

特長

- 広い出力電圧範囲: $0.8V \leq V_{OUT} \leq 10V$
- 動作時の低消費電流: $80\mu A$
- OPTI-LOOP[®]補償により、 C_{OUT} を最小化
- $\pm 1\%$ の出力電圧精度
- 広い V_{IN} 範囲: $4V \sim 36V$ 動作
- フェーズロック可能な固定周波数: $140kHz \sim 650kHz$
- デュアルNチャンネルMOSFET同期整流式ドライブ
- 低損失動作: 99%デューティ・サイクル
- 出力電圧のソフトスタートまたはトラッキングを調整可能
- 出力電流フォールドバック制限
- パワーグッド出力電圧モニタ
- PolyPhase[®]アプリケーション向けのクロック出力
- 出力過電圧保護
- シャットダウン時の低消費電流: $10\mu A$
- 内蔵LDOが V_{IN} または V_{OUT} からゲートドライブに電力を供給
- 軽負荷時に連続動作、パルススキップ動作
またはBurst Mode[®]動作を選択可能
- 小型20ピンTSSOPパッケージ
または $4mm \times 5mm$ QFNパッケージ

アプリケーション

- 車載システム
- テレコム・システム
- バッテリ駆動デジタル機器
- DC配電システム

概要

LTC[®]3835は、すべてNチャンネルの同期パワーMOSFET段をドライブする、高性能な降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラです。固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、最大650kHzまでの周波数にフェーズロック可能です。

無負荷時の消費電流が $80\mu A$ なので、バッテリー駆動システムの動作時間を延ばします。OPTI-LOOP補償により、広範な出力容量とESR値に対して過渡応答の最適化を図ることができます。LTC3835は高精度0.8Vリファレンスとパワーグッド出力インジケータを搭載しています。4V \sim 36Vという広い入力電源範囲により、様々な種類のバッテリーに対応します。

TRACK/SSピンにより、起動時に出力電圧をランプアップします。短絡が発生した場合は、電流フォールドバックによってMOSFETの熱放散を制限します。

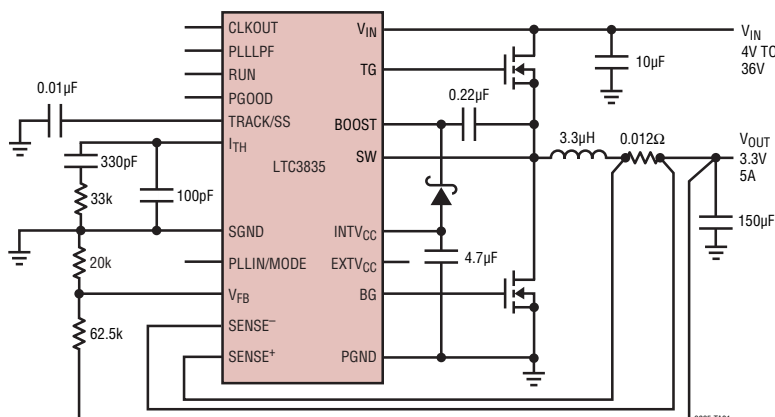
LTC3835とLTC3835-1の比較

PART #	CLKOUT/ PHASMD	EXTV _{CC}	PGOOD	PACKAGES
LTC3835	YES	YES	YES	FE20/4 × 5 QFN
LTC3835-1	NO	NO	NO	GN16/3 × 5 DFN

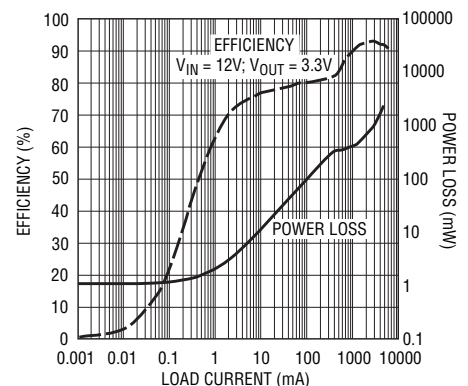
LT、LTC、LTM、Burst Mode、PolyPhase、OPTI-LOOP、Linear TechnologyおよびLinearのロゴは、リニアテクノロジー社の登録商標です。No RSENSEは、リニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5408150、5481178、5705919、5929620、6304066、6498466、6580258、6611131を含む米国特許によって保護されています。

標準的応用例

高効率同期降圧コンバータ



効率および
電力損失と負荷電流



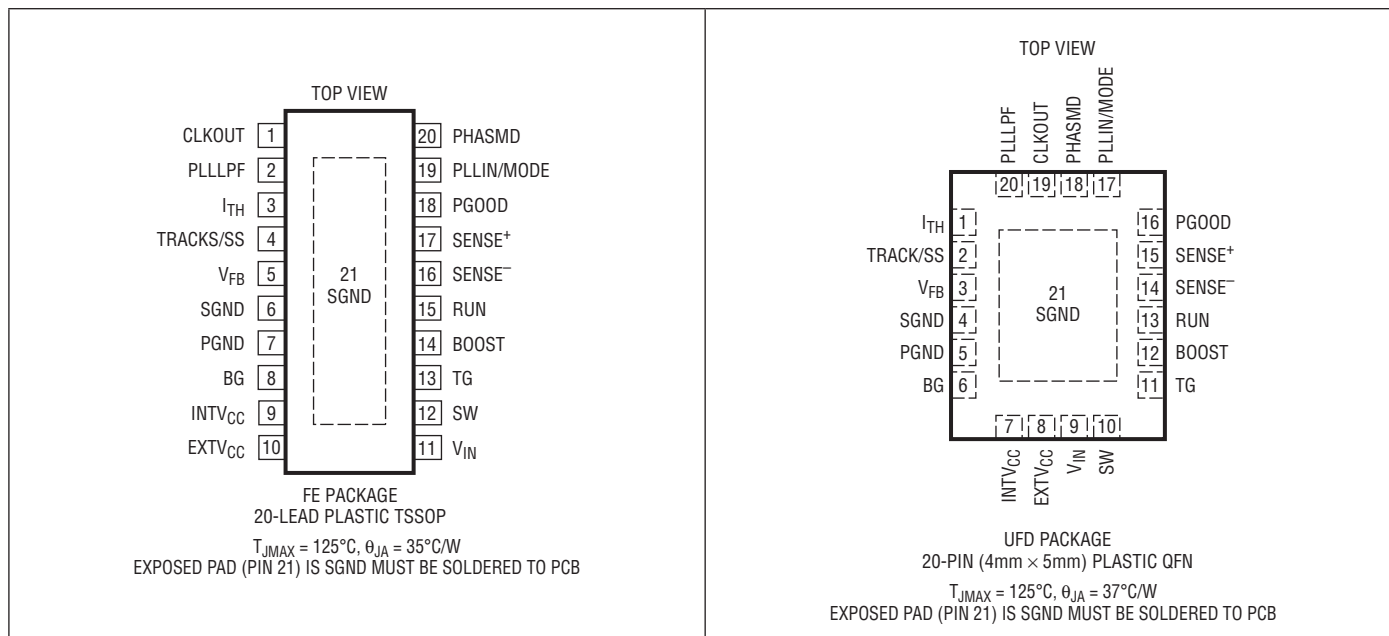
LTC3835

絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 (VIN)	36V~-0.3V
トップサイド・ドライバ電圧 (BOOST)	42V~-0.3V
スイッチ電圧 (SW)	36V~-5V
INTV _{CC} 、(BOOST-SW)、CLKOUT、 PGOOD	8.5V~-0.3V
RUN、TRACK/SS	7V~-0.3V
SENSE ⁺ 、SENSE ⁻ 電圧	11V~-0.3V
PLLIN/MODE、PHASMD、PLLLPF	INTV _{CC} ~-0.3V
EXTV _{CC}	10V~-0.3V
I _{TH} 、V _{FB} 電圧	2.7V~-0.3V

ピーク出力電流 < 10μs (TG、BG)	3A
INTV _{CC} ピーク出力電流	50mA
動作温度範囲 (Note 2)	-40°C~85°C
接合部温度 (Note 3)	125°C
保存温度範囲 (FEパッケージ)	-65°C~150°C
保存温度範囲 (UFDパッケージ)	-65°C~125°C
リード温度 (FEパッケージ、半田付け、10秒)	300°C

ピン配置



発注情報 (Note 2)

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3835EFE#PBF	LTC3835EFE#TRPBF	LTC3835EFE	20-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 85°C
LTC3835IFE#PBF	LTC3835IFE#TRPBF	LTC3835IFE	20-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 85°C
LTC3835EUFD#PBF	LTC3835EUFD#TRPBF	3835	20-Pin (4mm × 5mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LTC3835IUFD#PBF	LTC3835IUFD#TRPBF	3835	20-Pin (4mm × 5mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
鉛ベース仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3835EFE	LTC3835EFE#TR	LTC3835EFE	20-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 85°C
LTC3835IFE	LTC3835IFE#TR	LTC3835IFE	20-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 85°C
LTC3835EUFD	LTC3835EUFD#TR	3835	20-Pin (4mm × 5mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LTC3835IUFD	LTC3835IUFD#TR	3835	20-Pin (4mm × 5mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。*温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。
テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreeel/> をご覧ください。

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
メイン制御ループ							
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	(Note 4); I_{TH} Voltage = 1.2V	● 0.792	0.800	0.808	V	
I_{VFB}	Feedback Current	(Note 4)		-5	-50	nA	
$V_{REFLNREG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4\text{V}$ to 30V (Note 4)		0.002	0.02	%/V	
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 4) Measured in Servo Loop; ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 0.7V Measured in Servo Loop; ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 2V	● ●	0.1 -0.1	0.5 -0.5	% %	
g_m	Transconductance Amplifier g_m	$I_{TH} = 1.2\text{V}$; Sink/Source 5 μA (Note 4)		1.55		mmho	
I_Q	Input DC Supply Current Sleep Mode Shutdown	(Note 5) $RUN = 5\text{V}$, $V_{FB} = 0.83\text{V}$ (No Load) $V_{RUN} = 0\text{V}$		80 10	125 20	μA μA	
UVLO	Undervoltage Lockout	V_{IN} Ramping Down	●	3.5	4	V	
V_{OVL}	Feedback Overvoltage Lockout	Measured at V_{FB} Relative to Regulated V_{FB}		8	10	12	%
I_{SENSE}	Sense Pins Total Source Current	$V_{SENSE-} = V_{SENSE+} = 0\text{V}$		-660		μA	
DF_{MAX}	Maximum Duty Factor	In Dropout		98	99.4	%	
$I_{TRACK/SS}$	Soft-Start Charge Current	$V_{TRACK} = 0\text{V}$		0.75	1.0	1.35	μA
$V_{RUN ON}$	RUN Pin ON Threshold	V_{RUN} Rising		0.5	0.7	0.9	V
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{FB} = 0.7\text{V}$, $V_{SENSE-} = 3.3\text{V}$ $V_{FB} = 0.7\text{V}$, $V_{SENSE+} = 3.3\text{V}$	●	90 80	100 100	110 115	mV mV
TG t_r TG t_f	TG Transition Time: Rise Time Fall Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		50 50	90 90	ns ns	
BG t_r BG t_f	BG Transition Time: Rise Time Fall Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		40 40	90 80	ns ns	

LTC3835

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
TG/BG t_{1D}	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay Synchronous Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		70		ns
BG/TG t_{2D}	Bottom Gate Off to Top Gate On Delay Top Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		70		ns
$t_{ON(MIN)}$	Minimum On-Time	(Note 7)		180		ns

INTV_{CC}リニア・レギュレータ

$V_{INTVCCVIN}$	Internal V_{CC} Voltage	$8.5\text{V} < V_{IN} < 30\text{V}$, $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$	5	5.25	5.5	V
V_{LDOVIN}	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 20mA , $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$		0.2	1.0	%
$V_{INTVCCEXT}$	Internal V_{CC} Voltage	$V_{EXTVCC} = 8.5\text{V}$	7.2	7.5	7.8	V
V_{LDOEXT}	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 20mA , $V_{EXTVCC} = 8.5\text{V}$		0.2	1.0	%
V_{EXTVCC}	EXTV _{CC} Switchover Voltage	EXTV _{CC} Ramping Positive	4.5	4.7		V
V_{LDOHYS}	EXTV _{CC} Hysteresis			0.2		V

発振器とフェーズロック・ループ

f_{NOM}	Nominal Frequency	$V_{PLLLPF} = \text{No Connect}$	360	400	440	kHz
f_{LOW}	Lowest Frequency	$V_{PLLLPF} = 0\text{V}$	220	250	280	kHz
f_{HIGH}	Highest Frequency	$V_{PLLLPF} = \text{INTV}_{CC}$	475	530	580	kHz
$f_{SYNCMIN}$	Minimum Synchronizable Frequency	$PLLIN/MODE = \text{External Clock}$; $V_{PLLLPF} = 0\text{V}$		115	140	kHz
$f_{SYNCMAX}$	Maximum Synchronizable Frequency	$PLLIN/MODE = \text{External Clock}$; $V_{PLLLPF} = 2\text{V}$	650	800		kHz
I_{PLLLPF}	Phase Detector Output Current Sinking Capability Sourcing Capability	$f_{PLLIN/MODE} < f_{OSC}$ $f_{PLLIN/MODE} > f_{OSC}$		-5 5		μA μA

PGOOD出力

V_{PGL}	PGOOD Voltage Low	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$		0.1	0.3	V
I_{PGOOD}	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$			± 1	μA
V_{PG}	PGOOD Trip Level	V_{FB} with Respect to Set Regulated Voltage V_{FB} Ramping Negative V_{FB} Ramping Positive	-12 8	-10 10	-8 12	% %

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

Note 2: LTC3835Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3835Iは $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の全動作温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。

Note 3: T_J は、環境温度 T_A および電力損失 P_D から次式により算出される。

$$LTC3835FE: T_J = T_A + (P_D \cdot 35^\circ\text{C/W})$$

$$LTC3835UFD: T_J = T_A + (P_D \cdot 37^\circ\text{C/W})$$

Note 4: LTC3835は、 V_{ITH} を指定電圧までサーボ制御して得られる V_{FB} を測定する帰還ループ内でテストされている。

Note 5: 動作時消費電流は、スイッチング周波数で発生するゲート電荷により増大する。アプリケーション情報の項を参照。

Note 6: 立ち上がり時間と立ち下がり時間は、10%レベルと90%レベルを使用して測定した。遅延時間の測定には50%レベルを使用した。

Note 7: 最小オンタイム条件は、インダクタのピーク間リップル電流が I_{MAX} の40%以上となるように指定されている(「アプリケーション情報」の「最小オンタイムの検討」の項を参照)。

