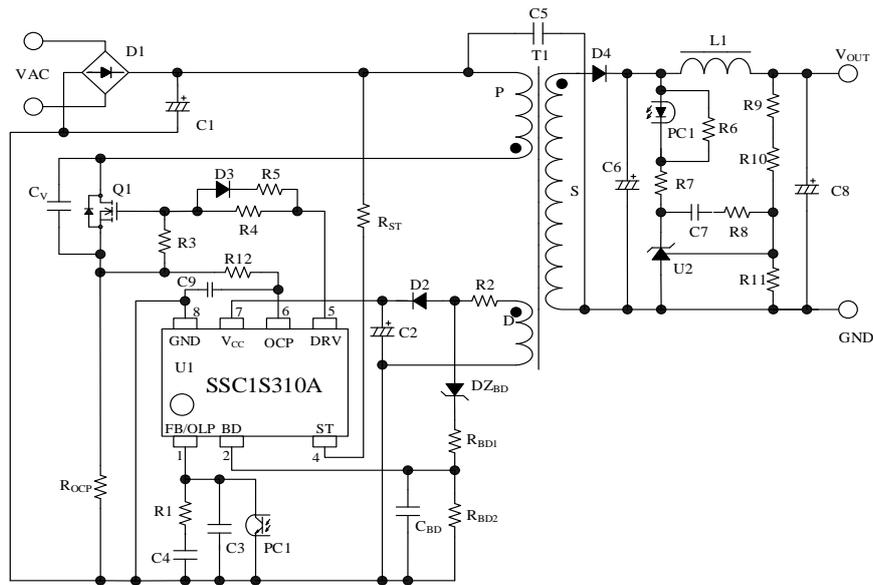


図 5-1 応用回路例 1

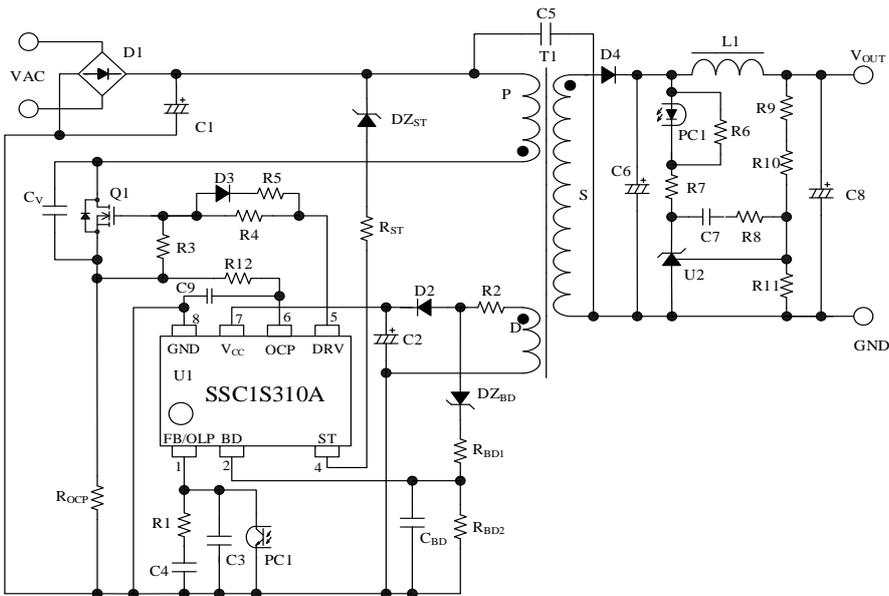
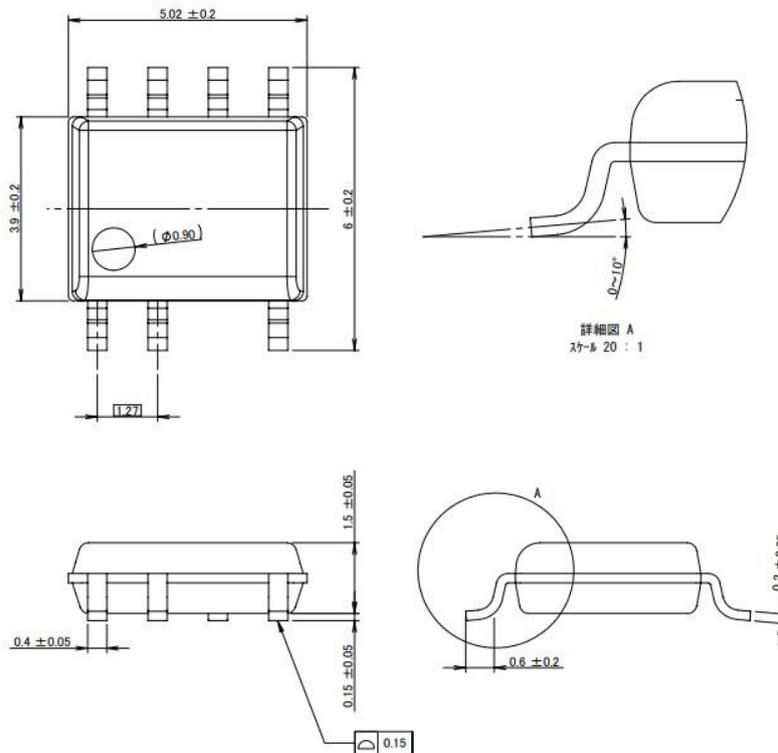


図 5-2 応用回路例 2 (起動電圧変更)

SSC1S310A シリーズ

6. 外形図

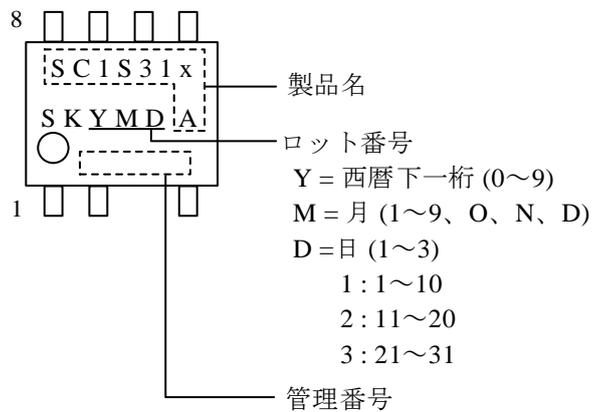
- SOIC8



備考

- 単位：mm
- Pb フリー

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）を“+”、流出（ソース）を“-”と規定します。

8.1. 起動動作

8.1.1. 起動時間

VCC 端子周辺回路を図 8-1 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。

IC 内部で定電流化した起動電流 $I_{CC(STARTUP)} = -3.1mA$ は、VCC 端子に接続した電解コンデンサ C2 を充電し、VCC 端子電圧が動作開始しきい値 $V_{CC(ON)} = 15.1V$ まで上昇すると、制御回路が動作を開始します。

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。

起動時間は、C2 のコンデンサ容量で決まり、一般的な電源仕様の場合、 $10\mu F \sim 47\mu F$ 程度になります。起動時間の概算値は次式で算出します。

$$t_{START} = C2 \times \frac{V_{CC(ON)} - V_{CC(INT)}}{|I_{CC(STARTUP)}|} \quad (2)$$

ここで、

t_{START} : 起動時間 (s)

$V_{CC(INT)}$: VCC 端子の初期電圧 (V)

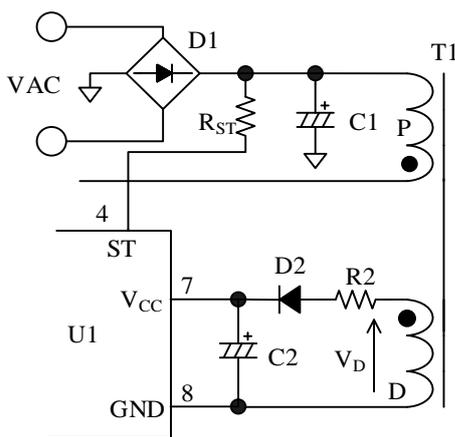


図 8-1 VCC 端子周辺回路

8.1.2. 低入力動作禁止回路

(UVLO : Undervoltage Lockout)

VCC 端子電圧と回路電流 I_{CC} の関係を図 8-2 に示します。

VCC 端子電圧が動作開始しきい値 $V_{CC(ON)} = 15.1V$ に達すると、制御回路が動作を開始し、回路電流が増加します。制御回路動作後、VCC 端子電圧が動作停止しきい値 $V_{CC(OFF)} = 9.4V$ 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。

制御回路が動作すると、VCC 端子への印加電圧は、図 8-1 の補助巻線電圧 V_D を整流平滑した電圧になります。補助巻線 D の巻数は、電源仕様の入出力変動範囲内で、VCC 端子電圧が次式の範囲になるように、調整します。

補助巻線電圧の目安は 20V 程度になります。

$$V_{CC(BIAS)(max.)} < V_{CC} < V_{CC(OVP)(min.)}$$

$$\rightarrow 12.5 V < V_{CC} < 28.5V \quad (3)$$

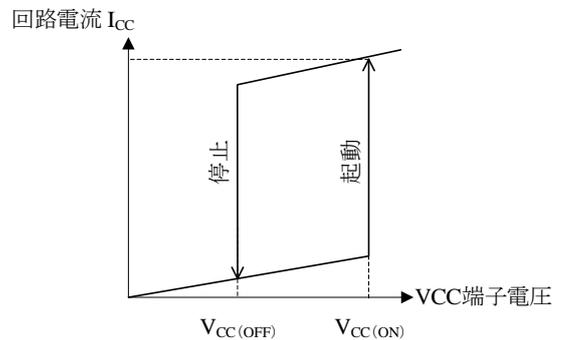


図 8-2 VCC 端子電圧と回路電流 I_{CC}

8.1.3. バイアスアシスト機能

電源起動時の VCC 端子電圧波形例を図 8-3 に示します。VCC 端子電圧が $V_{CC(ON)} = 15.1 V$ に達すると、IC が動作開始して 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

SSC1S310A シリーズ

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 $V_{CC(OFF)} = 9.4V$ 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、フィードバック制御がかかった状態 (FB/OLP 端子電圧が、スタンバイ動作しきい値電圧 $V_{FB(STBOP)} = 0.80V$ 以下の状態) で、VCC 端子電圧が起動電流供給しきい値 $V_{CC(BIAS)} = 11.0V$ に低下すると、バイアスアシスト機能が動作します。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、VCC 端子電圧の低下を抑え、VCC 端子電圧がほぼ一定電圧になるように動作します。バイアスアシスト機能により、C2 は低い容量が使用できるため、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、最終的に実働動作で確認および調整が必要です。

