

# 高電圧同期整流式 電流モード降圧コントローラ

## 特長

- 広い入力電圧範囲: 4V~60V
- 出力電圧: 最大36V
- 適応型非重複回路により、スイッチのシュートスルーを防止
- 不連続動作の逆インダクタ電流抑止機能により、軽負荷時の効率が向上
- 自動リセット付き、出力スルーレートを制御するソフトスタート
- 無負荷時の消費電流: 100μA
- 低いシャットダウン電流: 10μA
- 安定化精度: 1%
- 動作周波数: 200kHz
- 標準ゲートNチャンネル・パワーMOSFET
- デューティ・サイクルの影響を受けない電流制限
- 逆電流保護
- 熱特性が改善された16ピンTSSOPパッケージ

## アプリケーション

- 12Vおよび42V車載機器および重機
- 48Vテレコム電源
- アビオニクスおよび産業用制御システム
- 配電コントローラ

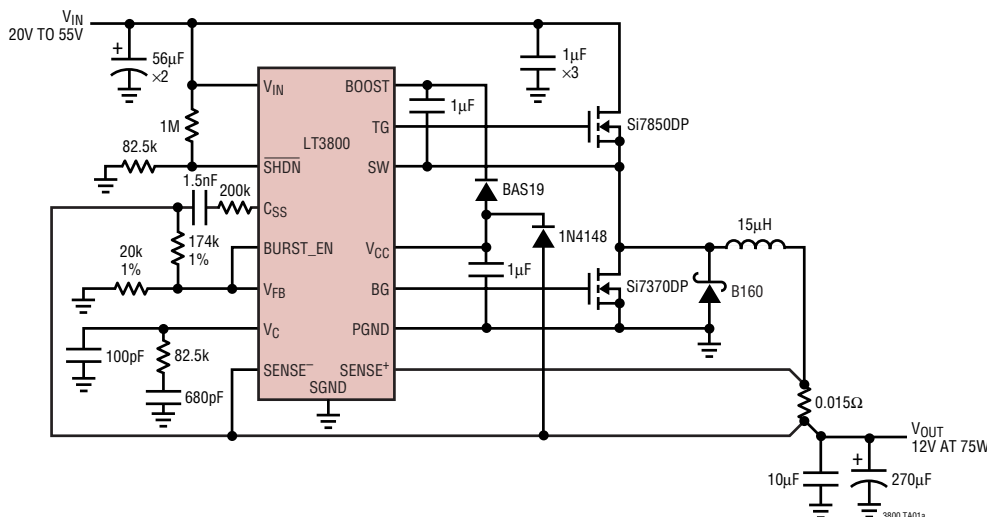
## 概要

LT<sup>®</sup>3800は、200kHz固定周波数高電圧同期整流式電流モード降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラです。このデバイスは標準ゲートNチャンネル・パワーMOSFETをドライブし、4V~60Vの入力電圧で動作可能です。内蔵のレギュレータがV<sub>IN</sub>から直接デバイスに電力を供給し、出力からも電力を供給するので、V<sub>IN</sub>の消費電流を最小限に抑えることができます。MOSFETドライバは動的ブートストラップ機能を備えており、通常動作時のゲート-ソース間のオン電圧を最大化して動作効率を向上させます。LT3800はBurst Mode<sup>®</sup>機能を搭載しており、無負荷時の消費電流を100μA以下に低減します。また、逆インダクタ電流抑止機能によって軽負荷時の効率が向上するので、不連続動作をサポートできます。Burst Mode動作と逆電流抑止機能はどちらも必要に応じてディスエーブル可能です。LT3800はコンバータの出力電圧のスルーレートを直接制御するプログラム可能なソフトスタート機能を搭載しているため、起動時のサージ電流やオーバーシュート誤差を低減できます。LT3800は熱特性が改善された16ピンTSSOPパッケージで供給されます。

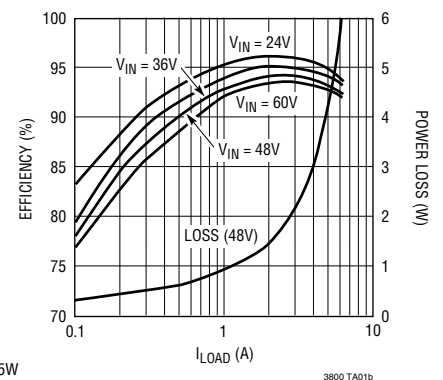
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、Burst ModeおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。No RSENSEおよびThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5481178、6611131、6304066、6498466、6580258を含む米国特許により保護されています。

## 標準的応用例

12V/75WのDC/DCコンバータ、逆電流抑止機能と入力UVLO付き



効率と電力損失



3800fc

# LT3800

## 絶対最大定格

(Note 1)

### 電源電圧

入力電源ピン ( $V_{IN}$ )	-0.3V~65V
昇圧電源ピン (BOOST)	-0.3V~80V
昇圧電源電圧 (BOOST-SW)	-0.3V~24V
昇圧電源リファレンス・ピン (SW)	-2V~65V
ローカル電源ピン ( $V_{CC}$ )	-0.3V~24V

### 入力電圧

SENSE <sup>+</sup> 、SENSE <sup>-</sup>	-0.3V~40V
SENSE <sup>+</sup> -SENSE <sup>-</sup>	-1V~1V
BURST_ENピン	-0.3V~24V
他の入力 (SHDN、C <sub>SS</sub> 、V <sub>FB</sub> 、V <sub>C</sub> )	-0.3V~5.0V

### 入力電流

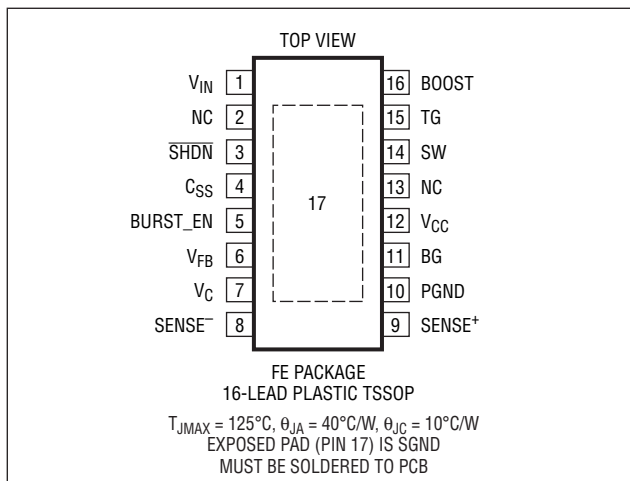
SHDN、C <sub>SS</sub>	-1mA~1mA
----------------------	----------

### 最大温度

動作接合部温度範囲 (Note 2)

LT3800E (Note 3)	-40°C~125°C
LT3800I	-40°C~125°C
保存温度範囲	-65°C~150°C
リード温度 (半田付け、10秒)	300°C

## ピン配置



## 発注情報

無鉛仕上げ	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
LT3800EFE#PBF	LT3800EFE#TRPBF	3800EFE	16-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT3800IFE#PBF	LT3800IFE#TRPBF	3800IFE	16-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°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。  
非標準の鉛仕上げ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。

無鉛仕上げ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/tapeandree/> 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、 $V_{IN} = 20\text{V}$ 、 $V_{CC} = \text{BOOST} = \text{BURST\_EN} = 10\text{V}$ 、 $\text{SHDN} = 2\text{V}$ 、 $\text{SENSE}^- = \text{SENSE}^+ = 10\text{V}$ 、 $\text{SGND} = \text{PGND} = \text{SW} = 0\text{V}$ 、 $\text{CTG} = \text{CBG} = 3300\text{pF}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{IN}$	Operating Voltage Range (Note 4)		4		60	V
	Minimum Start Voltage		7.5			V
	UVLO Threshold (Falling)		3.65	3.80	3.95	V
	UVLO Hysteresis			670		mV
$I_{VIN}$	$V_{IN}$ Supply Current	$V_{CC} > 9\text{V}$		20		$\mu\text{A}$
	$V_{IN}$ Burst Mode Current	$V_{BURST\_EN} = 0\text{V}$ , $V_{FB} = 1.35\text{V}$		20		$\mu\text{A}$
	$V_{IN}$ Shutdown Current	$V_{SHDN} = 0\text{V}$		8	15	$\mu\text{A}$
$V_{BOOST}$	Operating Voltage				75	V
	Operating Voltage Range (Note 5)	$V_{BOOST} - V_{SW}$			20	V
	UVLO Threshold (Rising)	$V_{BOOST} - V_{SW}$		5		V
	UVLO Hysteresis	$V_{BOOST} - V_{SW}$		0.4		V

3800fc

## 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、 $V_{IN} = 20\text{V}$ 、 $V_{CC} = \text{BOOST} = \text{BURST\_EN} = 10\text{V}$ 、 $\text{SHDN} = 2\text{V}$ 、 $\text{SENSE}^- = \text{SENSE}^+ = 10\text{V}$ 、 $\text{SGND} = \text{PGND} = \text{SW} = 0\text{V}$ 、 $\text{CTG} = \text{CBG} = 3300\text{pF}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$I_{\text{BOOST}}$	BOOST Supply Current (Note 6)			1.4		mA	
	BOOST Burst Mode Current	$V_{\text{BURST\_EN}} = 0\text{V}$		0.1		$\mu\text{A}$	
	BOOST Shutdown Current	$V_{\text{SHDN}} = 0\text{V}$		0.1		$\mu\text{A}$	
$V_{\text{CC}}$	Operating Voltage (Note 5)		●		20	V	
	Output Voltage		●	8.0	8.3	V	
	UVLO Threshold (Rising)			6.25		V	
	UVLO Hysteresis			500		mV	
$I_{\text{VCC}}$	$V_{\text{CC}}$ Supply Current (Note 6)		●	3	3.6	mA	
	$V_{\text{CC}}$ Burst Mode Current	$V_{\text{BURST\_EN}} = 0\text{V}$		80		$\mu\text{A}$	
	$V_{\text{CC}}$ Shutdown Current	$V_{\text{SHDN}} = 0\text{V}$		20		$\mu\text{A}$	
	Short-Circuit Current		●	-40	-120	mA	
	$V_{\text{SHDN}}$	Enable Threshold (Rising)		●	1.30	1.35	V
	Threshold Hysteresis			120	1.40	mV	
$V_{\text{SENSE}}$	Common Mode Range		●	0	36	mV	
	Current Limit Sense Voltage	$V_{\text{SENSE}^+} - V_{\text{SENSE}^-}$	●	140	150	175	mV
	Reverse Protect Sense Voltage	$V_{\text{SENSE}^+} - V_{\text{SENSE}^-}$ , $V_{\text{BURST\_EN}} = V_{\text{CC}}$			-150		mV
	Reverse Current Offset	$V_{\text{BURST\_EN}} = 0\text{V}$ or $V_{\text{BURST\_EN}} = V_{\text{FB}}$			10		mV
$I_{\text{SENSE}}$	Input Current	$V_{\text{SENSE}(\text{CM})} = 0\text{V}$		0.8		mA	
	$(I_{\text{SENSE}^+} + I_{\text{SENSE}^-})$	$V_{\text{SENSE}(\text{CM})} = 2.75\text{V}$		-20		$\mu\text{A}$	
		$V_{\text{SENSE}(\text{CM})} > 4\text{V}$			-0.3		mA
$f_0$	Operating Frequency		●	190	200	210	kHz
				175	220		kHz
$V_{\text{FB}}$	Error Amp Reference Voltage	Measured at $V_{\text{FB}}$ Pin	●	1.224	1.231	1.238	V
			●	1.215	1.245		V
$I_{\text{FB}}$	Feedback Input Current			25		nA	
$V_{\text{FB}(\text{SS})}$	Soft-Start Disable Voltage	$V_{\text{FB}}$ Rising		1.185		V	
	Soft-Start Disable Hysteresis			300		mV	
$I_{\text{CSS}}$	Soft-Start Capacitor Control Current			2		$\mu\text{A}$	
$g_m$	Error Amp Transconductance		●	275	350	400	$\mu\text{mhos}$
$A_v$	Error Amp DC Voltage Gain			62		dB	
$V_C$	Error Amp Output Range	Zero Current to Current Limit		1.2		V	
$I_{\text{VC}}$	Error Amp Sink/Source Current			$\pm 30$		$\mu\text{A}$	
$V_{\text{TG,BG}}$	Gate Drive Output On Voltage (Note 7)			9.8		V	
	Gate Drive Output Off Voltage			0.1		V	
$t_{\text{TG,BG}}$	Gate Drive Rise/Fall Time	10% to 90% or 90% to 10%		50		ns	
$t_{\text{TG}(\text{OFF})}$	Minimum Off Time			450		ns	
$t_{\text{TG}(\text{ON})}$	Minimum On Time		●	300	500	ns	
$t_{\text{NOL}}$	Gate Drive Nonoverlap Time	TG Fall to BG Rise		200		ns	
		BG Fall to TG Rise		150		ns	

