



STR-L6400 シリーズ
アプリケーションノート (Rev.1.7)

Not Recommended for New Designs

サンケン電気株式会社
SANKEN ELECTRIC CO., LTD.
<http://www.sanken-ele.co.jp>

目次

1. 概要	3
2. 特長とシリーズラインアップ	3
3. ブロック図と各端子機能	4
4. 外形図	5
5. 電気的特性	6
6. 応用回路例	8
7. 動作説明	9
7.1 起動動作	9
7.2 定電圧制御回路動作	11
7.3 ソフトスタート機能	12
7.4 擬似共振動作	13
7.5 オートスタンバイ機能	18
7.6 ラッチ回路	21
7.7 過電圧保護機能 (OVP)	21
7.8 過熱保護回路 (TSD)	21
7.9 過負荷保護機能 (OLP)	22
7.10 過電流保護機能 (OCP)	24
7.11 最大 ON 時間制限機能	25
8. 設計上の注意点	26

注 意

- 本書に記載されている内容は、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ご確認ください。
- 本書に記載されている動作例および回路例は、使用上の参考として示したもので、これらに起因する当社、もしくは第三者の工業所有権、知的所有権、その他の権利の侵害問題について当社は一切責任を負いません。
- 本書に記載されている製品をご使用の場合は、これらの製品と目的物との組合せについて使用者の責任において検討・判断を行ってください。
- 当社は品質、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。部品の故障により結果として、人身事故、火災事故、社会的な損害などを発生させないよう、使用者の責任において、装置やシステム上で十分な安全設計および確認を行ってください。
- 本書に記載されている製品は、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)に使用されることを意図しております。
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、必ず当社販売窓口へご相談をお願いします。
極めて高い信頼性が要求される装置(航空宇宙機器、原子力制御、生命維持のための医療機器など)には、当社の文書による合意がない限り使用しないでください。
- 本書に記載された製品は耐放射線設計をしておりません。
- 本書に記載された内容を文書による当社の承諾なしに転記複製を禁じます。

1. 概要

STR-L6400 シリーズは、パワーMOSFET と制御 IC を 1 パッケージに内蔵した、擬似共振型スイッチング電源用パワーIC です。

制御部は、起動回路とスタンバイ機能を搭載しており、低消費電力、低スタンバイ電力対応が実現でき、また、定常動作時に擬似共振動作、およびボトムスキップ動作により、高効率・低ノイズが実現できます。

低背、高圧ー低圧間沿面距離 6.5mm 以上(基板上リード端子部)の SIP10L フルモールドパッケージ(弊社呼称 STA パッケージ)を使用し、充実した保護機能により構成部品の少ない、コストパフォーマンスの高い電源システムが容易に構成できます。

2. 特長とシリーズラインアップ

特長と利点

- SIP10L パッケージ(弊社呼称 STA10L、2.54 ピッチ)
 - 高圧ー低圧ピン間沿面距離 6.5mm 以上(基板上リード端子部)
 - 基板上からの高さ 12mm 以下
- 起動回路内蔵 (待機時の消費電力低減と、外付け部品削除が可能)
- マルチモード制御 (負荷状況に応じた最適な動作を行い、全領域高効率を達成)
- オートスタンバイ機能内蔵 (バースト発振動作により軽負荷時の効率を改善、モード切換えディレイ時間の調整が可能)
 - 無負荷時消費電力 0.1W 以下可能
- ボトムスキップ機能内蔵 (中～軽負荷時に 1 or 2 ボトムスキップによりスイッチング損失を低減し、高効率、モード切換えディレイ時間の調整が可能)
- ソフトスタート機能搭載 (過渡期間のパワーMOSFET、出力ダイオードのストレス軽減)
- リーディング・エッジ・ブランキング時間内蔵 (外部フィルタ部品の削減可能)
- 最大 ON 時間制限回路内蔵
- 外部リモート ON/OFF 機能搭載
- 保護機能
 - ー 入力補正機能付き過電流保護(OCP)-----AC 入力電圧により OCP しきい値を切換え、AC 入力電圧の依存性を低減、パルス・バイ・パルス
 - ー 過電圧保護(OVP)-----ラッチオフ *
 - ー 過負荷保護(OLP) -----ラッチオフ *
 - ー 過熱保護(TSD) -----ラッチオフ *
- *ラッチオフ・・・ラッチオフは、発振停止を継続して保護を行う動作
- 2 チップ構造による、アバランシェ・エネルギー耐量保証 (サージ吸収回路の簡素化が可能)

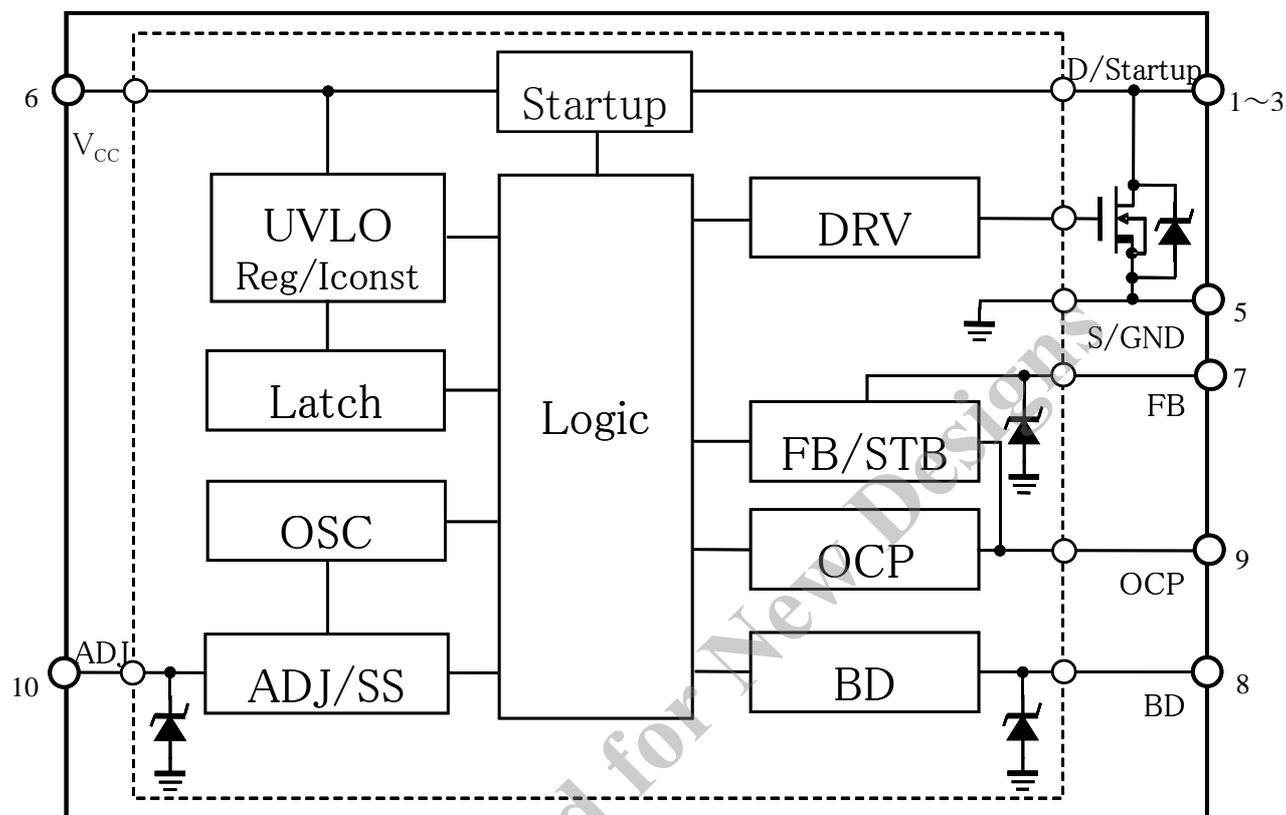
シリーズラインアップ

製品名	MOSFET V _{DSS} (MIN)	R _{DS(ON)} (Max)	P _{OUT} *1 AC100V / AC240V
STR-L6472	850V	6.5Ω	15W / 25W

- *1 上記出力電力は熱定格であり、最大出力電力は、熱定格の 120%～140%程度まで出力可能です。ただし、出力電圧が低い場合やトランス設計時の ON Duty の設定により出力電力の制限を受けることがあります。

3. ブロック図と各端子機能

ブロック図

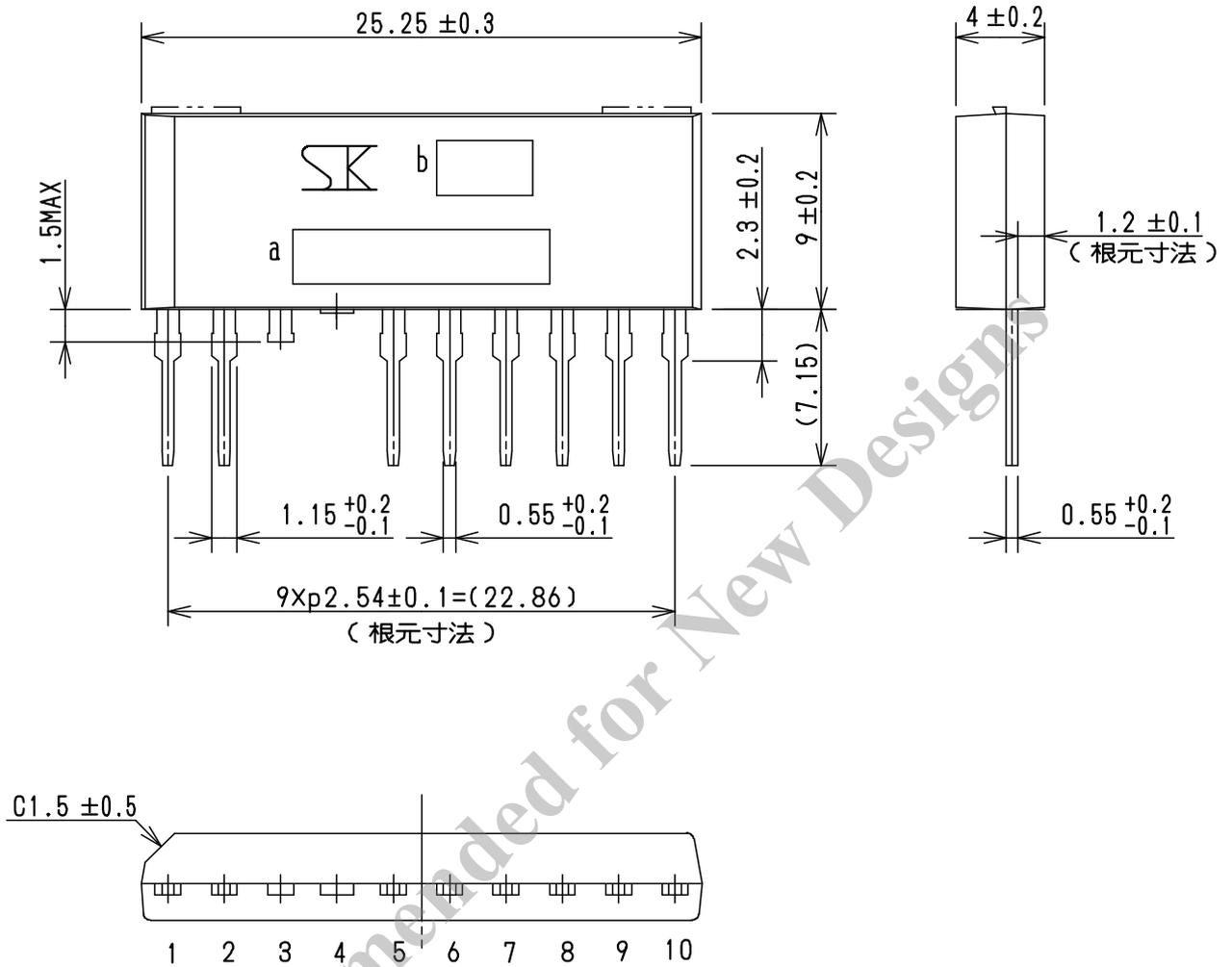


各端子機能

端子番号	記号	機能
1~3	D/Startup	MOSFET ドレインおよび起動回路入力
5	S/GND	MOSFET ソースおよびグランド
6	V _{cc}	制御回路電源入力
7	FB	定電圧制御信号入力/スタンバイ制御 /過負荷検出信号入力
8	BD	ボトム検出信号入力/入力補正検出信号入力
9	OCP	過電流検出信号入力/ボトムスキップ検出信号入力
10	ADJ	ソフトスタート制御/ボトムスキップのデレイ時間設定 /リモート ON/OFF 信号入力

4. 外形図

- ・SIP10L(弊社呼称 STA10L)パッケージ
- ・下記リードフォーミングは、No.LF437



端子材質:Cu

端子の処理:Niメッキ+半田ディップ

製品重量:約 2.8g

注記 一部は高さ 0.3 max のゲートバリ発生箇所を示す。

単位:mm

a.品名標示 STR L64 **

b.ロット番号

第1文字 西暦年号下一桁

第2文字 月

1~9月 :アラビア数字

10月 :O

11月 :N

12月 :D

第3,4文字 製造日

01~31 アラビア数字

5. 電気的特性

STR-L6472 の電気的特性を示します。

詳細内容は、製品毎の仕様書を参照願います。

5.1 絶対最大定格 特記なき場合の条件 Ta=25°C

項目	端子	記号	規格値	単位	備考
ドレイン電流	1 - 5	I_{DPeak}	4.2	A	シングルパルス
最大スイッチング電流	1 - 5	I_{DMax}	4.2	A	Ta= -30~+125°C
アバランシェ・エネルギー耐量	1 - 5	E_{AS}	40	mJ	シングルパルス V _{DD} =99V, L=20mH I _{LPeak} = 1.9A
制御部電源電圧	6 - 5	V _{CC}	32	V	
起動回路端子電圧	1 - 5	V _{STARTUP}	-1.0~V _{DSS}	V	
ADJ 端子流入電流	10 - 5	I _{ADJ}	3.0	mA	
FB 端子流入電流	7 - 5	I _{FB}	8.0	mA	
BD 端子流入電流	8 - 5	I _{BDIN}	2.0	mA	
BD 端子流出電流	8 - 5	I _{BDOUT}	-2.0	mA	
OCP 端子電圧	9 - 5	V _{OCP}	-1.5~+2.0	V	
MOSFET 部許容損失	1 - 5	P _{D1}	14.7 2.0	W	無限大放熱器にて 放熱器なし
制御部許容損失(MIC)	—	P _{D2}	0.8	W	
動作時内部フレーム温度	—	T _F	-30~+125	°C	推奨内部フレーム温度 T _F = 115°C(Max)
動作周囲温度	—	T _{OP}	-30~+125	°C	
保存温度	—	T _{stg}	-40~+125	°C	
チャネル温度	—	T _{ch}	+150	°C	

