

広入力電圧範囲、3A/3A 連続出力、デュアル出力非同期降圧レギュレータ

ISL85033

ISL85033は、デュアル回路構成の非同期降圧レギュレータで、チャンネルあたり 3A の電流を連続して出力できます。入力電圧範囲 4.5V ~ 28V で、さまざまなポイント・オブ・ロード・アプリケーションに適した高周波電源ソリューションです。

ISL85033 の PWM コントローラは、スイッチング用の内蔵 N チャンネル・パワー MOSFET を駆動し、出力電圧を生成するために外付けショットキー・ダイオードを必要とします。内蔵のパワースイッチは、最大 3A の出力電流に対しても優れた熱特性を発揮できるように最適化されています。PWM レギュレータのスイッチング周波数は 300kHz ~ 2MHz に設定または同期可能で、デフォルトは 500kHz です。ISL85033 は、ピーク電流モード制御を採用しているため柔軟に部品を選択でき、基板サイズの小型化が図れます。IC は、過電流保護、アンダーボルテージ・ロックアウト (UVLO)、サーマル・プロテクションを備えています。

ISL85033 は、小型の 4mm x 4mm 鉛フリー TQFN パッケージで供給されます。

関連ドキュメント

- [AN1574](#) 「ISL85033DUALEVAL1Z Wide VIN Dual Standard Buck Regulator With 3A/3A Output Current」を参照してください。

特長

- 広い入力電圧範囲 : 4.5V ~ 28V
- 最大 3A の連続出力電流、調整可能な出力電圧
- 電流モード制御
- 300kHz ~ 2MHz に設定可能なスイッチング周波数
- チャンネルごとに独立したパワーグッド検出
- 同相または逆相に設定可能な PWM スwitching動作
- チャンネル独立、シーケンシャル、レシオメトリック、アブソリュートのいずれかを選択できる出力トラッキング機能
- 2ms のソフトスタート回路内蔵
- 過電流 / 短絡保護、サーマル・プロテクション、アンダーボルテージ・ロックアウト (UVLO)
- ブート時のアンダーボルテージ検出
- 鉛フリー (RoHS 準拠)

アプリケーション

- 汎用ポイント・オブ・ロード (POL) DC/DC 電力変換回路
- セットトップ・ボックス
- FPGA や STB の電源
- DVD ドライブやハードディスク・ドライブ
- LCD パネルやテレビの電源
- ケーブル・モデム

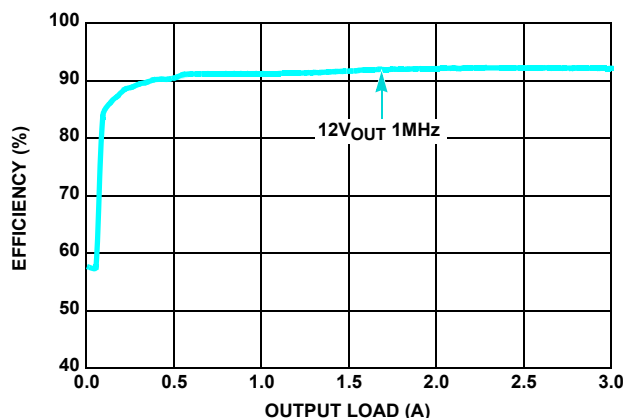
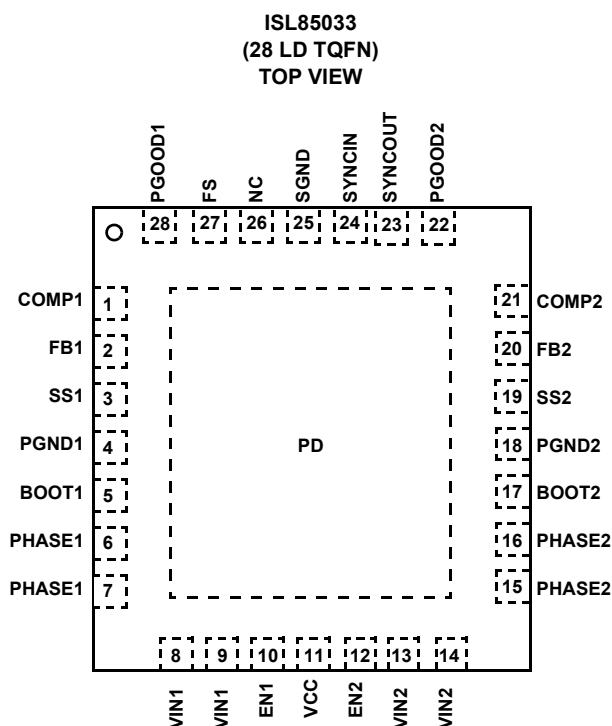


図 1. 効率 vs 負荷電流、 $V_{IN} = 28V$ 、 $T_A = +25^{\circ}C$

ピン配置



ピンの説明

ピン番号	ピン名称	ピンの説明
1, 21	COMP1, COMP2	COMP1/COMP2 はエラーアンプの出力です。
2, 20	FB1, FB2	フィードバック入力ピン。FB は電圧ループ・エラーアンプへの負の入力です。COMP はエラーアンプの出力です。出力電圧は、FB に接続された外付け抵抗分圧回路によって設定されます。また、PWM レギュレータのパワーグッドおよびアンダーボルテージ保護回路では、FB1/2 を使用してレギュレータの出力電圧をモニタリングします。
3, 19	SS1, SS2	各コントローラのソフトスタート・ピン。SS1/2 ピンは、各コントローラ出力のソフトスタートとシーケンスを制御します。SS ピンとグラウンドの間のコンデンサで出力の傾きが決まります。ソフトスタートおよび出力トラッキング/シーケンスの詳細は、16 ページの「出力トラッキングとシーケンス」を参照してください。SS ピンを VCC に接続すると、2ms の内蔵ソフトスタート設定が使用されます。C _{SS} の最大値は 50nF。
4, 18	PGND1, PGND2	電源グラウンド接続。システムのグラウンド層に直接接続してください。
5, 17	BOOT1, BOOT2	パワー MOSFET ゲートドライバ用のフローティング・ブートストラップ・ピン。ブートストラップ・コンデンサは、内蔵 N チャンネル MOSFET をターンオンするのに必要な充電を行います。このピンと PHASE の間に外付けコンデンサを接続してください。
6, 7, 15, 16	PHASE1, PHASE2	スイッチ・ノード出力。内蔵パワー MOSFET のソースに接続されており、外付け出力インダクタおよび外付けダイオードのカソードをこのピンに接続します。
8, 9, 13, 14	VIN1, VIN2	PWM レギュレータのパワー段用および IC にバイアス電圧を供給する内蔵リニア・レギュレータ用の入力電源。デカップリング用に 10 μ F 以上のセラミック・コンデンサを IC の近くに配置し、各 VIN と GND の間に接続してください。
10, 12	EN1, EN2	PWM コントローラのイネーブル入力。このピンをグラウンドにプルダウンすると、PWM コントローラはオフになります。このピンの電圧が 2V を上回ると、PWM コントローラはイネーブルになります。EN1、EN2 ピンが外部信号によって駆動される場合、EN1、EN2 のオフ時間の最小値は、 $EN_T_off (\mu s) = 10\mu s \cdot C_{SS} / 2.2nF$ ここで、C _{SS} はソフトスタート・ピンの外付けコンデンサ (nF)。ISL85033 には EN1、EN2 外部信号に対するデバウンス回路はありません。
11	VCC	内蔵の 5V リニアレギュレータの出力。4.7 μ F 以上のセラミック・コンデンサで PGND に対してデカップリングしてください。このピンは ISL85033 の内部バイアス用だけに使用されます (10mA を超える電流には対応していません)。
23	SYNCOUT	同期出力。SYNCIN 信号と逆の信号を出力します。

ピンの説明 (続き)

ピン番号	ピン名称	ピンの説明
24	SYNCIN	300kHz ~ 2MHz の同期用外部信号に接続します (立ち下がりエッジ・トリガ)。SYNCIN ピンを開放のままにしないでください。 SYNCIN = Low のとき、PHASE1 と PHASE2 は逆相で動作します。 SYNCIN = High のとき、PHASE1 と PHASE2 は同相で動作します。 SYNCIN ピンに外部クロックを接続したとき、PHASE1 と PHASE2 は逆相で動作します。 SYNCIN ピンに印加する外部 SYNC 周波数は、内部スイッチング周波数の 2.4 倍以上にする必要があります。
25	SGND	シグナル・グラウンド接続。エキスポーズド・パッドはシグナル・グラウンドに接続し、プリント基板にハンダ付けしてください。すべての電圧レベルが、このピンを基準に測定されています。
26	NC	このピンは未使用ピンです。
27	FS	スイッチング周波数設定ピン。スイッチング周波数を 500kHz に設定するには、VCC に接続してください。スイッチング周波数を 300kHz ~ 2MHz に設定するには、グラウンドとの間に抵抗を接続してください。
22, 28	PGOOD1, PGOOD2	オープン・ドレイン出力のパワーグッド信号です。出力電圧がレギュレーション・リミットより低いときとソフトスタート期間中は Low になります。プルアップ抵抗 5MΩ を内蔵しています。
-	PD	エキスポーズド・パッドはシステムのグラウンド層に接続してください。適切な電気特性と放熱性能を得るために、パッドにできるだけ多くのビアを設けてください。

アプリケーション回路例

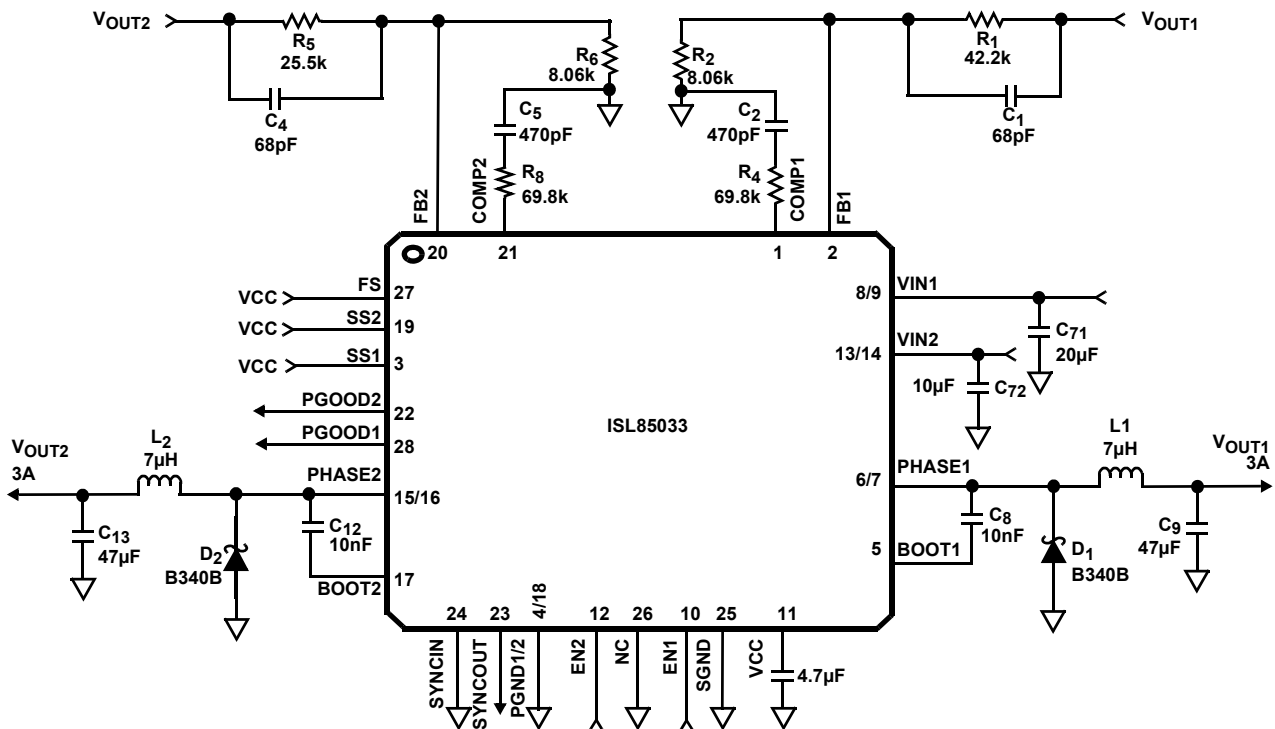


図 2. 3A デュアル出力 (VIN: 4.5V ~ 28V)

アプリケーション回路例 (続き)

