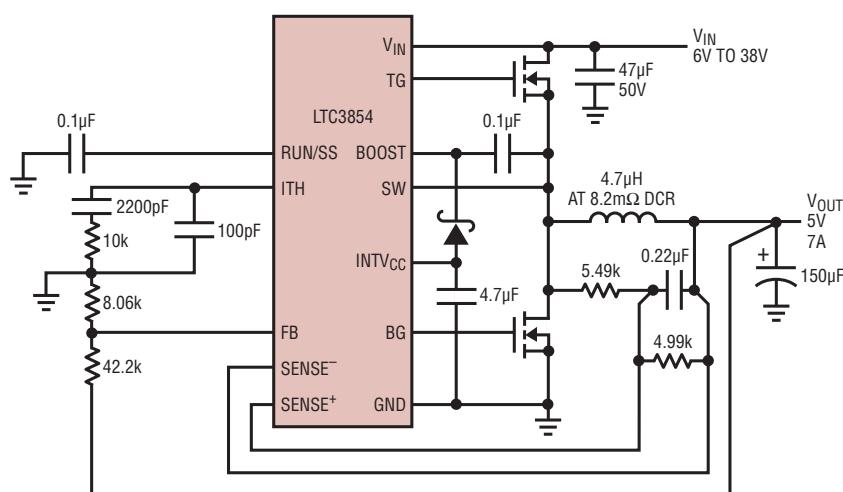


**実装面積の小さい、広い入力
電圧範囲の同期整流式
降圧DC/DCコントローラ**
特長

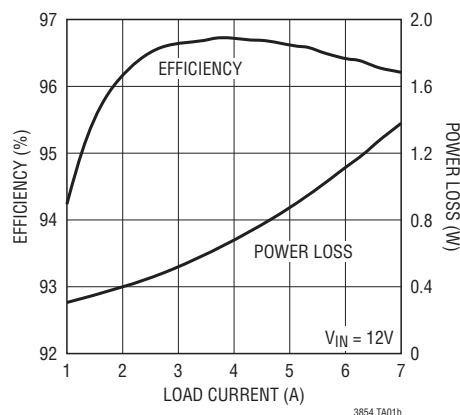
- 広い入力電圧範囲で動作: 4.5V~38V
- R_{SENSE} またはDCR電流検出
- 全温度範囲で $\pm 1\%$ の精度を達成する0.8Vリファレンス
- 400kHzのスイッチング周波数
- デュアルNチャネルMOSFET同期ドライブ
- 低損失動作: 97%デューティサイクル
- 出力がプリバイアスされていても起動
- 調整可能な出力電圧ソフトスタート
- 出力電流フォールドバック制限
(ソフトスタート時はディスエーブル)
- 出力過電圧保護
- 外部ゲート・ドライブ用の5V LDO
- OPTI-LOOP[®]補償により C_{OUT} を最小化
- シャットダウン時の低消費電流: 15 μ A
- 熱特性が改善された小型12ピン2mm × 3mm DFNパッケージと小型12ピンMSOP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
- 産業用機器
- DC配電システム

標準的応用例
高効率同期整流式降圧コンバータ


3854 TA01

**効率および電力損失と
負荷電流**


絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧(V_{IN})	40V～−0.3V	ITH、FBの電圧	2.7V～−0.3V
トップサイド・ドライバの電圧(BOOST)	46V～−0.3V	$INTV_{CC}$ のピーク出力電流 (Note 8)	40mA
スイッチの電圧(SW)	40V～−5.0V	動作温度範囲	
$INTV_{CC}$ 、BOOST-SW	6V～−0.3V	(Note 2,3)	−40°C～85°C
SENSE ⁺ 、SENSE [−]	6V～−0.3V	最大接合部温度	125°C
RUN/SS	6V～−0.3V	保存温度範囲	−65°C～125°C

ピン配置



発注情報

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
LTC3854EDDB#PBF	LTC3854EDDB#TRPBF	LDPC	12-Lead (3mm x 2mm) Plastic DFN	−40°C to 85°C
LTC3854IDDB#PBF	LTC3854IDDB#TRPBF	LDPC	12-Lead (3mm x 2mm) Plastic DFN	−40°C to 85°C
LTC3854EMSE#PBF	LTC3854EMSE#TRPBF	3854	12-Lead Plastic MSOP	−40°C to 85°C
LTC3854IMSE#PBF	LTC3854IMSE#TRPBF	3854	12-Lead Plastic MSOP	−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。

非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

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/tapeandreel/> 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、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
メイン制御ループ						
V_{IN}	Operating Input Voltage Range		4.5	38		V
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	(Note 4); ITH Voltage = 1.2V	0.792	0.8	0.808	V
I_{FB}	Feedback Current	(Note 4)		± 5	± 50	nA
$V_{REFLNREG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 6\text{V}$ to 38V (Note 4)		0.002	0.02	%/V
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 4) Measured in Servo Loop; Δ_{ITH} Voltage = 0.7V to 1.2V Measured in Servo Loop; Δ_{ITH} Voltage = 1.2V to 2V	0.1	0.5		%
gm	Transconductance Amplifier gm	ITH = 1.2V; Sink/Source = 5 μA (Note 4)		2.0		mmho
gm _{GBW}	Transconductance Amplifier GBW	ITH = 1.2V; (Guaranteed by Design)		3		MHz
I_Q	Input DC Supply Current Normal Mode Shutdown	(Note 5) $V_{IN} = 0\text{V}$	2 10	3 25		mA μA
UVLO	Undervoltage Lockout	V_{IN} Ramping Down; Measured at INTV _{CC}	3.0	3.5		V
UVLO _{HYST}	Undervoltage Lockout Hysteresis	V_{IN} Ramping Down then Up; Measured at INTV _{CC}		350		mV
V_{OVL}	Feedback Overvoltage Lockout	Measured at FB	0.86	0.88	0.90	V
I_{SENSE}	Sense Pins Source Current	$V_{SENSE-} = V_{SENSE+} = 3.3\text{V}$		± 0.5	± 1	μA
DF _{MAX}	Maximum Duty Factor	In Dropout	97	98		%
$I_{RUN/SS}$	Soft-Start Charge Current	RUN/SS = 0V	0.6	1.25	2.0	μA
V_{RUN/SS_SD}	Shutdown Threshold	RUN/SS Pin Must be Taken Below this Value to Reset Part (or Put into Shutdown Mode)		0.4		V
V_{RUN/SS_ON}	Soft-Start Threshold	Soft-Start Mode		1.2		V
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	FB = 0.7V, $V_{SENSE-} = 3.3\text{V}$, $V_{IN} = 6\text{V}$	40	50	65	mV
TG R _{UP}	TG Driver Pull-Up On Resistance	TG High		2.5		Ω
TG R _{DOWN}	TG Driver Pull-Down On Resistance	TG Low		1.2		Ω
BG R _{UP}	BG Driver Pull-Up On Resistance	BG High		2.5		Ω
BG R _{DOWN}	BG Driver Pull-down On Resistance	BG Low		2.1		Ω
TG t _r TG t _f	TG Transition Time: Rise Time Fall Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		25 25		ns ns
BG t _r BG t _f	BG Transition Time: Rise Time Fall Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		25 25		ns ns
TG/BG t _{1D}	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay Synchronous Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver		30		ns
BG/TG t _{2D}	Bottom Gate Off to Top Gate On Delay Top Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver		30		ns
t _{ON(MIN)}	Minimum On-Time	(Note 7)		75		ns
INTV_{CC}リニア・レギュレータ						
V_{INTVCC}	Internal V _{CC} Voltage	$6\text{V} < V_{IN} < 38\text{V}$	4.8	5.0	5.2	V
$V_{LDO\ INT}$	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0$ to 20mA		0.2	1.0	%
発振器						
f _{SW}	Switching Frequency		360	400	440	kHz

電気的特性

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:LTC3854Eは0°C～85°Cの温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。-40°C～85°Cの動作周囲温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3854Iは-40°C～85°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 は周囲温度 T_A および電力損失 P_D から次式に従って計算される。

$$\text{LTC3854DDB: } T_J = T_A + (P_D \cdot 76^\circ\text{C/W})$$

$$\text{LTC3854MSE: } T_J = T_A + (P_D \cdot 40^\circ\text{C/W})$$

Note 4:このLTC3854は帰還ループを使って V_{TH} を規定電圧にサーボ制御し、そのときの V_{FB} 電圧を測定してテストされる。

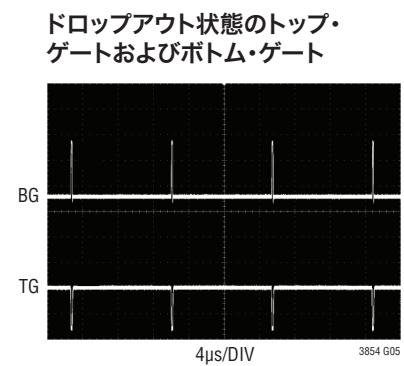
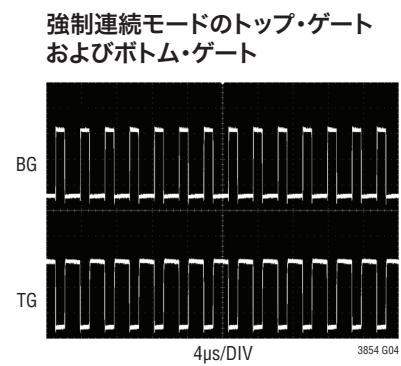
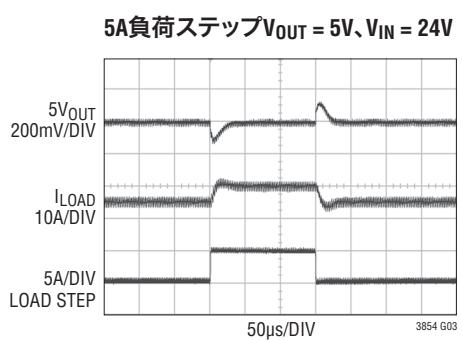
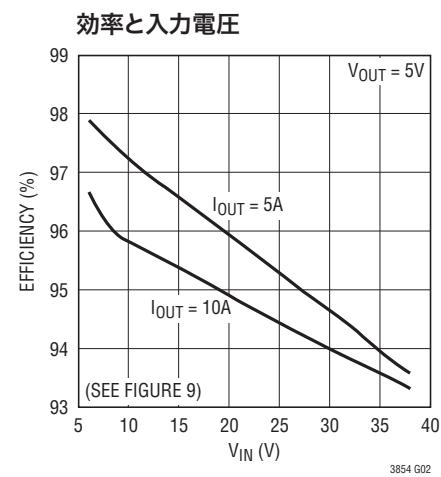
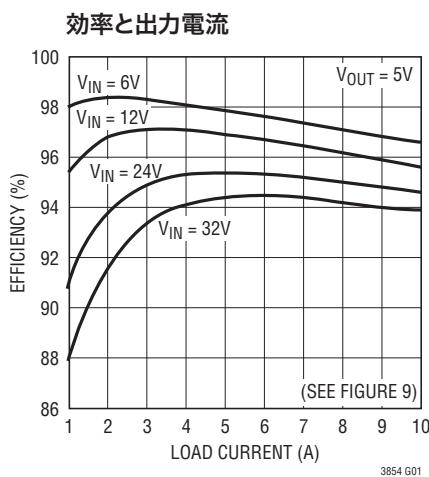
Note 5:スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動的消費電流が増える。「アプリケーション情報」を参照。

Note 6:立上り時間と立下り時間は10%と90%のレベルを使用して測定する。遅延時間は50%レベルを使って測定する。

Note 7:最小オン時間条件は、IMAXの40%以上のインダクタ・ピーク・トゥ・ピーク・リップル電流で規定される（「アプリケーション情報」セクションの「最小オン時間の検討事項」を参照）。

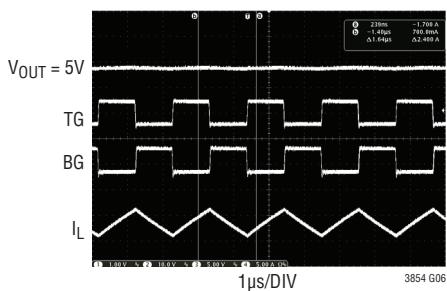
Note 8:LTC3854の最大LDO電流の仕様は、INTV_{CC}ピンから引き出される外部DC負荷電流が存在しないことを仮定している。