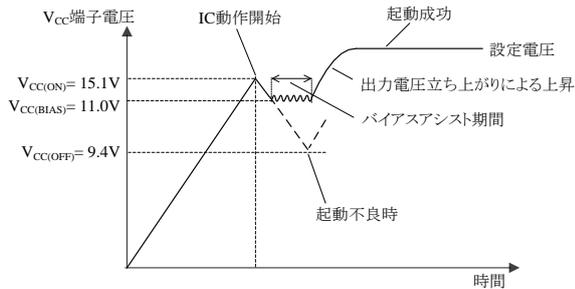


図 8-3 起動時の VCC 端子電圧

8.1.4. 補助巻線

実際の電源回路は、図 8-4 のように 2 次側出力電流 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、C2 をピーク充電するためです。これを防止するには、図 8-5 のように、整流用ダイオード D2 と直列に、抵抗 R2 (2.2Ω~82Ω 程度) 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 R2 の最適値を調整する必要があります。

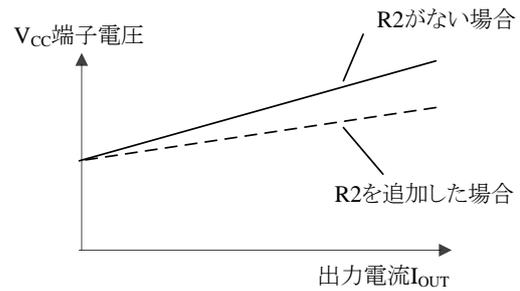


図 8-4 R2 による出力電流 I_{OUT} - VCC 端子電圧

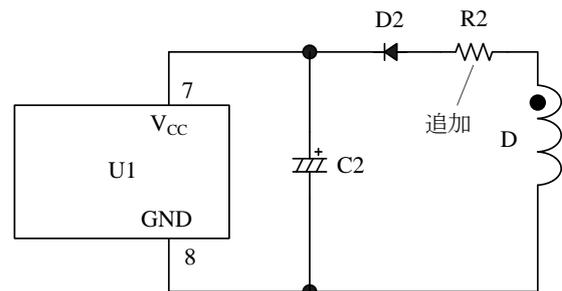


図 8-5 出力電流 I_{OUT} の影響を受けにくい VCC 端子周辺回路

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 1 次と 2 次間の結合が悪く、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 2 次側安定化出力巻線 (定電圧制御をしている出力ラインの巻線) 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 8-6 に示します。

● 巻線構造例①

- 補助巻線 D を 1 次側巻線 P1 と P2 から離す構造
- P1、P2 は 1 次側巻線を 2 分割した巻線

● 巻線構造例②

- 2 次側安定化出力巻線 S1 と補助巻線 D の結合を良くする構造
- 2 出力巻線 S1、S2 中、S1 は安定化出力巻線 (定電圧制御をしている出力ラインの巻線)

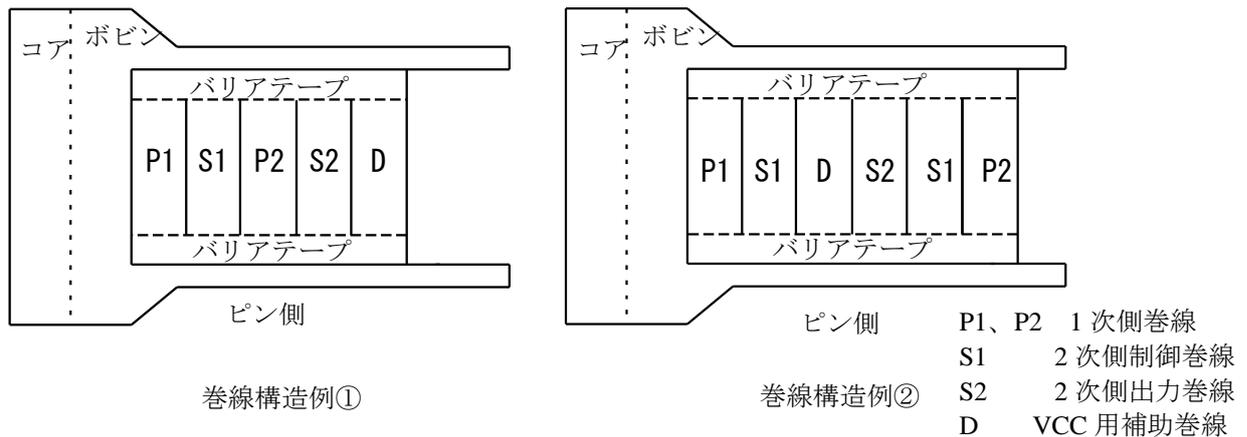


図 8-6 巻線構造例

8.1.5. ソフトスタート機能

図 8-7 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。ソフトスタート動作期間は、IC 内部で $t_{SS} = 6.05\text{ms}$ に設定しており、この期間に過電流しきい値が 4 段階でステップアップします。これにより、パワー-MOSFET および 2 次側整流ダイオードの、電圧・電流ストレスを低減します。ソフトスタート動作期間中は、動作周波数 $f_{OSC} = 21.0\text{kHz}$ の PWM 動作でスイッチングします。なお、OLP デレイ時間や起動時の VCC 端子電圧値は、最終的に実働動作で確認および調整が必要です。

8.1.6. 電源起動時の動作モード

図 8-7 のように、電源起動時は補助巻線電圧が低いため、擬似共振信号が、規定レベル（擬似共振動作しきい値電圧 $1 V_{BD(TH1)} = 0.24\text{V}$ 以上、擬似共振信号の有効期間 $1.0 \mu\text{s}$ 以上）に達していない期間があります。この期間は、動作周波数 $f_{OSC} = 21.0\text{kHz}$ の PWM 動作でスイッチングします。その後、出力電圧が立ち上がると、補助巻線電圧が上昇し、擬似共振信号が規定レベルに達すると、擬似共振動作を行います。なお、ソフトスタート動作期間 t_{SS} 内も、擬似共振動作にならずに、PWM 動作でスイッチングします。

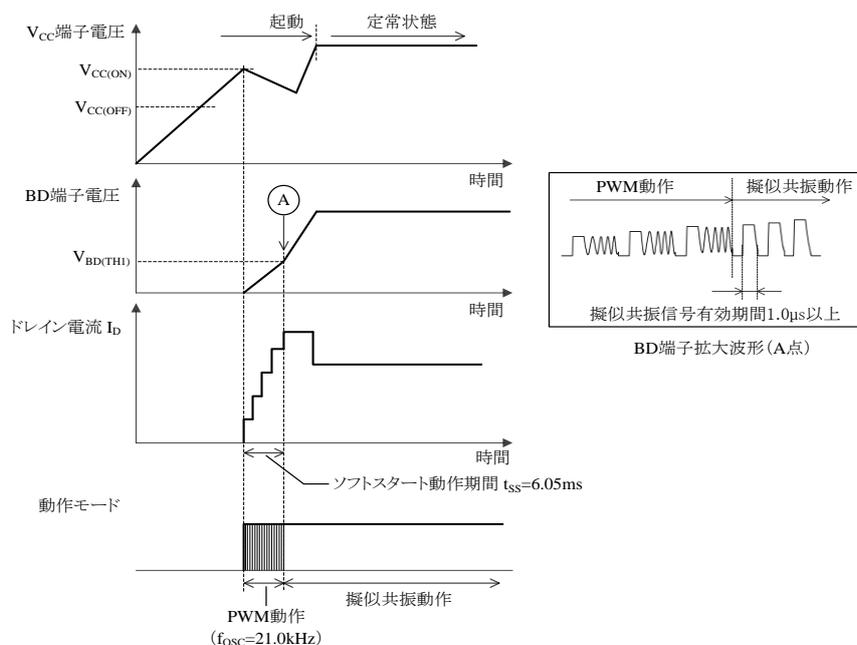


図 8-7 電源起動時の動作モード

8.2. 定電圧制御回路動作

出力電圧の定電圧制御は、過渡応答および安定性に優れた電流モード制御（ピーク電流モード制御）を使用しています。本 IC は、電流検出抵抗の電圧 (V_{ROCP}) と目標電圧 (V_{SC}) を内部の FB コンパレータで比較し、 V_{ROCP} のピーク値が V_{SC} に近づくように制御します。 V_{SC} は、FB/OLP 端子の電圧から IC 内部で作ります（図 8-8、図 8-9 参照）。

● 軽負荷の場合

負荷が軽くなると、出力電圧の上昇に伴い 2 次側エラーアンプのフィードバック電流が増加します。この電流がフォトカプラを介して流れる I_{FB} を FB/OLP 端子から引き抜くことにより、FB/OLP 端子電圧は低下します。これにより、目標電圧 V_{SC} が下がるため、 V_{ROCP} のピーク値が低下するように制御を行います。その結果、ドレイン電流のピーク値が減少し、出力電圧の上昇を抑えます。

● 重負荷の場合

負荷が重くなると、軽負荷時の逆の動作になり、FB コンパレータの目標電圧 V_{SC} が高くなるため、ドレイン電流のピーク値が増加し、出力電圧の低下を抑えます。

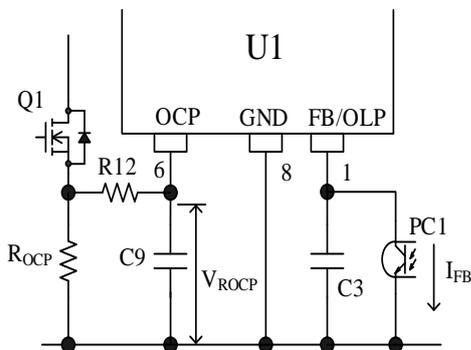


図 8-8 FB/OLP 端子周辺回路

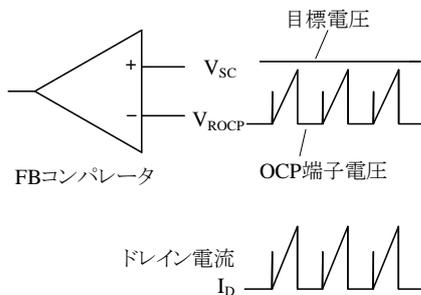


図 8-9 定常時の I_D と FB コンパレータ動作

一般的にピーク電流モード制御方式は、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、FB コンパレータや過電流保護回路(OCP)が応答し、パワー MOSFET がオフする場合があります。

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 $t_{BW} = 495 \text{ ns}$ を設け、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（リーディング・エッジ・ブランキング機能）。

図 8-10 のように、OCP 端子電圧に生じるターンオン時のサージ電圧幅が大きい場合は、 t_{BW} 以下にするため、次のように、サージ電圧が生じにくいパターン設計や、調整が必要です。