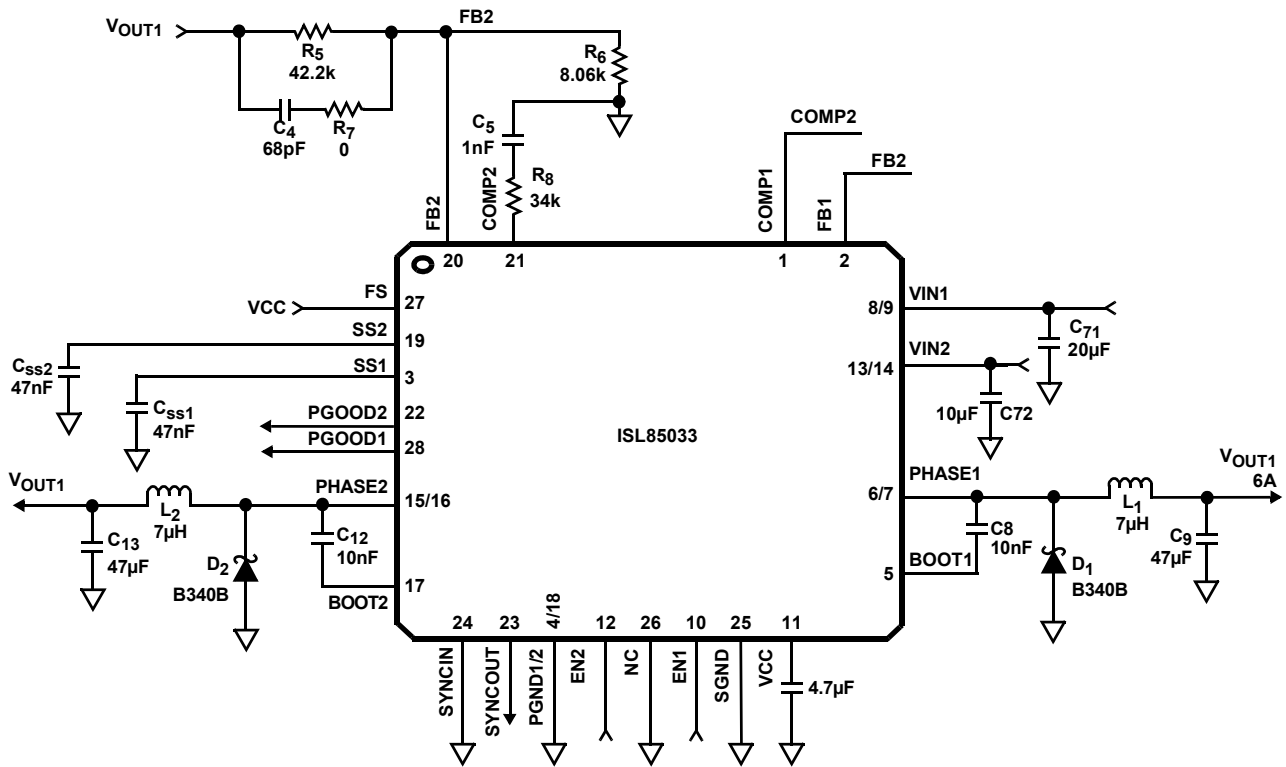
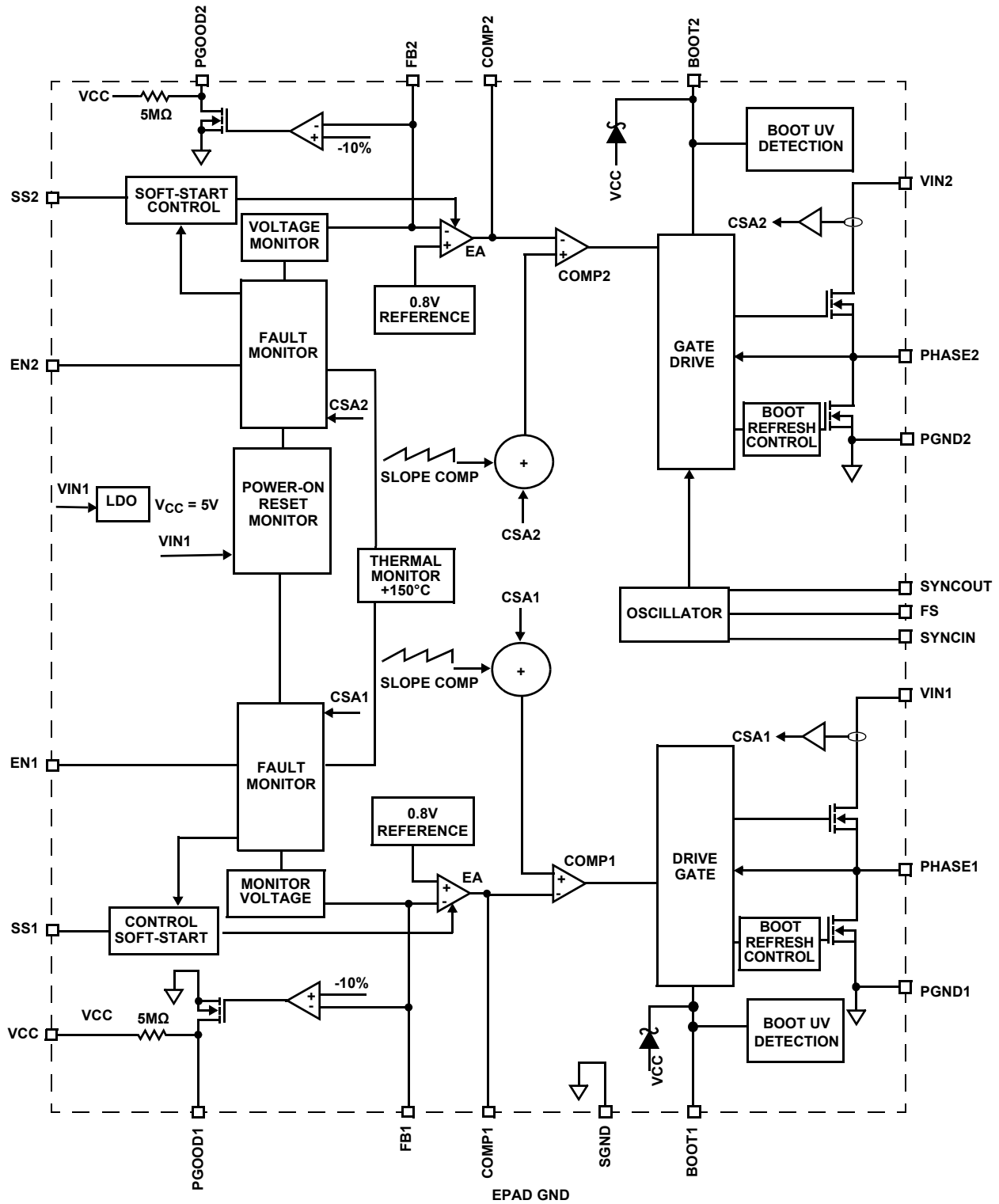


図 3. カレントシエアによる 6A 単一出力 (V_{IN} : 4.5V ~ 28V)

機能ブロック図



注文情報

製品型番 (Note 1、2、3)	製品 マーキング	温度範囲 (°C)	パッケージ (鉛フリー)	パッケージ DWG.#
ISL85033IRTZ	850 33IRTZ	-40 ~ +85	28 Ld TQFN	L28.4x4

NOTE :

1. テープ&リールは製品型番の末尾に「-T*」を付加してください。リールの詳細仕様についてはテクニカル・ブリーフ「Tape and Reel Specification for Integrated Circuit (TB347)」を参照してください。
2. これら鉛フリーのプラスチック・パッケージ製品には、専用の鉛フリー素材、モールド素材、ダイ・アタッチ素材を採用するとともに、端子には亜鉛 100%の梨地メッキとアニーリングを実施しています (RoHS 指令に準拠するとともに SnPb ハンダ付け作業と鉛フリー・ハンダ付け作業とも互換性のある e3 端子仕上げ)。インターシルの鉛フリー製品は鉛フリー・ピークリフロー温度で MSL 分類に対応し、この仕様は IPC/JEDEC J STD-020 の鉛フリー要件と同等か上回るものです。
3. 吸湿性レベル (MSL) については [ISL85033](#) のデバイス情報ページを参照してください。MSL の詳細についてはテクニカル・ブリーフ「Guidelines for Handling and Processing Moisture Sensitive Surface Mount Devices (SMDs) (TB363)」を参照してください。

目次

絶対最大定格	8
温度情報	8
推奨動作条件	8
電気的特性	8
詳細説明	16
動作の初期化	16
パワーオン・リセットとアンダーボルテージ・ロックアウト	16
イネーブルとディスエーブル	16
パワーグッド	16
出力電圧の設定	16
出カトラッキングとシーケンス	16
保護機能	17
降圧レギュレータの過電流保護	17
サーマル・プロテクション	18
ブートストラップ・アンダーボルテージ保護	18
アプリケーション・ガイドライン	18
動作周波数	18
外部同期制御	18
出カインダクタの選択	18
降圧レギュレータの出力コンデンサの選択	18
カレントシェアの構成	19
入力コンデンサの選択	19
ループ補償の設計	19
補償の理論的検討	20
PWM コンパレータ・ゲイン Fm	20
電力段の伝達関数	20
ダイオードの選択	21
電力ディレーティング特性	22
レイアウトに関する考慮事項	22
改訂履歴	24
製品	25
パッケージ寸法図	26

絶対最大定格

VIN1/2 (GND 基準)	-0.3V ~ +30V
PHASE1/2 (GND 基準)	-7V (<10ns) / -0.3V (DC) ~ +33V
BOOT1/2 ~ PHASE1/2	-0.3V ~ +5.9V
FS (GND 基準)	-0.3V ~ +5.9V
SYNCIN (GND 基準)	-0.3V ~ +5.9V
FB1/2 (GND 基準)	-0.3V ~ +2.95V
EN1/2 (GND 基準)	-0.3V ~ +5.9V
PGOOD1/2 (GND 基準)	-0.3V ~ +5.9V
COMP1/2 (GND 基準)	-0.3V ~ +5.9V
VCC、GND 間短絡最大時間	1s
SYNCOUT (GND 基準)	-0.3V ~ +5.9V
SS1/2 (GND 基準)	-0.3V ~ +5.9V

ESD 定格

人体モデル (JESD22-A114 に従ってテスト済み)	3kV
デバイス帯電モデル (JESD22-C101E に従ってテスト済み)	2.2kV
機械モデル (JESD22-A115 に従ってテスト済み)	300V
ラッチアップ定格 (JESD-78A; Class 2, Level A に従ってテスト済み)	100mA

注意：過度に長い時間にわたって最大定格点または最大定格付近で動作させないでください。そのような動作条件を課すと製品の信頼性に影響が及ぶ恐れがあるとともに、保証の対象とはならない可能性があります。

NOTE :

- 0_{JA} は、部品を放熱効率の高い「ダイレクト・アタッチ」機能対応の試験基板に実装した状態で、自由大気中で測定した値です。詳細はテクニカル・ブリーフ [TB379](#) を参照してください。
- 0_{JC} の測定における「ケース温度」位置は、パッケージ下面のエキスポーズド金属パッドの中心です。

電気的特性 特記のない限り、T_A = -40°C ~ +85°C、V_{IN} = 4.5V ~ 28V。代表値は T_A = +25°C における値です。
太字のリミット値は動作温度範囲 -40 °C ~ +85 °C に対して適用されます。

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN (Note 8)	TYP	MAX (Note 8)	UNITS
SUPPLY VOLTAGE						
V _{IN} Voltage Range	V _{IN}		4.5		28	V
V _{IN} Quiescent Supply Current	I _Q			1.2	2.2	mA
V _{IN} Shutdown Supply Current	I _{SD}	EN1/2 = 0V		20	45	μA
V _{CC} Voltage	V _{CC}	V _{IN} = 12V; I _{OUT} = 0mA	4.5	5.1	5.6	V
POWER-ON RESET						
VIN POR Threshold		Rising Edge		3.9	4.4	V
		Falling Edge	3.2	3.7		V
OSCILLATOR						
Nominal Switching Frequency	F _{SW}	FS = VCC	420	500	580	kHz
		Resistor from FS to GND = 383kΩ		300		kHz
		Resistor from FS to GND = 40.2kΩ		2000		kHz
FS Voltage	V _{FS}	FS = 100kΩ	780	800	820	mV
Switching Frequency		SYNCIN = 600kHz		300		kHz
		1.2MHz ≤ SYNCIN ≤ 4MHz	600		2000	kHz
Minimum Off-Time	t _{OFF}			130		ns
ERROR AMPLIFIER						
Error Amplifier Transconductance Gain	g _m		125	205	285	μA/V
FB1, FB2 Leakage Current		VFB = 0.8V		10	100	nA
Current Sense Amplifier Gain	R _T		0.18	0.21	0.24	V/A
Reference Voltage			0.792	0.8	0.808	V
Soft-Start Ramp Time		SS1/2 = VDD	1.5	2.5	3.5	ms
Soft-Start Charging Current	I _{SS}		1.4	2	2.6	μA

温度情報

熱抵抗	θ _{JA} (°C/W)	θ _{JC} (°C/W)
QFN パッケージ (Note 4, 5)	38	3
ジャンクション最高温度 (プラスチック・パッケージ)	+150°C	
最大保存温度範囲	-65°C ~ +150°C	
周囲温度範囲	-40°C ~ +85°C	
ジャンクション温度範囲	-55°C ~ +150°C	
動作温度範囲	-40°C ~ +85°C	
鉛フリー・リフロープロファイル	以下の URL を参照 http://www.intersil.com/pbfree/Pb-FreeReflow.asp	

推奨動作条件

温度	-40 °C ~ +85 °C
電源電圧	4.5V ~ 28V

ISL85033

電気的特性 特記のない限り、 $T_A = -40^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$ 、 $V_{\text{IN}} = 4.5\text{V} \sim 28\text{V}$ 。代表値は $T_A = +25^{\circ}\text{C}$ における値です。
太字のリミット値は動作温度範囲 $-40^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$ に対して適用されます。(続き)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN (Note 8)	TYP	MAX (Note 8)	UNITS
POWER-GOOD						
PG1, PG2 Trip Level PG to PGOOD1, PGOOD2		Rise		91	94	%
		Fall	82.5	85.5		%
PG1, PG2 Propagation Delay		Percentage of the soft-start time		10		%
PG1, PG2 Low Voltage		ISINK = 3mA		100	300	mV
ENABLE INPUT						
EN1, EN2 Leakage Current		EN1/2 = 0V/5V	-1		1	μA
EN1, EN2 Input Threshold Voltage		Low Level			0.8	V
		Float Level	1.0		1.4	V
		High Level	2			V
SYNC INPUT/OUTPUT						
SYNCIN Input Threshold		Falling Edge	1.1	1.4		V
		Rising Edge		1.6	1.9	V
		Hysteresis		200		mV
SYNCIN Leakage Current		SYNCIN = 0V/5V		10	1000	nA
SYNCIN Pulse Width			100			ns
SYNCOUT Phase-shift to SYNCIN		Measured from rising edge to rising edge, if duty cycle is 50%		180		$^{\circ}$
SYNCOUT Frequency Range			600		4000	kHz
SYNCOUT Output Voltage High		ISYNCOUT = 3mA	$V_{\text{CC}} - 0.3$	$V_{\text{CC}} - 0.08$		V
SYNCOUT Output Voltage Low				0.08	0.3	V
FAULT PROTECTION						
Thermal Shutdown Temperature	T_{SD}	Rising Threshold		150		$^{\circ}\text{C}$
	T_{HYS}	Hysteresis		20		$^{\circ}\text{C}$
Overcurrent Protection Threshold		(Note 7)	4.1	5.1	6.1	A
OCP Blanking Time				60		ns
POWER MOSFET						
Highside	R_{HDS}	$I_{\text{PHASE}} = 100\text{mA}$		75	150	$\text{m}\Omega$
Internal BOOT1, BOOT2 Refresh Lowside	R_{LDS}	$I_{\text{PHASE}} = 100\text{mA}$		1		Ω
PHASE Leakage Current		EN1/2 = PHASE1/2 = 0V			300	nA
PHASE Rise Time	t_{RISE}	$V_{\text{IN}} = 25\text{V}$		10		ns

NOTE :

6. テスト条件: $V_{\text{IN}} = 28\text{V}$ 、FB は強制的にレギュレーション・ポイント (0.8V) を超過、スイッチングなし、パワー MOSFET ゲート充電電流は除外。
7. 電流検出アンプのゲインテストおよび電流検出アンプの出力テスト ($I_{\text{L}} = 0\text{A}$) に基づいて定められています。
8. 特記のない限り、MIN や MAX のリミット値が記載されたパラメータは、 $+25^{\circ}\text{C}$ で 100% テストされています。温度のリミット値は特性評価によって定められたものであり、製造時テストは行われていません。

代表的な性能特性 図2の回路を使用。特記のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $V_{OUT1} = 5V$ 、 $V_{OUT2} = 3.3V$ 、 $I_{OUT1} = 3A$ 、 $I_{OUT2} = 3A$ 、 $T_A = -40^{\circ}C \sim +85^{\circ}C$ 。代表値は $T_A = +25^{\circ}C$ における値です。