## 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:** このデバイスには短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は125°Cを超える。規定された最大動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうおそれがある。

**Note 3:** LT3800Eは、0°C~125°Cの接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。-40°C~125°Cの動作接合部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。LT3800Iは-40°C~125°Cの動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。

**Note 4:** 起動スレッシュホールド(7.5V)より低い $V_{IN}$ は、 $V_{CC}$ が外部から6.5Vより上にドライブされているときだけサポートされる。

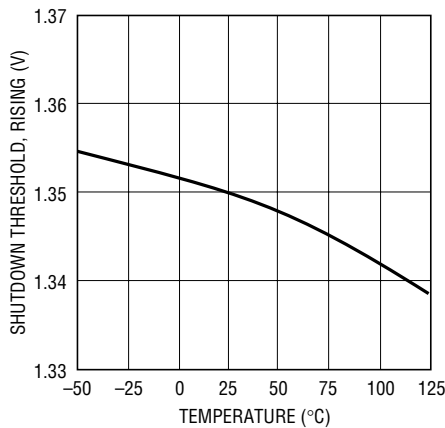
**Note 5:** MOSFETの絶対最大ゲート・ソース電圧定格によって支配される動作範囲。

**Note 6:** 電源電流の規格値にはスイッチ・ドライブ電流は含まれない。実際の電源電流はそれより大きくなる。

**Note 7:** ゲート・ドライブ出力のON電圧のDC測定値は標準8.6Vである。内部ダイナミック・ブートストラップ動作により、標準スイッチング動作時の標準ゲートON電圧は9.8Vになる。標準動作ゲートON電圧はテストされないが、設計によって保証されている。

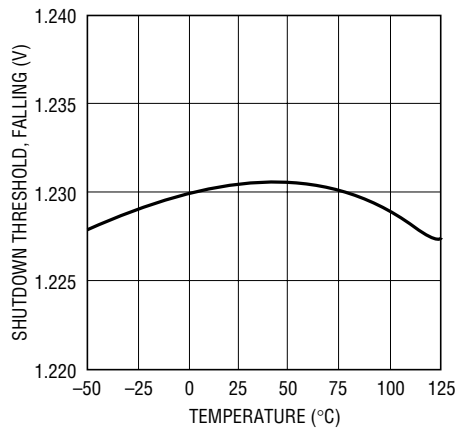
## 標準的性能特性

シャットダウン・スレッシュホールド (立上り)と温度



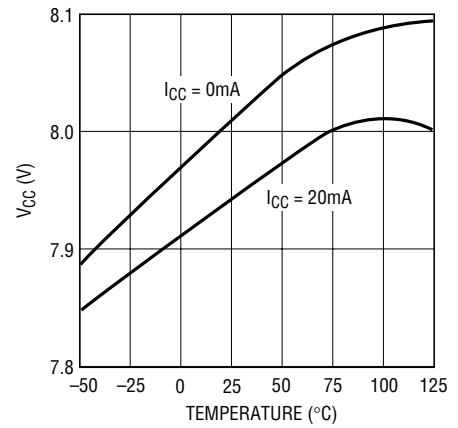
3800 G01

シャットダウン・スレッシュホールド (立下り)と温度



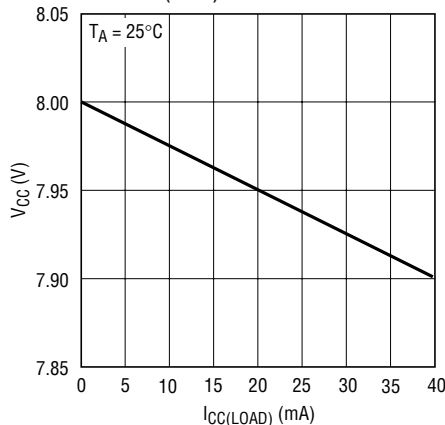
3800 G02

$V_{CC}$ と温度



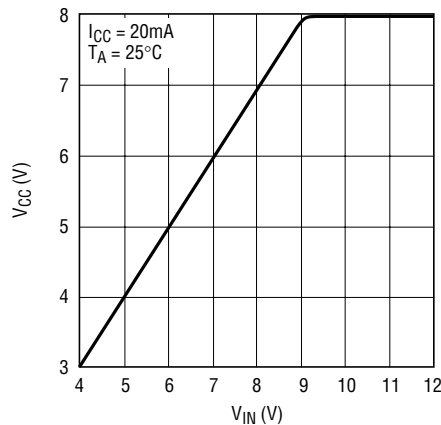
3800 G03

$V_{CC}$ と $I_{CC}(LOAD)$



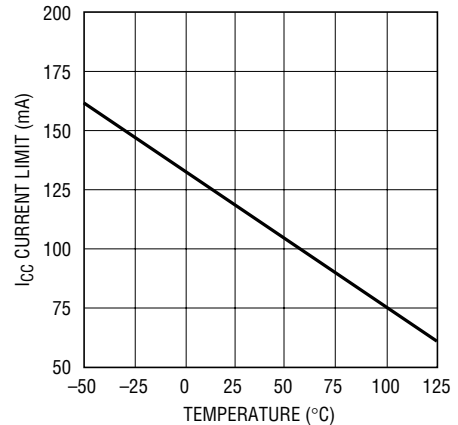
3800 G04

$V_{CC}$ と $V_{IN}$



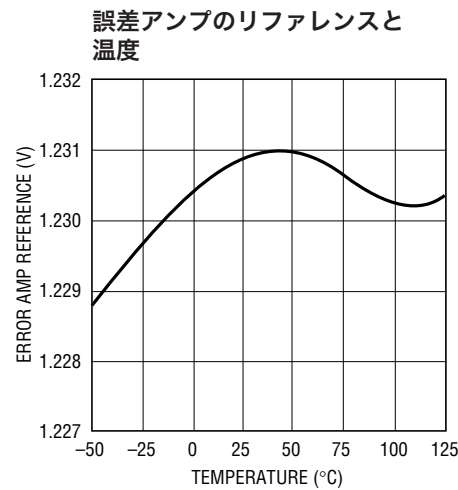
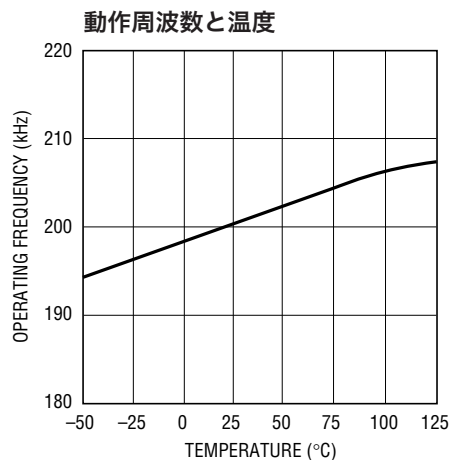
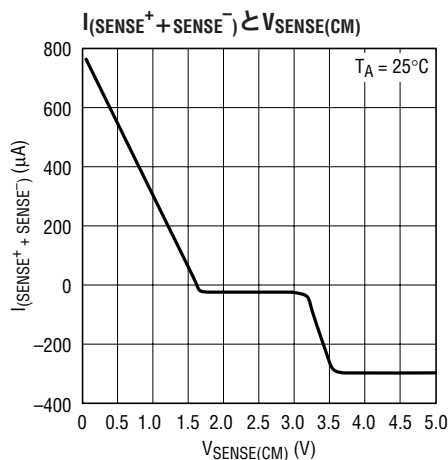
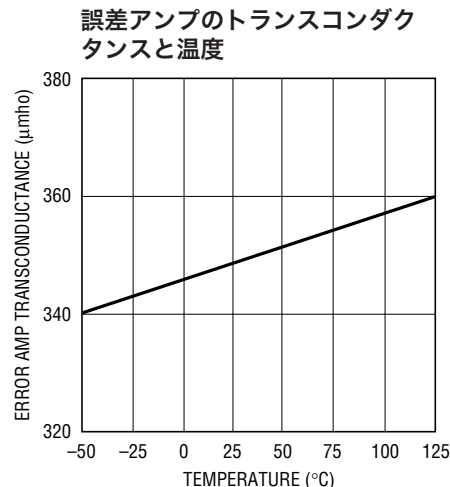
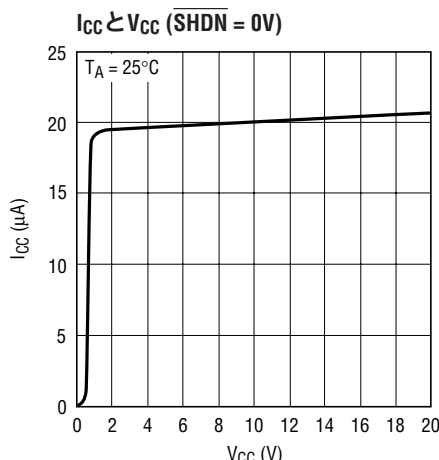
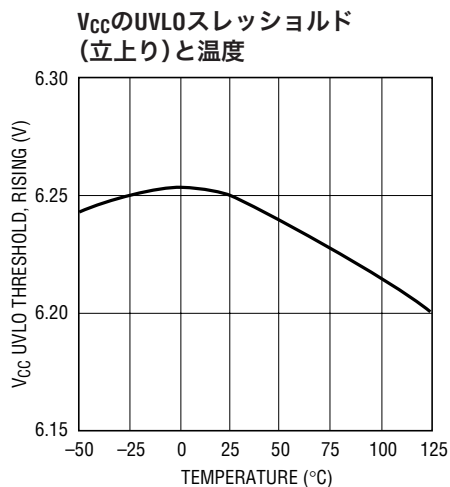
3800 G05

$I_{CC}$ 電流制限と温度



3800 G06

標準的性能特性



ピン機能

**V<sub>IN</sub> (ピン1):** コンバータの入力電源。

**NC (ピン2):** 接続なし。

**SHDN (ピン3):** 精密シャットダウン・ピン。イネーブル・スレッシュヨルドは1.35V(立上り)で、120mVの入力ヒステリシスがあります。シャットダウン・モードでは、デバイス内部のすべての機能がディスエーブルされます。精密スレッシュヨルドなので、SHDNピンを使ってUVLO機能を組み込むことができます。SHDNピンが0.7Vより下に引き下げられると、デバイスはI<sub>VIN</sub> < 10µAの低電流シャットダウン・モードに入ります。低電流シャットダウンでは、デバイスはそのローカル電源が低落するまでV<sub>CC</sub>ピンから20µAをシンクします。このピンの標準的入力バイアス電流は<10nAで、内部で6Vにクランプされています。

**C<sub>SS</sub> (ピン4):** ソフトスタートのACカップリング・コンデンサの入力。コンデンサ(C<sub>SS</sub>)を200kの直列抵抗と一緒にこのピンからコンバータの出力(V<sub>OUT</sub>)に接続します。コンバータの起動時出力電圧のスルーレート(ΔV<sub>OUT</sub>/Δt)を制御します。スルーレートはソフトスタート・カップリング・コンデンサに流れる2µAの平均電流に対応します。望みの出力起動スルーレートを与えるコンデンサの値は次の関係に従います。

$$C_{SS} = 2\mu A / (\Delta V_{OUT} / \Delta t)$$

このピンをSGNDに短絡するとソフトスタート機能がディスエーブルされます。

## ピン機能

**BURST\_EN (ピン5)**: Burst Mode動作イネーブル・ピン。このピンは反転抑止モードの動作も制御します。このピンの電圧が0.5Vより下のとき、Burst Mode動作と逆電流抑止機能がイネーブルされます。このピンの電圧が0.5Vより上のとき、Burst Mode動作はディスエーブルされますが、逆電流抑止機能は維持されます。逆電流抑止動作 (BURST\_EN = V<sub>FB</sub>) で動作しているDC/DCコンバータは最小1mAの負荷を必要とします。このピンの電圧が2.5Vより上のとき、逆電流抑止はディスエーブルされます。Burst Mode動作と逆電流抑止をイネーブルするには一般にこのピンをグランドに短絡し、Burst Mode動作はディスエーブルするが逆電流抑止はイネーブルするにはV<sub>FB</sub>に短絡し、両方の機能ともディスエーブルするにはV<sub>CC</sub>ピンに接続します。「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