- 電流検出抵抗 R_{OCP} の接続は 9.5 項参照
- ターンオンタイミングを V_{DS} ボトムポイントへ合わせる
- 電圧共振コンデンサ C_V 容量や 2 次側スナバ回路のコンデンサ容量を下げ、ターンオン時のサージ電圧を下げる
- 図 8-8 のように、OCP 端子に CR フィルタ (R_{12} 、 C_9) を追加し、サージ電圧を下げる。

なお、CR フィルタは、サージ電圧の大きさにより設定します。フィルタの設定により、過電流検出レベルや、オートスタンバイ機能のバースト発振動作に切り替わる負荷レベルが変化するため、十分な確認が必要です。CR フィルタが必要ない場合は、 R_{12} はショート、 C_9 はオープン。追加する場合の目安は、 R_{12} が $100 \Omega \sim 330 \Omega$ 、 C_9 が $470 \text{ pF} \sim 680 \text{ pF}$ 程度になります。

図 8-10 の $V_{OCP(H)'}$ は、8.8 項の入力補正後の過電流検出しきい値電圧です。

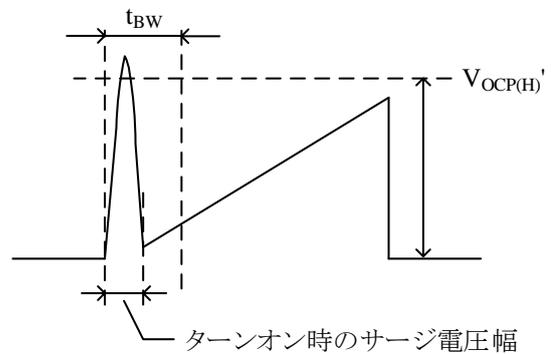


図 8-10 OCP 端子電圧波形

8.3. 擬似共振動作とボトムオンタイミング

8.3.1. 擬似共振動作

図 8-11 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 2 次側へ供給する方式です。フライバック方式では、パワー-MOSFET がオフし、2 次側にエネルギーを放出した後もパワー-MOSFET がオフを続けます。このとき、ドレインとソース間電圧 V_{DS} は、トランスの 1 次側インダクタンス 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）。理想的なボトムオン動作時の V_{DS} 電圧波形を図 8-12 に示します。ボトムオン動作により、スイッチング損失およびスイッチングノイズが低減し、高効率、低ノイズが実現できます。本 IC のボトムオンは、擬似共振動作時だけでなく、ボトムスキップ擬似共振動作時も行います。これにより、軽負荷～中負荷のスイッチング周波数が下がるため、この領域の効率が向上します。

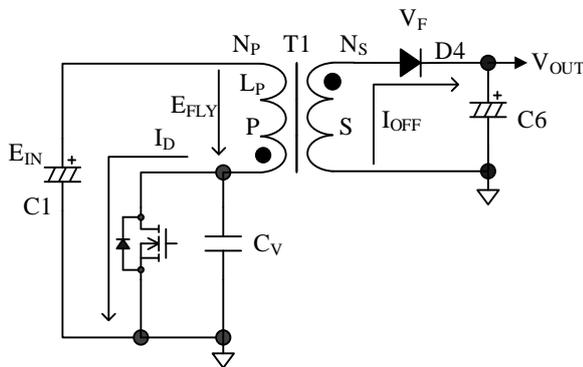


図 8-11 フライバック方式

図 8-11 の記号の定義は以下のとおりです。

E_{IN} : 入力電圧
 E_{FLY} : フライバック電圧

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

N_P : 1 次側巻数
 N_S : 2 次側巻数
 V_{OUT} : 出力電圧
 V_F : 2 次側整流ダイオードの順方向電圧降下

I_D : パワー-MOSFET のドレイン電流
 I_{OFF} : パワー-MOSFET がオフ時に 2 次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 : 1 次側インダクタンス

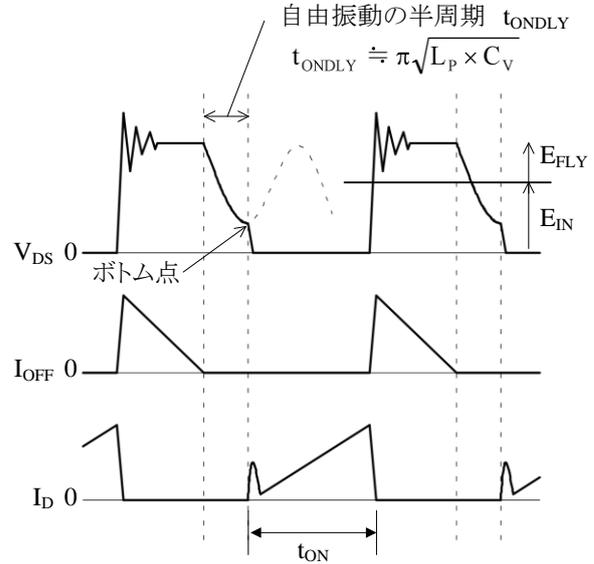


図 8-12 理想的なボトムオン動作 (V_{DS} 電圧波形のボトム点でターンオン)

8.3.2. ボトムオンタイミング

図 8-13 に BD 端子周辺回路と補助巻線の電圧波形を示します。

BD 端子では、以下の設定をします。

- 1) ボトムオンタイミングの設定
- 2) OCP 入力補正值の設定 (8.8 項を参照)

図 8-13 の BD 端子周辺回路の DZ_{BD} 、 R_{BD1} 、 R_{BD2} 、 C_{BD} は上記 1) 2) 双方により調整します。ここでは、ボトムオンタイミングの設定方法を説明します。

V_{DS} 電圧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遅延時間 t_{ONDLY} は、 V_{DS} 波形に同期した補助巻線電圧から作ります。

BD 端子に入力する擬似共振信号 E_{rev2} は、補助巻線 D のフライバック電圧 E_{rev1} から DZ_{BD} の順方向電圧降下 V_F を差し引いた電圧を R_{BD1} と R_{BD2} で分圧した電圧です。遅延時間 t_{ONDLY} は、 E_{rev2} と C_{BD} で調整します。

パワー-MOSFET のターンオフ後、 E_{rev2} が擬似共振動作しきい値 $1 V_{BD(TH1)} = 0.24V$ 以上の期間は、パワー-MOSFET はオフ期間を続けます。その後、

E_{rev2} が低下し、擬似共振動作しきい値 2 $V_{BD(TH2)} = 0.17V$ まで下がると、パワーMOSFET はターンオンします。 E_{rev2} が $V_{BD(TH2)}$ に達すると、IC 内部で自動的に、擬似共振動作しきい電圧を $V_{BD(TH1)}$ に上げるため、BD 端子のノイズによる誤動作を防止できます。

● R_{BD1} 、 R_{BD2} の設定

R_{BD1} 、 R_{BD2} は、電源仕様の入出力変動範囲内で、VCC 端子電圧が最も下限になる条件のとき、擬似共振信号 E_{rev2} が $V_{BD(TH1)} = 0.34V(max.)$ 以上になるように調整します。

また、VCC 端子電圧が最大になる条件のとき、擬似共振信号 E_{rev2} が、BD 端子プラス側の絶対最大定格+6.0V 未満になるよう、 R_{BD1} 、 R_{BD2} を設定します。

擬似共振信号 E_{rev2} の推奨値は約 3.0V です、擬似共振信号の有効期間は 1.0 μs 以上が必要です。擬似共振信号の有効期間は、 E_{rev2} が擬似共振動作しきい値電圧 1 の上限値 $V_{BD(TH1)} = 0.34V(max.)$ から擬似共振動作しきい値電圧 2 の上限値 $V_{BD(TH2)} = 0.27V(max.)$ の期間です。

● C_{BD} の設定

パワーMOSFET をターンオンさせるまでの遅延時間 t_{NDLY} は、パワーMOSFET がボトムオン動作になるよう、 C_{BD} で調整します。電源入力電圧上限、出力負荷上限の状態、ドレインとソース間電圧 V_{DS} 、擬似共振信号 E_{rev2} (BD 端子電圧)、ドレイン電流 I_D の実働動作波形を見ながら、理想的なボトムオン (図 8-12 参照) になるように C_{BD} を調整します。 C_{BD} の初期定数の参考値は、1000pF 程度が目安になります。

