

不連続モード(DCM)型 インターリーブ 力率改善用制御 IC SSC2102S

概要

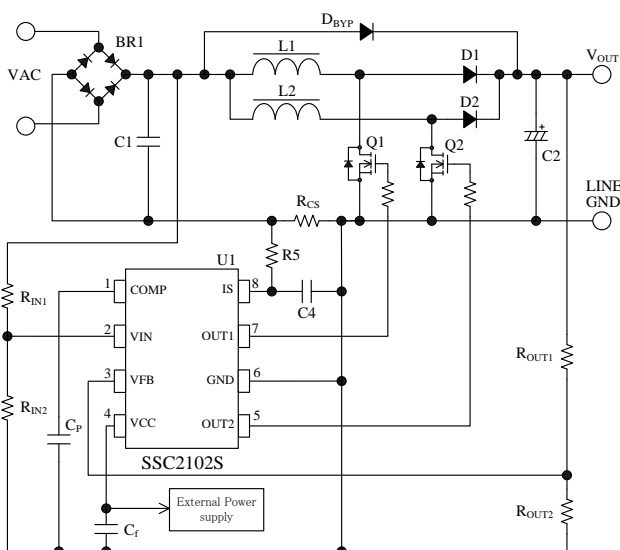
SSC2102S は電流不連続型 (Discontinuous Conduction Mode) のインターリーブ力率改善コンバータ用コントロール IC です。

2 相インターリーブ制御により、入出力リップル電流が少なく、低ノイズです。これにより、構成部品が少なく、コストパフォーマンスに優れた PFC コンバータを容易に構成できます。

特長

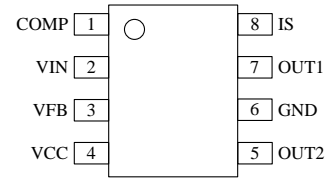
- 補助巻線レス構成
- 電圧モード制御方式
- 最大オン時間制御回路
- ソフトスタート機能
- 高速負荷応答(HSR)
- 保護機能
 - 2 段階の過電流保護(OCP)-----パルス・バイ・パルス
 - 2 段階の出力過電圧保護(OVP)-----自動復帰
 - 低入力電圧検出保護(UVP)-----自動復帰
 - ヒステリシス付き過熱保護(TSD)-----自動復帰
 - オープンループ検出(OLD)-----自動復帰
 - VFB 端子/VIN 端子/IS 端子開放保護(OPP)

応用回路例



パッケージ

SOP8



Not to scale

代表特性

- 最大オン時間 $t_{ONMAX} = 20.7 \mu s (typ.)$
- エラーアンプ基準電圧 $V_{FB(REF)} = 3.5 V (typ.)$
- OUT 端子ソース電流 $I_{OUT(SO)} = -0.5 A^*$
- OUT 端子シンク電流 $I_{OUT(SI)} = 0.5 A^*$

*設計保証項目

アプリケーション

出力電力 300 W クラスまでの各種電子機器

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

目次

概要	1
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	6
4. 各端子機能	6
5. 応用回路例	7
6. 外形寸法	8
7. 捺印仕様	8
8. 動作説明	9
8.1 DCM インターリーブ方式の動作	9
8.2 起動動作	9
8.3 電圧制御動作	10
8.4 高速負荷応答機能 (HSR)	11
8.5 ゲートドライブ	12
8.6 過電流保護機能 (OCP)	12
8.7 過電圧保護 (OVP) 機能	13
8.8 出力オープンループ検出 (OLD) 機能	14
8.9 端子解放保護 (OPP) 機能	14
8.10 低入力電圧保護 (UVP) 機能	14
8.11 過熱保護機能 (TSD)	14
9. パラメータの設計	15
9.1 インダクタの設計	15
9.2 過電流検出抵抗 R_{CS} の設定	17
10. 設計上の注意点	18
10.1 外付け部品	18
10.2 パターン設計	18
使用上の注意	20
注意書き	21

1. 絶対最大定格

- 電流値の極性は、IC を基準としてシンクが“+”、ソースが“-”と規定します
- 特記がない場合の条件 $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$

項目	記号	条件	端子	定格	単位
COMP 端子電圧	V_{COMP}		1-6	-0.3~5.5	V
VIN 端子電圧	V_{IN}		2-6	-0.3~5.5	V
VIN 端子電流	I_{IN}		2-6	-1~1	mA
VFB 端子電圧	V_{FB}		3-6	-0.3~5.5	V
VFB 端子電流	I_{FB}		3-6	-1~1	mA
VCC 端子電圧	V_{CC}		4-6	-0.3~30	V
OUT2 端子電圧	V_{DR2}		5-6	-0.3~30	V
OUT1 端子電圧	V_{DR1}		7-6	-0.3~30	V
IS 端子電圧	V_{IS}		8-6	-16.0~5.5	V
IS 端子電流	I_{IS}		8-6	-1.75~1	mA
動作時フレーム温度	T_{FOP}		-	-40~85	$^\circ\text{C}$
保存温度	T_{stg}			-40~125	$^\circ\text{C}$
ジャンクション温度	T_{j}		-	-40~125	$^\circ\text{C}$

2. 電気的特性

電流値の極性は、IC を基準としてシンクが“+”、ソースが“-”と規定します

特記がない場合の条件 $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 、 $V_{\text{CC}} = 15\text{ V}$

項目	記号	条件	端子	Min.	Typ.	Max.	単位
電源起動作							
VCC 端子動作開始電源電圧	$V_{\text{CC(ON)}}$		4-6	10.8	11.6	12.4	V
VCC 端子動作停止電源電圧	$V_{\text{CC(OFF)}}$		4-6	9.8	10.6	11.4	V
VCC 端子電圧ヒステリシス	$V_{\text{CC(HYS)}}$		4-6	0.8	1.0	1.2	V
VCC 端子起動前回路電流	$I_{\text{CC(OFF)}}$	$V_{\text{CC}} = 11\text{ V}$	4-6	-	40	100	μA
VCC 端子動作時回路電流	$I_{\text{CC(ON)}}$		4-6	-	11.0	15.0	mA
VCC 端子出力過電圧時回路電流	$I_{\text{CC(OVP)}}$	$V_{\text{FB}} = 3.9\text{ V}$	4-6	-	8.0	10.0	mA
VCC 端子スタンバイ動作時回路電流	$I_{\text{CC(Standby)}}$	$V_{\text{FB}} = 0.5\text{ V}$	4-6	-	100	200	μA
発振制御							
OUT1 端子最大オン時間	t_{ONMAX}		7-6	19.2	20.7	22.2	μs
OUT1、OUT2 端子オン時間マッチング	t_{RATIO}		5-6 7-6	-5	0	5	%
OUT1、OUT2 端子位相差	PHASE		5-6 7-6	170	180	190	deg

項目	記号	条件	端子	Min.	Typ.	Max.	単位
エラーアンプ動作							
エラーアンプ基準電圧	$V_{FB(REF)}$		3-6	3.4	3.5	3.6	V
エラーアンプゲイン	gm_{EA}		—	80	100	120	μS
エラーアンプ最大ソース電流	$I_{COMP(SO)}$	$V_{FB} = 2.8 V$	1-6	-36	-30	-24	μA
エラーアンプ最大電圧	$V_{COMP(MAX)}$	$V_{FB} = 3.0 V$	1-6	4.00	4.12	4.25	V
VFB 端子高速負荷応答動作可能電圧 ⁽¹⁾	$V_{FB(HSR)EN}$		3-6	3.3	3.4	3.5	V
VFB 端子高速負荷応答動作開始電圧	$V_{FB(HSR)AC}$		3-6	3.1	3.2	3.3	V
COMP 端子高速負荷応答動作時ソース電流	$I_{COMP(SO)HSR}$	$V_{FB} = 2.5 V$	1-6	-120	-100	-80	μA
VFB 端子入力バイアス電流	$I_{FB(BIAS)}$	$V_{FB} = 3.5 V$	3-6	—	—	1.5	μA
COMP 端子出力オープンループ電圧	$V_{COMP(OLD)}$	$I_{COMP} = 100 \mu A$	1-6	0.7	0.9	1.1	V
ドライブ出力							
OUT1, OUT2 端子電圧(Low)	$V_{OUT(L)}$	$I_{OUT} = 20 mA$	5-6 7-6	-	-	0.3	V
OUT1, OUT2 端子電圧(High)	$V_{OUT(H)}$	$V_{CC} = 12 V$	5-6 7-6	-	10.2	-	V
OUT1, OUT2 端子立ち上がり時間 ⁽²⁾	t_r	$V_{CC} = 20 V$	5-6 7-6	-	70	-	ns
OUT1, OUT2 端子立ち下がり時間 ⁽²⁾	t_f	$V_{CC} = 20 V$	5-6 7-6	-	35	-	ns
OUT1, OUT2 端子ピークソース電流 ⁽¹⁾	$I_{OUT(SO)}$		5-6 7-6	-	-0.5	-	A
OUT1, OUT2 端子ピークシンク電流 ⁽¹⁾	$I_{OUT(SI)}$		5-6 7-6	-	0.5	-	A