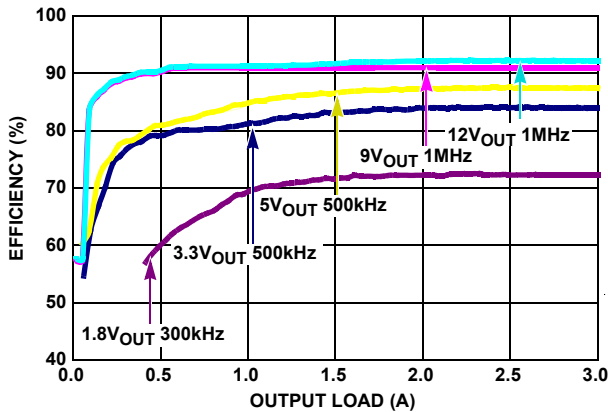


図4. 効率 vs 負荷電流、 $T_A = +25^{\circ}C$ 、 $V_{IN} = 28V$

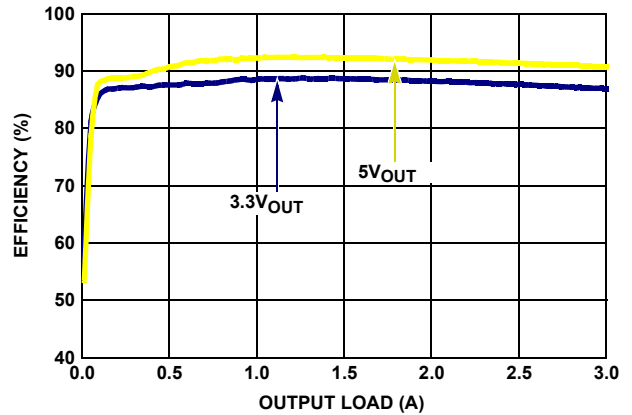


図5. 効率 vs 負荷電流、 $T_A = +25^{\circ}C$ 、 $F_{SW} = 500kHz$ 、 $V_{IN} = 12V$

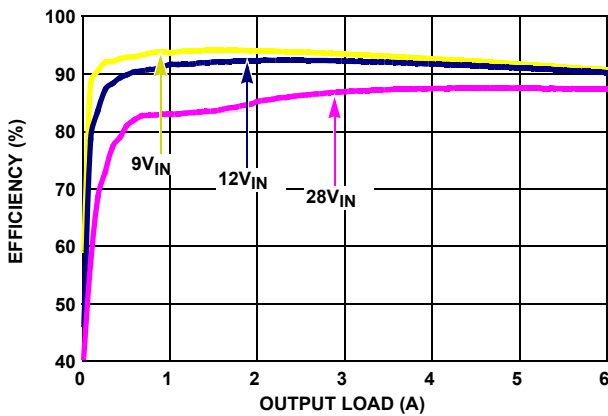


図6. 効率 vs 負荷電流、 $T_A = +25^{\circ}C$ 、カレントシェア、 $5V_{OUT}$ 、 $F_{SW} = 500kHz$

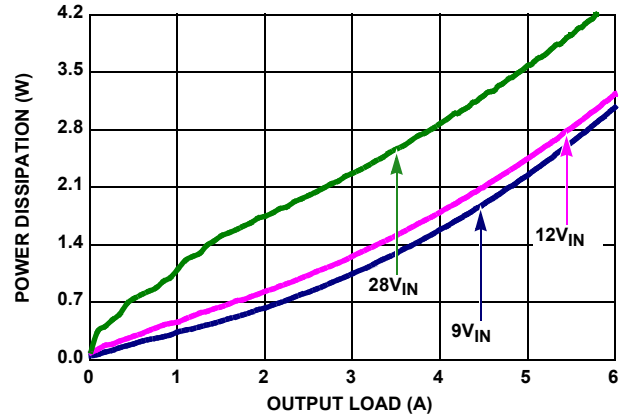


図7. 電力損失 vs 負荷電流、 $T_A = +25^{\circ}C$ 、カレントシェア、 $5V_{OUT}$ 、 $F_{SW} = 500kHz$

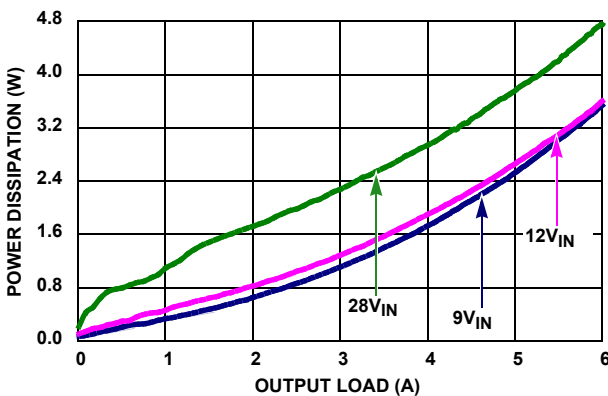


図8. 電力損失 vs 負荷電流、 $T_A = +85^{\circ}C$ 、カレントシェア、 $5V_{OUT}$ 、 $F_{SW} = 500kHz$

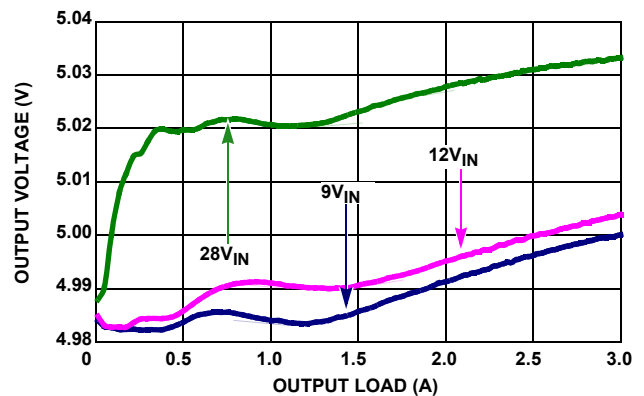


図9. V_{OUT} レギュレーション vs 負荷電流、チャンネル1、 $T_A = +25^{\circ}C$ 、 $5V_{OUT}$ 、 $F_{SW} = 500kHz$

代表的な性能特性 図2の回路を使用。特記のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $V_{OUT1} = 5V$ 、 $V_{OUT2} = 3.3V$ 、 $I_{OUT1} = 3A$ 、 $I_{OUT2} = 3A$ 、 $T_A = -40^{\circ}C \sim +85^{\circ}C$ 。代表値は $T_A = +25^{\circ}C$ における値です。(続き)

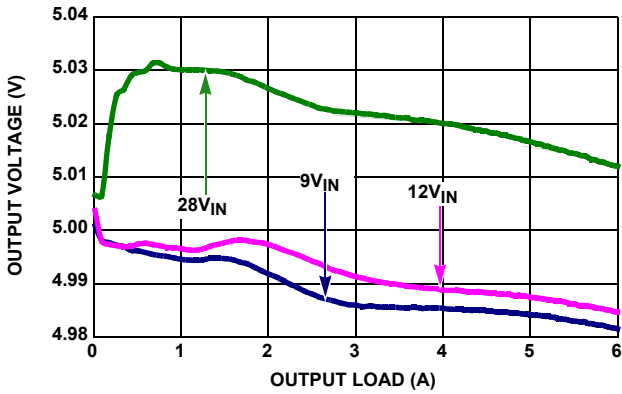


図 10. V_{OUT} レギュレーション vs 負荷電流、カレントシェア、 $T_A = +25^{\circ}C$ 、 $5V_{OUT}$ 、 $F_{SW} = 500kHz$

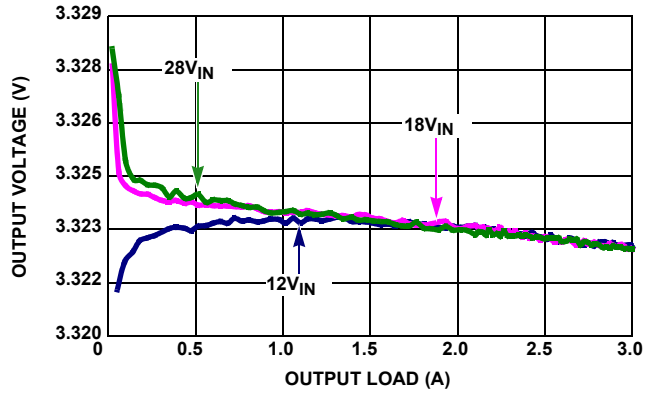


図 11. V_{OUT} レギュレーション vs 負荷電流、チャンネル2、 $T_A = +25^{\circ}C$ 、 $3.3V_{OUT}$ 、 $F_{SW} = 500kHz$

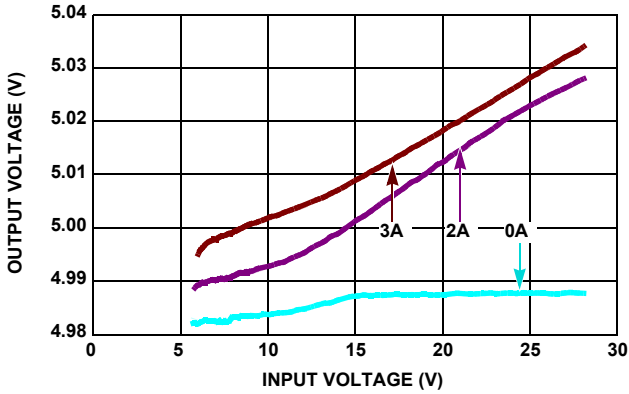


図 12. V_{OUT} レギュレーション vs V_{IN} 、チャンネル1、 $T_A = +25^{\circ}C$ 、 $5V_{OUT}$ 、 $F_{SW} = 500kHz$

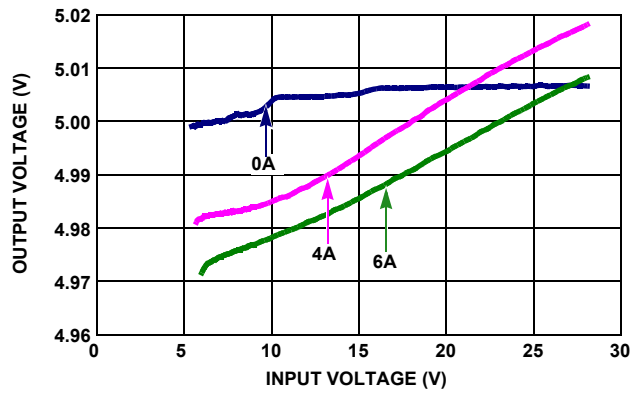


図 13. V_{OUT} レギュレーション vs V_{IN} 、カレントシェア、 $T_A = +25^{\circ}C$ 、 $5V_{OUT}$ 、 $F_{SW} = 500kHz$

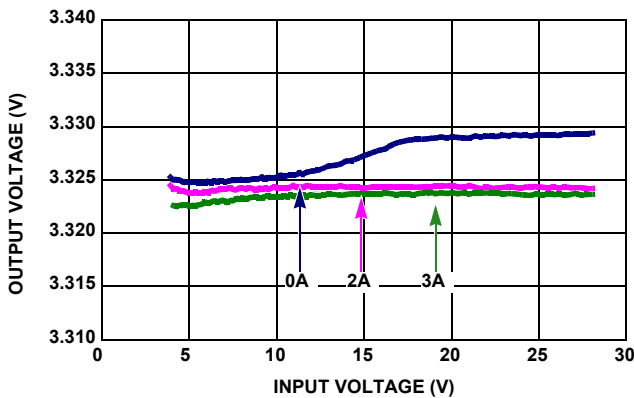


図 14. V_{OUT} レギュレーション vs V_{IN} 、チャンネル2、 $T_A = +25^{\circ}C$ 、 $3.3V_{OUT}$ 、 $F_{SW} = 500kHz$

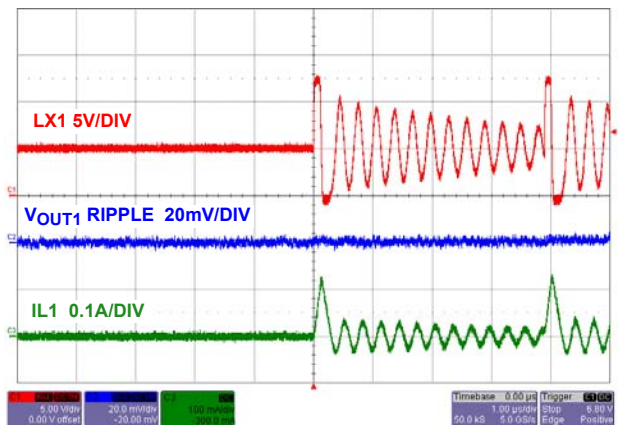


図 15. 無負荷時の定常状態動作、チャンネル1

代表的な性能特性 図2の回路を使用。特記のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $V_{OUT1} = 5V$ 、 $V_{OUT2} = 3.3V$ 、 $I_{OUT1} = 3A$ 、 $I_{OUT2} = 3A$ 、 $T_A = -40^{\circ}C \sim +85^{\circ}C$ 。代表値は $T_A = +25^{\circ}C$ における値です。(続き)

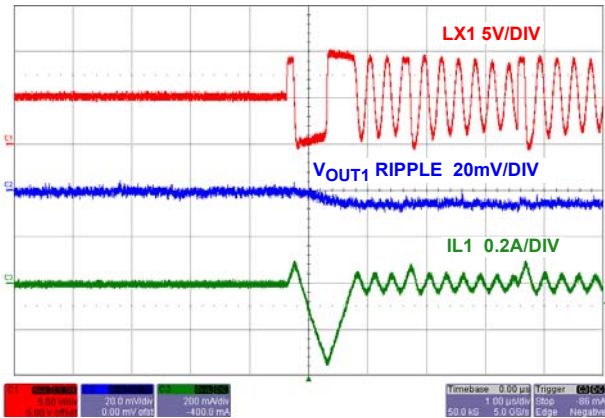


図 16. 無負荷時の定常状態動作、チャンネル 1 ($V_{IN} = 9V$)