- V_{DS} 波形のターンオンが、ボトム点より早い場合

図 8-14 に V_{DS} 波形のターンオンが、ボトム点より早い場合の各部波形を示します。

初期定数時のボトム点を確認し、ターンオンが V_{DS} のボトム点と一致するよう、 C_{BD} の容量を少しずつ増やしながら調整します。

- V_{DS} 波形のターンオンが、ボトム点より遅い場合

図 8-15 に V_{DS} 波形のターンオンが、ボトム点より遅い場合の各部波形を示します。

初期定数時のボトム点を確認し、ターンオンが V_{DS} のボトム点と一致するよう、 C_{BD} の容量を少しずつ減らしながら調整します。

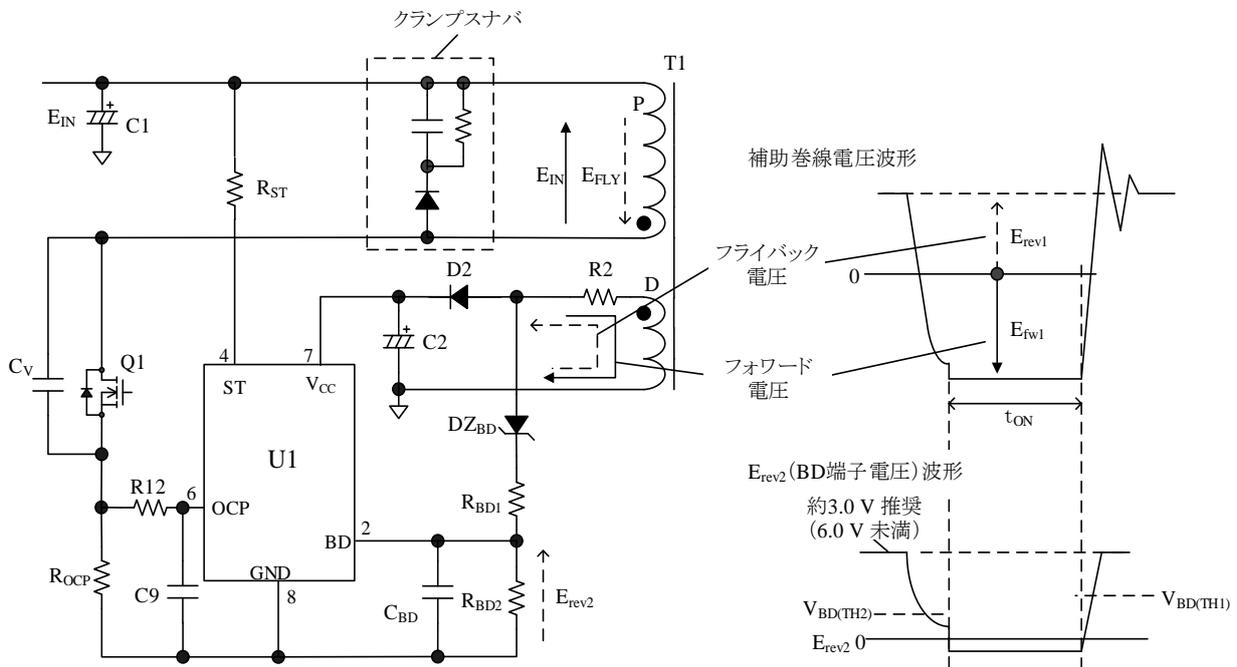


図 8-13 BD 端子周辺回路と補助巻線電圧

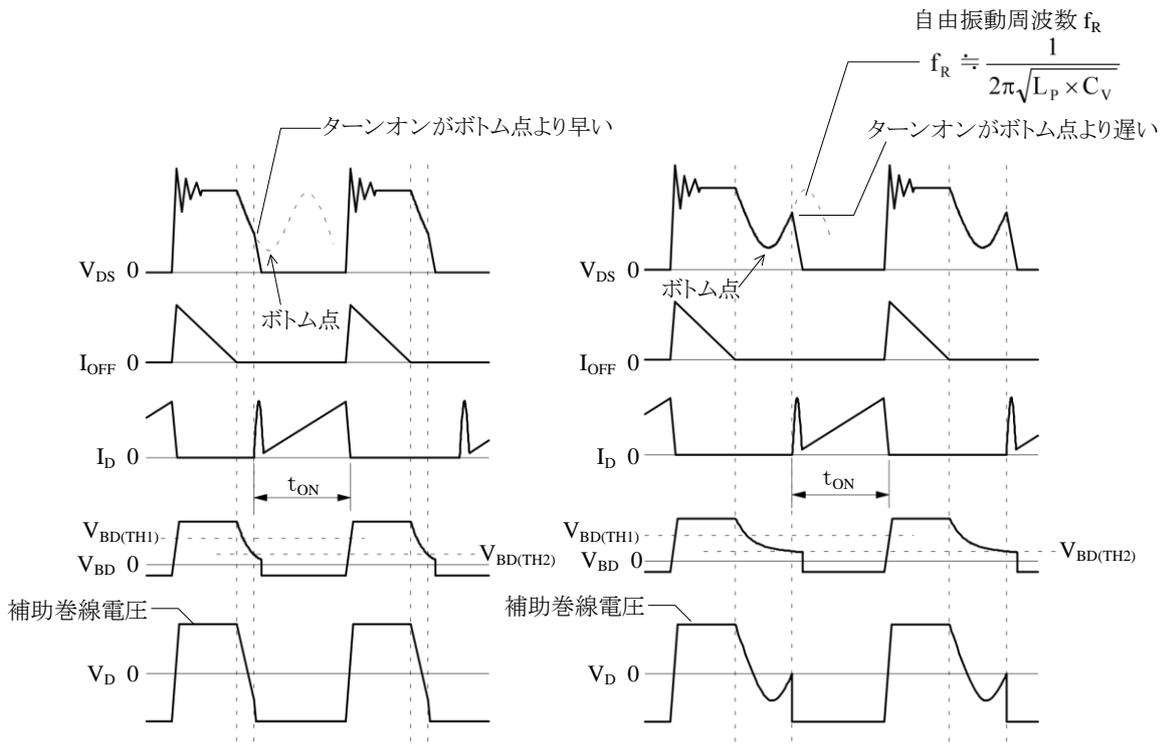


図 8-14 ターンオンが V_{DS} 波形のボトム点より早い場合

図 8-15 ターンオンが V_{DS} 波形のボトム点より遅い場合

8.3.3. BD 端子ブランキング時間

図 8-16 に BD 端子電圧の正常動作波形と、トランスの 1 次側と 2 次側巻線の結合が悪いときの波形を示します。出力電圧が小さい仕様など、1 次側巻線と 2 次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。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 BD 端子電圧にもサージ電圧が発生する場合があります。

BD 端子は、BD 端子ブランキング時間を設けているので、この期間は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 端子ブランキング時間 250 ns(max.)以上となると、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、チャネル温度を超えると、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。なお、BD 端子の動作波形を確認するプローブは、正確にサージ電圧を測定するため、BD 端子と GND 端子の近くに接続します。

- C_{BD} を BD 端子と GND 端子の近くに接続する
- BD 端子と GND 端子間のパターンループを大電流パターンと離す
- 1 次巻線と補助巻線の結合が良くなる巻き方にする
- クランプスナバ (図 8-13 参照) の定数を調整する

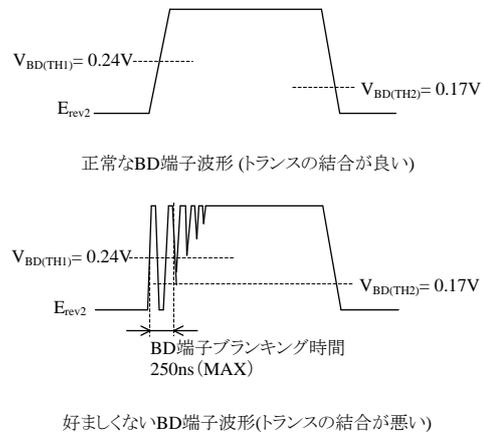


図 8-16 トランスの結合具合による BD 端子電圧波形の差

8.3.4. ボトムスキップ擬似共振動作

8.8.1 項の擬似共振動作に加え、軽～中負荷時のスイッチング損失を低減するため、スイッチング周波数の上昇を抑えるボトムスキップ機能を内蔵しています。この機能は、ドレイン電流（実際には OCP 端子電圧）をモニタし、2 次側の負荷状態に応じて、重負荷時は擬似共振動作、軽～中負荷時はボトムスキップ擬似共振動作へ自動的に切り替わります。

図 8-17 に出力負荷が軽負荷から重負荷への状態遷移図、図 8-18 に重負荷から軽負荷への状態遷移図を模擬的に示します（これらの図は過電流入力補正を使用していない場合の状態遷移図のため、擬似共振動作の過電流検出しきい値電圧は $V_{OCP(H)} = 0.910V$ です）。

本 IC は、負荷状態に応じて、以下の 3 つの動作モードに切り替わる、マルチモード制御を搭載しています。

オートスタンバイ動作 ⇔ 1 ボトムスキップ擬似共振動作 ⇔ 擬似共振動作

● 1 ボトムスキップ擬似共振動作から擬似共振動作へ切り替わる場合(図 8-17)

1 ボトムスキップ擬似共振動作から負荷を増やしていくと、ドレイン電流ピーク値が増加し、オン幅が広がります。同様に、OCP 端子電圧のピーク値も増加します。さらに負荷を増やし、OCP 端子電圧が $V_{OCP(BS1)}$ に達すると、擬似共振動作へ切り替わります。

● 擬似共振動作から 1 ボトムスキップ擬似共振動作へ切り替わる場合(図 8-18)

擬似共振動作から負荷を減らしていくと、ドレイン電流ピーク値が減少し、オン幅が狭くなります。同様に、OCP 端子電圧のピーク値も減少します。さらに負荷を減らし、OCP 端子電圧が $V_{OCP(BS2)}$ まで低下すると、1 ボトムスキップ擬似共振動作へ切り替わります。これにより、スイッチング周波数の上昇を抑えます。

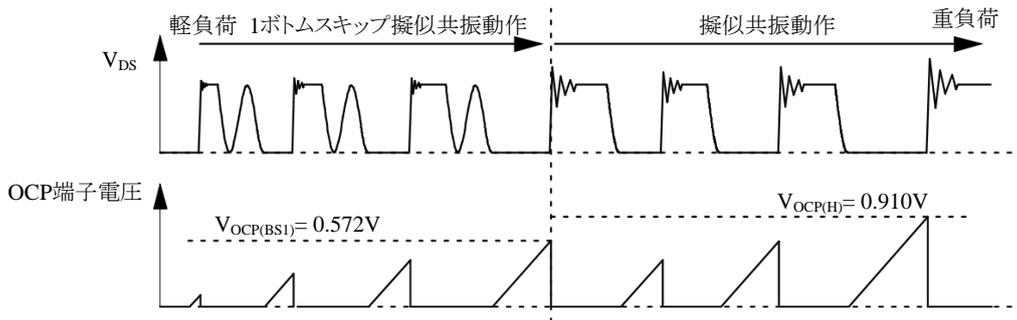


図 8-17 軽負荷→重負荷への状態遷移図

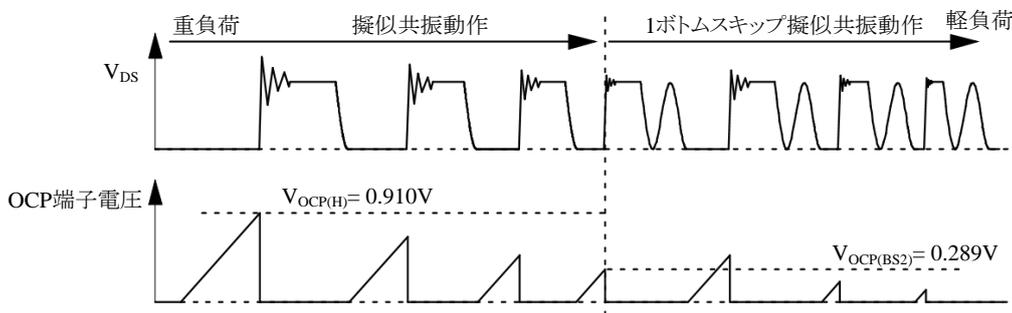


図 8-18 重負荷→軽負荷への状態遷移図

図 8-19 のように、負荷電流増加／負荷電流減少の過程では、各動作モード切り替え時に、ヒステリシスを設定しています。そのため、スイッチング波形は、切り替えのしきい値付近で不安定にならず、安定した動作モードの切り替えが可能です。