標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

効率および電力損失と出力電流

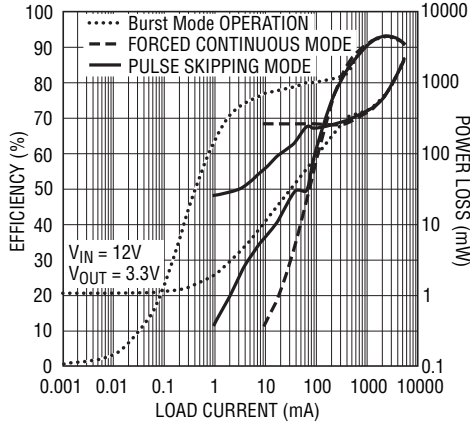


FIGURE 11 CIRCUIT

3835 G01

効率と負荷電流

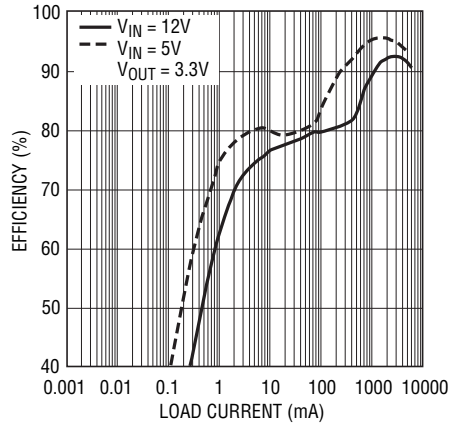


FIGURE 11 CIRCUIT

3835 G02

効率と入力電圧

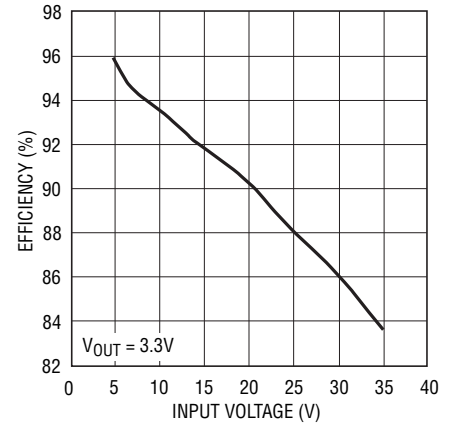


FIGURE 11 CIRCUIT

3835 G03

負荷ステップ
(Burst Mode動作)

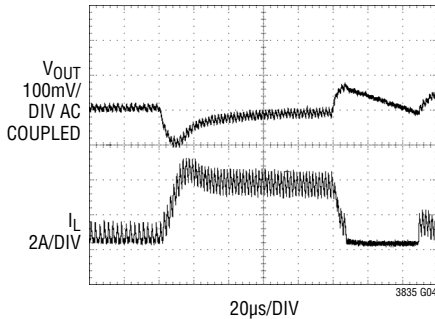


FIGURE 11 CIRCUIT

$V_{OUT} = 3.3\text{V}$

3835 G04

負荷ステップ
(強制連続モード)

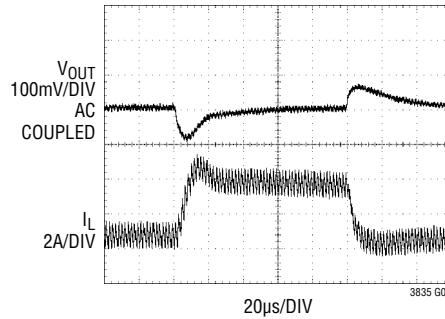


FIGURE 11 CIRCUIT

$V_{OUT} = 3.3\text{V}$

3835 G05

負荷ステップ
(パルススキップ・モード)

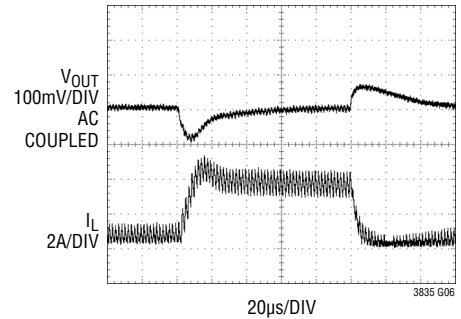


FIGURE 11 CIRCUIT

$V_{OUT} = 3.3\text{V}$

3835 G06

軽負荷時のインダクタ電流

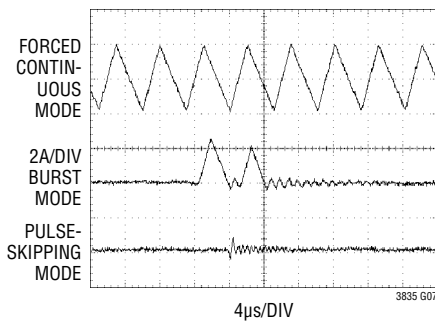


FIGURE 11 CIRCUIT

$V_{OUT} = 3.3\text{V}$
 $I_{LOAD} = 300\mu\text{A}$

3835 G07

ソフト起動

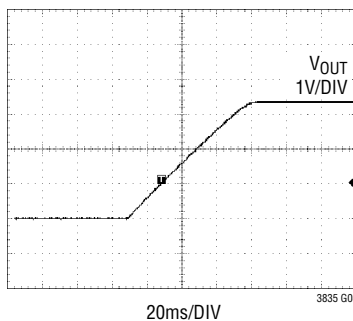


FIGURE 11 CIRCUIT

3835 G08

トラッキング起動

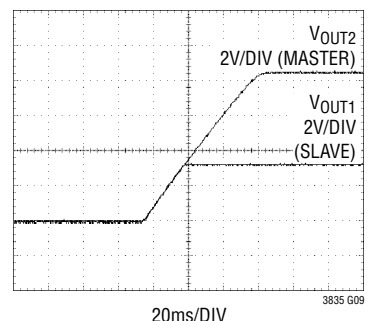
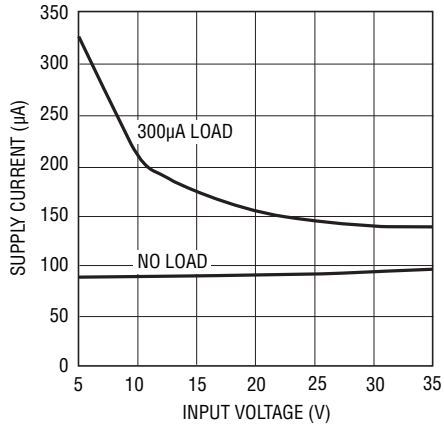


FIGURE 11 CIRCUIT

3835 G09

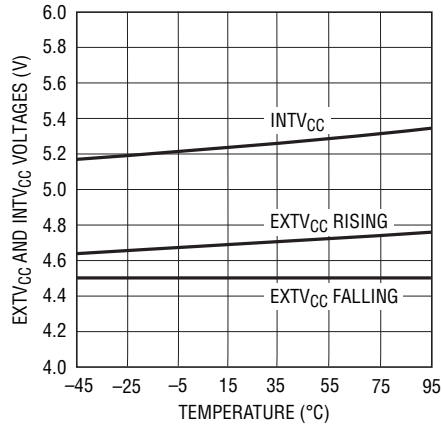
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

合計入力電源電圧と入力電圧



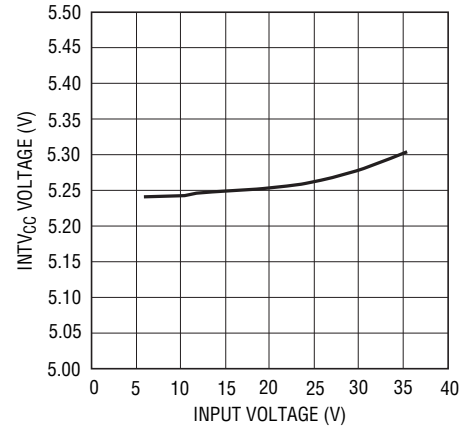
3835 G10

EXTV_{CC}スイッチオーバー電圧
およびINTV_{CC}電圧と温度



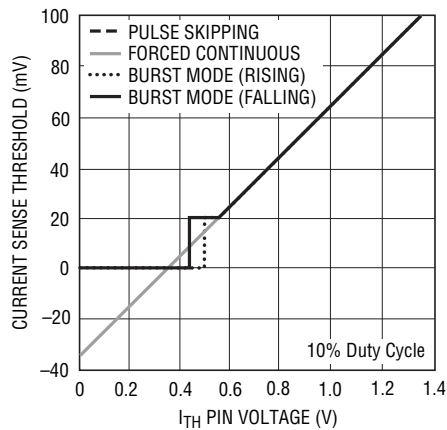
3835 G11

INTV_{CC}ライン・レギュレーション



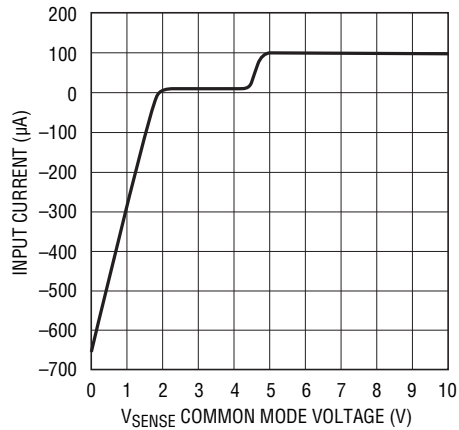
3835 G12

最大電流センス電圧とI_{TH}電圧



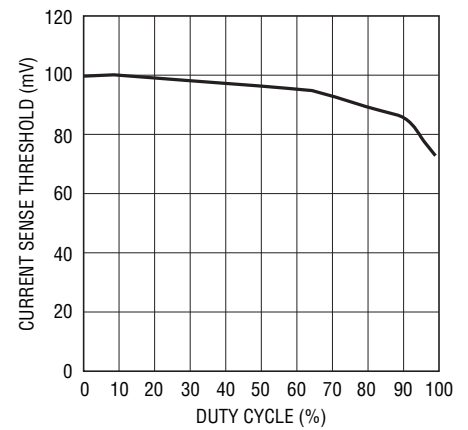
3835 G13

SENSEピン合計入力バイアス電流



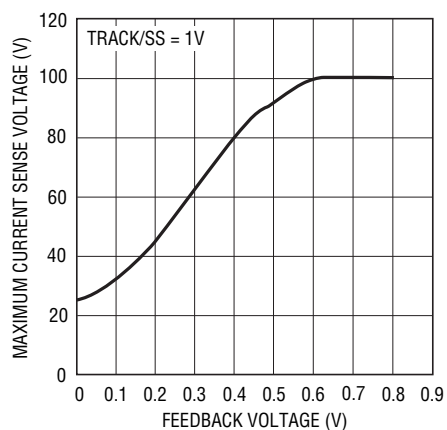
3835 G14

最大電流センススレッショルドと
デューティ・サイクル



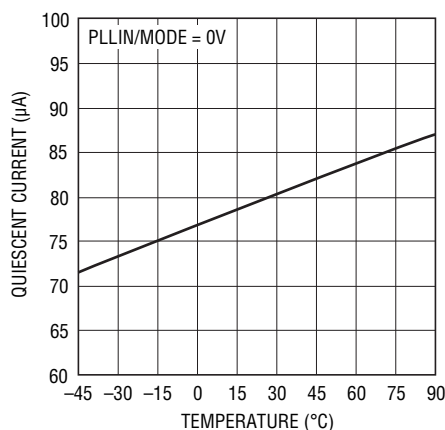
3835 G15

フォールドバック電流制限



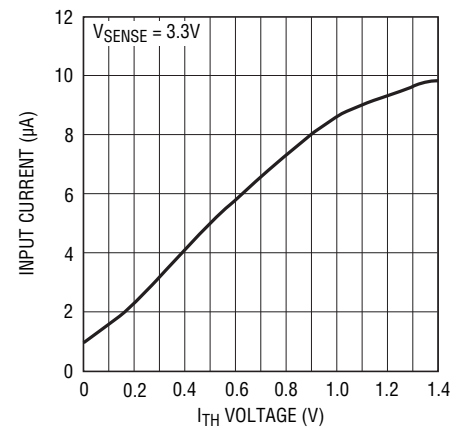
3835 G16

消費電流と温度



3835 G17

SENSEピン合計入力
バイアス電流とI_{TH}

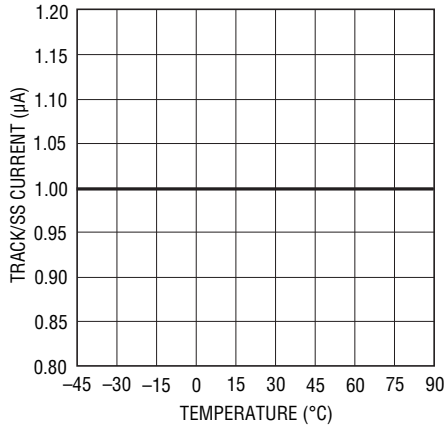


3835 G18

3835fe

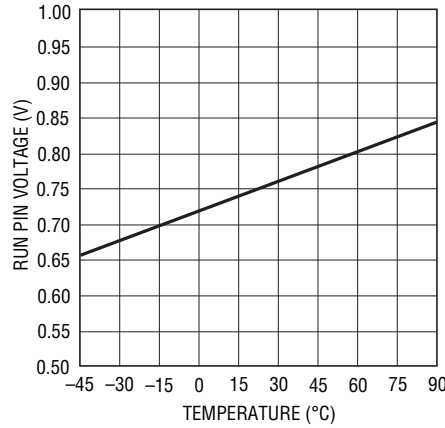
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

TRACK/SSプルアップ電流と温度



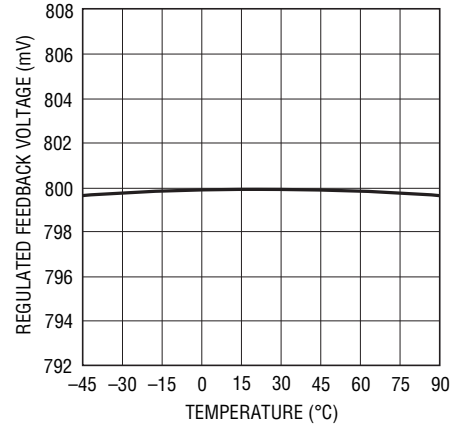
3835 G19

シャットダウン (RUN) スレッシュホールドと温度



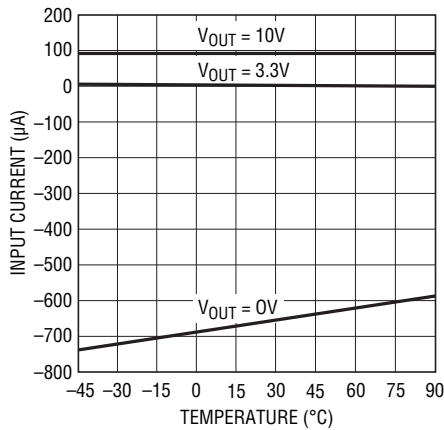
3835 G20

安定化帰還電圧と温度



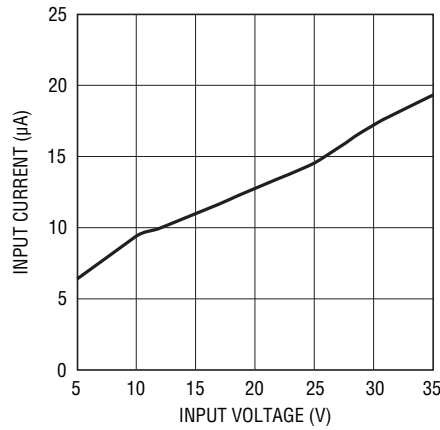
3835 G21

SENSEピン合計入力電流と温度



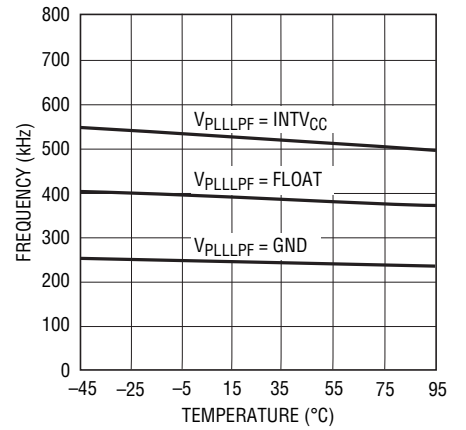
3835 G22

シャットダウン電流と入力電圧



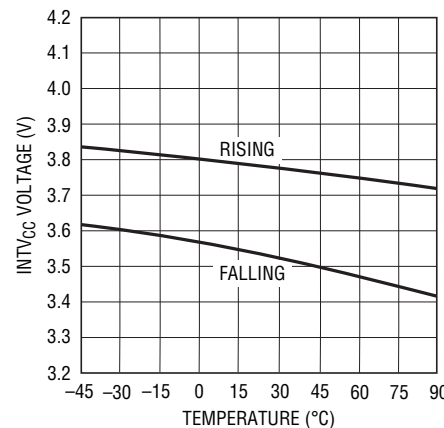
3835 G23

発振器周波数と温度



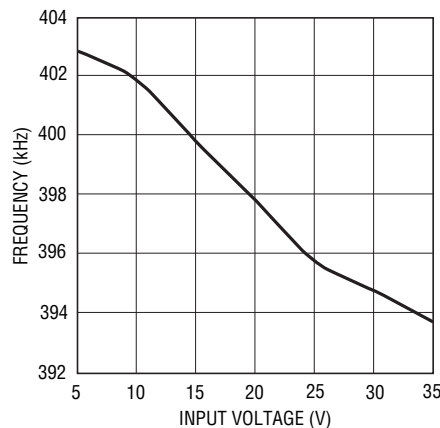
3835 G24

低電圧ロックアウト スレッシュホールドと温度



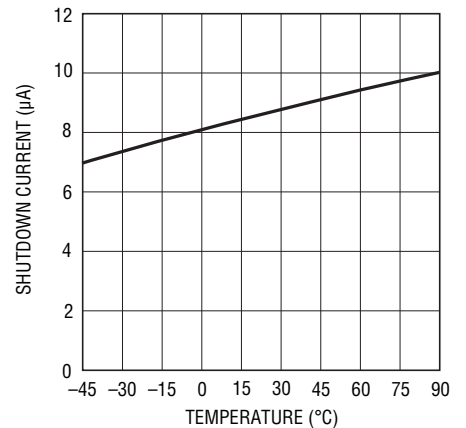
3835 G25

発振器周波数と入力電圧



3835 G26

シャットダウン電流と温度



3835 G27

ピン機能 (FEパッケージ/UFDパッケージ)

