

臨界電流モード降圧型 LED ドライバ IC LC5910S

概要

LC5910S は、降圧型の単出力 LED ドライバ IC です。本製品は少ない部品点数で高効率、高精度な LED 駆動を実現しています。充実した保護機能を備え、幅広い LED の回路構成に対応します。調光は、PWM 調光と、LED 電流制限用基準電圧選択機能による 3 段階の切り換えが可能です。

特長

コンバータ部

- 臨界電流モード (CRM) 制御
(低スイッチング損失、低ノイズ、部品点数削減)
- イネーブル機能
- ボトム検知電圧 100 mV (typ.)

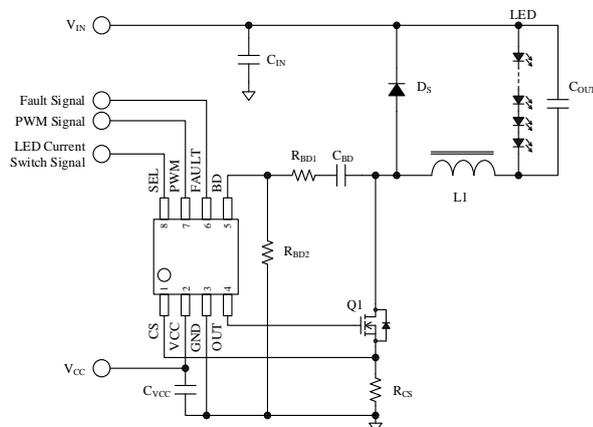
LED 制御部

- PWM 調整光機能
- LED 電流制限用基準電圧選択機能 (3 段階、75%~100%)
- 電流基準精度 $\pm 1\%$

保護機能

- LED 出力短絡保護：パルスバイパルス
- 電流検知短絡保護：自動復帰
- 入力電圧低下保護機能：自動復帰
- 過電圧保護 (OVP)：自動復帰、フォルト出力
- ヒステリシス付き過熱保護(TSD)：自動復帰

応用回路例



パッケージ

SOP8



原寸大ではありません。

主要スペック

- 推奨電源電圧：12 V (min.)~17 V (max.)
- スタンバイ時回路電流：100 μ A (typ.)

アプリケーション

- LED バックライト
- LED 照明機器
- LED 電球

目次

概要	1
目次	2
1. 絶対最大定格	3
2. 推奨動作範囲	3
3. 電気的特性	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. 外形寸法	7
8. 捺印仕様	8
9. 動作説明	9
9.1 臨界モード (CRM) 制御の動作概要	9
9.2 イネーブル機能	9
9.3 LED 電流制限用基準電圧選択機能	9
9.4 LED 電流設定	10
9.5 ボトム検出機能 (オフ期間終了検出)	10
9.6 最大オン時間	10
9.7 PWM 調光	11
9.8 外付けパワーMOSFET ゲート駆動	11
9.9 過電圧保護機能 (OVP)	12
9.10 フォルト信号	12
9.11 過熱保護機能 (TSD)	12
10. 回路定数の設定	13
10.1 インダクタの設定	13
10.2 入力平滑電解コンデンサ C_{IN} の設定	15
10.3 出力平滑コンデンサ C_{OUT} の設定	15
10.4 電流検出抵抗 R_{CS} の設定	16
11. 設計上の注意	17
11.1 外付け部品	17
11.1.1 インダクタ	17
11.1.2 入力、出力平滑用電解コンデンサ	17
11.1.3 電流検出用抵抗	17
11.1.4 フリーホイールダイオード	17
11.1.5 外付けパワーMOSFET	17
11.2 パターン設計	18
12. パターンレイアウト例	19
13. 電源設計例	20
14. 設計フローチャート	21
注意書き	22

1. 絶対最大定格

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

項目	記号	端子	定格	単位
CS 端子電圧	V_{CS}	1-3	-0.3~18.0	V
VCC 端子電圧	V_{CC}	2-3	-0.3~18.0	V
OUT 端子電圧	V_{OUT}	4-3	-0.3~18.0	V
BD 端子電圧	V_{BD}	5-3	-1.0~18.0	V
FAULT 端子電圧	V_{FAULT}	6-3	-0.3~18.0	V
PWM 端子電圧	V_{PWM}	7-3	-0.3~18.0	V
SEL 端子電圧	V_{SEL}	8-3	-0.3~18.0	V
OUT 端子流出流入電流	I_{OUT}	4-3	-1.5~1.5	A
BD 端子流出流入電流	I_{BD}	5-3	-4.0~4.0	mA
許容損失 ⁽¹⁾⁽²⁾	P_D	—	1.2	W
ジャンクション-リード (3ピン) 間熱抵抗	θ_{j-Pin}	—	65	$^\circ\text{C/W}$
ジャンクション-周囲間熱抵抗 ⁽²⁾	θ_{j-A}	—	95	$^\circ\text{C/W}$
ジャンクション温度 ⁽³⁾	T_j	—	150	$^\circ\text{C}$
動作周囲温度 ⁽¹⁾	T_{op}	—	-40~125	$^\circ\text{C}$
保存温度	T_{stg}	—	-40~150	$^\circ\text{C}$

(1) ジャンクション温度で制限

(2) ガラスエポキシ基板 $40 \times 40\text{ mm}$ (銅箔エリア $25 \times 25\text{ mm}$) 実装時

(3) 過熱保護動作温度は $150\text{ }^\circ\text{C}$ (typ.)

2. 推奨動作範囲

推奨動作範囲とは、電気的特性に示す正常な回路機能を維持するために必要とする動作条件です。IC は推奨動作範囲内で使用してください。

特記がない場合の条件は $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ です。

項目	記号	Min.	Typ.	Max.	単位
入力電圧範囲	V_{CC}	12	—	17	V
動作周囲温度範囲	T_{op}	-40	—	85	$^\circ\text{C}$

3. 電気的特性

電流値の極性は、IC を基準として流入（シンク）が“+”、流出（ソース）が“-”と規定します。
特記のない場合の条件は $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 、 $V_{CC} = 12\text{V}$ です。

項目	記号	測定条件	端子	Min.	Typ.	Max.	単位
動作開始電源電圧	$V_{CC(ON)}$		2-3	10.0	11.0	12.0	V
動作停止電源電圧	$V_{CC(OFF)}$		2-3	9.0	10.0	11.0	V
動作開始停止ヒステリシス	$V_{CC(HYS)}$		2-3	0.5	1.0	3.0	V
動作時回路電流	$I_{CC(ON)}$		2-3	—	1.1	1.8	mA
停止時回路電流	$I_{CC(OFF)}$	$V_{PWM} = 0\text{ V}$	2-3	—	100	170	μA
PWM 端子オンしきい電圧	$V_{PWM(ON)}$		7-3	1.6	2.0	2.4	V
PWM 端子オフしきい電圧	$V_{PWM(OFF)}$		7-3	0.8	1.1	1.4	V
PWM 端子流入電流	I_{PWM}	$V_{PWM} = 3.3\text{ V}$	7-3	0.50	1.25	3.00	μA
スタンバイモード切替り時間	t_{ST_BY}	$V_{PWM} = 3.3\text{ V}$ $\rightarrow 0\text{ V}$	7-3	20	36	57	ms
PWM 無効 VSEL 端子電圧	V_{SEL_DIS}	$V_{PWM} = 3.3\text{ V}$	8-3	0	—	0.4	V
CS 端子基準電圧 1	V_{CS1}		1-3	742.5	750	757.5	mV
CS 端子基準電圧 2	V_{CS2}		1-3	990	1000	1010	mV
CS 端子基準電圧 3	V_{CS3}		1-3	1089	1100	1111	mV
CS 端子過電圧保護しきい電圧 1	V_{CSOVP1}	$V_{PWM} = 3.3\text{ V}$	1-3	2.4	2.7	3.1	V
CS 端子過電圧保護しきい電圧 2	V_{CSOVP2}	$V_{PWM} = 0\text{ V}$	1-3	0.40	0.72	1.00	V
CS 端子ブランキング時間	t_{LEB}		1-3		320		ns
過電圧保護復帰時間	$t_{RESTART}$		1-3	5.0	11.0	19.0	ms
最大オン時間	t_{ONMAX}	$V_{CS} = 0\text{ V}$	4-3	15.0	20.0	29.0	μs
BD 端子検知電圧	$V_{BD(L)}$		5-3	70	100	170	mV
BD 端子検知ヒステリシス電圧	$V_{BD(HYS)}$		5-3	—	100	—	mV
BD 端子タイムアウト時間 1	$t_{BD(TOUT1)}$	$V_{CS} = 1.5\text{ V}$	5-3	15.0	20.0	29.0	μs
BD 端子タイムアウト時間 2	$t_{BD(TOUT2)}$	$V_{CS} = 0\text{ V}$	5-3	300	570	900	μs
BD 端子検知マスク時間	t_{BDMSK}		5-3	0.3	0.62	1.10	μs
OUT 端子オン抵抗(High)*	$R_{OUT(HIGH)}$	$I_{OUT} = 30\text{ mA}$	4-3	—	30	—	Ω
OUT 端子オン抵抗(Low)*	$R_{OUT(LOW)}$	$I_{OUT} = -30\text{ mA}$	4-3	—	15	—	Ω
FAULT 端子出力抵抗	R_{FAULT}		6-3	300	610	1000	Ω
過熱保護動作温度*	T_{SD}		—	—	150	—	$^\circ\text{C}$
過熱保護温度ヒステリシス*	$T_{SD(HYS)}$		—	—	33	—	$^\circ\text{C}$