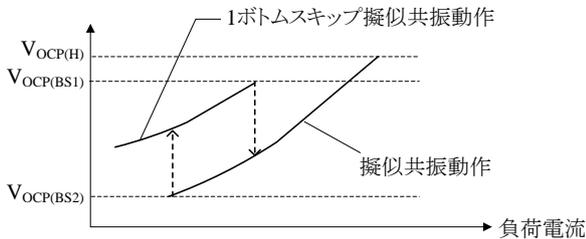
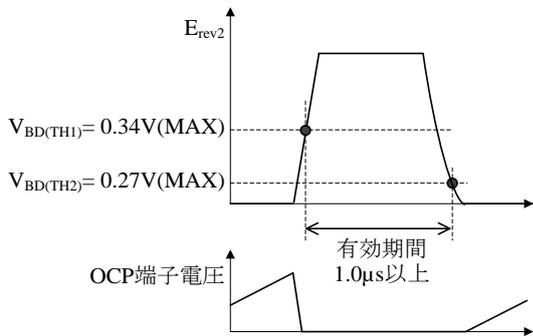
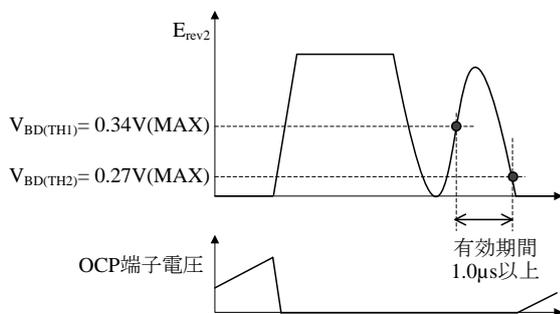


図 8-19 動作モード切り替え時のヒステリシス

図 8-20 に軽負荷時の擬似共振信号波形を示します。安定した擬似共振動作、およびボトムスキップ動作を行うため、入力電圧下限、出力電力下限の条件のとき、擬似共振信号の有効期間は 1.0 μs 以上が必要です。擬似共振信号の有効期間は、 $E_{\text{rev}2}$ が擬似共振動作しきい値電圧 1 の上限値 $V_{\text{BD}(\text{TH}1)} = 0.34\text{V}(\text{max.})$ から擬似共振動作しきい値電圧 2 の上限値 $V_{\text{BD}(\text{TH}2)} = 0.27\text{V}(\text{max.})$ の期間です。



(a) 擬似共振動作のとき



(b) ボトムスキップ動作のとき

図 8-20 擬似共振信号の有効期間

8.4. オートスタンバイ機能

オートスタンバイ機能とは、軽負荷時にドレイン電流 I_D が減少すると、自動的にスタンバイモードに切り替わり、バースト発振動作を行う機能です。

OCP 端子は I_D を検出しており、OCP 端子電圧が、スタンバイ状態検出電圧 ($V_{\text{OCP}(\text{H})} = 0.910\text{V}$ の約 9%) に低下すると、スタンバイモードに切り替わります (図 8-21)。また、スタンバイモード時は、FB/OLP 端子電圧が $V_{\text{FB}(\text{STBOP})}$ 以下に低下するとスイッチング動作を停止し、この電圧を超えるとスイッチング動作をするバースト発振動作になります。

バースト発振動作は、スイッチング動作が停止する期間があるため、スイッチング損失が低減し、軽負荷時の効率改善ができます。

一般的に、軽負荷時の効率を改善するため、バースト間隔は、数 kHz 以下になります。この低周波数動作により、トランスから音鳴りが生じる場合があります。

本 IC は、バースト発振動作時のドレイン電流ピークを低く抑え、さらに、ステップ・オン・バースト発振機能 (徐々にオン幅を拡大する機能) により、トランスの音鳴りを抑制します。

バースト発振動作に切り替わる過渡期間に、VCC 端子電圧が起動電流供給しきい値 $V_{\text{CC}(\text{BIAS})} = 11.0\text{V}$ に低下すると、バイアスアシスト機能が動作し、起動電流 $I_{\text{CC}(\text{STARTUP})}$ を VCC 端子へ供給します。これにより VCC 端子電圧の低下を抑え、安定したスタンバイ動作が行えます。

なお、定常動作時 (バースト発振動作時を含む) にバイアスアシスト機能が動作すると、IC の消費電力が増加するため、VCC 端子電圧は常に $V_{\text{CC}(\text{BIAS})}$ より高くする必要があり、トランスの補助巻線と 2 次巻線の巻数比や図 8-5 の R2 を小さくするなどの調整が必要です。

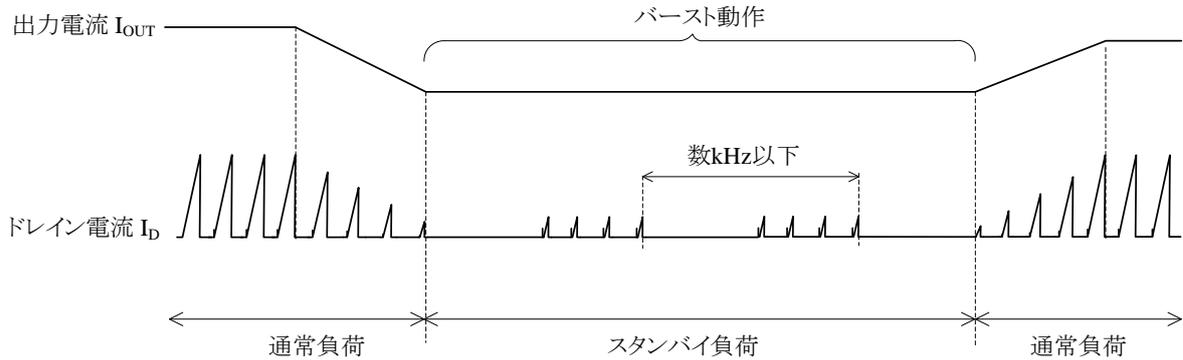


図 8-21 オートスタンバイのタイミング波形

8.5. 過電圧保護機能(OVP)

VCC 端子と GND 端子間に、OVP しきい値 $V_{CC(OVP)} = 31.5V$ 以上の電圧を印加すると、過電圧保護機能 (OVP) が動作し、スイッチング動作を停止します。OVP 検出後の動作は、自動復帰タイプと、ラッチタイプがあります。

VCC 端子電圧をトランスの補助巻線から供給する場合は、VCC 端子電圧が出力電圧に比例するため、出力電圧検出回路オープン時などの 2 次側の過電圧を検出できます。

この場合、過電圧保護動作時の 2 次側出力電圧の概算値は、次式になります。

$$V_{OUT(OVP)} = \frac{V_{OUT(NORMAL)}}{V_{CC(NORMAL)}} \times 31.5 (V) \quad (4)$$

ここで、

$V_{OUT(NORMAL)}$: 定常動作時の出力電圧

$V_{CC(NORMAL)}$: 定常動作時の VCC 端子電圧

- 自動復帰タイプ : SSC1S311A

OVP が動作すると、スイッチング動作を停止します。過電圧保護動作時はバイアスアシスト機能が無効になるため、VCC 端子電圧が動作停止しきい値 $V_{CC(OFF)} = 9.4V$ に低下します。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、起動前の状態になります。その後、VCC 端子電圧は起動電流により上昇し、動作開始しきい値 $V_{CC(ON)} = 15.1V$ に達すると、制御回路が再び動作します。このように、過電圧状態のときは UVLO による間欠発振動作を繰り返します。この間欠発振動作により、パワー MOSFET や 2 次側整流ダイオードなどの部品ストレスを低減します。さらに、スイッチング期間が

発振停止期間より短いため、間欠動作中の消費電力を小さくできます。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。

- ラッチタイプ : SSC1S312A

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。ラッチ状態を保持するため、VCC 端子電圧が $V_{CC(BIAS)}$ 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。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。

8.6. 過負荷保護機能(OLP)

図 8-22 に FB/OLP 端子周辺の辺回路を示します。

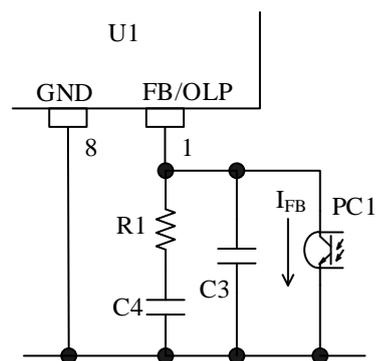


図 8-22 FB/OLP 端子周辺回路

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、出力電圧が低下し、2 次側のエラーアンプがカットオフします。エラーアンプがカットオフすると、FB/OLP 端子に接続している C4 を充電し、フィードバック制

SSC1S310A シリーズ

御時最大電圧 $V_{FB(MAX)} = 4.05V$ まで上昇します。その後、フィードバック電流 $I_{FB(OLP)} = -10 \mu A$ で $C4$ を充電し、 FB/OLP 端子電圧が OLP しきい値 $V_{FB(OLP)} = 5.96 V$ に達すると過負荷保護回路 (OLP) が動作してスイッチング動作を停止します。

FB/OLP 端子電圧が $V_{FB(MAX)}$ から $V_{FB(OLP)}$ に達するまでの時間を、 OLP 遅延時間 t_{DLY} とすると、位相補償用コンデンサ $C3$ は $C4$ に比べ十分に小さいので、 OLP 遅延時間 t_{DLY} の概算値は次式で計算できます。

$$t_{DLY} \approx \frac{V_{FB(OLP)} - V_{FB(MAX)}}{|I_{FB(OLP)}|} \times C4 \quad (5)$$

$V_{FB(OLP)} = 5.96 V$ 、 $V_{FB(MAX)} = 4.05 V$ 、 $I_{FB(OLP)} = -10 \mu A$ 、 $C4 = 4.7 \mu F$ の場合 t_{DLY} は約 $0.9s$ です。 $R1$ の推奨値は、 $47k\Omega$ です。

OLP 検出後の動作は、自動復帰タイプと、ラッチタイプがあります。

● 自動復帰タイプ : SSC1S311A

図 8-23 に自動復帰タイプの OLP 動作時の波形を示します。 OLP が動作すると、スイッチング動作を停止し、バイアスアシスト機能が無効になるため、8.5 項と同様、 $UVLO$ 回路による間欠発振動作を繰り返します。