⁽¹⁾ 設計保証項目

⁽²⁾ 図 3-1 参照

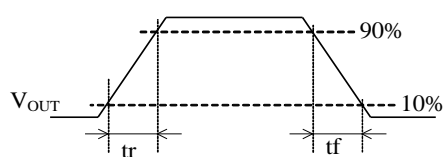
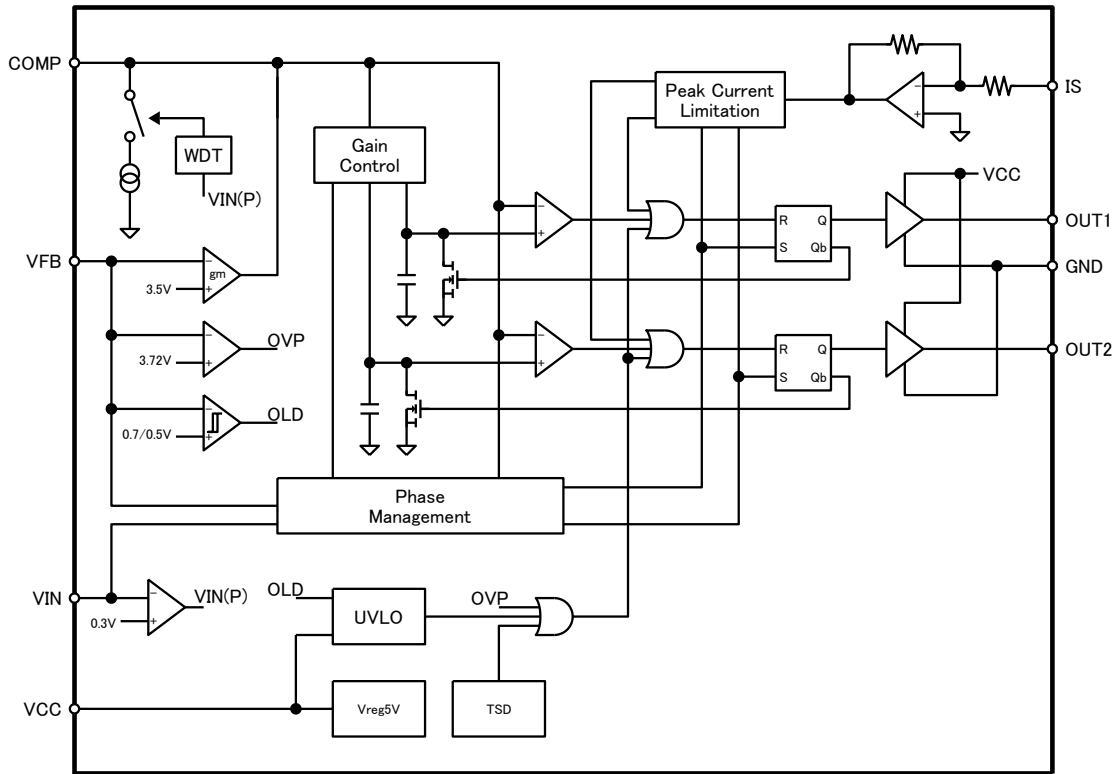


図 3-1 スイッチング時間

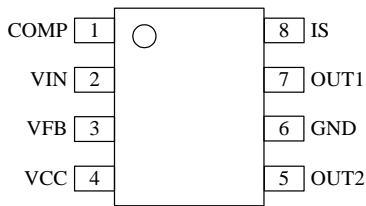
項目	記号	条件	端子	Min.	Typ.	Max.	単位
保護動作							
VFB 端子出力オープン ループ停止電圧	$V_{FB(OLDL)}$		3-6	0.46	0.50	0.54	V
VFB 端子出力オープン ループ復帰電圧	$V_{FB(OLDH)}$		3-6	0.64	0.70	0.76	V
VFB 端子出力ソフト過電圧 保護しきい電圧	$V_{FB(SOVP)}$		3-6	3.60	3.68	3.76	V
VFB 端子出力過電圧保護 しきい電圧	$V_{FB(OVP)}$		3-6	3.64	3.72	3.80	V
IS 端子過電流保護(Low) しきい電圧	$V_{IS(OCPL)}$		8-6	-0.48	-0.42	-0.36	V
IS 端子過電流保護(High) しきい電圧	$V_{IS(OCPH)}$		8-6	-0.62	-0.55	-0.48	V
COMP 端子保護動作シンク 電流	$I_{COMP(SI)}$	$V_{IS} = -0.5 \text{ V}$	1-6	80	100	120	μA
VIN 端子保護しきい電圧	$V_{IN(P)}$		2-6	0.1	0.3	0.5	V
VIN 端子保護動作検出時間	t_{VIN}		2-6	7	14	21	ms
熱保護動作開始温度 ⁽¹⁾	T_{JTSDH}		-	150	-	-	$^{\circ}\text{C}$
熱保護動作停止温度 ⁽¹⁾	T_{JTSDL}		-	140	-	-	$^{\circ}\text{C}$
熱保護動作ヒステリシス ⁽¹⁾	$T_{JTSDHYS}$		-	-	10	-	$^{\circ}\text{C}$
熱抵抗							
ジャンクションフレーム間 熱抵抗	θ_{j-F}		-	-	65	85	$^{\circ}\text{C/W}$

⁽¹⁾ 設計保証項目

3. ブロックダイアグラム

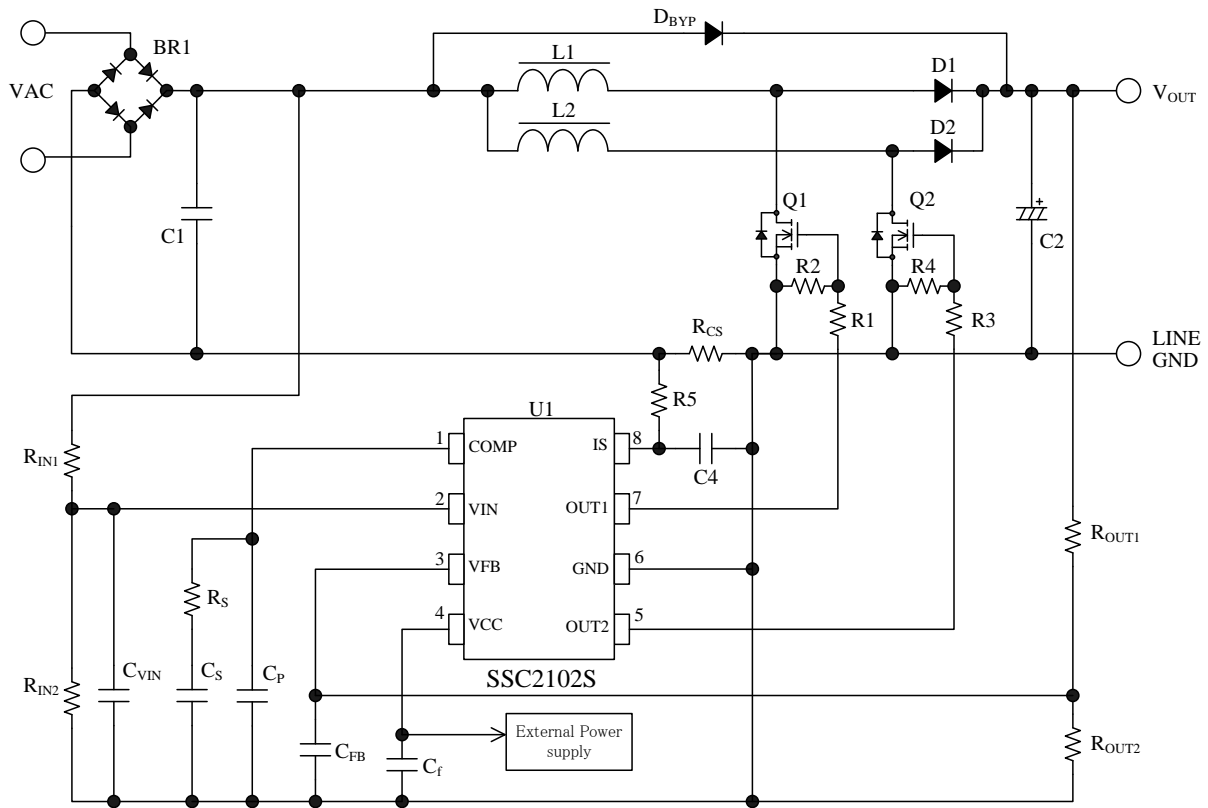


4. 各端子機能



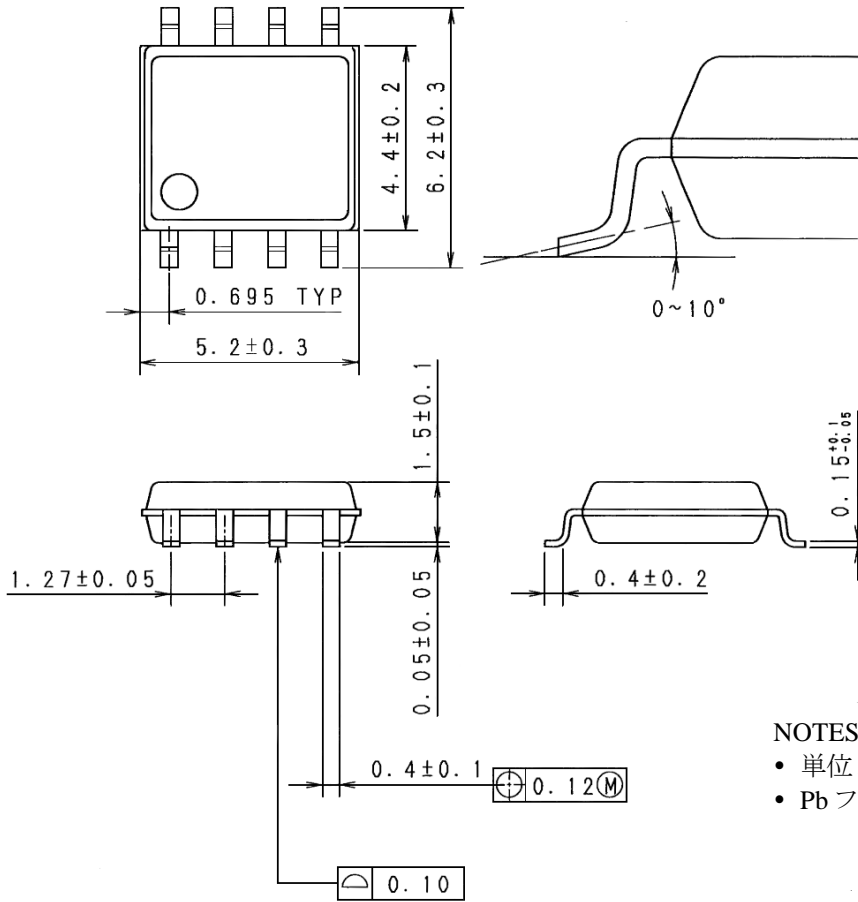
端子番号	記号	機能
1	COMP	エラーアンプ出力/位相補正
2	VIN	入力電圧検出信号入力
3	VFB	出力定電圧制御信号/出力過電圧信号 /出力オープンループ検出信号入力
4	VCC	制御回路電源入力
5	OUT2	ゲートドライブ出力 2
6	GND	グラウンド
7	OUT1	ゲートドライブ出力 1
8	IS	過電流検出信号入力