※電流の規定は IC を基準として、シンクが +、ソースが -とします。

5.2 MOSFET 部電気的特性 特記なき場合の条件 Ta=25°C

項目	端子	記号	規格値			単位	備考
			MIN	TYP	MAX		
ドレイン・ソース間電圧	1 - 5	V _{DSS}	850	—	—	V	
ドレイン漏れ電流	1 - 5	I _{DSS}	—	—	300	μA	
ON 抵抗	1 - 5	R _{DS(ON)}	—	—	6.5	Ω	
スイッチング・タイム	1 - 5	t _f	—	—	200	ns	
熱抵抗	—	θ _{ch-F}	—	2.4	3.1	°C/W	チャネル- 内部フレーム間

5.3 制御部電気的特性 特記なき場合の条件 Ta=25°C、V_{CC}=20V

項目	端子	記号	規格値			単位
			MIN	TYP	MAX	
電源起動動作						
動作開始電源電圧	6-5	V _{CC(ON)}	14.4	16.2	18.4	V
動作停止電源電圧	6-5	V _{CC(OFF)}	9.0	10.0	11.3	V
動作時回路電流	6-5	I _{CC(ON)}	—	3.5	5.5	mA
非動作時回路電流	6-5	I _{CC(OFF)}	—	10	50	μA
起動回路動作電圧	1-5	V _{START(ON)}	55	82	100	V
起動電流	6-5	I _{CC(STARTUP)}	-2.4	-1.4	-0.5	mA
OLP 動作後起動電流	6-5	I _{CC(STAROLP)}	-1.10	-0.50	-0.15	mA
発振周波数	1-5	f _{OSC}	17.5	21.0	25.0	kHz
ソフトスタート動作停止電圧	10-5	V _{ADJ(SS)}	2.0	2.3	2.6	V
ソフトスタート動作充電電流	10-5	I _{ADJ(SS)}	-148	-110	-71	μA
パワーオフしきい値電圧	10-5	V _{ADJ(OFF)}	8.2	9.4	10.8	V
通常動作						
ボトムスキップ動作しきい値電圧 1	9-5	V _{OCP(BS1)}	-0.720	-0.668	-0.605	V
ボトムスキップ動作しきい値電圧 2	9-5	V _{OCP(BS2)}	-0.485	-0.435	-0.381	V
ボトムスキップ動作しきい値電圧 3	9-5	V _{OCP(BS3)}	-0.205	-0.145	-0.085	V
ボトムスキップ開始電圧	10-5	V _{ADJ(BS)}	3.8	4.3	4.8	V
ボトムスキップ検出バイアス電流	10-5	I _{ADJ(BS)}	-27	-20	-13	μA
BD 端子上限クランプ電圧	8-5	V _{BD(HC)}	—	6.3	—	V
BD 端子下限クランプ電圧	8-5	V _{BD(LC)}	—	-0.075	—	V
擬似共振動作しきい値電圧 1	8-5	V _{BD(TH1)}	0.12	0.31	0.60	V
擬似共振動作しきい値電圧 2	8-5	V _{BD(TH2)}	0.01	0.15	0.32	V
最大フィードバック電流	7-5	I _{FB(MAX)}	-315	-225	-135	μA
スタンバイ動作						
スタンバイ状態検出電圧	7-5	V _{FB(STBIN)}	1.40	1.63	1.85	V
スタンバイ状態開始電圧	10-5	V _{ADJ(STB)}	5.7	6.2	6.8	V
スタンバイ動作しきい値電圧	7-5	V _{FB(STBOP)}	0.80	1.00	1.25	V
最小 ON 時間(定常時)	1-5	t _{ONL(MIN)}	0.98	1.62	2.19	μs
最小 ON 時間(入力補正時)	1-5	t _{ONH(MIN)}	0.54	0.98	1.40	μs
保護動作						
最大 ON 時間	1-5	t _{ON(MAX)}	31	36	41	μs
リーディング・エッジ・ブランキング時間	1-5	t _{ON(LEB)}	—	354	—	ns
過電流検出しきい値電圧(定常時)	9-5	V _{OCP(H)}	-0.975	-0.930	-0.875	V
過電流検出しきい値電圧(入力補正時)	9-5	V _{OCP(L)}	-0.904	-0.780	-0.656	V
OCP 端子流出電流	9-5	I _{OCP(O)}	-260	-130	-40	μA
入力補正検出しきい値電流 1	8-5	I _{BD(TH1)}	-575	-500	-425	μA
入力補正検出しきい値電流 2	8-5	I _{BD(TH2)}	-565	-450	-375	μA
OLP バイアス電流	7-5	I _{FB(OLP)}	-27	-20	-13	μA
OLP オートリスタートしきい値電圧	7-5	V _{FB(OLPAUTO)}	6.3	6.7	7.3	V
OLP ラッチオフバイアス電流	7-5	I _{FB(OLPLa.OFF)}	-1.5	-1.0	-0.5	mA
OLP ラッチオフしきい値電圧	7-5	V _{FB(OLPLa.OFF)}	8.6	9.6	10.2	V
OVP 動作電源電圧	6-5	V _{CC(OVP)}	26.0	28.5	31.0	V
ラッチ回路解除電源電圧	※1 6-5	V _{CC(La.OFF)}	6.2	7.5	8.9	V
フィードバック制御時最大電圧	7-5	V _{FB(MAX)}	4.90	5.45	6.00	V
熱保護動作温度	—	T _{J(TSD)}	135	—	—	°C

※1 ラッチ回路とは、過熱保護(OVP)、過負荷保護(OLP)、過熱保護(TSD)により動作する回路を示します。

※電流の規定は IC を基準として、シンクが +、ソースが -とします。

6. 応用回路例

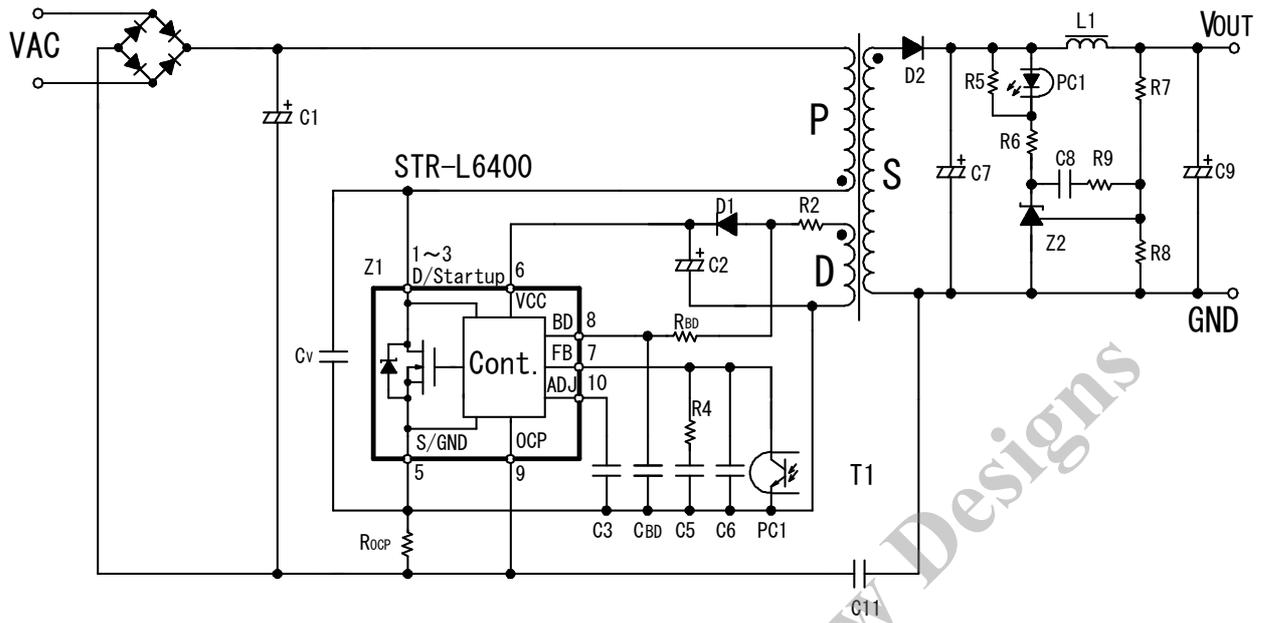


図 6 応用回路例

放熱効果を上げるため、D/Startup 端子(1、2 番ピン)のパターンはできるだけ広くします。

Not Recommended for New Designs

7. 動作説明

7.1 起動動作

図 7-1 に V_{CC} 端子周辺回路を示します。

起動回路は IC に内蔵され、IC 内部で D/Startup 端子(1~3 番ピン)に接続されています。

IC 内部で定電流化された起動電流 $I_{CC(STARTUP)} = -1.4\text{mA(TYP)}$ は、 V_{CC} 端子に接続された電解コンデンサ C2 を充電し、 V_{CC} 端子電圧が動作開始電源電圧 $V_{CC(ON)} = 16.2\text{V(TYP)}$ まで上昇すると、IC は動作を開始します。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、起動時間の概算値は、次式(1)になります。

$$t_{START} \doteq C2 \times \frac{V_{CC(ON)} - V_{CC(INT)}}{|I_{CC(STARTUP)}|} \quad \text{---- (1)}$$

ここで、 t_{START} は起動時間 (sec)、

$V_{CC(INT)}$ は V_{CC} 端子の初期電圧 (V)

一般的な電源仕様では、電解コンデンサ C2 は、10~47 μF 程度になります。

図 7-2 に V_{CC} 端子電圧と回路電流 I_{CC} の関係を示します。 V_{CC} 端子電圧が $V_{CC(ON)} = 16.2\text{V(TYP)}$ 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、 V_{CC} 端子電圧が動作停止電源電圧 $V_{CC(OFF)} = 10.0\text{V(TYP)}$ 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。制御回路動作後は、図 7-1 の補助巻線 D から整流平滑された電圧(補助巻線電圧 V_D)が V_{CC} 端子の供給電力になります。

補助巻線電圧は、電源仕様の入出力変動範囲内で、 V_{CC} 端子電圧が、

$$V_{CC(OFF)} = 11.3\text{V(MAX)} < V_{CC} < V_{CC(OVP)} = 26.0\text{V(MIN)}$$

になるように補助巻線 D の巻数を調整します。補助巻線電圧の目安は、20V 程度になります。

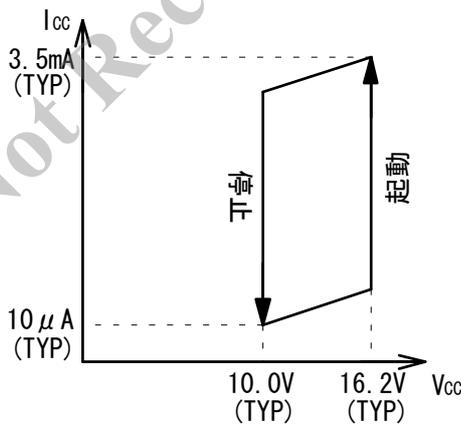


図 7-2 V_{CC} 端子電圧-回路電流 I_{CC}

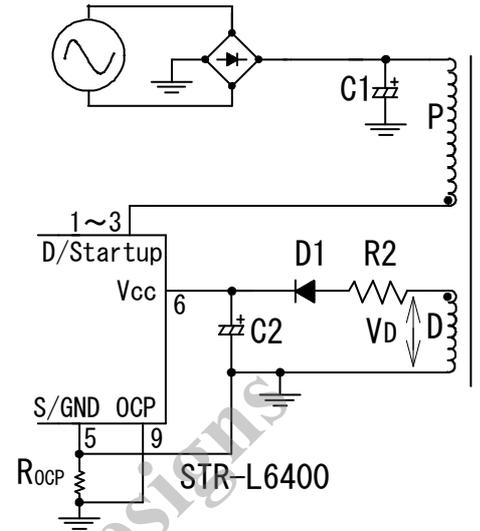


図 7-1 V_{CC} 端子周辺回路

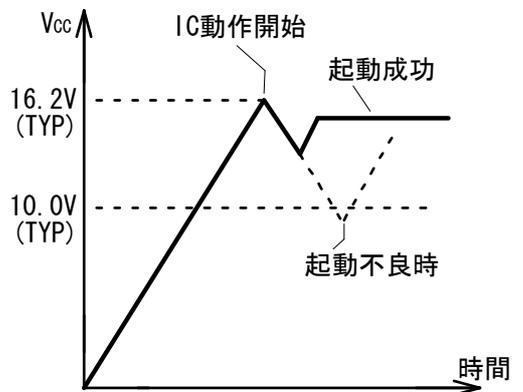


図 7-3 起動時 V_{CC} 端子電圧波形

図 7-3 に電源起動時の V_{CC} 端子電圧波形例を示します。 V_{CC} 端子電圧が $V_{CC(OFF)}$ に達し、起動不良になる場合は、C2 容量を大きくします。容量を大きくすると、起動時間が長くなるので、使用上問題ないか確認が必要です。

実際の電源回路は、図 7-4 のように 2 次側出力電流 I_{OUT} の値により V_{CC} 端子電圧が変化し、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 OFF した瞬間に発生するサージ電圧によって、C2 がピーク充電されるためです。これを防止するには、図 7-5 のように、整流用ダイオード D1 と直列に数 Ω ~ 数十 Ω の抵抗 R2 の追加が有効です。