過負荷の要因を取り除くと、通常の動作に自動復帰します。

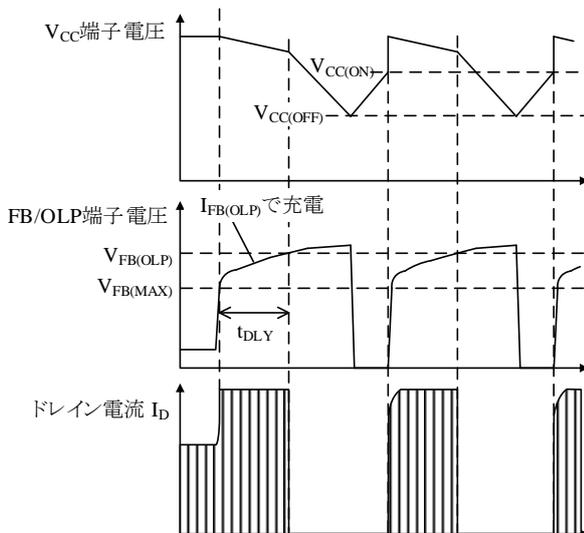


図 8-23 OLP 動作時の各部動作波形と周辺回路

● ラッチタイプ : SSC1S312A

図 8-24 にラッチタイプの OLP 波形を示します。

OLP 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。ラッチ状態を保持するため、 VCC 端子電圧が $V_{CC(BIAS)}$ 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。

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。

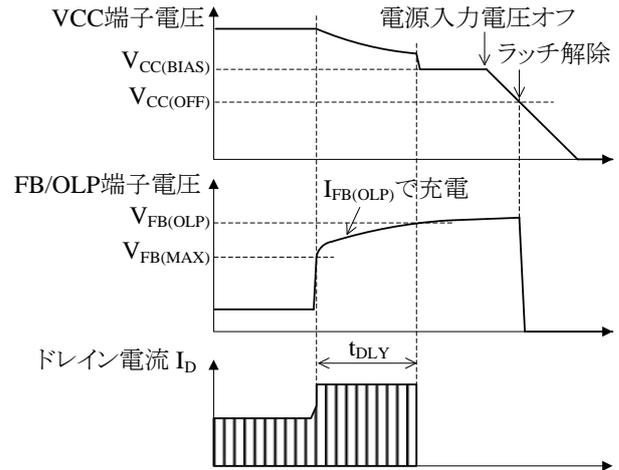


図 8-24 OLP 動作時の各部動作波形と周辺回路 (ラッチタイプ)

8.7. 過熱保護機能 (TSD)

IC が熱保護動作温度 $T_{J(TSD)} = 135 \text{ }^\circ\text{C (min.)}$ に達すると、過熱保護機能 (TSD) が動作し、スイッチング動作を停止します。TSD 検出後の動作は、自動復帰タイプと、ラッチタイプがあります

● 自動復帰タイプ : SSC1S311A

TSD が動作すると、スイッチング動作を停止し、バイアスアシスト機能が無効になるため、8.5 項と同様、 $UVLO$ 回路による間欠発振動作を繰り返します。過熱要因を取り除き IC 制御回路部の温度が $T_{J(TSD)}$ 以下になると、通常の動作に自動復帰します。

● ラッチタイプ : SSC1S312A

TSD 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。ラッチ状態を保持するため、 VCC 端子電圧が $V_{CC(BIAS)}$ 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。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。

8.8. 過電流保護機能 (OCP)

過電流保護機能 (OCP) は、パワーMOSFET のドレインピーク電流値を、電流検出抵抗 R_{OCP} で検出し、OCP 端子電圧が過電流検出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)。

8.8.1. 過電流入力補正機能

擬似共振コンバータを、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。過電流検出抵抗 R_{OCP} は固定抵抗のため、電源入力電圧の高い領域で、過電流保護動作点が過負荷側へシフトします。そのため、電源入力電圧上限時の過電流保護動作点の出力電流 $I_{OUT(OCP)}$ は、電源入力電圧下限時の最大負荷を考慮して調整した出力電流仕様 I_{OUT} に対して、約 2 倍になります (図 8-25 入力補正なし)。この現象を抑制するため、本 IC は過電流入力補正機能を搭載しています。入力補正値の設定は、出力電流仕様 I_{OUT} に対し、 $I_{OUT(OCP)}$ が過度に増加しないように、図 8-25 の適切な入力補正のように設定します。過度に入力補正をかけると、入力電圧が高い領域で $I_{OUT(OCP)}$ が I_{OUT} 以下になる場合があります (図 8-25 過度な入力補正)。そのため全入力電圧範囲で $I_{OUT(OCP)}$ が I_{OUT} 以上になる確認が必要です。

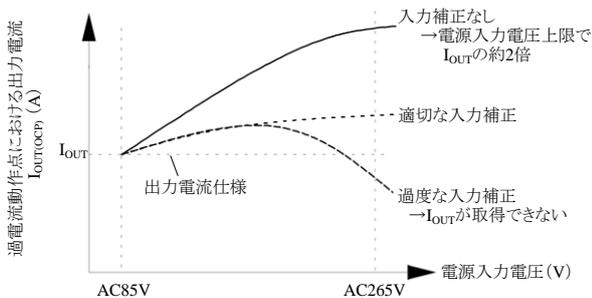


図 8-25 OCP 入力補正機能あり／なしの場合の入力電圧－過電流保護動作時出力電流特性

図 8-26 に過電流入力補正回路、図 8-27 に電源入力電圧に対する E_{fw1} 、 E_{fw2} 電圧を示します。また、図 8-28 に入力補正後の過電流しきい値電圧 $V_{OCP(H)'}$ と BD 端子電圧 E_{fw2} の関係を示します。過電流入力補正機能により、入力電圧に応じて過電流検出しきい値 ($V_{OCP(H)}$) を補正します。補助巻線 D のフォワード電圧 E_{fw1} は入力電圧に比例する

ため、図 8-26 のように、 E_{fw1} に DZ_{BD} を介した電圧を R_{BD1} と R_{BD2} で分圧し、BD 端子に入力します。

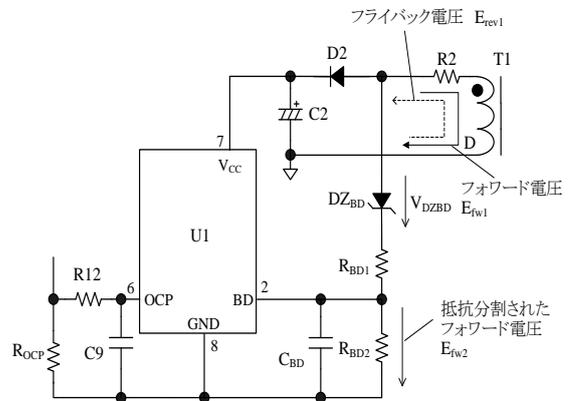


図 8-26 過電流入力補正回路

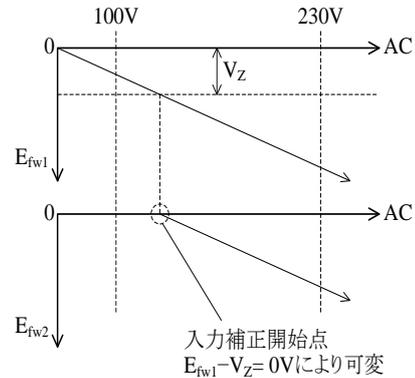


図 8-27 電源入力電圧に対する E_{fw1} 、 E_{fw2} 電圧

図 8-28 から、 E_{fw2} に応じた $V_{OCP(H)'}$ を算出し、過電流の入力補正を行います。

- DZ_{BD} の設定：
 DZ_{BD} のツェナー電圧 V_Z で入力補正の開始電圧を設定。入力電圧仕様やトランス仕様に応じて、 $V_Z = 6.8V \sim 30V$ に選定
- R_{BD1} の設定：8.3.2 項を参照
- R_{BD2} の推奨値：1.0k Ω

過電流の入力補正は、電源入力電圧が低いときと電源入力電圧が高いときの、過電流保護動作点の出力電流 $I_{OUT(OCP)}$ の差が少なくなるように調整します。なお、入力補正の調整は、図 8-25 の適切な入力補正のように、全入力電圧範囲で出力電流仕様 I_{OUT} 以上になるように調整します。

$V_{OCP(H)'}$ をボトムスキップ動作しきい値電圧 $1 V_{OCP(BS1)}$ 以下に補正した場合、OCP 端子電圧が $V_{OCP(H)'}$ に達すると、ボトムスキップ動作から擬似

SSC1S310A シリーズ

共振動作へ切り替わり、周波数を上げて電力供給します。このため、擬似共振動作に切り替わると、ボトムスキップ動作時に比べ、スイッチング損失は増加します。そこで、入力補正を $V_{OCP(BS1)}$ 以下に補正した場合は、実働動作で負荷を変え、擬似共振動作に切り替わったときのパワーMOSFETの発熱確認が必要です。 E_{fw2} は、電源入力電圧上限時に、サージ電圧も含め、BD端子電圧の絶対最大定格 ($-6.0V \sim +6.0V$) 範囲内になる確認が必要です。

図 8-29 に擬似共振動作時の入力電圧に対する各電圧波形を示します。

- $V_{DZBD} > E_{fw1}$ のとき (A点)
このとき、 E_{fw2} にはマイナス電圧が生じません。そのため、過電流検出電圧は、過電流検出しき

い値電圧 (定常時) $V_{OCP(H)}$ になります。

- $V_{DZBD} < E_{fw1}$ のとき (B点~D点)
入力電圧を上げ、 E_{fw1} が DZ_{BD} のツェナー電圧 V_Z より高くなると、 E_{fw2} を生じます。この E_{fw2} により、過電流検出電圧 $V_{OCP(H)}$ を補正します。

E_{fw2} の一般的な設定は、電源入力電圧上限で、BD端子電圧 $E_{fw2} = -3.0V$ になるように調整します。 E_{fw2} を調整すると、過電流入力補正機能により、過電流検出しきい値電圧が変わります。そのため、 E_{fw2} は、入力補正開始点と入力補正量を確認しながら調整します。また、入力補正後の過電流検出しきい値電圧 $V_{OCP(H)'}$ は、図 8-28 の MIN、MAX を用いて、バラツキを計算できます。