5. 応用回路例



6. 外形寸法

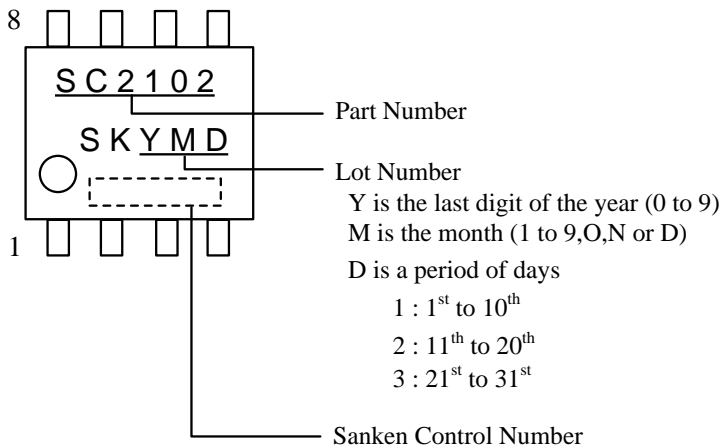
SOIC8



NOTES:

- 単位:mm
- Pbフリー品(RoHS 対応)

7. 捺印仕様



8. 動作説明

特記なき場合の特性数値は、Typ.値を表記します
 電流値の極性は、IC を基準として、シンクを“+”、
 ソースを“-”と規定します

以下、不連続モードを DCM (Discontinuous Conduction Mode)、力率改善回路を PFC (Power Factor Correction) 回路とします。

8.1 DCM インターリーブ方式の動作

図 8-1～図 8-4 に、単相と2相インターリーブ方式の PFC 回路の回路図と、それぞれの動作波形を示します。

単層の DCM 方式の場合、図 8-2 のように、パワーMOSFETのターンオン時のドレイン電流がゼロから増加するため、急峻な電流変化がなく、スイッチングノイズが少ない回路方式です。ただし、入出力リップル電流が大きいため、使用できる電力に制限があります。

これに対し DCM の 2 相インターリーブ方式は、図 8-3 のように各相が位相差 180 deg で動作します。そのため、入力リップル電流をキャンセルすることができ、出力リップル電流を小さくできます。また、2 相にすることで各相の電流ピークが小さくなり、スイッチングノイズを低減できるため、入力フィルタ周りのサイズを小さくできます。

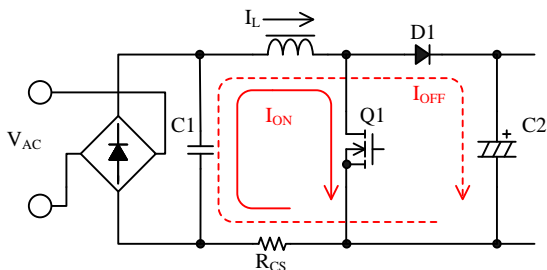


図 8-1 単相方式の PFC 回路

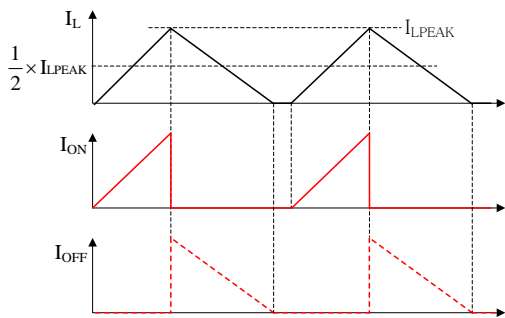


図 8-2 単相方式の DCM 動作波形

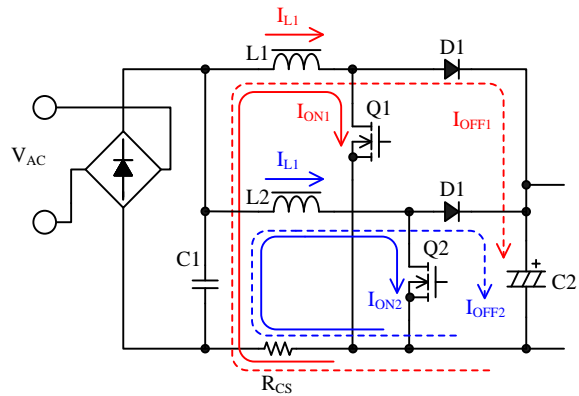


図 8-3 2 相インターリーブ方式の PFC 回路

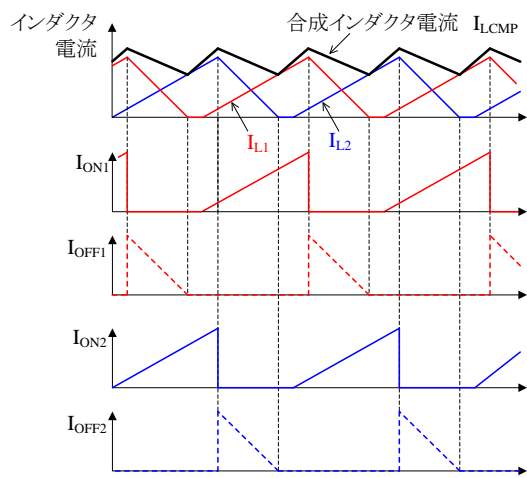


図 8-4 2 相インターリーブ方式の DCM 動作波形

8.2 起動動作

図 8-5 に VCC 端子と COMP 端子の周辺回路を示します。

VCC 端子は、制御回路電源入力端子で、外部電源より電圧を供給します。

AC 電源電圧と VCC 用の外部電源電圧を印加し、次の条件を満たすと、IC は動作を開始します。

- FB 端子電圧が VFB 端子出力オープンループ復帰電圧 $V_{FB(OLDH)} = 0.70 \text{ V}$ (設定電圧の約 20 % に相当) 以上
- VCC 端子電圧が動作開始電源電圧 $V_{CC(ON)} = 11.6 \text{ V}$ 以上

ここで、VCC 端子電圧が $V_{CC(ON)}$ 以上でも、FB 端子電圧が VFB 端子出力オープンループ停止電圧 $V_{FB(OLDL)} = 0.50 \text{ V}$ 以下 (設定出力電圧の約 14.3 % に相当) になると、IC は発振を停止します。

起動時の動作波形を図 8-6 に示します。起動時は、VFB 端子電圧が約 3.2 V (設定出力電圧の約 90 %) に

達するまで、COMP 端子をエラーアンプ最大ソース電流 $I_{COMP(SO)} = -30 \mu A$ で充電し、徐々に電力を増加させます。このソフトスタート機能により、部品ストレスを軽減します。

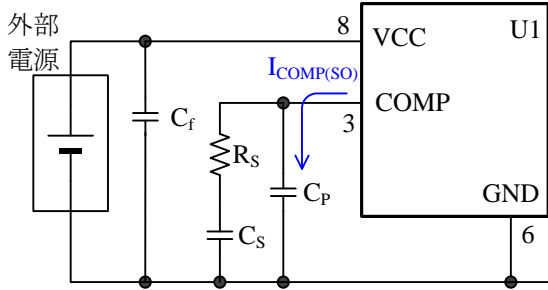


図 8-5 VCC 端子、COMP 端子周辺回路

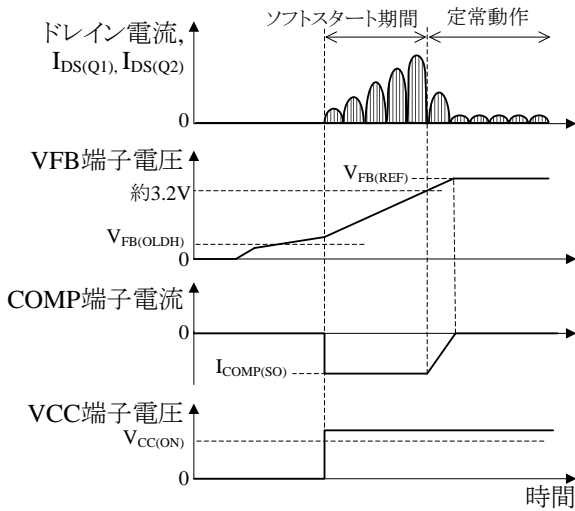


図 8-6 起動時動作波形

図 8-7 のように、制御回路動作後、VCC 端子電圧が動作停止電源電圧 $V_{CC(OFF)} = 10.6 V$ に低下すると、低入力時動作禁止 UVLO (Undervoltage Lockout) 回路により制御回路は動作を停止し、再び起動前の状態に戻ります。