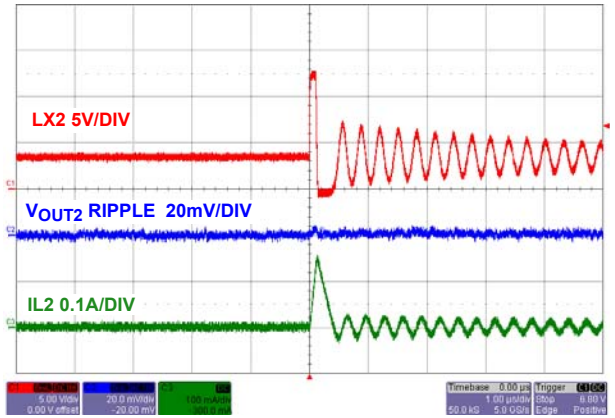


図 17. 無負荷時の定常状態動作、チャンネル 2

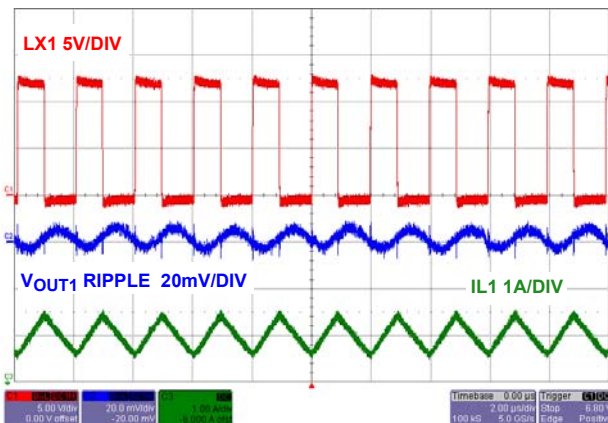


図 18. フル負荷時の定常状態動作、チャンネル 1

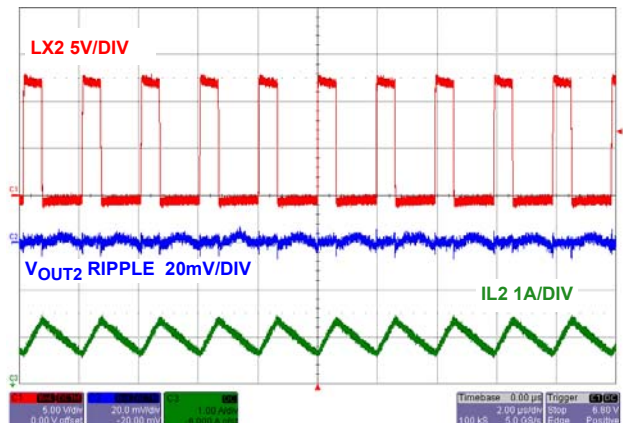


図 19. フル負荷時の定常状態動作、チャンネル 2

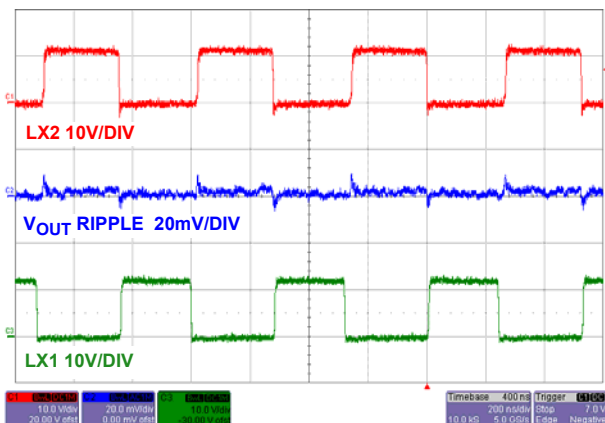


図 20. フル負荷時の定常状態動作、カレントシェア

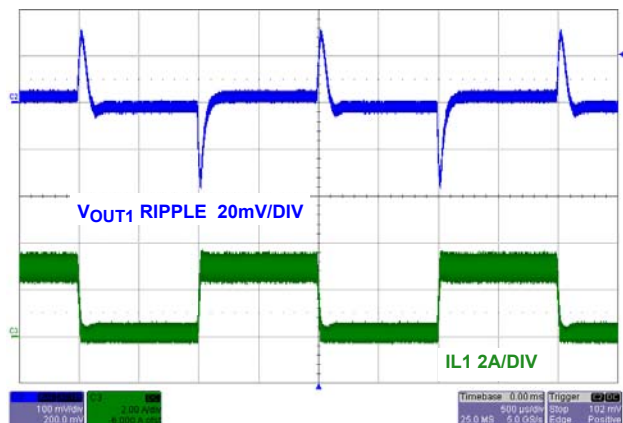


図 21. 負荷過渡特性、チャンネル 1

代表的な性能特性 図2の回路を使用。特記のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $V_{OUT1} = 5V$ 、 $V_{OUT2} = 3.3V$ 、 $I_{OUT1} = 3A$ 、 $I_{OUT2} = 3A$ 、 $T_A = -40^{\circ}C \sim +85^{\circ}C$ 。代表値は $T_A = +25^{\circ}C$ における値です。(続き)

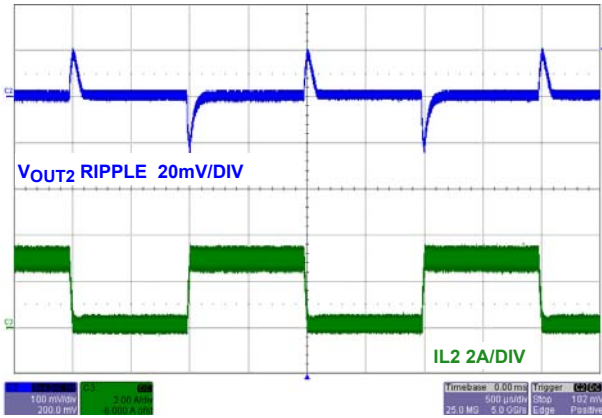


図 22. 負荷過渡特性、チャンネル 2

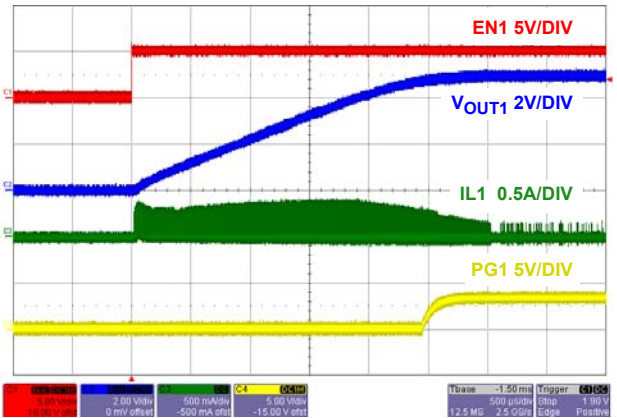


図 23. 無負荷時のソフトスタート、チャンネル 1

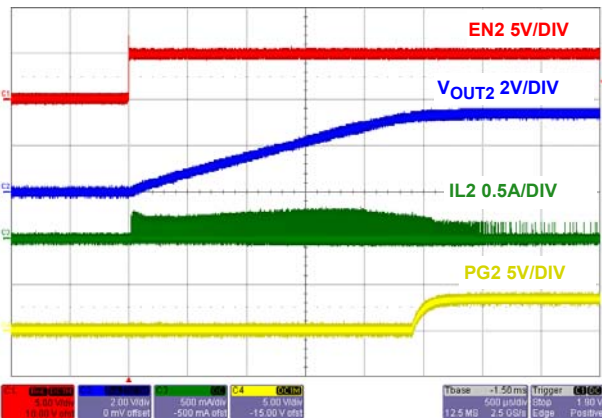


図 24. 無負荷時のソフトスタート、チャンネル 2

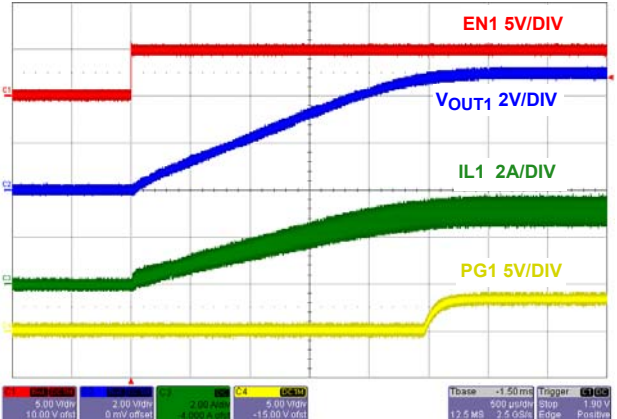


図 25. フル負荷時のソフトスタート、チャンネル 1

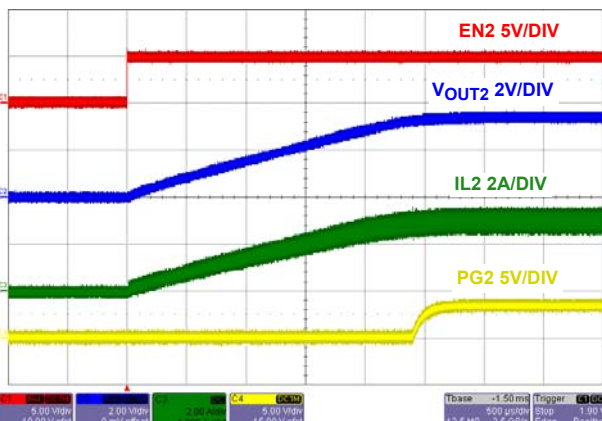


図 26. フル負荷時のソフトスタート、チャンネル 2

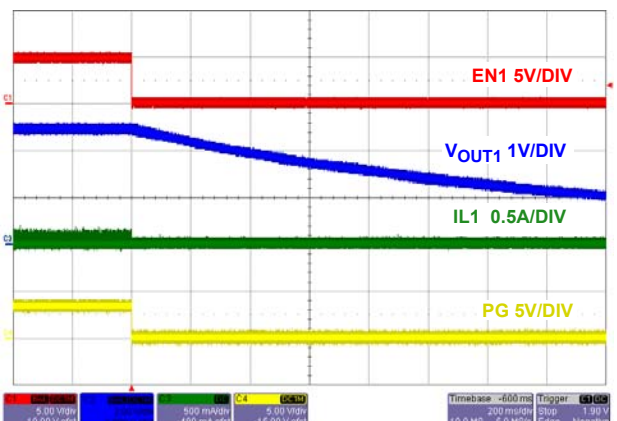


図 27. ソフト放電シャットダウン、チャンネル 1

代表的な性能特性 図2の回路を使用。特記のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $V_{OUT1} = 5V$ 、 $V_{OUT2} = 3.3V$ 、 $I_{OUT1} = 3A$ 、 $I_{OUT2} = 3A$ 、 $T_A = -40^{\circ}C \sim +85^{\circ}C$ 。代表値は $T_A = +25^{\circ}C$ における値です。(続き)

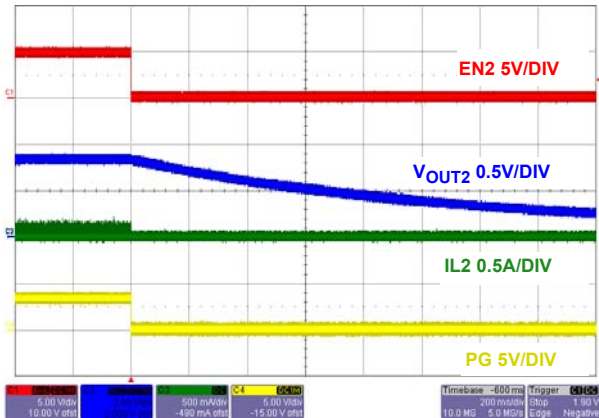


図 28. ソフト放電シャットダウン、チャンネル 2

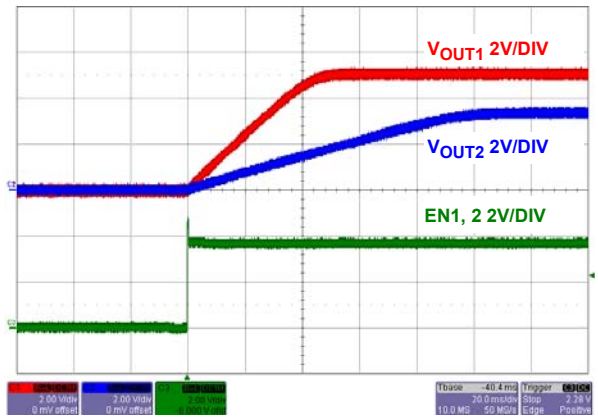


図 29. 無負荷時のチャンネル独立スタートアップ・シーケンス

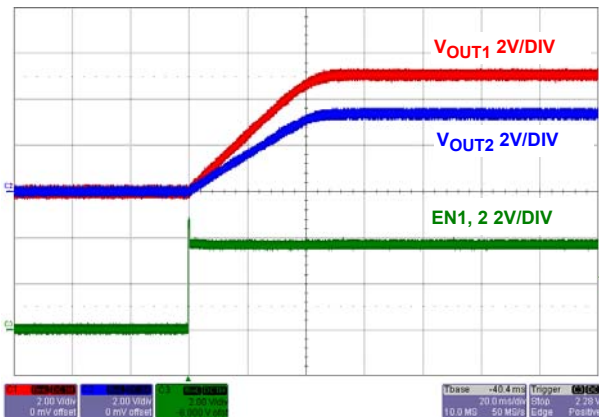


図 30. 無負荷時のレシオメトリック・スタートアップ・シーケンス

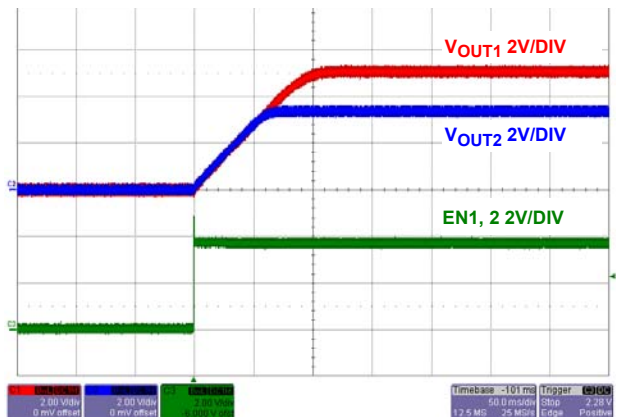


図 31. 無負荷時のアブソリュート・スタートアップ・シーケンス

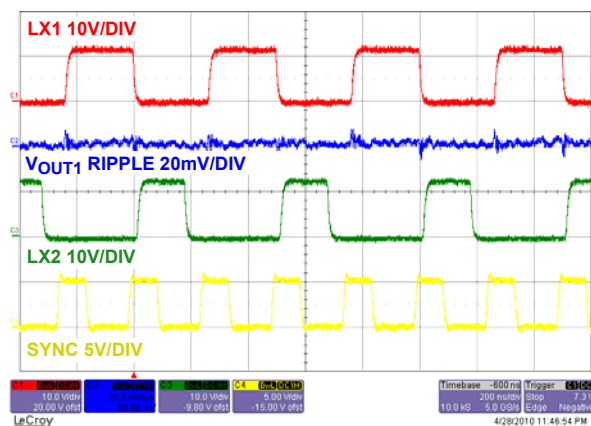


図 32. フル負荷時の定常状態動作、チャンネル 1 (SYNC 周波数 = 4MHz)