**V<sub>FB</sub> (ピン6)**: 誤差アンプの反転入力。誤差アンプの非反転入力は1.231Vの内部リファレンスに接続されています。抵抗分割器をコンバータの出力からV<sub>FB</sub>ピンに接続して、コンバータの望みの出力電圧 (V<sub>OUT</sub>) をプログラムします。V<sub>OUT</sub>からV<sub>FB</sub>に接続する抵抗 (R2) と、V<sub>FB</sub>からグランドに接続する抵抗 (R1) の値を次の関係式に基づいて計算することができます。

$$R2 = R1 \cdot \left( \frac{V_{OUT}}{1.231} - 1 \right)$$

V<sub>FB</sub>ピンには25nAの入力バイアス電流が流れるので、非常に大きな値の帰還抵抗を使うとコンバータの出力が所期の値よりわずかに高くなることがあります。バイアス電流による出力誤差は次のように見積もることができます。

$$\Delta V_{OUT(BIAS)} = 25nA \cdot R2$$

**V<sub>C</sub> (ピン7)**: 誤差アンプの出力。V<sub>C</sub>ピンの電圧は発振器の周期ごとの最大 (ピーク) スイッチ電流に対応します。誤差アンプは一般に、このピンからグランドにRC回路を接続することにより、積分回路として構成されます。このネットワークはコンバータの電圧安定化帰還ループの支配的ポールを形成します。特定の積分器特性を設定して過渡応答を最適化することができます。100pF以上の高周波バイパス・コンデンサをこのピンからグランドに接続することも推奨します。Burst Mode動作がイネーブルされているとき (ピン5の説明を参照)、V<sub>C</sub>ピンの内部低インピーダンス・クランプがバースト・スレッシュホールドより

100mV下に設定されますので、ピン電圧の負方向への変化が制限されます。したがって、このピンを低インピーダンスのソースで低く引き下げることはできません。V<sub>C</sub>ピンを外部から操作する必要がある場合、1kΩの直列抵抗を通して行ってください。

**SENSE<sup>-</sup> (ピン8)**: 電流センス・アンプの負入力。SENSE入力両端で±150mVに設定されたインダクタ電流リミットを検出します。

**SENSE<sup>+</sup> (ピン9)**: 電流センス・アンプの正入力。SENSE入力両端で±150mVに設定されたインダクタ電流リミットを検出します。

**PGND (ピン10)**: 同期スイッチの高電流グランド・リファレンス。このピンからV<sub>CC</sub>デカップリング・コンデンサの負端子への電流経路がSGNDを乱してはいけません。

**BG (ピン11)**: 同期スイッチ・ゲート・ドライブ出力。

**V<sub>CC</sub> (ピン12)**: 内部レギュレータの出力。デバイスのほとんどの機能はこのピンから給電されます。このピンを外部ソースでドライブすると、V<sub>IN</sub>ピンの電流が20μAに減少します。このピンは低ESRの1μFコンデンサを使ってPGNDにデカップリングします。シャットダウン・モードでは、このピンはピン電圧が0Vに放電するまで20μAをシンクします。「標準的性能特性」のセクションを参照してください。

**NC (ピン13)**: 接続なし。

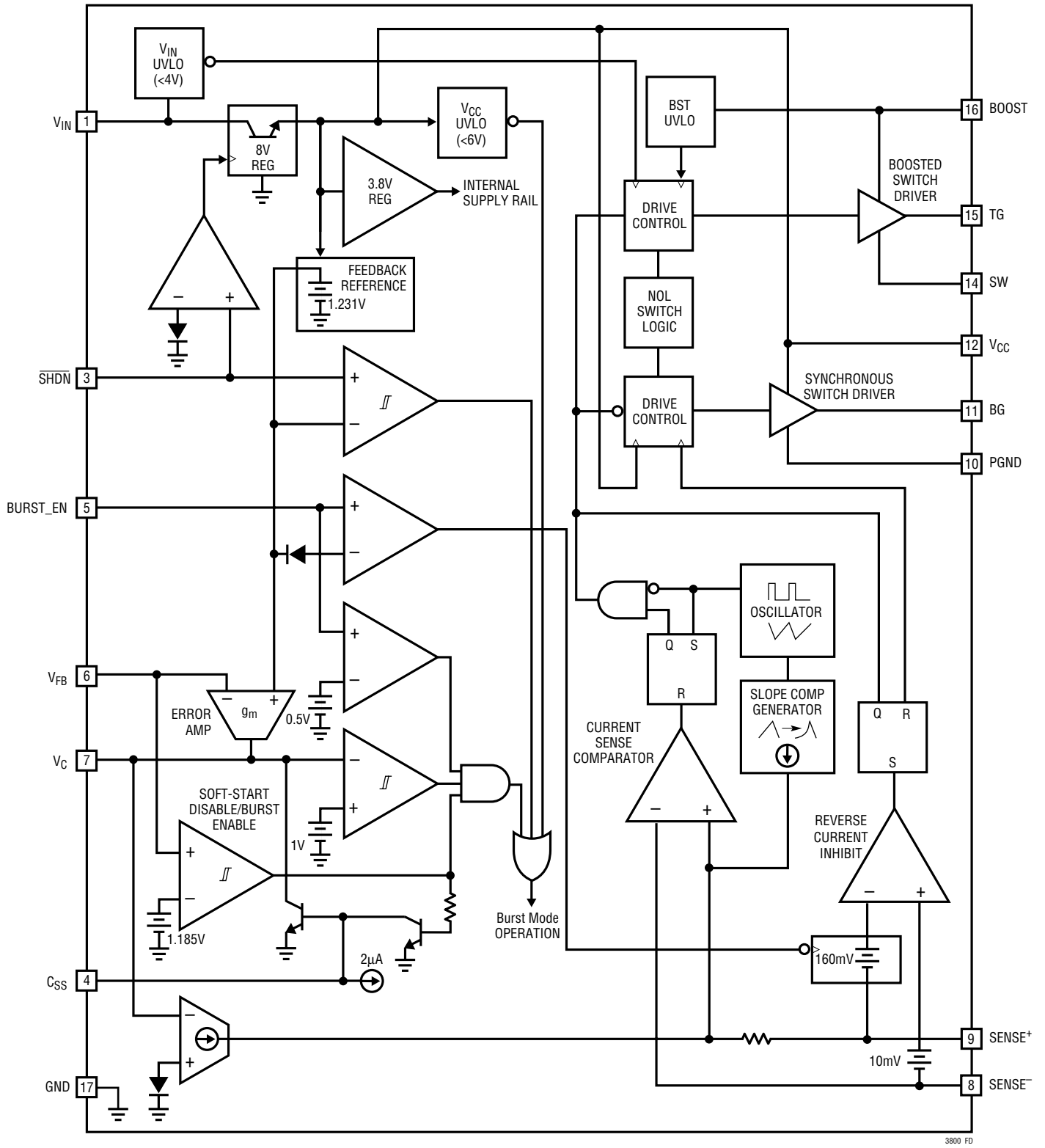
**SW (ピン14)**: V<sub>BOOST</sub>電源のリファレンスおよびブートストラップされたスイッチの電流リターン。

**TG (ピン15)**: ブートストラップされたスイッチのゲート・ドライブ出力。

**BOOST (ピン16)**: ブートストラップされた電源 (最大動作電圧 (グランド基準) は75Vです)。このピンはSWピンに接続された低ESRの1μFコンデンサでデカップリングします。デカップリング・コンデンサの電圧は、V<sub>CC</sub>または外部ソースからの整流器によってリフレッシュされます。

**パッケージの露出した底面 (SGND) (ピン17)**: 低ノイズ・グランド・リファレンス。SGNDはTSSOPパッケージの裏面の露出リードフレームを通して接続されます。この露出リードフレームはPCBのグランドに半田付けする必要があります。

機能図



## アプリケーション情報

### 概要

LT3800は高入力電圧範囲の同期整流式降圧DC/DCコンバータ・コントローラICで、200kHz固定周波数の電流モード・アーキテクチャを採用しており、外部NチャネルMOSFETスイッチを使います。

LT3800はバッテリー駆動アプリケーション向けの高効率低負荷動作が可能です。Burst Mode動作により、無負荷状態の合計平均入力消費電流は100 $\mu$ Aに減少します。低電流シャットダウン・モードにすることもでき、消費電流は<10 $\mu$ Aに減少します。そうしたければ、Burst Mode動作をディスエーブルすることができます。

LT3800は逆電流抑止機能も採用していますので、非同期動作によって軽負荷時の効率を上げることができます。この機能は、インダクタ電流がゼロに近づくと同期スイッチをディスエーブルします。全時間同期動作を望むなら、この機能をディスエーブルすることができます。

LT3800の内部回路の大部分が内部リニア・レギュレータによってバイアスされます。このレギュレータの出力はV<sub>CC</sub>ピンなので、内部レギュレータをバイパスすることができます。関連した内部回路はコンバータの出力から給電することができるので、コンバータ全体の効率が向上します。外部から得られる電源を使用すると、V<sub>IN</sub>からV<sub>CC</sub>に接続されている内部レギュレータに関連したデバイス内の電力消費もなくなります。

### 動作原理(ブロック図参照)

LT3800はV<sub>FB</sub>ピンを介してコンバータの出力電圧を検出します。このピンの電圧と内部1.231Vリファレンスの差が増幅されてV<sub>C</sub>ピンに誤差電圧を発生し、その誤差電圧が電流センス・コンパレータのスレッシュホールドとして使われます。

通常動作時、LT3800の内部発振器は200kHzで動作します。各発振器サイクルの開始時にスイッチ・ドライブがイネーブルされます。スイッチ・ドライブは、検出されたスイッチ電流がV<sub>C</sub>から得られた電流センス・コンパレータのスレッシュホールドを超えてスイッチ・ドライブをディスエーブルするまで、イネーブルされた状態に留まります。発振器の1サイクル内に電流コンパレータのスレッシュホールドに達しない場合、スイッチ・ドライブはサイクルの最後に450nsの間ディスエーブルされます。この最小オフ時

間の動作モードにより、BOOSTブートストラップ電源の回復が保証されます。

### 電源条件

LT3800はV<sub>IN</sub>ピンから内部動作電圧を発生するローカル・リニア・レギュレータを使ってバイアスされます。LT3800の実際上すべての回路が内部リニア・レギュレータの出力(V<sub>CC</sub>)を介してバイアスされます。このピンは低ESRの1 $\mu$ Fコンデンサを使ってPGNDにデカップリングします。

V<sub>CC</sub>レギュレータは、V<sub>IN</sub>ピンに十分な電圧が与えられていれば、8Vの出力を発生します。V<sub>CC</sub>レギュレータのドロップアウトは約1Vで、ドロップアウト・スレッシュホールドより低い電圧ではV<sub>IN</sub>ピンに追従します。

LT3800の起動条件はV<sub>IN</sub> > 7.5Vです。これにより、内蔵レギュレータには、V<sub>CC</sub>ピンがそのUVLOスレッシュホールドより上になるのに十分な空き高が与えられます。V<sub>CC</sub>レギュレータは電流をソースすることができるだけです。V<sub>CC</sub>ピンをその8Vの安定化電圧より上に強制すると、外部で得られる電力をデバイスに使うことが可能で、デバイス内の電力消費が最小に抑えられます。内蔵レギュレータを起動に使うことから、コンバータの出力からV<sub>CC</sub>の電力を得ると変換効率が最大になりますので、一般にはこうします。外部ソースによってV<sub>CC</sub>が6.5Vより上に保たれると、LT3800はV<sub>IN</sub>が4Vに下がっても動作を継続することができます。

LT3800はV<sub>CC</sub>電源から3mAの消費電流で動作します。この電流は通常動作時の実際のV<sub>CC</sub>消費電流の小部分です。追加の電流は昇圧されたスイッチと同期スイッチの両方のMOSFETのスイッチング電流から生じ、一般にV<sub>CC</sub>電源から得られます。