*設計保証値です。

4. ブロックダイアグラム

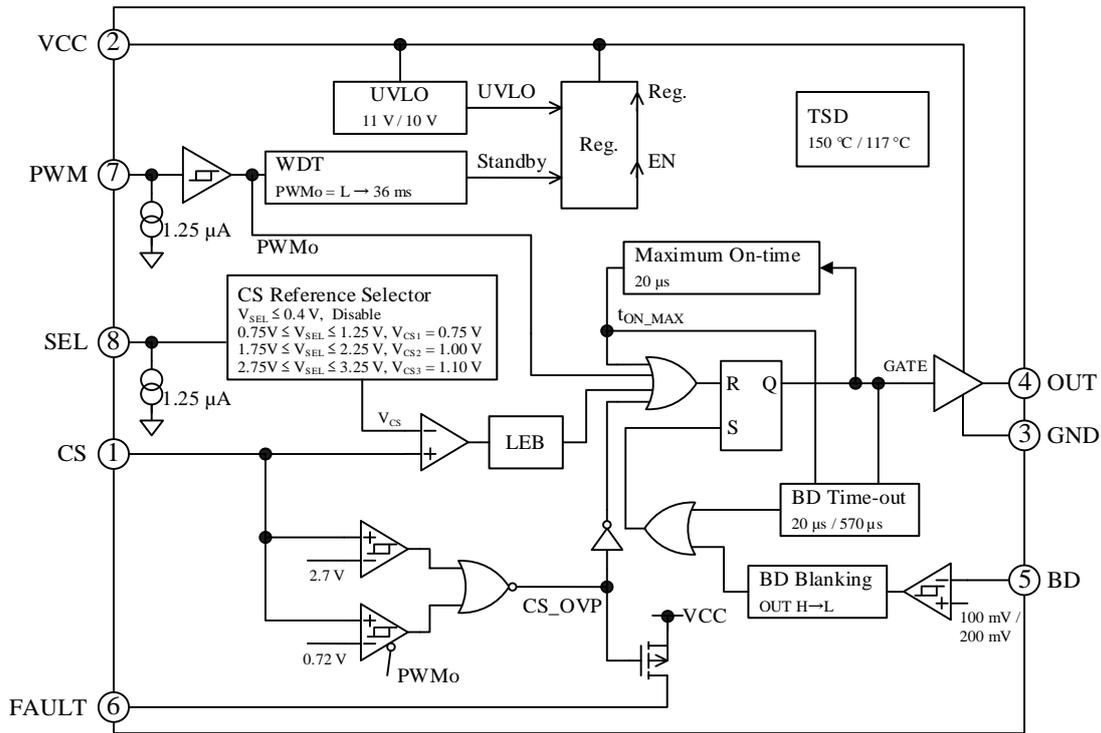
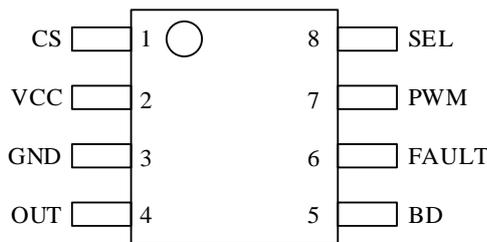


図 4-1 LC5910S ブロックダイアグラム

5. 各端子機能



端子番号	端子名	機能
1	CS	電流検出信号入力
2	VCC	電源入力（推奨動作範囲内（12 V～17 V）の電圧を入力。IC に安定した電源を供給するため、コンデンサを VCC 端子と GND 端子間に接続。）
3	GND	グラウンド
4	OUT	パワーMOSFET のゲート駆動信号出力
5	BD	オフ時間調整用抵抗を接続
6	FAULT	フォルト信号出力（PFC などのプリコンバータを停止するなど、保護動作を連動するための信号を出力。）
7	PWM	PWM 調光信号入力（PWM 信号を入力して、LED スtring を調光。）
8	SEL	基準電圧選択信号入力（DC 電圧信号を入力し、LED 電流を制御する内部基準電圧を選択。）

6. 応用回路例

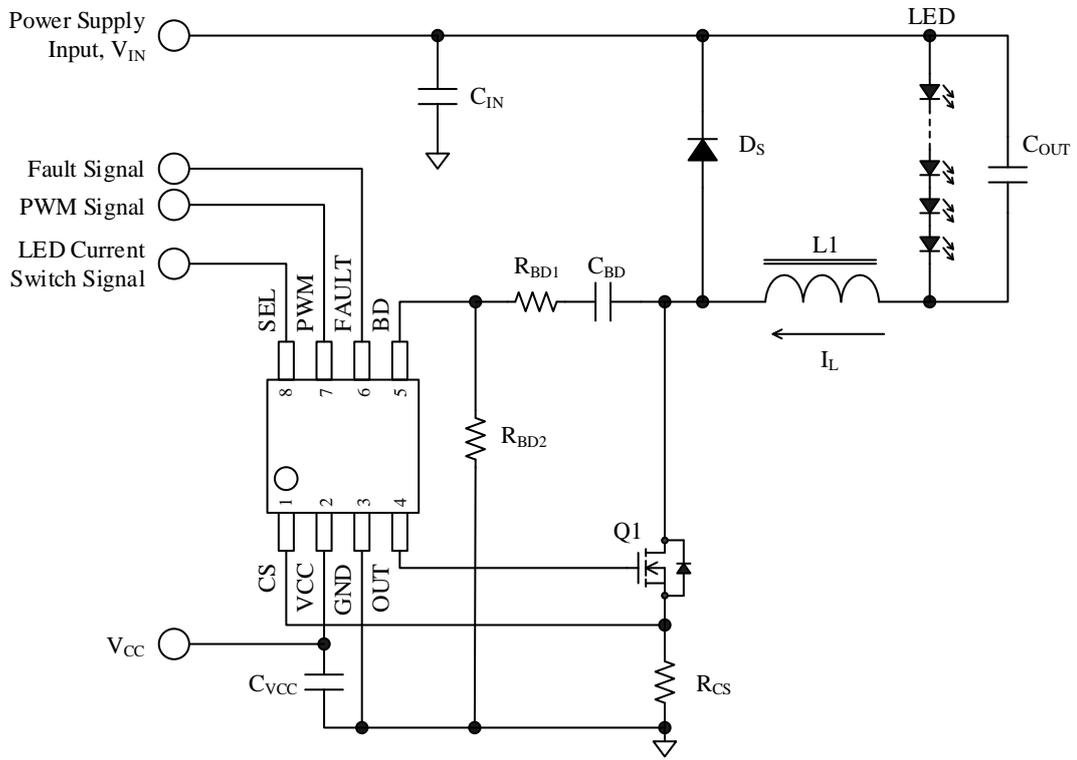
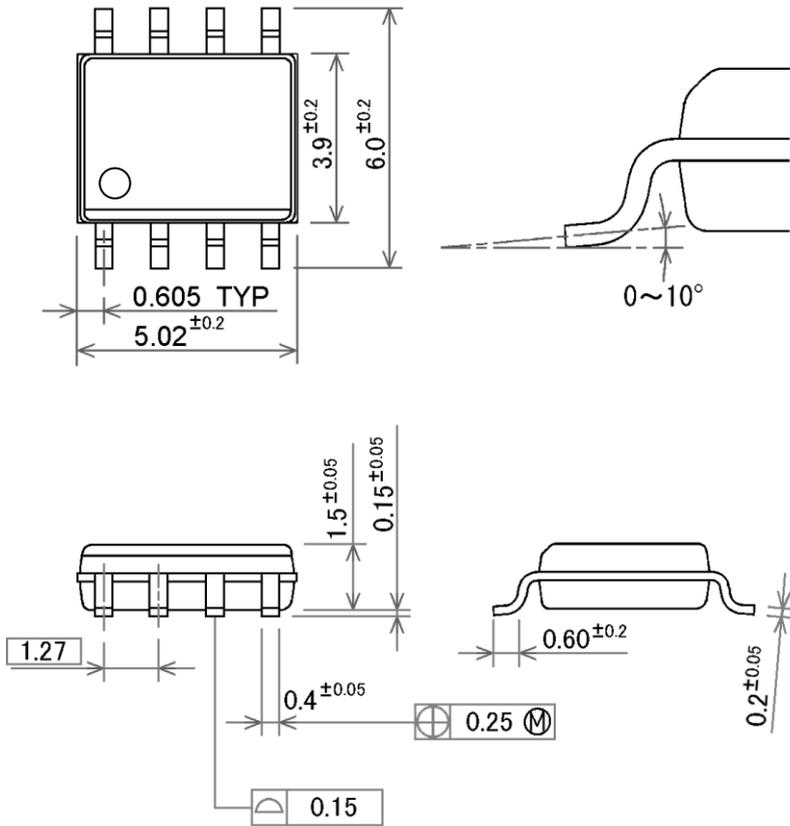