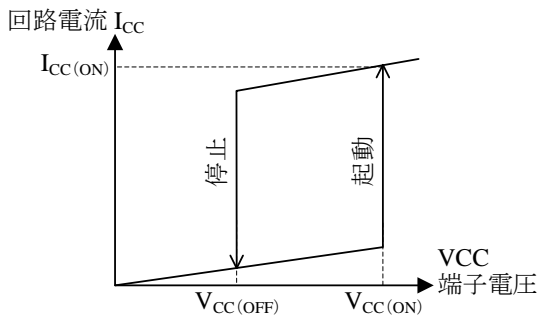


図 8-7 VCC 端子電圧と回路電流 I_{CC}

8.3 電圧制御動作

一般的な単相方式 PFC 回路は、図 8-8 の様に、補助巻線 D を用いて L1 に流れる電流を検出し、MOSFET の OFF 時間を設定します。

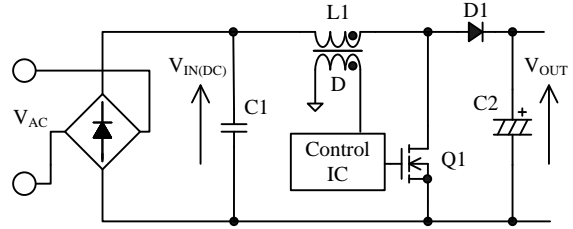


図 8-8 一般的な PFC 回路の電流検出 (単相方式)

昇圧タイプの力率改善回路では、オン時間 t_{ON} は出力電力に依存します。DCM 方式の場合、オフ時間 t_{OFF} は式(8-1)で表せます。

$$t_{OFF} > \frac{V_{IN(DC)}}{V_{OUT} - V_{IN(DC)}} \times t_{ON} \quad (8-1)$$

ここで、

- $V_{IN(DC)}$: C1 両端電圧
- V_{OUT} : 出力電圧
- t_{ON} : MOSFET のオン時間

これに対し、本 IC は補助巻線 D が必要ないため、外付け部品が少なく、シンプルな回路構成が可能です。

図 8-9 に V_{IN} 端子、VFB 端子、COMP 端子の周辺回路を示します。

t_{ON} と t_{OFF} は、 V_{IN} 端子電圧、FB 端子電圧、COMP 端子電圧により、IC 内部で設定されます。

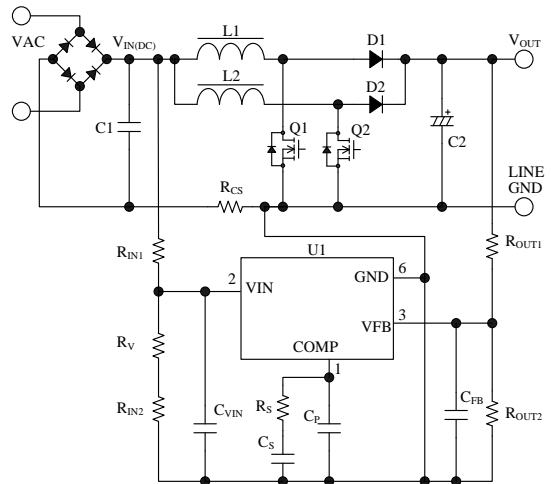


図 8-9 V_{IN} 、VFB、COMP 端子周辺回路

t_{ON} は出力電力により変化する COMP 端子電圧に比例します。電圧モード制御のため、最大オン時間 $t_{ONMAX} = 20.7 \mu s (V_{IN} = 0.5 V, V_{COMP} = 4 V \text{ のとき})$ を設定しています。

最大オン時間は V_{IN} 端子の電圧に依存します。図 8-10 に V_{IN} 端子電圧と、最大オン時間 $t_{ONMAX(VIN)}$ の関係を示します ($V_{COMP} = 4 V$ のときの代表特性)。

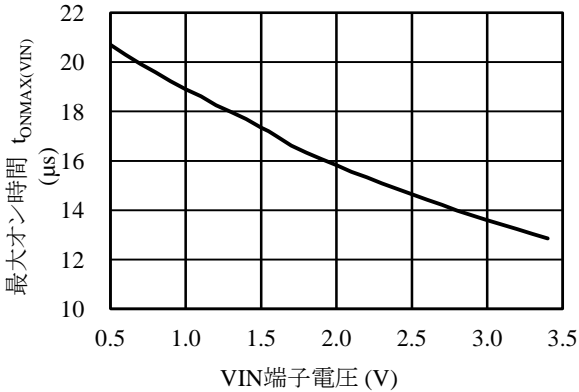


図 8-10 VIN 端子電圧と最大オン時間の関係 ($V_{COMP} = 4 V$ のとき)

• VIN 端子、VFB 端子の定数設定

VIN 端子は、入力電圧をモニターし、VFB 端子は出力電圧をモニターしています。この電圧をオフ時間の演算に用いるため、電圧検出回路のマッチングが必要になります。

そこで、入力電圧検出部の R_{IN1} 、 R_{IN2} 、 C_{VIN} と、出力電圧 V_{OUT} 検出部の R_{OUT1} 、 R_{OUT2} 、 C_{FB} は同じ定数に設定します。

R_{IN1} 、 R_{OUT1} の抵抗値は、数百 $k\Omega$ ~ 数 $M\Omega$ が目安です。高圧が印加するため、酸化金属皮膜抵抗などの耐電蝕性の抵抗を使用します。

R_{IN1} 、 R_{IN2} 、 R_{OUT1} 、 R_{OUT2} の定数のばらつきは、出力電圧の精度に影響が出ます。そのため、高精度の抵抗を使用するか、必要に応じて、図 8-9 のように抵抗 R_V を追加して調整します。

C_{IN} 、 C_{FB} は、ノイズ除去用のコンデンサです。必要に応じて $0.1 nF \sim 10 nF$ を接続します。

入力電圧検出部と出力電圧検出部の分圧比が等しいので、式(8-1)は VIN 端子電圧と VFB 端子電圧を用いて式(8-2)で表せます。

$$t_{OFF} > \frac{V_{IN}}{V_{FB} - V_{IN}} \times t_{ON} \tag{8-2}$$

ここで、

- V_{IN} : VIN 端子電圧
- V_{FB} : FB 端子電圧
- t_{ON} : MOSFET のオン時間

• COMP 端子の定数設定 (エラーアンプ位相補正)

COMP 端子は、IC 内部のエラーアンプの出力端子です。エラーアンプは電流出力で、COMP 端子と GND 端子間に位相補正回路を接続します。

商用周波数の力率改善動作をさせるため、電圧制御系は、一般に 20 Hz 以下の低周波数に応答するようにします。

図 8-9 の位相補正回路、 C_P 、 C_S 、 R_S の定数の目安は以下のとおりです。最終的に実機で動作を確認し、出力電圧 V_{OUT} のリップルが低減するように定数を調整します。

- C_P : 0.047 $\mu F \sim 0.47 \mu F$
- C_S : 0.47 $\mu F \sim 10 \mu F$
- R_S : 10 $k\Omega \sim 100 k\Omega$

8.4 高速負荷応答機能 (HSR)

昇圧方式の PFC の入力電圧は、商用周波数の正弦波のため、電圧制御は低周波数に定数系になり、ダイナミック負荷変動に追従できず、出力電圧 V_{OUT} の低下が生じやすくなります。

そこで本 IC は、ダイナミック負荷変動などで生じる V_{OUT} の変動を抑えるため、高速負荷応答 (High Speed Response) 機能を内蔵しています。

図 8-11 に高速負荷応答動作波形を示します。

高速負荷応答機能 (HSR) は、VFB 端子電圧が高速負荷応答動作可能電圧 $V_{FB(HSR)EN} = 3.4 V$ を超えると動作可能 (Enable) になります。

その後、ダイナミック負荷応答などで V_{OUT} が低下し、VFB 端子電圧が高速負荷応答動作開始電圧 $V_{FB(HSR)AC} = 3.2 V$ 以下になると HSR が動作 (Active) して、再び $V_{FB(HSR)AC}$ になるまで COMP 端子を高速負荷応答 COMP 端子ソース電流 $I_{COMP(SO)HSR} = -100 \mu A$ で充電します。これにより、出力電力を増加させて V_{OUT} の低下を抑えます。 $V_{FB(HSR)AC} = 3.2 V$ は、出力電圧 V_{OUT} 設定の約 91.4 % に相当します。

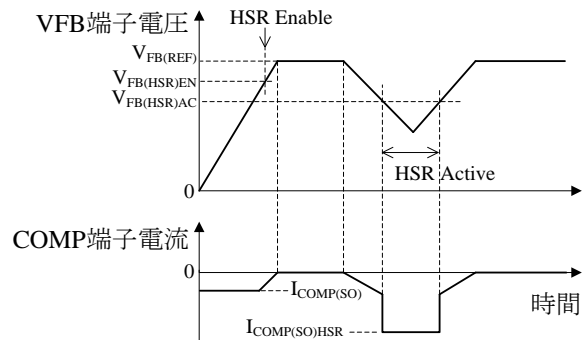


図 8-11 高速負荷応答動作波形

8.5 ゲートドライブ

OUT1 端子、OUT2 端子は、外付けパワーMOSFET のゲートドライブ端子です。

OUT1 端子、OUT2 端子の電流、電圧仕様は表 8-1 のとおりで、パワーMOSFET を直接駆動できます。

表 8-1 OUT1 端子、OUT2 端子の電流、電圧仕様

項目	記号	規格値
OUT1, OUT2 端子 電圧(Low)	$V_{OUT(L)}$	0.3 V(max.)
OUT1, OUT2 端子 電圧(High)	$V_{OUT(H)}$	10.2 V
OUT1, OUT2 端子 ピークソース電流	$I_{OUT(SO)}$	-0.5 A
OUT1, OUT2 端子 ピークシンク電流	$I_{OUT(SD)}$	0.5 A

図 8-12 に OUT1、OUT2 端子周辺回路を示します。

R1、R3 は、実機でパワーMOSFET の損失やゲート波形(配線パターンによるリンギング低減など)、EMI ノイズなどを確認し、定数を調整します。数Ω~数十Ωが目安になります。

R2、R4 は、パワーMOSFET ターンオフ時の急峻な dv/dt による誤動作防止用です。10 kΩ~100 kΩ程度をパワーMOSFET のゲートとソースの近くに接続します。