R2 の最適値は、出力電圧に対する V_{CC} 端子電圧の変化が使用するトランスの構造によって異なるため、実際に使用するトランスに合わせた調整が必要です。

また、出力電圧に対する V_{CC} 端子電圧の変化率は、下記の場合に悪くなるため、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-2 次の結合が悪い場合(低出力電圧、大電流負荷仕様など)
- 補助巻線 D と安定化出力巻線(定電圧制御を行っている出力ラインの巻線)の結合が悪い場合

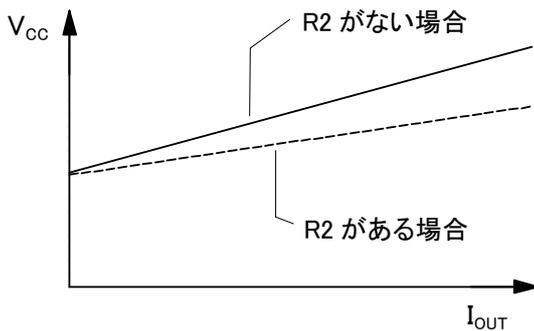


図 7-4 R2 による出力電流 I_{OUT} - V_{CC} 端子電圧

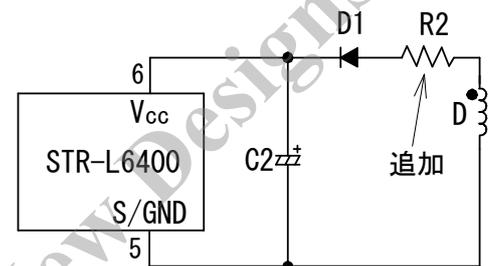
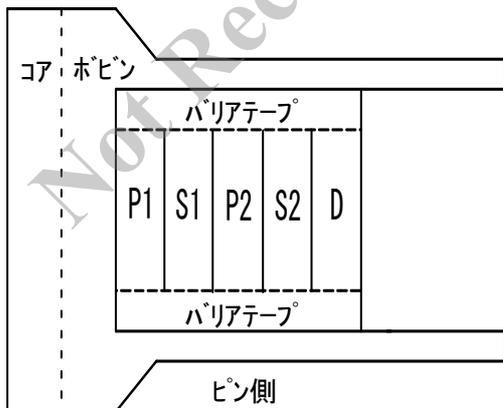


図 7-5 出力電流 I_{OUT} の影響が受けにくい V_{CC} 端子周辺回路

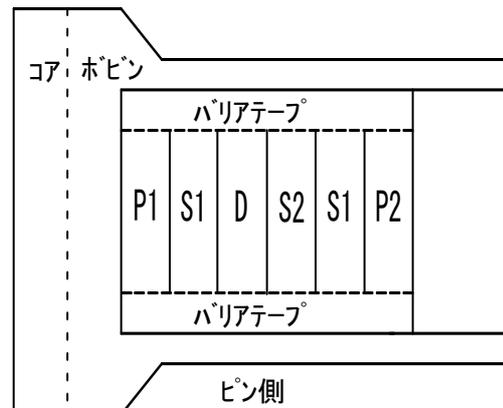
トランス設計時の参考として、補助巻線 D の巻き位置の参考例を、図 7-6、図 7-7 に示します。

- 補助巻線 D を 1 次巻線 P1 と P2 から距離を離す(図 7-6 巻線構造例①)。
P1、P2 は 1 次巻線を 2 分割にしたサンドイッチ巻線
- 2 次側安定化出力巻線 S1 で補助巻線 D をサンドイッチする構造とする(図 7-7 巻線構造例②)。
2 出力巻線 S1、S2 中、S1 は安定化出力巻線(定電圧制御を行っている出力ラインの巻線)。



P1,P2 1 次巻線
S1 2 次制御巻線
S2 2 次出力巻線
D V_{CC} 用補助巻線

図 7-6 巻線構造例①



P1,P2 1 次巻線
S1 2 次制御巻線
S2 2 次出力巻線
D V_{CC} 用補助巻線

図 7-7 巻線構造例②

7.2 定電圧制御回路動作

図 7-8 に FB 端子周辺回路、図 7-9 に定電圧制御について示します。

出力電圧は、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)により、定電圧制御されます。

負荷が軽くなった場合、出力電圧の上昇に伴い、2 次側のエラーアンプのフィードバック電流が増加します。図 7-8 のように、この電流は、フォトカプラを介して、FB 端子から引き抜かれ、FB 端子電圧は低下します。

2 次側のフィードバック電流により FB 端子電圧は、図 7-9 のように、IC 内部の FB コンパレータの目標電圧 V_{SC} を作ります。ドレイン電流 I_D は、電流検出抵抗 R_{OCP} でマイナス検出され、IC 内部で検出電圧 V_{OCPM} を作ります。この双方を比較し、制御回路は、目標電圧に近づくようにドレイン電流のピーク値を下げる制御を行い、出力電圧の上昇を抑えます。

負荷が重くなった場合は逆の動作になり、FB コンパレータの目標電圧は増加し、それに伴ってドレイン電流のピーク値を増やす制御を行い、出力電圧の低下を抑えます。

このように、フィードバック電流とドレイン電流を制御信号として、定電圧制御が行われます。

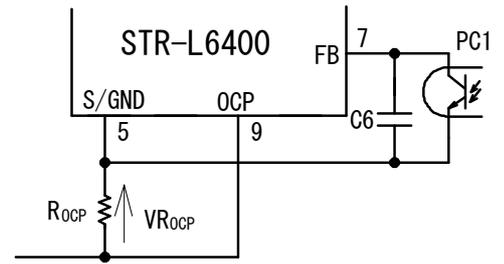


図 7-8 FB 端子周辺回路

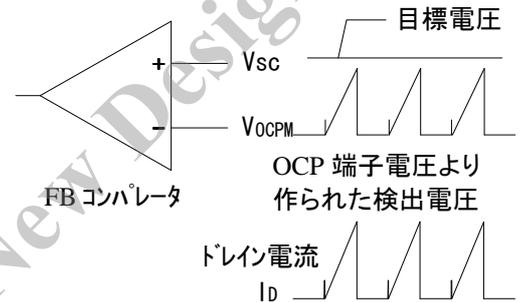


図 7-9 定電圧制御

また、一般的に電流モード制御は、パワーMOSFET がターン ON する際に発生する急峻なサージ電流により、IC 内部の FB コンパレータや OCP 回路が応答し、パワーMOSFET が OFF する場合があります。

この現象を防ぐため、リーディング・エッジ・ブランキング機能を内蔵し、ターン ON 時のドレイン電流サージに不応答するように、パワーMOSFET が ON した瞬間からブランキング期間を設けています。(STR-L6472 のリーディング・エッジ・ブランキング時間は、 $t_{ON(LEB)} = 354\text{ns(TYP)}$ です。)

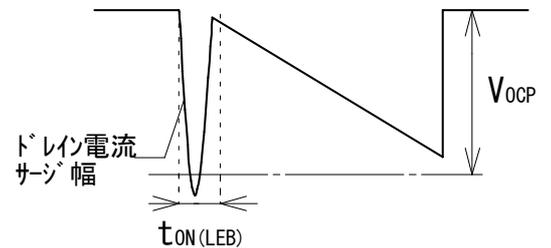


図 7-10 OCP 端子電圧 (ドレイン電流)

ターン ON 時のドレイン電流サージは、図 7-10 のように、電流モード制御による OCP 端子しきい値 V_{OCP} に達する幅が $t_{ON(LEB)}$ 以下になるように、調整します。

ドレイン電流サージが大きい場合は、ターン ON タイミングを V_{DS} ボトムポイントへ合わせたり、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 ON 時のサージ電圧を下げるなどの調整が必要です。

図 7-10 の V_{OCP} は、“7.10 過電流保護機能(OCP)”項の入力補正後の V_{OCP} になります。

ターン ON 時のドレイン電流サージにより、不安定な発振動作になる場合は、図 7-11 に示すように抵抗とコンデンサによる外付けフィルタの追加を推奨します。フィルタの抵抗値を大きくすると、OCP 端子流出電流 $I_{OCP(O)} = -130\mu\text{A}$ の影響で、過電流のバラツキが大きくなったり、過電流の応答遅れが大きくなります。

抵抗値は 100Ω 程度、コンデンサの容量は 220pF 程度を推奨します。

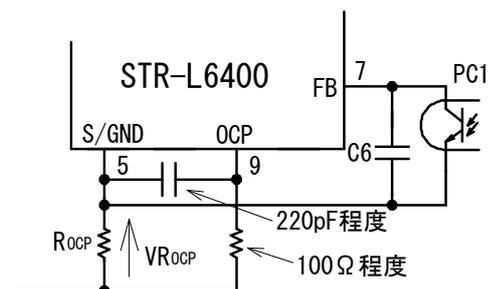


図 7-11 OCP 端子周辺回路

7.3 ソフトスタート機能

図 7-12 に ADJ 端子周辺回路と、電源起動時のドレイン電流、ADJ 端子電圧波形を示します。

電源起動時、パワーMOSFET、および 2 次側ダイオードの電圧・電流ストレスを低減するため、ソフトスタート機能を設けています。

電源起動時は、ADJ 端子に接続した C3 を、ソフトスタート充電電流 $I_{ADJ(SS)} = -110\mu A(TYP)$ で充電し、ADJ 端子電圧に応じて、パワーMOSFET の ON 幅を制限します。

ADJ 端子電圧が、ソフトスタート動作停止電圧 $V_{ADJ(SS)} = 2.3V$ に達するまで、ソフトスタートがかかります。ソフトスタート期間 t_{SS} の概算値は、次式(2)になります。

$$t_{SS} \doteq \frac{2.3V \times C3}{110\mu A} \quad \text{-----(2)}$$

C3 が $0.22\mu F$ 時の t_{SS} は、約 4.6ms になります。

なお、定常動作時の ADJ 端子電圧は、2.9V になります。

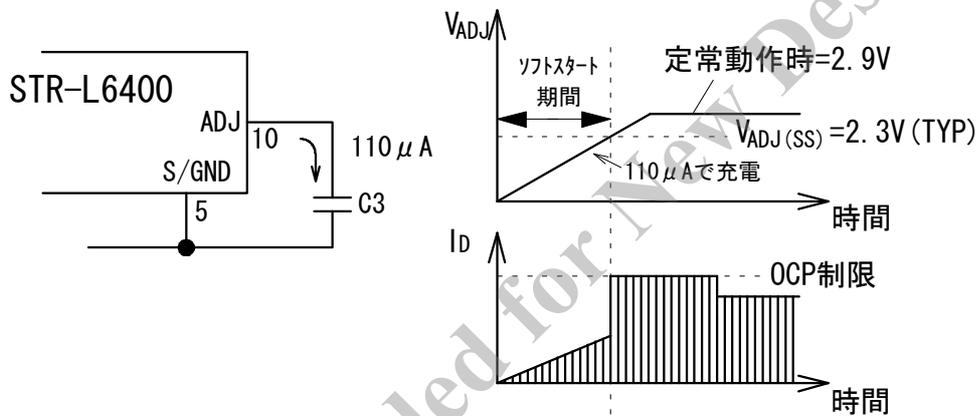
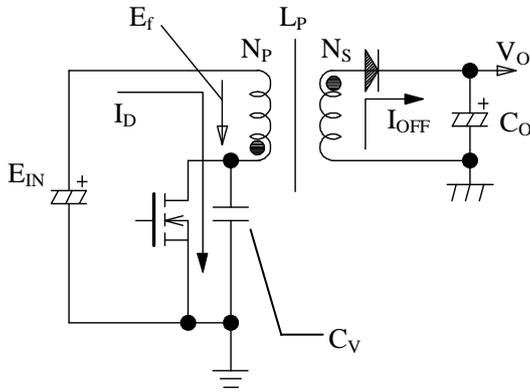


図 7-12 ADJ 端子周辺回路と電源起動時のソフトスタート動作

7.4 擬似共振動作

7.4.1 ボトムオンタイミング(擬似共振信号)

図7-13に示すようなフライバック方式(パワーMOSFETがOFFのときに2次側へエネルギーを供給する方式)は、2次側にエネルギー放出後、ドレイン電圧がトランスの L_p と、ドレイン-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。



E_{IN} : DC 電圧

E_f : フライバック電圧 $E_f = \frac{N_p}{N_s} \times (V_o + V_f)$

N_p : 1次側の巻数

N_s : 2次側の巻数

V_o : 出力電圧

V_f : 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 OFF 時の 2 次側ダイオードに流れる電流

C_v : 電圧共振コンデンサ

L_p : 励磁インダクタンス

図 7-13 フライバック方式

V_{DS} の自由振動のボトム点で、パワーMOSFET がターン ON することを、ボトムオンといい、図 7-14 に理想的なボトムオン時の V_{DS} 波形を示します。

擬似共振動作は、 V_{DS} のボトム点でターン ON するため、スイッチング損失、およびスイッチングノイズを低減でき、高効率、低ノイズが実現できます。

V_{DS} が自由振動の期間にターン ON させる遅延タイミングは、 V_{DS} 波形に同期した補助巻線電圧から作ります。

STR-L6400 シリーズのボトムオンは、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われ、軽負荷～中負荷のスイッチング周波数を下げて、この領域の効率を向上します。