図 6-1 LC5910S 応用回路例

7. 外形寸法

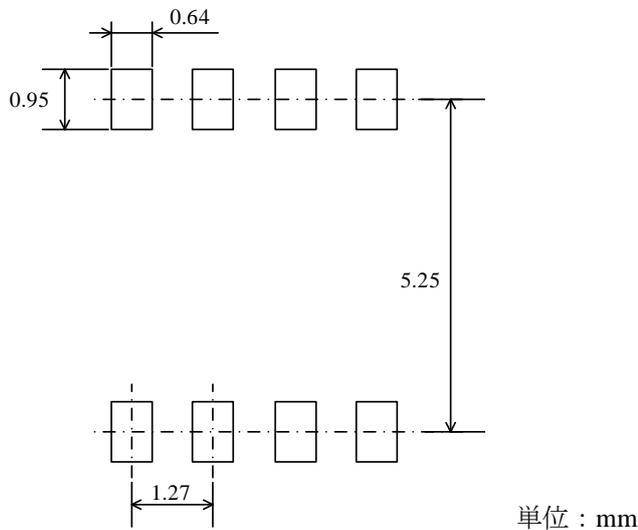
● SOP8 パッケージ



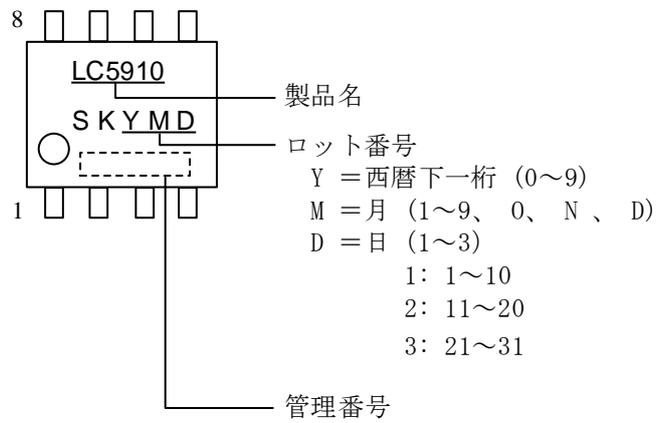
備考

- 単位：mm
- 端子部 Pb フリー (RoHS 対応)

● SOP8 ランドパターン例



8. 捺印仕様



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 を基準として流入（シンク）が“+”、流出（ソース）が“-”と規定します。

9.1 臨界モード（CRM）制御の動作概要

図 9-1 に LC5910 を用いた LED 駆動回路例を示します。

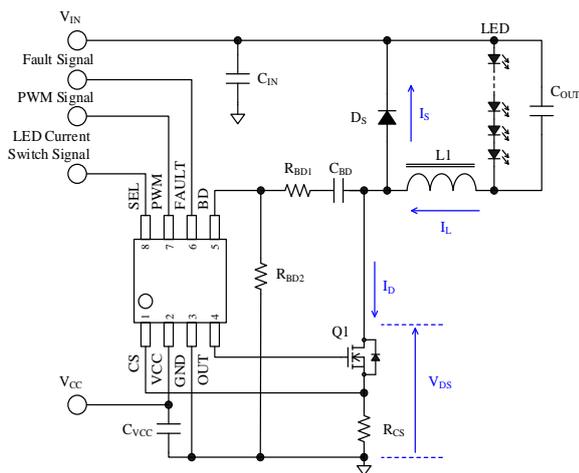


図 9-1 LC5910S を用いた LED 駆動回路例

本 IC は、臨界モード（CRM：Critical Current Mode）制御を採用しています。LED ストリングを駆動するため、外付けのパワー-MOSFET のオン時間とオフ時間は以下のように制御します。

- オン期間：
CS 端子が、外部インダクタ電流 I_L のピークを検出したらオン期間を終了する。
- オフ期間：
BD 端子が、外付けパワー-MOSFET のドレイン-ソース間電圧 V_{DS} の低下を検出したらオフ期間を終了する。

この結果、インダクタ電流 I_L は、図 9-2 のように三角波になり、LED 電流 I_{LED} は、インダクタ電流 I_L のピーク値の半分になります。

LED 電流 I_{LED} は、インダクタ電流 I_L のピーク値を制御することで安定化されます。

以下、回路記号は図 4-1、図 6-1 を参照してください。

インダクタ電流 I_L は、電流検出抵抗 R_{CS} で電圧変換して CS 端子へ入力されます。この電圧が内部の基準電圧 V_{CS} と一致すると、OUT 端子出力をターンオフします。

オフ期間は V_{DS} 波形を BD 端子で検出して設定

しています（9.5 項参照）。BD 端子電圧が BD 端子検知電圧 $V_{BD(L)}$ まで低下すると、オフ期間を終了し、次の周期のターンオンに移ります。

このように、CRM 制御は、常にパワー-MOSFET の V_{DS} が低いときにターンオンするため、PWM の連続モード（CCM）のようにハードスイッチングする制御よりもスイッチング損失やノイズを低減できます。また、CRM 制御は位相補償が不要なので、部品点数を削減でき、システムのコストダウンを実現します。

なお、CRM 制御の発振周波数は入力電圧に依存します。

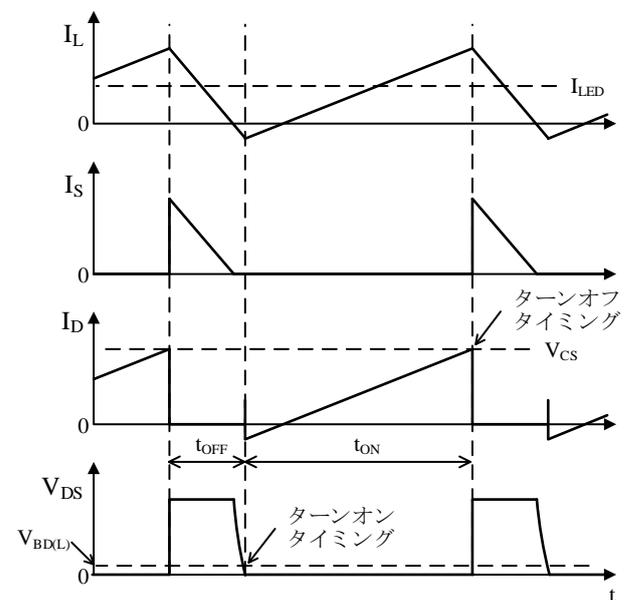


図 9-2 LC5910S の CRM 制御

9.2 イネーブル機能

本 IC はイネーブル機能を搭載しています。SEL 端子電圧を 0.4 V 以下にすると、OUT 端子の出力を強制的にオフにします。なお、SEL 端子は、内部で GND 端子にプルダウンされています。

9.3 LED 電流制限用基準電圧選択機能

LED 電流 I_{LED} は、インダクタ電流 I_L のピーク値を用いて制御します。 I_L は、電流検出抵抗 R_{CS} で電圧変換して CS 端子へ入力されます。IC は、この電圧が内部のコンパレータの基準電圧 V_{CS} と等しくなるように制御します。このコンパレータの基準電圧は、SEL 端子に印加される DC 電圧に応じて、3 段階に設定できます（表 9-1 参照）。この機能により、電流検出抵抗 R_{CS} の抵抗値を固定した状態で、LED 電流を可変できます。

基板上の他のコンバータから、異なる周波数成分のスイッチングノイズが重畳する場合などは、図 9-3 のような RC フィルタを SEL 端子の直近に接続します。R_{SEL} と C_{SEL} の組み合わせで生じる遅れにより、SEL 端子へ DC 電圧が印加されてから、SEL 端子電圧が所定の V_{SEL} に安定するまで時間がかかります。必ず、実際の動作で確認し、定数を調整してください。

表 9-1 SEL 端子電圧と内部基準電圧の関係

SEL 端子電圧 V _{SEL}	内部基準電圧 V _{CS} (typ.)
V _{SEL} ≤ 0.40 V	(イネーブル状態)
0.75V ≤ V _{SEL} ≤ 1.25 V	V _{CS1} = 750 mV
1.75V ≤ V _{SEL} ≤ 2.25 V	V _{CS2} = 1000 mV
2.75V ≤ V _{SEL} ≤ 3.25 V	V _{CS3} = 1100 mV

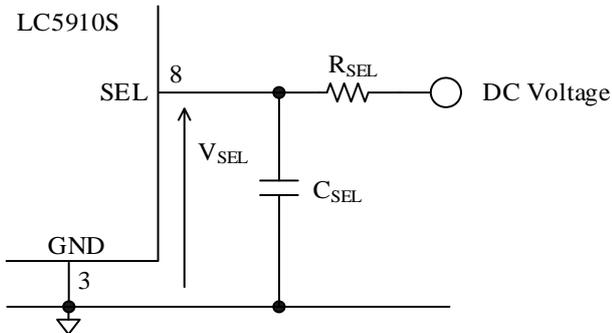


図 9-3 SEL 端子の RC フィルタ

9.4 LED 電流設定

LED 電流 I_{LED} は、図 9-2 のようにパワー MOSFET がオンしたときのインダクタ電流 I_L のピーク値が、SEL 端子で設定した基準電圧 V_{CS} と等しくなるように制御します。パワー MOSFET がオフすると、インダクタに蓄えたエネルギーをフリーホイールダイオード D_S を介して回生し、エネルギーの回生が終わるタイミングで、パワー MOSFET をターンオンします。これを繰り返すことで、I_L は、R_{CS} と V_{CS} で決まる電流値を頂点とする三角波になり、I_{LED} は I_L の波高値の半分の値に制御されます。I_{LED} は式(1)で計算できます。

$$I_{LED} = 0.5 \times \frac{V_{CS}}{R_{CS}} \quad (1)$$

ここで、

V_{CS} : SEL 端子で設定した基準電圧 (9.2 項参照)