標準的性能特性

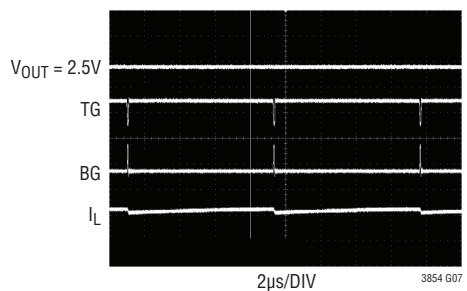
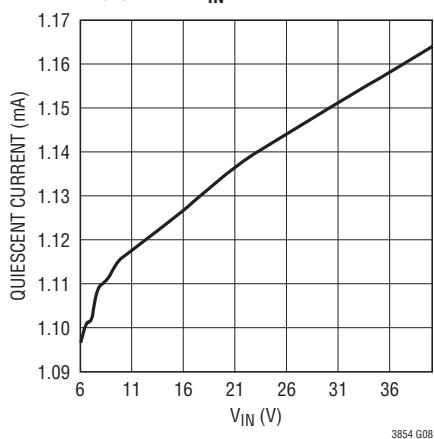


標準的性能特性

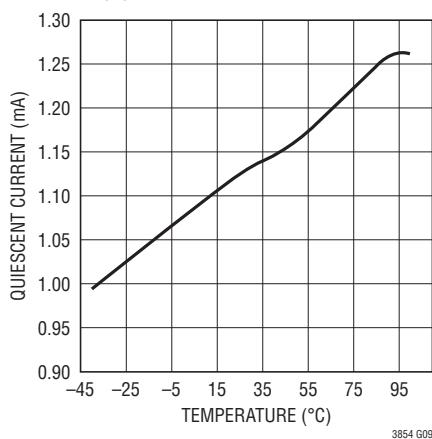
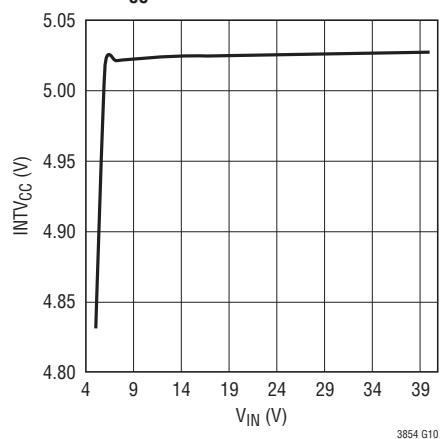
無負荷でのスイッチング波形



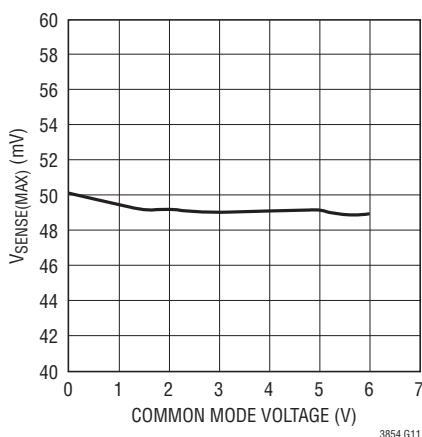
高デューティ・サイクル、無負荷でのスイッチング波形

消費電流とV_{IN}

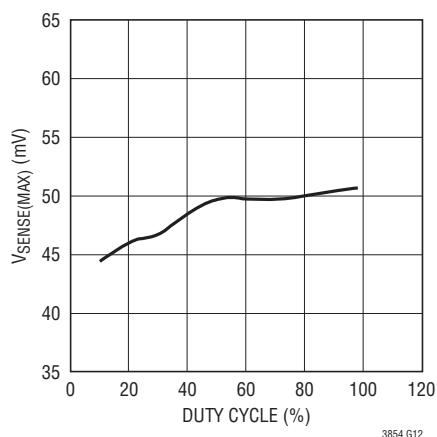
消費電流と温度

INTV_{CC}と入力電圧

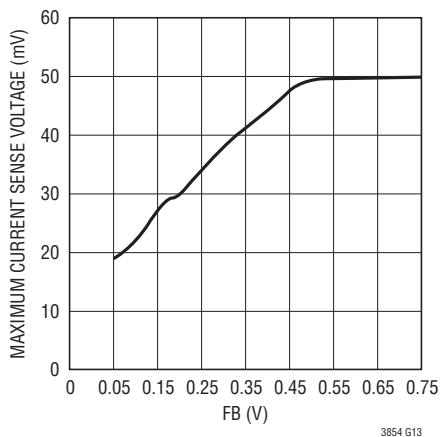
最大電流検出スレッショルドと検出同相電圧



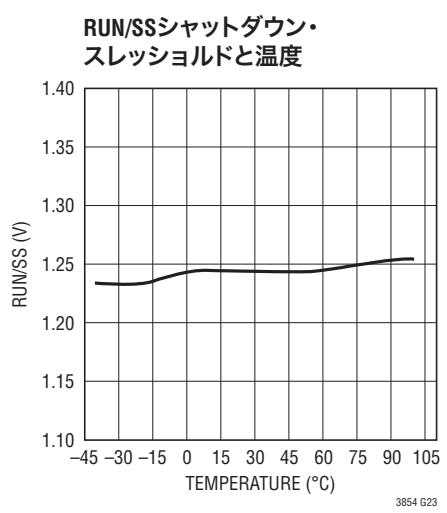
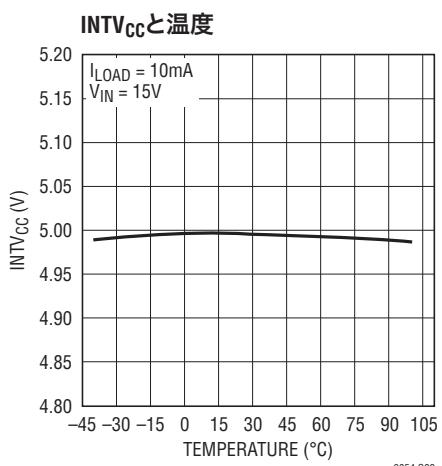
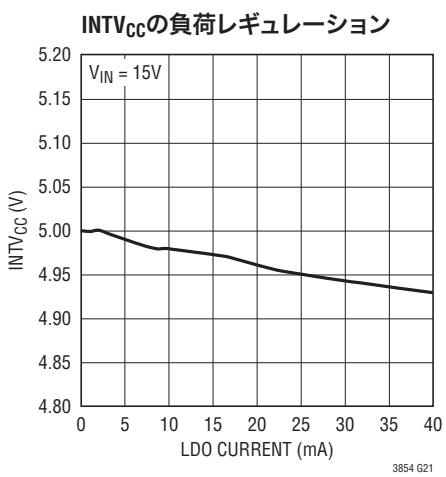
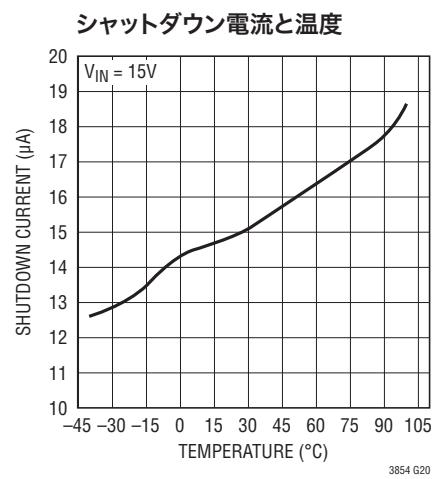
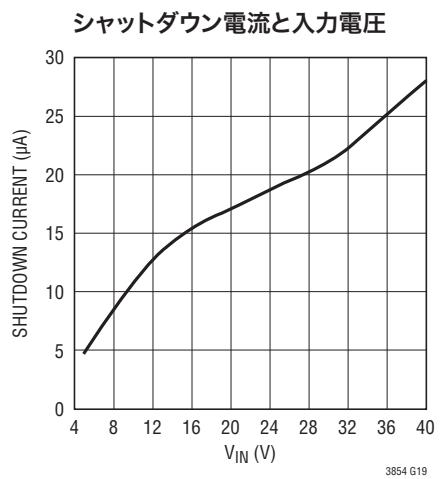
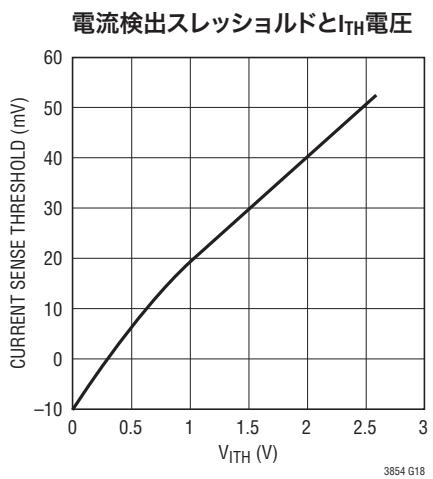
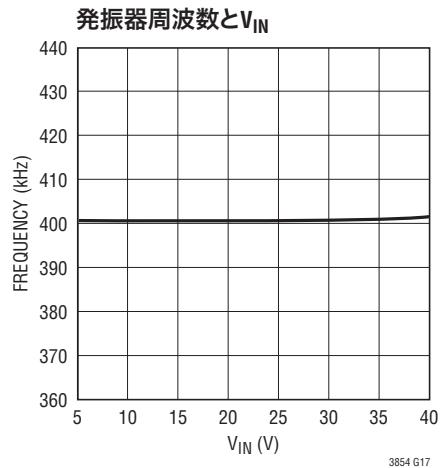
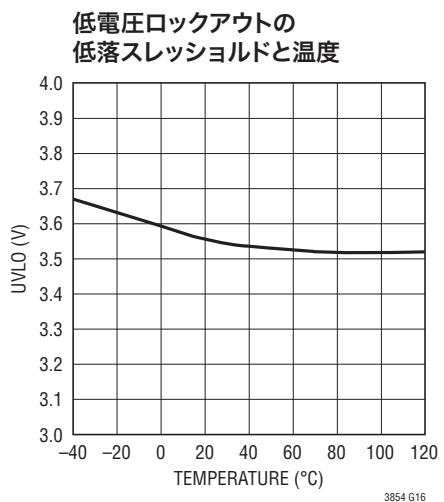
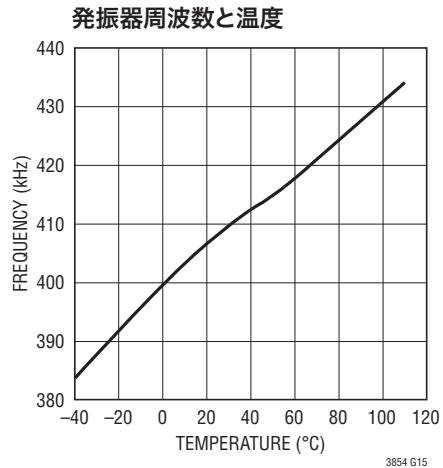
最大電流検出スレッショルドとデューティ・サイクル



最大電流検出電圧と帰還電圧 (電流フォールドバック)



標準的性能特性



ピン機能

FB(ピン1):誤差アンプの帰還入力。このピンは出力に接続された外部抵抗分割器からのリモート検出された帰還電圧を受け取ります。

ITH(ピン2):誤差アンプの出力およびスイッチング・レギュレータの補償ポイント。電流コンパレータのトリップ・ポイントはこの制御電圧に応じて増加します。

RUN/SS(ピン3):実行制御、ソフト・スタート。このピンの電圧が0.4Vより下に保たれるとデバイスがシャットダウンします。ピンがリリースされると、このピンからグランドへの容量がソフトスタートのランプ・レートを設定します。内部1.25 μ Aソフトスタート電流がこのピンを常に充電しています。

BOOST(ピン4):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された電源。低ESRコンデンサをBOOSTピンとSWピンの間に接続し、外部ショットキー・ダイオードをBOOSTピンとINTV_{CC}ピンの間に接続します。BOOSTピンの電圧振幅はINTV_{CC}から(V_{IN}+INTV_{CC})までです。

TG(ピン5):トップNチャネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブ。このピンは、スイッチ・ノード電圧とそれに加算されたINTV_{CC}に等しい電圧振幅を持つフローティング・ドライバ出力です。

SW(ピン6):インダクタへのスイッチ・ノードの接続ピン。このピンの電圧振幅は、グランドより(外部)ショットキー・ダイオードの順方向電圧降下分だけ低い電圧から(このダイオードがNチャネル同期MOSFETの両端に追加された場合)V_{IN}までです。

GND(ピン7):小信号と電源のグランド。これはゲート・ドライバ高電流グランドです。ノイズを抑えるため、内部信号グランドはこのピンにケルビン接続します。

BG(ピン8):ボトム(同期)NチャネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブ。このピンの電圧振幅は、グランドからINTV_{CC}です。