パワーMOSFET は、しきい値 $V_{GS(th)}$ が、全使用温度範囲で十分に $V_{GS(th)} < V_{OUT(H)}$ となるものを接続します。

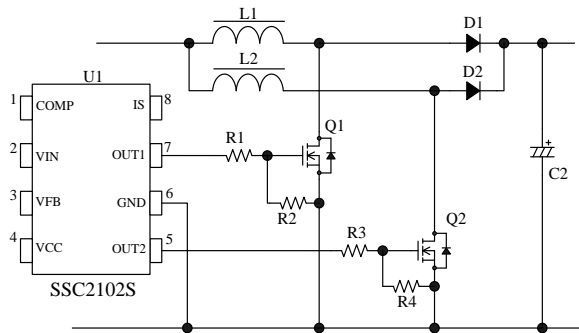


図 8-12 OUT1、OUT2 端子周辺回路

8.6 過電流保護機能 (OCP)

図 8-13 に IS 端子の周辺回路を示します。本 IC の過電流検出機能は、L1 と L2 のインダクタ電流を電流検出抵抗 R_{CS} で検出し、 R_{CS} の両端電圧 V_{RCS} を IS 端子に入力します。

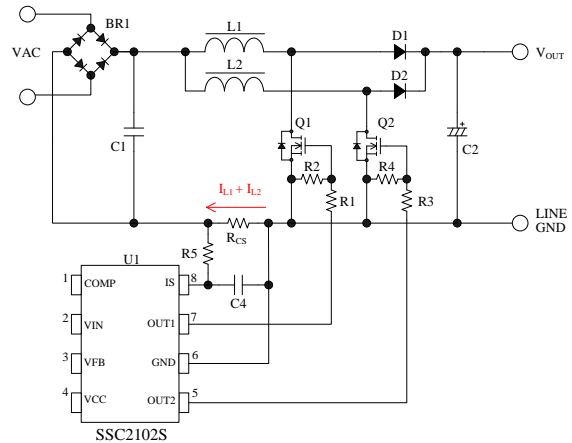


図 8-13 IS 端子周辺回路

OCP には、 $V_{IS(OCPL)}$ と $V_{IS(OCPH)}$ の 2 段階のしきい電圧があります。それぞれのしきい電圧における OCP 動作を以下に示します。

- IS 端子過電流保護しきい電圧(Low): $V_{IS(OCPL)}$
L1 と L2 のインダクタ電流が増加し、IS 端子電圧が $V_{IS(OCPL)} = -0.42 V$ になると、パルス・バイ・パルスで出力を Low にし、外付けのパワーMOSFET をターンオフします。このとき、OUT1 端子、OUT2 端子の出力 V_{OUT1} 、 V_{OUT2} の状態によって制御が異なります。

1) 図 8-14 のように、 V_{OUT1} 、 V_{OUT2} のどちらか片方が High の場合は、High になっている端子の出力を Low にします。

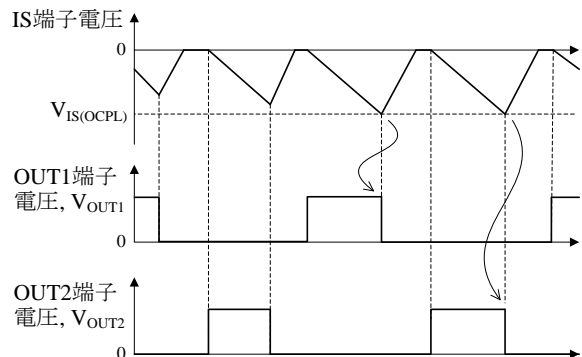


図 8-14 $V_{IS(OCPL)}$ による OCP 動作 (V_{OUT1} 、 V_{OUT2} のどちらかが High の場合)

2) 図 8-15 のように V_{OUT1} 、 V_{OUT2} が両方 High の場合は、先に High になっていた端子の出力のみを Low にします。

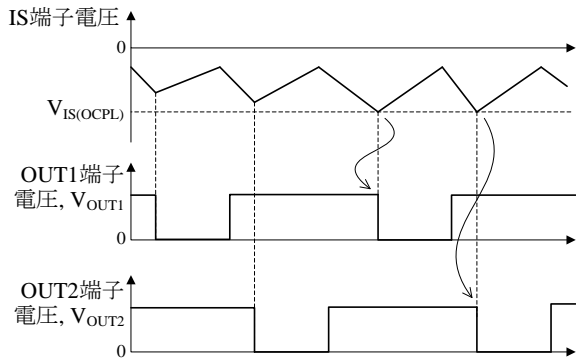


図 8-15 $V_{IS(OCPL)}$ による OCP 動作 (V_{OUT1} 、 V_{OUT2} 両方が High の場合)

• IS 端子過電流保護しきい電圧(High): $V_{IS(OCPH)}$

この保護は、インダクタの短絡やインダクタの飽和などのアブノーマル時に動作します。アブノーマル時に $L1$ や $L2$ のインダクタ電流が急激に増加し、IS 端子電圧が $V_{IS(OCPH)} = -0.55 V$ になると、図 8-16 のようにパルス・バイ・パルスで V_{OUT1} 、 V_{OUT2} 両方を Low にします。

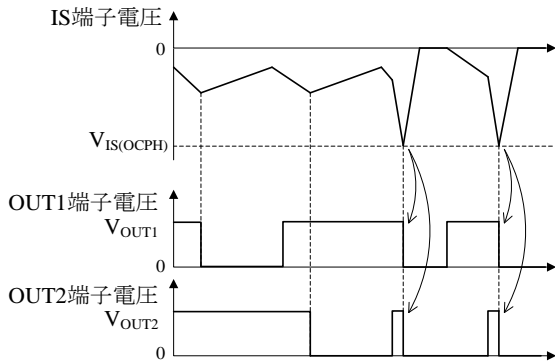


図 8-16 $V_{IS(OCPH)}$ による OCP 動作

8.7 過電圧保護(OVP)機能

図 8-17 に VFB 端子周辺回路、図 8-18 に OVP 動作波形を示します。

出力電圧の過電圧は VFB 端子で検出します。VFB 端子には、ソフト過電圧機能のしきい電圧 $V_{FB(SOVP)}$ と OVP 機能のしきい電圧 $V_{FB(OVP)}$ の 2 段階のしきい電圧があります。それぞれのしきい電圧における動作を以下に示します。

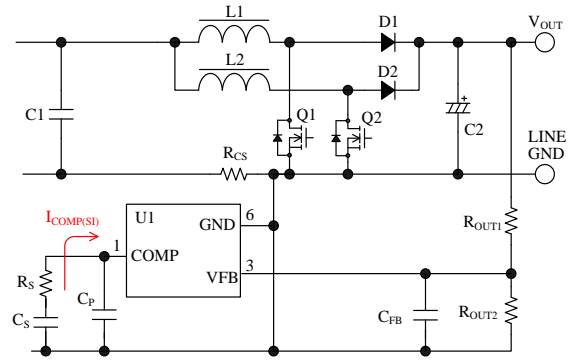


図 8-17 VFB 端子周辺回路

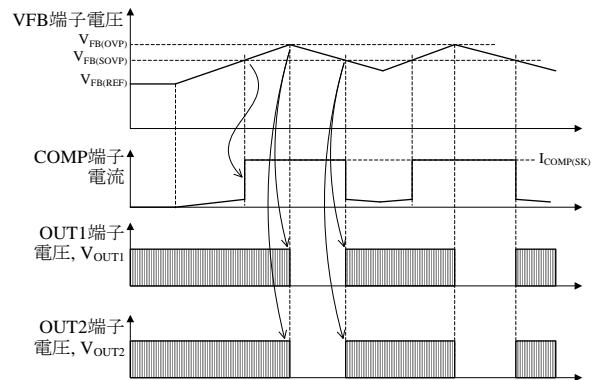


図 8-18 OVP 動作波形

• ソフト過電圧保護(SOVP)

出力電圧が上昇し、VFB 端子が VFB 端子出力ソフト過電圧保護しきい電圧 $V_{FB(SOVP)} = 3.68 V$ 以上になると、SOVP 機能が動作し COMP 端子に接続するコンデンサを保護動作時シンク電流 $I_{COMP(SI)} = 100 \mu A$ で放電します。これにより COMP 端子電圧を低下させ出力電圧の上昇を抑制します。
 $V_{FB(SOVP)}$ は、出力設定電圧の約 105 %に相当します。VFB 端子電圧は出力電圧に比例するため、SOVP 動作時の出力電圧 $V_{OUT(SOVP)}$ は次式で概算できます。

$$V_{OUT(SOVP)} = \frac{V_{OUT}}{V_{FB(REF)}} \times V_{FB(SOVP)} \quad (V) \quad (8-3)$$

ここで、

- V_{OUT} : 定常動作時の出力電圧
- $V_{FB(REF)}$: エラーアンプ基準電圧 3.5 V

• 過電圧保護(OVP)

SOVP 動作後も出力電圧が上昇し、VFB 端子電圧が VFB 端子出力過電圧保護しきい電圧 $V_{FB(OVP)} = 3.72 V$ 以上になると、OVP が動作し、OUT1 端子と OUT2 端子の出力を Low にします。VFB 端子電圧が $V_{FB(SOVP)}$ 以下になると、OVP 機能、

および SOVP 機能を解除してスイッチング動作を再開します。 $V_{FB(OVP)}$ は、出力設定電圧の約 106% に相当します。OVP 動作時の出力電圧 $V_{OUT(OVP)}$ は、次式で概算できます。

$$V_{OUT(OVP)} = \frac{V_{OUT}}{V_{FB(REF)}} \times V_{FB(OVP)} \quad (V) \quad (8-4)$$