LT3800はリニア・レギュレータを使ってV<sub>CC</sub>を発生しますので、高いV<sub>IN</sub>電圧では電力消費が問題になることがあります。ゲート・ドライブ電流は一般にMOSFETの1個当たり5mA~15mAなので、ゲート・ドライブ電流はかなりの電力消費を生じることがあります。可能なときは常に外部ソースからV<sub>CC</sub>とV<sub>BOOST</sub>の電力を得ることを推奨します。



## アプリケーション情報

内蔵V<sub>CC</sub>レギュレータは、MOSFETの合計ゲート電荷が180nCまでのあらゆる状態で、起動時のゲート・ドライブ電力を供給します。このレギュレータは、V<sub>IN</sub>電圧とMOSFETゲート電荷電流により過度の電力消費がデバイス内で生じない限り、LT3800を連続して動作させることができます。レギュレータを連続して使用するための安全動作条件を図1に示します。これらの条件を超えるアプリケーションでは、起動後、V<sub>CC</sub>を外部ソースから得る必要があります。

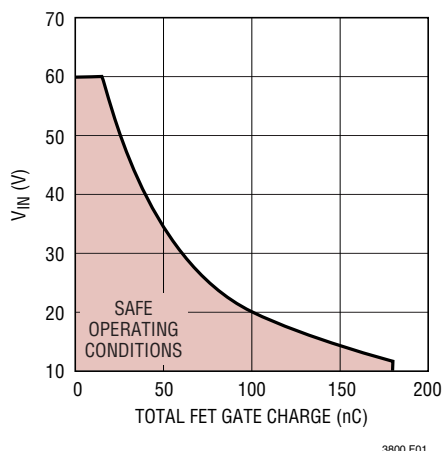
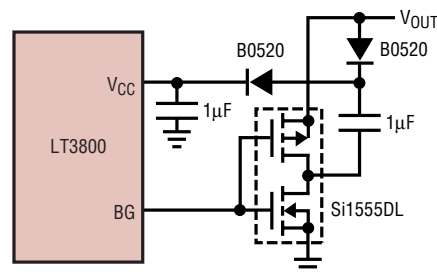


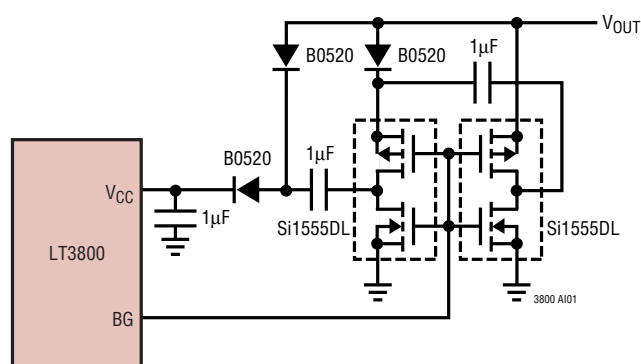
図1. V<sub>CC</sub>レギュレータの連続動作条件

出力電圧が9V~20Vの範囲のLT3800コンバータのアプリケーションでは、コンバータの出力からのバックフィードイングV<sub>CC</sub>とV<sub>BOOST</sub>は大きくなく、出力からこれらの電源ピンにダイオードを接続して実現することができます。20Vを超える出力電圧からこれらの電源を得るには、帰還電圧を下げるため追加のレギュレーションが必要になります。9Vより低い出力では、帰還電圧を8VのV<sub>CC</sub>安定化出力より上に上げるため、昇圧機能が必要になります。昇圧機能を実現するのに低電力昇圧スイッチャが時々使われますが、簡単なチャージポンプで多くの場合この機能を実現できます。

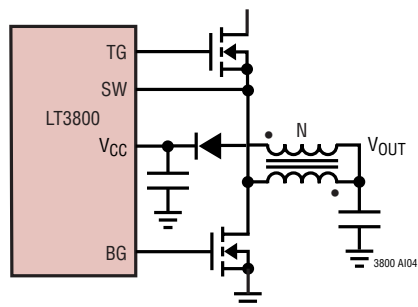
倍電圧チャージポンプ



3倍電圧チャージポンプ



インダクタ補助巻線



## アプリケーション情報

### Burst Mode

LT3800は低電流Burst Mode機能を採用しており、無負荷および低負荷状態での効率を最大にします。Burst Mode動作はBURST\_ENピンをSGNDに短絡するとイネーブルされます。Burst Mode動作は、BURST\_ENピンをV<sub>FB</sub>またはV<sub>CC</sub>のどちらかに短絡するとディスエーブルされます。

V<sub>C</sub>ピンの電圧を介して検出された必要なスイッチ電流が最大値の15%より小さいと、Burst Mode動作が作動し、そのレベルのセンス電流がICの制御パスにラッチされます。出力負荷がこのラッチされた電流レベルより小さな電流しか必要としないと、コンバータは各スイッチ・サイクルのあいだ出力をわずかにオーバードライブします。このオーバードライブ状態は内部で検出され、V<sub>C</sub>ピンの電圧は低下し続けるように強制されます。V<sub>C</sub>電圧が15%の負荷レベルより150mV下に下がると、スイッチングがディスエーブルされ、LT3800はほとんどの内部回路をシャットダウンするので、合計消費電流は100μAに減少します。コンバータの出力が下がり始めると、V<sub>C</sub>ピンの電圧が上昇し始めます。V<sub>C</sub>ピンの電圧が15%の負荷レベルに回復すると、デバイスは通常動作に戻り、スイッチングが再開されます。V<sub>C</sub>ピンの内部クランプはスイッチ・ディスエーブル・スレッシュホールドより100mV下に設定され、ピン電圧の負方向への変化が制限されますので、Burst Mode動作時のコンバータ出力のリプルが最小に抑えられます。

Burst Mode動作時、V<sub>IN</sub>ピンの電流は20μAで、V<sub>CC</sub>電流は80μAに減少します。V<sub>CC</sub>に外部ドライブが与えられていないと、すべてのV<sub>CC</sub>バイアス電流はV<sub>IN</sub>ピンから来ますので、合計V<sub>IN</sub>電流は100μAになります。出力から得られるソースを使ってV<sub>CC</sub>をドライブすると、V<sub>IN</sub>電流のV<sub>CC</sub>成分がコンバータの降圧比だけ減少するので、バースト電流をさらに減らすことができます。

### 逆電流抑止

LT3800は逆電流抑止機能を備えており、軽負荷状態の効率を最大にします。この動作モードは不連続動作を可能にし、「パルス・スキップ」モードと呼ばれることもあります。図2を参照してください。

この機能はBurst Mode動作でイネーブルされ、BURST\_ENピンをV<sub>FB</sub>に短絡することによってBurst Mode動作がディスエーブルされているときもイネーブルすることができます。

逆電流抑止がイネーブルされているとき、LT3800のセンス・アンプはインダクタ電流がゼロに近づくのを検出してスイッチ・サイクルの残りの部分で同期スイッチをディスエーブルします。同期スイッチがディスエーブルされる前にインダクタ電流が負になることが許されると、スイッチ・ノードが高いdv/dtで正方向に誘導性の跳躍をすることがあります。LT3800はこれを防ぐため、センス入力に10mVの正のオフセットを組み込んでいます。

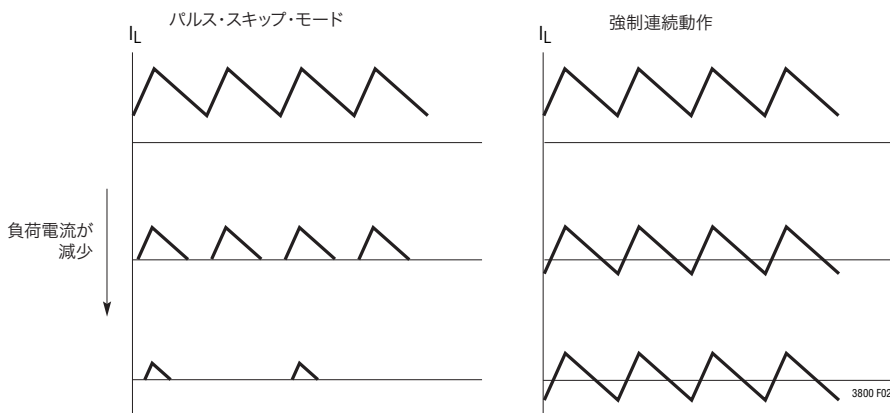


図2. インダクタ電流とモード

## アプリケーション情報

逆電流抑止機能がイネーブルされていると、LT3800コンバータは軽負荷時に非同期コンバータに非常に似た動作をします。逆電流抑止により、インダクタ・リップル電流に関連した抵抗損失が減少しますので、軽負荷状態の動作効率が改善されます。

逆電流抑止モードで動作しているLT3800 DC/DCコンバータの最小負荷条件は1mAです (BURST\_EN = V<sub>FB</sub>)。ほとんどのアプリケーションではLT3800の出力からLT3800に給電しますので、この条件はデバイスのバイアス電流によって満たされますが、出力から電力を得ないアプリケーションでは、コンバータの出力電圧プログラミング抵抗の1つ (R1) としてV<sub>FB</sub>からグラウンドに1.2kの抵抗を使うとこの条件が簡単に満たされます。Burst Mode動作 (BURST\_EN < 0.5V) または連続導通モード (BURST\_EN > 2.5V) では、最小負荷の制限はありません。

### ソフトスタート

LT3800は、起動時サージ電流を制御し、出力のオーバーシュートを制限し、電源シーケンシングに使用する、プログラム可能なソフトスタート機能を内蔵しています。ソフトスタート機能はコンバータの起動時の出力電圧のスルーレートを直接モニタして制御します。

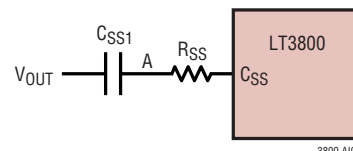
コンバータの出力電圧が上昇するにつれ、ソフトスタート回路はカップリング・コンデンサを流れる $\delta V/\delta t$ 電流をモニタしてV<sub>C</sub>ピンの電圧を調節し、2 $\mu$ Aの平均値を維持します。ソフトスタート機能は、コンバータの出力がレギュレーション電圧の95% (これはV<sub>FB</sub>ピンの1.185Vに相当します) まで上昇する間、プログラムされたスルーレートを強制します。95%のレギュレーションが達成されると、ソフトスタート回路はディスエーブルされます。ソフトスタート回路はV<sub>FB</sub>ピンがレギュレーション電圧の70% (これはV<sub>FB</sub>ピンの300mVの制御ヒステリシスに対応します) より下に下がると再度イネーブルされますので、「ブラウンアウト」状態から制御された状態で回復することができます。

望みのソフトスタートの立上り時間 (t<sub>SS</sub>) はプログラミング・コンデンサC<sub>SS1</sub>によってプログラムすることができます。

き、ソフトスタート期間の2 $\mu$ Aの平均電流に対応する値を使います。このコンデンサの値は次の関係に従います。

$$C_{SS1} = \frac{2E^{-6} \cdot t_{SS}}{V_{OUT}}$$

R<sub>SS</sub>は一般にほとんどのアプリケーションで200kに設定されます。



### 低電圧出力のアプリケーションに関する検討事項

LT3800のC<sub>SS</sub>ピンはソフトスタート・サイクルの間220mVにバイアスされ、この電圧がR<sub>SS</sub>を流れる2 $\mu$ Aの信号電流によってネットワーク・ノード"A"に電圧増加を生じますので、出力はソフトスタート機能が作動する前にこの値に達する必要があります。この出力ソフトスタート起動電圧オフセット (V<sub>OUT(SS)</sub>) の値は次の関係に従います。

$$V_{OUT(SS)} = 220\text{mV} + R_{SS} \cdot 2E^{-6}$$

これはR<sub>SS</sub> = 200kのとき標準0.64Vです。

低電圧出力のアプリケーションによっては、このソフトスタート起動電圧オフセットの値を減らす方が良いことがあります。これはR<sub>SS</sub>の値を減らすことによって可能です。R<sub>SS</sub>の値を減らす場合、適切なソフトスタート動作のため、出力の電圧リップルによって生じる信号成分を最小に抑える必要があります。