INTV_{CC}(ピン9):内部の5V低損失レギュレータの出力。ドライバおよび制御回路はこの電圧から電力供給を受けます。最小2.2 μ Fの低ESRセラミック・コンデンサ(X5Rまたはそれより良いもの)を使って電源グランドにデカップリングする必要があります。

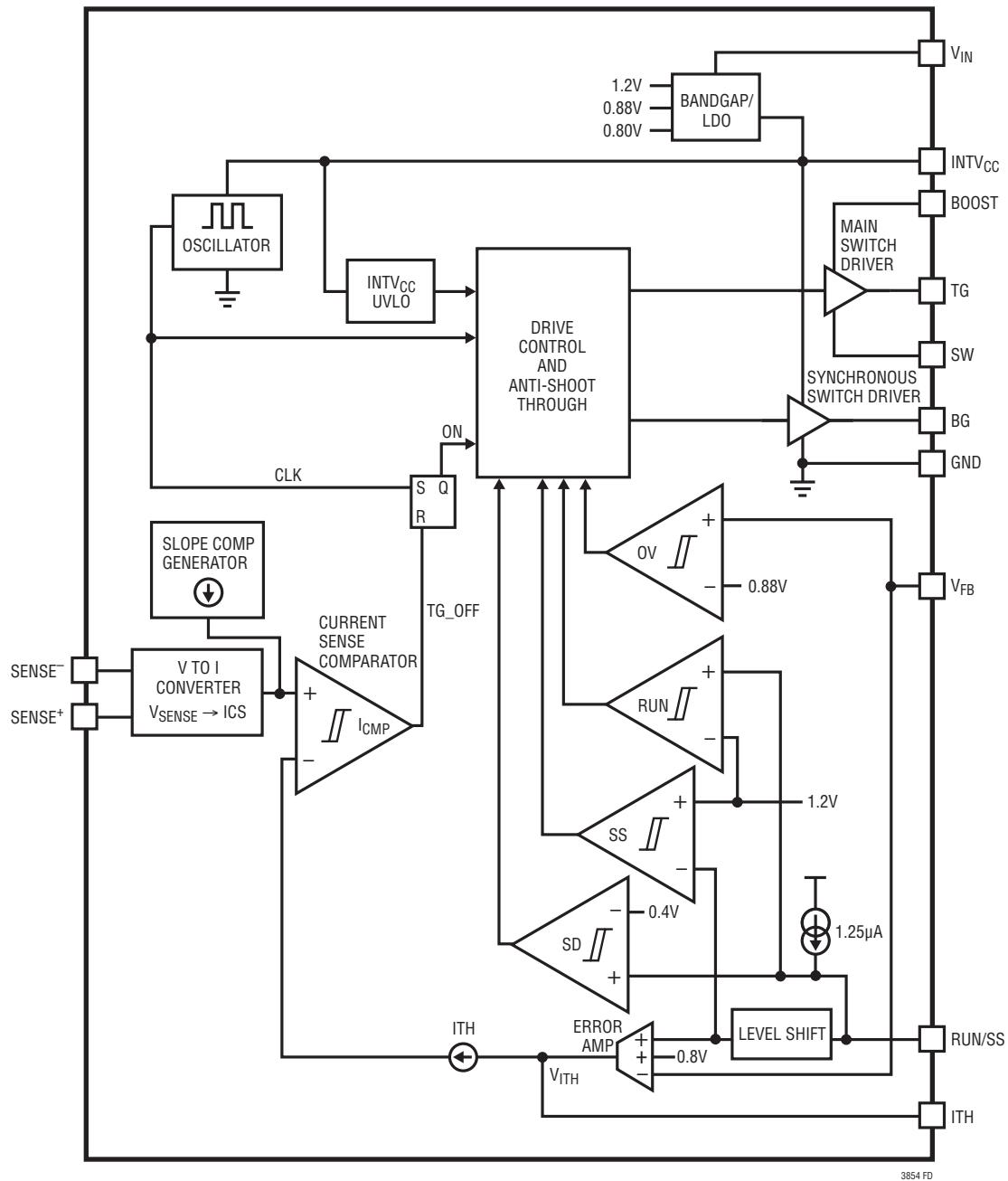
V_{IN}(ピン10):主電源ピン。このピンと信号グランド・ピンの間にバイパス・コンデンサを接続します。

SENSE⁻(ピン11):差動電流コンパレータの(-)入力。

SENSE⁺(ピン12):差動電流コンパレータの(+)入力。R_{SENSE}(またはR_{DCR})と組み合わせたSENSE⁻ピンとSENSE⁺ピンの間の制御されたオフセットおよびITHピンの電圧によって、ピーク電流トリップ・スレッショルドが設定されます。

SGND(露出パッド、ピン13):電気的接触と定格熱性能を実現するため、露出パッドはPCBのグランドに半田付けする必要があります。

機能ブロック図



動作

メイン制御ループ

LTC3854は、固定周波数、ピーク電流モードの降圧コントローラです。通常動作時は、クロックがRSラッチをセットするとトップMOSFETがオンし、メイン電流コンパレータ(I_{CMP})がRSラッチをリセットするとオフします。 I_{CMP} がRSラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、ITHピンの電圧によって制御されます。この電圧は誤差アンプEAの出力です。 V_{FB} ピンは電圧帰還信号を受け取り、EAがこれを内部リファレンス電圧と比較します。負荷電流が増加すると、0.8Vリファレンスに対して V_{FB} がわずかに減少し、それによって平均インダクタ電流が新しい負荷電流と等しくなるまでITH電圧が上昇します。トップMOSFETがオフした後、ボトムMOSFETは次のサイクルの始点までオンします。

INTV_{CC}電源

トップとボトムのMOSFETドライバと他の大部分の内部回路への電力はINTV_{CC}ピンから供給されます。内部5V低損失リニア・レギュレータが V_{IN} からINTV_{CC}に電力を供給します。

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 からバイアスされます。このコンデンサは、各オフ・サイクル中にトップMOSFETがオフしているとき、外部ショットキー・ダイオードを通して再充電されます。入力電圧 V_{IN} が V_{OUT} に近い電圧まで低下してくると、ループがドロップアウト状態に入り、トップMOSFETを連続してオンしようすることがあります。ドロップアウト検出器が4サイクルに1回トップMOSFETをクロック周期の1/10の間強制的にオフして、 C_B の再充電を可能にします。

シャットダウンとスタートアップ(RUN/SS)

LTC3854はRUN/SSピンを使ってシャットダウンします。このピンを1.2Vより下に引き下げるとき、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をディスエーブルします。

ただし、RUN/SS>0.8Vの場合、内部バンドギャップが動作状態になり、入力電流は最小シャットダウン電流より大きくなります。デバイスを真のシャットダウン・モードに保つには、RUN/SSピンを0.4Vより下に保持します。RUN/SSピンを解放すると、内部の0.25 μ A電流源がRUNピンを引き上げ、コントローラをイネーブルします。代わりに、RUN/SSピンを外部から引き上げるか、またはロジックで直接ドライブすることができます。このピンの6Vの絶対最大定格を超えないように注意してください。

コントローラの出力電圧 V_{OUT} のスタートアップは、RUN/SS > 2Vとなるまで、RUN/SSピンの電圧によって支配されます。

RUN/SSピンの電圧が1.2V～2Vのとき、LTC3854は V_{FB} の電圧をRUN/SSピンの電圧より1.2V下に制御します。RUN/SSピンは、RUN/SSピンからGNDに接続した外部コンデンサを介して、ソフトスタート時間をプログラムします。内部1.25 μ Aアップ電流源がこのコンデンサを充電して、RUN/SSピンに電圧ランプを発生します。RUN/SS電圧が1.2Vから2Vに直線的に上昇するにつれ、 V_{OUT} が滑らかにゼロからその目標出力電圧まで上昇します。LTC3854が低電圧ロックアウトのとき、外部MOSFETはオフに保たれます。

動作周波数

LTC3854は400kHzの固定周波数で動作します。

出力過電圧保護

過電圧コンパレータOVは、過渡オーバーシュート(10%以上)や、出力に過電圧を生じるおそれのある他のより深刻な状態からデバイスを保護します。このような場合、過電圧状態が解消されるまでトップMOSFETはオフし、ボトムMOSFETはオンします。

アプリケーション情報

LTC3854はDCR（インダクタの巻線抵抗）による検出または低い値の抵抗による検出のどちらかを使うように構成設定することができます。2つの電流検出方式の選択は、主としてコスト、電力消費および精度の間の設計上のトレードオフです。DCRによる検出は高価な電流センス抵抗を取り去り、特に高電流アプリケーションで電力効率が高いので普及しつつあります。ただし、電流センス抵抗はコントローラの最も正確な電流リミットを与えます。他の外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行い、（もし R_{SENSE} が使われていれば） R_{SENSE} とインダクタ値の選択から始めます。次に、パワーMOSFETとショットキー・ダイオードを選択します。最後に入力と出力のコンデンサを選択します。最初のページに示されている標準的応用例は、最大38Vの V_{IN} で動作するように構成設定することができます。

SENSE+ピンとSENSE-ピン

SENSE+ピンとSENSE-ピンは電流コンパレータへの入力です。電流コンパレータの同相入力電圧範囲は0V～5.5Vです。両方のSENSEピンは高インピーダンスの入力で、1 μ A未満の小さな入力バイアス電流が流れます。SENSEピンが0Vから1.4Vにランプアップするとき、小さなバイアス電流がSENSEピンから流れ出します。SENSEピンが5.5Vから1.1Vにランプダウンするとき、小さなバイアス電流がSENSEピンに流れ込みます。電流コンパレータの入力は高インピーダンスなので、精確なDCR検出が可能です。

電流検出へのセンス抵抗の使用

ディスクリート抵抗を使った標準的検出回路を図1に示します。 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50mVです。電流コンパレータの入力同相範囲は0V～5.5Vです。インダクタ電流のピークは電流コンパレータのスレッショルドによって設定され、最大平均出力電流 I_{MAX} はインダクタ電流のこのピーク値よりピーク・トゥ・ピーク・リップル電流 ΔI_L の半分だけ小さい値になります。デバイスと外付け部品の値のばらつきに対して20%の余裕をもたせると、次式のようになります。

$$R_{SENSE} = 0.8 \cdot \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{MAX} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

インダクタのDCRによる検出

できるだけ高い効率を必要とするアプリケーションでは、図2に示されているように、LTC3854はインダクタのDCR両端の電圧降下を検出することができます。インダクタのDCRは小さな値のDC巻線銅抵抗を表し、最近の値の低い高電流インダクタでは1m Ω より小さいことがあります。外部 $R1||R2 \cdot C1$ 時定数が L/DCR 時定数に等しくなるように選択すると、外部コンデンサ両端の電圧降下はインダクタ両端の電圧降下DCRと $R2$ （ $R1+R2$ ）の積に等しくなります。

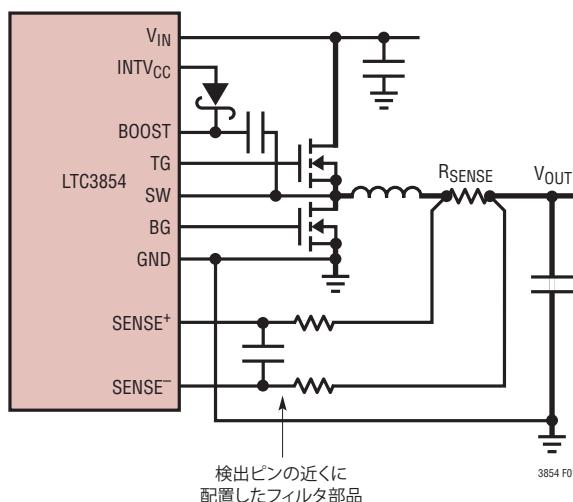


図1. LTC3854で抵抗を使って電流を検出

アプリケーション情報

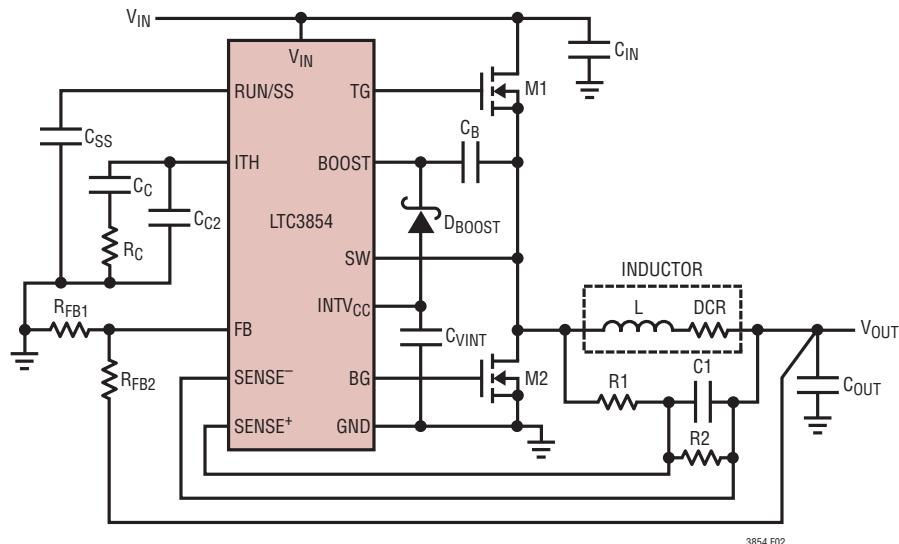


图2. DCR電流検出を使った降圧レギュレータ

目標とするセンス抵抗よりDCRが大きいとき、検出端子両端の電圧のスケールを設定するのにR2を使うことができます。外部フィルタ部品の仕様を適切に規定するため、インダクタのDCRに関する仕様については、メーカーのデータシートを調べてください。インダクタのDCRは精密RLCメータを使って測定することもできます。