CLKOUT (ピン1/ピン19): 他のコントローラICをデジタイズチェーン接続してMOSFETドライバステージ/フェーズを追加する際に使用できる、オープンドレイン出力クロック信号です。

PLLLPF (ピン2/ピン20): 外部クロックに同期させる場合は、フェーズロック・ループのローパスフィルタをこのピンに接続します。あるいは、このピンをGNDまたはINTV_{CC}に接続するか、未接続のままにしておくことによって、それぞれ250kHz、530kHz、400kHzのスイッチング周波数を選択できます。

I_{TH} (ピン3/ピン1): 誤差アンプ出力およびスイッチングレギュレータの補償点。電流コンパレータのトリップ点は、この制御電圧とともに増加します。

TRACK/SS (ピン4/ピン2): 外部トラッキングおよびソフトスタート入力。LTC3835は、0.8VまたはTRACK/SSピンにかかる電圧のいずれか小さい方にV_{FB}電圧を安定化します。内部の1μAプルアップ電流源をこのピンに接続します。このピンでのグラウンドへのコンデンサにより、最終的な安定化出力電圧までのランプ時間を設定できます。あるいは、別の電圧供給源の抵抗分圧器をこのピンに接続すると、起動する間LTC3835の出力に別の電源をトラックさせることができます。

V_{FB} (ピン5/ピン3): 出力に接続された外部抵抗分圧器から、リモート検知した帰還電圧を受け取ります。

SGND (ピン6、露出パッド・ピン21/ピン4、露出パッド・ピン21): 小信号グラウンド。入力コンデンサのコモン(-)端子への大電流グラウンドから離して配線する必要があります。電気的接続と定格熱性能を与えるため、露出パッドをPCBに接続します。

PGND (ピン7/ピン5): ドライバ電源グラウンド。ボトム(同期)NチャンネルMOSFETの電源、ショットキー整流器のプラス側、およびC_{IN}の(-)端子へ接続します。

BG (ピン8/ピン6): ボトム(同期)NチャンネルMOSFET用の大電流ゲートドライブ。このピンの電圧はグラウンドからINTV_{CC}まで振幅します。

INTV_{CC} (ピン9/ピン7): 内部リニア低損失レギュレータの出力。ドライバ回路と制御回路の電源にはこの電圧が使用されます。最小4.7μFのタンタル・コンデンサ、またはその他の低ESRコンデンサを使用して、電源グラウンドにデカップリングする必要があります。

EXTV_{CC} (ピン10/ピン8): INTV_{CC}に接続された内部LDOへの外部電源入力。このLDOはV_{CC}電源を供給し、EXTV_{CC}が4.7Vよりも高い場合はV_{IN}を電源に使用する内部LDOを常にバイパスします。「アプリケーション情報」の「EXTV_{CC}の接続」の項を参照。このピンの電圧は10Vを超えないようにしてください。

V_{IN} (ピン11/ピン9): 主電源ピン。このピンと信号グラウンドピンの間には、バイパス・コンデンサを接続する必要があります。

SW (ピン12/ピン10): インダクタへのスイッチノード接続。このピンの電圧は、グラウンド電圧よりもショットキーダイオード(外部)電圧降下分だけ低い値からV_{IN}までの範囲で振幅します。

TG (ピン13/ピン11): トップNチャンネルMOSFET用の大電流ゲートドライブ。これらはフローティングドライバの出力で、INTV_{CC}-0.5Vに等しい電圧変化がスイッチノード電圧SWに加わります。

BOOST (ピン14/ピン12): トップサイド・フローティング・ドライバへのブートストラップ電源。BOOSTピンとSWピンの間にコンデンサを接続し、BOOSTピンとINTV_{CC}ピンの間にはショットキーダイオードを接続します。BOOSTピンにおける電圧は、INTV_{CC}から(V_{IN}+INTV_{CC})まで変化します。

RUN (ピン15/ピン13): コントローラ用のデジタル実行制御。このピンの電圧を強制的に0.7V未満にするとすべての制御機能がシャットダウンし、LTC3835の消費電流は約10μAになります。

SENSE- (ピン16/ピン14): 差動電流コンパレータへの(-)入力。

SENSE+ (ピン17/ピン15): 差動電流コンパレータへの(+)入力。I_{TH}ピン電圧とSENSE-およびSENSE+ピン間の制御オフセットは、R_{SENSE}とともに電流トリップのスレッシュホールドを設定します。

PGOOD (ピン18/ピン16): オープンドレインロジック出力。V_{FB}ピンの電圧が設定値の±10%に入らない場合、PGOODはグラウンドされます。

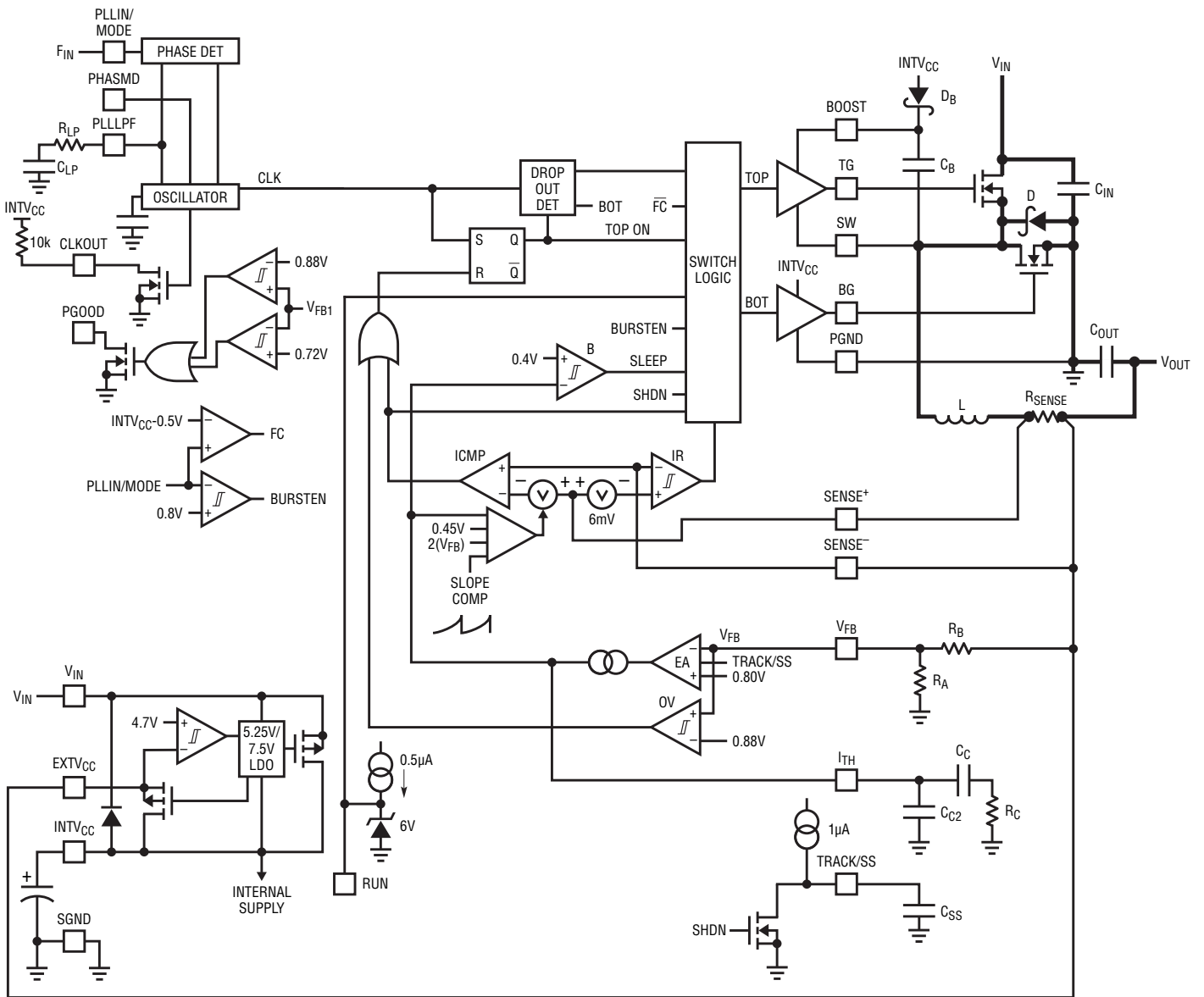
PLLIN/MODE (ピン19/ピン17): 位相検出器および強制連続制御入力への外部同期入力。このピンに外部クロックを入力すると、フェーズロック・ループによって、TG信号の立ち上がり外部クロックの立ち上がりエッジに強制的に同期されます。この場合は、PLLLPFピンにR-Cフィルタを接続する必要があります。外部クロックに同期させない場合、この入力は軽負荷時のLTC3835の動作を決定します。このピンを0.7V未満にす

ピン機能 (FEパッケージ/UFDパッケージ)

るとBurst Mode動作が選択され、INTV_{CC}に接続すると連続インダクタ電流動作が選択されます。このピンを0.9Vより大きくINTV_{CC}よりも小さい電圧に接続すると、パルススキップ動作が選択されます。

PHASMD (ピン20/ピン18): TGとCLKOUT信号の位相関係を決定する位相セクターへの入力を制御します。

機能ブロック図



3835 FD

動作 (機能ブロック図を参照)

メイン制御ループ

LTC3835は、一定周波数の電流モード降圧アーキテクチャを使用しています。通常動作中、外部トップMOSFETは、クロックがRSラッチをセットするとオンになり、主電流コンパレータICMPがRSラッチをリセットするとオフになります。ICMPがトリップしてラッチがリセットされる際のピークインダクタ電流は誤差アンプEAの出力である I_{TH} ピンの電圧によって制御されます。誤差アンプは、 V_{FB} ピンの出力電圧帰還信号(出力電圧 V_{OUT} とグランドを接続する外部抵抗分圧器によって生成される)と0.800Vの内蔵基準電圧を比較します。負荷電流が増加すると、 V_{FB} が基準電圧に対してわずかに減少します。これによってEAは、平均インダクタ電流が新しい負荷電流に見合う値になるまで I_{TH} 電圧を増加させます。

各サイクルでトップMOSFETがオフになると、電流コンパレータIRによってインダクタ電流が逆転を開始したことが示されるまで、あるいは次のクロックサイクルが開始するまで、ボトムMOSFETがオンになります。

INTV_{CC}/EXTV_{CC}電源

トップおよびボトムMOSFETドライバと他のほとんどの内部回路の電源は、INTV_{CC}ピンから供給されます。EXTV_{CC}ピンが接続されていないままになっているか、4.7V未満の電圧に接続されている場合は、内部5.25V低損失リニア・レギュレータが V_{IN} からINTV_{CC}の電源を供給します。EXTV_{CC}の電圧が4.7Vを超えると5.25Vレギュレータがオフになり、7.5V低損失リニア・レギュレータが作動して、EXTV_{CC}からINTV_{CC}の電源を供給します。EXTV_{CC}が7.5V未満の場合(ただし4.7Vより大きい)、7.5Vレギュレータはドロップアウト状態となり、INTV_{CC}はEXTV_{CC}とほぼ等しくなります。EXTV_{CC}が7.5Vよりも大きい場合(絶対最大定格の10Vが上限)、INTV_{CC}は7.5Vに安定化されます。EXTV_{CC}ピンを使用すれば、LTC3835のスイッチングレギュレータ出力などの高効率の外部電源を、INTV_{CC}の電源として使用することができます。

トップMOSFETドライバは、フローティング・ブートストラップ・コンデンサ C_B によってバイアスされます。 C_B は、通常、MOSFETがオフになると、外部ダイオードを通じてオフサイクルごとに再充電されます。入力電圧 V_{IN} が減少して V_{OUT} に近くなると、回路はドロップアウト状態に入り、トップMOSFETを続けてオン状態にしようとします。ドロップアウト検出器はこれを検出して、10サイクルごとにクロック時間の1/12だけトップMOSFETを強制的にオフにし、 C_B が再充電できるようにします。

シャットダウンと起動(RUNおよびTRACK/SSピン)

LTC3835は、RUNピンを使用してシャットダウンすることができます。このピンの電圧を0.7V未満にすると、コントローラの主制御回路が動作しなくなります。電圧が“L”になると、コントローラと、INTV_{CC}レギュレータを含むほとんどの内部回路が作動しなくなります。この場合のLTC3835の消費電流は10 μ Aに過ぎません。

RUNピンを解放すると内部0.5 μ A電流によってピンがプルアップされ、コントローラが再び作動状態になります。あるいは、RUNピンを外部的にプルアップしたり、ロジックによって直接ドライブしたりすることも可能です。ただし、ピン電圧が絶対最大定格の7Vを超えないように注意してください。

出力電圧 V_{OUT} の起動は、TRACK/SSピンの電圧によって制御されます。TRACK/SSピンの電圧が内部基準電圧の0.8Vに満たない場合、LTC3835は、 V_{FB} 電圧を0.8V基準電圧ではなくTRACK/SSピン電圧に合わせて安定化します。これにより、TRACK/SSピンとSGNDの間に外部コンデンサを接続し、TRACK/SSピンを使用してソフトスタートをプログラムすることができます。内部1 μ Aプルアップ電流がこのコンデンサを充電して、TRACK/SSピン上に電圧ランプを生成します。TRACK/SS電圧が0Vから0.8V(およびそれ以上)にリニアに増加するのに合わせて、出力電圧 V_{OUT} もゼロからその最終値へとスムーズに増加します。