R_{CS} : 電流検出抵抗の抵抗値

9.5 ボトム検出機能 (オフ期間終了検出)

オフ期間の設定は、ドレイン-ソース間電圧 V_{DS} を使用します。V_{DS} をドレイン端子からカップリングコンデンサと、分圧抵抗を介して、BD 端子に入力します。

図 9-3 のようにパワー MOSFET がオフすると、インダクタに蓄えたエネルギーがフリーホイールダイオード D_S を介して回生し、D_S に流れる電流がゼロになると、インダクタ L とドレイン-ソース間の寄生容量 C_{ds} の電圧共振による自由振動で V_{DS} は低下します。BD 端子電圧が BD 端子検出電圧 V_{BD(L)} = 100 mV 以下になると、オフ期間を終了し、パワー MOSFET をターンオンします。

BD 端子は、パワー MOSFET のオフ直後のサージやリングング波形による誤検知を防止するため、BD 端子検出マスク時間 t_{BD(MASK)} = 0.62 μs (typ.) を設定しています。また、パワー MOSFET のターンオフ後、t_{BD(TOUT1)} = 20 μs 以上の間、BD 端子が V_{BD(L)} 以下に低下しない場合、パワー MOSFET を強制的にターンオンします。

BD 端子の定数の目安は、V_{IN} = 160 V、V_{LED} = 130 V とき、C_{BD} = 15~100 pF、R_{BD1} = 63 kΩ、R_{BD2} = 2.2 kΩ 程度です。R_{BD2} を固定して R_{BD1} を小さくすると、ターンオンが遅れます。C_{BDF} はノイズ対策用のコンデンサで、必要に応じて接続します。ただし、C_{BDF} を追加すると、ターンオンの遅れが大きくなります。

なお、BD 端子の V_{DS} のボトム検出電圧は V_{BD(L)} = 100 mV なので、厳密にはボトム点の少し前で検出されます。(BD 端子の検出回路の定数によってはターンオンが遅れ、V_{DS} のボトム点が 0 V 付近まで調整できる場合があります)。

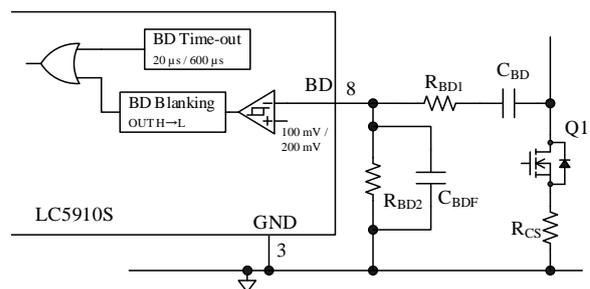


図 9-4 BD 端子接続

9.6 最大オン時間

電流検出抵抗 R_{CS} が短絡したり、電源電圧 V_{IN} が低下すると、OUT 端子出力信号が“H”状態を継続し、パワー MOSFET が破壊する可能性があります。この保護として、OUT 端子出力信号は最大オン時間が設定されています。

オン期間が、最大オン時間 $t_{ONMAX} = 20 \mu s$ (typ.)以上になると、OUT 端子出力信号は“L”となり、 $t_{BD}(TOUT_2) = 570 \mu s$ 後に再度“H”信号を出力します。

9.7 PWM 調光

PWM 端子は、PWM 調光信号の入力端子です。PWM 端子にオンしきい電圧 $V_{PWM(ON)} = 2 V$ 、オフしきい電圧 $V_{PWM(OFF)} = 1.1 V$ を満足する PWM 調光信号を入力します。PWM 信号のピーク電圧は、 $2.7 V \sim 3.3 V$ を推奨します。PWM 端子は、GND 端子にプルダウンされています。

PWM 端子電圧が $V_{PWM(OFF)}$ を下回る期間が 36 ms 以上となった場合、LC5910S はスタンバイモードに入ります。スタンバイモードでは、IC の消費電流を低減します。PWM 端子電圧が $V_{PWM(ON)}$ 以上になると、スタンバイモードから復帰します。

PWM 調光信号の dv/dt を下げる場合は、図 9-5 のように PWM 端子に RC フィルタ回路を接続し、調整します。ただし、周波数の高い信号を入力する場合は、フィルタ回路の時定数に注意が必要です。

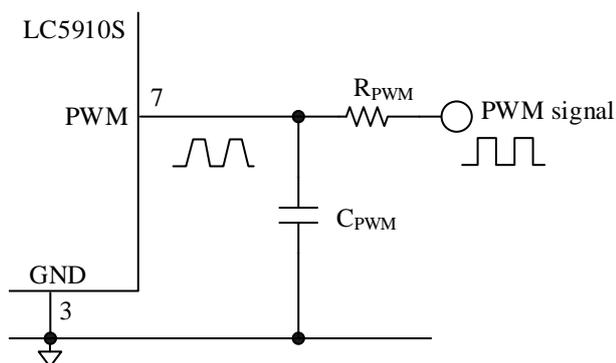


図 9-5 PWM 端子の RC フィルタ

9.8 外付けパワーMOSFET ゲート駆動

図 9-6 に OUT 端子の周辺回路を示します。OUT 端子は外付けパワーMOSFET のゲート駆動用端子です。OUT 端子の出力電圧のピークは、VCC 端子電圧に依存します。VCC 端子の入力電圧が 17 V の場合、OUT 端子の出力電圧も約 17 V です。そのため、外付けパワーMOSFET のゲート耐圧は $\pm 20 V$ または $\pm 30 V$ のものを選定してください。また、パワーMOSFET は、ゲート-ソース間しきい電圧 $V_{GS(TH)}$ がすべての使用温度範囲で $V_{GS(TH)} < V_{OUT}$ を満足するものを選定します。

EMI ノイズの対策は、一般的にパワーMOSFET のゲート電圧の dv/dt を下げて、スイッチングス

ピードを遅くすることが有効です。ただし、スイッチング損失が増えるため、注意が必要です。LC5910S 内蔵のドライブ出力の回路抵抗は、ソースが 30Ω (typ.)、シンクが 15Ω (typ.)です。この抵抗値の変更はできないので、スイッチングスピードは図 9-6、図 9-7 のように外付けの部品で調整します。

図 9-6 の R_{G1} は 100Ω 程度、 R_{G2} は 10Ω 程度、 D_G は外付けパワーMOSFET のゲート耐圧と同じ耐圧のショットキーバリアダイオードを選択します。

図 9-7 は、パワーMOSFET のターンオフ時にトランジスタ Q_G で放電する方式です。ターンオン時は、OUT 端子から R_{G1} 、 D_G 、 R_{G2} を介して、パワーMOSFET のゲートを充電します。ターンオフ時、 Q_G のバイアス電圧は D_G の順方向電圧 V_F です。 R_{G2} の値を小さくすると、ターンオフ時のスイッチングスピードが上がります。

また、パワーMOSFET のドレイン電圧の急峻な dv/dt による IC の誤動作を防止するため、必要に応じてパワーMOSFET のゲートとグラウンドの間に R_{GS} を追加します。 R_{GS} は $10 k\Omega \sim 100 k\Omega$ 程度です。

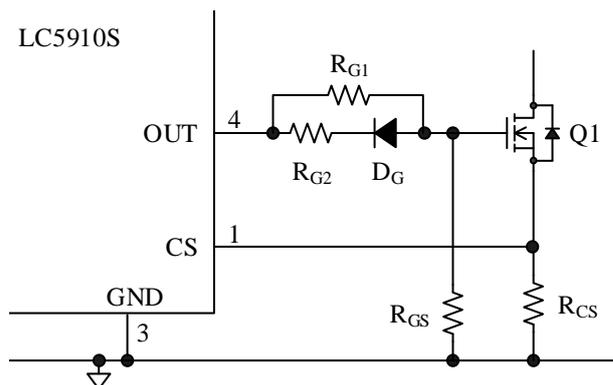


図 9-6 OUT 端子周辺回路例(1)

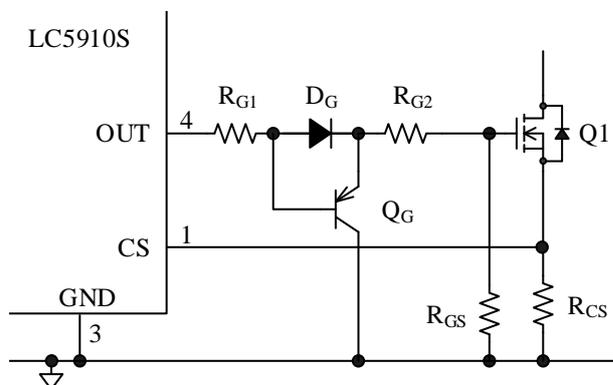


図 9-7 OUT 端子周辺回路例(2)

9.9 過電圧保護機能 (OVP)

インダクタンスが飽和したり短絡したりすると、出力電流検出抵抗 R_{CS} の両端電圧が上昇し、それに伴い CS 端子電圧も上昇します。CS 端子電圧が以下のいずれかの条件になると、過電圧保護機能 (OVP : Overvoltage Protection) が動作します。

- CS 端子電圧が、過電圧保護しきい電圧 $V_{CSOVP1} = 2.7\text{ V}$ 以上
- PWM 端子電圧が Low 状態で、CS 端子電圧が過電圧保護しきい電圧 $V_{CSOVP2} = 0.72\text{ V}$ 以上