スロープ補償とインダクタのピーク電流

スロープ補償により、高いデューティ・サイクルでの低調波発振が防止されるので、固定周波数アーキテクチャの安定性を得られます。これはインダクタ電流信号に補償ランプを追加することにより内部的に実現されます。このため、一般に高いデューティ・サイクルでは最大インダクタ・ピーク電流が減少します。ただし、LTC3854には新しい方式が使用されているので、全デューティ・サイクルにわたり最大インダクタ・ピーク電流は影響を受けません。

インダクタの値の計算

インダクタの値はリップル電流に直接影響を与えます。インダクタ・リップル電流 ΔI_L は、次式で示されているように、インダクタンスまたは周波数が高いほど減少し、V_{IN}が高いほど増加します。

$$L_{MIN} = \frac{1}{\Delta I_L \cdot f_{SW}} \cdot V_{OUT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right)$$

大きな ΔI_L の値を許容できれば低い値のインダクタを使用できますが、出力電圧リップルが高くなり、コア損失が大きくなります。リップル電流を設定するための妥当な出発点は $I_L = 0.4 \cdot I_{MAX}$ です。入力電圧が最大のときに ΔI_L が最大になります。

オプション1: DCRは望みの範囲内

$$R1 \cdot C1 = \frac{L}{DCR} \quad (R2 \text{は使わない})$$

オプション2: DCR > 望みのR_{SENSE}

$$R1 \parallel R2 \cdot C1 = \frac{L}{DCR} \quad (20^\circ C)$$

$$R_{SENSE}(EQ) = DCR(MAX) \cdot \frac{R2}{R1 + R2}$$

アプリケーション情報

インダクタのコアの選択

Lの値が決まつたら、次にインダクタの種類を選択します。高効率コンバータは低価格の鉄粉コアに見られるコア損失は一般に許容できないので、もっと高価なフェライトまたはモリパーマロイのコアを使わざるをえません。一定のインダクタの値に対して実際のコア損失はコア・サイズには依存せず、選択したインダクタンスに大きく依存します。インダクタンスが大きいほどコア損失が減少します。インダクタンスを大きくするにはワイヤの巻数を増やす必要があるため残念ながら銅損失が増加します。

フェライトを使用した設計ではコア損失がきわめて低く、高いスイッチング周波数に適しているので、設計目標を銅損失と飽和を防ぐことに集中することができます。フェライト・コアの材質は「ハードに」飽和します。つまり、最大設計ピーク電流を超えるとインダクタンスが突然低落します。その結果、インダクタのリップル電流が突然増加し、そのため出力電圧リップルが増加します。コアを飽和させないでください。

パワーMOSFETとショットキー・ダイオード(オプション)の選択

LTC3854コントローラの外部パワーMOSFETを2個選択する必要があります。トップ(メイン)スイッチ用に1個のNチャネルMOSFET、ボトム(同期)スイッチ用に1個のNチャネルMOSFETです。

ピーク・トゥ・ピークのドライブ・レベルはINTV_{CC}電圧で設定されます。この電圧は起動時には5Vです。したがって、ほとんどのアプリケーションではロジック・レベルのスレッショルドのMOSFETを使用することができます。唯一の例外は、低い入力電圧($V_{IN} < 5V$)が予定されている場合、サブロジック・レベルのスレッショルドのMOSFET($V_{GS(TH)} < 3V$)を使います。MOSFETのBV_{DSS}の仕様にも十分注意を払ってください。ほとんどのロジック・レベルMOSFETは30V以下に制限されています。

パワーMOSFETの選択基準には、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が含まれます。ミラー容量C_{MILLER}はMOSFETのメーカーのデータシートで通常与えられているゲート電荷曲線から推定することができます。C_{MILLER}は、曲線がほぼ平らな区間の水平軸に沿ったゲート電荷の増分を、V_{DS}で規定された電荷で割ったものに等しくなります。次に、この結果に、与えられたV_{DS}とゲート

電荷曲線で規定されたV_{DS}との比を掛けます。このデバイスが連続モードで動作しているときのトップMOSFETとボトムMOSFETのデューティ・サイクルは以下の式で与えられます。

$$\text{メイン・スイッチのデューティ・サイクル} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = D$$

$$\text{同期スイッチのデューティ・サイクル} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} = 1 - D$$

最大出力電流でのMOSFETの電力損失は次式で与えられます。

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

ここで、 δ はR_{DS(ON)}の温度係数、R_{DR}(約2Ω)はMOSFETのミラー・スレッショルド電圧での実効ドライバ抵抗です。V_{TH(MIN)}は標準的なMOSFETの最少スレッショルド電圧です。

I²R損失は両方のMOSFETに共通していますが、トップサイドNチャネルの式には追加の遷移損失の項があり、これは入力電圧が高いときに最も高くなります。V_{IN} < 20Vでは、高電流のときの効率は一般に大型MOSFETを使用すると向上しますが、V_{IN} > 20Vでは遷移損失が急激に上昇し、実際にはC_{MILLER}が小さくR_{DS(ON)}が大きなデバイスを使用する方が効率が高くなるポイントにまで達します。同期MOSFETの損失は、入力電圧が高くてトップ・スイッチのデューティ・ファクタが低くなるとき、または同期スイッチが周期の100%近くオンする短絡時に最大になります。

特定のMOSFETの(1 + δ)の項は、一般に正規化されたR_{DS(ON)}と温度の関係を示す曲線から得られますが、低電圧のMOSFETの近似値としてδ = 0.005/°Cを使用することができます。

アプリケーション情報

GND(アノード)からSWノード(カソード)に接続されているオプションのショットキー・ダイオードは、2個のパワーMOSFETのそれぞれの導通期間の間隙に生じるデッドタイム中に導通します。これによって、ボトムMOSFETのボディ・ダイオードがデッドタイム中にオンして電荷を蓄積するのを防止し、逆回復時間を不要にします。逆回復時間により、 V_{IN} が高いときに効率が最大3%低下することがあります。1A～3Aのショットキー・ダイオードは、平均電流が比較的小さいため一般にサイズが適当です。これより大きなダイオードは接合容量が大きいため遷移損失が増加します。

ソフトスタート

LTC3854を自己によるソフトスタートに構成設定するときは、コンデンサをそのRUN/SSピンに接続する必要があります。LTC3854はRUN/SSピンの電圧が1.2Vより低いとシャットダウン状態になります。RUN/SSピンには1.25 μ Aの内部プルアップ電流が備わっており、デバイスをシャットダウン・モードに保つには外部から“L”(<0.4V)に引き下げます。

RUN/SSピンの電圧が1.2Vに達すると、LTC3854はイネーブルされます。RUN/SSピンが1.2Vから2Vに上昇するとき、LTC3854は強制不連続モードで動作し、ボトム・ゲートが4クロック・サイクルに1度だけオンするので、出力がその必要な値にまで上昇することができます。この時間中、誤差アンプはFBピンをRUN/SSピンのレベルシフトされた電圧と比較するので、出力は制御された状態で上昇することができます。滑らかなソフトスタートまたはトラッキングを保証するため、電流フォールドバックはこのフェーズの間ディスエーブルされます。RUN/SSピンが2Vを超えると、LTC3854は強制連続モードで動作します。LTC3854の出力電圧は、RUN/SSが1.2V～2Vのときソフトスタートで制御されます。合計ソフトスタート時間は次のように計算できます。

$$t_{SOFT-START} = 0.8 \cdot \frac{C_{SS}}{1.25\mu A}$$

RUN/SSピンが外部から2Vを超えてドライブされると(5Vを推奨します)、ソフトスタート機能はディスエーブルされ、LTC3854は直ちに強制連続モードになります。RUN/SSピンはコンデンサを接続するか、または外部からドライブするように注意する必要があります。このピンはフロート状態のままでしないでください。

INTV_{CC}レギュレータ

LTC3854はPMOS低損失リニア・レギュレータ(LDO)を備えており、 V_{IN} 電源からINTV_{CC}に電力を供給します。INTV_{CC}はゲート・ドライバとLTC3854の内部回路のほとんどに電力を供給します。LDOは V_{IN} が6.5Vを超えるときINTV_{CC}ピンの電圧を6Vに安定化します。

LDOは40mAのピーク電流を供給することができ、最小2.2 μ Fのセラミック・コンデンサでグランドにバイパスする必要があります。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給するには、十分なバイパスが必要です。

大きなMOSFETが高い周波数でドライブされる高入力電圧アプリケーションでは、LTC3854の最大接合部温度定格を超えるおそれがあります。ゲート充電電流によって支配されるINTV_{CC}電流は、5VのLDOによって供給されます。

この場合のデバイスの電力損失は最高となり、 V_{IN} ・INTV_{CC}に等しくなります。「効率に関する検討事項」のセクションで説明されているように、ゲート電荷電流は動作周波数(400kHz)とパワーMOSFETの Q_G に依存します。接合部温度は「電気的特性」のセクションのNote 3に与えられている式を使って推算することができます。たとえば、LTC3854のINTV_{CC}電流が、DFNパッケージの場合、36V電源で17mA以下に制限されるとすれば、接合部温度は次のようになります。

$$T_J = 70^\circ C + [(17mA \cdot 36V) \cdot (76^\circ C/W)] = 116.5^\circ C$$

最大接合部温度を超えないようにするには、最大 V_{IN} で動作時の入力電源電流をチェックする必要があります。

トップサイドMOSFETドライバの電源(C_B 、DB)

BOOSTピンからSWピンに接続し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のゲート・ドライブ電圧を供給します。SWピンが“L”的とき、「機能図」のコンデンサ C_B がINTV_{CC}から外部ダイオードDBを通して充電されます。トップサイドMOSFETをオンするとき、ドライバはそのMOSFETのゲート-ソース間に C_B 電圧を印加します。これによってMOSFETが導通し、トップサイド・スイッチがオンします。スイッチ・ノード電圧(SW)が V_{IN} まで上昇し、BOOSTピンが続いて上昇します。トップサイドMOSFETがオンしているとき、ブースト電圧は入力電源より高くなります($V_{BOOST} = V_{IN} + V_{INTVCC}$)。

アプリケーション情報

昇圧コンデンサC_Bの値としてはトップサイドMOSFETの全入力容量の少なくとも100倍が必要です。外部ショットキー・ダイオードの逆ブレーキダウン電圧はV_{IN(MAX)}より大きくなればなりません。ゲート・ドライブ・レベルは最終的にはレギュレータの総入力電流に基づいて調整します。何かを変更した結果入力電流が減少すれば効率が改善されています。入力電流に変化がなければ効率にも変化がありません。

低電圧ロックアウト

LTC3854には低電圧状態の場合にコントローラを保護するに役立つ2つの機能が備わっています。精密UVLOコンパレータは常時INTV_{CC}電圧をモニタして、適切なゲート・ドライブ電圧が与えられていることを保証します。INTV_{CC}が3.5Vより下になると、スイッチング動作がディスエーブルされます。INTV_{CC}の揺らぎによって生じる発振を防ぐため、UVLOコンパレータには350mVのヒステリシスがあります。