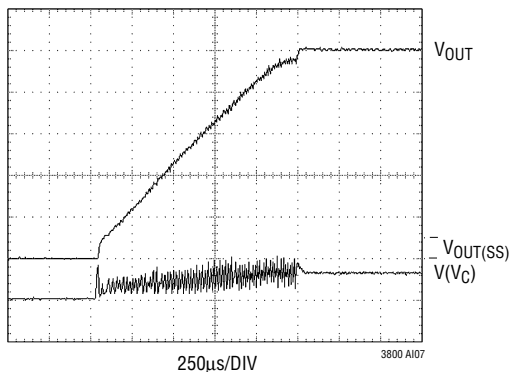
ピーク・トゥ・ピーク出力電圧リップル ( $\Delta V_{OUT}$ ) はコンデンサC<sub>SS1</sub>を通してノードAに現れます。R<sub>SS</sub>の値は次式を使って設定することができます。

$$R_{SS} = \frac{\Delta V_{OUT}}{1.3E^{-6}}$$

LT3800電圧コンバータの設計では、低ESRの出力コンデンサを使ってこのリップル電圧成分を最小に抑えることが重要です。過度のリップル成分が生じる設計は、起動サイクルの間V<sub>C</sub>ピンを観察して判別することができます。

## アプリケーション情報

過度のリプル成分を示すソフトスタートの特性



設計を最終決定する前に、ソフトスタート・サイクルを評価して、小さくした $R_{SS}$ の値でも $V_C$ ピンの過度の変調なしに動作が可能であることを検証します。

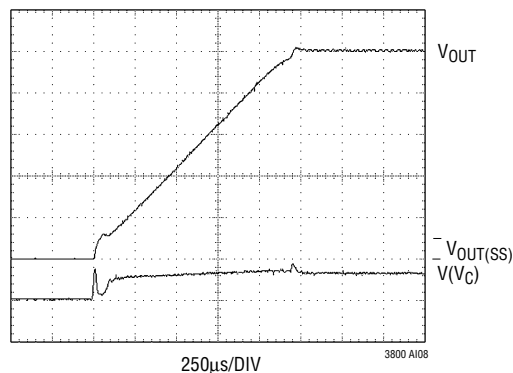
ソフトスタート・サイクルの間に $V_C$ ピンが過度のリプル成分を示す場合、コンバータの出力リップルを減らすか、または $R_{SS}$ を大きくします。コンバータの出力リップルは、出力容量を増加させるか、出力コンデンサのESRを減少させると一般に減少します。

### 外部電流制限フォールドバック回路

LT3800のソフトスタート回路がアクティブになる前の期間に、追加の起動電圧オフセットが生じることがあります。上昇していく出力電圧に反応してソフトスタート回路が $V_C$ ピンに制動をかける前は、プログラムされたピーク電流リミット ( $I_{MAX}$ ) に達する電流がインダクタを流れることができます。ソフトスタート回路が作動して $V_C$ ピンの電圧が減少するとスイッチングが停止しますが、インダクタに蓄えられたエネルギーが出力コンデンサに移るにつれて出力電圧は上昇を続けます。 $I_{MAX}$ がインダクタを流れるとき、インダクタに蓄えられたエネルギーによって生じる $V_{OUT}$ の先行端の上昇は次の関係に従います。

$$\Delta V_{OUT} = I_{MAX} \cdot \left( \frac{L}{C_{OUT}} \right)^{1/2}$$

望ましいソフトスタートの特性



インダクタ電流は一般にソフトスタートがアクティブになる前に生じる数サイクルの間には $I_{MAX}$ に達しませんが、入力電圧が高いか、インダクタが小さいと $I_{MAX}$ に達することがありますので、上の関係はワーストケースのシナリオとして使えます。

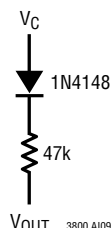
このエネルギー転送による出力電圧の上昇は一般に小さいのですが、出力コンデンサが比較的小さな低電圧アプリケーションでは大きくなる可能性があります。電圧上昇は出力容量を増やすことにより減らすことができますが、これらの低電圧電源の $C_{OUT}$ に制限を加えます。別の手法として、起動時の $I_{MAX}$ の値を減らす電流制限フォールドバック回路を外部に追加します。

外部の電流制限フォールドバック回路は、1N4148ダイオードと47k抵抗をコンバータの出力 ( $V_{OUT}$ ) からLT3800の $V_C$ ピンに接続することにより、LT3800 DC/DCコンバータのアプリケーションに簡単に組み込むことができます。これは、 $V_{OUT} = 0V$ のときピーク電流を $0.25 \cdot I_{MAX}$ に制限します。電流制限フォールドバック回路には短絡フォールト状態の間DC/DCコンバータの出力電流を減少させる利点もありますので、フォールドバック回路はソフトスタート機能がディスエーブルされていても役立つことがあります。

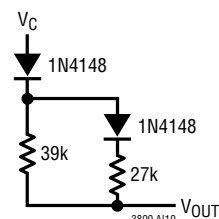
$C_{SS}$ ピンをグランドに短絡してソフトスタート回路をディスエーブルする場合、追加のダイオードと抵抗を追加して、外部の電流制限フォールドバック回路を修正する必要があります。示されている2個のダイオードと2個の抵抗によるネットワークも $V_{OUT} = 0V$ のとき $0.25 \cdot I_{MAX}$ を与えます。

## アプリケーション情報

### ソフトスタートを使うアプリケーションの電流制限フォールドバック回路



### ソフトスタートをディスエーブルしたアプリケーションの代替の電流制限フォールドバック回路



### 適応型ノンオーバーラップ(NOL)出力段

FETドライバの出力段は適応型ノンオーバーラップ制御を実装しています。この機能は、外部スイッチ素子の種類、サイズ、動作条件に依存せずに、一定のデッドタイムを維持し、シュートスルー・スイッチ電流を防ぎます。

2個のスイッチ・ドライバがそれぞれNOL制御回路を備えており、この回路は他方のスイッチ・ドライバの出力ゲート・ドライブ信号をモニタします。NOL制御回路は、他方のスイッチ・ゲートが完全に放電するまで、関連したスイッチ・ドライバの「ターンオン」コマンドを遮ります。

### アンチスローブ補償

ほとんどの電流モード・スイッチング・コントローラは電流モードの不安定性を防ぐためにスローブ補償を使用します。LT3800も例外ではありません。スローブ補償回路では、デューティ・サイクルの増加につれて立上りスローブを増加させるために検出電流を人為的にランプさせます。残念なことに、この追加ランプにより検出電流値が正しい値から外れるので、追加ランプが表すのと同じ量だけ実現される電流制限値が低下します。このように、電流制限はデューティ・サイクルの増加につれて一般に減少します。LT3800にはスローブ補償に関連した電流制限の減少を防ぐ回路が備わっています。スローブ補償ランプが検出電流に追加されるように、同様のランプが電流制限スレッシュホールドのリファレンスに追加されます。結局、電流制限が損なわれることはないので、LT3800コンバータは必要なデューティ・サイクルに関係なく全電力を供給することができます。

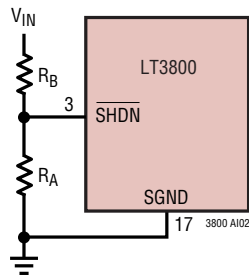
### シャットダウン

LT3800のSHDNピンには、バンドギャップで発生させた1.35Vのリファレンス・スレッシュホールドが使われています。この高精度スレッシュホールドにより、ロジック・レベルで制御されるアプリケーションと、電源シーケンシングのようなアナログでモニタするアプリケーションの両方にSHDNピンを使うことができます。

LT3800の動作状態は主にV<sub>CC</sub>レギュレータ・ピンのUVLO回路によって制御されます。デバイスがSHDNピンによってイネーブルされると、V<sub>CC</sub>レギュレータだけがイネーブルされます。V<sub>CC</sub>ピンがUVLOスレッシュホールドに達するまでスイッチングはディスエーブルされたままです。UVLOスレッシュホールドに達するとデバイスの残りの部分がイネーブルされ、スイッチングが開始されます。

LT3800によって制御されるコンバータは電力転送デバイスなので、入力電源の電圧が予想されるよりも低いと、その電源のソース能力を超える電流が必要になり、システムが低電圧状態にロックすることがあります。入力電源起動保護は、V<sub>IN</sub>電源からグラウンドに抵抗分割器を使ってSHDNピンをイネーブルすることにより実現することができます。その電源が適切な電圧のとき分割器の出力が1.35Vになるように設定すると、入力電源が必要な電力を供給できるまでLT3800コンバータが大きな電流を引き出すことを防ぎます。SHDNピンには120mVの入力ヒステリシスがあるので、入力電源がほとんど10%垂下するまではコンバータはディスエーブルされません。

### LT3800のV<sub>IN</sub>のUVLOのプログラミング



UVLO電圧 ( $V_{IN(UVLO)}$ ) は次の関係を使って設定されます。

$$R_A = R_B \cdot \frac{V_{IN(UVLO)} - 1.35V}{1.35V}$$

イネーブル機能に追加のヒステリシスが望ましい場合、外部正帰還抵抗をLT3800のレギュレータの出力から接続することができます。

シャットダウン機能は、大きな値のプルアップ抵抗を使ってSHDNピンをV<sub>IN</sub>に接続することによりディスエーブルすることができます。このピンは6Vへの低インピーダンス・クランプを備えていますので、SHDNピンはプルアップ抵抗(R<sub>PU</sub>)からのシンク電流をシンクしません。

$$I_{SHDN} = \frac{V_{IN} - 6V}{R_{PU}}$$

この構成はSHDNピンを6Vのクランプ電圧に引き上げますので、このピンの5Vの絶対最大電圧定格に違反しません。ただし、絶対最大入力電流定格の1mAを超えない限り、これは許容されます。100μA未満の入力SHDNピン電流を推奨します。この構成には1MΩ以上のプルアップ抵抗が一般に使われます。

### インダクタの選択

LT3800のアプリケーションにおけるインダクタの値の主要な選択基準は、そのインダクタに生じるリップル電流です。リップル電流に関する設計上の基本的検討事項は、出力電圧リップル、および電流モードの不安定性を防ぐ内部スロープ補償の波形の能力です。値が決まったら、インダクタの飽和電流はインダクタ内の最大ピーク電流以上なければなりません。

与えられた値(L)に対するインダクタのリップル電流 ( $\Delta I_L$ ) は次の関係を使って近似することができます。

$$\Delta I_L = \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \cdot \frac{V_{OUT}}{f_0 \cdot L}$$

$\Delta I$ の標準的な範囲はI<sub>OUT(MAX)</sub>の20%~40%です。ここで、I<sub>OUT(MAX)</sub>はコンバータの最大出力負荷電流です。この範囲のリップル電流は一般にインダクタの性能とインダクタのサイズおよびコストの間の設計上の良い妥協点を与え、この範囲の値は一般に良い出発点となります。したがって、出発点としてのインダクタの値は次の関係を使って決めることができます。

$$L = V_{OUT} \cdot \frac{\left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)}{f_0 \cdot 0.3 \cdot I_{OUT(MAX)}}$$

もっと小さなインダクタを使うと出力リップル電流が増加し、コンバータの出力にもっと大きな容量が必要になります。また、50%を超えるデューティ・サイクルのコンバータ動作では、後に説明されているスロープ補償の基準を満たす必要があります。もっと小さなリップル電流の設計にはもっと大きなインダクタの値が必要ですが、コンバータのコストやフットプリントが増加する可能性があります。

## アプリケーション情報

磁気部品のベンダーによっては、データシートで電圧時間積(ボルト秒)を規定しています。規定していない場合、ベンダーに問い合わせ、設計が仕様を超えていないことを確認してください。必要な電圧時間積は次式で計算されます。

$$\text{Volt-Second} \geq \frac{V_{\text{OUT}}}{f_0} \cdot \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}\right)$$

磁気部品のベンダーは飽和電流とRMS電流のどちらか、または両方の規定値を定めています。インダクタの飽和電流に基づいてインダクタを選択するときは、インダクタを流れるピーク電流( $I_{\text{OUT(MAX)}} + (\Delta I/2)$ )を使います。RMS電流に基づいてインダクタを選択するときは、最大負荷電流( $I_{\text{OUT(MAX)}}$ )を使います。