OVP が動作すると、OUT 端子出力は“L”レベルになり、FAULT 端子からフォルト信号を出力します。

CS 端子電圧が低下して V_{CSOVP1} または V_{CSOVP2} 以下になり、過電圧保護復帰時間 $t_{RESTART} = 11.0\text{ ms}$ を経過すると、フォルト信号出力を停止し、LC5910S はリスタートします (フォルト信号の詳細は 9.10 項参照)。

また、CS 端子にはリーディング・エッジ・ブランキング (LEB) 回路が内蔵されていますが、 R_{CS} の両端の電圧信号に大きなノイズが重畳されている場合は、必要に応じて図 9-8 のように RC フィルタを追加します。

RC フィルタの定数の目安は、 R_{CSF} は $1\text{ k}\Omega$ 程度、 C_{CSF} は 220 pF 程度です。RC の時定数が大きいと応答遅れが大きくなり、動作が不安定になる場合があるため、必ず実際の動作で確認し、定数を調整します。

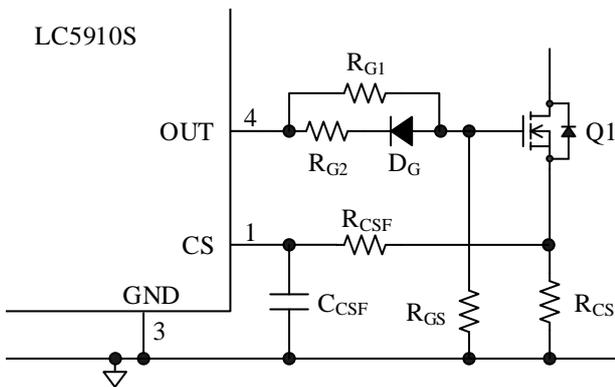


図 9-8 CS 端子の RC フィルタ

9.10 フォルト信号

図 9-9 に FAULT 端子の周辺回路を示します。FAULT 端子は IC 内部の P チャネル MOSFET のドレインに接続しています。過電圧状態を検出すると (9.9 項参照)、内部の P チャネル MOSFET がオンして、FAULT 端子電圧は VCC 端子の電圧ま

で上昇します。

定常動作時、FAULT 端子は高インピーダンス状態です。

1 次側のオフラインコンバータ IC や、PFC IC などに、フォトカプラなどを介してこのフォルト信号を送り、LED ドライバへの電源供給を抑制するような保護動作も可能です。

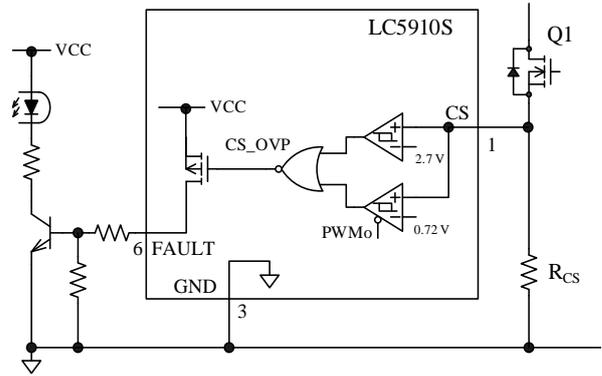


図 9-9 FAULT 端子周辺回路

9.11 過熱保護機能 (TSD)

IC のジャンクション温度が、熱保護動作温度 $T_{SD} = 150\text{ }^\circ\text{C}$ 以上になると、過熱保護機能 (TSD : Thermal Shutdown) が動作し、発振を停止します。TSD は温度ヒステリシス $T_{SD(HYS)} = 30\text{ }^\circ\text{C}$ をもっています。IC の温度が $T_{SD} - T_{SD(HYS)}$ 以下になると、通常の動作に自動的に復帰します。

TSD は、OUT 端子の瞬間的な短絡などにより、IC の損失が増大した場合に、IC を保護することが目的です。長時間の短絡状態や発熱が継続する状態において、その信頼性を含めた動作を保証するものではありません。

10. 回路定数の設定

10.1 インダクタの設定

オン期間は、入力電圧 V_{IN} とインダクタンスに依存し、インダクタ電流のピーク値 $I_{L(PEAK)}$ 検出されたタイミングで決まります。

オフ期間は、本 IC の制御では、フリーホイールダイオード D_S に流れる回生電流がゼロになった後、BD 端子が V_{DS} の低下を検出したタイミングで決まります。そのため、オフ時間 t_{OFF} は、周期とオン時間から求められるオフ時間 $t_{OFF,S}$ に、電圧共振部分の遅延時間 t_{ONDLY} を加算します (図 10-1 参照)。

以下にインダクタの設計手順を示します。

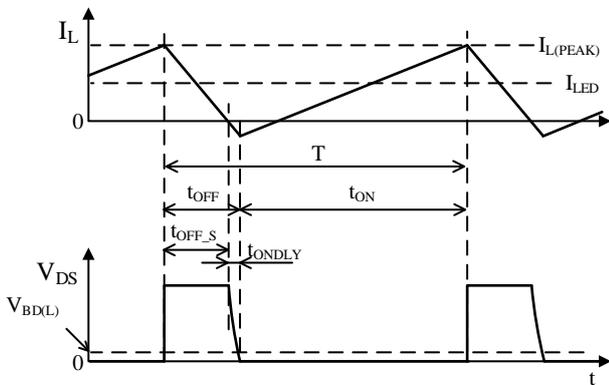


図 10-1 LC5910S の動作波形

(1) デューティ D

デューティ D は次式で算出します。

$$D = \frac{V_{LED}}{V_{IN}} \quad (2)$$

(2) オン時間 t_{ON}

スイッチング周期を T とすると、オン時間 t_{ON} は、

$$t_{ON} = T \times D \quad (3)$$

(3) オフ時間 $t_{OFF,S}$

フリーホイールダイオード D_S に流れる回生電流がゼロになるまでのオフ時間 $t_{OFF,S}$ は、次式で算出します。

$$t_{OFF,S} = T - t_{ON} \quad (4)$$

(4) インダクタ

インダクタのピーク電流 $I_{L(PEAK)}$ は、LED 平均電流 I_{LED} の 2 倍です。 $I_{L(PEAK)}$ になるような、インダクタの値 L は、

$$L = \frac{V_{LED} \times t_{OFF,S}}{I_{L(PEAK)}} \quad (5)$$

ここで

$t_{OFF,S}$: 式(19)で算出

V_{LED} : LED スtringの電圧

(5) 電流検出抵抗 R_{CS}

電流検出抵抗 R_{CS} は次式で計算できます。

$$R_{CS} = \frac{V_{CS}}{I_{L(PEAK)}} \quad (6)$$

(6) 遅延時間 t_{ONDLY}

遅延時間 t_{ONDLY} は、次式で算出します。

$$t_{ONDLY} = \pi \times \sqrt{L \times C_{ds}} \quad (7)$$

(7) オフ時間 t_{OFF}

オフ時間 t_{OFF} は、式(19)で算出した $t_{OFF,S}$ に遅延時間 t_{ONDLY} を加算します。

$$t_{OFF} = t_{OFF,S} + t_{ONDLY} \quad (8)$$

(8) 補正周波数 f_{SW}'

遅延時間 t_{ONDLY} を加味した周波数 f_{SW}' は次式で算出できます。

$$f_{SW}' = \frac{1}{(t_{ON} + t_{OFF})} \quad (9)$$

f_{SW}' は目標動作周波数として設定した f_{SW} よりも、遅延時間 t_{ONDLY} 分遅くなります。設定値に合わせたい場合は、インダクタの値 L を小さくして、オン時間を短くします。オン時間を調整しても、インダクタ電流のピーク $I_{L(PEAK)}$ は、 V_{IN} 、 V_{CS} 、 R_{CS} が固定ならば、必ず I_{LED} の 2 倍になります。

しかし、L を小さくすると、(7)式より、 t_{ONDLY} も短くなるため、実際の動作で波形を確認し、十分な遅延時間が確保できるように (V_{DS} のボトムでターンオンするように) 調整してください。

計算で求めた L 値をもとに、最大電流で磁気飽和しないようなインダクタを選定する必要があります。また、巻線の DCR による発熱がメーカー保

証値以下である必要があります。

● 計算例

表 10-1 の設定値を用いて、(2)式～(9)式からインダクタの値を計算します。

表 10-1 インダクタンス計算例の設定値

項目	設定値
入力電圧 V_{IN}	160 V
LED ストリングの電圧 V_{LED}	130 V
LED 平均電流 I_{LED}	350 mA
LED 電流検出しきい電圧 V_{CS}	1000 mV
目標動作周波数 f_{SW}	100 kHz
ゲート-ドレイン間容量 C_{ds}	81 pF ($C_{ds} = C_{oss} - C_{rss}$ 、 C_{oss} と C_{rss} は外付けパワー MOSFET のデータシートを参照)