低電圧状態を検出する別の方法はV_{IN}電源をモニタすることです。RUN/SSピンには1.2Vの精密ターンオン・リファレンスが備わっているので、V_{IN}が望みの値より高いとき、V_{IN}への抵抗分割器をイネーブルしてデバイスをオンすることができます。

入力電圧が短時間でオン/オフを繰り返す場合、抵抗分割器を使うことを推奨します。

C_{IN}の選択

強制連続モードでは、トップNチャネルMOSFETのソース電流は、デューティ・サイクルがV_{OUT}/V_{IN}の方形波になります。大きな過渡電圧を防止するには、最大RMS電流に対応できるサイズの低ESR入力コンデンサを使用する必要があります。

$$I_{RMS} = \frac{I_{OUT}}{2}$$

コンデンサの最大RMS電流は次のようになります。

$$I_{RMS} = \frac{I_{MAX}}{V_{IN}} \left[(V_{OUT}) \cdot (V_{IN} - V_{OUT}) \right]^{1/2}$$

この式はV_{IN} = 2 • V_{OUT}のとき最大値をとり、I_{RMS} = I_{OUT}/2となります。

大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にはこの単純なワーストケース条件が設計に使用されます。多くの場合、コンデンサ・メーカーはリップル電流定格をわずか2000時間の寿命時間によって規定しています。このため、コンデンサをさらにディレーティングする、つまり要求条件よりも高い温度定格のコンデンサを選択することを推奨します。サイズまたは高さの設計条件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続することもできます。疑問点については必ずメーカーに問い合わせてください。

C_{OUT}の選択

C_{OUT}は主に電圧リップルを最小限に抑えるのに必要な等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。連続モードでの出力リップル(ΔV_{OUT})は次のようにになります。

$$\Delta V_{OUT} = \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot f_{SW} \cdot C_{OUT}} \right)$$

ここで、f_{SW} = 400kHz、C_{OUT} = 出力容量、ΔI_L = インダクタのリップル電流です。ΔI_Lは入力電圧に応じて増加するので、出力リップルは入力電圧が最大のとき最大になります。C_{OUT}のESRの条件を満たさえすれば、一般にRMS電流定格はI_{RIPPLE(P-P)}の条件をはるかに上回ります。ΔI_L = 0.3 I_{OUT(MAX)}およびESRによる2/3のリップルを許容する場合、出力リップルは以下の条件を仮定すると最大V_{IN}で50mVより小さくなります。

$$C_{OUT} \text{ Required ESR} < 2.2 R_{SENSE}$$

$$C_{OUT} > \frac{1}{8f_{SW} R_{SENSE}}$$

最初の条件は出力コンデンサのESRに流れ込むリップル電流に関係し、2番目の条件は出力電圧がリップル電流のために動作周波数の周期内に大きく放電しないことを保証します。小さな出力容量を選択すると、放電の項のためにリップル電圧が上昇しますが、ESRが非常に低いコンデンサで補償することができ、リップル電圧を50mV以下に抑えることができます。I_{TH}ピンのOPTI-LOOPの補償部品を最適化すると、選択した出力コンデンサに関係なく、安定した高性能過渡応答を実現することができます。負荷過渡電流が大きいアプリケーションのための出力コンデンサの選択は、主に負荷の電圧許容差の仕様で決まります。コンデンサの抵抗成分(ESR) × 負荷電流変動に出力電圧リップルを加算した値が、負荷の電圧許容差の範囲内なければなりません。

アプリケーション情報

負荷電流ステップにより、必要なESRは次のようにになります。

$$ESR \leq \frac{\Delta V}{\Delta I}$$

ここで ΔI は最大負荷からゼロ負荷(または最小負荷)への電流変化、 ΔV は(有限の容量による垂下を含まない)許容電圧変化です。

必要な容量の大きさは、インダクタに蓄えられた最大エネルギーによって決ります。この容量は、高電流から低電流への遷移が発生したときのインダクタ電流の変化を吸収するのに十分な大きさでなければなりません。逆の負荷電流遷移は、一般に制御ループOPTI-LOOP部品によって決まるので、過剰に補償して応答が遅くならないように注意してください。インダクタのエネルギーを十分吸収できる最小容量は次のとおりです。

$$C_{OUT} > \frac{L(\Delta I)^2}{2(\Delta V)V_{OUT}}$$

ニチコン、United Chemi-Con、三洋電機などのメーカーから高性能スルーホール・コンデンサが入手できます。三洋製のOS-CON半導体電解コンデンサは、アルミ電解コンデンサの中でESRとサイズの積が最も小さいものですが、いくらか価格が高くなります。OS-CONコンデンサと並列にセラミック・コンデンサを追加して、誘導性の影響を減らすことを推奨します。

表面実装アプリケーションでは、ESR、RMS電流処理および負荷ステップの仕様によっては、並列に複数のコンデンサが必要とすることがあります。アルミ電解コンデンサ、乾式タンタル・コンデンサおよび特殊ポリマー・コンデンサが表面実装型パッケージで提供されています。特殊ポリマー表面実装コンデンサは、ESRは非常に低いものの、単位ボリューム当たりの容量密度は他のコンデンサ・タイプよりもはるかに低くなります。これらのコンデンサは非常に費用対効果の優れた出力コンデンサとして利用でき、ループ帯域幅の広いコントローラと組み合わせるのに最適です。タンタル・コンデンサは最高の容量密度をもち、制御されたソフトスタート機能を備えたスイッチング・レギュレータ用の出力コンデンサとしてよく使用されます。サージ試験が実施された表面実装タンタル・コンデンサのAVX TPS、AVX TPSVまたはKEMET T510シリーズが

最適で、ケース高さが1.5mm～4.1mmのものが供給されています。リップル電流定格、温度、および長期信頼性に配慮しえすれば、コスト重視のアプリケーションにはアルミ電解コンデンサを使用できます。標準的なアプリケーションでは、数個のアルミ電解コンデンサを並列に接続する必要があります。上述のコンデンサを組み合わせれば、多くの場合性能が向上し、全体的なコストが減少します。他のコンデンサ・タイプとしては、ニチコンのPLシリーズ、NECのNeocap、パナソニックのSP、およびSpragueの595Dシリーズがあります。その他の具体的な推奨品についてはメーカーにお問い合わせください。

全ての部品と同様に、理想的なコンデンサはありません。どのコンデンサにも、それぞれの利点と限界があります。異なるタイプのコンデンサを組み合わせるのは、非常に経済的な解決策であることが分かっています。また、高周波デカップリング・コンデンサを含めるのも忘れないでください。これらのコンデンサは、負荷の電源ピンにできるだけ近づけて配置します。回路ボード・トレースにインダクタンスが存在すると、これらの有用性が損なわれます。

出力電圧の設定

LTC3854の出力電圧は、図3に示されているように、出力両端に注意深く配置した外部帰還抵抗分割器によって設定されます。安定化された出力電圧は次式によって決まります。

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

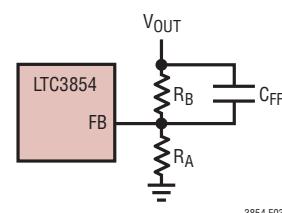


図3. FBピンのフィードフォワード・コンデンサ

周波数応答を改善するには、フィードフォワード・コンデンサ(CFF)を使うことができます。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して配線するように十分注意してください。

フォールト状態:電流のフォールドバック

LTC3854には出力がグランドに短絡したとき負荷電流を制限する電流フォールドバック機能が備わっています。

アプリケーション情報

出力が公称出力レベルの40%より下に下がると、最大検出電圧はそのプログラムされた最大値から最大値の25%まで徐々に低下します。フォールドバック電流制限はソフトスタートの間ディスエーブルされます。

最小および最大オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC3854がトップMOSFETをオンすることができる最小時間です。これは内部タイミング遅延とトップMOSFETをオンするのに必要なゲート電荷の量によって決まります。低デューティ・サイクルのアプリケーションでは、この最小オン時間の制限値に接近する可能性があるので、以下の注意が必要です。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN} \cdot f_{SW}} > t_{ON(MIN)}$$

デューティ・サイクルが最小オン時間で対応可能な値より低くなると、コントローラはサイクル・スキップを開始します。出力電圧は引き続き安定化されますが、リップル電圧とリップル電流が増加します。

LTC3854の最小オン時間は約75nsです。ただし、ピーク検出電圧が減少するにつれ、最小オン時間が徐々に増加します。この点が、軽負荷でリップル電流が低い強制連続アプリケーションで特に懸念されます。この状況でデューティ・サイクルが最小オン時間のリミットより下に下がると、大きなサイクル・スキップが発生するおそれがあり、それに対応して電流および電圧リップルが大きくなります。

デューティ・サイクルがデータシートに与えられている最大値(98%)に近づくことがあるアプリケーションでも注意が必要です。 $V_{OUT} = 5V$ および $V_{IN(MIN)} = 4.5V$ のような、全ての低損失アプリケーションで、ボトム同期MOSFETを注意して選択する必要があります。入力電圧が目標出力電圧より下に下がり、それに続いてランプアップする可能性のあるアプリケーションでは、全ゲート電荷が小さい低スレッショルドの同期MOSFETを選択します。ボトム同期MOSFETをこのように選択すると、ボトム・ゲートの最小オン時間が、ドロップアウト状態の昇圧コンデンサの初期リフレッシュを可能にするのに十分になります。このリフレッシュは、トップサイド・ドライバを適切にオンしてスイッチング・サイクルを開始するのに必要です。この種のアプリケーションの性能を保証する別 の方法は、最小出力負荷を50mAに増やすことです。この最小負荷により、ユーザーは大きなMOSFETを選択して V_{IN} が通常の動作範

囲のとき大きな電流を供給し、さらに、 V_{IN} がゆっくりランプするドロップアウト状態でも適切な安全マージンと十分な全体的性能を与えることができます。

効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータの効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けたものに等しくなります。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。パーセント表示の効率は次式で表すことができます。

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

ここで、L1、L2などは入力電力に対するパーセンテージで表した個々の損失です。

回路内の電力を消費する全ての要素で損失が生じますが、LTC3854の回路の損失の大部分は4つの主な損失要因によって生じます。1)デバイスの V_{IN} 電流、2)INTV_{CC}レギュレータ電流、3) I^2R 損失、4)トップサイドMOSFETの遷移損失です。

1. V_{IN} 電流は「電気的特性」の表に記載されているDC電源電流であり、MOSFETドライバと制御回路の電流は含まれません。 V_{IN} 電流による損失は一般に大きくはありません(0.1%未満)。
2. INTV_{CC}電流はMOSFETドライバ電流と制御電流の和です。MOSFETドライバ電流はパワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETのゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わる度に、INTV_{CC}からグランドに微小電荷 dQ が移動します。それによって生じる dQ/dt はINTV_{CC}から流出する電流であり、一般に制御回路の電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T と Q_B はトップサイドMOSFETとボトムサイドMOSFETのゲート電荷です。
3. I^2R 損失は(もし使用されていれば)ヒューズ、MOSFET、インダクタ、電流センス抵抗の各DC抵抗から予測されます。連続モードでは、LやR_{SENSE}に平均出力電流が流れますが、トップサイドMOSFETと同期MOSFETの間で「こま切れ」にされます。2個のMOSFETの $R_{DS(ON)}$ がほぼ同じ場合、片方のMOSFETの抵抗にLの抵抗とR_{SENSE}を加算するだけで I^2R 損失を求めることができます。

アプリケーション情報

たとえば、各 $R_{DS(ON)} = 10m\Omega$ 、 $DCR = 10m\Omega$ 、 $R_{SENSE} = 5m\Omega$ あれば、全抵抗は $25m\Omega$ です。この結果、5V出力の場合に出力電流が 3A から 15A まで増加すると損失は 2% ~ 8%、または 3.3V 出力では 3% ~ 12% の範囲になります。外付け部品と出力電力レベルが同じ場合、効率は V_{OUT} の 2 乗に反比例して変化します。高性能デジタル・システムでは要求される出力電圧は低下し、電流は増加していますので、その相乗効果により、スイッチング・レギュレータ・システムの各損失要因の重要性は単に 2 倍ではなく 4 倍になります。

- 遷移損失はトップサイド MOSFET にのみ適用され、しかも高入力電圧 (通常 15V 以上) で動作しているときに限って大きくなります。遷移損失は次式から推算できます。