あるいは、TRACK/SSピンを使用して V_{OUT} の起動時に別の電源を「トラック」させることもできます。通常、これを実行するには、他の電源とグランドをつなぐ外部抵抗分圧器をTRACK/SSピンに接続する必要があります(「アプリケーション情報」の項を参照)。

RUNピンを“L”にしてLTC3835の作動を停止させるか、 V_{IN} が低電圧ロックアウトスレッシュホールドの3.5V未満に低下すると、内部MOSFETがTRACK/SSピンを“L”にします。低電圧ロックアウト状態になるとコントローラの作動が停止し、外部MOSFETがオフになります。

動作 (機能ブロック図を参照)

軽負荷電流時の動作 (Burst Mode動作、パルススキップ、または連続動作) (PLLIN/MODEピン)

LTC3835は、軽負荷電流状態において、高効率のBurst Mode動作、一定周波数のパルススキップ・モード、あるいは強制連続動作モードで使用することができます。Burst Mode動作を選択するには、PLLIN/MODEピンを0.8V未満のDC電圧に接続します(たとえばSGND)。強制連続動作を選択するには、PLLIN/MODEピンをINTV_{CC}に接続します。また、パルススキップ・モードを選択するには、PLLIN/MODEピンを、0.8Vよりも高くINTV_{CC}-0.5Vよりも低いDC電圧に接続します。

LTC3835がBurst Mode動作状態になると、インダクタ内のピーク電流が最大センス電圧の約1/10にセットされますが、I_{TH}ピンの電圧はこれよりも低い値を示します。平均インダクタ電流が負荷電流よりも低い場合は、誤差アンプEAがI_{TH}ピンの電圧を下げます。I_{TH}電圧が0.4V未満に下がると内部スリープ信号が“H”になり(“スリープ”モードになる)、MOSFETは両方ともオフになります。次いでI_{TH}ピンがEAの出力から切り離されて、0.425Vに“固定”されます。

スリープモードでは多くの内部回路がオフになり、LTC3835の消費する消費電流は80μAまで低下します。スリープモードにおける負荷電流は、出力コンデンサによって供給されます。出力電圧の低下に合わせて、EAの出力は増加し始めます。出力電圧が十分に低下するとI_{TH}ピンがEAの出力に再び接続されてスリープ信号が“L”になり、外部のトップMOSFETを内部発振器の次のサイクルでオンにすることによって、コントローラが通常動作を再開します。

LTC3835がBurst Modeになると、インダクタ電流を逆転させることはできなくなります。逆方向電流コンパレータ(RI_{CMP})は、インダクタ電流がゼロになる直前に外部のボトムMOSFETをオンにし、電流が逆転して負の値になるのを防ぎます。したがって、動作が不連続になるのを防ぐことができます。

強制連続動作においては、軽負荷状態あるいは大過渡状態下でインダクタ電流を逆転させることができます。ピークインダクタ電流は、通常動作時と同様、I_{TH}ピンの電圧によって決定されます。このモードでは、軽負荷時の効率がBurst Mode動作時の効率よりも低下します。しかし、連続動作には、出力リップルが低くオーディオ回路への干渉も小さいという利点があります。強制連続モードでは、出力リップルと負荷電流の間に相関関係はありません。

PLLIN/MODEピンをパルススキップ・モードに合わせて接続するか、外部クロックを入力してフェーズロック・ループを使用すると(「周波数選択とフェーズロック・ループ」の項を参照)、LTC3835は、軽負荷状態においてPWMパルススキップ・モードで動作します。このモードでは、設計最大出力電流の約1%までの範囲において、一定周波数での動作が維持されます。負荷が非常に小さい状態では、電流コンパレータI_{CMP}は数サイクルにわたってトリップしたままになり、外部トップMOSFETも同じサイクル数だけ強制的にオフ状態に維持されます(つまり、パルスをスキップする)。インダクタ電流を逆転(不連続動作)させることはできません。このモードでは、強制連続動作の場合同様、Burst Mode動作に比べて出力リップルやオーディオノイズが低く、RF干渉も少なくなります。低電流時の効率は強制連続モードよりも高くなりますが、Burst Modeほど高くありません。

周波数選択とフェーズロック・ループ (PLLLPFおよびPLLIN/MODEピン)

スイッチング周波数の選択は、効率と部品サイズのトレードオフになります。低周波数での動作ではMOSFETのスイッチング損失を減らすことによって効率を上げることができますが、インダクタンスまたは容量、もしくはその両方を大きくして出力リップル電圧を低く抑える必要があります。

LTC3835のコントローラのスイッチング周波数は、PLLLPFピンを使用して選択できます。

PLLIN/MODEピンを外部クロックソースによってドライブしない場合は、PLLLPFピンを未接続のままにするか、INTV_{CC}あるいはSGNDに接続することによって、それぞれ400kHz、530kHz、250kHzの周波数を選択することができます。

LTC3835ではフェーズロック・ループ(PLL)を使用して、内部発振器をPLLIN/MODEピンに接続された外部クロックソースに同期させることができます。この場合、PLLLPFピンとSGNDピンの間に直列R-Cを接続して、PLLのループフィルタとして使用する必要があります。LTC3835の位相検出器は、PLLLPFピンの電圧を調整して、外部トップMOSFETをオンにするタイミングを同期信号の立ち上がりエッジに揃えます。

動作 (機能ブロック図を参照)

LTC3835のフェーズロック・ループの通常のキャプチャ範囲は概ね115kHzから800kHzまでで、保証範囲は140kHzから650kHzまでです。言い方を変えると、LTC3835のPLLは、周波数140kHzから650kHzまでの外部クロックソースに同期できることが保証されています。

PLLIN/MODEピンの標準的な入力クロックスレッシュホールドは、1.6V(立ち上がり)と1.2V(立ち下がり)です。

PolyPhaseアプリケーション(CLKOUTおよびPHASMDピン)

LTC3835は、PolyPhaseアプリケーションを使用して他のコントローラICとLTC3835をデジタイズチェーンで接続できる2本のピン(CLKOUTとPHASMD)を備えています。CLKOUTピンのクロック出力信号は、単一の大電流出力や複数の独立した出力を供給する多相電源ソリューションに含まれる、追加的な出力ステージを同期させるために使用できます。PHASMDピンは、表1に概要を示すように、CLKOUT信号の位相調整に使用します。位相は、トップゲートドライバ出力(TG)の立ち上がりエッジを位相角ゼロとし、これを基準に計算されます。

CLKOUTピンには、オープンドレイン出力デバイスを1個接続できます。通常は、このピンから10k~100kの抵抗を8.5V以下

の電源電圧に接続できます。

表1

V _{PHASMD}	CLKOUT PHASE
GND	90°
Floating	180°
INTV _{CC}	120°

出力過電圧保護

過電圧コンパレータは、過渡的なオーバーシュートや、出力の過電圧を招くその他の危険な状態からデバイスを保護します。V_{FB}ピンの電圧上昇が安定化基準点である0.800Vの10%を超えると、過電圧状態が解消されるまでの間、トップMOSFETがオフになってボトムMOSFETがオンになります。

パワーグッド(PGOOD)ピン

PGOODピンは、内部NチャンネルMOSFETのオープンドレインに接続します。V_{FB}ピンの電圧が基準電圧0.8Vの±10%の範囲を超えると、MOSFETがオンになってPGOODピンを“L”にします。PGOODは、RUNピンが“L”(シャットダウン)になった場合も“L”になります。V_{FB}ピン電圧が±10%の範囲内に収まっていればMOSFETはオフになり、最大8.5Vの電圧源に接続した外部抵抗によって、PGOODピンをプルアップすることができます。

アプリケーション情報

出力電流に応じたR_{SENSE}の選択

R_{SENSE}は必要な出力電流に基づいて選択します。電流コンパレータの最大スレッショルドは100mV/R_{SENSE}、入力同相レンジはSGNDから10Vまでです。電流コンパレータのスレッショルドはインダクタ電流のピーク値を設定し、最大平均出力電流I_{MAX}がピーク値と同じ値、つまり、ピーク間リップル電流ΔI_Lの半分未満となるようにします。

ICや外部構成部品における値の変動を考慮に入れると、次の式が得られます：

$$R_{\text{SENSE}} = \frac{80\text{mV}}{I_{\text{MAX}}}$$

損失が非常に少ない状態でコントローラを使用すると、最大出力電流レベルは低下します。これは、50%を超えるデューティ・ファクタで作動する降圧レギュレータの安定性基準を満足するために、内部補正が必要になるためです。作動デューティ・ファクタによるこのピーク出力電流レベルの低下は、グラフを使用して予測することができます。

動作周波数と同期

動作周波数の選択は、効率と構成部品サイズのトレードオフになります。低周波数で作動させれば、MOSFETのスイッチング損失に加え、ゲート電荷損失と遷移損失の両方を減らせるので、効率を上げることができます。しかし、作動させる周波数を下げれば下げるほど、与えられたリップル電流量に対するインダクタンスを大きくする必要があります。

LTC3835の内部発振器は、PLLLPFピンが未接続状態で、PLLIN/MODEピンがDC“L”または“H”の状態にあるとき、400kHzの公称周波数で作動します。PLLLPFをINTV_{CC}にすると動作周波数は530kHzになり、PLLLPFをSGNDにすると動作周波数は250kHzになります。

あるいは、140kHzから650kHzの周波数でPLLIN/MODEピンに入力されたクロック信号に位相を同期することができます（「フェーズロック・ループと周波数同期」の項を参照）。

インダクタ値の計算

動作周波数とインダクタの選択にあたっては、動作周波数が高ければインダクタとコンデンサの値を小さくできるという相関関係があります。それでは、なぜこれらの値が大きいコン

ポーネントを使用して低周波数で動作させる方を選ぶのでしょうか。その答えは効率にあります。一般に、高周波数ではMOSFETのゲート電荷損失のために効率が低下します。この基本的なトレードオフに加えて、インダクタ値がリップル電流と低電流動作に与える影響を考慮しなければなりません。

インダクタ値はリップル電流に直接影響します。インダクタリップル電流ΔI_Lはインダクタンスまたは周波数が高くなると減少し、V_{IN}が高くなると増加します：

$$\Delta I_L = \frac{1}{(f)(L)} V_{\text{OUT}} \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right)$$

ΔI_Lが大きな値となってもよければインダクタンスを低くすることができますが、この場合は出力電圧リップルとコア損失が大きくなってしまいます。リップル電流を設定する際は、ΔI_L = 0.3 (I_{MAX}) ぐらいから始めるのが妥当です。ΔI_Lは、最大入力電圧時に最大値を取ります。

インダクタ値も間接的に影響します。Burst Modeへの移行は、必要な平均インダクタ電流が、R_{SENSE}によって決定される電流制限値より10%低いピーク値に達したときに開始されます。インダクタ値が低い(ΔI_Lが大きい)と、より低い負荷電流で移行が開始されますが、これは低電流動作範囲の上側部分で効率低下を招きます。Burst Mode動作時は、インダクタンスの値を下げるとバースト周波数が低下します。

インダクタコアの選択

Lの値が決まったら、インダクタのタイプを選ばなければなりません。一般に高効率のコンバータでは、低コストの粉末鉄コアに見られるようなコア損失を許容することはできないので、より高価なフェライトコアやmolypermalloyコアを使用せざるを得なくなります。インダクタ値が固定されているため、実際のコア損失はコアサイズには関係せず、選択したインダクタンスに大きく左右されます。インダクタンスが増加すれば、コア損失は小さくなります。残念ながら、インダクタンスを大きくするにはワイヤの巻き数を増やさねばならず、巻き数を増やせば銅損失が大きくなります。

フェライトを使用すればコア損失を非常に小さくできるので、高スイッチング周波数に向いています。したがって、設計の目標を銅損失と飽和の防止に絞ることができます。フェライトコアの飽和は“急激”で、ピーク設計電流を過ぎるとインダクタン

アプリケーション情報

スが突然低下します。これは、インダクタのリップル電流が突然増加し、その結果として出力電圧リップルの発生を招く結果となります。コアは飽和させないようにしなければなりません。

パワーMOSFETとショットキーダイオード
(オプション)の選択

LTC3835では、2個の外部パワーMOSFETを選択する必要があります。トップ(メイン)スイッチ用のNチャンネルMOSFETが1個、ボトム(同期)スイッチ用のNチャンネルMOSFETが1個です。

ピーク間ドライブレベルはINTV_{CC}電圧によって設定されます。起動時のこの電圧は通常5Vです(EXTV_{CC}ピン接続の項を参照)。したがって、ほとんどのアプリケーションにおいては、ロジックレベルスレッシュホールドのMOSFETを使用しなければなりません。唯一の例外は、低入力電圧が予想される場合($V_{IN} < 5V$)です。この場合は、サブロジックレベルのスレッシュホールドを持つMOSFET($V_{GS(TH)} < 3V$)を使用する必要があります。MOSFETのBV_{DSS}の指定にも十分な注意を払わなければなりません。ほとんどのロジックレベルMOSFETは30V未満に制限されています。

パワーMOSFETは、「オン」抵抗R_{DS(ON)}、ミラー容量C_{MILLER}、入力電圧、および最大出力電流を基準に選択します。ミラー容量C_{MILLER}は、普通、MOSFET製造者のデータシートに示されているゲート電荷曲線から大体の大きさを求めることができます。C_{MILLER}は、この曲線がほぼ水平な間の横軸に沿ったゲート電荷の増加量を、V_{DS}の指定された変化量で除した値を取ります。さらにこの結果に、アプリケーションに適用されるV_{DS}とゲート電荷曲線によって指定されるV_{DS}の比率を乗じます。ICが連続モードで作動しているときは、トップおよびボトムMOSFETのデューティ・サイクルは次式により求められます:

$$\begin{aligned} \text{メイン・スイッチのデューティ・サイクル} &= \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \\ \text{同期スイッチのデューティ・サイクル} &= \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \end{aligned}$$

最大出力電流時のMOSFETの電力損失は次式により求められます:

$$\begin{aligned} P_{MAIN} &= \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)} + \\ &\quad (V_{IN})^2 \left(\frac{I_{MAX}}{2} \right) (R_{DR}) (C_{MILLER}) \cdot \\ &\quad \left[\frac{1}{V_{INTVCC} - V_{THMIN}} + \frac{1}{V_{THMIN}} \right] (f) \\ P_{SYNC} &= \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)} \end{aligned}$$

ここで、 δ はR_{DS(ON)}の温度依存度で、R_{DR}(約2 Ω)はMOSFETのミラー・スレッシュホールド電圧における実効ドライブ抵抗です。V_{THMIN}は、代表的なMOSFET最小スレッシュホールド電圧です。

どちらのMOSFETもI²Rの損失を生じますが、トップサイドNチャンネルの式には遷移損失に関する追加的な項が含まれており、この項は高入力電圧時に最も大きくなります。V_{IN} < 20Vの範囲では一般にMOSFETを大きくすれば電流効率が向上しますが、V_{IN} > 20Vの範囲では、R_{DS(ON)}の大きいデバイスを使用してC_{MILLER}を小さくした方が高い効率を得られる程度にまで急激に遷移損失が増加します。同期MOSFET損失が最大になるのは、トップスイッチのデューティ・ファクタが低い場合、高入力電圧においてであり、同期スイッチが期間のほぼ100%にわたってオンになっている場合は短絡しているときです。

通常(1+ δ)の項は、正規化されたR_{DS(ON)}と温度を表わす曲線という形でMOSFETに対して与えられますが、低電圧MOSFETに対しては、概算値として $\delta = 0.005/^{\circ}C$ という値を使うことができます。