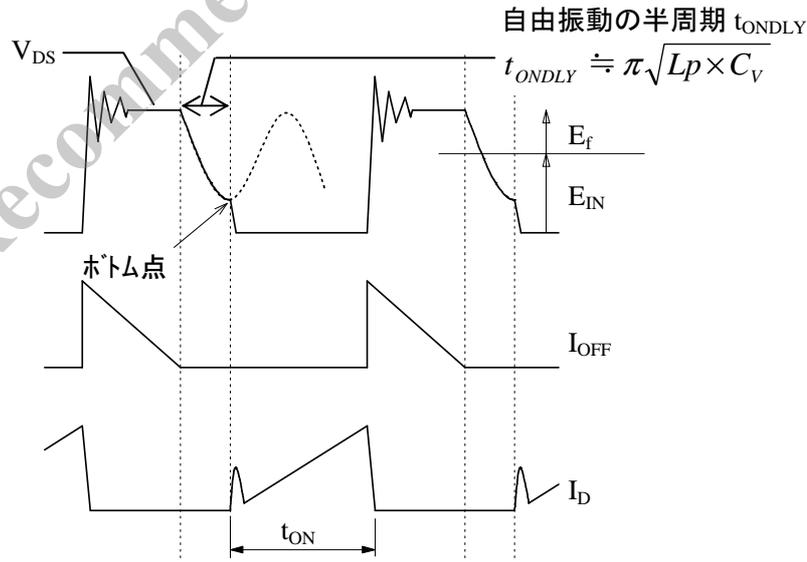


図 7-14 理想的なボトムオン: V_{DS} 電圧共振波形のボトム点でターン ON

図 7-15 に BD 端子周辺回路と補助巻線電圧を示します。

BD 端子は、以下の機能があります。

- ①ボトムオンタイミング
- ②OCP 入力補正 ----- “7.10.1 過電流入力補正機能”項参照
- ③スタンバイ入力補正 ----- “7.5.3 オートスタンバイ動作の入力補正機能”項参照

図 7-15 の BD 端子周辺回路の R_{BD} 、 C_{BD} は①～③により調整します。

ボトムオンタイミングは、図 7-15 のように、補助巻線 D のフライバック電圧 E_{rev1} により、BD 端子には図 7-16 の“正常な BD 端子波形”のような擬似共振信号が印加され、ターン OFF 時に、擬似共振動作しきい値 $1 V_{BD(TH1)} = 0.31V(TYP)$ 以上になると、パワー MOSFET は OFF 期間を継続します。その後、2 次側にエネルギーが供給された後は、補助巻線 D の電圧が低下し、BD 端子電圧が $V_{BD(TH2)} = 0.15V(TYP)$ まで下がると、ターン ON します。

$V_{BD(TH2)}$ に達すると、擬似共振動作しきい値が $V_{BD(TH1)}$ に切り替わり、擬似共振動作の誤動作を防止します。

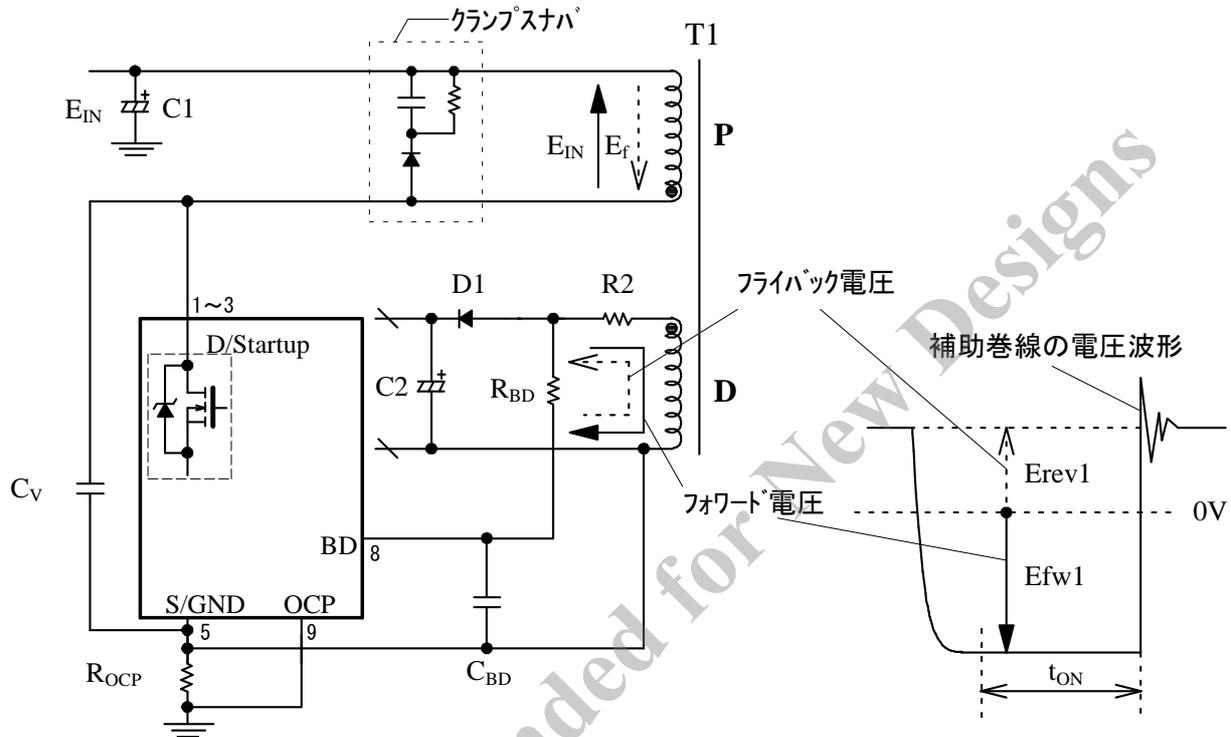


図 7-15 BD 端子周辺回路と補助巻線電圧

図 7-16 にトランスの結合が悪い場合の BD 端子波形を示します。

1 次巻線と 2 次側制御巻線の巻数比 (N_p/N_s) が極端に大きい場合 (低圧大電流負荷仕様) など、パワー MOSFET がターン OFF 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 $1.0\mu s(TYP)$ を設けているので、この期間に擬似共振信号の検出をすることはありませんが、BD 端子ブランキング時間を越えるサージ電圧が入力されると、IC は擬似共振信号の入力と認識し、高周波でパワー MOSFET が ON / OFF 動作する場合があります。このとき、パワー MOSFET の損失が過大になり、チャン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、 C_{BD} を BD 端子-GND 端子の近くに接続する、BD 端子-GND 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低くなる巻き方にする、クランプスナバの定数調整を行うなど、高周波動作が生じない調整が必要です。

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

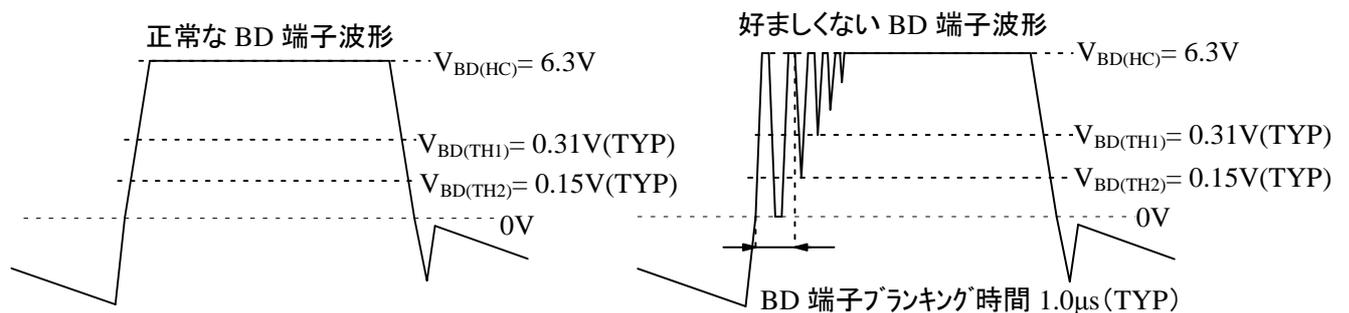


図 7-16 トランスの結合が悪い場合の BD 端子波形

BD 端子内部には遅れ要素があるため、 R_{BD} の値が大きい場合、ターン ON のタイミングが、図 7-18 のように、遅れる場合があります。 R_{BD} の設定は、スタンバイ入力補正や過電流入力補正の設定と関係があるため、7.5.3 項、7.10.1 項を参照のうえ、実働動作を確認して決定します。

BD 端子は、上限クランプ電圧 $V_{BD(HC)} = 6.3V(TYP)$ で電圧クランプされますが、流入電流は絶対最大定格 = 2mA を超えないように、 R_{BD} を調整します (p.25 の“BD 端子周辺定数設定参考例”参照)。

V_{DS} のボトム点の調整方法は、 V_{DS} 、 V_{BD} (BD 端子電圧波形)、 I_D の実働波形を観測し、図 7-14 の理想的なボトムオン (V_{DS} のボトム点でターン ON) になるように、 C_{BD} 容量を調整し、遅延時間 t_{ONDLY} を調整します。

- AC 入力電圧 MAX、 $P_o=MAX$ 時に、ターン ON がボトム点より早い場合 (図 7-17)
初期接続してある C_{BD} の容量を増やし、ボトム点を確認しておき、ターン ON が V_{DS} のボトム点と一致するように調整します。
- AC 入力電圧 MAX、 $P_o=MAX$ 時に、ターン ON がボトム点より遅い場合 (図 7-18)
初期接続してある C_{BD} の容量でボトム点を確認しておき、 C_{BD} の容量を減らし、ターン ON が V_{DS} のボトム点と一致するように調整します。

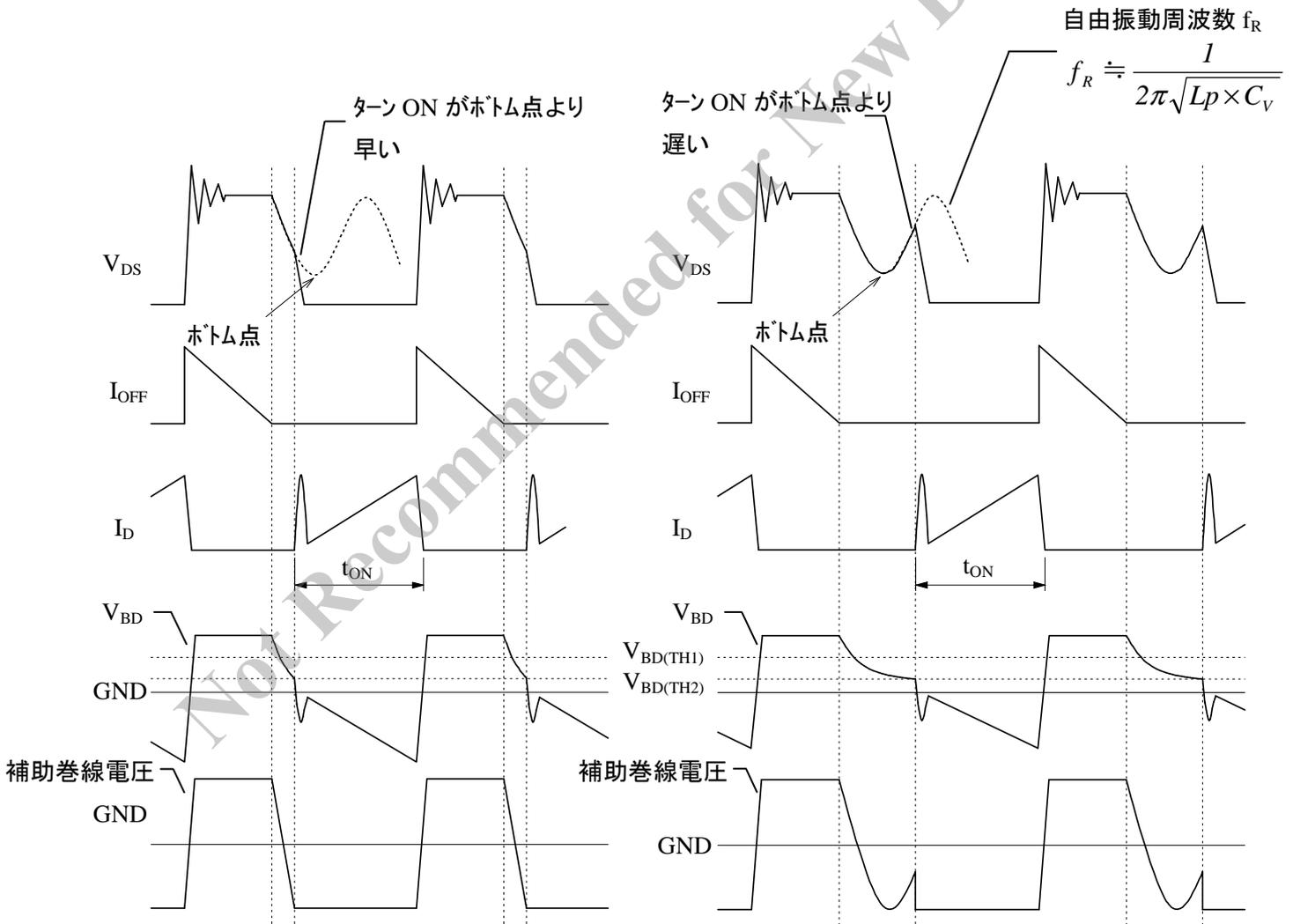


図 7-17 ターン ON が V_{DS} 波形のボトム点より早い場合

図 7-18 ターン ON が V_{DS} 波形のボトム点より遅い場合

7.4.2 ボトムスキップ動作

前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)をモニターし、2 次側の負荷状態に応じて、重負荷時は QR 動作、中・軽負荷時はボトムスキップ QR 動作に切り替わります。

図 7-19 と図 7-20 に、出力負荷が軽負荷⇒重負荷時と、重負荷⇒軽負荷時の状態遷移図を模擬的に示します。なお、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で、QR 動作の過電流検出しきい値電圧は、 $V_{OCP(H)} = -0.930V(TYP)$ で表しています。

マルチモード制御は、負荷状態に応じて、

スタンバイ動作 ⇔ 2 ボトムスキップ QR 動作 ⇔ 1 ボトムスキップ QR 動作 ⇔ QR 動作の 4 つの動作モードに切り替えます。

実際の動作は、7.4.3 項に述べる負荷急変時の動作モード切換えにデレイ時間を設けています。図 7-19、図 7-20 はこれを省略しています。

- 2 ボトムスキップ QR 動作から QR 動作へ切り替わる場合 (図 7-19)
2 ボトムスキップ QR 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、ON 幅が広がります。同様に、OCP 端子電圧 (V_{OCP}) ピーク値も増加します。負荷を増やし、 $V_{OCP(BS2)}$ まで下がると、1 ボトムスキップ QR 動作へ切り替わります。さらに負荷を増やし、 $V_{OCP(BS1)}$ まで下がると、QR 動作へ切り替わります。
- QR 動作から 2 ボトムスキップ QR 動作へ切り替わる場合 (図 7-20)
QR 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、ON 幅が狭くなります。同様に、OCP 端子電圧 (V_{OCP}) ピーク値も減少します。負荷を減らし、 $V_{OCP(BS2)}$ まで上がると、1 ボトムスキップ QR 動作へ切り替わります。さらに負荷を減らし、 $V_{OCP(BS3)}$ まで上がると、2 ボトムスキップ QR 動作へ切り替わります。