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

銅トレースやバッテリの内部抵抗など他の「隠れた」損失は、携帯用システムではさらに 5% ~ 10% の効率低下を生じる可能性があります。これらの「システム」レベルの損失を設計段階で含めることができます。内部バッテリとヒューズの抵抗損失は、スイッチング周波数において C_{IN} の電荷蓄積を適切にし、ESR を非常に低くすれば最小に抑えることができます。25W 電源は一般に ESR が最大 $20m\Omega$ ~ $50m\Omega$ の最小 $20\mu F$ ~ $40\mu F$ の容量を必要とします。デッドタイム中のショットキー・ダイオードの導通損失やインダクタのコア損失などその他の損失は一般に追加される全損失の 2% 未満にしかなりません。

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷電流過渡応答を観察すればチェックできます。スイッチング・レギュレータは DC (抵抗性) 負荷電流のステップに応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが生じると、 V_{OUT} は $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ 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。さらに、 ΔI_{LOAD} により C_{OUT} の充放電が始まって帰還誤差信号を発生し、レギュレータを電流変化に適応させて V_{OUT} を定常値に回復させます。この回復期間に (安定性に問題があることを示す) 過度のオーバーシュートやリンギングが発生しないか V_{OUT} をモニタすることができます。ITH ピンが備わっているので制御ループ動作を最適化できるだけでなく、DC

結合され、AC フィルタを通した閉ループ応答のテスト・ポイントが与えられます。このテスト・ポイントでの DC ステップ、立ち上り時間、およびセトリングは、真の閉ループ応答を反映します。2 次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相マージンや減衰係数はこのピンで見られるオーバーシュートのパーセンテージを使って推定することができます。このピンの立ち上り時間を調べることにより、帯域幅も推定できます。「標準的応用例」の回路に示されている ITH ピンの外部部品はほとんどのアプリケーションにおいて妥当な出発点となります。

ITH の直列 R_C - C_C フィルタにより、支配的なポール-ゼロ・ループ補償が設定されます。これらの値は、プリント基板のレイアウトを完了し、特定の出力コンデンサの種類と容量値を決定したら、過渡応答を最適化するために多少は (推奨値の 0.5 倍 ~ 2 倍) 変更することができます。出力コンデンサのさまざまな種類と値によってループの利得と位相が決まるので、まず出力コンデンサを選択する必要があります。立ち上り時間が $1\mu s$ ~ $10\mu s$ の最大負荷電流の 20% ~ 80% の出力電流パルスによって発生する出力電圧波形と ITH ピンの波形により、帰還ループを開くことなく全体的なループの安定性を判断することができます。現実的な負荷ステップを発生する実用的な方法として、出力コンデンサの両端に直接パワー MOSFET を接続し、適当な信号発生器でそのゲートをドライブします。出力電流ステップによって生じる初期出力電圧ステップは帰還ループの帯域幅内にある場合があるため、位相マージンを決定するのにこの信号を使用することはできません。このため、ITH ピンの信号を調べる方が確実です。この信号は帰還ループ内にあり、フィルタを通して補償された制御ループ応答です。ループの利得は R_C を大きくすると増加し、ループの帯域幅は C_C を小さくすると拡大します。 C_C を減少させるのと同じ比率で R_C を増加させるとゼロの周波数は変化しないので、帰還ループの最も重要な周波数範囲で位相シフトが一定に保たれます。出力電圧のセトリングの様子は閉ループ・システムの安定性に関係し、電源全体の実際の性能を表します。

次に、大容量の ($>1\mu F$) 電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷のスイッチが入れられると、さらに大きな過渡が発生します。放電しきったバイパス・コンデンサが実質的に C_{OUT} と並列接続状態になるため、 V_{OUT} が急速に降下します。

アプリケーション情報

負荷スイッチの抵抗が低く、しかも瞬間にドライブされると、どんなレギュレータでも出力電圧の急激なステップ変化を防止するだけ素早く電流供給を変えることはできません。CLOAD対COUTの比率が1:50より大きい場合は、スイッチの立ち上り時間で制御して、負荷の立ち上り時間を約25・CLOADに制限しなければなりません。したがって、10μFのコンデンサでは250μsの立ち上り時間が必要で、充電電流は約200mAに制限されます。

PCボードのレイアウトのチェックリスト

PCボードをレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用してLTC3854が正しく動作するようにします。これらの項目は図4のレイアウト図にもイラストで示してあります。レイアウトで以下の項目をチェックしてください。

1) 信号グランドとパワー・グランドが分離されていますか。LTC3854のGNDピンは、出力コンデンサの近くでグランド・プレーンに接続してください。低電流グランド・トレースや信号グランド・トレースは一点でGNDピンに直接接続します。同期MOSFETのソース・ピンは、入力コンデンサのグランドに接続しなければなりません。

2) V_{FB}ピンは帰還抵抗に直接接続されていますか。抵抗分割器(R1、R2)は、C_{OUT}の(+)プレートと信号グランドの間に接続する必要があります。LTC3854に可能な限り近づけて47pF～100pFのコンデンサを接続します。帰還抵抗の位置がLTC3854から離れすぎないよう注意してください。V_{FB}ラインは、スルーレートの高い他のノードの近くには配線しないでください。

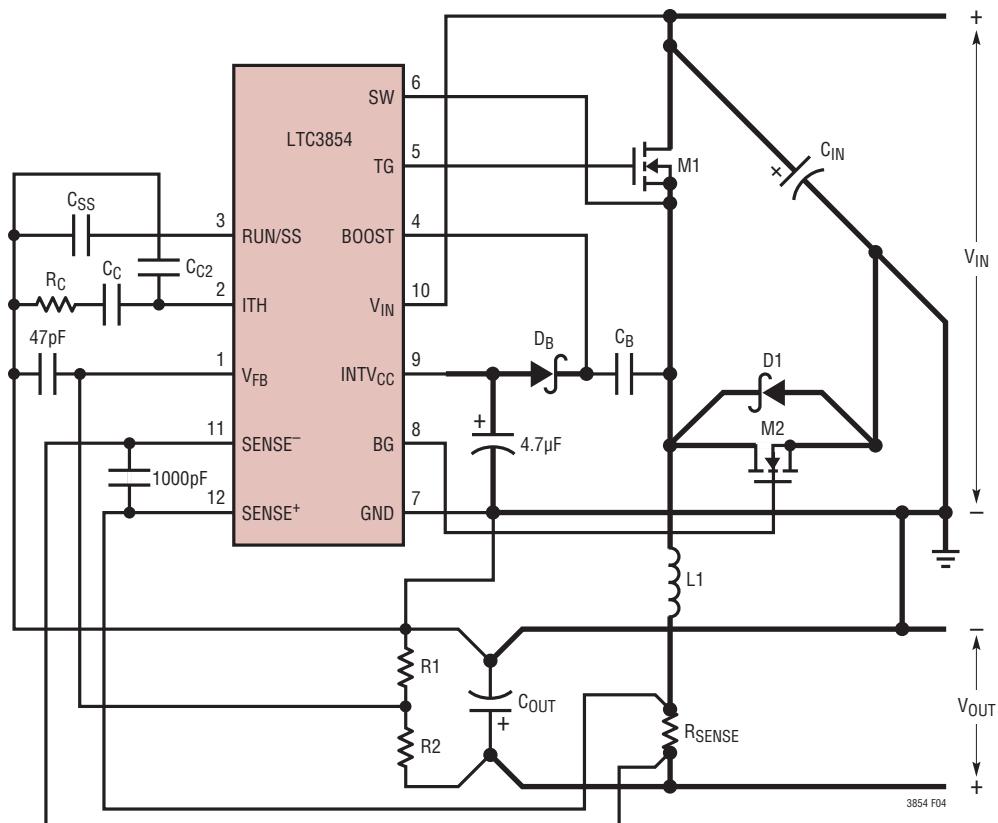


図4. LTC3854のレイアウト図

アプリケーション情報

- 3) SENSE-とSENSE+は最少の基板トレース間隔で一緒に配線されていますか。SENSE+とSENSE-の間のフィルタ・コンデンサはできるだけLTC3854に近づけて配置します。図5に示すケルビン接続を使って精密な電流検出を確実に行います。直列抵抗をSENSEラインに追加してノイズ除去を向上させることができます。
- 4) C_{IN} の(+)端子はできるだけトップサイドMOSFETのドレインに近づけて接続されていますか。このコンデンサはMOSFETにAC電流を供給します。
- 5) INTV_{CC}デカップリング・コンデンサがINTV_{CC}とGNDの間で、ピンに近づけて接続されていますか。このコンデンサはMOSFETドライバのピーク電流を供給します。
- 6) スイッチング・ノード(SW)、トップ・ゲート・ノード(TG)、ボトム・ゲート・ノード(BG)およびブースト・ノード(BOOST)を敏感な小信号ノード、特に電圧および電流検出帰還ピンから遠ざけてください。これら全てのノードの信号は非常に大きく高速で変化するので、LTC3854のGNDの「出力側」(ピン4、5、6および8)に置き、基板のトレース面積を最小にします。

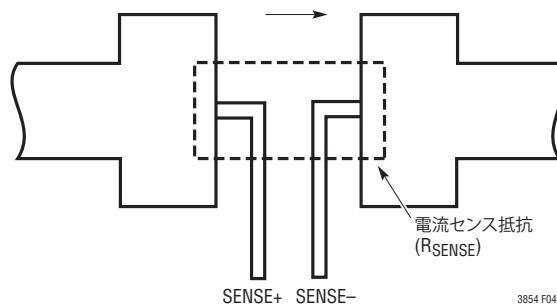


図5. ケルビン検出RSENSE

PCボード・レイアウトのデバッグ

回路をテストするとき、DC-50MHzの電流プローブを使用してインダクタの電流をモニタすると有益です。出力スイッチング・ノード(SWピン)をモニタしてオシロスコープを内部発振器に同期させ、実際の出力電圧も調べてください。アプリケーションで予想される動作電圧および電流範囲で適切な性能が出ているかチェックします。ドロップアウトまでの入力電圧範囲で動作周波数を維持します。

デューティ・サイクルのパーセンテージは、適切に設計された低ノイズのPCBにおいてはサイクルからサイクルへと維持されます。低調波の周期でデューティ・サイクルが変動する場合、電流検出入力または電圧検出入力でノイズを拾っているか、またはループ補償が適当でない可能性があります。レギュレータの帯域幅の最適化が必要なれば、ループを過補償にしてPCレイアウトの不備を補うことができます。1Ω～10Ωの昇圧抵抗はノイズ耐性を改善するのに役立つことがあります。この抵抗は、昇圧ショットキー・ダイオードのカソードと昇圧コンデンサの正端子によって形成されるノードと、BOOSTピンの間に配置します。

出力電流が大きいとき、または入力電圧が高いときにしか問題がないかどうか調べます。入力電圧が高くかつ出力電流が小さいときに問題が発生する場合は、BOOST、SW、TGおよびBGの各接続と、敏感な電圧ピンおよび電流ピンとの間の容量性結合を調べます。電流検出ピン間に接続するコンデンサは、デバイスのピンのすぐ近くに配置する必要があります。このコンデンサは高周波容量性結合による差動ノイズの混入の影響を抑えるのに有効です。入力電圧が低くかつ電流出力負荷が大きいときに問題が起きる場合は、 C_{IN} 、ショットキー・ダイオード、トップMOSFETなどの部品と、敏感な電流および電圧検出トレースとの誘導性結合を調べます。さらに、これらの部品とデバイスのGNDピンの間の共通グランド経路の電圧ピックアップも調べてください。

アプリケーション情報

設計例

DCR検出方式を使った V_{IN} 範囲が4.5V～28Vの1.2V/15A降圧レギュレータのデザインについて検討します。

インダクタの選択

I_{OUT} の40%のインダクタ・リップルを仮定して、 $V_{IN} = V_{IN(MAX)}$ のワーストケースのLを計算することができます。

$$L_{MIN} = \frac{1}{\Delta I_L \cdot f_{SW}} \cdot V_{OUT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right)$$

$$L_{MIN} = \frac{1}{0.40 \cdot 15A \cdot 400\text{kHz}} \cdot 1.2V \cdot \left(1 - \frac{1.2V}{20V} \right)$$

$$L_{MIN} = 0.47\mu\text{H}$$

次に、インダクタのDCRを決めます。与えられている場合は、通常25°Cで与えられているメーカーの最大値を使います。約0.4%/°Cの抵抗の温度係数を考慮して、この値を増加させます。TL_{MAX}の控えめな値は0.3のデルタに対応する100°Cです。最大電流リミットに達することなく100°Cのインダクタ温度で15Aをコンバータが供給できるためには、25°Cで次のようなDCRが必要です。

$$DCR(25^{\circ}\text{C}) = \frac{0.8 \cdot V_{SENSE(MAX)}}{\left(I_{MAX} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot (1 + \delta)}$$

$$DCR(25^{\circ}\text{C}) = \frac{0.8 \cdot 50\text{mV}}{\left(15A + \frac{15A \cdot 0.4}{2} \right) \cdot (1 + 0.3)}$$

$$DCR(25^{\circ}\text{C}) = 1.7\text{m}\Omega$$

IHLP4040DZ-01シリーズの0.56μHのインダクタは、DCRが標準1.7mΩ、最大1.8mΩ、 I_{SAT} が49Aです。飽和電流はこの例の最大動作電流を十分超えています。