図6に示すオプションのショットキーダイオードD1は、2個のパワーMOSFETによる導通間のデッドタイム中に電流を通します。これはボトムMOSFETのボディダイオードがオンになるのを防ぎ、デッドタイム中に電荷が蓄積されて逆回復時間が必要になるのを防ぎますが、V_{IN}が高い場合は3%程度の効率低下を招きます。1Aから3Aのショットキーを使用すれば比較的電流が小さくなるので、一般的にはこの辺が、両方の動作範囲に対する適切な妥協点となります。ダイオードを大きくすると接合容量も大きくなるので、遷移損失はさらに増加します。

アプリケーション情報

C_{IN}とC_{OUT}の選択

連続モードにおけるトップMOSFETのソース電流は、デューティ・サイクル(V_{OUT})/(V_{IN})の矩形波です。大きな過渡電圧の発生を防ぐためには、最大RMS電流に合わせてサイズを決定した低ESRコンデンサを使用する必要があります。最大RMSコンデンサ電流は次式で求められます：

$$C_{IN} \text{ Required } I_{RMS} \approx \frac{I_{MAX}}{V_{IN}} \left[(V_{OUT})(V_{IN} - V_{OUT}) \right]^{1/2}$$

この式は、V_{IN} = 2V_{OUT}のときに最大値を取ります。ここで、I_{RMS} = I_{OUT}/2です。この場合、条件を大きく外れたとしてもそれほど有利には働かないので、通常、設計にはこの簡単な最悪条件が広く使用されます。リップル電流に関するコンデンサメーカーの定格値は、多くの場合、2000時間の寿命を前提としたものに過ぎません。したがって、より大幅なコンデンサの性能低下を見込むか、より高い使用温度範囲のコンデンサを選ぶことが望まれます。また、サイズや高さに関する設計上の要求を満たすために、いくつかのコンデンサを並列で使用することができます。LTC3835は動作周波数が高いので、C_{IN}にはセラミックコンデンサを使用することもできます。疑問がある場合は必ず製造者に確認してください。

C_{OUT}の選択は、等価直列抵抗(ESR)を基準に行います。通常、ESRに関する要求を満足すれば、その容量はフィルタリングに関しても妥当な値となります。出力リップル(ΔV_{OUT})の概算値は次式で求められます：

$$\Delta V_{OUT} \approx I_{RIPPLE} \left(ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

ここで、fは動作周波数、C_{OUT}は出力コンデンサ、I_{RIPPLE}はインダクタのリップル電流です。I_{RIPPLE}は入力電圧とともに増加するので、出力リップルは最大入力電圧時に最大となります。

出力電圧の設定

LTC3835の出力電圧は、図1に示すように、外部帰還抵抗分圧器をうまく出力に接続することによって設定します。安定化出力電圧は次式で求められます：

$$V_{OUT} = 0.8V \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

周波数応答を改善するために、フィードフォワード・コンデンサC_{FF}を使用することもできます。V_{FB}ラインは、インダクタやSWラインなどのノイズ源から離すよう、十分な注意を払う必要があります。

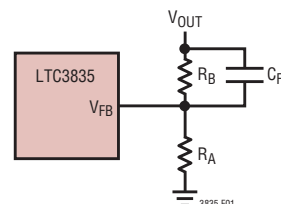


図1. 出力電圧の設定

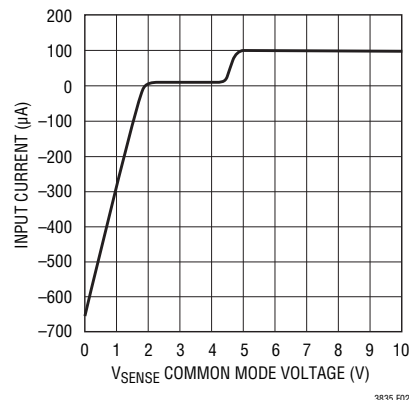


図2. SENSEピンの入力バイアス電流と同相電圧

SENSE⁺とSENSE⁻ピン

電流コンパレータの同相入力レンジは0Vから10Vまでです。このレンジ内であれば全域にわたって連続的なリニア動作が可能で、0.8Vから10Vの出力電圧を得ることができます。電流コンパレータの入力ステージでは、図2に示すように、出力電圧に応じてSENSEピンから電流をソースまたはシンクする必要があります。出力電圧が1.5V未満の場合は、両方のSENSEピンからメイン出力に電流が流れ出します。これらの場合はV_{OUT}抵抗分圧器を使用すれば、簡単に出力をプリロードして、電流コンパレータの逆方向入力バイアス電流を補償することができます。V_{FB}は0.8Vの基準電圧までサーボ制御されるので、図1のR_Aは0.8V/I_{SENSE}未満のものを選ぶ必要があります。I_{SENSE}は、図2を使って指定出力電圧から求めることができます。

アプリケーション情報

トラッキングとソフトスタート (TRACK/SSピン)

V_{OUT}の起動は、TRACK/SSピンの電圧によって制御されます。TRACK/SSピンの電圧が0.8Vの内部基準電圧より小さい場合、LTC3835は、0.8VではなくTRACK/SSピンの電圧に合わせてV_{FB}ピンの電圧を安定化します。TRACK/SSピンを使用すれば、外部ソフトスタート機能をプログラムしたり、起動時にV_{OUT}で別の電源をトラックできるようにしたりすることができます。

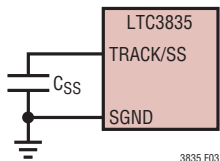
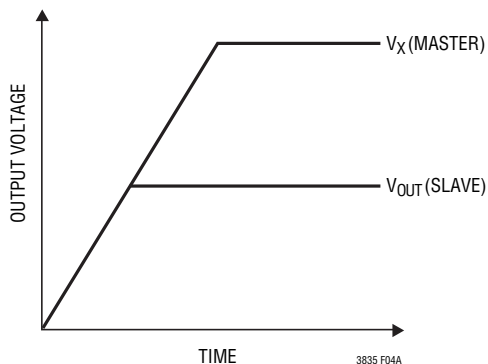
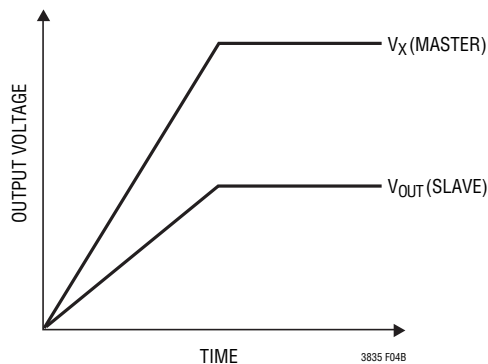


図3. TRACK/SSピンを使用してソフトスタートをプログラム

ソフトスタートは、図3に示すように、TRACK/SSピンからのコンデンサをグラウンドに接続するだけで有効になります。1μAの内部電流がこのコンデンサを充電して、TRACK/SSピンの電圧を直線的に増加させます。LTC3835は、TRACK/SSピンの電圧に従ってV_{FB}ピン(したがってV_{OUT}も)を安定化し、V_{OUT}を



(4a) Coincident Tracking



(4b) Ratiometric Tracking

図4. 2つの異なる出力電圧トラッキングモード

0Vから最終的な安定値までスムーズに増加させます。大体の合計ソフトスタート時間は次式で求められます：

$$t_{ss} = C_{ss} \cdot \frac{0.8V}{1\mu A}$$

また、TRACK/SSピンを使用して、図4aと4bにその性質を示したように、起動時に2つ(またはそれ以上の)電源をトラックすることもできます。これを実行するには、図5に示すように、マスター電源(V_X)とスレーブ電源(V_{OUT})のTRACK/SSピンの間に抵抗分圧器を接続する必要があります。起動時、V_{OUT}は、抵抗分圧器によって設定された比率に従ってV_Xをトラックします：

$$\frac{V_X}{V_{OUT}} = \frac{R_A}{R_{TRACKA}} \cdot \frac{R_{TRACKA} + R_{TRACKB}}{R_A + R_B}$$

同時トラッキング(起動時にV_{OUT} = V_X)の場合は次の関係が成り立ちます。

$$R_A = R_{TRACKA}$$

$$R_B = R_{TRACKB}$$

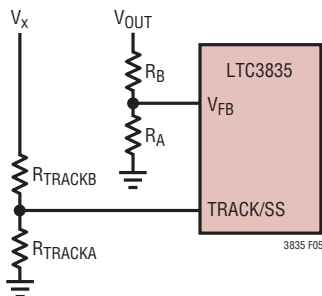


図5. トラッキングにTRACK/SSピンを使用

アプリケーション情報

INTV_{CC}レギュレータ

LTC3835は2つの独立した内部Pチャンネル低損失リニアレギュレータ(LDO)を備えています。これらのレギュレータは、EXTV_{CC}の接続に応じて、それぞれV_{IN}電源ピンまたはEXTV_{CC}ピンのどちらかからINTV_{CC}ピンの電源を供給します。INTV_{CC}は、ゲートドライバとLTC3835の大部分の回路に電源を供給します。V_{IN} LDOはINTV_{CC}ピンの電圧を5.25Vに、EXTV_{CC} LDOは7.5Vに安定化します。これらはそれぞれ50mAのピーク電流を供給可能で、少なくとも4.7μFのタンタルコンデンサ、10μFの特殊ポリマーコンデンサ、または低ESRの電解コンデンサを使用してグラウンドにバイパスしなければなりません。1Ωの抵抗をコンデンサに直列に追加すれば、最小容量4.7μFのセラミックコンデンサも使用できます。使用するバルクコンデンサのタイプに関わらず、INTV_{CC}ピンとPGNDピンの直近に1μFのセラミックコンデンサを追加することを強く推奨します。MOSFETゲートドライバが必要とする大過渡電流を供給し、チャンネル間の干渉を防ぐためには、良好なバイパスを行う必要があります。

高周波数でMOSFETをドライブする高入力電圧アプリケーションでは、LTC3835の最大接合部温度定格を超えてしまう恐れがあります。ゲート電荷電流に支配されるINTV_{CC}電流は、5V V_{IN} LDOまたは7.5V EXTV_{CC} LDOによって供給できます。EXTV_{CC}ピンの電圧が4.7V未満の場合はV_{IN} LDOが使われます。この場合はICの電力損失が最も大きくなり、V_{IN}・I_{INTVCC}に等しくなります。「効率の検討」の項で述べたように、ゲート電荷電流は動作周波数によって変化します。接合部温度は、「電気的特性」の項のNote 2の式を使用して予測できます。たとえば、GパッケージでEXTV_{CC}電源を使用しない場合、LTC3835のINTV_{CC}電流は24V電源から41mA未満に制限されます。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (41\text{mA})(36\text{V})(95^\circ\text{C/W}) = 125^\circ\text{C}$$

最大接合部温度を超えないようにするには、最大V_{IN}、連続導通モード(PLLIN/MODE = INTV_{CC})で動作している間、入力電源電流をチェックしなければなりません。

EXTV_{CC}に加えられた電圧が4.7Vを超えると、V_{IN} LDOがオフになってEXTV_{CC} LDOが作動します。EXTV_{CC}に加えられた電圧が4.5Vを超えている限り、EXTV_{CC} LDOはオンのままになります。EXTV_{CC} LDOはINTV_{CC}電圧を7.5Vに安定化し

ようとするので、EXTV_{CC}が7.5V未満の間はLDOがドロップアウト状態となり、INTV_{CC}電圧はEXTV_{CC}とほぼ同じになります。EXTV_{CC}が7.5Vよりも大きい場合(絶対最大定格の10Vが上限)、INTV_{CC}は7.5Vに安定化されます。

EXTV_{CC} LDOを使用すれば、通常動作中はLTC3835のスイッチングレギュレータ出力(4.7V ≤ V_{OUT} ≤ 10V)から、また出力が安定化されていない場合(たとえば起動時や短絡時)はV_{IN} LDOから、MOSFETのドライバ電源と制御電源を得ることができます。EXTV_{CC} LDOから指定値以上の電流を取り出したい場合は、EXTV_{CC}ピンとINTV_{CC}ピンの間に外部ショットキーダイオードを追加することができます。EXTV_{CC}ピンには10V以上の電圧をかけないEXTV_{CC} ≤ V_{IN}となるようにしてください。

ドライバ電流と制御電流によって生じるV_{IN}電流は、(デューティ・サイクル)/(スイッチャ効率)で表わされる係数によって増減するので、出力からINTV_{CC}に電源を供給すれば、効率と熱利得を大幅に向上させることができます。4.7Vから10Vのレギュレータ出力の場合、これはEXTV_{CC}ピンを直接V_{OUT}に接続することを意味します。EXTV_{CC}ピンを5V電源に接続すれば、前例における接合部温度は125°Cから次式で示す値まで減少します:

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (24\text{mA})(5\text{V})(95^\circ\text{C/W}) = 81^\circ\text{C}$$

しかし、3.3Vまたはその他の低電圧出力の場合、出力からINTV_{CC}電源を得るには追加回路が必要です。

EXTV_{CC}の接続には4種類の方法が考えられますが、その概要を以下に示します:

1. EXTV_{CC}を未接続のままにする(あるいはグラウンドする)。この場合INTV_{CC}には内部の5.25Vレギュレータから電源が供給されるが、高入力電圧時に最大10%の効率低下を招く結果となります。
2. EXTV_{CC}を直接V_{OUT}に接続。これは5Vレギュレータ用の通常接続で、最も効率が高くなります。
3. EXTV_{CC}を外部電源に接続。5Vから7Vの範囲の外部電源を使用できる場合は、その電源がMOSFETゲートドライブに関する要求を満たしていれば、EXTV_{CC}への電源供給に使用することができます。

アプリケーション情報

4. 出力使用の昇圧ネットワークにEXTV_{CC}を接続。3.3Vまたはその他の低電圧レギュレータでは、出力から得た電圧を4.7V以上に昇圧し、これにEXTV_{CC}を接続することによって、なお効率の向上を実現できます。これは、図6に示す容量性のゲートチャージポンプを使用して行います。

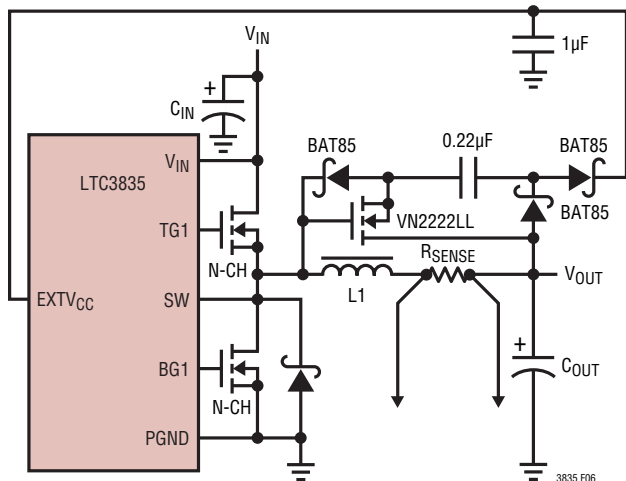


図6. EXTV_{CC}用の容量性ゲートチャージポンプ

トップサイドMOSFETドライバ電源 (C_B、D_B)