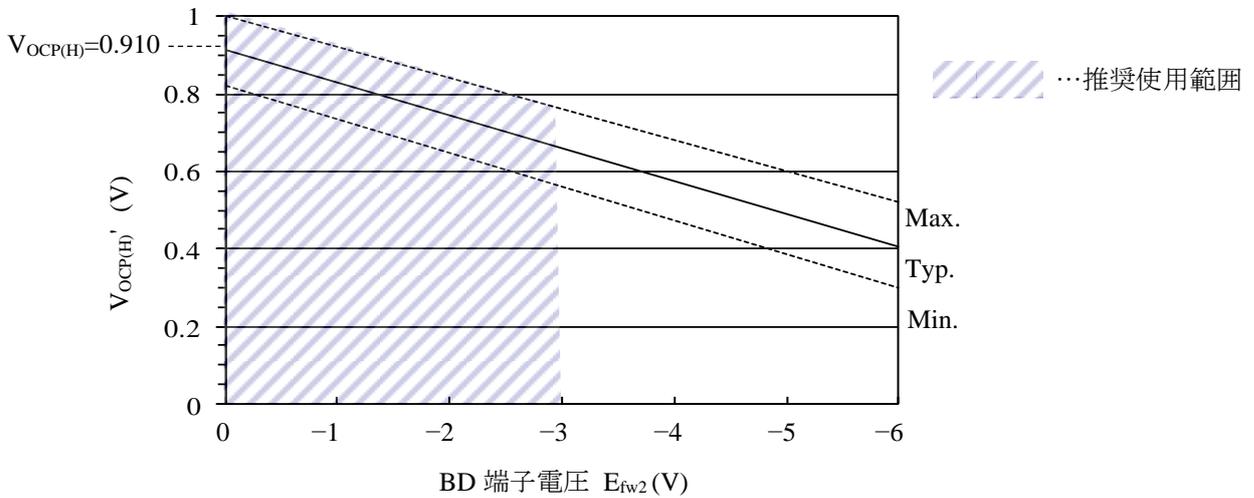


図 8-28 入力補正後の過電流しきい値電圧 $V_{OCP(H)'}$ (参考 設計目標値)

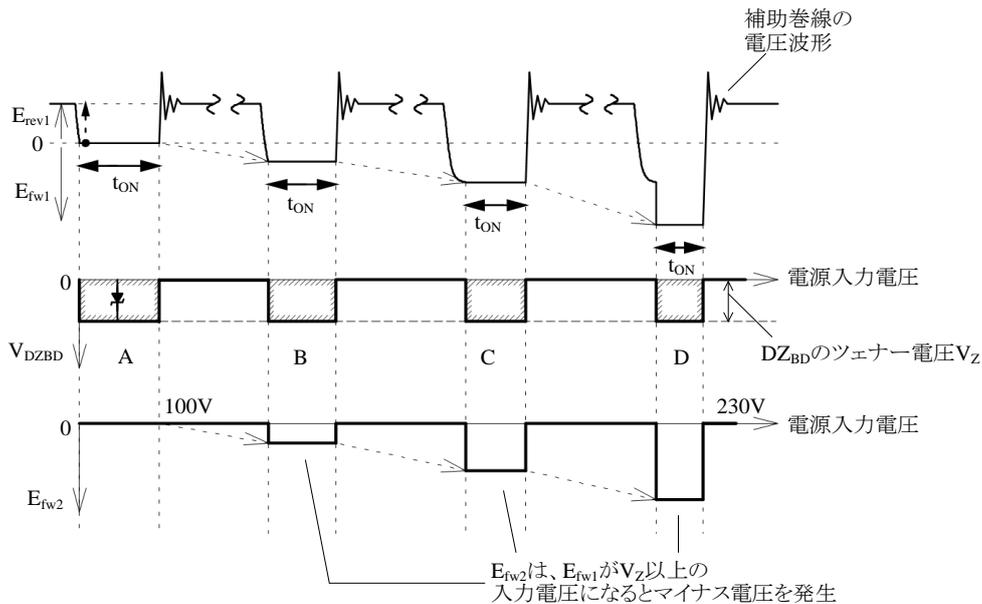


図 8-29 7 入力電圧に対する各電圧波形 (擬似共振動作時)

8.8.2. BD 端子周辺定数設定参考例

ユニバーサル入力仕様 (85V~265V) 時、電源入力電圧 AC120V から入力補正をするように設定する場合を想定します。トランス巻数は 1 次側 $N_p = 40$ turn、補助巻線 $N_D = 5$ turn に設定し、BD 端子の周辺定数を算出します。

AC120V 時の E_{fw1} を、次式より求め、 DZ_{BD} のツェナー電圧 V_Z を設定します。

$$E_{fw1} = \frac{N_D}{N_p} \times V_{IN(AC)} \times \sqrt{2} \quad (6)$$

$$= \frac{5 \text{ turn}}{40 \text{ turn}} \times 120 \text{ VAC} \times \sqrt{2} = 21.2 \text{ V}$$

$E_{fw1} = 21.2\text{V}$ より、本参考例では 22V のツェナーダイオード ($V_Z = 22\text{V}$) に設定します。電源入力電圧 $V_{IN(AC)}$ の上限 AC265V 時に、 $E_{fw2} = -3.0\text{V}$ になる R_{BD1} は、次式になります。

$$R_{BD1} = \frac{R_{BD2}}{|E_{fw2}|} \times \left(\frac{N_D}{N_p} \times V_{IN(AC)} \times \sqrt{2} - Z_{BD} - |E_{fw2}| \right) \quad (7)$$

$$= \frac{1 \text{ k}\Omega}{|-3\text{V}|} \times \left(\frac{5 \text{ turn}}{40 \text{ turn}} \times 265 \text{ VAC} \times \sqrt{2} - 22 \text{ V} - |-3\text{V}| \right)$$

$$= 7.28 \text{ k}\Omega$$

7.28k Ω は、E24 系列より $R_{BD1} = 7.5\text{k}\Omega$ に設定します。 $R_{BD2} = 1.0\text{k}\Omega$ とすると、 $V_{IN(AC)} = 265\text{V}$ のときの $|E_{fw2}|$ は、次式になります。

$$E_{fw2} = \frac{R_{BD2}}{R_{BD1} + R_{BD2}} \times (|E_{fw1}| - Z_{BD}) \quad (8)$$

$$= \frac{1 \text{ k}\Omega}{7.5 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} \times \left(\frac{5 \text{ turn}}{40 \text{ turn}} \times 265 \text{ VAC} \times \sqrt{2} - 22 \text{ V} \right)$$

$$= 2.92 \text{ V}$$

図 8-28 から、 $E_{fw2} = -2.92\text{V}$ で補正した場合、入力補正後の過電流しきい値電圧 $V_{OCP(H)}$ は約 0.66 V (typ.) になります。

図 8-13 の擬似共振電圧 E_{rev2} は、 $R_{BD2} = 1\text{k}\Omega$ 、 $R_{BD1} = 7.5\text{k}\Omega$ 、 $V_F = 0.7\text{V}$ 、 $E_{rev1} = 20\text{V}$ に設定すると、次式になります。

$$E_{fw2} = \frac{R_{BD2}}{R_{BD1} + R_{BD2}} \times (E_{rev1} - V_F) \quad (9)$$

$$= \frac{1 \text{ k}\Omega}{7.5 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} \times (20 \text{ V} - 0.7 \text{ V}) = 2.27 \text{ V}$$

このとき、擬似共振電圧 E_{rev2} は、擬似共振動作しきい値電圧 $1 \text{ V}_{BD(TH1)} = 0.24\text{V}$ 以上であり、 E_{fw2} 、 E_{rev2} は BD 端子の最大定格 ($-6.0\text{V} \sim +6.0\text{V}$) の範囲内になります。

8.8.3. 過電流入力補正が必要ない場合

アクティブフィルタによる PFC が前段にある場合や、ナロー入力仕様の場合などは、入力電圧変動が少ないため、過電流保護動作点の変化が、ユニバーサル入力仕様と比べ少なくなります。

このように、過電流入力補正が必要ない場合は、ツェナーダイオード (DZ_{BD}) から高速ダイオードに変更し、BD 端子がマイナス電圧にならないようにすることで、入力補正機能を無効にできます。

なお、高速ダイオードの耐圧は、次式で計算する値が目安になります。高速ダイオードは、ダイレーティングを含めて選定します。

$$E_{fw1} = \frac{N_D}{N_p} \times \text{入力電圧上限} \quad (10)$$

8.9. 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 $t_{ON(MAX)} = 40.0\mu\text{s}$ に制限します (図 8-30 参照)。これにより、ドレイン電流のピークを制限し、トランスの音鳴りを抑制します。

電源設計時に、パワーMOSFET のオン時間が、電源入力電圧下限、負荷最大の条件で、 $t_{ON(MAX)}$ 未満になる確認が必要です。

電源入力電圧下限、負荷最大時に $t_{ON(MAX)}$ 以上になる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、出力電力は低くなります。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

SSC1S310A シリーズ

1 次巻線 N_P と 2 次巻線 N_S の巻数比より求めたオンデューティを D_{ON} とすると、遅延時間を考慮した 1 次側のインダクタンス L_P' は式(11)となります。

$$L_P' = \frac{(E_{IN(MIN)} \times D_{ON})^2}{\left(\sqrt{\frac{2 \times P_O \times f_0}{\eta_1}} + E_{IN(MIN)} \times D_{ON} \times f_0 \times \pi \times \sqrt{C_V}\right)^2} \quad (11)$$

ここで、

P_O : 最大出力電力

f_0 : 擬似共振動作時の最低動作周波数

C_V : 電圧共振コンデンサ

η_1 : トランスの変換効率

D_{ON} : $V_{IN(AC)}$ 下限時のオンデューティ

$$D_{ON} = \frac{E_{FRY}}{E_{IN(MIN)} + E_{FRY}}$$

$E_{IN(MIN)}$: $V_{IN(AC)}$ 下限時の C1 間電圧

E_{FLY} : フライバック電圧

$$E_{FRY} = \frac{N_D}{N_P} \times (V_O + V_F)$$

V_F : D4 の順方向電圧降下

また、ドレイン電流ピーク I_{DP} などの各パラメータは以下の式により算出できます。

$$t_{ONDLY} = \pi \times \sqrt{L_P' \times C_V} \quad (12)$$

$$D_{ON}' = D_{ON} \times (1 - f_0 \times t_{ONDLY}) \quad (13)$$

$$I_{IN} = \frac{P_O}{\eta_2} \times \frac{1}{E_{IN(MIN)}} \quad (14)$$

$$I_{DP} = \frac{2 \times I_{IN}}{D_{ON}'} \quad (15)$$

$$N_P = \sqrt{\frac{L_P'}{AL - value}} \quad (16)$$

$$N_S = \frac{N_P \times (V_O + V_F)}{E_{FRY}} \quad (17)$$

ここで、

t_{ONDLY} : 遅延時間

I_{IN} : 平均入力電流

η_2 : 電源の変換効率

I_{DP} : スイッチング電流ピーク

D_{ON}' : 補正後のオンデューティ

V_O : 2 次側出力電圧

また、補正後のオンデューティより、擬似共振動作時の最低動作周波数 f_0 は式(18)で算出できます。

トランスに使用するフェライトコアの AL-Value 値は、1 次側巻線 N_P とドレイン電流ピーク I_{DP} から求まる NI-Limit(AT) (= $N_P \times I_{DP}$) 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、温度などのバラツキ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、30%程度低い設定を推奨します。