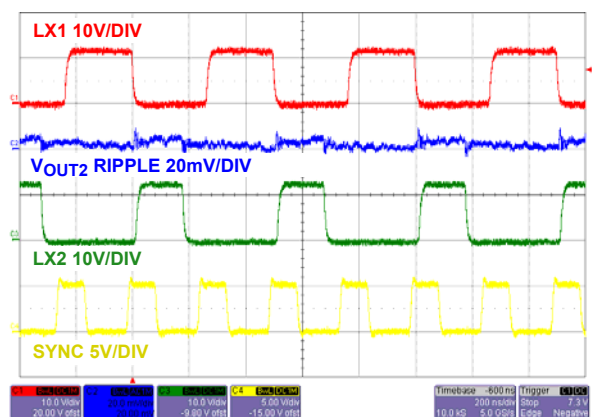


図 33. フル負荷時の定常状態動作、チャンネル 2 (SYNC 周波数 = 4MHz)

代表的な性能特性 図2の回路を使用。特記のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $V_{OUT1} = 5V$ 、 $V_{OUT2} = 3.3V$ 、 $I_{OUT1} = 3A$ 、 $I_{OUT2} = 3A$ 、 $T_A = -40^{\circ}C \sim +85^{\circ}C$ 。代表値は $T_A = +25^{\circ}C$ における値です。(続き)

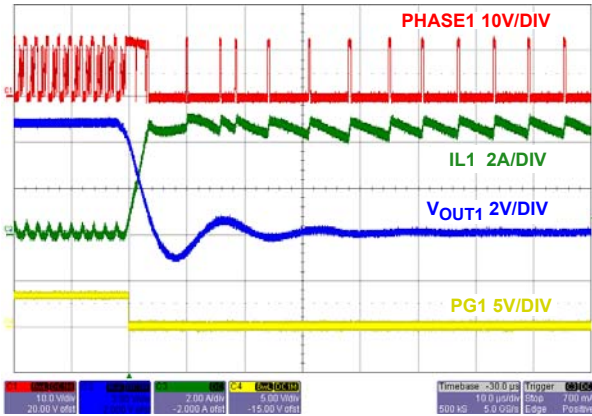


図 34. 出力短絡、チャンネル 1

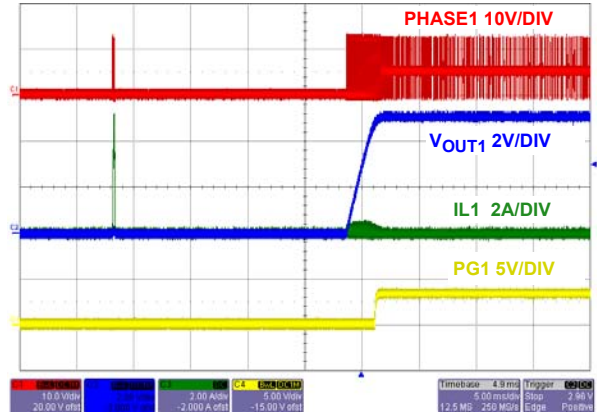


図 35. 出力短絡によるヒカップモード動作および復帰、チャンネル 1

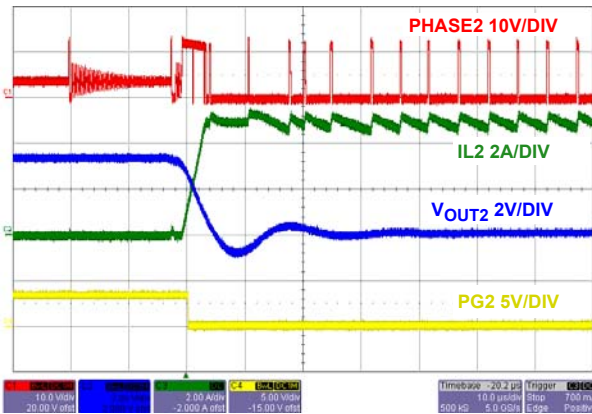


図 36. 出力短絡、チャンネル 2

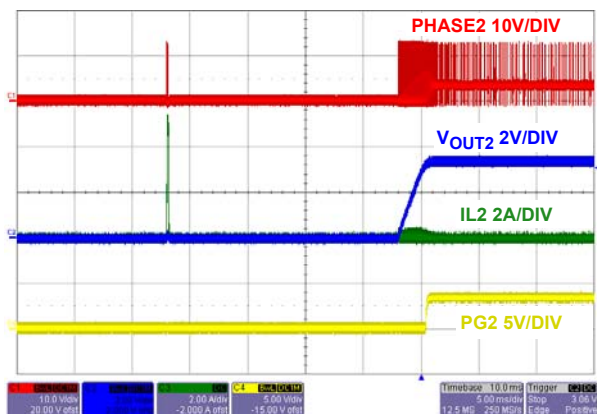


図 37. 出力短絡によるヒカップモード動作および復帰、チャンネル 2

詳細説明

ISL85033 は、非同期降圧 PWM コントローラと内蔵スイッチング MOSFET を組み合わせたものです。降圧コントローラは内蔵 N チャネル MOSFET を駆動し、外付けダイオードを利用して最大 3A の負荷電流を供給します。効率と性能の向上のため、標準的なダイオードよりもショットキー・ダイオードを推奨します。この非同期降圧レギュレータは、レギュレートされていない +4.5V ~ +28V の DC ソース (バッテリーなど) で動作します。コンバータの出力は、最低 0.8V までレギュレーション可能です。このような特長を備えた ISL85033 は、FPGA、セットトップ・ボックス、LCD パネル、DVD ドライブ、ワイヤレス・チップセットなどの電源アプリケーションに最適です。

ISL85033 は、ピーク電流モード制御ループを採用し、帰還ループ補償の簡素化と入力電圧変動の除去を行います。外部帰還ループ補償を採用しているため、出力フィルタ部品を柔軟に選択できます。このレギュレータはデフォルトでは 500kHz でスイッチングを行います。スイッチング周波数は、FS とグラウンドの間の抵抗で 300kHz ~ 2MHz に設定可能です。ISL85033 では、300kHz ~ 2MHz の外部信号に同期させることもできます。

動作の初期化

パワーオン・リセット回路とイネーブル入力によって、PWM レギュレータ出力の誤ったスタートアップを防止できます。すべての入力条件が満たされてから、コントローラがソフトスタートを実行し、出力電圧を設定レベルまで高めます。

パワーオン・リセットとアンダーボルテージ・ロックアウト

ISL85033 は、入力電源が投入されると自動的に初期化されます。このパワーオン・リセット (POR) 機能では、VIN1 電圧が継続的にモニタリングされます。POR スレッシュホールドを下回ると、コントローラは内蔵パワー MOSFET のスイッチングを抑制します。スレッシュホールドを上回ると、内蔵ソフトスタート回路が初期化されます。ソフトスタート中や動作中に VIN1 電源が立ち下がり POR スレッシュホールドより低下した場合は、入力電圧が回復するまで降圧レギュレータはディスエーブルになります。

イネーブルとディスエーブル

EN1、EN2 を Low にすると、IC はシャットダウン・モードに移行し、供給電流は 20μA (標準値) に低下します。シャットダウン・モードでは、内蔵パワーデバイスはずべてハイ・インピーダンス状態で維持されます。

EN ピンは、ISL85033 のコントローラをイネーブルにします。EN ピンの電圧がロジックの立ち上がりスレッシュホールドを超えると、コントローラは PWM レギュレータの 2ms ソフトスタート機能を初期化します。EN ピンの電圧が立ち下がりスレッシュホールドより低下した場合は、降圧レギュレータがシャットダウンされます。

EN1、EN2 ピンが外部信号によって駆動される場合、EN1、EN2 のオフ時間の最小値は、

$$EN_T_off (\mu s) = 10\mu s \cdot C_{SS} / 2.2nF \quad (式 1)$$

ここで、 C_{SS} はソフトスタート・ピンの外付けコンデンサ (nF)。ISL85033 には EN1、EN2 外部信号に対するデバウンス回路はありません。

パワーグッド

パワーグッド (PG) は、降圧レギュレータの出力電圧を FB ピンを介して継続的にモニタリングするウィンドウ・コンパレータのオープン・ドレイン出力です。EN が Low のときや、降圧レギュレータのソフトスタート期間中は、PG が Low に維持されます。ソフトスタート期間が終了すると、PG はハイ・インピーダンスになり、出力電圧 (FB ピンでモニタリング) が FB で設定された公称レギュレーション電圧の 90% を上回っている間はその状態が維持されます。 V_{OUT} が公称レギュレーション電圧を 10% 下回ると、PG が Low になります。フォルト状態発生時には、ソフトスタートの試行によってフォルト状態がクリアされるまで、PG が強制的に Low に維持されます。プルアップ抵抗 5MΩ を内蔵しています。

出力電圧の設定

レギュレータの出力電圧は、内部基準電圧に基づいて V_{OUT} を調整する外付け抵抗分圧回路を使用して容易に設定できます。調整された電圧は、エラーアンプの反転入力に印加されます (図 38 参照)。

出力電圧プログラム抵抗 R_2 は、帰還抵抗 R_3 に対して選択した値と、レギュレータの必要な出力電圧 V_{OUT} に依存します。 V_{OUT} と抵抗値の関係は式 2 に示します。 R_3 の値は通常、1kΩ ~ 10kΩ です。

$$R_2 = (V_{OUT} - 0.8) \cdot R_3 / 0.8 \quad (式 2)$$

必要な出力電圧 V が 0.8V の場合は、 R_3 は実装しないで、 R_2 を 0Ω にします。

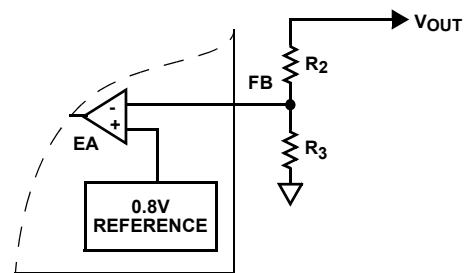


図 38. 外付け抵抗分圧回路

出力トラッキングとシーケンス

チャンネル間の出力トラッキングとシーケンスの設定は、SS1、SS2 ピンを使用して行われます。2.5V および 1.8V アプリケーションの出力トラッキング/シーケンスの設定例を図 39、図 40 および図 41 に示します。チャンネル独立ソフトスタートでは、回路は図 39、測定波形は図 29 のようになります。各チャンネルの出力のランプ時間 (t_{SS}) は、ソフトスタート・コンデンサ (C_{SS}) で設定します。

$$C_{SS}[\mu F] = 2.5 \cdot t_{SS}(s) \quad (式 3)$$

C_{SS} の最大値は 50nF です。

レシオメトリック・トラッキングは、各チャンネルに同じ値のソフトスタート・コンデンサを使用して、図 40 のように実現できます。測定波形は図 30 のようになります。

V_{OUT1} の出力電圧を V_{OUT2} と同じ比率の分圧抵抗で分圧し、SS2 ピンに接続することで、図 41 に示すアブソリュート・トラッキング設定を実現します。測定波形は図 31 のようになります。チャンネル 1 の出力が GND に短絡した場合、チャ

ネル 1 は過電流ヒカップモードに移行し、SS2 は VOUT1 と SS2 の間に追加した抵抗を介して Low になります。その結果、チャンネル 2 もヒカップモードに移行します。VOUT1 がレギュレーション状態にあるときにチャンネル2の出力がGNDに短絡した場合、チャンネル 2 は非常に短いヒカップ待機時間で過電流ヒカップモードに移行します。その理由は、VOUT1 はレギュレーション状態のままなので、SS2 が VOUT1 と SS2 の間に追加した抵抗を介して非常に短時間で High になるためです。

図 42 に出力シーケンスの説明図を示します。EN1 が High で EN2 が開放の場合、最初に OUT1 が立ち上がり、OUT2 は OUT1 がそのレギュレーション・ポイントの 90% を超過するまで上昇を開始しません。EN1 が開放で EN2 が High の場合、最初に OUT2 が立ち上がり、OUT1 は OUT2 がそのレギュレーション・ポイントの 90% を超過するまで上昇を開始しません。EN1、EN2 がともに High の場合、OUT1 と OUT2 は同時に立ち上がります。出力シーケンス説明図 42 の条件については、表 1 を参照してください。

表 1. 出力シーケンス

EN1	EN2	VOUT1	VOUT2	NOTE
High	Floating	First	After VOUT1 > 90%	
Floating	High	After VOUT2 > 90%	First	
High	High	Same time as VOUT2	Same time as VOUT1	
Floating	Floating			Not Allowed

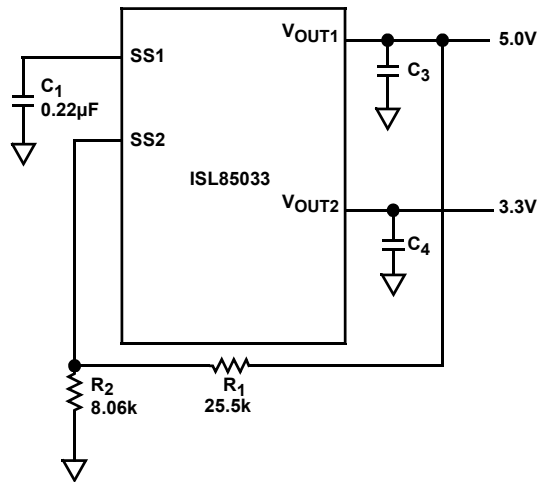


図 41. アブソリュート・スタートアップ

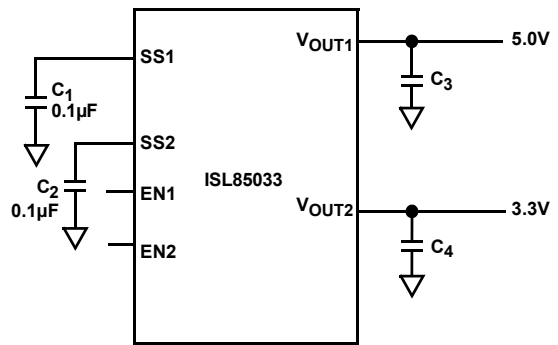


図 42. 出力シーケンス

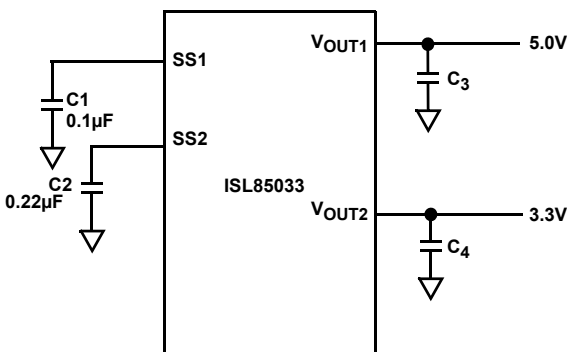


図 39. チャンネル独立スタートアップ

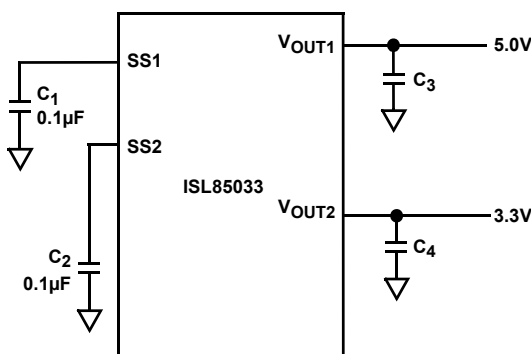


図 40. レシオメトリック・スタートアップ

保護機能

ISL85033 は、チップ上のすべてのパワーデバイスの電流を制限します。過電流保護は、2つの降圧レギュレータと内蔵の VCC 用 LDO の電流を制限します。

降圧レギュレータの過電流保護

PWM のオン時間中は、内蔵スイッチング MOSFET を流れる電流が内蔵パイロット・デバイスを通じてサンプリング測定され調整されます。サンプリングされた電流は、5A の公称過電流リミットと比較されます。サンプリングされた電流が過電流リミットの基準レベルを超えている場合は、内部過電流フォルト・カウンタが 1 に設定され、内部フラグがセットされます。内蔵パワー MOSFET は即座にオフになり、次のスイッチング・サイクルまでオンになりません。