BOOSTピンに接続された外部ブートストラップ・コンデンサC_Bは、トップサイドMOSFET用のゲートドライブ電圧を供給します。機能図に示すコンデンサC_Bは、SWピンが“L”のときに、INTV_{CC}に接続された外部ダイオードD_Bを通じて充電されます。トップサイドMOSFETがオンになると、ドライバが、必要なMOSFETのゲート電源両端にC_Bの電圧をかけます。これがMOSFETの作動を助け、トップサイドスイッチがオンになります。スイッチノード電圧SWはV_{IN}まで上昇し、BOOSTピンがこれに続きます。トップサイドMOSFETがオンになると、ブースト電圧が入力電源電圧よりも高くなります (V_{BOOST} = V_{IN} + V_{INTVCC})。ブーストコンデンサC_Bの値は、トップサイドMOSFETの合計入力容量値の100倍とする必要があります。外部ショットキーダイオードの逆方向ブレイクダウン電圧は、V_{IN(MAX)}よりも大きくなければなりません。ゲートドライブレベルの調整を最終的に決定するのは、レギュレータの合計入力電流です。変更が加えられて入力電流が減少した場合は、効率も改善されています。入力電流に変化がなければ、効率に変化はありません。

故障状態: 電流制限と電流フォールドバック

出力がグラウンドに短絡された場合の負荷電流を制限できるように、LTC3835は電流フォールドバック機能を備えています。出力が公称出力レベルの70%を下回った場合、最大センス電圧は100mVから30mVまで徐々に下げられます。短絡状態にあつてデューティ・サイクルも非常に低い場合、LTC3835は短絡電流を制限するためにサイクルスキッピングを開始します。この状況下ではボトムMOSFETが電力のほとんどを消費しますが、通常動作時ほど多くはありません。短絡リップル電流は、LTC3835の最小オンタイムt_{ON(MIN)}(≈180ns)、入力電圧、およびインダクタ値によって決まります。

$$\Delta I_L(SC) = t_{ON(MIN)} (V_{IN}/L)$$

最終的な短絡電流は次式から求められます:

$$I_{SC} = \frac{30mV}{R_{SENSE}} - \frac{1}{2} \Delta I_L(SC)$$

故障状態: 過電圧保護(クローバー)

過電圧クローバーは、レギュレータの出力電圧が公称値のレベルを大きく超えた場合に、システム入力ヒューズが切れるように設計されています。クローバーは、コントローラの動作中に短絡が発生した場合、大電流を流すことによってヒューズを切り、MOSFETの短絡による影響からデバイスを保護します。

コンパレータが出力を監視して過電圧状態の有無を確認します。コンパレータ(OV)は、公称出力電圧の10%を超える過電圧状態を検知します。このような状態が検知されるとトップMOSFETがオフになって、過電圧状態が解消されるまでボトムMOSFETがオンになります。ボトムMOSFETは、過電荷状態が存在する限りオンのままです。V_{OUT}が安全なレベルに戻れば、自動的に通常動作が再開されます。トップMOSFETが短絡すると大電流が流れ、これによってシステムヒューズが切れます。スイッチングレギュレータは、トップMOSFETにリークがある場合でも、デューティ・サイクルを変化させてリークに対処することによって正しく安定化を行います。

アプリケーション情報

フェーズロック・ループと周波数同期

LTC3835は、電圧制御内部発振器 (VCO) と位相検知器で構成される位相同期回路 (PLL) を備えています。これにより、トップMOSFET (TG) のオン動作を、PLLIN/MODEピンに加えられる外部クロック信号の立ち上がりエッジに同期させることができます。位相検出器はエッジセンシティブのデジタルタイプで、外部発振器と内部発振器の間の0°位相シフトを知ることができます。このタイプの位相検出器は、外部クロックの高調波に誤って同期してしまうことはありません。

位相検出器の出力は相補的な電流ソースのペアで、PLLLPFピンに接続された外部フィルタネットワークの充電や放電を行います。PLLIN/MODEにクロック信号が加えられている場合のPLLLPFピンの電圧と動作周波数の関係を、図7と電気的特性の表に示します。LTC3835が外部クロックに同期できるのは、クロック周波数がLTC3835の内部VCOの範囲内である場合に限られます。通常、この範囲は115kHzから800kHzまでで、このうち保証されているのは140kHzから650kHzまでです。簡単なブロック図を図8に示します。

外部クロック周波数が内部発振器の周波数 f_{osc} よりも大きい場合は、電流が位相検出器出力から連続的にソースされてPLLLPFピンがプルアップされます。外部クロック周波数が f_{osc} よりも小さい場合は、連続的に電流がシンクされてPLLLPFピンがプルダウンされます。外部周波数と内部周波数

が同じで位相差がある場合は、位相差に対応する時間だけ電流ソースがオンになります。PLLLPFピンの電圧は、内部発振器と外部発振器の位相と周波数が同じになるまで調整されます。安定した動作点における位相検出器の出力は高インピーダンスで、フィルタコンデンサ C_{LP} が電圧を維持します。

ループフィルタ構成部品の C_{LP} と R_{LP} は、位相検出器からの電流パルスをスムーズにして電圧制御発振器に安定した入力を提供します。回路がどれだけ迅速に同期を実現できるかは、フィルタ構成部品の C_{LP} と R_{LP} によって決まります。通常、 $R_{LP} = 10k\Omega$ で、 C_{LP} は2200pF~0.01 μ Fです。

また、外部クロック (PLLIN/MODEピン) の入力“H”スレッショルドは1.6Vで、入力“L”スレッショルドは1.2Vです。

表2に、PLLLPFピン使用時に選択できる設定の概要を示します。

表2

PLLLPFピン	PLLIN/MODEピン	周波数
0V	DC Voltage	250kHz
Floating	DC Voltage	400kHz
INTV _{CC}	DC Voltage	530kHz
RC Loop Filter	Clock Signal	Phase-Locked to External Clock

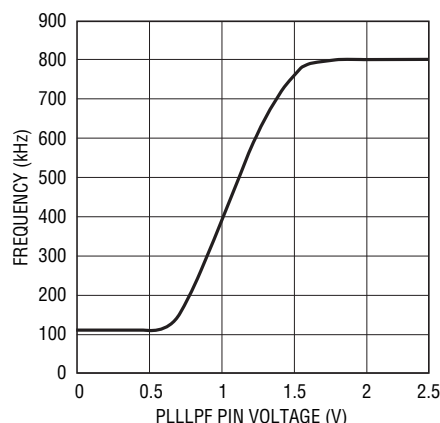


図7. 外部クロックに同期する場合の発振器周波数とPLLLPFピン電圧の関係

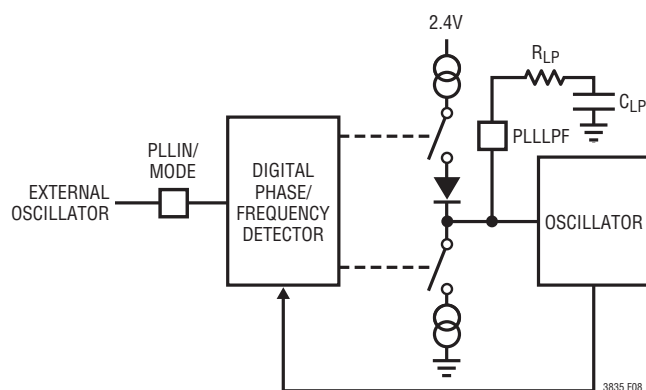


図8. フェーズロック・ループのブロック図

アプリケーション情報

最小オンタイムの検討

最小オンタイム $t_{ON(MIN)}$ は、LTC3835がトップMOSFETをオンできる最小時間です。この時間は、内部のタイミング遅延と、トップMOSFETをオンにするために必要なゲート電荷により決定されます。低デューティ・サイクルのアプリケーションでは、この最小オンタイムの限界に近くなる可能性があるため、以下の条件を満たすことができるように注意しなければなりません。

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT}}{V_{IN}(f)}$$

デューティ・サイクルがこの最小オンタイムで対応できる限界を下回ると、コントローラはサイクルをスキップし始めます。出力電圧の安定化は引き続き行われますが、リップル電圧とリップル電流が増加します。

LTC3835の最小オンタイムは約180nsです。しかし、ピークセンス電圧が小さくなると最小オンタイムは徐々に増加し、最終的に約200nsになります。これは、軽負荷時にリップル電流が小さい強制連続アプリケーションで特に問題となります。このような状況でデューティ・サイクルが最小オンタイムの限界を下回ると、サイクルスキッピングの数が大幅に増え、これに応じて電流と電圧のリップルも大きくなります。

効率の検討

スイッチングレギュレータのパーセント効率は、出力電力を入力電力で除して100%を乗じた値に等しくなります。効率に制約を加えている要素と大幅な改善を実現する変更を明らかにするにあたっては、多くの場合、個々の損失を解析していく方法が有効です。パーセント効率は次の式で表わされます。

$$\% \text{効率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

ここで、L1、L2等の項は、入力電力のパーセンテージで表わした個々の損失です。

損失は回路内のすべての電力消費要素で発生しますが、通常、LTC3835の回路における主要な損失源は次の4つで構成されます。すなわち、1) ICの V_{IN} 電流、2) INTV_{CC}レギュレータ電流、3) I²R損失、4) トップサイドMOSFETの遷移損失です。

1. V_{IN} 電流は2つの成分からなります：1つめは電気的特性の表に示すDC電源電流で、これにはMOSFETのドライブ電流と制御電流は含まれません。2つめは3.3Vリニア・レギュレータ出力から流れる電流です。通常は、 V_{IN} 電流によってわずかな(<0.1%)損失が生じます。

2. INTV_{CC}電流は、MOSFETドライブ電流と制御回路電流の和です。MOSFETドライブ電流は、電源MOSFETのゲート容量のスイッチングによる電流です。MOSFETゲートを“L”から“H”に、さらに再び“L”に切り替えるたびに、微小電荷dQがINTV_{CC}からグラウンドに移動します。この際のdQ/dtがINTV_{CC}からの電流であり、通常は制御回路電流よりもはるかに大きな値となります。連続モードでは $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ で、 Q_T および Q_B はそれぞれトップサイドMOSFETとボトムサイドMOSFETのゲート電荷です。

出力使用の電源からEXTV_{CC}スイッチ入力を通じてINTV_{CC}電源を供給すると、ドライブと制御回路に必要な V_{IN} 電流は、(デューティ・サイクル)/(効率)で求められる係数に応じて変化します。たとえば、20Vから5Vへの降圧アプリケーションでは、10mAのINTV_{CC}電流から約2.5mAの V_{IN} 電流が得られます。これにより、10%かそれ以上の中電流時の損失(ドライブ電源を V_{IN} から直接取っている場合)が数%程度まで減少します。

3. I²R損失は、ヒューズ(使用している場合)、MOSFET、インダクタ、電流センス抵抗、および入出力コンデンサESRのDC抵抗から予想できます。連続モードにおける平均出力電流はLとR_{SENSE}を通して流れますが、トップサイドMOSFETと同期MOSFETの間で「チョップ」されます。これら2つのMOSFETのR_{DS(ON)}がほぼ同じ場合は、一方のMOSFETの抵抗とL、R_{SENSE}、ESRの抵抗を単純に合計すれば、I²R損失を求めることができます。たとえば、それぞれの抵抗が、R_{DS(ON)} = 30mΩ、R_L = 50mΩ、R_{SENSE} = 10mΩ、R_{ESR} = 40mΩ(入出力コンデンサの損失合計)だとすると、合計抵抗は130mΩです。したがって、出力電流が1Aから5Aに増加すると、5V出力における損失は3%から13%程度となり、3.3V出力では4%から20%程度となります。効率は、外部コンポーネントと出力レベルが同じであれば、V_{OUT}の逆二乗

アプリケーション情報

で変化します。高性能デジタルシステムに対しては、より低い出力電圧とより高い電流が求められるようになっており、これら2つの要求が組み合わされることによって、スイッチングレギュレータシステムにおける損失項の重要性は級数的に増大しています。

4. 遷移損失はトップサイドMOSFETのみに適用され、高入力電圧(通常15V以上)における動作時のみ大きく影響します。遷移損失は次式で求めることができます:

$$\text{遷移損失} = (1.7)V_{IN}2 I_{O(\text{MAX})} C_{RSS} f$$

携帯用システムにおいては、銅トレースの抵抗や内部バッテリーの抵抗などといったその他の「隠れた」損失が、さらに5%から10%の効率低下を招くことがあります。システムの設計段階においては、これらの「システム」レベルの損失を含めることが非常に重要です。内部バッテリーやヒューズの抵抗による損失は、スイッチング周波数における C_{IN} の電荷蓄積を適切なものとするとともに、ESRが極めて低い値となるようにすれば、最小限に抑えることができます。25Wの電源では、通常少なくとも20 μ Fから40 μ Fのコンデンサを必要としますが、これらのESRは最大で20m Ω から50m Ω 程度です。また、デッドタイム中のショットキー導通損失やインダクタコア損失を含むその他の損失は、一般に追加損失合計の2%未満に過ぎません。

過渡応答の確認

レギュレータ回路の応答は、負過電流の過渡応答を見ることによって確認できます。スイッチングレギュレータがDC(抵抗)負荷電流のステップに反応するには数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 V_{OUT} は ΔI_{LOAD} (ESR)に等しい量だけシフトします。ここで、ESRは C_{OUT} の等価直列抵抗です。また、 ΔI_{LOAD} は C_{OUT} の充電または放電を開始して、帰還誤差信号を生成します。レギュレータはこの信号を使用して電流変動に対応し、 V_{OUT} を安定した状態に戻します。この復帰時間中に、安定性を損なう V_{OUT} の過度のオーバーシュートやリングングを監視することができます。OPTI-LOOP補償を行えば、広範な出力コンデンサとESR値を対象に過渡応答を最適化することができます。 I_{TH} ピンは、制御ループの挙動最適化に

使用できるだけでなく、DC結合やACフィルタを伴う閉ループの応答テスト点としても使用できます。このテスト点におけるDCステップ、立ち上がり時間、およびセットリングには、実際の閉ループ応答が正確に反映されます。支配的な二次系を想定した場合、このピンにおいて確認されたオーバーシュートの比率を使用すれば、位相マージンや減衰係数を予測することができます。このピンにおける立ち上がり時間を調べれば、帯域幅を予測することもできます。「標準的応用例」の項に示す回路の I_{TH} 外部構成部品は、ほとんどのアプリケーションにとって妥当な出発点となります。

I_{TH} 直列RC-CCフィルタは、主極ゼロ点ループ補償を設定します。値は、最終的なPCレイアウトが完了して、出力コンデンサの具体的なタイプと値が決まれば、過渡応答を最適化するために多少の変更を加えることができます(推奨値の0.5倍から2倍)。ループ利得と位相は出力コンデンサのタイプと値によってさまざまに変化するので、出力コンデンサは適切なものを選ぶ必要があります。出力電流パルスが全負荷電流の20%~80%で、その立ち上がり時間が1 μ sから10 μ sであれば、帰還ループを乱すことなく、ループ全体に安定感をもたらすような I_{TH} ピンの波形と出力電圧を生成することができます。出力コンデンサ両端にパワーMOSFETを直接接続して、適切な信号ジェネレータでゲートをドライブするのが、現実的な負荷ステップ状態を作り出すための実用的な方法です。出力電流のステップ変化によって生じる初期の出力電圧ステップは、帰還ループの帯域幅に収まらないことがあるため、この信号を使って位相マージンを決定することはできません。帰還ループ内にあり、フィルタリングと補償処理が施された制御ループ応答である I_{TH} ピン信号を使用する方がよいのはこのためです。ループの利得は R_C を大きくすることによって増加し、ループのバンド幅は C_C を小さくすることによって増大します。 C_C の減少と R_C の増大が同率であればゼロ周波数は同じ値に保たれ、位相シフトも、帰還ループの最も重要な周波数範囲で同一に保たれます。出力電圧のセットリング挙動は閉ループ系の安定性に関係しており、実際の総合的電源性能を示すものとなります。