(1) デューティ D

$$D = \frac{130 \text{ V}}{160 \text{ V}} = 0.8125$$

(2) オン時間 t_{ON}

$f_{SW} = 100 \text{ kHz}$ より、スイッチング周期 T は $10 \mu\text{s}$ なので、

$$t_{ON} = 10 \mu\text{s} \times 0.8125 = 8.125 \mu\text{s}$$

(3) オフ時間 $t_{OFF,S}$

$$t_{OFF,S} = 10 \mu\text{s} - 8.125 \mu\text{s} = 1.875 \mu\text{s}$$

(4) インダクタ

LED 平均電流 $I_{LED} = 350 \text{ mA}$ より、インダクタのピーク電流 $I_{L(PEAK)} = 700 \text{ mA}$ なので、

$$L = \frac{130 \text{ V} \times 1.875 \mu\text{s}}{700 \text{ mA}} = 348.2 \mu\text{H}$$

これより、インダクタの値は $330 \mu\text{H}$ を選択。

(5) 電流検出抵抗 R_{CS}

$$R_{CS} = \frac{1000 \text{ mV}}{0.7 \text{ A}} = 1.428 \Omega$$

(6) 遅延時間 t_{ONDLY}

$$t_{ONDLY} = \pi \times \sqrt{330 \mu\text{H} \times 81 \text{ pF}} = 0.514 \mu\text{s}$$

(7) オフ時間 t_{OFF}

$$t_{OFF} = 1.875 \mu\text{s} + 0.514 \mu\text{s} = 2.389 \mu\text{s}$$

(8) 補正周波数 f_{SW}'

$$f_{SW}' = \frac{1}{(8.125 \mu\text{s} + 2.389 \mu\text{s})} = 95.11 \text{ kHz}$$

f_{SW}' は目標動作周波数 100 kHz よりも、 t_{ONDLY} 分遅くなります。設定値に合わせたい場合は、インダクタの値 L を小さくして、オン時間を短くします。

上記の計算例は、 $V_{CS2} = 1.0 \text{ V}$ を 100% として計算しています。

表 10-2 に、計算例で設定した L 値 ($330 \mu\text{H}$) のインダクタと電流検出抵抗 R_{CS} を用いて SEL 端子電圧を切り換えた場合の各設計値を示します (入力電圧 V_{IN} は一定)。SEL 端子電圧を切り換える仕様の場合は、 V_{CS3} の場合も最大電流で飽和しないインダクタを選定する必要があります。

表 10-2 SEL 端子電圧を切り換えた場合の内部基準電圧と設計値の計算結果

項目	$V_{CS1} = 750 \text{ mV}$	$V_{CS2} = 1000 \text{ mV}$	$V_{CS3} = 1100 \text{ mV}$
$I_{L(PEAK)}$	525 mA	700 mA	770 mA
I_{LED}	262 mA	350 mA	385 mA
t_{ON}	6.07 μs	8.13 μs	8.90 μs
$t_{OFF,S}$	1.40 μs	1.87 μs	2.05 μs
t_{ONDLY}	0.514 μs	0.514 μs	0.514 μs
T	7.98 μs	10.51 μs	11.46 μs
f_{SW}'	125.25 kHz	95.11 kHz	87.23 kHz

10.2 入力平滑電解コンデンサ C_{IN} の設定

本 IC は、インダクタ電流がゼロからピークまで変動する CRM 制御なので、CCM 制御の場合よりリップル電流が大きくなります。

入力コンデンサ C_{IN} のリップル電流は、ワースト条件（ある期間、C_{IN} からすべての電力を LED ドライバ回路へ供給する）を想定して計算します。C_{IN} には、図 10-2 のように、遅延時間に環流する電流が流れます。

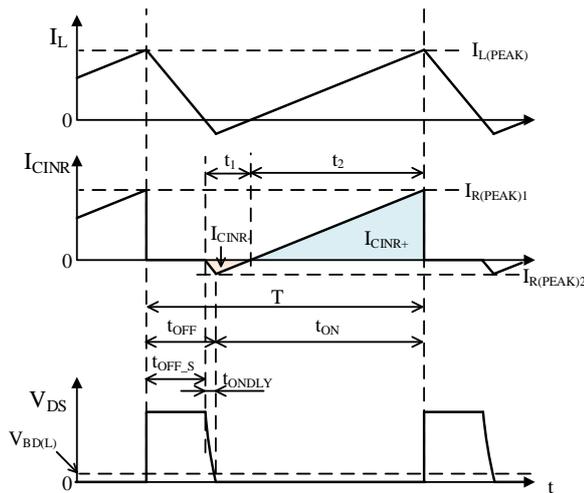


図 10-2 C_{IN} リップル電流（ワースト条件）

図 10-2 の期間 t₁ に、C_{IN} に環流する電流は、ピーク値を I_{R(PEAK)2} とする三角波で、この電流の実効値 I_{CINR-} は、(10)式で計算します。

$$I_{CINR-} = I_{R(PEAK)2} \times \sqrt{\frac{t_1}{3T}} \quad (10)$$

図 10-2 の期間 t₂ に、C_{IN} から放電する I_{CIN(RIPPLE)} は、ピーク値を I_{R(PEAK)1} とする三角波で、この電流の実効値 I_{CINR+} は、(11)式で計算します。

$$I_{CINR+} = I_{R(PEAK)1} \times \sqrt{\frac{t_2}{3T}} \quad (11)$$

(10)式、(11)式より、C_{IN} の総合リップル電流 I_{CINR} は、次式で計算できます。

$$I_{CINR} = \sqrt{I_{CINR-}^2 + I_{CINR+}^2} \quad (12)$$

ワースト条件で設計した場合、(12)式で算出したリップル電流が流せるコンデンサが必要です。電

解コンデンサを使用する場合は注意が必要です。リップル電流は、最終的に実際の動作で確認する必要があります。

また、入力コンデンサは、最大印加電圧に対して、マージンを持ったものを使用するなど、コンデンサメーカーの推奨使用条件にしたがって選定してください。

● 計算例

(10)式～(12)式を用いて、C_{IN} の総合リップル電流 I_{CINR} を算出します。

t₁ = 0.7 μs、I_{R(PEAK)2} = 0.26 A、周期 T = 10 μs（周波数 f_{SW} = 100 kHz）とすると、I_{CINR-} は、

$$I_{CINR-} = 0.26 \text{ A} \times \sqrt{\frac{0.7 \mu\text{s}}{3 \times 10 \mu\text{s}}} = 0.039 \text{ Arms}$$

t₂ = 6.4 μs、I_{R(PEAK)1} = I_{L(PEAK)} = 0.7 A、周期 T = 10 μs（周波数 f_{SW} = 100 kHz）とすると、I_{CINR+} は、

$$I_{CINR+} = 0.7 \text{ A} \times \sqrt{\frac{6.4 \mu\text{s}}{3 \times 10 \mu\text{s}}} = 0.323 \text{ Arms}$$

これより、C_{IN} の総合リップル電流 I_{CINR} は、

$$I_{CINR} = \sqrt{0.039^2 + 0.323^2} = 0.325 \text{ Arms}$$

これより、C_{IN} は、0.325 Arms 以上のリップル電流を許容できるコンデンサを選定します。

10.3 出力平滑コンデンサ C_{OUT} の設定

本 IC は、インダクタ電流がゼロからピークまで変動する CRM 制御なので、LED ストリングの両端に必ず出力平滑コンデンサ C_{OUT} を追加し、LED ストリングのリップル電圧を低減してください。

C_{OUT} に流れるリップル電流 I_{COUTR} は、(13)式で計算できます。

$$I_{COUTR} = \frac{I_{L(PEAK)}}{2\sqrt{3}} \quad (13)$$

平滑コンデンサ C_{OUT} の等価直列抵抗を ESR とすると、 C_{OUT} のリップル電圧 $V_{LED(RIPPLE)}$ は(14)式で表わされます。

$$V_{LED(RIPPLE)} = I_{L(PEAK)} \times ESR \quad (14)$$

C_{OUT} は、(13)式で算出したリップル電流が流せるコンデンサが必要です。また、 C_{OUT} の両端電圧は LED スtring の V_F の合計と等しくなります。 C_{OUT} の耐圧は、(14)式のリップル電圧を考慮した最大印加電圧に対してマージンをとるなど、コンデンサメーカーの推奨使用条件にしたがって選定してください。

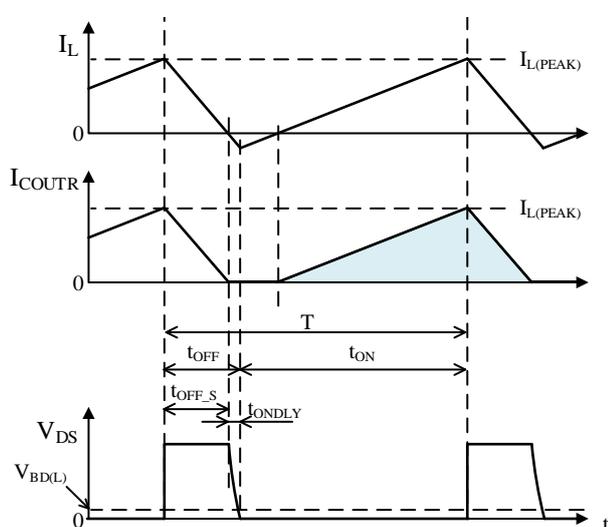


図 10-3 C_{OUT} リップル電流

● 計算例

$I_{L(PEAK)} = 0.7 \text{ A}$ とすると、(13)式より、 C_{OUT} に流れるリップル電流 I_{COUTR} は、

$$I_{COUTR} = \frac{0.7 \text{ A}}{2\sqrt{3}} = 0.202 \text{ Arms}$$

なので、 C_{OUT} は、 0.202 Arms 以上のリップル電流を許容できるコンデンサを選定します。

$ESR = 100 \text{ m}\Omega$ 、 $I_{L(PEAK)} = 0.7 \text{ A}$ とすると、(14)式より、 C_{OUT} のリップル電圧 $V_{LED(RIPPLE)}$ は、

$$V_{LED(RIPPLE)} = 0.7 \text{ A} \times 100 \text{ m}\Omega = 70 \text{ mVp-p}$$