保護回路は電流のモニタリングを続行し、上記のように内蔵 MOSFET をオフにします。過電流状態が 17 クロックサイクル連続すると、過電流フォルト・カウンタがオーバーフローして、過電流フォルト状態の発生を通知します。レギュレータはシャットダウンされ、パワーグッドが Low になります。

降圧コントローラは、8 ソフトスタート・サイクル待機した後で、過電流状態からの回復を試みます。内部過電流フラグとカウンタはリセットされます。通常のソフトスタート・サイクルが試行され、フォルト状態がクリアされていれば、通常動作が続行されます。ソフトスタート中に過電流フォル

ト・カウンタがオーバーフローした場合は、コンバータがシャットダウンされ、このヒカップモード動作が繰り返されます。

サーマル・プロテクション

サーマル・プロテクションは、ISL85033 のジャンクション最高温度を制限します。ジャンクション温度 (T_J) が $+150^{\circ}\text{C}$ を超えると、熱センサが信号をフォルト・モニタに送信します。

信号を受け取ったフォルト・モニタは、降圧レギュレータにシャットダウンを命令します。ジャンクション温度が 20°C 下がると、レギュレータは通常のソフトスタート・シーケンスを試行し、通常動作に戻ります。連続動作をさせる場合、 $+125^{\circ}\text{C}$ のジャンクション温度定格を超えないようにしてください。

ブートストラップ・アンダーボルテージ保護

ブートストラップ・コンデンサの電圧が 2.5V より低下した場合、ブートストラップ・アンダーボルテージ保護回路は、 400ns の間、 1Ω のスイッチを介して PHASE ピンを Low にしてコンデンサを再充電します。この動作は、無負荷で長時間スイッチングが停止している期間中に起こることがあります。

アプリケーション・ガイドライン

動作周波数

FS を VCC に接続すると、ISL85033 はデフォルトのスイッチング周波数 500kHz で動作します。スイッチング周波数を $300\text{kHz} \sim 2\text{MHz}$ に設定するには、式 4 に示す抵抗を FS とグラウンドの間に接続してください。

$$R_{FS}[\text{k}\Omega] = 122\text{k}\Omega \cdot (t - 0.17\mu\text{s}) \quad (\text{式 4})$$

ここで、

t はスイッチング周期で、単位は μs です。

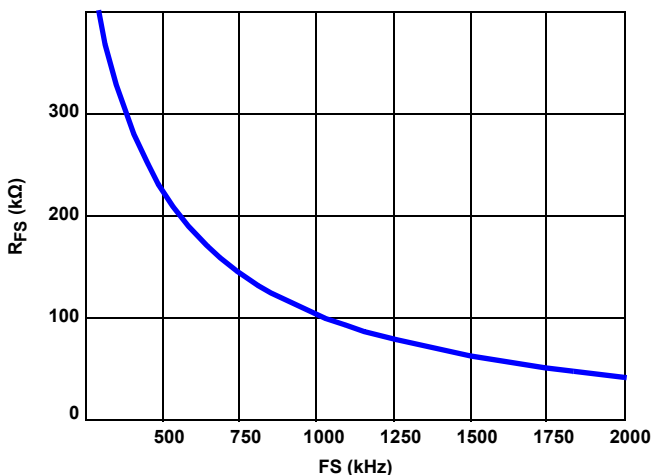


図 43. R_{FS} vs スイッチング周波数

外部同期制御

動作周波数は SYNCIN ピンに印加する最大 2MHz の外部信号に同期させることができます。SYNCIN の立ち下がりエッジによって PHASE1/2 の立ち上がりエッジがトリガされま

す。各出力のスイッチング周波数は、SYNCIN 周波数の $1/2$ になります。

出力インダクタの選択

インダクタの値によってコンバータのリップル電流が決まります。インダクタ電流を選択するには、リップル電流 ΔI をある程度任意に決める必要があります。合理的な設計を行うには、最初にインダクタ電流リップルを最大負荷電流の 30% に設定します。インダクタの値は式 5 で求められます。

$$L = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{F_s \times \Delta I} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (\text{式 5})$$

インダクタンス値を増すと、リップル電流は減少しリップル電圧も低くなります。ただし、インダクタンス値が大きくなると、コンバータの負荷過渡応答時間が短くなることがあります。インダクタの電流定格は過電流状態でも飽和しないようにしてください。

降圧レギュレータの出力コンデンサの選択

インダクタ電流のフィルタリングには出力コンデンサが必要です。出力コンデンサを選択するときの 2 つの重要な要素は、出力リップル電圧と過渡応答です。電流モード制御ループを採用しているため、低 ESR セラミック・コンデンサの使用が可能になり、基板レイアウト面積も小さくできます。電解コンデンサやポリマー・コンデンサも使用できます。

セラミック・コンデンサについては、さらに考慮すべきことがあります。セラミック・コンデンサは総合的性能に優れ、高い信頼性もありますが、実際の使用回路での容量について考慮する必要があります。セラミック・コンデンサは、大きいピークツーピーク電圧振幅を使用して DC バイアスがいない状態で仕様を定めています。DC/DC コンバータ・アプリケーションでは、これらの条件は現実を反映していません。その結果、実容量が表記容量より大幅に小さくなっていることがあります。実際のアプリケーションでの容量を決めるには、メーカーのデータシートを調べてください。ほとんどのメーカーは容量 DC バイアス特性を公表していますので、DC バイアスが容量に与える影響について容易に対応することができます。AC 電圧の影響については、あまり公表されていませんが、容量低下は 20% 超であると仮定すれば通常は十分です。これらを考慮すると、実容量は定格容量より 50% 低いという結果が容易に得られます。上記の問題があるにしても、セラミック・コンデンサは信頼性が高く ESR がきわめて低いため、多くのアプリケーションに適しています。

必要とするリップル電圧レベルに適合する必要なコンデンサ容量は、次式で計算できます。より容量の大きいコンデンサを使用することもあります。

低 ESR のセラミック・コンデンサの場合、

$$V_{OUT\text{Tripple}} = \frac{\Delta I}{8 \cdot F_{SW} \cdot C_{OUT}} \quad (\text{式 6})$$

ここで ΔI はインダクタのピークツーピーク・リップル電流、 F_{SW} はスイッチング周波数、 C_{OUT} は出力コンデンサです。

電解コンデンサの場合、

$$V_{OUT\text{Tripple}} = \Delta I \cdot \text{ESR} \quad (\text{式 7})$$

過渡応答の要件に関しては、突然の負荷減少時に発生する V_{OUT} のオーバーシュートの許容電圧を決めることから始めるのが適しています。この場合、インダクタに蓄えられたエネルギーが C_{OUT} に伝わり、コンデンサ電圧が上昇します。出力リップル電圧と過渡応答の要件をともに満たす容量を計算してから、算出値よりも大きい容量を選択します。オーバーシュート電圧のレギュレーション電圧に対する望ましい比を得るために、次式で必要とする出力コンデンサの値を算出します。

$$C_{OUT} = \frac{I_{OUT}^2 \cdot L}{V_{OUT}^2 \cdot (V_{OUTMAX}/V_{OUT})^2 - 1} \quad (式 8)$$

ここで、 V_{OUTMAX}/V_{OUT} は、負荷解放時に許容される相対最大オーバーシュートです。5% のオーバーシュートの場合、次式のようにになります。

$$C_{OUT} = \frac{I_{OUT}^2 \cdot L}{V_{OUT}^2 \cdot (1.05^2 - 1)} \quad (式 9)$$

図 44 のグラフに、3 つの異なる出力電圧における C_{OUT} と相対最大オーバーシュート (%) の関係を示します。L は $7\mu\text{H}$ 、 I_{OUT} は 3A を想定しています。

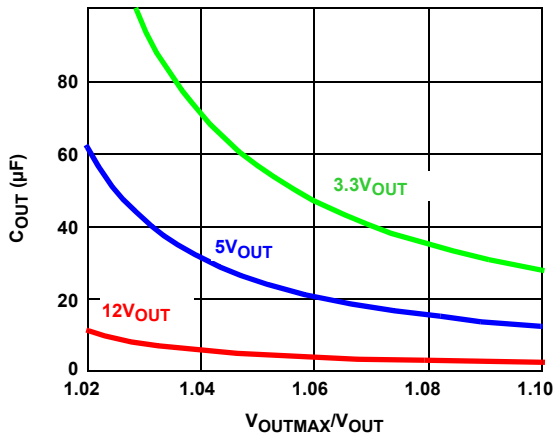


図 44. C_{OUT} vs 相対最大オーバーシュート

カレントシェアの構成

カレントシェアを構成するには、図 3 に示すように FB1 と FB2、EN1 と EN2、COMP1 と COMP2、および V_{OUT1} と V_{OUT2} をそれぞれ接続します。その結果、等価 g_m は単一チャンネルの値の 2 倍になります。2 つのチャンネルが逆相で動作するため、周波数はチャンネルのスイッチング周波数の 2 倍になります。リップル電流が打ち消しあうため、出力コンデンサに現れるリップル電流が減少し、リップル電圧も低くなります。これにより、定格が同じ単一チャンネルシステム的设计時に必要とするコンデンサの容量よりも小さい容量にすることができます。リップル電流が打ち消しあうため、入力コンデンサのリップル電流も減少します。

入力コンデンサの選択

入力リップル電流を減らし、また、高周波スイッチング電流のループを小さくすることにより、EMI を最小限に抑えるため、入力コンデンサが必要です。入力コンデンサは、リップル電流に十分対応できる定格のものにする必要があります。リップル電流定格は式 10 で近似できます。

積層セラミック・コンデンサ (MLCC) 以外のコンデンサを使用する場合は、リップルとサージ電流定格に注意を払う必要があります。

$$\frac{I_{RMS}}{I_O} = \sqrt{D - D^2} \quad (式 10)$$

ここで、 $D = V_O/V_{IN}$

図 45 のグラフに入力リップル電流を示します。

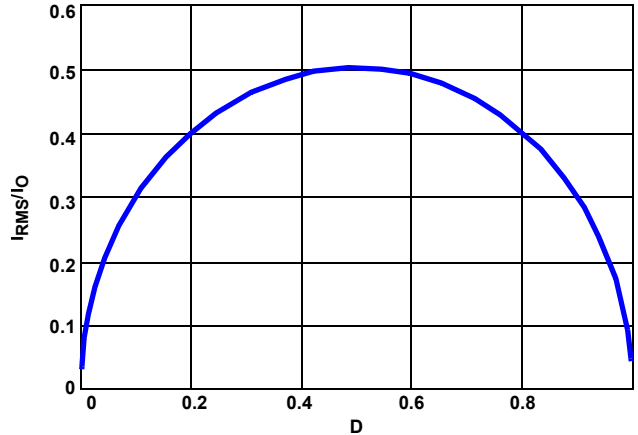


図 45. I_{RMS}/I_O vs デューティサイクル

$10\mu\text{F}$ 以上のセラミック・コンデンサを各 V_{IN} ピンに接続してください。コンデンサは IC のできるだけ近くに配置する必要があります。より容量の大きいコンデンサを使用することも可能です。

ループ補償の設計

ISL85033 は、一定周波数の電流モード制御アーキテクチャを用いて、簡単なループ補償と高速ループ過渡応答を実現しています。

補償回路例を図 47 に示します。「出力コンデンサの選択」セクションで述べたように、ISL85033 では低 ESR 出力コンデンサを使用することができます。ループ帯域幅 f_c は、ある程度任意に選択できますが、スイッチング周波数の 1/4 を超えないようにしてください。ループ帯域幅の選択にあたっては、100kHz より低い周波数またはスイッチング周波数の 1/6 を出発点とするのが適切です。補償部品の初期値は、次式を使って簡単に算出できます。補償回路の微調整をする方法についての詳細は、20 ページの「補償の理論的検討」に記載されています。

補償抵抗 R_1 は式 11 で表されます。

$$R_1 = \frac{2\pi f_c V_O C_O R_T}{g_m V_{FB}} \quad (式 11)$$

ISL85033 に適用すると、次式になります。

$$R_1 [\text{k}\Omega] = 0.008247 * f_c * V_O * C_O \quad (式 12)$$

ここで C_O は出力コンデンサ容量 (μF)、 f_c はループ帯域幅 (kHz)、 V_O は出力電圧 (V) です。

補償コンデンサ C_1 (nF)、 C_2 (pF) は式 13 で表されます。

$$C_1 = \frac{C_O \times V_O \times (10)^3}{I_O \times R_1}, C_2 = \frac{C_O \times R_C \times (10)^6}{R_1} \quad (式 13)$$

ここで I_o は出力負荷電流 (A)、 R_L (Ω)、 R_c (Ω) は出力コンデンサ C_o の ESR です。

例: $V_o = 5V$ 、 $I_o = 3A$ 、 $f_s = 500kHz$ 、 $f_c = 50kHz$ 、 $C_o = 47\mu F$ 、 $R_c = 5m\Omega$ のとき、補償抵抗は $R_1 = 96k\Omega$ となります。

補償コンデンサは、

$C_1 = 815pF$ 、 $C_2 = 2.5pF$ となります (V_{COMP} と GND との間におよそ $3pF$ の寄生容量が存在するため、 C_2 の実装は必須ではありません)。

補償の理論的検討

電流検出信号を電圧ループに注入することにより電流モード制御を実現し、ループ補償設計を簡略化しています。電流モード制御では、インダクタは状態変数と見なす必要はなく、系は一次系になります。電圧モード制御に比較して、電圧ループを安定化する補償回路の設計がはるかに簡単になります。図 46 に同期整流型降圧レギュレータの小信号モデルを示します。