図 7-19 無負荷→重負荷時の状態遷移図

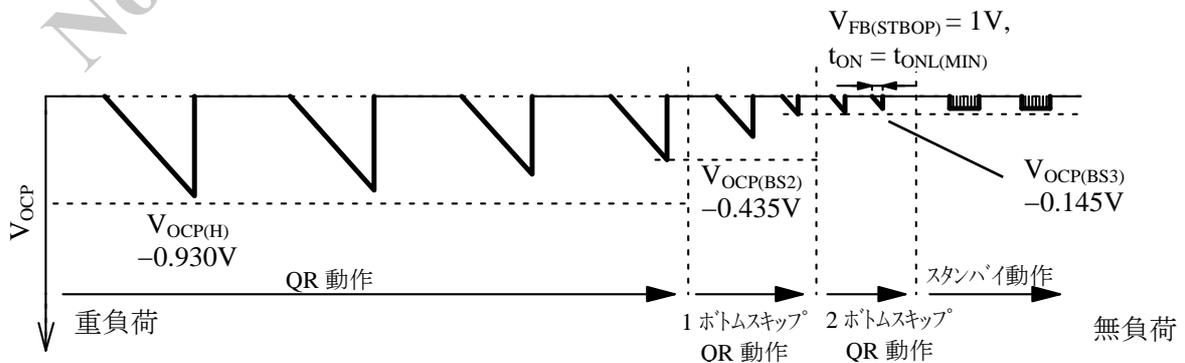


図 7-20 重負荷→無負荷時の状態遷移図

負荷電流増加 / 負荷電流減少の過程では、
 図 7-21 のように、各動作モードの切換えに際し、
 自動的にヒステリシスが設定されるため、スイッチング
 波形は、切換え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換えが可能です。

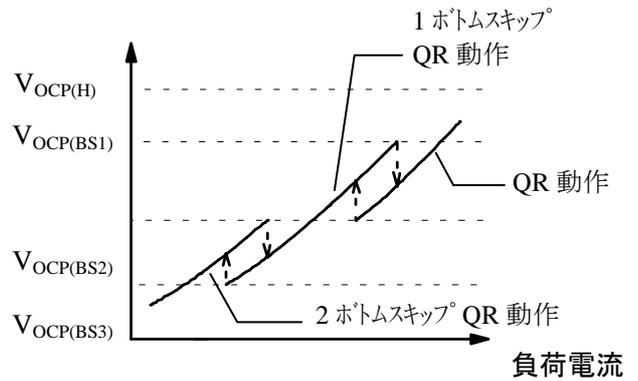


図 7-21 動作モード切換え時のヒステリシス

7.4.3 負荷急変時の 擬似共振動作 ⇒ ボトムスキップ動作モード切換えのディレイ時間設定

STR-L6400 シリーズは、QR 動作 ⇒ 1 ボトムスキップ QR 動作モード切換え、1 ボトムスキップ QR 動作 ⇒ 2 ボトムスキップ QR 動作モード切換え時に、ディレイ時間を設け、ディレイ時間以内の出力負荷急変は、同一動作モードで動作します。これにより、出力負荷急変時のトランスの音鳴りを抑制できます。

ディレイ時間は、ソフトスタート用コンデンサ C3 の充電時間を用いて作られ、図 7-22 のような動作になります。

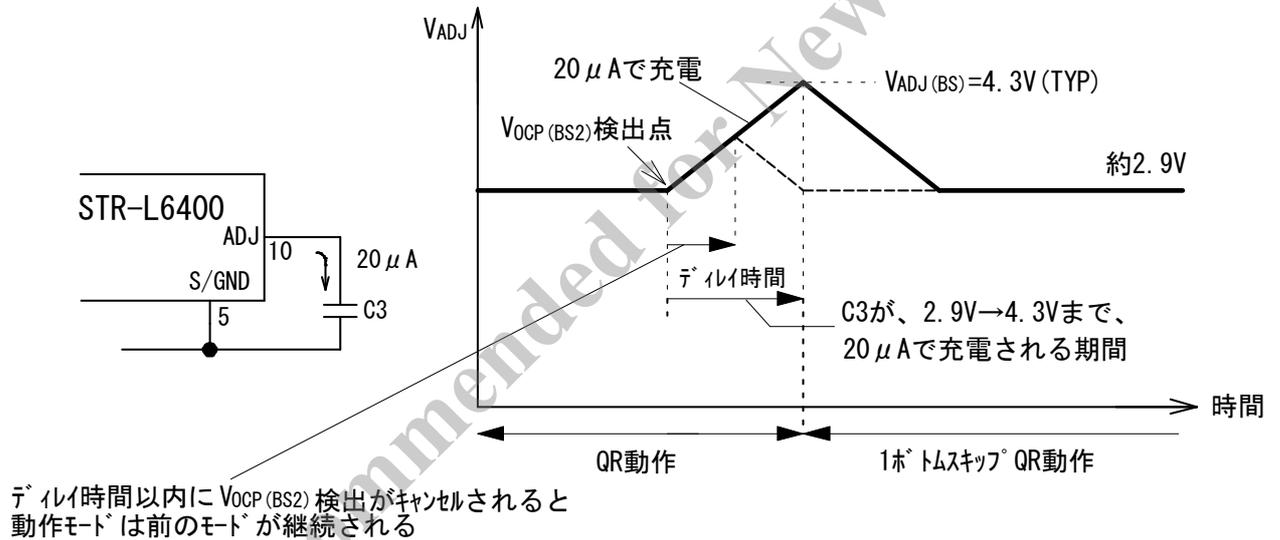


図 7-22 ADJ 端子周辺回路と QR 動作下の負荷急変時の状態遷移図

- 動作モードが切替わる場合 (QR 動作 ⇒ 1 ボトムスキップ QR 動作)
 QR 動作から出力負荷が急減し、ボトムスキップ動作しきい値電圧 $2 V_{OCP(BS2)} = -0.435V(TYP)$ に上がると、ADJ 端子の C3 をボトムスキップ検出バイアス電流 $I_{ADJ(BS)} = -20\mu A(TYP)$ で充電します。ADJ 端子電圧がボトムスキップ開始電圧 $V_{ADJ(BS)} = 4.3V(TYP)$ に達するまでのディレイ時間後に、QR 動作から 1 ボトムスキップ QR 動作へ切替わります。
 1 ボトムスキップ QR 動作から 2 ボトムスキップ QR 動作モード切換え時も同様に、ディレイ時間後切替わります。なお、この場合の V_{OCP} の検出点は、 $V_{OCP(BS3)}$ になります。
- 動作モードが切替わらない場合
 前記ディレイ時間以内に出力負荷が増えた場合 ($V_{ADJ(BS)}$ に達する前に、出力負荷が増え、 $V_{OCP(BS2)}$ より下がる場合) は、動作モードは切替わらず、QR 動作のままになります。
 1 ボトムスキップ QR 動作の場合も同様に、ディレイ時間以内に出力負荷が増えた場合は、動作モードは切替わらず、1 ボトムスキップ QR 動作のままになります。なお、この場合の V_{OCP} の検出点は、 $V_{OCP(BS3)}$ になります。

7.5 オートスタンバイ機能

7.5.1 オートスタンバイ動作

オートスタンバイ機能は、“7.5.2 オートスタンバイ動作切換えディレイ時間の設定”項に述べる条件を満足するとバースト発振動作を行い、図 7-23 のスタンバイ動作時波形のように、スイッチングが停止する期間（発振休止期間）と発振期間（2 ボトムスキップ QR 動作）になり、スイッチング損失を低減し、軽負荷時の効率を改善します。

バースト発振動作は、微小負荷時に動作し、2 次側へ供給するエネルギーによって、発振期間 / 発振休止期間が変わります。 V_{CC} 端子電圧にリップルが生じ、動作停止電源電圧 $V_{CC(OFF)} = 11.3V(MAX)$ 以下になる場合は、図 7-5 の V_{CC} 端子に接続されたコンデンサ C2 容量を大きくしたり、R2 を小さくするなど、 V_{CC} 端子電圧を $V_{CC(OFF)}$ 以上にする必要があります。

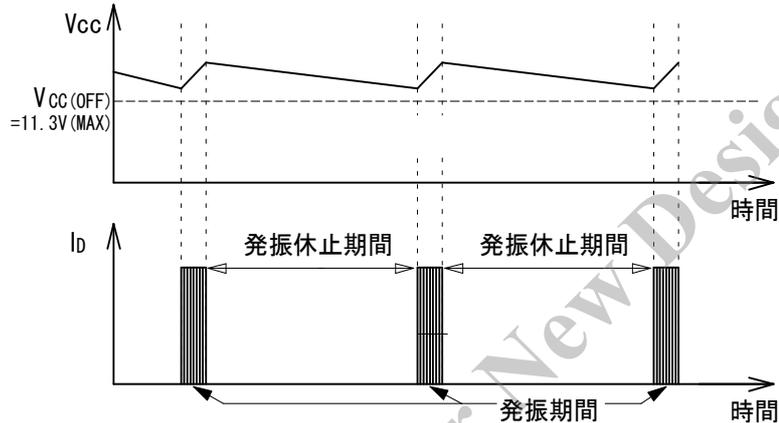


図 7-23 スタンバイ動作時波形

7.5.2 オートスタンバイ動作切換えディレイ時間の設定

7.4.3 項の負荷急変時の動作モード切換えのディレイ時間と同様に、軽負荷時にオートスタンバイ動作へ切換わる際も、ディレイ時間を設けています。

図 7-24 にオートスタンバイ動作に切換わる時の状態遷移図を示します。

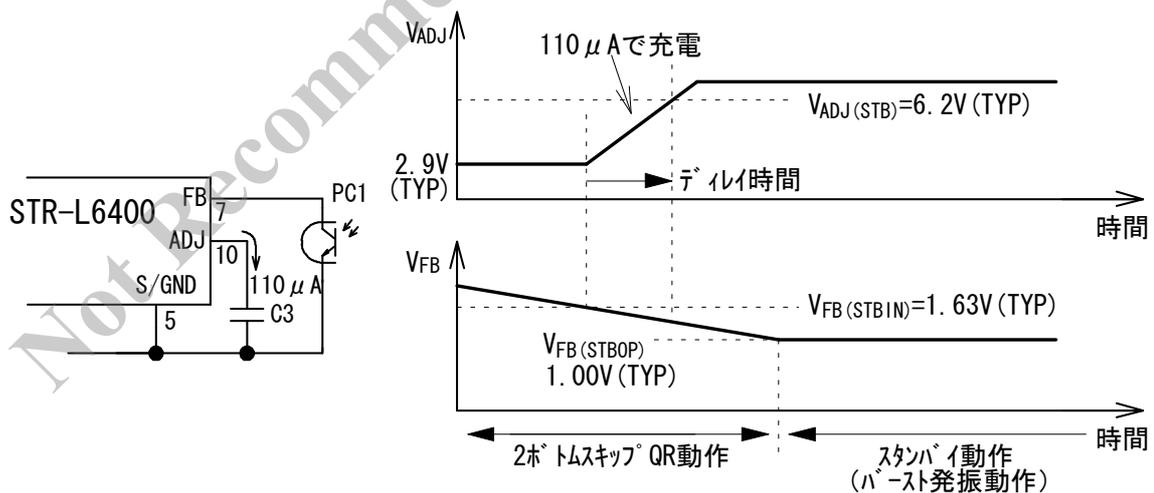


図 7-24 オートスタンバイ動作切換え時の状態遷移図

- オートスタンバイ動作へ切換わる場合（2 ボトムスキップ QR 動作 ⇒ オートスタンバイ動作）
出力負荷が、軽負荷からさらに小さくなると、フォトカプラに流れるフィードバック電流が増加するため、FB 端子電圧は低下します。FB 端子電圧がスタンバイ状態検出電圧 $V_{FB(STBIN)} = 1.63V(TYP)$ 以下になると、ADJ 端子に接続されたコンデンサ C3 を $-110\mu A(TYP)$ で充電し始めます。ADJ 端子電圧がスタンバイ状態開始電圧 $V_{ADJ(STB)} = 6.2V(TYP)$ に達するまでのディレイ時間後に、バースト動作切換えがイネーブルになります。

定常動作時の ADJ 端子電圧は 2.9V (TYP)より、C3 が 0.22 μ F 時のディレイ時間は約 6.6ms になります。出力負荷がさらに小さくなり、FB 端子電圧が、スタンバイ動作しきい値電圧 $V_{FB(STBOP)} = 1.0V(TYP)$ に下がると、バースト発振動作を開始します。

- オートスタンバイ動作に切換わらない場合
前記ディレイ時間以内に出力負荷が増えた場合 ($V_{ADJ(STB)} = 6.2V(TYP)$)に達する前に、出力負荷が増え、 $V_{FB(STBIN)}$ 以上になった場合は、バースト動作切換えがディスエイブルになり、2 ボトムスキップ QR 動作のままになります。

7.5.3 オートスタンバイ動作の入力補正機能

STR-L6400 シリーズは、最小 ON 時間を設けています。

出力負荷が小さくなり、ON 幅が最小 ON 時間になると、フィードバック電流が増加し、図 7-24 のように、FB 端子電圧が $V_{FB(STBOP)}$ まで下がると、バースト発振動作を開始します。

パワー MOSFET の ON 時間 (t_{ON}) によって、オートスタンバイ動作に入れる場合、ワイド入力電圧仕様では、同一微小負荷時の ON 幅が、AC240V 系入力電圧に対し AC100V 系入力電圧が広がるため、AC240V 系入力電圧はオートスタンバイ動作しても、AC100V 系入力電圧は動作しない場合があります。