電流モードが不安定になるのを防ぐ必要条件是、検出されたインダクタ・リップル電流の上昇スロープ( $S_1$ )を下降スロープ( $S_2$ )より大きく保つことです。連続電流スイッチャ動作の間、50%より大きなデューティ・サイクル(DC)で動作しているとき、スイッチングされるインダクタの電流波形の上昇スロープは下降スロープより小さくなります。この動作中の不安定状態を避けるため、検出された電流に補助信号が追加され、見かけ上の立上りスロープを増加させます。電流モードの不安定性を避けるには、この補助信号のスロープ( $S_x$ )は検出された立上りスロープが立下りスロープより大きくなるように(つまり、 $S_1 + S_x \geq S_2$ )十分大きくなければなりません。したがって、次の関係が成り立ちます。

$$S_x \geq S_2 (2DC - 1)/DC$$

ここで、

$$S_2 \sim V_{\text{OUT}}/L$$

Lについて解くと、スロープ補償の条件を満たす最小インダクタンスの関係が得られます。

$$L_{\text{MIN}} = V_{\text{OUT}} \cdot \frac{2DC - 1}{DC \cdot S_x}$$

LT3800は利用可能なダイナミック・レンジを最大にするのに、デューティ・サイクルの増加にともない連続的に増加する追加の信号スロープを発生するスロープ補償発生器を使います。スロープ補償波形は80%のデューティ・サ

イクルで較正され、少なくとも $1E^5 \cdot I_{\text{LIMIT}}$  A/秒に相当するスロープを発生します。ただし、 $I_{\text{LIMIT}}$ はコンバータのプログラムされた電流リミットです。電流リミットはセンス抵抗( $R_S$ )を使って $I_{\text{LIMIT}} = 150\text{mV}/R_S$ になるようにプログラムされますので、電流モードの不安定性の基準を満たす最小インダクタンスの式は次のように整理することができます。

$$L_{\text{MIN}} = (5E^{-5})(V_{\text{OUT}})(R_S)$$

たとえば、 $V_{\text{OUT}} = 5\text{V}$ 、 $R_S = 20\text{m}\Omega$ では次のようになります。

$$L_{\text{MIN}} = (5E^{-5})(5)(0.02) = 5\mu\text{H}$$

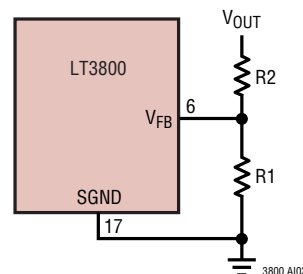
デザインに必要な最小インダクタ値、電圧時間積、飽和電流およびRMS電流を計算した後、磁気部品のベンダーの標準品のインダクタから選択することができます。磁気部品のベンダーを探すには、<http://www.linear.com/ezone/vlinks>を開くか、または弊社にお問い合わせください。

## 出力電圧のプログラミング

出力電圧はLT3800の $V_{\text{FB}}$ (ピン6)に接続した抵抗帰還ネットワークを通してプログラムします。このピンは誤差アンプの反転入力で、内部で1.231Vのリファレンスを基準にしています。分割器の比は、出力が望みの値のとき $V_{\text{FB}}$ に1.231Vを与えるように定めます。したがって、下に示されているように外部抵抗分割器が出力に接続されているとき、出力電圧は次の関係に従って設定されます。

$$R_2 = R_1 \cdot \left( \frac{V_{\text{OUT}}}{1.231} - 1 \right)$$

LT3800の出力電圧のプログラミング



## アプリケーション情報

### パワーMOSFETの選択

LT3800には外部NチャンネルMOSFETスイッチが使われます。両方のスイッチのためのLT3800の正のゲート-ソース・ドライブ電圧は、標準スレッショルドMOSFETに使う場合、V<sub>CC</sub>電源電圧にほぼ等しくなります。

パワーMOSFETの選択基準としては、オン抵抗(R<sub>DS(ON)</sub>)、全ゲート電荷(Q<sub>G</sub>)、逆伝達容量(C<sub>RSS</sub>)、最大ドレイン-ソース電圧(V<sub>DSS</sub>)、最大電流などがあります。

選択されたパワーFETの最大動作V<sub>DSS</sub>は最大V<sub>IN</sub>を超えている必要があります。最大V<sub>GS</sub>はV<sub>CC</sub>電源電圧を超えている必要があります。

全ゲート電荷(Q<sub>G</sub>)は必要なFETゲート・ドライブ電流を決めるのに使われます。Q<sub>G</sub>は印加されるゲート電圧とともに増加しますので、印加される最大ゲート電圧に対するQ<sub>G</sub>を使う必要があります。MOSFETのデータシートには一般にQ<sub>G</sub>とV<sub>GS</sub>の関係を示すグラフが示されています。

LT3800のリニアレギュレータがV<sub>CC</sub>電流とV<sub>BOOST</sub>電流を供給する構成では、8VのV<sub>CC</sub>出力電圧を使ってQ<sub>G</sub>を決めることができます。与えられたFETに必要なドライブ電流は次の簡単な関係に従います。

$$I_{GATE} = Q_G(8V) \cdot f_0$$

Q<sub>G</sub>(8V)はV<sub>GS</sub> = 8Vの場合の全FETゲート電荷、およびf<sub>0</sub> = 動作周波数です。これらの電流がバックドライビングV<sub>CC</sub>によって外部から得られる場合、バックフィード電圧を使ってQ<sub>G</sub>を決めます。ただし、バックフィード構成であっても、起動時には一般に昇圧FETと同期FETの両方のドライブ電流が依然LT3800の内部V<sub>CC</sub>レギュレータから供給されることに注意してください。LT3800は合計したQ<sub>G</sub>(8V)が180nCまでのFETを使って起動することができます。

必要な電圧が決定されたら、許容電力消費と必要な出力電流に基づいてR<sub>DS(ON)</sub>を選択することができます。

LT3800降圧コンバータでは、平均インダクタ電流はDC負荷電流に等しくなります。主(ブートストラップ)スイッチと同期(グランドを基準にした)スイッチを流れる平均電流は以下のとおりです。

$$I_{MAIN} = (I_{LOAD})(DC)$$

$$I_{SYNC} = (I_{LOAD})(1 - DC)$$

与えられた導通損失に必要なR<sub>DS(ON)</sub>は、次の関係式を使って計算することができます。

$$P_{LOSS} = I_{SWITCH}^2 \cdot R_{DS(ON)}$$

高電圧アプリケーションでは(V<sub>IN</sub> > 20V)、主スイッチは非常に大きな電圧をスルーする必要があります。MOSFETの遷移損失はV<sub>IN</sub><sup>2</sup>に比例し、主スイッチの支配的電力損失項になることがあります。この遷移損失は次の形をとります。

$$P_{TR} \approx (k)(V_{IN})^2(I_{SWITCH})(C_{RSS})(f_0)$$

ここで、kはゲート・ドライブ電流に逆方向に関係する定数で、LT3800のアプリケーションではk = 2で近似されます。I<sub>SWITCH</sub>はコンバータの出力電流です。したがって、スイッチの電力損失項は以下のようになります。

$$P_{MAIN} = (DC)(I_{SWITCH})^2(1+d)(R_{DS(ON)}) + 2(V_{IN})^2(I_{SWITCH})(C_{RSS})(f_0)$$

$$P_{SYNC} = (1-DC)(I_{SWITCH})^2(1+d)(R_{DS(ON)})$$

上の関係式の(1+d)の項はR<sub>DS(ON)</sub>の温度依存性で、一般に正規化されたR<sub>DS(ON)</sub>と温度の曲線の形でMOSFETのデータシートの中で与えられています。

C<sub>RSS</sub>の項は一般に高い電圧のFETでは小さくなりますので、V<sub>DS</sub>定格の高いFETを使い、R<sub>DS(ON)</sub>損失の増加の代価を払っても遷移損失を最小に抑える方が多くの場合有利です。

アプリケーションによっては、寄生FET容量によって、スイッチ・ノードの負方向のトランジェントがLT3800のボトム・ゲート・ドライブ・ピンに結合し、絶対最大定格を超える負電圧がそのピンに加わることがあります。このピンからグランドにキャッチ・ショットキー・ダイオードを接続すると、この影響が除去されます。このダイオードの電流定格は一般に1Aで十分です。

### 入力コンデンサの選択

LT3800のアプリケーションに一般的な大きな電流では、コンバータの入力と出力の電源デカップリング・コンデンサに関して特に検討が必要です。通常の定常状態の降圧動作では、主スイッチMOSFETのソース電流は、デューティ・サイクルがV<sub>OUT</sub>/V<sub>IN</sub>の方形波になります。この電流の大半は入力バイパス・コンデンサから供給されます。



## アプリケーション情報

大きな入力電圧トランジェントを防止し、バイパス・コンデンサの過熱を避けるには、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う必要があります。この最大コンデンサRMS電流は次の関係に従います。

$$I_{RMS} = \frac{I_{MAX} (V_{OUT} (V_{IN} - V_{OUT}))^{\frac{1}{2}}}{V_{IN}}$$

これは、 $I_{RMS} = I_{MAX}/2$ のとき50%のデューティ・サイクルでピークに達します。

バルク容量は許容可能な最大入力リップル電圧 ( $\Delta V_{IN}$ ) に基づき、次の関係に従って計算されます。

$$C_{IN(BULK)} = I_{OUT(MAX)} \cdot \frac{V_{OUT}}{\Delta V_{IN} \cdot f_0}$$

$\Delta V$ は一般に100mV~200mV程度です。アルミ電解コンデンサは単位面積当りの容量が高いので、高電圧のバルク容量に適しています。

コンデンサの電圧定格は $V_{IN(MAX)}$ より大きくなければなりません。電源入力コンデンサの要件を満たす一般的な手法として、アルミ電解コンデンサとセラミック・コンデンサを組み合わせます。サイズまたは高さの設計条件を満たすため、複数のコンデンサの並列接続もよく使われます。

コンデンサのリップル電流定格は多くの場合わずか2000時間(3ヶ月)の寿命試験に基づいていますので、レギュレータのMTBFを長くするため、ESRまたは温度定格に関してディレーティングすることを推奨します。

### 出力コンデンサの選択

降圧コンバータの出力コンデンサには一般に入力コンデンサに比べてはるかに小さいリップル電流が流れます。ピーク・トゥ・ピーク・リップル電流はインダクタ内のリップル電流 ( $\Delta I_L$ ) に等しく、一般に負荷電流の小部分です。 $C_{OUT}$ は(与えられた予想出力リップル電流に対して)出力電圧リップルを望みの値に下げようとして選択します。出力リップル ( $\Delta V_{OUT}$ ) は次式で近似されます。

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L (ESR + [(8)(f_0) \cdot C_{OUT}]^{-1})$$

ここで、 $f_0$  = 動作周波数

$\Delta V_{OUT}$ は入力電圧とともに増加しますので、ワーストケースの計算には最大動作入力電圧を使います。ESRの要件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続することがよくあります。通常、ESRの必要条件が満たされると、その容量はフィルタリングに関して妥当であり、必要なRMS電流定格をもっています。一般にセラミック・コンデンサを並列に追加して出力コンデンサの寄生インダクタンスの影響を減らします。それによってコンバータの出力の高周波スイッチング・ノイズが減少します。

ESRの要件を緩和するには、オプションとしてインダクタンスを大きくします。 $\Delta V_{OUT}$ を極端に低くするには、電源の出力にLCフィルタ段を追加することができます。「アプリケーションノート44」には、追加の出力LCフィルタのサイズ設定に関する情報が含まれています。

### レイアウトに関する検討事項

LT3800は一般に大きなスイッチング・トランジェントが関係してくるDC/DCコンバータのデザインに使われます。デバイスに内蔵されたスイッチ・ドライバは大きな容量をドライブするように設計されており、そのため、それ自身大きな過渡電流を発生します。電源のバイパス・コンデンサの位置に関しては、デバイスが使うグランド・リファレンスが乱されるのを防ぐため、注意深く検討する必要があります。

一般に、高電流経路と入力電源およびローカル・ドライブ電源からのトランジェントはSGNDから絶縁する必要があります。誤差アンプのリファレンスや電流センス回路などの敏感な回路はSGNDを基準にしています。