算出した NI-Limit 値 (= $N_P \times I_{DP}$) は、図 9-2 の NI-Limit vs. AL-value 特性曲線内(斜線)を推奨します。

$$f_0 = \left(\frac{-\sqrt{\frac{2P_O}{\eta_1}} + \sqrt{\frac{2P_O}{\eta_1} + \frac{4\pi(E_{IN(MIN)} \times D_{ON})^2 \times \sqrt{C_V}}{\sqrt{L_P'}}}}{2\pi\sqrt{C_V} \times E_{IN(MIN)} \times D_{ON}} \right)^2 \quad (18)$$

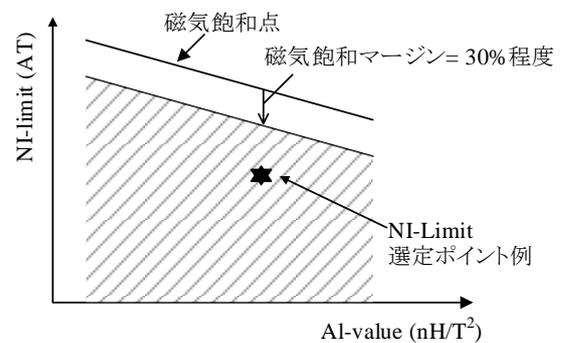


図 9-2 コアの NI-Limit vs. AL-Value 特性例

順電流 I_F : >4.5 mA
 逆回復時間 t_{rr} : <27 μ s
 逆電流 I_R : <100 μ A

9.3. ST 端子が負電位になる場合の対策

電源起動時、ST 端子に-0.3V 以下の電圧が印加すると、正常に動作しない場合があります。ST 端子が負電位になる場合は、抵抗、またはダイオードを追加し、負電圧の防止が必要です（図 9-3）。

抵抗、またはダイオードは下記仕様を満足するものを選びます。なお、最終的に実働動作で、全入力動作範囲で正常に起動する確認が必要です。

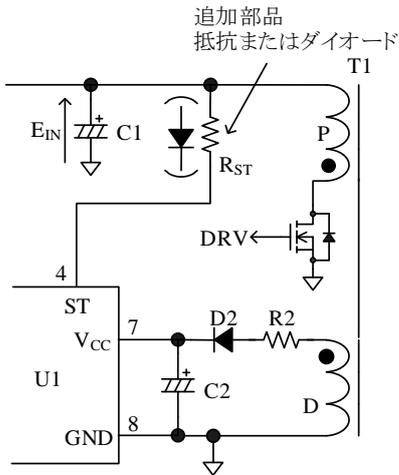


図 9-3 ST 端子の負電位対策

● 追加部品の推奨値/推奨仕様

- 抵抗の場合（高圧印加のため、耐電食用の抵抗を使用）

下限：5.6k Ω

上限：次式を満足する抵抗値 R_{ST}

$$|I_{CC(STARTUP)(min.)}| \times R_{ST} + V_{START(ON)(max.)} \ll E_{IN}(min.) \quad (19)$$

ここで、

$I_{CC(STARTUP)(min.)}$: 起動電流の最小規格値 (-4.5mA)

$V_{START(ON)(max.)}$: 起動回路動作電圧の最大規格値 (24V)

$E_{IN}(min.)$: C1 電圧下限値

ユニバーサル入力の場合、 R_{ST} の推奨範囲は、5.6k Ω ~15k Ω 程度です。

- ダイオード

尖頭逆電圧 V_{RM} : >35 V

9.4. 位相補償

一般的なシャントレギュレータ (U2) を使用した 2 次側エラーアンプ周辺部の回路構成を図 9-4 に示します。位相補償用コンデンサ C7 の容量は、0.047 μ F~0.47 μ F 程度が目安になり、最終的に実働動作で確認および調整を行います。図 9-5 に示す FB/OLP 端子と GND 端子間のコンデンサ C3 は、高周波ノイズ除去および位相補償用です。

C3 は FB/OLP 端子と GND 端子近くに接続、容量は 470pF~0.01 μ F 程度が目安になり、最終的に実働動作で確認および調整を行います。

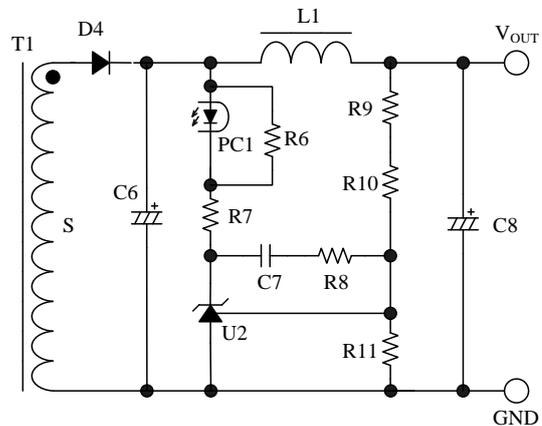


図 9-4 2 次側シャントレギュレータ (U2) の周辺回路

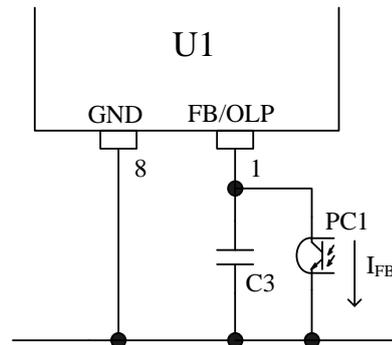


図 9-5 FB/OLP 端子周辺回路

9.5. パターン設計

パターン配線および実装条件によって、誤動作

や、ノイズ、損失などに大きな影響が現れます。このため配線の引き回し、部品配置には十分な注意が必要です。図 9-6 のように高周波電流がループを作る部分は、ラインパターンを太く、部品間の配線を短く、ループ内面積が極力小さくなるようにして、ラインインピーダンスを下げたパターン設計を行います。アース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。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するため、安全規格面を考慮した部品配置およびパターン距離が必要です。パワーMOSFET のオン抵抗 $R_{DS(ON)}$ は、正の温度係数のため、熱設計に注意します。

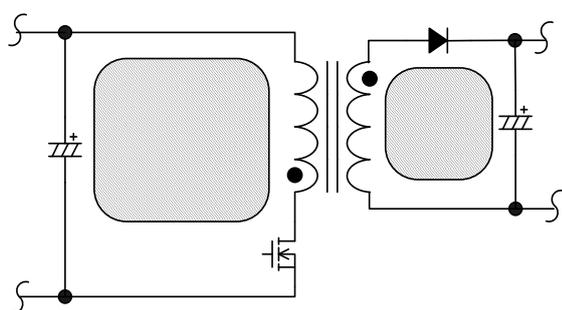


図 9-6 高周波ループ (斜線部分)

IC 周辺回路および 2 次側整流平滑回路の接続例を図 9-7 に示します。

● IC 周辺回路

(1) パワーMOSFET および OCP 端子周り

このパターンは、スイッチング電流が流れる主回路パターンのため、極力太く、短く配線します。

IC と入力電解コンデンサ C_1 の距離が離れている場合は、高周波電流ループのインピーダンスを下げるため、トランスもしくは IC の近くに、電解コンデンサやフィルムコンデンサ ($0.1\mu\text{F}$ 程度/印加電圧に適した耐圧品)などを追加します。

(2) GND 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、極力太く、短く配線します。IC と電解コンデンサ C_2 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 ($0.1\mu\text{F} \sim 1.0\mu\text{F}$ 程度)などを追加します。

(3) 電流検出用抵抗 R_{OCP} 周り

R_{OCP} は、OCP 端子の近くに配置し、 R_{OCP} から専用パターンで OCP 端子の周辺部品に接続します。パターンの共通インピーダンスやスイッチング電流が、制御回路へ影響を与えないようにするため、主回路系と制御系のグラウンドは R_{OCP} 近傍で接続し、 R_{OCP} から専用パターンで GND 端子へ接続します (図 9-7 の A 点)。

● 2 次側整流平滑回路

このパターンは、スイッチング電流が流れる 2 次側主回路パターンのため、極力太く、短く配線します。整流パターンが細く、長い場合は、パターンに寄生するインダクタンス成分が増加するため、パワーMOSFET がターンオフ時に生じるサージ電圧が増加します。2 次側整流パターンの引き回しを考慮したパターン設計は、パワーMOSFET の耐圧マージンを広く取れ、クランプスナバ回路のストレスおよび損失を低減できます。

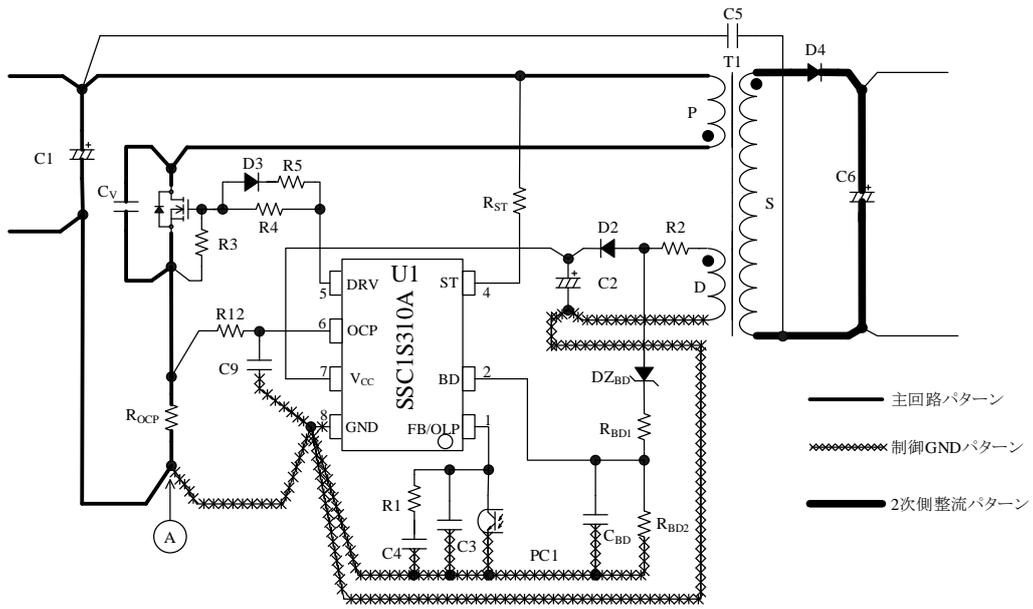


図 9-7 電源 IC 周辺回路の接続例

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。