この現象を回避するため、入力電圧による最小 ON 時間の切換え機能を内蔵しています。

図 7-15 のフォワード電圧 E_{fw1} を用いて、 R_{BD} を経由して BD 端子から引き抜く電流値 I_{BD} により、最小 ON 時間は、以下のように変わります。

- $t_{ONL(MIN)} = 1.62\mu s(TYP)$ ----- R_{BD} により t_{ON} 期間に流れる電流 I_{BD} が 500 $\mu A(TYP)$ 未満の場合
→AC100V 系向け
- $t_{ONH(MIN)} = 0.98\mu s(TYP)$ --- R_{BD} により t_{ON} 期間に流れる電流 I_{BD} が 500 $\mu A(TYP)$ 以上の場合
→AC240V 系向け

ワイド入力電圧仕様は、AC150V 近辺で、BD 端子から引く抜く電流値 I_{BD} が 500 μA になるように R_{BD} 値を設定します。なお、“7.10.1 過電流入力補正機能”項と併せて設定します。

7.5.4 ボトムスキップ QR 動作 / オートスタンバイ動作のキャンセル

ADJ 端子に抵抗を外付けすると、ボトムスキップ QR 動作やオートスタンバイ動作をキャンセルできます。

- ボトムスキップ QR 動作とオートスタンバイ動作両方をキャンセルする場合

ボトムスキップ動作時は、図 7-22 のように、ADJ 端子内部より供給されるボトムスキップ検出バイアス電流 $I_{ADJ(BS)} = -20\mu A$ でコンデンサ C3 を充電しますが、図 7-25 の R11 = 100k Ω を追加すると、この電流が R11 に流れ、ADJ 端子電圧は、ボトムスキップ開始電圧 $V_{ADJ(BS)} = 4.3V$ に上がらなくなり、定常動作時のボトムスキップ QR 動作をキャンセルできます。

軽負荷時も同様に、スタンバイ状態開始電圧 $V_{ADJ(STB)} = 6.2V(TYP)$ に達しないため、オートスタンバイ動作も同時にキャンセルできます。

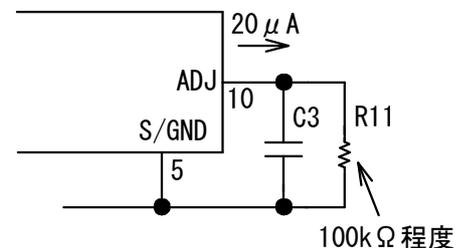


図 7-25 ボトムスキップ / オートスタンバイ動作をキャンセルする回路

● オートスタンバイ動作のみキャンセルする場合

オートスタンバイ動作へ切換わるには ADJ 端子電圧をスタンバイ状態検出電圧 $V_{ADJ(STB)} = 6.2V(TYP)$ に上昇させる必要がありますが、ADJ 端子のコンデンサ C3 と並列に $D3 = 5.6V$ のツェナーダイオードを接続すると、ADJ 端子電圧は $V_{ADJ(STB)}$ に達しないため、オートスタンバイ動作がキャンセルできます。

ボトムスキップ開始電圧 $V_{ADJ(BS)} = 4.3V(TYP)$ との間にマージンがないため、ツェナー電圧の精度およびランク指定に注意が必要です。

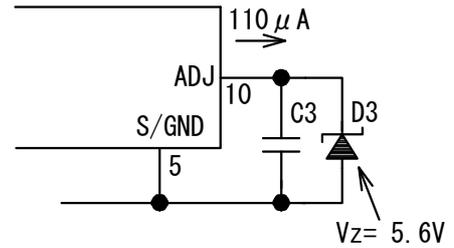


図 7-26 オートスタンバイ動作のみキャンセルする回路

7.5.5 外部信号による ON / OFF

外部信号による ON/OFF 回路例を図 7-27 に示します。

ADJ 端子に外部から電圧を印加することで、IC はスイッチング動作を停止します。

外部電源(12V~16V)に接続された R12(10kΩ~33kΩ)を、フォトカプラ PC2 などのスイッチ素子を介して接続し、ADJ 端子電圧がパワーオフしきい値電圧 $V_{ADJ(OFF)} = 9.4V(TYP)$ まで上昇すると、IC はスイッチング動作を停止します。

ADJ 端子に $V_{ADJ(OFF)}$ 以上の電圧を印加し続けている間、停止は継続します。

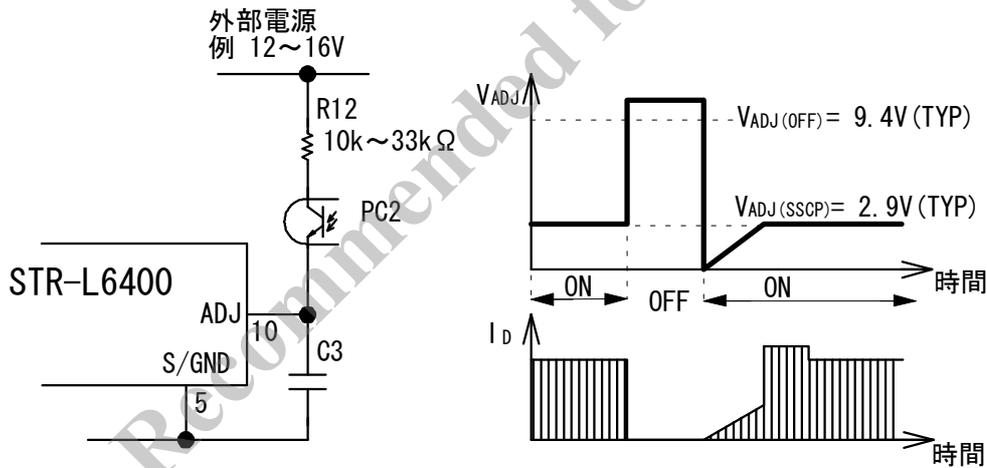


図 7-27 外部信号による ON/OFF 回路例

図 7-27 の場合、フォトカプラ PC2 が ON した停止状態から、PC が OFF すると、ソフトスタート動作で再起動します。

上記回路を使用する場合、ADJ 端子の絶対最大定が 3.0mA(MAX)のため、流入電流は 3.0mA 未満になるように、外部電源電圧と R12 の設定が必要です。

7.6 ラッチ回路

ラッチ回路は、過電圧保護(OVP)、過負荷保護(OLP)、過熱保護(TSD)の各動作時に、ラッチモードでスイッチング動作を停止させます(ラッチオフ)。

図 7-28 は、 V_{CC} 端子に過電圧が印加され、過電圧保護(OVP)が動作した場合のラッチ動作の遷移図です。ラッチ回路が動作し、スイッチング動作が停止すると、 V_{CC} 端子電圧は下降し始め、 V_{CC} 端子電圧が、 $V_{CC(OFF)}=10.0V(TYP)$ まで低下すると、起動回路が動作します。

起動回路が動作すると、 V_{CC} 端子は上昇し始め、 $V_{CC(ON)}=16.2V(TYP)$ に達すると、再び回路電流が増加するため、 V_{CC} 端子電圧は、図 7-28 のように、 $V_{CC(ON)}$ と $V_{CC(OFF)}$ の間を繰り返します。

ラッチ動作の解除は、AC 入力をオフし、 V_{CC} 端子電圧が、ラッチ回路解除電源電圧 $V_{CC(LA,OFF)}=7.5V(TYP)$ 以下に下がると解除します。

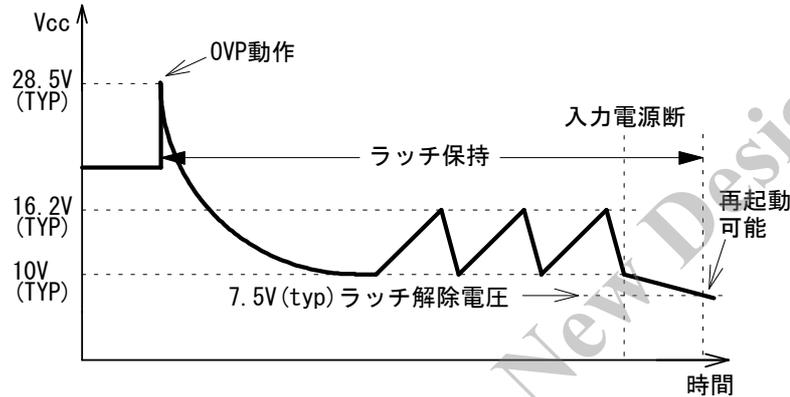


図 7-28 OVP 動作時の状態遷移図

7.7 過電圧保護機能(OVP)

V_{CC} 端子-GND 端子間に、OVP 動作電源電圧 $V_{CC(OVP)}=28.5V(TYP)$ 以上の電圧が印加されると、過電圧保護機能が動作し、ラッチモードでスイッチング動作が停止します。

V_{CC} 端子電圧がトランスの補助巻線から供給される場合は、 V_{CC} 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 次側出力電圧は次式(3)で概略計算できます。

$$V_{OUT(OVP)} = \frac{\text{通常動作時出力電圧}}{\text{通常動作時 } V_{CC} \text{ 端子電圧}} \times 28.5V(TYP) \quad \text{----(3)}$$

7.8 過熱保護回路(TSD)

IC の制御回路部の温度が、熱保護動作温度 $T_{j(TSD)}=135^{\circ}C(MIN)$ 以上に達すると、ラッチモードでスイッチング動作を停止します。

7.9 過負荷保護機能(OLP)

過負荷保護状態(過電流保護動作によりドレイン電流のピーク値が制限されている状態)が、ある一定時間(遅延時間 t_{DLY}) 続くと、スイッチング動作が停止し、パワーMOSFET および2次側整流ダイオードなどの部品ストレスを軽減します。

● OLP 機能をラッチモードにする場合

図 7-29 に、過負荷保護機能(OLP)がラッチモードで動作する場合の回路図と状態遷移図を示します。過負荷状態になると、出力電圧が低下するため、2次側のエラーアンプがカットオフし、フィードバック電流が流れなくなります。フィードバック電流がなくなると、FB 端子電圧は、OLP バイアス電流 $I_{FB(OLP)} = -20\mu A(TYP)$ により上昇し、OLP オートリスタートしきい値電圧 $V_{FB(OLPAUTO)} = 6.7V(TYP)$ に達すると、内部バイアス電流が OLP ラッチオフバイアス電流 $I_{FB(OLPLa,OFF)} = -1.0mA(TYP)$ に切換わるため、 V_{CC} 端子電圧が動作停止電源電圧 $V_{CC(OFF)} = 10.0V(TYP)$ に低下する前に、FB 端子電圧は急峻にラッチオフしきい値電圧 $V_{FB(OLPLa,OFF)} = 9.6V(TYP)$ に達し、ラッチモードでスイッチング動作を停止します。

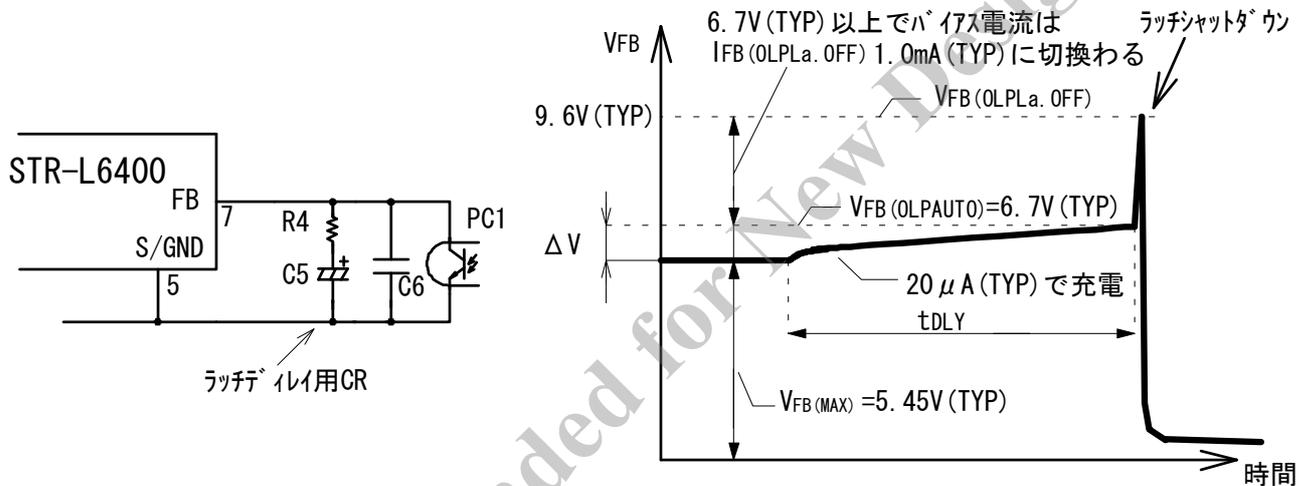


図 7-29 OLP 動作時の回路図と状態遷移図

ラッチディレイ時間は、 $I_{FB(OLP)}$ により、FB 端子電圧が $V_{FB(OLPAUTO)}$ に達するまでの時間になります。 $I_{FB(OLP)} = -20\mu A(TYP)$ で充電されるラッチディレイ時間 t_{DLY} の概算値は、次式(4)になります。

$$t_{DLY} \doteq \frac{(6.7V - 5.45V) \times C5}{20\mu A} \quad \text{---- (4)}$$

● OLP 機能をオートリスタートにする場合

図 7-30 に、過負荷保護機能(OLP)がオートリスタートで動作する場合の回路図と状態遷移図を示します。FB 端子—GND 端子間に $V_Z = 8.2V$ のツェナーダイオード D4を接続します。これにより、過負荷状態時に FB 端子電圧がラッチオフしきい値電圧 $V_{FB(OLPLa,OFF)} = 9.6V(TYP)$ に達しないため、過負荷状態で発振します。

FB 端子電圧が OLP オートリスタートしきい値電圧 $V_{FB(OLPAUTO)} = 6.7V(TYP)$ に達すると、スイッチング動作が停止します。 V_{CC} 端子電圧が動作停止電源電圧 $V_{CC(OFF)}$ に下がると、起動回路が動作し、再起動がかかる間欠発振になります。このときの起動電流は OLP 動作後起動電流 $I_{CC(STARTOLP)} = -0.5mA(TYP)$ に減少し、発振停止期間が延び、スイッチング素子の発熱を抑えます。