ここで、

- V_{OUT} : 定常動作時の出力電圧
- $V_{FB(REF)}$: エラーアンプ基準電圧 3.5 V

8.8 出力オープンループ検出(OLD)機能

図 8-19 に VFB 端子周辺回路を示します。OLD 機能は、出力電圧検出抵抗 R_{OUT1} が開放(オープン)した場合に動作します。定常動作状態から R_{OUT1} が開放すると、VFB 端子電圧が低下します。VFB 端子電圧が VFB 端子出力オープンループ停止電圧 $V_{FB(OLDL)} = 0.50 V$ 以下になると、IC は発振を停止します。異常の要因を取り除き、VFB 端子電圧が VFB 端子出力オープンループ復帰電圧 $V_{FB(OLDH)} = 0.70 V$ 以上になると、スイッチング動作を再開します。

$V_{FB(OLDH)}$ は、設定出力電圧の約 20% に相当します。

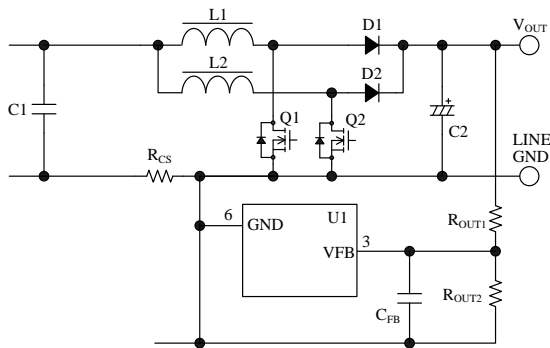


図 8-19 VFB 端子周辺回路

8.9 端子解放保護(OPP)機能

VFB 端子、IS 端子、VIN 端子の端子開放(オープン)時の保護として、端子開放保護機能を内蔵しています。これらの端子は、IC 内部でプルアップ電流源に接続しており、端子の開放時には、各端子電圧が内部の電源電圧まで上昇します。各端子が開放した際の保護動作は以下の通りです。

- VFB 端子開放時: VFB 端子電圧が上昇すると、OVP 機能が動作し、OUT1 端子、OUT2 端子の出力を Low にします。
- IS 端子開放時: IS 端子電圧が上昇し、IS 端子電圧

が IS 端子過電流保護しきい電圧の絶対値に達すると、OCP 機能が動作し、OUT1 端子、OUT2 端子の出力を Low にします。

- VIN 端子開放時: VIN 端子電圧が上昇すると、IC の動作を制限、または停止します。

8.10 低入力電圧保護(UVP)機能

入力電圧は、VIN 端子で検出します。UVP は入力電圧の瞬断などにより、入力電圧が低下した際に動作します。図 8-20 に入力電圧の瞬断時の動作波形を示します。入力電圧が低下して、VIN 端子電圧が VIN 端子保護電圧 $V_{IN(P)} = 0.3 V$ 以下になり、その状態を IC 内部で固定した VIN 端子保護動作検出時間 $t_{VIN} = 14 ms$ 以上継続すると、HSR 機能(8.4 項参照)が無効になり、COMP 端子に接続されたコンデンサを $I_{COMP(SI)}$ で放電します。これにより、COMP 端子電圧はゼロ電圧近くまで低下します。その後、入力電圧が増加して VIN 端子電圧が $V_{IN(P)}$ を超えると、ソフトスタート機能が動作し、徐々に電力が増加します。これにより、部品ストレスを軽減します。

本機能により、瞬断復帰時の過電流を抑制して、出力電圧のスムーズな立ち上げが可能です。

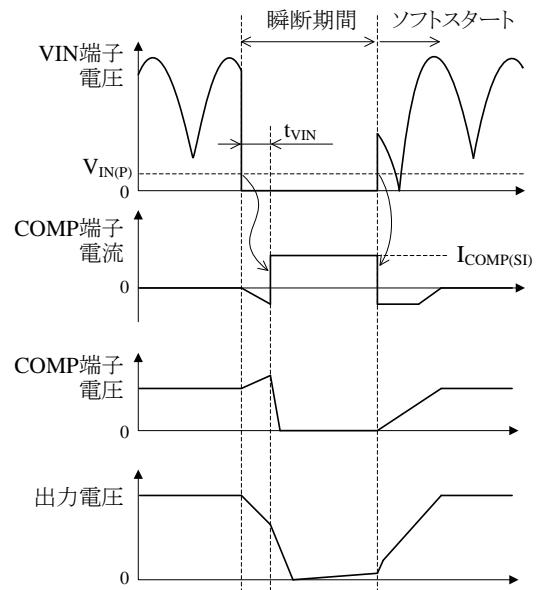


図 8-20 入力電圧の瞬断時の動作波形

8.11 過熱保護機能(TSD)

IC の制御部の温度が熱保護動作開始温度 $T_{jTSDH} = 150 \text{ }^\circ\text{C (min.)}$ に達すると、IC はスイッチング動作を停止します。その後、制御部の温度が低下して熱保護動作停止温度 $T_{jTSDL} = 140 \text{ }^\circ\text{C (min.)}$ に低下になると、スイッチング動作を再開します。

9. パラメータの設計

- 本項の説明では、以下の略号を使用します
 - P_O : 1 相当りの PFC 出力電力 (W)
 - η : PFC 効率
 - t_{ON} : オン時間(s)
 - $V_{INRMS(MIN)}$: 入力電圧実効値の下限値 (V)
 - $V_{INRMS(MAX)}$: 入力電圧実効値の上限値 (V)
 - V_{OUT} : PFC 出力電圧 (V)
 - I_{INRMS} : 入力電流実効値 (A)

- 回路部品の図記号は、図 9-1 に示すとおりです

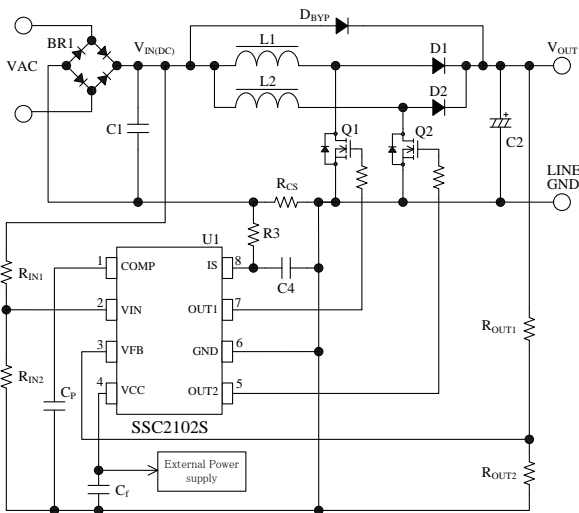


図 9-1 IC 周辺回路

9.1 インダクタの設計

インダクタは以下の(1)~(6)の手順で設計をします。

(1) 出力電圧 V_{OUT} の設定

まず、出力電圧 V_{OUT} を設定します。昇圧コンバータは、入力電圧 < 出力電圧です。一般的に出力電圧 V_{OUT} の設定電圧は、次式のように、最大商用入力電圧の波高値より 10 V 程度高く設定します。

$$V_{OUT} \geq \sqrt{2} \times V_{INRMS(MAX)} + 10 \text{ (V)} \quad (9-1)$$

(2) インダクタの最大ピーク電流の算出 (1 相あたり)

インダクタに流れる電流の波形は三角波です。各インダクタに流れる最大ピーク電流 $I_{LPEAK(MAX)}$ は、以下の手順で求めます。

• 最大入力電力の算出

最大入力電力 $P_{IN(MAX)}$ は次式で算出します。

$$P_{IN(MAX)} = \frac{K_{OM} \times K_{LM} \times P_O}{\eta} \text{ (W)} \quad (9-2)$$

ここで、

- K_{OM} : 出力電力のマージン係数
- K_{LM} : インダクタの飽和マージン係数
- η : PFC 効率

K_{OM} 、 K_{LM} の値は一般的に 1.2~1.3 程度です。 η は、パワー MOSFET の $R_{DS(ON)}$ 、整流ダイオードの V_F に依存しますが、通常 0.90~0.97 程度です。

• インダクタ最大ピーク電流の算出

1 相当りのインダクタ最大ピーク電流 $I_{LPEAK(MAX)}$ は、上記の結果を用いて次式で算出します。

$$I_{LPEAK(MAX)} = \frac{2\sqrt{2} \times P_{IN(MAX)}}{V_{INRMS(MIN)}} \text{ (A)} \quad (9-3)$$

(3) 最大 ON 時間の算出

オン時間とオフ時間は、VIN 端子電圧、FB 端子電圧、COMP 端子電圧により、IC 内部で設定されます。最大オン時間は、以下の手順で算出します。

• VIN 端子電圧 V_{IN} の算出

VIN 端子電圧 V_{IN} 、整流後の電圧を $V_{IN(DC)}$ とすると $V_{IN(DC)}$ と入力電圧の検出抵抗 R_{IN1} 、 R_{IN2} の関係は次式になります。

$$\frac{R_{IN1} + R_{IN2}}{R_{IN2}} = \frac{V_{IN(DC)}}{V_{IN}} \quad (9-4)$$

また、出力電圧 V_{OUT} と出力電圧の検出抵抗 R_{OUT1} 、 R_{OUT2} の関係は次式になります。

$$\frac{R_{OUT1} + R_{OUT2}}{R_{OUT2}} = \frac{V_{OUT}}{V_{FB(REF)}} \quad (9-5)$$

入力電圧の検出抵抗 R_{IN1} 、 R_{IN2} の定数は、出力電圧の検出抵抗 R_{OUT1} 、 R_{OUT2} と同一定数に設定するため、式(9-4)と式(9-5)より V_{IN} は次式になります。

$$\frac{V_{IN(DC)}}{V_{IN}} = \frac{V_{OUT}}{V_{FB(REF)}} \\ \Rightarrow V_{IN} = \frac{V_{IN(DC)} \times V_{FB(REF)}}{V_{OUT}} \text{ (V)}$$