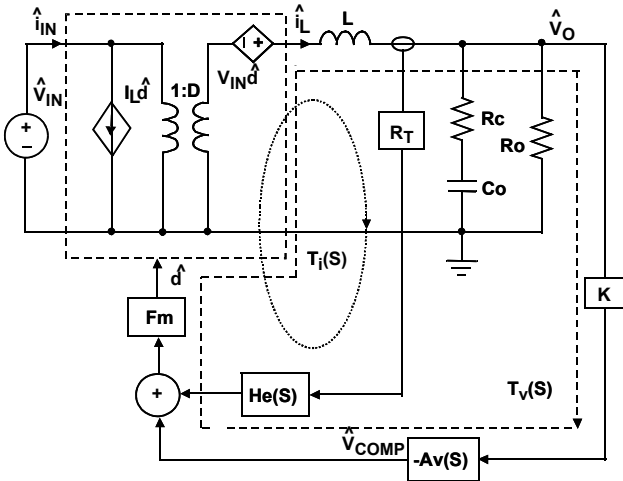


図 46. 同期整流型降圧レギュレータの小信号モデル

PWM コンパレータ・ゲイン F_m

ピーク電流モード制御の PWM コンパレータ・ゲイン F_m は式 14 で与えられます。

$$F_m = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_{comp}} = \frac{1}{(S_e + S_n)T_s} \tag{式 14}$$

ここで、 S_e は傾き補償のスルーレート、 S_n は式 15 で与えられます。

$$S_n = R_t \frac{V_{in} - V_o}{L} \tag{式 15}$$

ここで、

R_t は電流検出抵抗と電流ループの電流アンプのゲインとの積であるトランス・レジスタンスです。

電流サンプリングの伝達関数 $H_e(S)$

電流ループにおいて、電流信号はスイッチング・サイクルごとにサンプリングされます。電流サンプリングの伝達関数は式 16 のとおりです。

$$H_e(S) = \frac{S^2}{\omega_n^2} + \frac{S}{\omega_n Q_n} + 1 \tag{式 16}$$

ここで Q_n と ω_n は $Q_n = -\frac{2}{\pi} = \omega_n = \pi f_s$ で与えられます。

電力段の伝達関数

制御から出力電圧に至る伝達関数 $F_1(S)$ は式 17 のとおりです。

$$F_1(S) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = V_{in} \frac{1 + \frac{S}{\omega_{esr}}}{\frac{S^2}{\omega_o^2} + \frac{S}{\omega_o Q_p} + 1} \tag{式 17}$$

ここで、 $\omega_{esr} = \frac{1}{R_c C_o}$ 、 $Q_p \approx R_o \sqrt{\frac{C_o}{L}}$ 、 $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_o}}$

制御からインダクタ電流に至る伝達関数 $F_2(S)$ は式 18 のとおりです。

$$F_2(S) = \frac{\hat{i}_o}{\hat{d}} = \frac{V_{in}}{R_o + R_L} \frac{1 + \frac{S}{\omega_z}}{\frac{S^2}{\omega_o^2} + \frac{S}{\omega_o Q_p} + 1} \tag{式 18}$$

ここで、 $\omega_z = \frac{1}{R_o C_o}$

電流ループゲイン $T_i(S)$ は式 19 で表されます。

$$T_i(S) = R_T F_m F_2(S) H_e(S) \tag{式 19}$$

開電流ループでの電圧ループゲインは式 20 で表されます。

$$T_v(S) = K F_m F_1(S) A_v(S) \tag{式 20}$$

閉電流ループでの電圧ループゲインは式 21 で表されます。

$$L_v(S) = \frac{T_v(S)}{1 + T_i(S)} \tag{式 21}$$

ここで $K = \frac{V_{FB}}{V_o}$ 、 V_{FB} は電圧誤差アンプの帰還電圧です。

$T_i(S) \gg 1$ のとき、式 21 は式 22 のように簡略化できます。

$$L_v(S) = \frac{V_{FB} R_o + R_L}{V_o} \frac{1 + \frac{S}{\omega_{esr}} A_v(S)}{1 + \frac{S}{\omega_p} H_e(S)}, \omega_p \approx \frac{1}{R_o C_o} \tag{式 22}$$

式 22 によって、この系は、スイッチング周波数の 1/2 よりも低い周波数 ω_p に単一のポールが存在する一次系であることがわかります。そこで、単純なタイプ II 補償回路で系の安定化が図れます。

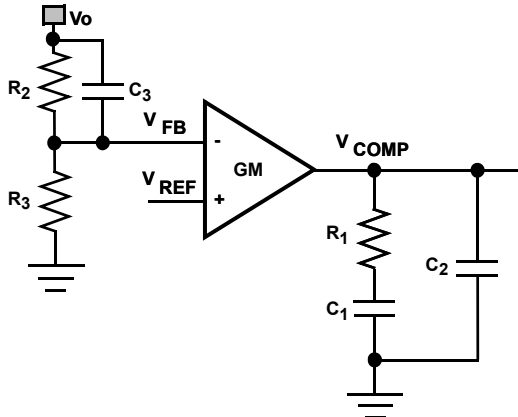


図 47. タイプ II 補償回路

タイプ II 補償回路の回路を図 47 に、伝達関数を式 23 に示します。

$$A_V(S) = \frac{\hat{V}_{comp}}{V_{FB}} = \frac{g_m}{C_1 + C_2} \frac{\left(1 + \frac{S}{\omega_{cz1}}\right)\left(1 + \frac{S}{\omega_{cz2}}\right)}{S\left(1 + \frac{S}{\omega_{cp}}\right)} \quad (式 23)$$

ここで、

$$\omega_{cz1} = \frac{1}{R_1 C_1}, \quad \omega_{cz2} = \frac{1}{R_2 C_3}, \quad \omega_{cp} = \frac{C_1 + C_2}{R_1 C_1 C_2} \quad (式 24)$$

補償回路の設計目標は以下のとおりです。

高 DC ゲイン

ループ帯域幅 f_c : $\left(\frac{1}{4} \text{ to } \frac{1}{10}\right) f_s$

ゲインマージン: >10dB

位相マージン: 40°

補償回路の設計手順を式 25 に示します。

$$\text{補償ゼロ } \omega_{cz1} = (1 \text{ to } 3) \frac{1}{R_O C_O} \quad (式 25)$$

高 DC ゲインを得るために、1 つの補償ポールをゼロ周波数に配置し、もう 1 つの補償ポールをスイッチング周波数の 1/2 か ESR ゼロ周波数のいずれか低いほうに配置します。

クロスオーバー周波数 f_c におけるループゲイン $T_V(S)$ はユニティゲインです。そこで、補償抵抗 R_1 は式 26 で求められます。

$$R_1 = \frac{2\pi f_c V_O C_O R_T}{g_m V_{FB}} \quad (式 26)$$

ここで、 g_m は電圧誤差アンプのトランスコンダクタンスで、通常 200μA/V です。補償コンデンサ C_1 は式 27 で与えられます。

$$C_1 = \frac{1}{R_1 \omega_{cz}}, \quad C_2 = \frac{1}{2\pi R_1 f_{esr}} \quad (式 27)$$

例: $V_{IN} = 12V$, $V_O = 5V$, $I_O = 3A$, $f_s = 500kHz$, $C_O = 220\mu F/5m\Omega$, $L = 5.6\mu H$, $g_m = 200\mu S$, $R_T = 0.21$, $V_{FB} = 0.8V$, $S_e = 1.1 \times 10^5 V/s$, $S_n = 3.4 \times 10^5 V/s$, $f_c = 80kHz$ のとき、補償抵抗 R_1 は $R_1 = 72k\Omega$ になります。

6.6kHz ($\sim 1.5 \times C_O R_O$) に補償ゼロを配置するとともに、ESR ゼロ (1.45MHz) に補償ポールを配置します。補償コンデンサは、 $C_1 = 470pF$ 、 $C_2 = 3pF$ です (V_{COMP} と GND との間におよそ 3pF の寄生容量が存在するため、 C_2 の実装は必須ではありません)。

図 48A に電圧ループゲインのシミュレーション結果を示します。ループ帯域幅は 80kHz、位相マージンは 69°、ゲインマージンは 15dB が得られています。 C_3 を使用して、ループ応答全体のフェーズ・マージンを増すことができます。

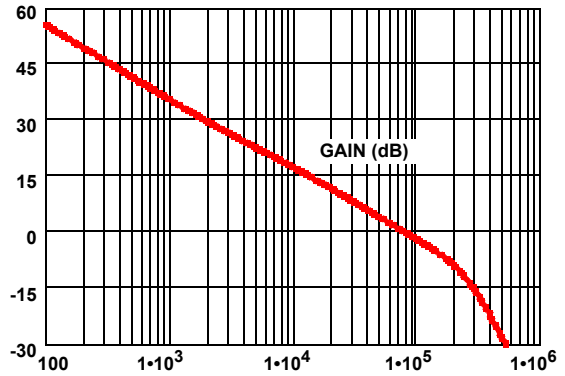


図 48A.

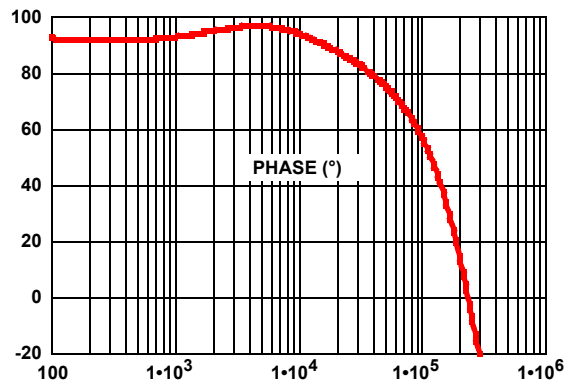


図 48B.

ダイオードの選択

ハイサイド・スイッチがオフになると、外付けショットキー・ダイオードとインダクタの接続ノードにグラウンドから電流が流れます。その結果、スイッチング・ノードの極性がグラウンドに対して負になります。オフ時のこの電圧はおおよそ -0.5V です (ショットキー・ダイオードの順方向電圧降下)。ダイオードの逆ブレイクダウン電圧定格は、少なくとも最大入力電圧と同じでなければなりません (20% のディレーティング係数を設定することを推奨)。ショットキー・ダイオード導通時の電力損失は式 28 で求められます。

$$P_D [W] = I_{OUT} \cdot V_D \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \quad (式 28)$$

ここで、

V_D はショットキー・ダイオードの順方向電圧降下です。ショットキー・ダイオードの選択にあたっては、 V_{IN} への依存性がきわめて高く、温度に伴って指数関数的に増大する、高温時の逆バイアス・リーク電流を考慮することが重要です。

逆バイアス・リーク電流は温度に対して特性が変化するので、ダイオードは最悪の場合の回路条件で動作するように選択する必要があります。選択したダイオードが温度上昇によって熱暴走を起こした場合には、重大な故障を引き起こすことがあります。ダイオードの選択についてはアプリケーション・ノートを参照してください。

電力ディレーティング特性

ISL85033 が最大ジャンクション温度を超えないように、何らかの熱解析が必要です。温度上昇は式 29 で表されます。

$$T_{RISE} = (PD)(\theta_{JA}) \quad (\text{式 29})$$

ここで、PD はレギュレータの電力損失、 θ_{JA} はダイ接合部から周囲への熱抵抗です。ジャンクション温度 T_J は式 30 で表されます。

$$T_J = (T_A + T_{RISE}) \quad (\text{式 30})$$

ここで、 T_A は周囲温度です。QFN パッケージの場合、 θ_{JA} は $+38^\circ\text{C/W}$ です。

熱設計を行うとき、実際のジャンクション温度が絶対最大ジャンクション温度 $+125^\circ\text{C}$ を超えないようにしてください。整流ダイオードの放熱の必要性も忘れないようにしてください。

サーマルパッドからの熱インピーダンスによってジャンクション温度がサーマル・シャットダウン・レベルを下回っている場合は、入力電圧 / 出力電圧の組み合わせとスイッチング周波数にも依存しますが、最高 $+85^\circ\text{C}$ の周囲温度において ISL85033 はフル負荷電流を供給します。ジャンクション温度がサーマル・シャットダウン・レベルを超えないように、デバイスの電力損失を抑える必要があります。図 49 に、ISL85033 評価用ボードにおける電力ディレーティングと周囲温度との関係を示します。評価用ボードにおけるディレーティング曲線は、IC 単体の電力損失ではなく、回路全体の電力損失に基づいていることに注意してください。

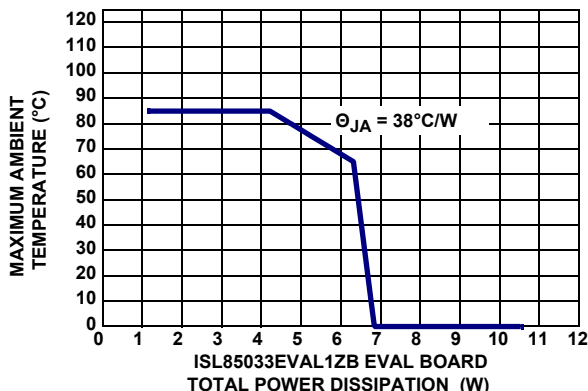


図 49. 電力ディレーティング曲線

レイアウトに関する考慮事項

高周波スイッチング・コンバータの設計ではレイアウトがきわめて重要です。パワーデバイスが 100kHz と 600kHz の間で効率的にスイッチングを行う場合、パワーデバイス間の電流遷移により、インターコネクト・インピーダンスと寄生回路素子で電圧スパイクが発生します。こうした電圧スパイク

は、効率の低下、回路へのノイズ放出、デバイスへの過電圧ストレスにつながる場合があります。部品のレイアウトとプリント基板の設計を慎重に行えば、電圧スパイクを最小限に抑えられます。

例として、ハイサイド MOSFET のターンオフ遷移について検討してみます。ターンオフ前の MOSFET には、負荷電流がフルに流れています。ターンオフになると、電流は MOSFET を流れるのを止め、ショットキー・ダイオードにピックアップされます。切り替えられた電流パスに寄生インダクタンスがある場合は、スイッチング期間中に大規模な電圧スパイクが発生します。慎重な部品選択、重要な部品の正確なレイアウト、短くて広いトレースの採用によって、電圧スパイクの規模を最小限に抑えられます。

ISL85033 スwitching・コンバータには、2 組の重要な部品があります。最も重要なのは、大量のエネルギーのスイッチングを行うことで大量のノイズを生じる傾向があるスイッチング部品です。次に重要なのは、高感度のノードに接続したり、必要なバイパス電流や信号カップリングを供給する小信号部品です。

多層式のプリント基板を推奨します。図 50 は、コンバータにおける重要な部品の接続を示しています。コンデンサ C_{IN} と C_{OUT} は、それぞれ複数のコンデンサで構成される場合があります。1 つの固体層 (通常はプリント基板の中間層) をグラウンド層として割り当て、すべての重要部品をビア経由でこの層にグラウンド接続してください。また、別の固体層を電源層として割り当て、この層をそれぞれ共通の電圧レベルをもつ小さなアイランドに分割してください。PHASE 端子から出力インダクタまでの配線は、できるだけ短くしてください。電源層は、入力電力ノードと出力電力ノードをサポートする必要があります。フェーズ・ノードには、最上部と最下部の回路層のベタパターンを使用してください。小信号配線には、残りのプリント回路層を使用してください。