アプリケーション情報

大容量 (> 1μF) の電源バイパスコンデンサを備えた負荷にスイッチ接続すると、2つめのより大きな過渡現象が発生します。放電したバイパスコンデンサは実質的にC_{OUT}と並列接続状態になるため、V_{OUT}が急速に低下します。負荷スイッチの抵抗が低く、しかもドライブが速いと、どんなレギュレータでも適切な時間内に電流供給を変化させることができず、出力電圧におけるこの突然のステップ変化を防ぐことができなくなります。C_{LOAD}とC_{OUT}の比が1:50よりも大きい場合は、負荷の立ち上がり時間が概ね25・C_{LOAD}に制限されるようにスイッチの立ち上がり時間を制御する必要があります。したがって、10μFのコンデンサには250μsの立ち上がり時間が必要で、充電電流は約200mAに制限されます。

設計例

設計例として、V_{IN} = 12V (公称)、V_{IN} = 22V (最大)、V_{OUT} = 1.8V、I_{MAX} = 5A、f = 250kHzの場合を考えます。

まず、30%リップル電流という仮定に基づいてインダクタンスの値を選択します。リップル電流の値は最大入力電圧時に最大となります。PLLLPFピンをGNDに接続して、動作周波数を250kHzとすると、30%リップル電流の最小インダクタンスは次式で求められます：

$$\Delta L = \frac{V_{OUT}}{(f)(L)} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

4.7μHのインダクタは23%、3.3μHのインダクタは33%のリップル電流を発生させます。3.3μHの場合、ピークインダクタ電流は最大DC値にリップル電流の1/2を加えた値、すなわち5.84Aになります。リップル電流が増大すれば、180nsの最小オンタイムの維持はより確実になります。最小オンタイムは、V_{IN}が最大となった時に得られます：

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)} f} = \frac{1.8V}{22V(250kHz)} = 327ns$$

R_{SENSE}の抵抗値は、最大電流センス電圧仕様を使用し、一定の許容差を考慮に入れて計算することができます：

$$R_{SENSE} \leq \frac{80mV}{5.84A} \approx 0.012\Omega$$

1%抵抗の選択：R₁ = 25.5k、R₂ = 32.4kとすれば、出力電圧は1.816Vとなります。

トップサイドMOSFETの電力損失は容易に予測できます。Fairchild FDS6982SデュアルMOSFETを選んだ場合の結果は次の通りです：R_{DS(ON)} = 0.035Ω/0.022Ω、C_{MILLER} = 215pF。最大入力電圧、T (予測値) = 50°Cの場合は次のようになります：

$$P_{MAIN} = \frac{1.8V}{22V} (5)^2 [1 + (0.005)(50^\circ C - 25^\circ C)] \cdot \\ (0.035\Omega) + (22V)^2 \left(\frac{5A}{2} \right) (4\Omega) (215pF) \cdot \\ \left[\frac{1}{5-2.3} + \frac{1}{2.3} \right] (300kHz) = 332mW$$

グラウンドへの短絡時に生じるフォールドバック電流は次式で求められます：

$$I_{SC} = \frac{25mV}{0.01\Omega} - \frac{1}{2} \left(\frac{120ns(22V)}{3.3\mu H} \right) = 2.1A$$

ただし、R_{DS(ON)}は標準値、δ = (0.005/°C) (20) = 0.1とします。最終的なボトムMOSFETの電力損失は次の通りです：

$$P_{SYNC} = \frac{22V - 1.8V}{22V} (2.1A)^2 (1.125) (0.022\Omega) \\ = 100mW$$

これは、最大負荷状態における値よりも少ない値です。

C_{IN}の値は、このチャンネルだけがオンになっていると仮定した温度条件下で、少なくとも3AのRMS電流定格に対して選択したもので、C_{OUT}の値は低出力リップルに対するESRを0.02Ωとして選択したものです。連続モードにおける出力リップルは最大入力電圧時に最大となります。ESRによる出力電圧リップルは概ね次の通りです：

$$V_{ORIPPLE} = R_{ESR} (\Delta L) = 0.02\Omega (1.67A) = 33mV_{P-P}$$

アプリケーション情報

基板レイアウトチェックリスト

プリント基板をレイアウトする場合は、以下のチェックリストを使用してICが正しく動作するようにする必要があります。これらの項目は、図9のレイアウト図中にも示されています。図10は、連続モードで動作中の同期レギュレータ各部における電流の波形を示したものです。レイアウト時には以下の項目を確認してください。

1. トップNチャンネルMOSFET M1は、 C_{IN} の1cm以内に配置されているか。
2. 信号グラウンドと電源グラウンドは分離されているか。結合したIC信号グラウンドピンと C_{INTVCC} のグラウンドリターンは、結合した $C_{OUT}(-)$ 端子に戻さなければなりません。NチャンネルMOSFET、ショットキーダイオード、および C_{IN} コンデンサによって形成されるパスは、短いリードとPCトレース長で構成されていなければなりません。出力コンデンサ(-)端子は、コンデンサ同士を隣り合わせ、なおかつ上記のショットキーリングから離して配置し、できるだけ入力コンデンサの(-)端子近くに接続する必要があります。
3. LTC3835の V_{FB} ピン抵抗分圧器は、 C_{OUT} の(+)端子に接続されているか。抵抗分圧器は、 C_{OUT} の(+)端子と信号グラウンドの間に接続しなければなりません。帰還抵抗を接続する場合は、入力コンデンサからの大電流入力フィードバックを避ける必要があります。
4. $SENSE^-$ と $SENSE^+$ リードは、最小PCトレース間隔を保って一緒に配線されているか。 $SENSE^+$ と $SENSE^-$ の間のフィルタコンデンサは、できるだけICに近い位置になければなりません。 $SENSE$ 抵抗にはケルビン接続を使用して、正確な電流センスができるようにします。
5. $INTVCC$ のデカップリングコンデンサは、ICの近くで $INTVCC$ ピンと電源グラウンドピンの間に接続されているか。このコンデンサには、MOSFETドライバの電流ピークが蓄えられます。また、 $INTVCC$ ピンとPGNDピンのすぐ隣に1 μ Fのコンデンサを追加すると、ノイズ性能を大幅に改善できます。
6. スイッチングノード(SW)、トップゲートノード(TG)、および昇圧ノード(BOOST)は、敏感な小信号ノードから離してください。これらのノードは、すべて非常に大きく動きの速い信号が通るので、LTC3835の“出力側”に置いてPCトレース面積が最小となるようにする必要があります。

7. 修正された“スターグラウンド法”を使用してください。これは、低インピーダンスで銅面積の大きい中心グラウンド点を入出力コンデンサと同じPCボード面に置いて、 $INTVCC$ デカップリングコンデンサ底面、電圧フィードバック抵抗分圧器の底面、およびICのSGNDピンを連結する方法です。

基板レイアウトのデバッグ

回路をテストする場合は、DC-50MHz電流プローブを使用してインダクタ内の電流をモニターすると便利です。出力スイッチングノード(SWピン)をモニターしてオシロスコープと内部発振器を同期させ、実際の出力電圧を調べます。アプリケーションが必要な動作電圧と電流範囲で適切な性能が得られているかを確認してください。動作周波数は、ドロップアウトまでの入力電圧範囲全般にわたり、出力負荷が低電流動作スレッシュホールド(通常はBurst Mode動作における最大設計電流レベルの10%)未満に下がるまで維持されていなければなりません。

良く設計された低ノイズPCB実装においては、デューティ・サイクルのパーセンテージがすべてのサイクル間で維持されているはずですが、低調波の比率でデューティ・サイクルが変動する場合は、電流または電圧センシング入力でのノイズを拾っているか、ループ補償が適切でないことを示唆しています。レギュレータの帯域幅を最適化する必要がない場合は、ループ補償を通常より大きくすることで、PCレイアウトの欠点を補うことが可能です。

V_{IN} を公称レベルよりも小さくして、ドロップアウト時のレギュレータ動作を確認します。また、出力をモニターして動作を検証しながら V_{IN} をさらに下げることによって、低電圧ロックアウト回路の動作をチェックします。

高出力電流においてのみ、あるいは高入力電圧においてのみ現出するような問題がないかどうかを調べます。高入力電圧時と低出力電流時に同じ問題が発生する場合は、BOOST、SW、TG、さらに場合によってはBG接続などと、敏感な電圧ピンや電流ピンとの間に容量性結合がないかどうかを確認します。電流センスピンに接続するコンデンサは、ICのピンの直近に置く必要があります。このコンデンサは、高周波容量性結合による差動ノイズ挿入の影響をできるだけ小さくするのに役立ちます。低入力電圧の大電流出力負荷状態で問題が発生した場合は、 C_{IN} やショットキーと、敏感な電流および電圧セ

アプリケーション情報

インストレースへのトップMOSFET構成部品との間に、電磁結合がないかどうかを確認してください。さらに、これらの構成部品とICのSGNDピンとの間に、共通グランドパスの電圧ピックアップが無いかどうかを調べてください。

電流センスリードを逆に取り付けると面倒な問題が生じますが、これは見落されてしまう恐れがあります。この点を除けば、

スイッチングレギュレータは正常に作動するからです。このように接続が誤っている場合でも出力電圧は維持できますが、電流モード制御の利点を実現することはできません。構成部品の選択が電圧ループの補償に及ぼす影響は、通常よりもはるかに大きくなります。この挙動は、電流センス抵抗を一時的に短絡させれば調べることができます。短絡させた場合でもレギュレータは出力電圧を制御できるので、心配はいりません。

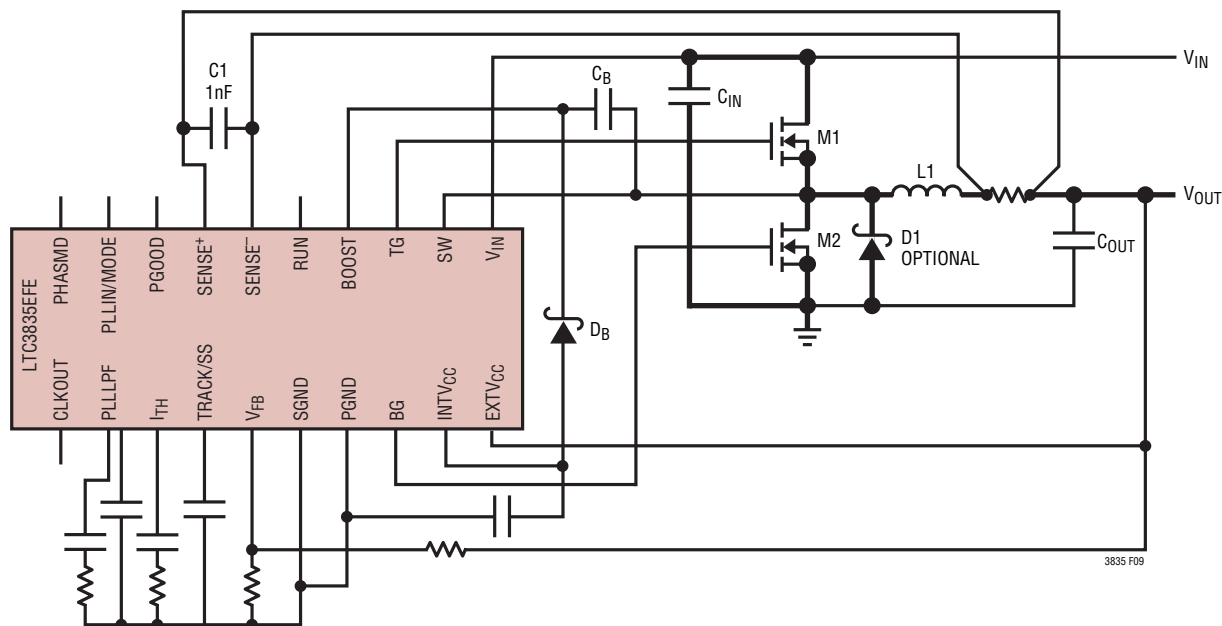


図9. LTC3835の推奨基板レイアウト図

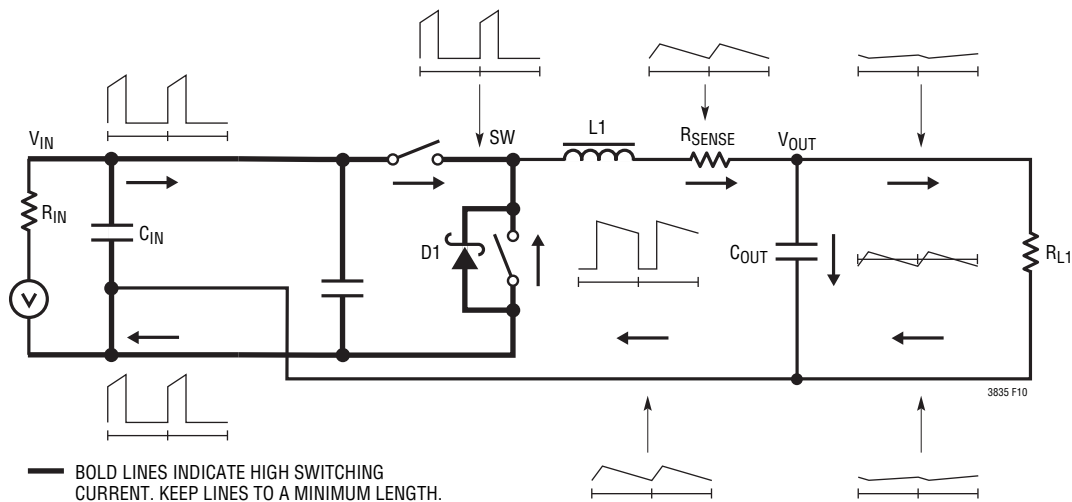
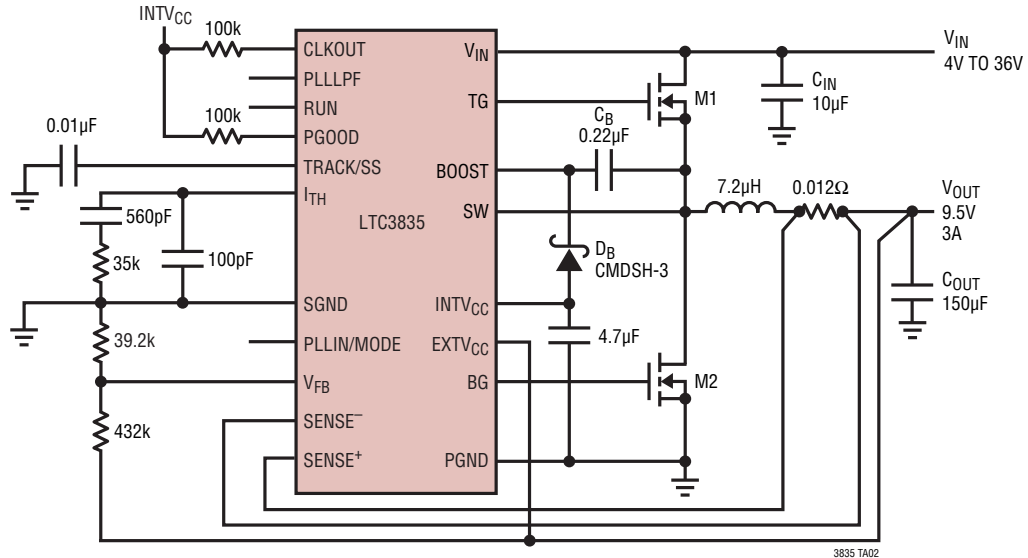