効果的な接地は、グランド・プレーンを流れるスイッチ電流と各バイパス・コンデンサのリターン電流経路を検討することによって実現されます。 $V_{IN}$ バイパスのリターン、 $V_{CC}$ バイパスのリターン、および同期FETのソースはPGND電流を担います。SGNDは $V_{OUT}$ バイパス・コンデンサの負端子を起点としたLT3800の小信号リファレンスです。

細かいトレースを使ってグランド経路を分離しようとしないうでください。良いグランド・プレーンは常に重要ですが、PGNDを基準にしたバイパス素子は、これらのリターン経路内のトランジェント電流がSGNDリファレンスを乱さないように、配置方向を定める必要があります。

## アプリケーション情報

スイッチの導通時間の間隙に生じるデッドタイムの間、同期FETのボディ・ダイオードがインダクタ電流を流します。このダイオードを反転させるには主スイッチから多量の電荷を与える必要があります。ボディ・ダイオードが反転する瞬間、電流の不連続状態が生じ、寄生インダクタンスにより、スイッチ・ノードがこの不連続状態に反応して跳ね上がります。電流が大きく、過度の寄生インダクタンスが存在すると、きわめて高速の $dV/dt$ の立上り時間が生じます。この現象により、同期FETボディ・ダイオードのなだれ降伏、スイッチ・ノードの大きな誘導性オーバーシュート、および同期FETの寄生ターンオンによるシュートスルー電流が生じることがあります。このノードの寄生インダクタンスを最小に抑えるレイアウトのし方と部品の配置方向はこれらの影響を減らすのに重要です。

コンバータ回路の波形にリングングが現れると、デバイスの動作不良、過度のEMI、または不安定動作を生じることがあります。多くの場合、原因となるデバイスの両端に直列RCネットワークを使って、リングングの生じた波形を減衰させることができます。LT3800のアプリケーションでは、リングングは一般にスイッチ・ノードで生じ、同期FETの両端にスナバを配置することにより減少させることができます。ただし、スナバ・ネットワークの使用は、最後の手段と考えるべきです。効果的なレイアウトのやり方では、一般にリングングとオーバーシュートを減らし、このようなソリューションの必要性をなくします。

効果的な接地手法はDC/DCコンバータのレイアウトを成功させるのに不可欠です。電力経路の部品は、グランド・プレーンの電流経路が信号グランド領域を横切らないように方向を設定します。信号グランドはLT3800デバイスの裏面の露出パッドを基準にしています。SGNDは $V_{OUT}$ のデカップリング・コンデンサの(-)端子を基準にしており、コンバータの電圧帰還リファレンスとして使われます。電力グランド電流はPGNDピンを介してLT3800で制御され、このグランドは(ローカル $V_{CC}$ 電源とともに)高電流同期スイッチ・ドライブ部品の基準になります。PGND電圧とSGND電圧を相互に一定に保つことが重要なので、これらのグランドを細いトレースで分離することは推奨しません。同期FETがオンすると、ゲート・ドライブのサージ電流がFETのソースからLT3800のPGNDピンに戻ります。BOOST電源のリフレッシュ・サージ電流もこの同じ経路を通して戻ります。同期FETは、これら

のPGNDリターン電流がSGNDリファレンスを乱さないように、配置方向を設定します。PGNDのリターン経路によって引き起こされる問題は一般に重負荷状態で認められ、1回の $5\mu s$ のスイッチ・サイクルの間に発生する複数のスイッチ・パルスとして確認されます。この現象はSGNDが攪乱されており、接地を改善する必要があることを示しています。ただし、SGNDの攪乱は多くの場合、小さなコンデンサ( $100pF \sim 200pF$ )を同期スイッチFETのドレインからソースに追加することにより除去することができます。

スイッチMOSFETと入力コンデンサ( $C_{IN}$ )で形成される高 $di/dt$ のループのトレースは長さを短く幅を広くして、誘導性リングングによる高周波ノイズと電圧ストレスを最小に抑えます。表面実装部品は部品のリードの寄生インダクタンスを下げるため好まれます。主スイッチMOSFETのドレインを $C_{IN}$ の(+)プレートに直接接続し、同期スイッチMOSFETのソースを $C_{IN}$ の(-)端子に直接接続します。このコンデンサはスイッチMOSFETにAC電流を供給します。スイッチ経路の電流はスイッチFET、スイッチングされるインダクタ、および入力と出力のデカップリング・コンデンサを互いに近接させることによって制御することができます。

$V_{CC}$ とBOOSTのデカップリング・コンデンサはデバイスに近接させて配置します。これらのコンデンサはMOSFETドライバの高いピーク電流を供給します。

小信号部品は高周波数のスイッチング・ノード(BOOST、SW、TG、 $V_{CC}$ およびBG)から離して配置します。小信号ノードはLT3800の左側に配置され、高電流のスイッチング・ノードはデバイスの右側に配置されているので、レイアウトが簡単です。これは、SGNDリファレンスの攪乱を防ぐのにも役立ちます。

$V_{FB}$ ピンは(SENSE<sup>-</sup>ピンなどの)他のノードとは独立に直接帰還抵抗に接続します。帰還抵抗は出力コンデンサ $C_{OUT}$ の(+)端子と(-)端子の間に接続します。

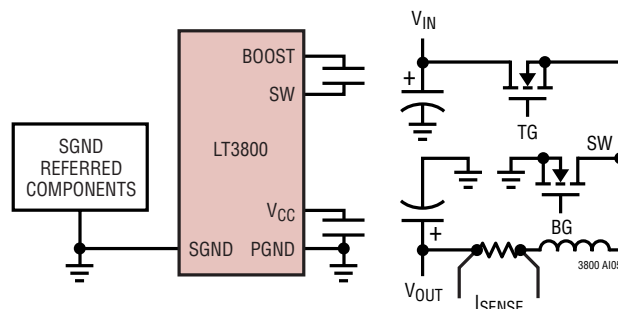
帰還抵抗はLT3800に近接させて配置し、高インピーダンスの $V_{FB}$ ノードの長さを最小にします。

SENSE<sup>-</sup>とSENSE<sup>+</sup>のトレースは一緒に配線し、できるだけ短くします。

## アプリケーション情報

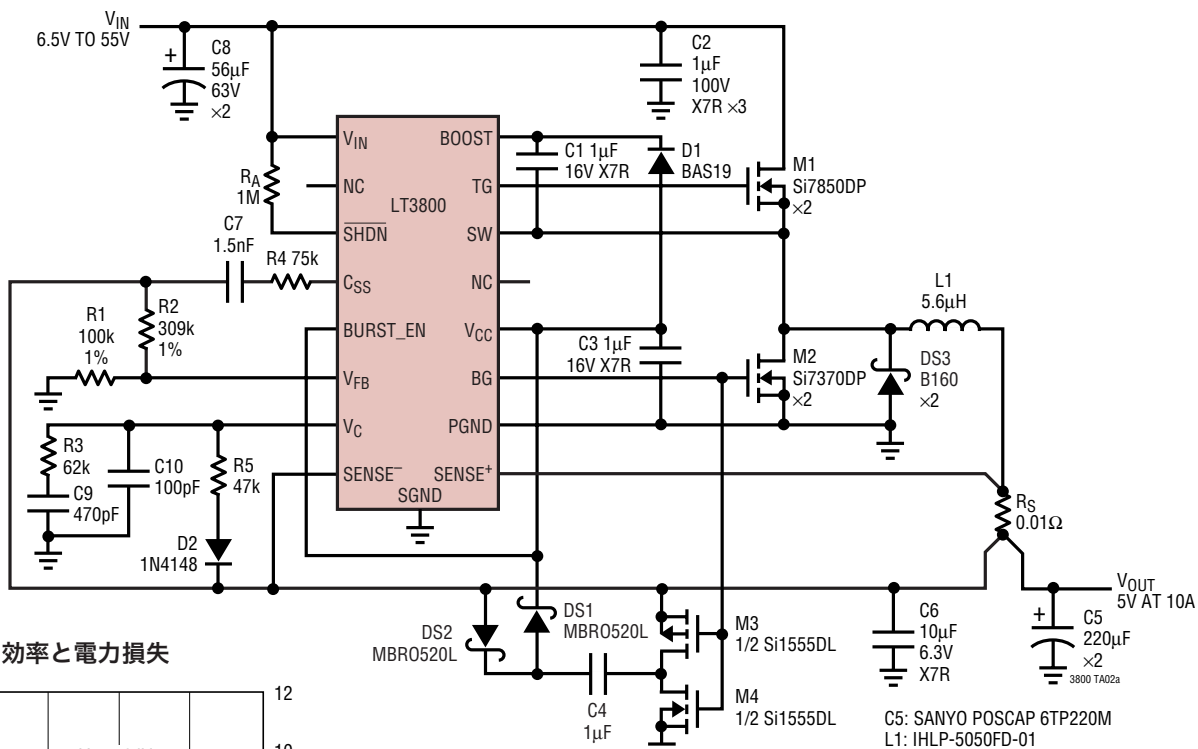
LT3800のパッケージは、パッケージの裏側の露出パッドを通してデバイスの熱を効率的に取り去るように設計されています。露出パッドはPCBの銅フットプリントに半田付けします。このフットプリントはできるだけ大きくして、デバイスのケースから周囲の空気までの熱抵抗を減らします。

部品配置により電力経路とPGNDの電流を分離し、SGNDリファレンスの攪乱を防止

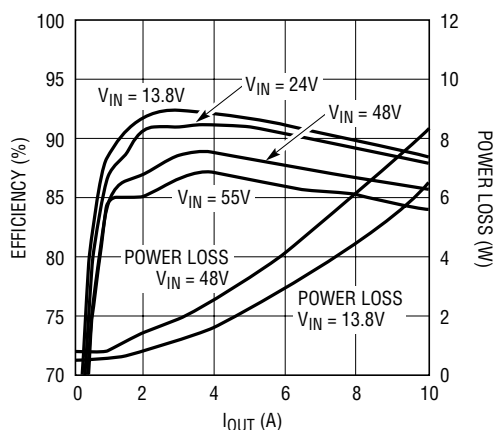


## 標準的応用例

6.5V~55Vから5V/10AのDC/DCコンバータ、倍電圧チャージポンプV<sub>CC</sub>リフレッシュと電流制限フォールドバック付き



効率と電力損失

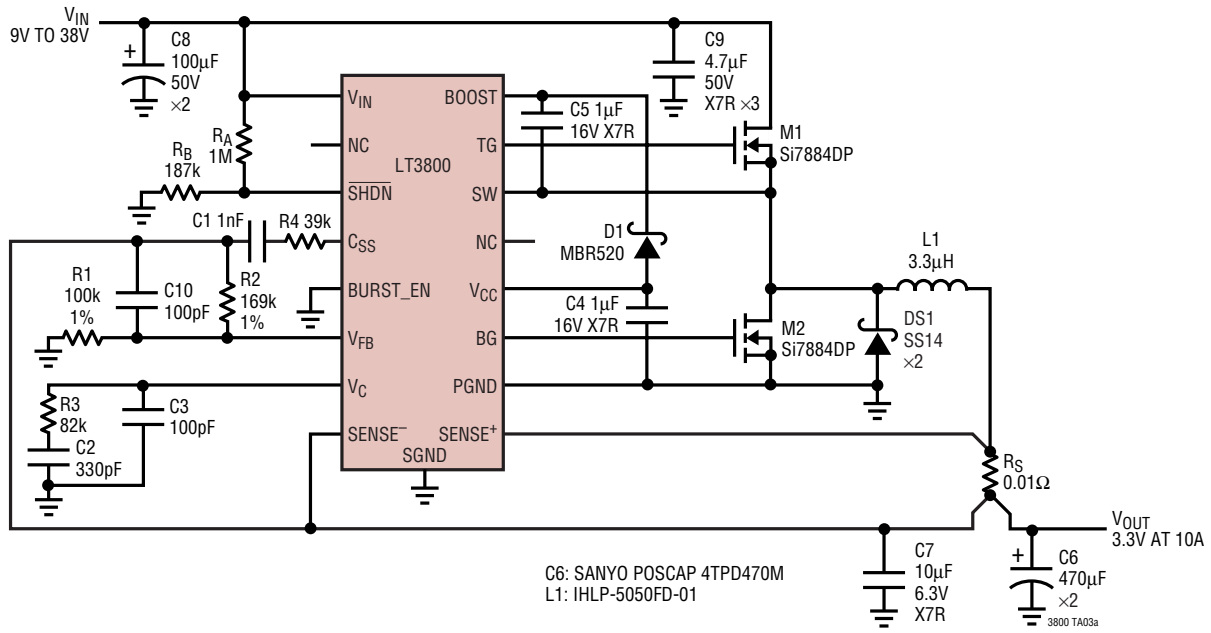


3800 TA02b

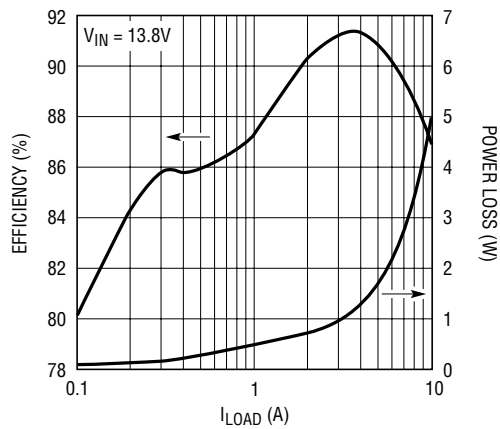
3800fc

## 標準的応用例

9V~38Vから3.3V/10AのDC/DCコンバータ、入力UVLOとBurst Mode動作付き  
無負荷時( $V_{IN}$ ) = 100 $\mu$ A