内蔵の LDO や MOSFET から生じた熱を放散させる目的で、グラウンド・パッドは、少なくとも 4 つのビアを介して内部グラウンド層に接続する必要があります。このようにすると、IC から熱を逃がせるほか、パッドを低インピーダンス・パス経由でグラウンド層に接続できます。

まず、スイッチング部品を ISL85033 の近くに配置する必要があります。入力コンデンサ C_{IN} とパワースイッチを互いに近づけて、両者間の接続の長さを最小限に抑えてください。セラミック入力コンデンサとバルク入力コンデンサは、ハイサイド MOSFET ドレインのできる限り近くに配置します。出力インダクタと出力コンデンサは、IC およびショットキー・ダイオードと負荷の間に配置します。

重要な小信号部品には、バイパス・コンデンサ、帰還部品、補償部品がすべて含まれます。PWM コンバータの補償部品は、FB ピンと COMP ピンの近くに配置してください。帰還抵抗は、FB ピンのできる限り近くに配置し、必要であればビアでグラウンド層に直接接続します。

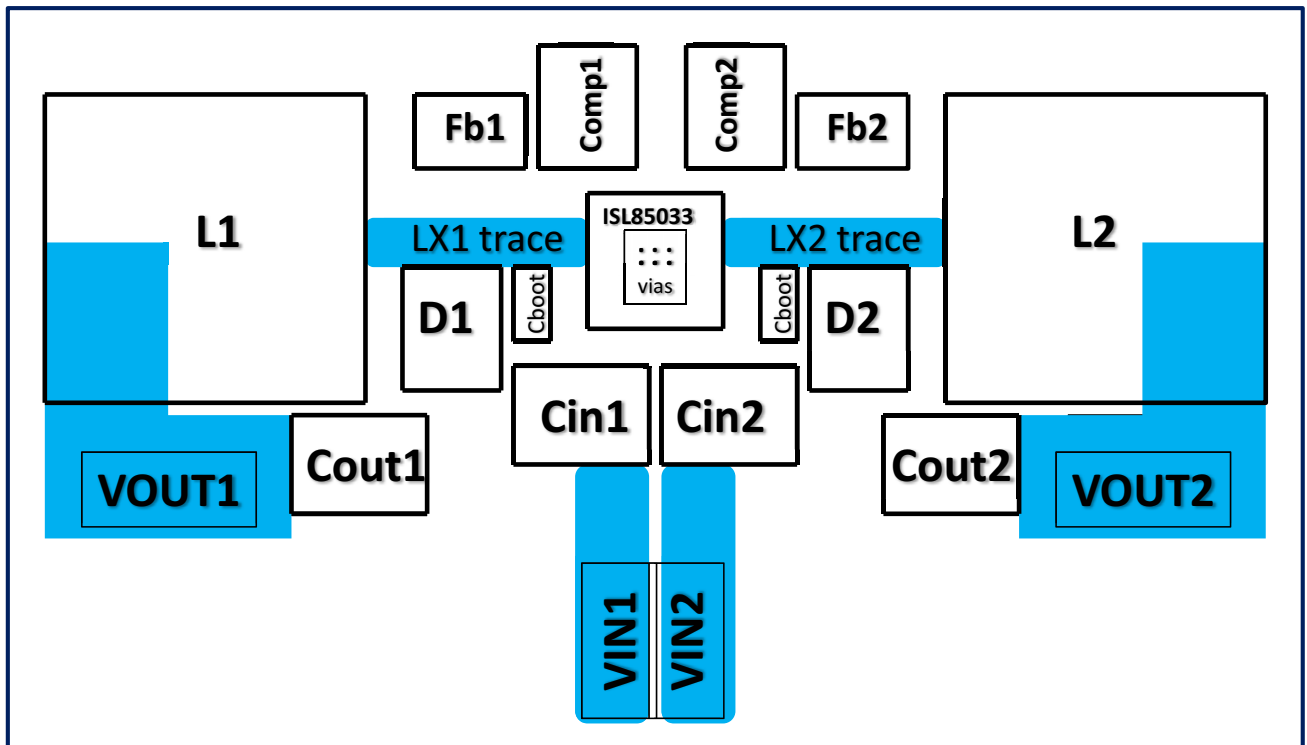


図 50. プリント基板の電源層とアイランド

改訂履歴

この改訂履歴は参考情報として掲載するものであり、正確を期すように努めていますが、内容を保証するものではありません。最新のデータシートについてはインターシルのウェブサイトをご覧ください。

日付	レビジョン	変更点
2011/11/02	FN6676.6	2 ページの「ピンの説明」で、EN1、EN2 ピンに以下の説明を追加： 「EN1、EN2 ピンが外部信号によって駆動される場合、EN1、EN2 のオフ時間の最小値は、 $EN_T_off (\mu s) = 10\mu s \cdot C_{SS} / 2.2nF$ ここで、CSS はソフトスタート・ピンの外付けコンデンサ (nF)。ISL85033 には EN1、EN2 外部信号に対するデバウンス回路はありません。」 16 ページの「イネーブルとディスエーブル」で、以下の説明を追加： 「EN1、EN2 ピンが外部信号によって駆動される場合、EN1、EN2 のオフ時間の最小値は、 $EN_T_off (\mu s) = 10\mu s \cdot C_{SS} / 2.2nF$ ここで、CSS はソフトスタート・ピンの外付けコンデンサ (nF)。ISL85033 には EN1、EN2 外部信号に対するデバウンス回路はありません。」 16 ページの式 3 の後に以下の文を追加： 「CSS の最大値は 50nF です。」 2 ページの「ピンの説明」で、SS1、SS2 ピンに以下の説明を追加： 「CSS の最大値は 50nF です。」
2011/10/07	FN6676.5	8 ページの「絶対最大定格」で、以下を： 「PHASE1/2(GND 基準)-0.3V ~ +33V」 以下に変更： 「PHASE1/2(GND 基準)-7V (<10ns) /-0.3V (DC) ~ +33V」
2011/09/14	FN6676.4	3 ページの「ピンの説明」の「SYNCIN」で、「内部スイッチング周波数は、SYNCIN ピンに印加する外部 SYNC 周波数よりも 20% 低く設定してください。」を「SYNCIN ピンに印加する外部 SYNC 周波数は、内部スイッチング周波数の 2.4 倍以上にする必要があります。」に変更
2011/08/09		8 ページの PARAMETER の名称を「Synchronization Frequency」から「Switching Frequency」に変更
2011/04/05	FN6676.3	新しいデータシート・テンプレートに変更 法務部門の指示により、1 ページ下部のインターシル商標文を更新 2 ページの「ピンの説明」のピン 11 (VCC) の説明で、「内蔵の 5V リニアレギュレータの出力。4.7μF 以上のセラミック・コンデンサで PGND に対してデカップリングしてください。」の後に以下の文を追加 「このピンは ISL85033 の内部バイアス用だけに使用されます (10mA を超える電流には対応していません)。」 8 ページの「絶対最大定格」で、「5.5」をすべて「5.9」に変更
2010/10/15	FN6676.2	3 ページの「SYNCIN」の表で、「ピンの説明」の説明に以下の文を追加 「内部スイッチング周波数は、SYNCIN ピンに印加する外部 SYNC 周波数よりも 20% 低く設定してください。」 18 ページの「外部同期制御」に以下の文を追加：「各出力のスイッチング周波数は、SYNCIN 周波数の 1/2 になります。」 6 ページの「注文情報」で、テープ&リールに関する備考で以下を： 「テープ&リールは製品型番の末尾に「-T」を付加してください。リールの詳細仕様についてはテクニカル・ブリーフ TB347 を参照してください。」 以下に変更： 「テープ&リールは製品型番の末尾に「-T*」を付加してください。リールの詳細仕様についてはテクニカル・ブリーフ TB347 を参照してください。」 この変更は、すべてのテープ&リール・オプションを対象とするためです。
2010/09/14		16 ページの式 2 を以下から： $R_3 = \frac{R_2 \times 0.8V}{V_{OUT} - 0.8V}$ 以下に訂正： $R_2 = (V_{OUT} - 0.8) \cdot R_3 / 0.8$ 式の前以下の説明を： 「出力電圧プログラム抵抗 R_3 は、帰還抵抗 R_2 に対して選択した値と、レギュレータの必要な出力電圧 V_{OUT} に依存します。 V_{OUT} と抵抗値の関係を式 2 に示します。 R_2 の値は通常、1kΩ ~ 10kΩ です。」 以下に変更： 「出力電圧プログラム抵抗 R_2 は、帰還抵抗 R_3 に対して選択した値と、レギュレータの必要な出力電圧 V_{OUT} に依存します。 V_{OUT} と抵抗値の関係を式 2 に示します。 R_3 の値は通常、1kΩ ~ 10kΩ です。」
2010/06/21	FN6676.1	8 ページの「Soft-Start Charging Current」の MIN/MAX を「1.5/2.5μA」から「1.4/2.6μA」に変更
2010/06/18	FN6676.0	初版

製品

インターシルは、高性能アナログ半導体の設計、製造で世界をリードする企業です。インターシルの製品は、フラットパネルディスプレイ、携帯電話、ハンドヘルド製品、ノートブックの分野で特に急速な成長を遂げている市場向けに開発されています。インターシルの製品ファミリーは、パワーマネジメントおよびアナログ信号処理向けに開発されています。製品ファミリーの詳細は、www.intersil.com/products をご覧ください。

アプリケーション情報、関連ドキュメント、関連部品は、www.intersil.com 内のそれぞれの製品情報ページを参照してください。
[ISL85033](http://www.intersil.com/products/ISL85033)

本データシートに関するご意見は www.intersil.com/askourstaff へお寄せください。

信頼性に関するデータは <http://rel.intersil.com/reports/search.php> を参照してください。

そのほかの製品については www.intersil.com/product_tree/ を参照してください。

インターシルは、www.intersil.com/design/quality/ に記載の品質保証のとおり、ISO9000 品質システムに基づいて、製品の製造、組み立て、試験を行っています。

インターシルは、製品を販売するにあたって、製品情報のみを提供します。インターシルは、いかなる時点においても、予告なしに、回路設計、ソフトウェア、仕様を変更する権利を有します。製品を購入されるお客様は、必ず、データシートが最新であることをご確認ください。インターシルは正確かつ信頼に足る情報を提供できるよう努めていますが、その使用に関して、インターシルおよび関連会社は責を負いません。また、その使用に関して、第三者が所有する特許または他の知的所有権の非侵害を保証するものではありません。インターシルおよび関連会社が所有する特許の使用権を暗黙的または他の方法によって与えるものではありません。

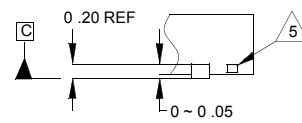
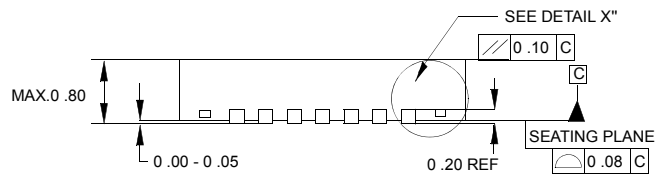
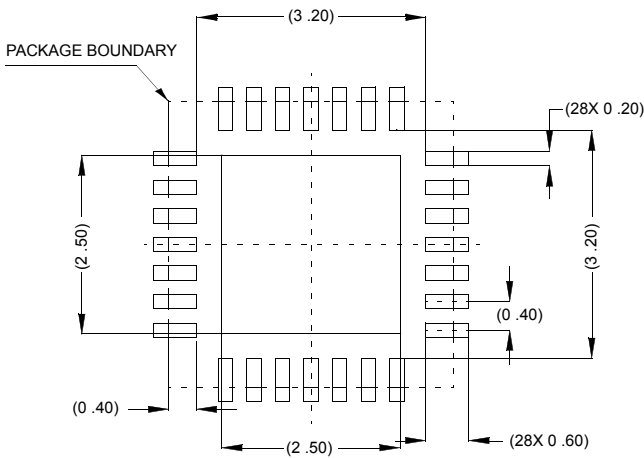
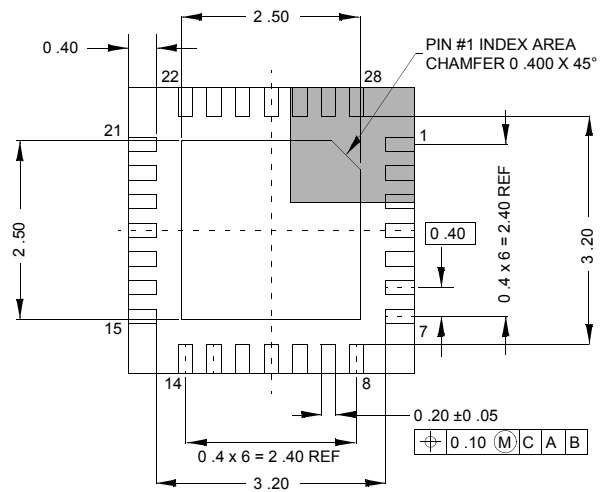
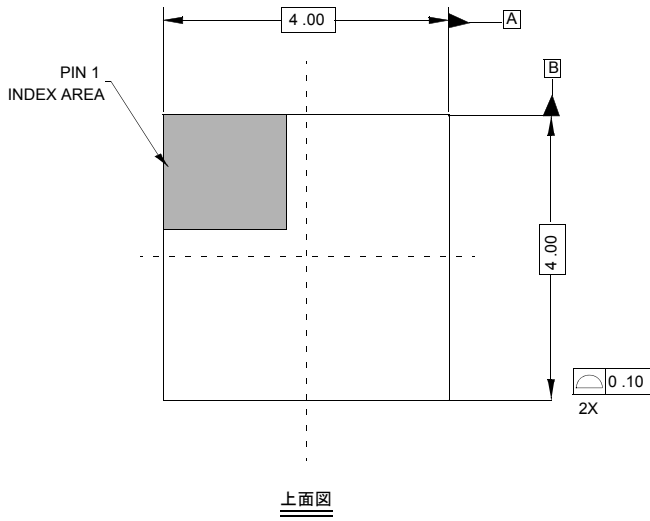
インターシルの会社概要については www.intersil.com をご覧ください。

パッケージ寸法図

L28.4x4

28 LEAD THIN QUAD FLAT NO-LEAD PLASTIC PACKAGE

Rev 0, 9/06



NOTE :

1. 優先単位はミリメートルです。
()内の寸法は参考値です。
2. 特記のない限り、公差はDECIMAL ±0.05です。
角度公差は±2°です。
3. 寸法と公差はAMSE Y14.5m-1994に従っています。
4. 底面の1ピンIDは図のとおりダイパッドの面取りです。
5. タイパー(示されている場合)は非機能性です。