最大インダクタはDC値にリップル電流の半分を加えたものになります。このインダクタを使うと、6Aのインダクタ・リップル電

流になります(リップル電流を高く保つと、75nsの最小オン時間の要件を確実に満たすのにも役立ちます)。

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)} \cdot f_{SW}}$$

$$t_{ON(MIN)} = \frac{1.2V}{20V \cdot 400\text{kHz}}$$

$$t_{ON(MIN)} = 150\text{ns}$$

DCR検出のためのR1を選択するには次式を使います。

$$R1 \cdot C1 = \frac{L}{DCR} \text{ at } 25^{\circ}\text{C}$$

$C1 = 100\text{nF}$ を選択し、25°Cでの最大DCR値を使うと、次の値が得られます。

$$R1 = \frac{0.56\mu\text{H}}{1.8\text{m}\Omega \cdot 100\text{nF}}$$

$$R1 = 3.11\text{k}$$

3.09kを選択します。

出力コンデンサの選択

通常の連続モード動作の容量性インピーダンスとESRによる出力電圧のACリップルは、次式から計算することができます。

$$\Delta V_{OUT} = \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot f_{SW} \cdot C_{OUT}} \right)$$

上式の2番目の項はAC容量性インピーダンスの部分で、単独で使うと次のような最小 C_{OUT} が得られます。

$$C_{OUT} > \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_{SW} \cdot \Delta V_{OUT}}$$

$$C_{OUT} > \frac{0.4 \cdot 15A}{8 \cdot 400\text{kHz} \cdot 0.01 \cdot 1.2V}$$

$$C_{OUT} > 156\mu\text{F}$$

アプリケーション情報

ただし、必要な容量の大きさは、定常状態で許されるリップルによってだけでなく、インダクタに蓄えられる最大エネルギーによっても決まります。この容量は、高電流から低電流への遷移が発生したときのインダクタ電流の変化を吸収するのに十分な値でなければなりません。5Aの負荷ステップの間インダクタのエネルギーが2%の最大オーバーシュートで適切に吸収されることを保証する最小容量は次のとおりです。

$$C_{OUT} \geq \frac{L \cdot \Delta I_L^2}{2 \cdot \Delta V_{OUT} \cdot V_{OUT}}$$

$$C_{OUT} \geq \frac{0.56 \mu H \cdot (5A)^2}{0.02 \cdot 1.2V}$$

$$C_{OUT} \geq 583 \mu F$$

5Aの負荷ステップに対するオーバーシュートやアンダーシュートを最大2%にするには、次のようなESRが必要です。

$$ESR < 0.02 \cdot \frac{V_{OUT}}{\Delta I_{LOAD}} = 0.02 \cdot \frac{1.2V}{5A} \leq 5m\Omega$$

ESRが十分低いいくつかの高品質コンデンサが利用可能です。

多層セラミック・コンデンサのESRの値は非常に低い傾向があります。いくつかのコンデンサを出力に並列に配置してESLを下げるのも良い方法です(大小のコンデンサの並列バンクはDCと過渡状態の両方の性能を改善します)。

リップルを非常に低く抑え、電流の大きな変化の可能性に対応した設計にするため、2個の330μF(タンタルまたはポリマー表面)および1個の47μFポリマーの低ESRタイプが並列に接続されています。

FB抵抗の選択(図3を参照)

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

$$R_B = 0.5 R_A$$

R_A に1% 10.0kを使うと R_B は1% 4.99kとなります。

C_{IN} コンデンサの選択

C_{IN} には少なくとも $I_{OUT(MAX)}/2 = 6A$ のRMS電流定格のものが選ばれています。再度、ESRを低く抑えると性能が改善され、電力損失が減少します(いくつかのコンデンサを並列に使うのはこの場合も適切です)。ここでは並列に接続された1個の180μFの25V電解コンデンサと2個の10μFの25V低ESRセラミック・コンデンサを使います。

MOSFETの選択

メインと同期のFETの電力損失は容易に推定できます。メインFETにRenesasのRJK0305DPBを選択すると以下のパラメータになります。

$$BV_{DSS} = 30V$$

$$R_{DS(ON)} = \text{最大} 13m\Omega (25^{\circ}C, V_{GS} = 4.5V)$$

$$Q_{GD} = V_{DS} \text{で} 1.5nC, 10V \text{でテストすると} C_{MILLER} = 1.5nC/10V = 150pF$$

$$Q_G = \text{標準} 8nC (V_{GS} = 4.5V)$$

$$V_{MILLER} = 2.8V$$

$V_{IN} = 20V, I_{OUT} = 15A$ のとき、以下の条件ではトップFETの推定 $T_J = 100^{\circ}C$ です。

$$V_{INTVCC} = 5.0V$$

$$R_{DR,PULLUP} = 2.6\Omega$$

$$R_{DR,PULLDOWN} = 1.5\Omega$$

メインFETの全損失は次のようになります。

$$P_{MAIN} = \frac{1.2V}{20V} \cdot (15A)^2 \cdot (1 + 0.005 \cdot (100^{\circ}C - 25^{\circ}C)) \cdot 13m\Omega + (20V)^2 \cdot \frac{15A}{2} \cdot 150pF \cdot \left(\frac{2.5\Omega}{5V - 2.8V} + \frac{1.2\Omega}{2.8V} \right) \cdot f_{SW}$$

$$P_{MAIN} = 0.55W$$

アプリケーション情報

ボトムFETにRJK0330DPBを選択すると以下のようになります。

$BV_{DSS} = 30V$

$R_{DS(ON)} = \text{最大}3.9m\Omega (25^\circ\text{C}, V_{GS} = 4.5V)$

$Q_G = \text{標準}27nC (V_{GS} = 4.5V)$

$$P_{\text{SYNC}} = \frac{20V - 1.2V}{20V} \cdot (15A)^2 \cdot (1 + 0.005 \cdot (100^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C})) \cdot 3.9m\Omega$$

$$P_{\text{SYNC}} = 1.1W$$

メインFETと同期FETの熱抵抗が $40^\circ\text{C}/W$ であると仮定すると、 60°C の周囲温度での接合部温度はそれぞれ 82°C および 104°C になります。

もっと高い周囲温度ではいくらかのエアフローが必要になることがあります。ワーストケースの周囲温度でMOSFETの 110°C の最大接合部温度は、一般的に適切なマージンを与えます。

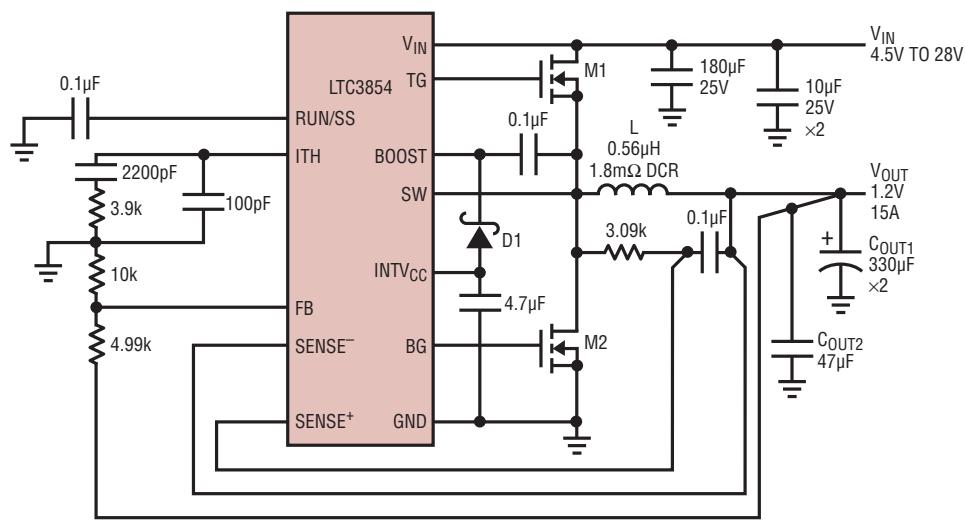
RJK0305DPBの $8nC$ の標準 Q_G とRJK0330DPBの $27nC$ の標準 Q_G および 400kHz のスイッチング周波数の場合、 $INTV_{CC}$ によって供給される電流は次のようになります。

$$I_{\text{GATECHG}} = (8nC + 27nC) \cdot 400\text{kHz} = 14mA$$

したがって、 60°C および $20V$ 入力でのコントローラの温度は次のようにになります。

$$T_J = 60^\circ\text{C} + 20V \cdot 14mA \cdot 76^\circ\text{C}/W = 81^\circ\text{C}$$

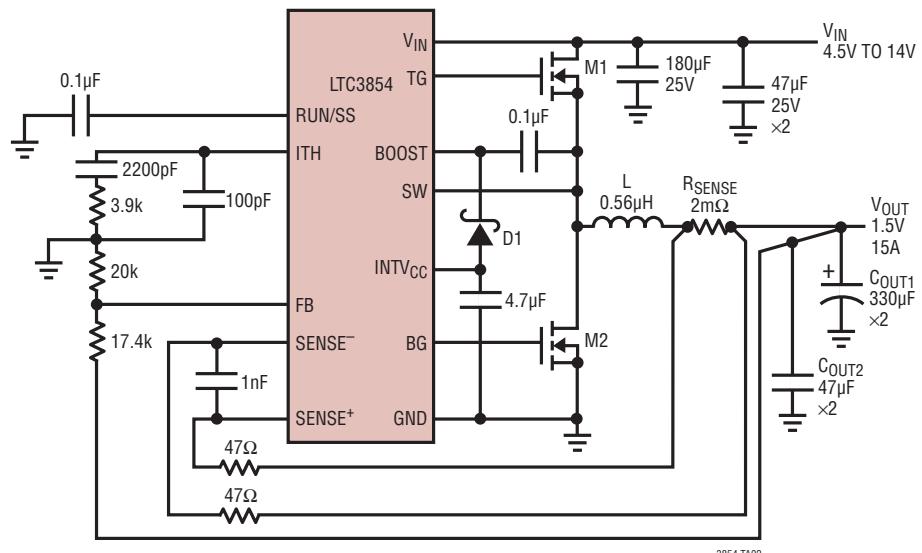
これは 125°C の最大接合部温度より十分低い値です。



D1 = CMDSH-3
 M1 = RENESAS RJK0305DPB
 M2 = RENESAS RJK0330DPB
 L = VISHAY IHL4040DZ-01 0.56uH
 C_{OUT1} = SANYO 2R5TPE330M9
 C_{OUT2} = MURATA GRM31CR60J476K

図6. 設計例の1.2V/15Aコンバータ

標準的応用例

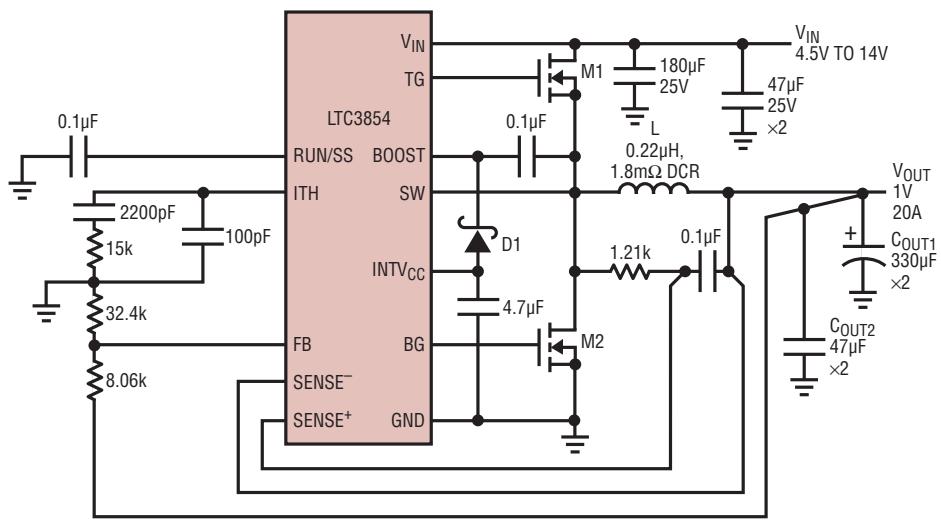


D1 = CMDSH-3
 M1 = RENESAS RJK0305DPB
 M2 = RENESAS RJK0330DPB
 L = TOKO FDA1055-R56M
 C_{OUT1} = SANYO 2R5TPE330M9
 C_{OUT2} = MURATA GRM31CR60J476K