また、オン時間が最大になるのは、電源入力電圧が下限のときなので、そのときの V_{IN} は次式で算出できます。

$$V_{IN} = \frac{\sqrt{2} \times V_{INRMS(MIN)} \times V_{FB(REF)}}{V_{OUT}} \quad (V) \quad (9-6)$$

● 最大オン時間

最大オン時間は V_{IN} 端子の電圧に依存します。式(9-6)で求めた V_{IN} 端子電圧 V_{IN} と図 8-10(8.3 項)より、最大オン時間を求めます。

(4) 1 相あたりのインダクタンス値 L の算出

1 相あたりの最大インダクタンス値 L_{MAX} は、前項(2)、(3)の結果を用い次式で算出できます。

$$L_{MAX} = \frac{\sqrt{2} \times V_{INRMS(MIN)} \times t_{ONMAX(VIN)}}{I_{LPEAK(MAX)}} \quad (H) \quad (9-7)$$

(5) インダクタの巻数の算出

インダクタの巻数 N は、前項(2)、(4)の結果を用い次式で算出できます。

$$N = \frac{I_{LPEAK(MAX)} \times L_{MAX}}{Ae \times \Delta B_{MAX}} \quad (\text{turns}) \quad (9-8)$$

ここで、

Ae : インダクタコアの有効断面積 (m^2)

ΔB_{MAX} : 最大磁束密度 (T)

<インダクタの設計例>

以下にインダクタの設計例を示します。想定する電源仕様は以下の通りです。

$$V_{INRMS(MIN)} = 85 \text{ V}$$

$$V_{INRMS(MAX)} = 265 \text{ V}$$

1 相当あたりの出力電力: $P_O = 150 \text{ W}$

(インターリーブ出力電力合計 = 300 W)

(1) V_{OUT} の設定

$$\begin{aligned} V_{OUT} &\geq \sqrt{2} \times V_{INRMS(MAX)} + 10 \\ &\geq \sqrt{2} \times 265 + 10 \approx 385 \text{ (V)} \end{aligned}$$

これより、 $V_{OUT} = 390 \text{ V(DC)}$ に設定

(2) $I_{LPEAK(MAX)}$ の算出

$K_{OM} = 1.2$ 、 $K_{LM} = 1.2$ 、 $\eta = 0.92$ 、 $V_{INRMS(MIN)} = 85 \text{ V}$ の場合、1 相あたりの最大入力電力 $P_{IN(MAX)}$ は、

$$\begin{aligned} P_{IN(MAX)} &= \frac{K_{OM} \times K_{LM} \times P_O}{\eta} \\ &= \frac{1.2 \times 1.2 \times 150}{0.92} \approx 235 \text{ (W)} \end{aligned}$$

これより、1 相あたりのインダクタ最大ピーク電流 $I_{LPEAK(MAX)}$ は、

$$\begin{aligned} I_{LPEAK(MAX)} &= \frac{2\sqrt{2} \times P_{IN(MAX)}}{V_{INRMS(MIN)}} \\ &= \frac{2\sqrt{2} \times 235}{85} \approx 7.8 \text{ (A)} \end{aligned}$$

(3) $t_{ONMAX(VIN)}$ の算出

$V_{FB(REF)} = 3.5 \text{ V(typ.)}$ なので、前項(1)の結果より

$$\begin{aligned} V_{IN} &= \frac{\sqrt{2} \times V_{INRMS(MIN)} \times V_{FB(REF)}}{V_{OUT}} \\ &= \frac{\sqrt{2} \times 85 \times 3.5}{390} = 1.08 \text{ (V)} \end{aligned}$$

図 8-10 より、 $V_{IN} = 1.08 \text{ V}$ のときの $t_{ONMAX(VIN)}$ は、約 $18.6 \mu\text{s}$ 。

(4) 前項(2)、(3)の結果より、

$$\begin{aligned} L_{MAX} &= \frac{\sqrt{2} \times V_{INRMS(MIN)} \times t_{ONMAX(VIN)}}{I_{LPEAK(MAX)}} \\ &= \frac{\sqrt{2} \times 85 \times 18.6 \times 10^{-6}}{7.8} \\ &\approx 286 \times 10^{-6} \text{ (H)} \end{aligned}$$

(5) $Ae = 102 \text{ mm}^2$ 、 $\Delta B_{MAX} = 0.25 \text{ T}$ とした場合、前項(2)、(4)の結果より

$$\begin{aligned} N &= \frac{I_{LPEAK(MAX)} \times L_{MAX}}{Ae \times \Delta B_{MAX}} \\ &= \frac{7.8 \times 286 \times 10^{-6}}{102 \times 10^{-6} \times 0.25} \\ &\approx 87 \text{ (turns)} \end{aligned}$$

9.2 過電流検出抵抗 R_{CS} の設定

過電流の検出は、検出抵抗 R_{CS} で行います。 R_{CS} は各相のインダクタの合成電流を検出します。

合成電流のピーク値は、最大オンデューティー $D_{ON(MAX)}$ により変化します。そこで、 $D_{ON(MAX)}$ からインダクタ電流の係数 K_R を求め、合成インダクタ電流 I_{LCMP} を算出します。この結果から R_{CS} を算出します。

(1) 最大オンデューティー $D_{ON(MAX)}$ の算出

$D_{ON(MAX)}$ は 9.1 項(1)で設定した出力電圧 V_{OUT} を用い、次式で算出します。

$$D_{ON(MAX)} = \frac{V_{OUT} - \sqrt{2} \times V_{INRMS(MIN)}}{V_{OUT}} \quad (9-9)$$

(2) インダクタ電流係数 K_R の算出

前項(1)の結果より、

- $D_{ON(MAX)} \geq 0.5$ の場合

$$K_R = 1 + \frac{D_{ON(MAX)} - 0.5}{D_{ON(MAX)}} \quad (9-10)$$

- $D_{ON(MAX)} < 0.5$ の場合

$$K_R = 1 + \frac{0.5 - D_{ON(MAX)}}{1 - D_{ON(MAX)}} \quad (9-11)$$

(3) 合成インダクタ電流 $I_{LCMP(MAX)}$ の算出

$I_{LCMP(MAX)}$ は前項(2)の結果を用い、次式で算出できます。

$$I_{LCMP(MAX)} = K_R \times \frac{2\sqrt{2} \times K_{OM} \times P_O}{\eta \times V_{INRMS(MIN)}} \quad (A) \quad (9-12)$$

ここで、

K_{OM} : 出力電力のマージン係数

P_O : 1 相あたりの出力電力 (W)

η : PFC 効率

K_{OM} の値は一般的に 1.2~1.3 程度です。 η は、パワーMOSFET の $R_{DS(ON)}$ 、整流ダイオードの V_F に依存しますが、通常 0.90~0.97 程度です。

(4) 過電流検出抵抗 R_{CS} の算出

R_{CS} の抵抗値は、前項(3)の結果を用い、次式で算出できます。

$$R_{CS} = \frac{|V_{IS(OCPL)}|}{I_{LCMP(MAX)}} \quad (\Omega) \quad (9-13)$$

ここで、

$V_{IS(OCPL)}$: IS 端子過電流保護(Low)しきい電圧
- 0.42 V(typ.)

< R_{CS} の設計例 >

以下に R_{CS} の設計例を示します。想定する電源仕様は以下の通りです。

$V_{INRMS(MIN)} = 85$ V

$V_{INRMS(MAX)} = 265$ V

1 相当りの出力電力: $P_O = 150$ W

(インターリーブ出力電力合計= 300 W)

出力電圧: $V_{OUT} = 390$ V

(1) $D_{ON(MAX)}$ の算出

$$D_{ON(MAX)} = \frac{V_{OUT} - \sqrt{2} \times V_{INRMS(MIN)}}{V_{OUT}}$$

$$= \frac{390 - \sqrt{2} \times 85}{390} \approx 0.69$$

(2) K_R の算出

$D_{ON(MAX)} \geq 0.5$ なので、式(9-10)、前項(1)の結果より

$$K_R = 1 + \frac{D_{ON(MAX)} - 0.5}{D_{ON(MAX)}} \\ = 1 + \frac{0.69 - 0.5}{0.69} \approx 1.28$$

(3) $I_{LCMP(MAX)}$ の算出

$$I_{LCMP(MAX)} = K_R \times \frac{2\sqrt{2} \times K_{OM} \times P_O}{\eta \times V_{INRMS(MIN)}} \\ = 1.28 \times \frac{2\sqrt{2} \times 1.2 \times 150}{0.92 \times 85} \approx 8.3(A)$$

(4) R_{CS} の算出

(3)の結果より、 R_{CS} の抵抗値は

$$R_{CS} = \frac{|V_{IS(OCPL)}|}{I_{LCMP(MAX)}} \\ = \frac{|-0.42|}{8.3} \approx 0.05(\Omega)$$