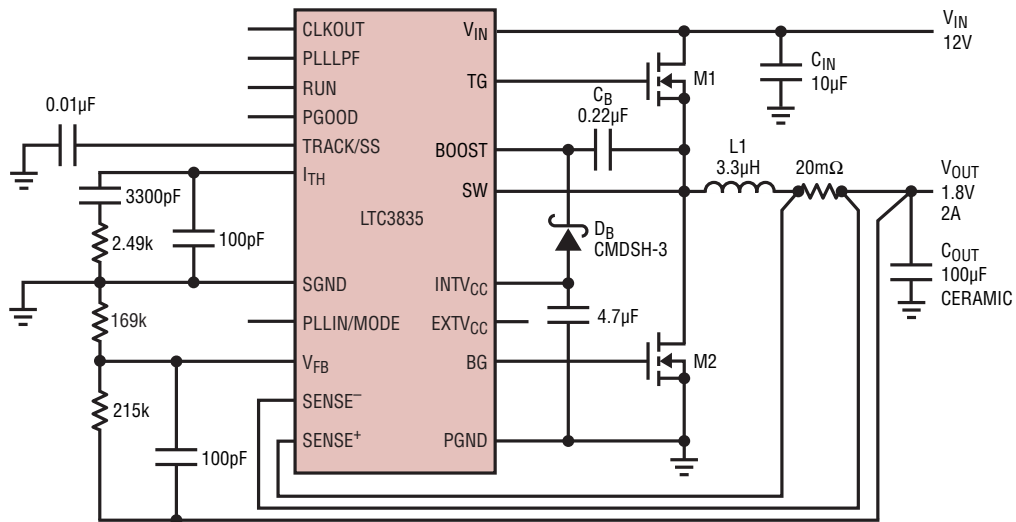
図10. 各部の電流波形

標準的応用例

高効率9.5V、3A降圧コンバータ



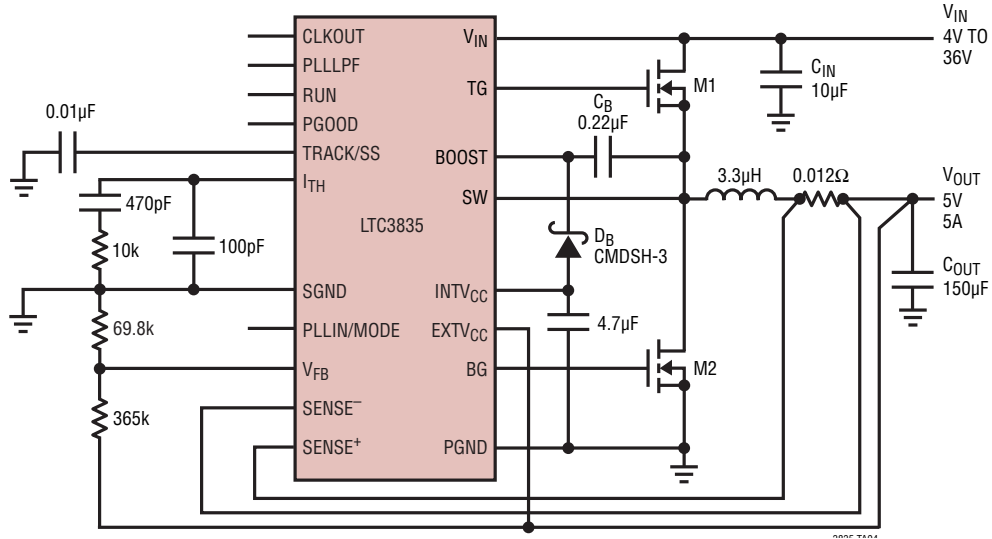
高効率12V~1.8V、2A降圧コンバータ



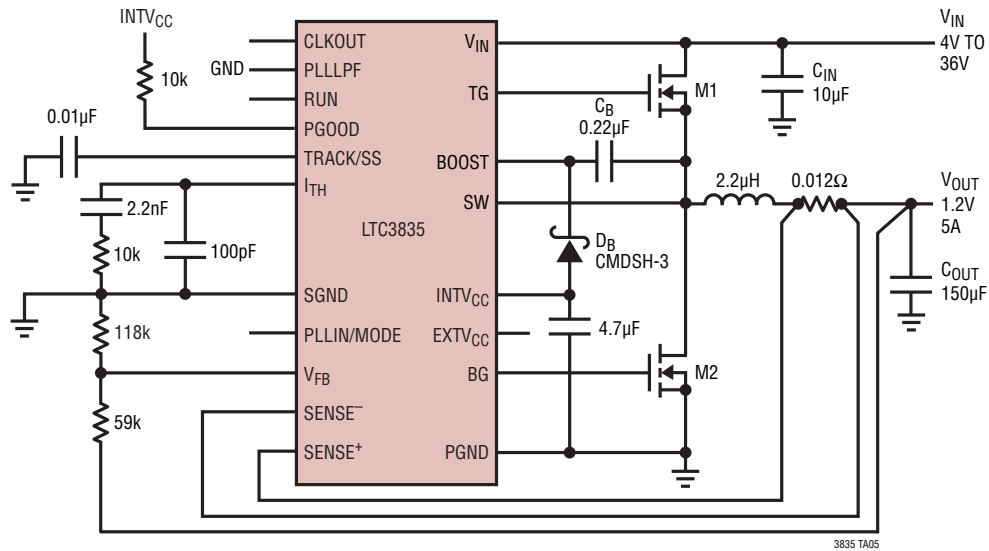
M1, M2: Si4840DY
L1: TOKO DS3LC A915AY-3R3M

標準的応用例

高効率5V、5A降圧コンバータ



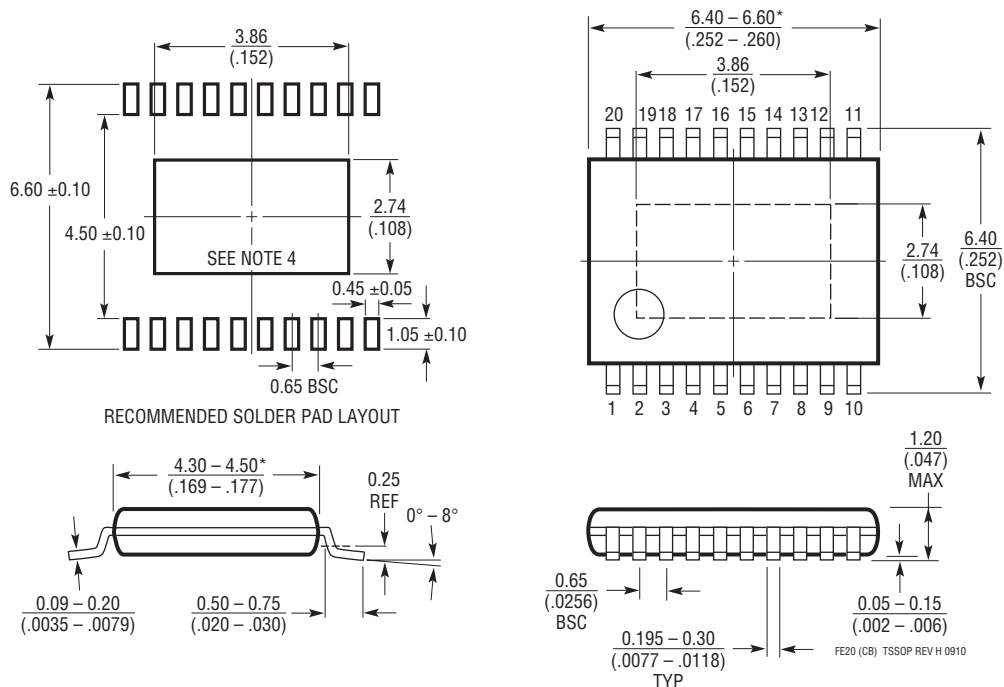
高効率1.2V、5A降圧コンバータ



パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/>をご覧ください。

FE Package
20-Lead Plastic TSSOP (4.4mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1663 Rev H)
Exposed Pad Variation CB



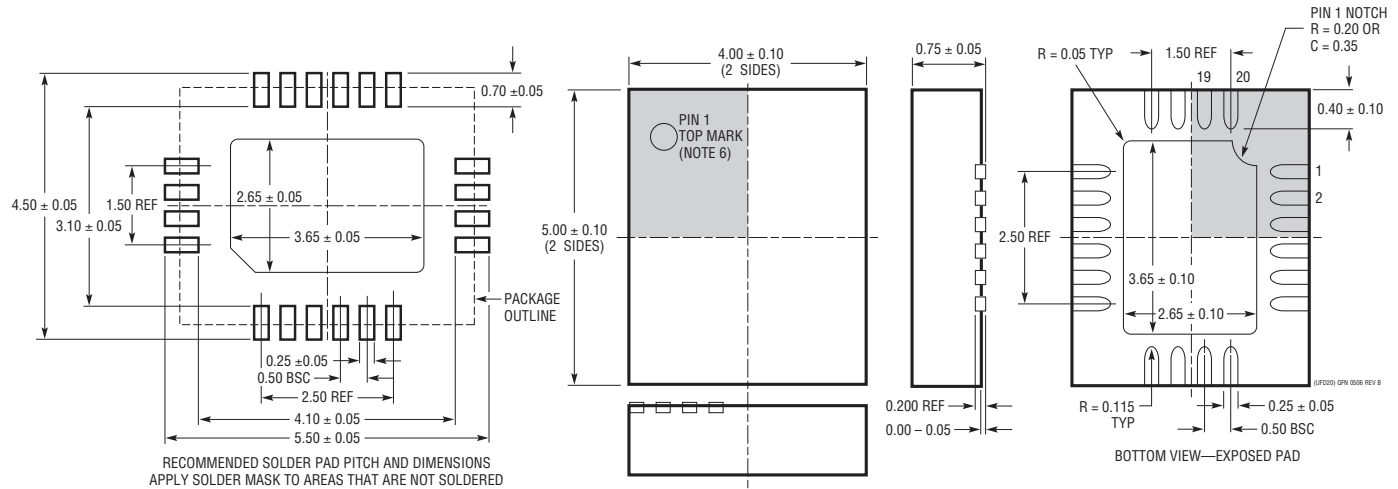
NOTE:

- 標準寸法: ミリメートル
- 寸法は $\frac{\text{ミリメートル}}{\text{(インチ)}}$
- 図は実寸とは異なる
- 露出パッド取り付けのための推奨最小PCBメタルサイズ
*寸法にはモールドのバリは含まない
モールドのバリは各サイドで 0.150mm (0.006^*)を超えないこと

パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/>をご覧ください。

UFD Package 20-Lead Plastic QFN (4mm × 5mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1711 Rev B)



NOTE:

1. 図はJEDECパッケージ外形MO-220/バリエーション(WXXX-X)として提案
2. 図は実寸とは異なる
3. すべての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法には、モールドのバリを含まない
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン1位置の参考に過ぎない

改訂履歴 (Rev Dよりスタート)

REV	日付	概要	ページ番号
D	11/10	「特長」の1行目を更新	1
		「ピン機能」のSGNDの記述を更新	8
		表1を更新	12
		「関連製品」を更新	30
E	2/15	PLLPFピンの機能説明の V_{IN} をINTV _{CC} に変更	8

標準的応用例

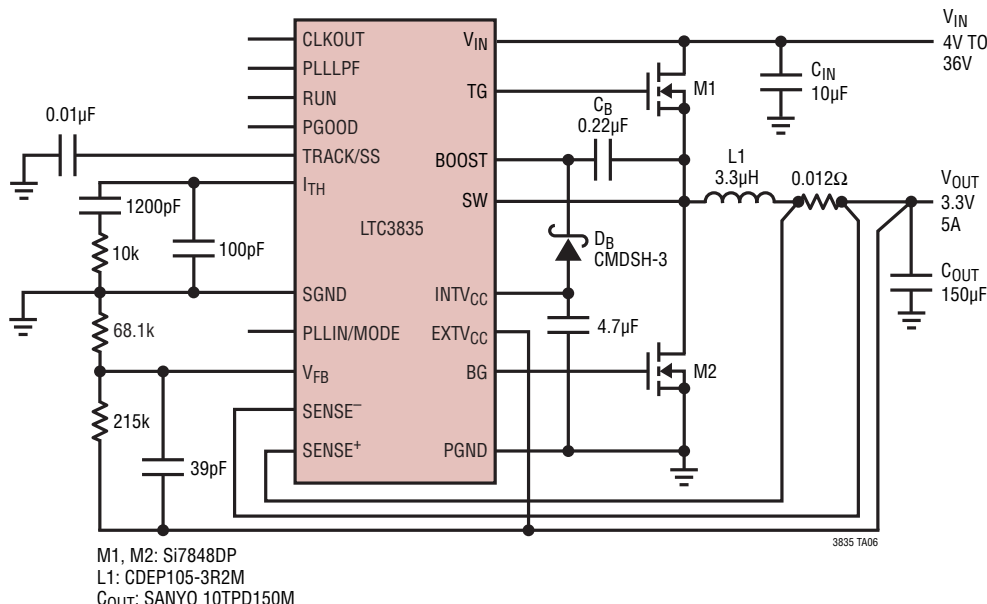


図11. 高効率降圧コンバータ

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3891	99%デューティ・サイクル、最小オン時間95ns、60V、低消費電流の同期整流式降圧DC/DCコントローラ	フェーズロック可能な固定動作周波数: 50kHz~900kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 24V$ 、 $I_Q = 50\mu A$
LTC3834/ LTC3834-1	99%デューティ・サイクル、低消費電流の同期整流式降圧DC/DCコントローラ	フェーズロック可能な固定動作周波数: 140kHz~900kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 10V$ 、 $I_Q = 30\mu A$
LTC3824	100%デューティ・サイクル、60V、低消費電流のDC/DCコントローラ	選択可能な固定動作周波数: 200kHz~600kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq V_{IN}$ 、 $I_Q = 40\mu A$ 、MSOP-10E
LT3845A	60V、低消費電流の同期整流式降圧DC/DCコントローラ	調整可能な固定動作周波数: 100kHz~500kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $1.23V \leq V_{OUT} \leq 36V$ 、 $I_Q = 120\mu A$ 、TSSOP-16E
LTC3890/ LTC3890-1	低消費電流、デュアル出力、2フェーズ同期整流式降圧DC/DCコントローラ	フェーズロック可能な固定動作周波数: 50kHz~900kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 24V$ 、 $I_Q = 50\mu A$
LTC3857/ LTC3857-1	低消費電流、デュアル出力、2フェーズ同期整流式降圧DC/DCコントローラ	フェーズロック可能な固定動作周波数: 50kHz~900kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 24V$ 、 $I_Q = 50\mu A$ 、過電流フォールドバック
LTC3858/ LTC3858-1	低消費電流、デュアル出力、2フェーズ同期整流式降圧DC/DCコントローラ	フェーズロック可能な固定動作周波数: 50kHz~900kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 24V$ 、 $I_Q = 170\mu A$ 、過電流ラッチオフ
LTC3854	実装面積の小さい、同期整流式降圧DC/DCコントローラ	400kHzの固定動作周波数、 $4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$ 、2mm×3mm QFN-12
LTC3851A/ LTC3851A-1	No R _{SENSE} TM 、広いV _{IN} 範囲の同期整流式降圧DC/DCコントローラ	フェーズロック可能な固定動作周波数: 250kHz~750kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$ 、MSOP-16E、3mm×3mm QFN-16、SSOP-16
LTC3827/ LTC3827-1	低消費電流、デュアル同期整流式コントローラ	2フェーズ動作: 合計無負荷 $I_Q = 115\mu A$ 、 $4V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、1チャンネル・オン時の無負荷 $I_Q = 80\mu A$