過負荷の要因が取り除かれると、過負荷保護動作から通常の動作に自動復帰します。

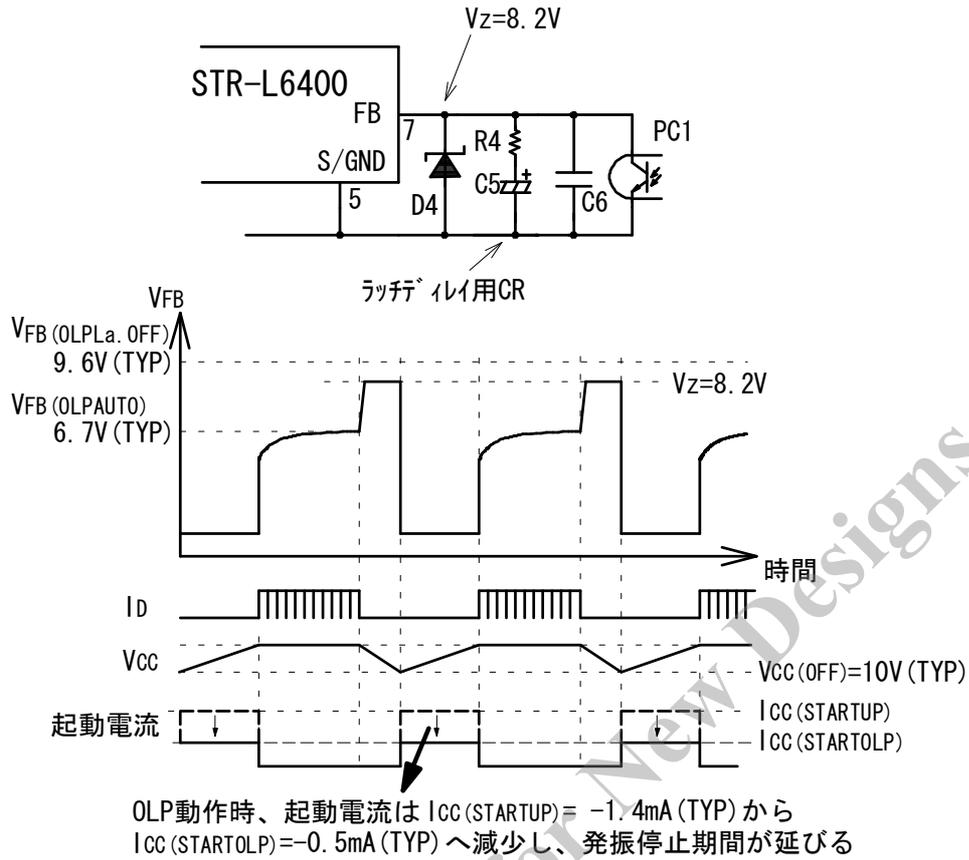


図 7-30 オートリスタート時の回路図と状態遷移図

● OLP 機能をキャンセルする場合

図 7-31 に、過負荷保護機能(OLP)をキャンセルする場合の回路図を示します。

FB 端子電圧が、OLP オートリスタートしきい値 $V_{FB(OLPAUTO)}$ 、および OLP ラッチオフしきい値電圧 $V_{FB(OLPLa.OFF)}$ に達しないように、FB 端子—GND 間に $220k\Omega$ 以下の R_{13} を接続します。これにより、OLP バイアス電流 $I_{FB(OLP)} = -20\mu A(TYP)$ が R_{13} に流れ、OLP 機能(ラッチ動作、オートリスタート動作)が無効になります。

OLP 機能をキャンセルした場合の出力特性は定電力特性になります。

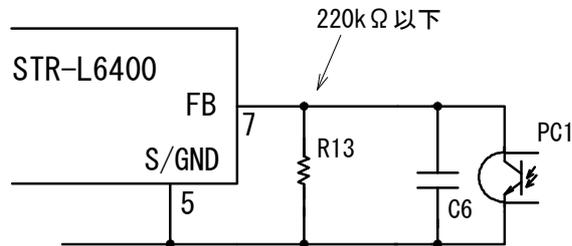


図 7-31 OLP 機能をキャンセルする場合の回路図

7.10 過電流保護機能 (OCP)

過電流保護回路(OCP)は、パワーMOSFET のドレイン電流ピーク値を、パルス・バイ・パルス方式により検出し、電力制限します。

パワーMOSFET のドレイン電流は、S/GND 端子と OCP 端子間の電流検出抵抗 R_{OCP} で検出され、 R_{OCP} の電圧降下が過電流検出しきい値電圧 (V_{OCP}) に達したときに、パワーMOSFET はターン OFF します。

擬似共振コンバータを、AC100V 系～AC240V 系のワイド入力で使用する場合、入力電圧と動作周波数が変わるため、ドレイン電流のピーク値が変わります(入力電圧の高い領域では、ドレイン電流のピーク値が下がります)。

過電流検出抵抗 R_{OCP} は固定抵抗のため、過電流入力補正機能がないと、入力電圧の高い領域で過電流保護動作点がより過負荷側へシフトし、入力電圧が AC100V 系下限、最大負荷を考慮して調整された過電流保護動作点に対して、AC264V(AC240V 系上限+10%のとき)では、出力電流が約2倍に伸びます(図 7-32 参照)。この現象を抑制するため、STR-L6400 は過電流入力補正機能を搭載しています。

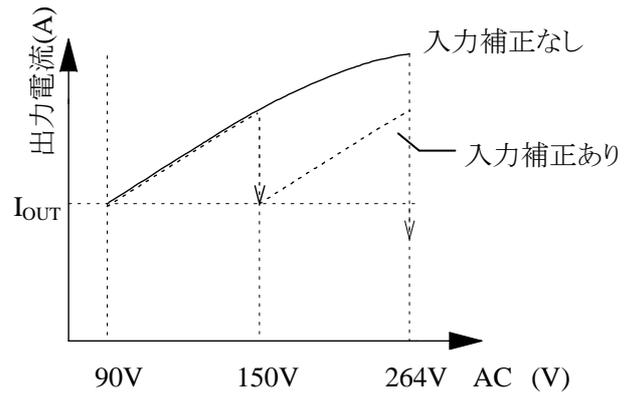


図 7-32 過電流入力補正機能あり / なしの場合の AC-I_{OUT} 特性

7.10.1 過電流入力補正機能

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}) を補正できます。

図 7-33、図 7-34 のように、補助巻線 D のフォワード電圧 E_{fw1} が入力電圧に比例するため、パワーMOSFET の ON 期間 (t_{ON}) に、 R_{BD} を経由して BD 端子から $500\mu A$ 以上電流を引き抜くと、過電流検出しきい値電圧が切換わります。

過電流検出しきい値電圧の切換え調整は、切換わる目標入力電圧から R_{BD} 値を選定し、実働負荷を変えながら動作切換えを確認して、定数調整を行います。

なお、 R_{BD} 値は、ボトムオンタイミングやオートスタンバイ動作時の入力補正にも関係するので、“7.4.1 ボトムオンタイミング(擬似共振信号)”と“7.5.3 オートスタンバイ動作の入力補正機能”項と併せて決める必要があります。

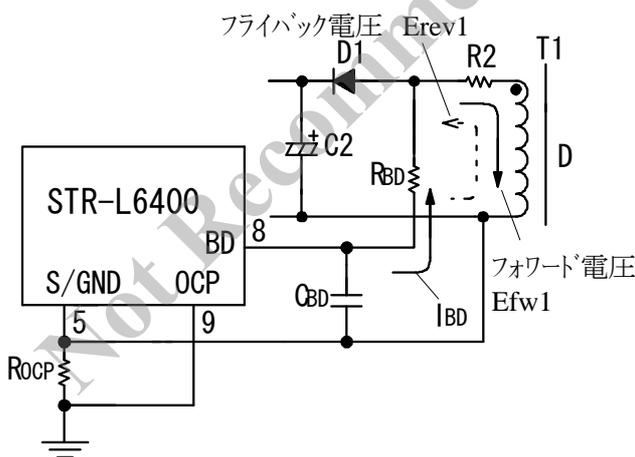


図 7-33 過電流入力補正回路

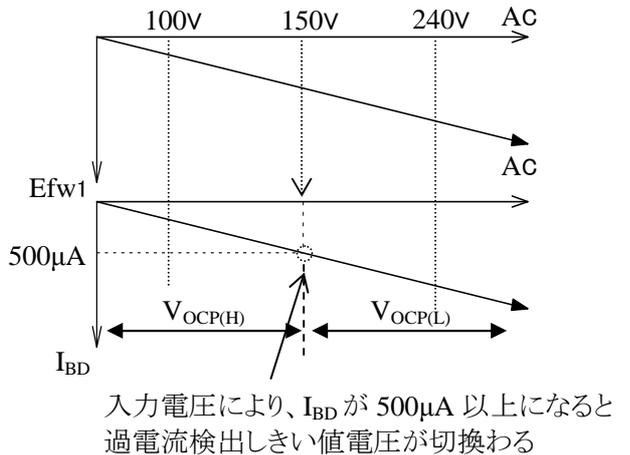


図 7-34 AC に対する E_{fw1} 電圧と I_{BD}

過電流検出しきい値は、 I_{BD} により以下の 2 値のしきい値に切換わります。

- $V_{OCP(H)} = -0.930V(TYP)$ ----- R_{BD} により t_{ON} 期間に流れる電流 I_{BD} が $500\mu A(TYP)$ 未満の場合
- $V_{OCP(L)} = -0.780V(TYP)$ ----- R_{BD} により t_{ON} 期間に流れる電流 I_{BD} が $500\mu A(TYP)$ 以上の場合

ワイド入力電圧仕様の一般的な R_{BD} の設定は、AC100V 系で過電流検出しきい値電圧が $V_{OCP(H)}$ 、AC240V 系で過電流検出しきい値電圧が $V_{OCP(L)}$ になります。

なお、“7.5.3 オートスタンバイ動作の入力補正機能”項で、ワイド入力電圧仕様は、AC150V 近辺で、 I_{BD} が $500\mu A$ になるように設定しますので、これと併せて、切換え入力電圧を決めます。

BD 端子周辺定数設定参考例

- 設定例 ワイド入力電圧仕様(AC85V~264V)、入力電圧 $V_{in}(AC)$ が AC150V で入力補正が効き始めるように設定する場合
参考例として、トランスの巻数を、1 次側 $N_p=40T$ 、補助巻線 $N_D=5T$ として算出

AC150V 時の E_{fw1} は次式(5)より求めます。

$$E_{fw1} = \frac{N_D}{N_p} \times V_{in}(AC) \times \sqrt{2} = \frac{5}{40} \times 150 \sqrt{2} = 26.5V \quad \text{-----}(5)$$

$E_{fw1}=26.5V$ 時に $I_{BD}=500\mu A$ 流れるための R_{BD} は次式(6)より求めます。

$$R_{BD} = \frac{26.5V}{500\mu A} = 53k\Omega \quad \text{-----}(6)$$

により、 $R_{BD}=51k\Omega$ 程度になります。

続いて、BD 端子の流入 / 流出電流が、絶対最大定格 $\pm 2.0mA$ 以内を確認します。

- ・ 流入電流
補助巻線のフライバック電圧 E_{rev1} (プラス側) の最大値を 20V、 $R_{BD}=51k\Omega$ とした場合、BD 端子上限クランプ電圧 $V_{BD(HC)}=6.3V(TYP)$ から、流入電流は次式(7)より求めます。

$$I_{BD}(\text{+側の最大値}) = \frac{20V - 6.3V}{51k\Omega} = 268.6\mu A \quad \text{-----}(7)$$

になり、 $+2.0mA$ 以下になります。

- ・ 流出電流
補助巻線のフォワード電圧 E_{fw1} (マイナス側) による流出電流は、式(5)の $V_{in}(AC)$ に入力電圧 MAX=AC264V を代入した $E_{fw1}=46.7V$ から、

$$I_{BD}(\text{-側の最大値}) = \frac{46.7V}{51k\Omega} = 915.7\mu A \quad \text{-----}(8)$$

になり、 $-2.0mA$ 以下になります。

R_{BD} 値は、以下の機能がありますので、①、③項と併せて、定数を決めます。

- ①ボトムオンタイミング -----“7.4.1 ボトムオンタイミング(擬似共振信号)”
- ②OCP 入力補正
- ③スタンバイ入力補正 -----“7.5.3 オートスタンバイ動作の入力補正機能”

7.11 最大 ON 時間制限機能

低入力電圧時や電源 ON / OFF 時などの過渡状態では、パワーMOSFET の ON 時間を、最大 ON 時間 $t_{ON(MAX)}=36\mu s(TYP)$ で制限し(図 7-35 参照)、スイッチング周波数下限を制限して、電源 ON / OFF 時のトランスの音鳴りを抑制します。

パワーMOSFET の ON 時間は、電源設計時に、入力電圧下限、負荷最大の条件で、最大 ON 時間以下の確認が必要です。入力電圧下限、負荷最大時に最大 ON 時間以上になるトランスを使用した場合、パワーMOSFET の ON 時間は最大 ON 時間で制限されるため、入力電圧下限で出力電力が取り出せないためトランスの再設計が必要です(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たり、1 次と 2 次の巻数比 N_p/N_s を小さくして Duty を小さくするなど)。