効率と電力損失

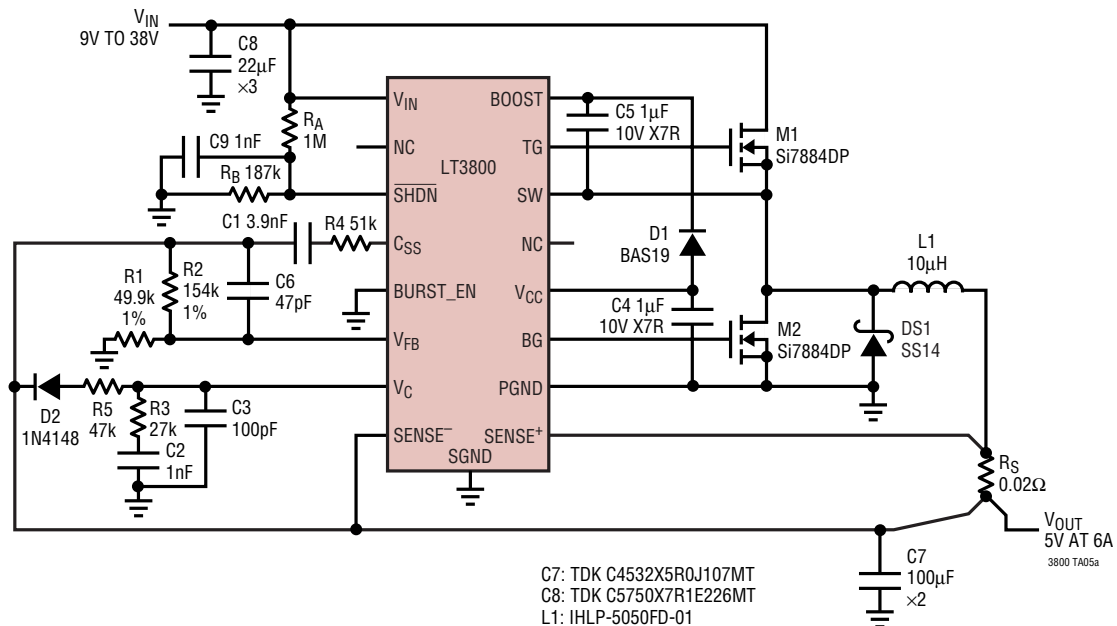


3800 TA03b

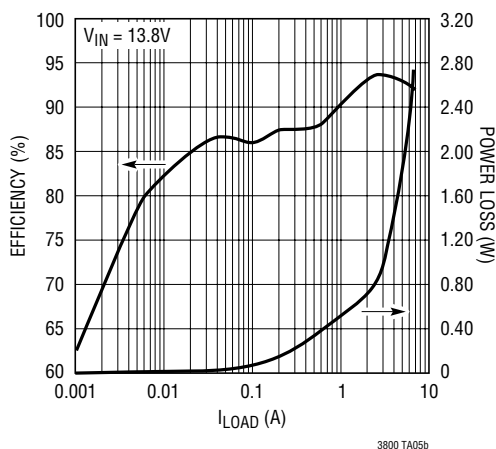
3800fc

標準的応用例

9V~38Vから5V/6AのDC/DCコンバータ、すべてセラミック・コンデンサ、入力UVLO、Burst Mode動作および電流制限フォールドバック付き



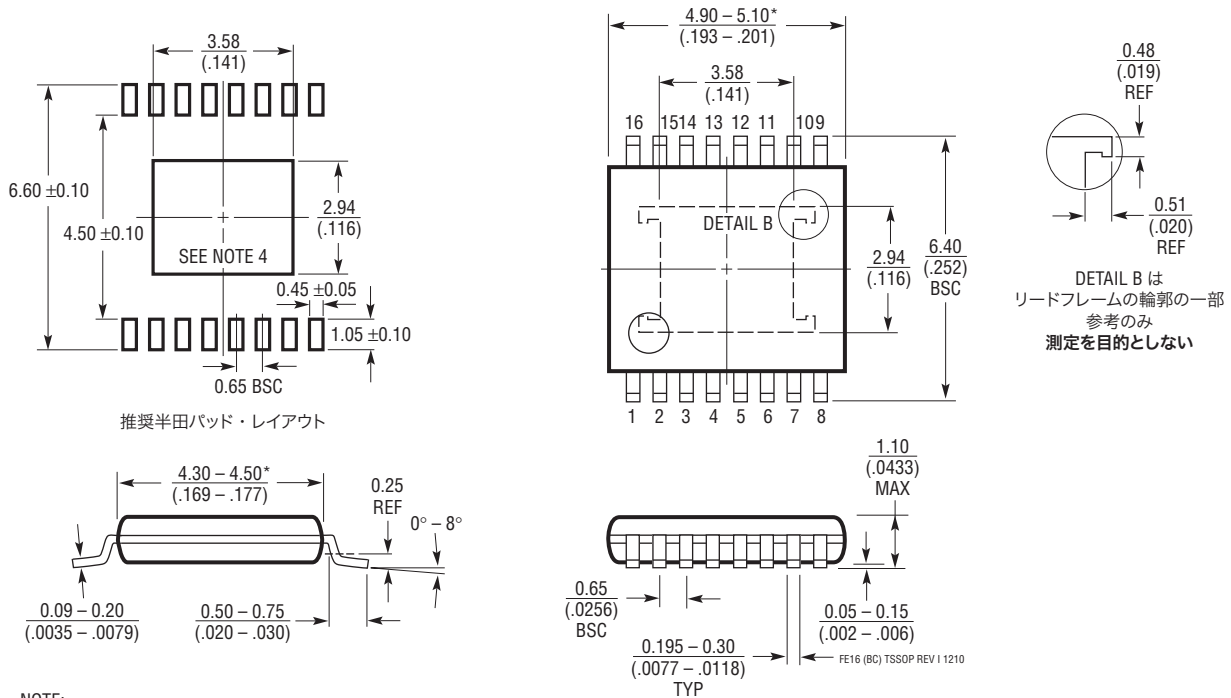
効率と電力損失



## 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パッケージ**  
**16ピン・プラスチックTSSOP (4.4mm)**  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1663 Rev I)  
**露出パッドのバリエーションBC**



- 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

- 露出パッド接着のための推奨最小 PCB メタルサイズ  
 \* 寸法にはモールドのバリを含まない。  
 モールドのバリは各サイドで 0.150mm (0.006") を超えないこと

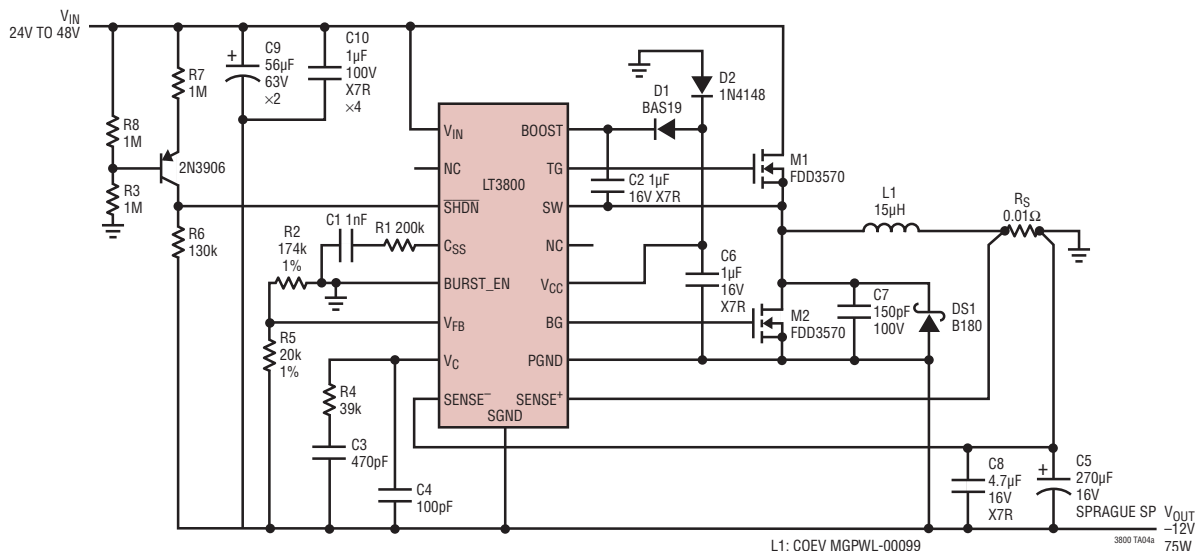
DETAIL B は  
 リードフレームの輪郭の一部  
 参考のみ  
 測定を目的としない

## 改訂履歴 (Rev Cよりスタート)

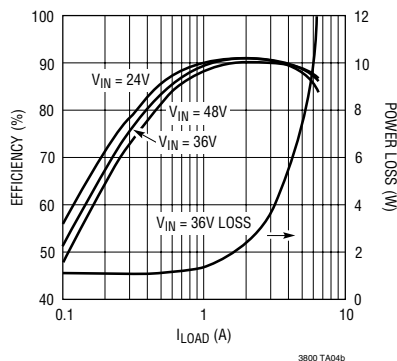
REV	日付	概要	ページ番号
C	9/11	配線図 TA04a の小修正	24

## 標準的応用例

24V~48Vから-12V/75Wの反転DC/DCコンバータ、 $V_{IN}$ のUVLO付き



効率と電力損失



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1735	同期整流式降圧コントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 6V$ 、 $I_{OUT} \leq 20A$
LTC1778	No R <sub>SENSE</sub> <sup>TM</sup> 同期整流式降圧コントローラ	センス抵抗を使わない電流モード、 $4V \leq V_{IN} \leq 36V$
LT <sup>®</sup> 1934	マイクロパワー降圧スイッチング・レギュレータ	$3.2V \leq V_{IN} \leq 34V$ 、300mAスイッチ、ThinSOT <sup>TM</sup> パッケージ
LT1952	同期整流式シングル・スイッチ・フォワード・コンバータ	25W~500Wの絶縁された電源、小型、高効率
LT1976	60Vスイッチング・レギュレータ	$3.2V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、1.5Aスイッチ、16ピンTSSOP
LT3010	3V~80VのLDO	出力電流: 50mA、 $1.275V \leq V_{OUT} \leq 60V$
LT3430/LT3431	3A、60Vのスイッチング・レギュレータ	$5.5V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、200kHz、16ピンTSSOP
LTC3703	100V同期整流式降圧コントローラ	大型1Ωゲート・ドライバ、No R <sub>SENSE</sub>
LTC3703-5	60V同期整流式降圧コントローラ	大型1Ωゲート・ドライバ、No R <sub>SENSE</sub>
LTC3727-1	高V <sub>OUT</sub> の2フェーズ・デュアル降圧コントローラ	$0.8V \leq V_{OUT} \leq 14V$ 、PLL: 250kHz~550kHz
LTC3728L	2フェーズ、デュアル同期整流式降圧コントローラ	550kHz、PLL: 250kHz~550kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 36V$

3800fc