C_{OUT} の耐圧は、リップル電圧 70 mVp-p を考慮した最大印加電圧に対してマージンをとるなど、コンデンサメーカーの推奨使用条件にしたがって選定します。

10.4 電流検出抵抗 R_{CS} の設定

電流検出抵抗 R_{CS} は、金属板抵抗、金属皮膜抵抗、炭素皮膜抵抗などの非誘導性抵抗を使用してください。巻線型などの誘導性抵抗器を使用すると、寄生インダクタンス成分によるサージ電圧などにより、誤動作を起こす場合があります。

アキシアルリード部品やラジアルリード部品は、リードを極力短して実装してください。

● R_{CS} の損失計算

パワーMOSFET のオン期間に R_{CS} にスイッチング電流が流れます。 R_{CS} に流れる電流 I_{RCS} は、次式で算出できます。

$$I_{RCS} = I_{LED} \times D \quad (15)$$

ここで、
 I_{LED} : LED 電流
 D : デューティ

(15)式 R_{CS} の平均損失 P_{RCS} は、次式で算出できます。

$$P_{RCS} = (I_{RCS})^2 \times R_{CS} \quad (16)$$

ここで、 V_{CS} を SEL 端子入力電圧で切り換える場合は、最大の $V_{CS3} = 1.1 \text{ V}$ で消費電力を計算する必要があります。

また、外付け MOSFET のドレイン端子とソース端子間のショートなどの異常動作状態で、検出抵抗 R_{CS} が焼損する場合があります。その場合は、以下のような対応が必要です。

- R_{CS} の電力定格を大きくする。
- R_{CS} が焼損する前に溶断する保護ヒューズを LED ドライバ回路の供給電源へ挿入する。
- LC5910S の FAULT 端子を利用して、LED ドライバ回路の供給電源を作っているプリコンバータを停止させる。

● 計算例

表 10-3 電流検出抵抗計算例の設定値

項目	設定値
検出抵抗 R_{CS}	1.428 Ω
基準電圧 V_{CS}	1.0 V ($V_{SEL} = 0.75 \text{ V} \sim 1.25 \text{ V}$)
LED 電流 I_{LED}	0.35 A ($I_{L(PEAK)} = 0.7 \text{ A}$)
LED ストリングの電圧 V_{LED}	130 V
入力電圧 V_{IN}	160 V
デューティ D	0.8125

表 10-3 の設定値を用いて、(15)式と(16)式から抵抗の損失を計算します。

$$I_{RCS} = 0.35 \text{ A} \times 0.8125 = 0.284 \text{ A}$$

$$P_{RCS} = (0.284 \text{ A})^2 \times 1.428 \Omega = 0.115 \text{ W}$$

11. 設計上の注意

11.1 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。

11.1.1 インダクタ

銅損・鉄損による温度上昇に対し、適宜設計マージンを設定します。磁気飽和に対し、適宜設計マージンを設定します。

11.1.2 入力、出力平滑用電解コンデンサ

リップル電流・電圧・寿命に対し、適宜設計マージンを設定します。電解コンデンサは、スイッチング電源用の許容リップル電流値が高い、低インピーダンスのものを使用します。

11.1.3 電流検出用抵抗

電流検出抵抗は、高周波スイッチング電流が流れるため、内部インダクタンス値が小さく、許容損失を満足するものを使用します。

11.1.4 フリーホイールダイオード

外付けのパワーMOSFET のオフ期間に、エネルギーを回生するフリーホイールダイオード D_S (図 6-1 参照) は、リカバリ時間 t_{tr} の短い高速整流ダイオード、またはショットキーバリアダイオードから選定します。

フリーホイールダイオードの順方向電流 I_F のピークは、 I_{LED} の 2 倍で、パワーMOSFET の t_{OFF} 期間に流れます。 I_F はパワーMOSFET と同じスイッチング周波数で繰り返し流れるので、許容損失を考慮してダイオードを選定してください。

商用電源整流などに使用する一般整流ダイオードは、 t_{tr} が長いため、リカバリ期間に大きな短絡電流が流れるため、使用しないでください。この短絡電流は、ダイオードの発熱だけでなく、主回路の誤動作を引き起こし、破損に至る場合があります。

11.1.5 外付けパワーMOSFET

● ドレイン-ソース間耐圧

パワーMOSFET のドレイン-ソース間には、オフ時に入力電圧 $V_{IN} - V_F$ (フリーホイールダイオードの順方向電圧) が印加されます。ターンオフ時などのサージを考慮して、ドレイン-ソース間の耐圧が、 V_{IN} の 2 倍以上のパワーMOSFET を選択します。

● ドレイン-ソース間容量 (Cds)

ドレイン-ソース間容量 (Cds) は、遅延時間 t_{ONDLY} に影響し、大きくなるほど t_{ONDLY} が長くなります (10.1 項参照)。

パワーMOSFET のデータシートには Cds が記載されていませんが、以下のように、出力容量 C_{oss} と帰還容量 C_{rss} から算出できます。

C_{gd} をゲート-ドレイン間容量とすると、以下の関係があります。

$$C_{oss} = C_{ds} - C_{gd} \quad (17)$$

$$C_{rss} = C_{gd} \quad (18)$$

これより C_{ds} は、次式で算出できます。

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} \quad (19)$$

● ゲート-ソース間耐圧

LC5910S のゲート駆動電圧は、VCC 端子電圧に比例して変動します。したがって、VCC 電圧が推

奨励動作範囲の上限 17 V まで上昇する仕様の場合は、ゲートソース間耐圧が 20 V~30 V のパワー MOSFET を選択します。

安定化された 12 V を VCC 端子へ入力する場合は、OUT 端子の出力パルスの波高値は約 12 V です。

● その他

一般的に、パッケージが大きく、低オン抵抗なパワー MOSFET ほど、接合間の容量 (Ciss など) が大きくなり、大きな駆動電流が必要になります。LC5910S のドライブ能力を考慮すると、TO220 以下のパッケージサイズのパワー MOSFET を推奨します。

11.2 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 (図 11-1 参照)。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、パターンを太く、できるだけ短く配線します。

さらに、入出力条件が安全特別低電圧 (SELV) を超える場合は、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。

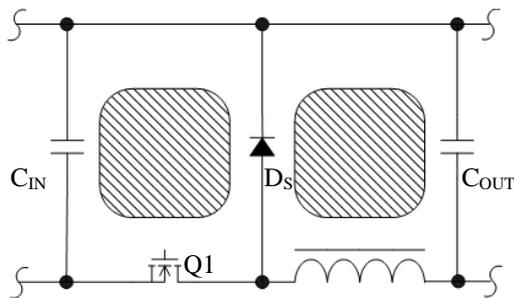


図 11-1 高周波ループ (斜線部分)

(1) 主回路パターン

図 11-1 の高周波ループと、VCC 端子~GND 端子で作るループは、スイッチング電流が流れる

主回路パターンです。このパターンは極力太く、電流ループを小さく配線します。

(2) GND 端子周り

主回路の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分離して、制御系のグラウンドは GND 端子の近くから専用パターンで配線します。

(3) 電流検出用抵抗 Rcs 周り

Rcs は、CS 端子の近くに配置します。電流検出時のノイズを低減するため、CS 端子と電流検出抵抗 Rcs を接続するパターンは、Rcs の近くから専用パターンで配線します。

(4) IC 周辺部品

各端子に接続する部品は、IC の近くに配置し、最短で各端子に接続します。また、IC の検出用部品のグラウンドは、GND 端子の直近に接続します。IC の制御系のグラウンドは、主回路のパターンと共通インピーダンスにならないように注意が必要です。また、インダクタ L の真下に、IC や小信号系のパターンを配置しないでください。インダクタの漏洩磁束で、IC が誤動作する場合があります。

(5) 出力平滑コンデンサ COUT

出力平滑コンデンサ COUT は、LED ストリングの近くに配置し、最短で接続します。

(6) 温度に関する注意事項

パワー MOSFET のオン抵抗 RDS(ON) は、正の温度係数のため、熱設計に注意が必要です。特に面実装部品の場合、ドレイン端子のパターンは、放熱板として機能するため、極力広く設計します。