10. 設計上の注意点

10.1 外付け部品

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

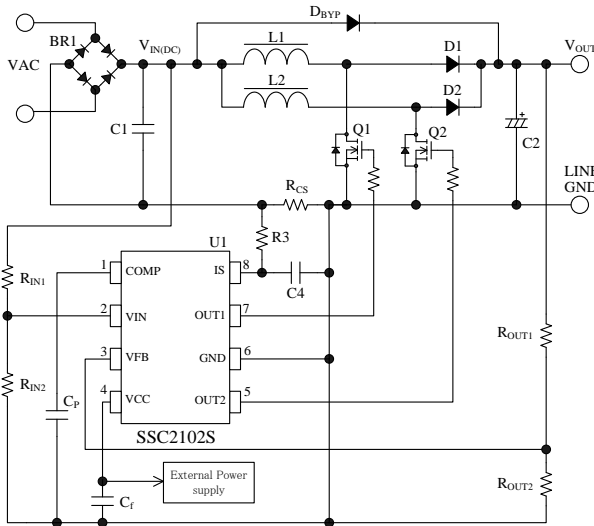


図 10-1 IC 周辺回路

- 高圧が印加する高抵抗 R_{IN1} 、 R_{OUT1}**
 R_{IN1} 、 R_{OUT1} は、高圧の DC 電圧が印加する高抵抗のため、電食を考慮した抵抗を選択したり、直列に抵抗を追加して、個々の印加電圧を下げたりするなどの配慮をします。
- 電流検出抵抗 R_{CS} 、**
 R_{CS} 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が小さく、かつ許容損失を満足するものを使用します。
- ブーストダイオード $D1$ 、 $D2$**
 ブーストダイオードのピーク逆電圧 V_{RSM} は、出力電圧 V_{OUT} に対し十分に余裕があるものを選定します。また、ノイズ、損失低減のため、逆回復時間 t_{rr} の短い超高速ダイオードを推奨します。弊社ラインアップについては弊社営業へお問合せください。
- バイパスダイオード D_{BYVP}**
 突入電流などの過大電流に対し、ブーストダイオード D_{FW} を保護するバイパス用ダイオードです。サージ電流耐量の高いダイオードを推奨します。弊社ラインアップについては弊社営業へお問合せください。

- 出力側コンデンサ $C2$**
 出力の平滑コンデンサは、リップル電流・電圧・温度上昇に対し、適宜マージンを設けます。また、スイッチング電源用の許容リップル電流が高い、低インピーダンスタイプを使用します。
- インダクタ $L1$ 、 $L2$**
 インダクタは銅損・鉄損による温度上昇や磁気飽和に対し、適宜マージンを設けます。

10.2 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。

また、GND ラインは輻射ノイズに大きな影響を与えるため、極力太く、短く配線します。

さらに、以下に示す内容を配慮したパターン設計が必要です。

図 10-2 に IC 周辺回路の接続例を示します。

- 主回路パターン**
 スwitching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。
- GND 端子周り**
 制御系 GND パターンに主回路の大電流が流れると、IC の動作に影響を与える可能性があります。制御系の GND は専用パターンにし、 R_{CS} のできるだけ近くに配線します(図 10-2 の A 点)。
- 電流検出用抵抗 R_{CS} 周り**
 R_{CS} は、MOSFET のソースと IS 端子の近くに配置します。IS 端子の周辺部品への配線は、専用パターンで R_{CS} の根元から接続します。主回路系と制御系のグラウンドは R_{CS} 近傍で接続します。
- IC 周辺部品**
 IC に接続する制御系の部品は IC の近くに配置し、最短で各端子に接続します。
- ゲート抵抗 $R2$ 、 $R4$**
 ゲート抵抗は $R2$ 、 $R4$ は、 $Q1$ 、 $Q2$ それぞれの MOSFET のゲート端子とソース端子の近くに接続します。

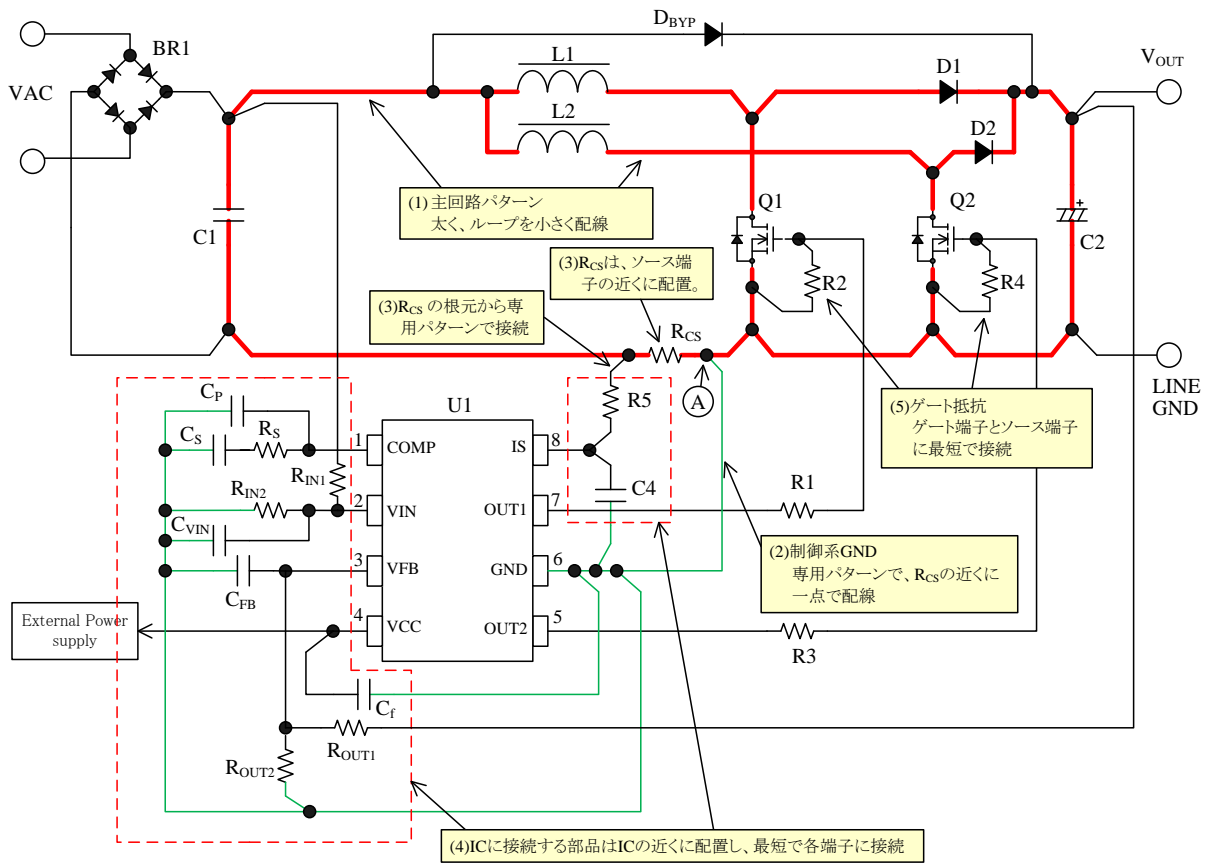


図 10-2 IC 周辺回路の接続例

使用上の注意

弊社の製品を使用、またはこれを使用した各種装置を設計する場合、定格値に対するディレーティングをどの程度行うかにより、信頼性に大きく影響します。ディレーティングとは信頼性を確保または向上するため、各定格値から負荷を軽減した動作範囲を設定したり、サージやノイズなどについて考慮したりすることです。ディレーティングを行う要素には、一般的に電圧、電流、電力などの電氣的ストレス、周囲温度、湿度などの環境ストレス、半導体製品の自己発熱による熱ストレスがあります。これらのストレスは、瞬間的の数値、あるいは最大値、最小値についても考慮する必要があります。

なお、パワーデバイスやパワーデバイス内蔵 IC は、自己発熱が大きく接合部温度のディレーティングの程度が、信頼性を大きく変える要素となるので十分に配慮してください。

保管環境、特性検査上の取り扱い方法によっては信頼度を損なう要因となるので、注意事項に留意してください。

保管上の注意事項

- 保管環境は、常温（5～35℃）、常湿（40～75%）中が望ましく、高温多湿の場所、温度や湿度の変化が大きな場所を避けてください
- 腐食性ガスなどの有毒ガスが発生しない、塵埃の少ない場所で、直射日光を避けて保管してください
- 長期保管したものは、使用前にはんだ付け性やリードの錆などについて再点検してください

特性検査、取り扱い上の注意事項

受入検査などで特性検査を行う場合は、測定器からのサージ電圧の印加、端子間ショートや誤接続などに十分注意してください。また定格以上の測定は避けてください

はんだ付け方法

- はんだ付けをする場合は、下記条件以内で、できるだけ短時間で作業してください
 - ・ $260 \pm 5 \text{ }^\circ\text{C}$ 10 ± 1 s（フロー、2回）
 - ・ $380 \pm 10 \text{ }^\circ\text{C}$ 3.5 ± 0.5 s（はんだごて、1回）

静電気破壊防止のための取扱注意

- 製品を取り扱う場合は、人体アースを取ってください。人体アースはリストストラップなどを用い、感電防止のため、1MΩの抵抗を人体に近い所へ入れてください
- 製品を取り扱う作業台は、導電性のテーブルマットやフロアマットなどを敷き、アースを取ってください
- カーブトレーサーなどの測定器を使う場合、測定器もアースを取ってください
- はんだ付けをする場合、はんだごてやディップ槽のリーク電圧が、製品に印加するのを防ぐため、はんだごての先やディップ槽のアースを取ってください
- 製品を入れる容器は、弊社出荷時の容器を用いるか、導電性容器やアルミ箔などで、静電対策をしてください

注意書き

- 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確認してください
- 本書に記載している動作例、回路例および推奨例は、使用上の参考として示したもので、これらに起因する弊社もしくは第三者の工業所有権、知的所有権、生命権、身体権、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
- 弊社の合意がない限り、弊社は、本書に含まれる本製品(商品適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いません
- 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。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、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
- 本書に記載している製品は、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)に使用することを意図しております。高い信頼性を要求する装置(輸送機器とその制御装置、交通信号制御装置、防災・防火装置、各種安全装置など)への使用を検討、および一般電子機器であっても長寿命を要求する場合は、必ず弊社販売窓口へ相談してください。極めて高い信頼性を要求する装置(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、弊社の文書による合意がない限り使用しないでください
- 本書に記載している製品の使用にあたり、本書に記載している製品に他の製品・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検討の上行ってください
- 本書に記載している製品は耐放射線設計をしておりません
- 弊社物流網以外での輸送、製品落下などによるトラブルについて、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