図7. 1.5V/15AのR_{SENSE}のアプリケーション

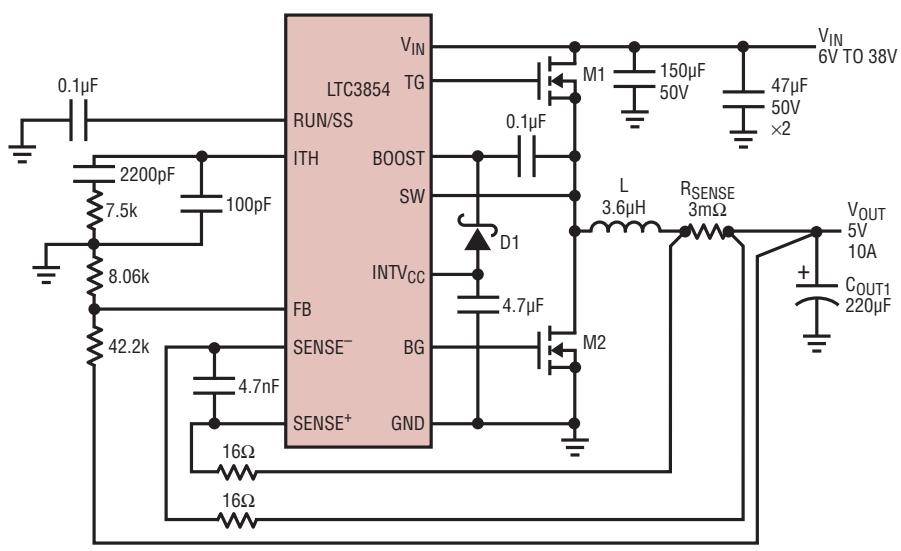
LTC3854

標準的応用例



D1 = CMDSH-3
M1, M2 = VISHAY Si7866ADP
L = SUMIDA CDEP104NP-0R2NC
C_{OUT1} = SANYO 2RSTPE330M9
C_{OUT2} = MURATA GRM31CR60J476K

図8. 1.0V/20AのDCR検出のアプリケーション

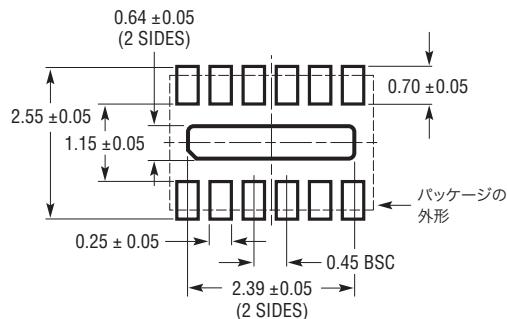


D1 = ZETEX ZLLS1000
M1, M2 = INFINEON BSC093N04LS
L = COILTRONICS HC1-3R6-R
C_{OUT1} = SANYO 6TPE220M1

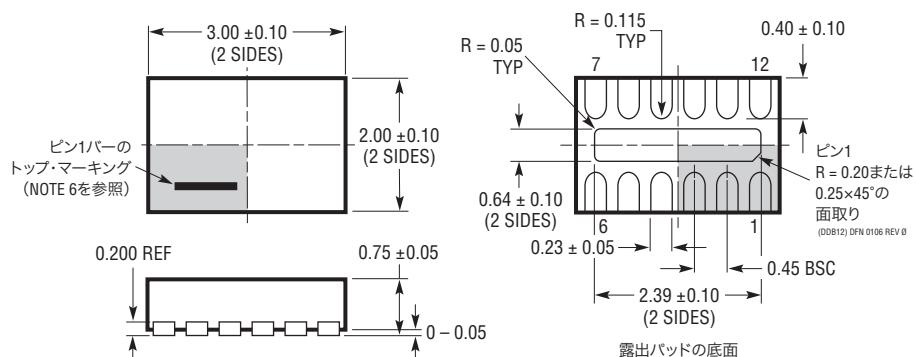
図9. 5.0V/10AのRSENSEのアプリケーション

パッケージ

**DDB/パッケージ
12ピン・プラスチックDFN**
(Reference LTC DWG # 05-08-1723 Rev Ø)



推奨する半田パッドのピッチと寸法
半田付けされない領域には半田マスクを使用する

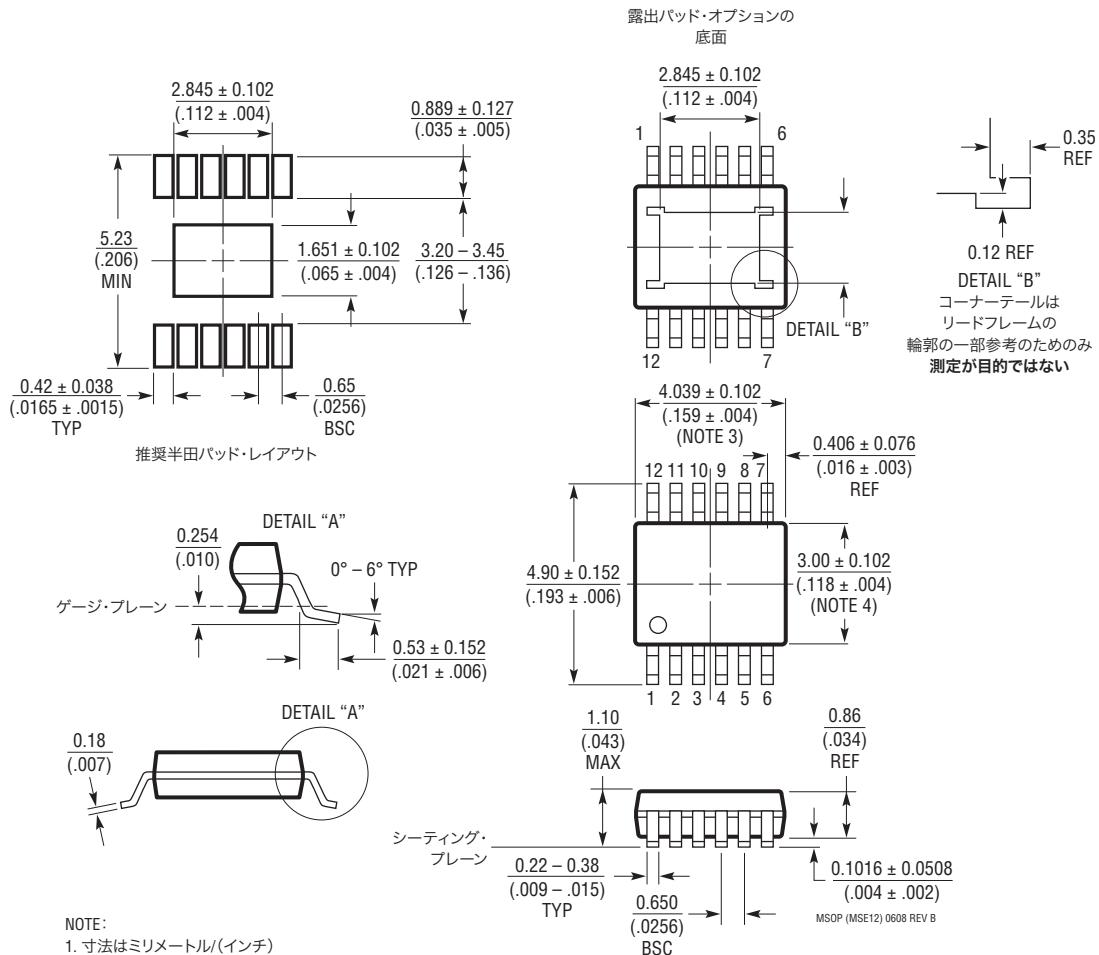


NOTE:

1. 図はJEDECのパッケージ外形ではない
2. 図は実寸とは異なる
3. 全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トップとボトムのピン1の位置の参考に過ぎない

パッケージ

**MSEパッケージ
12ピン・プラスチックMSOP、露出ダイ・パッド
(Reference LTC DWG # 05-08-1666 Rev B)**



改訂履歴

REV	日付	修正内容	頁番号
A	10/09	標準的応用例の変更 効率のグラフの変更 電気的特性と脚注の変更 ピン機能の文章変更 機能ブロック図の変更 関連製品の表の変更	1 1 3, 4 7 8 28

LTC3854

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3851A/ LTC3851A-1	広い V_{IN} 範囲のNo RSENSE TM 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
LTC3878	No RSENSE固定オン時間、同期整流式降圧DC/DCコントローラ	極めて高速な過渡応答、 $t_{ON(MIN)} = 43ns$ 、4V $\leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 0.9V_{IN}$ 、SSOP-16
LTC3879	No RSENSE固定オン時間、同期整流式降圧DC/DCコントローラ	極めて高速な過渡応答、 $t_{ON(MIN)} = 43ns$ 、4V $\leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.6V \leq V_{OUT} \leq 0.9V_{IN}$ 、MSOP-16E、3mm × 3mm QFN-16
LTC3850/ LTC3850-1/ LTC3850-2	デュアル、2フェーズ高効率同期整流式降圧DC/DCコントローラ、RSENSEまたはDCRによる電流検出機能とトラッキング機能付き	フェーズロック可能な固定動作周波数:250kHz~780kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 30V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$
LTC3853	トリプル出力、マルチフェーズ、同期整流式降圧DC/DCコントローラ、RSENSEまたはDCRによる電流検出機能とトラッキング機能付き	フェーズロック可能な固定動作周波数:250kHz~750kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 24V$ 、 V_{OUT} :最大13.5V
LTM [®] 4600HV	完全な10A DC/DC μModule [®] 電源	高効率、小型、超高速過渡応答、4.5V $\leq V_{IN} \leq 28V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 5V$ 、15mm × 15mm × 2.8mm
LTM4601AHV	完全な12A DC/DC μModule電源	高効率、小型、超高速過渡応答、4.5V $\leq V_{IN} \leq 28V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 5V$ 、15mm × 15mm × 2.8mm
LTC3601	1.5A、4MHz、モノリシック同期整流式降圧DC/DCコンバータ	高効率、フェーズロック可能、 $I_Q = 300\mu A$ 、4V $\leq V_{IN} \leq 15V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、3mm × 3mm QFN-16、MSOP-16E
LTC3603	2.5A、3MHz、モノリシック同期整流式降圧DC/DCコンバータ	高効率、フェーズロック可能、 $I_Q = 75\mu A$ 、4.5V $\leq V_{IN} \leq 15V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、4mm × 4mm QFN-20
LTC3605	5A、4MHz、モノリシック同期整流式降圧DC/DCコンバータ	高効率、調整可能な周波数:800kHz~4MHz、4V $\leq V_{IN} \leq 15V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、4mm × 4mm QFN-24
LTC3608	8A、1MHz、モノリシック同期整流式降圧DC/DCコンバータ	高効率、調整可能な固定オン時間、4V $\leq V_{IN} \leq 18V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、7mm × 8mm QFN-52
LTC3609	6A、1MHz、モノリシック同期整流式降圧DC/DC コンバータ	高効率、調整可能な固定オン時間、4V $\leq V_{IN} \leq 32V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、7mm × 8mm QFN-52
LTC3610	12A、1MHz、モノリシック同期整流式降圧DC/DC コンバータ	高効率、調整可能な固定オン時間、4V $\leq V_{IN} \leq 24V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、9mm × 9mm QFN-64
LTC3611	10A、1MHz、モノリシック同期整流式降圧DC/DCコンバータ	高効率、調整可能な固定オン時間、4V $\leq V_{IN} \leq 32V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、9mm × 9mm QFN-64
LTC3824	低 I_Q 、高電圧DC/DCコントローラ、100%デューティサイクル	選択可能な固定動作周波数、4V $\leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq V_{IN}$ 、 $I_Q = 40\mu A$ 、MSOP-10E
LTC3834/ LTC3834-1	低 I_Q 、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~650kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 10V$ 、 $I_Q = 30\mu A$
LT [®] 3845	低 I_Q 、高電圧同期整流式降圧DC/DCコントローラ	プログラム可能な固定動作周波数:100kHz~500kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $1.23V \leq V_{OUT} \leq 36V$ 、 $I_Q = 30\mu A$ 、TSSOP-16

μModule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。