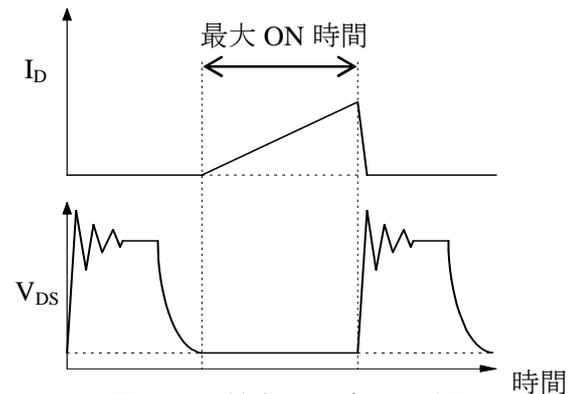


図 7-35 最大 ON 時間の確認

8. 設計上の注意点

8.1 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。

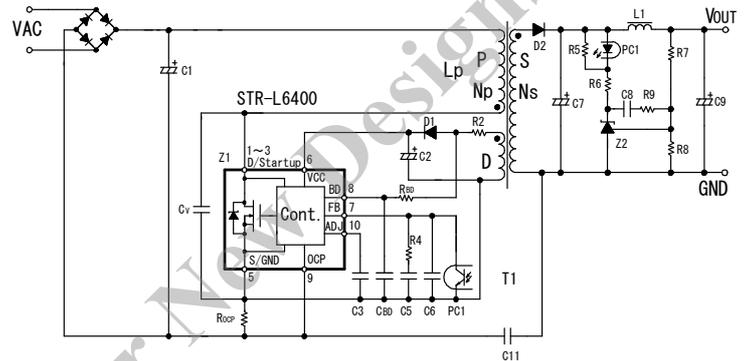
- 入力、出力の平滑用電解コンデンサは、リップル電流・電圧・温度上昇に対し、適宜、余裕を設けます。また、スイッチング電源用の High-Ripple タイプ、低インピーダンスタイプの部品を使用します。
- トランス類は銅損・鉄損による温度上昇に対し、適宜、余裕を設けます。
- 電流検出用抵抗 R_{OCP} は、高周波スイッチング電流が流れるので、内部インダクタンスの大きなものを使用すると、誤動作の原因になります。内部インダクタンスが小さく、かつ、サージ耐量の大きなものを使用します。

8.2 トランス設計

トランスの設計は、基本的に RCC 方式 (Ringing Choke Converter: 自励式フライバックコンバータ) の電源トランス設計と同じです。

ただし、擬似共振動作により、ターン ON が遅延された分、Duty が変化するため、Duty の補正が必要です。

1 次巻線 N_p と 2 次巻線 N_s の比より求めた ON Duty を D_{ON} とすると、 L_p は次式(9)で求められます。



$$L_p = \frac{(Ein(MIN) \cdot D_{ON})^2}{\left(\sqrt{\frac{2 \cdot P_o \cdot f_o}{\eta_1}} + Ein(MIN) \cdot \pi \cdot f_o \cdot D_{ON} \cdot \sqrt{Cv} \right)^2} \quad \text{-----}(9)$$

L_p は下記の条件で算出します。

- P_o : 最大出力電力
- f_o : 最低発振周波数
- η_1 : トランスの変換効率

$$D_{ON}: Vin(AC) MIN 時の ON Duty \Rightarrow D_{ON} = \frac{Ef}{Ein(MIN) + Ef}$$

$Ein(MIN)$: $Vin(AC) MIN$ 時の C1 間電圧

$$Ef: \text{フライバック電圧} \Rightarrow Ef = \frac{N_p}{N_s} \times (V_{out} + V_F)$$

V_F : D2 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されます。

$$t_{ONDLY} = \pi \sqrt{L_p \times Cv} \quad \text{-----}(10)$$

$$Don' = (1 - f_o \times t_{ONDLY}) \times Don \quad \text{-----}(11)$$

$$I_{in} = \frac{P_o}{\eta_2} \times \frac{1}{Ein(MIN)} \quad \text{-----}(12)$$

$$I_{DP} = \frac{2 \times I_{in}}{Don'} \quad \text{-----(13)}$$

$$Np = \sqrt{\frac{Lp}{AL - Value}} \quad \text{-----(14)}$$

$$Ns = \frac{Np \times (Vout + V_F)}{Ef} \quad \text{-----(15)}$$

- t_{ONDLY}: 遅延時間
- I_{in}: 平均入力電流
- η₂: 電源の変換効率
- I_{DP}: スイッチング電流ピーク
- Don': 補正後の ON Duty

トランスフェライトコアの AL-Value 値は、N_pと I_{DP}から求まる NI-Limit(AT)の値を考慮し、磁気飽和を生じない AL-Value 値を選定します。算出された NI-Limit 値(=I_{DP}×N_p)は、常に図 8-1 の NI-Limit vs. AL-Value 特性曲線内(斜線)にあることが必要です。また、NI-Limit vs. AL-Value の関係为满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て、算出した NI-Limit 値がコアデータ上 NI-Limit に対して、30%程度低くなるように設定することを推奨します。

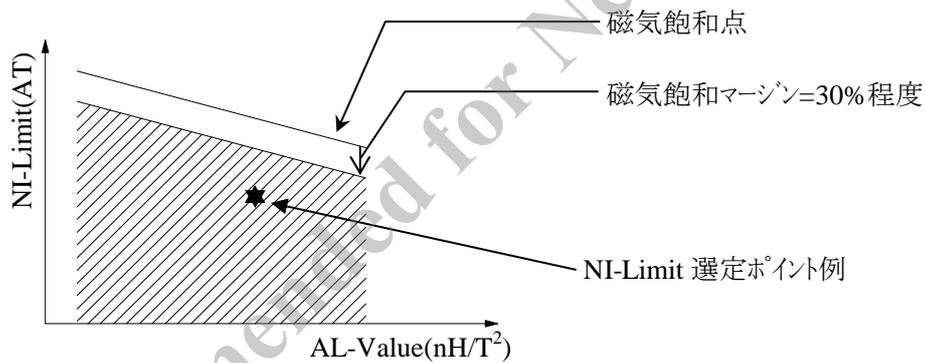


図 8-1 コアの NI-Limit vs. AL-Value 特性例

よって、NI-Limit は以下の式から飽和マージンを考慮した値で設定します。

$$NI = Np \times I_{DP} (130\%) \quad \text{-----(16)}$$

また、補正後の ON Duty から最低発振周波数 fo は以下の式で算出されます。

$$f_o = \left(\frac{-\sqrt{\frac{2P_o}{\eta_1}} + \sqrt{\frac{2P_o}{\eta_1} + \frac{4 \times \pi \times (Ein(MIN) \times Don)^2 \times \sqrt{Cv}}{\sqrt{Lp}}}}{2 \times Ein(MIN) \times \pi \times Don \times \sqrt{Cv}} \right)^2 \quad \text{----- (17)}$$

トランスの巻線設計考慮点

スイッチング電流には高周波成分が含まれ、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3~4A/mm²前後を目安に選定します。なお、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、下記を検討します。

- 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

8.3 位相補正

一般的なシャントレギュレータを使用した 2 次側エラーアンプ周辺部の回路構成を図 8-2 に示します。位相補正用コンデンサ C8 の容量は 0.047 μ F \sim 0.47 μ F 程度を目安に調整し、最終的に実働動作を確認して決定します。

図 8-3 に示す FB 端子と GND 端子間のコンデンサ C6 は、高周波ノイズ除去、および位相補正用です。

C6 は FB 端子と GND 端子近くに接続し、C6 の容量は、470pF \sim 0.01 μ F 程度が目安になり、最終的に実働動作を確認して決定します。

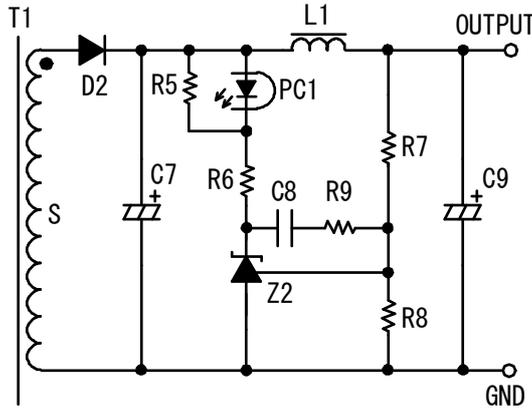


図 8-2 シャントレギュレーター(Z2)回りの周辺回路

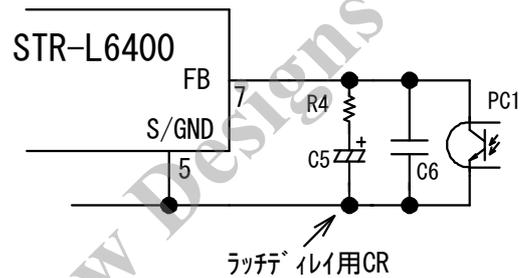


図 8-3 FB 端子回りの周辺回路

8.4 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・ノイズ・損失などに大きな影響が現れるので、配線の引回し、部品配置には十分な注意が必要です。

一般的に、図 8-4 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、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。

また、アースラインは輻射ノイズにも大きな影響があるので、極力“太く”、“短く”配線します。

スイッチング電源は、高周波、高電圧の電流経路が存在するので、安全規格面を考慮した部品配置、パターン距離が必要です。なお、MOSFET の ON 抵抗 $R_{DS(ON)}$ は、正の温度係数のため、熱設計に注意します。

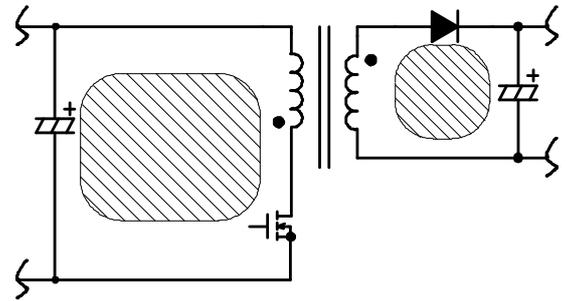


図 8-4 高周波電流ループ (斜線部分)

IC 周辺回路の接続例を、図 8-5 に示します。

- (1) S/GND 端子回り (S/GND 端子 \sim R_{OCP} \sim C1 \sim T1(P 巻線) \sim D/ST 端子)

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 C1 と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、トランスまたは IC の近くに、電解コンデンサまたはフィルムコンデンサ (0.1 μ F 程度 / 印加電圧に適した耐圧品) を追加します。

- (2) S/GND 端子回り (S/GND 端子 \sim C2(-側) \sim T1(D 巻線) \sim R2 \sim D1 \sim C2(+側) \sim V_{CC} 端子)

このパターンも、極力、太く、短く配線します。

IC と電解コンデンサ C2 との距離が離れている場合は、V_{CC} 端子と GND 端子の近くにフィルムコンデンサ (0.1 μ F \sim 1.0 μ F 程度 / 50V) を追加します。

(3) 電流検出用抵抗 R_{OCP} 周り

R_{OCP} は、S/GND 端子の近くに配置します。

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ることを避けるため、主回路系と制御系グランドは一点(図 8-5 の A 点)で接続、主回路系と OCP 端子パターンの接続は、 R_{OCP} 近くの一点(図 8-5 の B 点)で接続します。

2 次側整流パターン接続例を、図 8-5 に示します。

(1) 2 次側整流平滑回路 (T1(S 巻線)~D2~C7)

このパターンは、極力、太く、短く配線します。整流パターンが細く、長い場合、パターンに寄生するリーケージインダクタンス成分が増加し、パワー MOSFET のターン OFF 時のサージ電圧が増加します。

2 次側整流パターン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とれる、およびクランプスナバ回路へのストレスや損失の軽減が可能です。

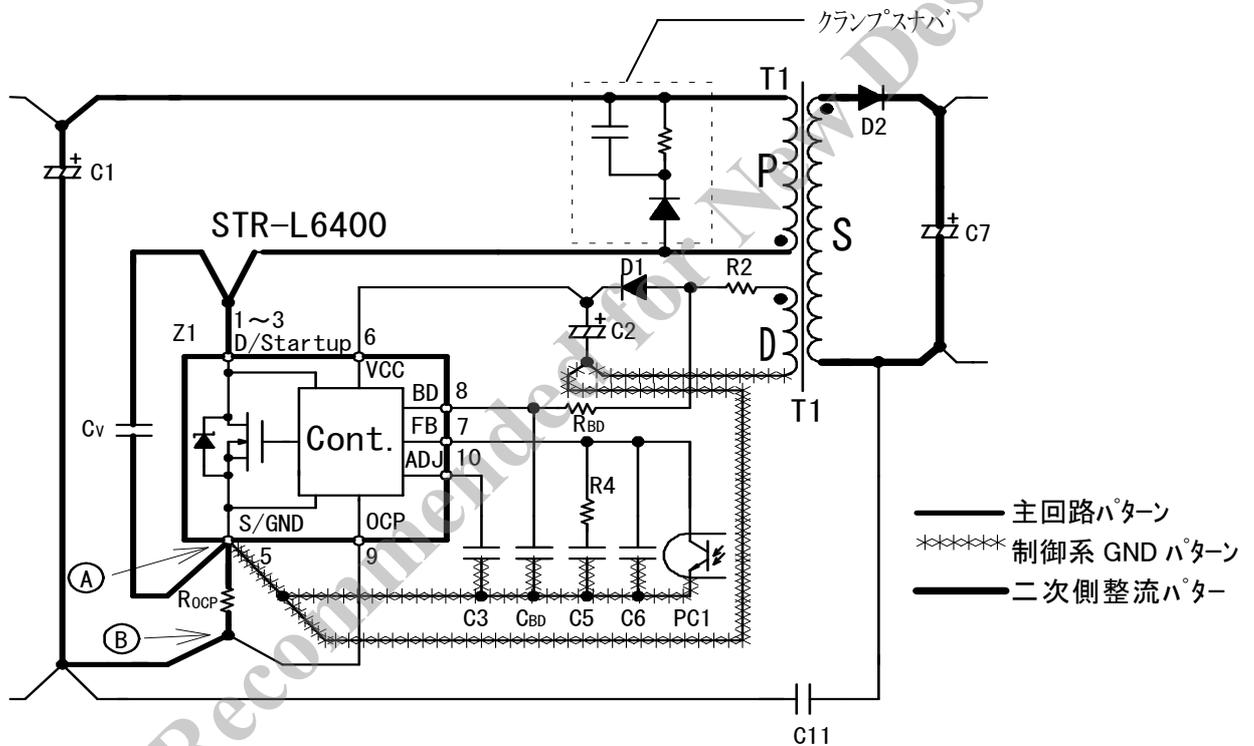


図 8-5 周辺回路の接続例