12. パターンレイアウト例

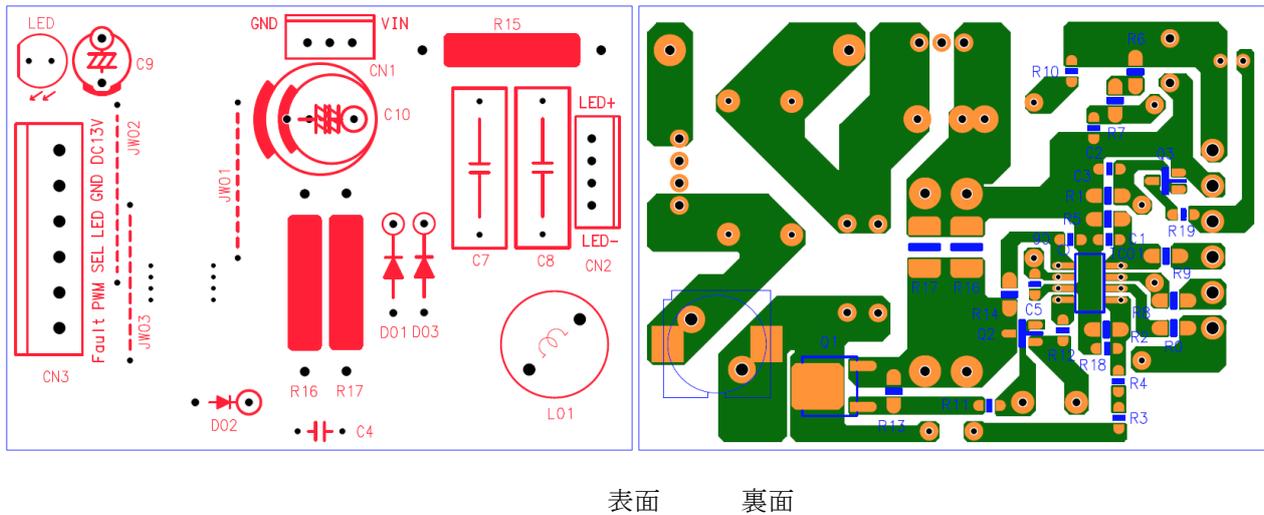
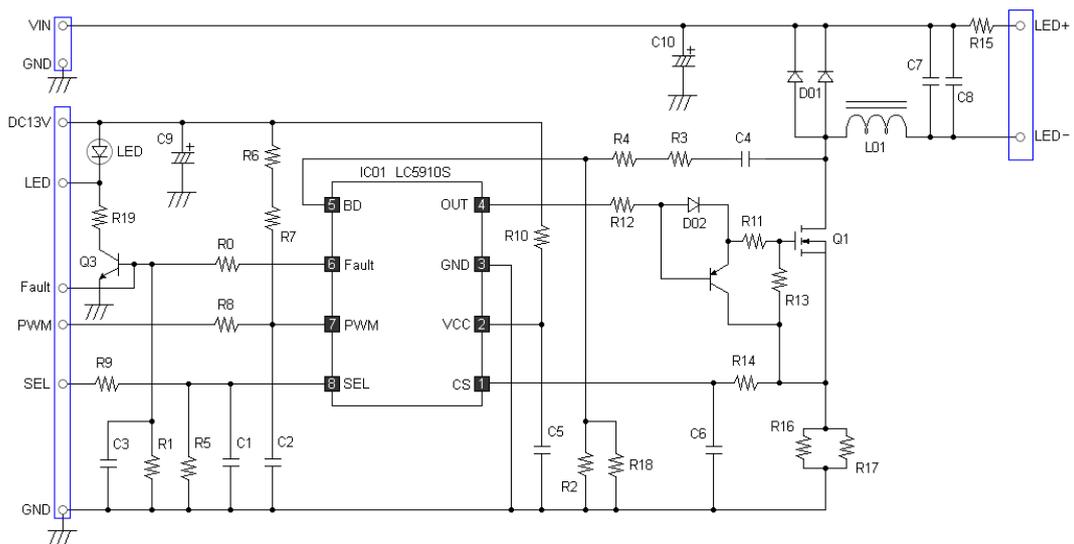


図 12-1 パターンレイアウト例



*評価基板のため、調整用の部品を含みます。

図 12-2 パターンレイアウト回路図

13. 電源設計例

電源設計例として、電源仕様と部品表を示します。部品表の回路図は図 12-2 を参照してください。

● 電源仕様

入力電圧	DC250 V
VCC 端子電圧	13 V
出力電圧	DC200 V
LED 電流	0.478 A ($V_{SEL} = 1.0V$)

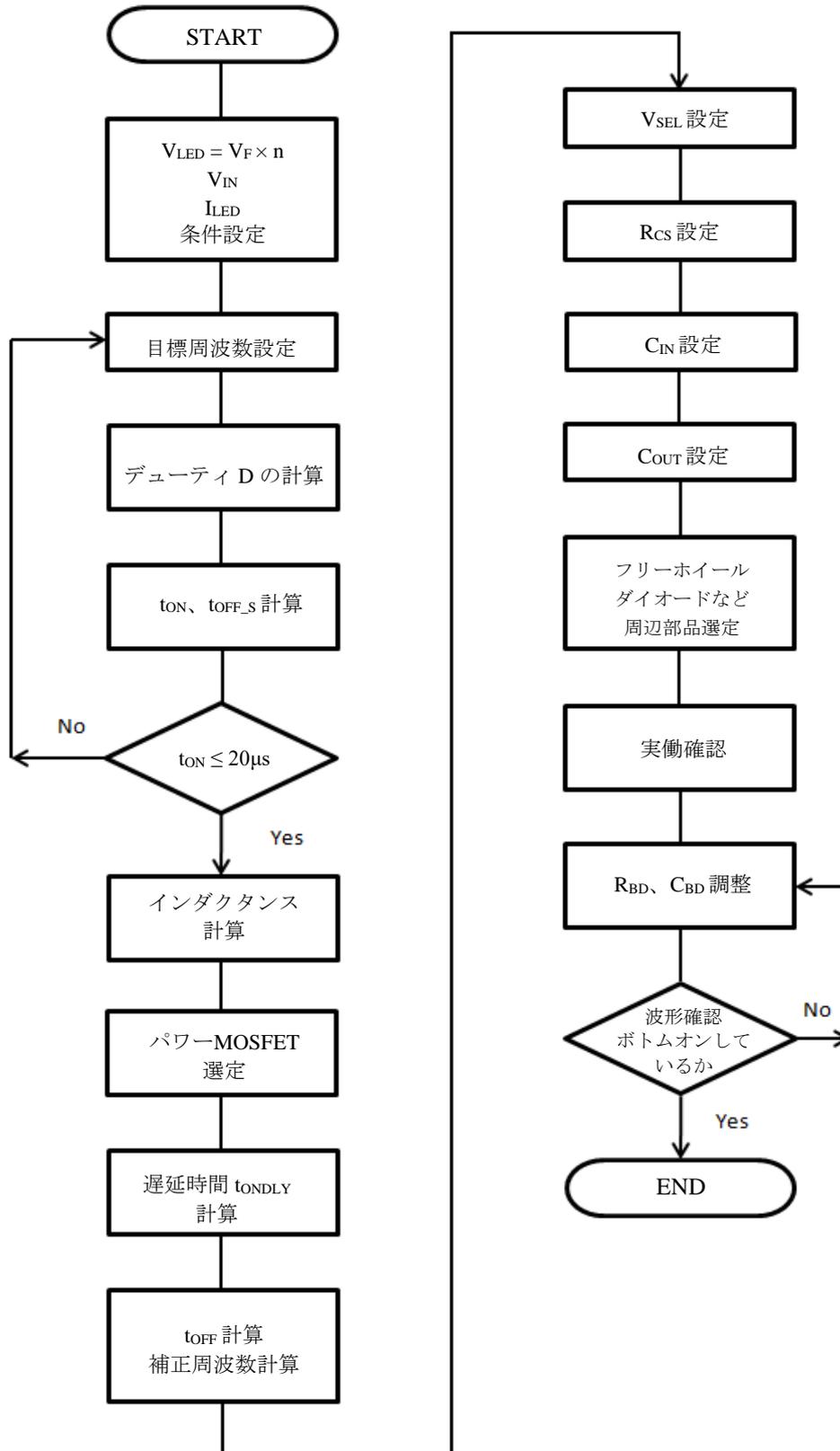
● 部品表

記号	部品名	定格	備考
L01*	Inductor	0.47 mH	
C1	Ceramic	1 nF	
C2	Ceramic	100 pF	
C3	Ceramic	Open	
C4	Ceramic	15 pF, 1 kV	
C5	Ceramic	0.47 μ F	
C6*	Ceramic	100 pF, 50 V	
C7	Ceramic	Open	
C8	Ceramic	0.47 μ F, 400 V	
C9	Electrolytic	22 μ F, 25 V	
C10	Electrolytic	10 μ F, 250 V	
D01	Fast Recovery Diode	600 V, 2 A	
D02	Diode	60 V, 0.5 A	
Q1	N-channel Power MOSFET	250 V, 7.5A, 0.4 Ω	
Q2	PNP Transistor	-60 V, -0.6 A	
Q3	NPN Transistor	40 V, 0.6 A	
R0	General	1.8 k Ω	
R1	General	Open	
R2	General	2.2 k Ω	
R3	General	33 k Ω	
R4	General	30 k Ω	
R5	General	Open	
R6	General	470 k Ω	
R7	General	470 k Ω	
R8	General	1 k Ω	
R9	General	510 k Ω	
R10	General	10 Ω	
R11*	General	7.5 Ω	
R12*	General	47 Ω	
R13*	General	10 k Ω	
R14*	General	100 Ω	
R15	General	1 Ω , 2 W	
R16	General	2.3 Ω , 2 W	
R17	General	Open	
R18	General	Open	
R19	General	4.7 k Ω	
LED	—	—	Fault 検出用 LED

* 実際の動作で調整が必要な部品

14. 設計フローチャート

以下のフローチャートは定数の選定に特化したものです。実働におけるノイズ対策や放熱対策は含まれていませんので、別途調整が必要です。



注意書き

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