

# 低消費電流、デュアル 2フェーズ同期整流式 降圧コントローラ

## 特長

- 動作時の低消費電流:  
(1つのチャンネルがオン状態の場合) **50 $\mu$ A**
- 広い出力電圧範囲: **0.8V  $\leq$  V<sub>OUT</sub>  $\leq$  24V**
- 広い入力電圧範囲: **4V $\sim$ 38V**
- **R<sub>SENSE</sub>**または**DCR**による電流検出
- 位相をずらしたコントローラにより、必要な入力容量と電源によるノイズを低減
- OPTI-LOOP<sup>®</sup>補償によりC<sub>OUT</sub>を最小化
- フェーズロック可能な周波数: 75kHz $\sim$ 850kHz
- プログラム可能な固定周波数: 50kHz $\sim$ 900kHz
- 軽負荷時に連続動作、パルススキップ動作または低リップルBurst Mode<sup>®</sup>動作を選択可能
- 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
- パワーグッド出力電圧モニタ
- 出力過電圧保護
- シャットダウン時の低消費電流: <8 $\mu$ A
- 内部LDOがV<sub>IN</sub>またはEXTV<sub>CC</sub>からゲートドライブに電力を供給
- 起動時の電流フォールドバックなし
- 細型SSOPパッケージ

## アプリケーション

- 車載向け常時オン・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<sup>®</sup>3857-1は、すべてNチャネルの同期パワーMOSFET段をドライブする、高性能なデュアル降圧スイッチング・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850kHzまでフェーズロック可能です。2つのコントローラの出力段を位相をずらして動作させることにより、入力コンデンサのESRに起因する電力損失とノイズを最小限に抑えます。

無負荷時の消費電流が50 $\mu$ 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。LTC3857-1は高精度の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 $\sim$ 38Vという広い入力電源範囲により、様々な中間バス電圧とバッテリーの種類に対応できます。

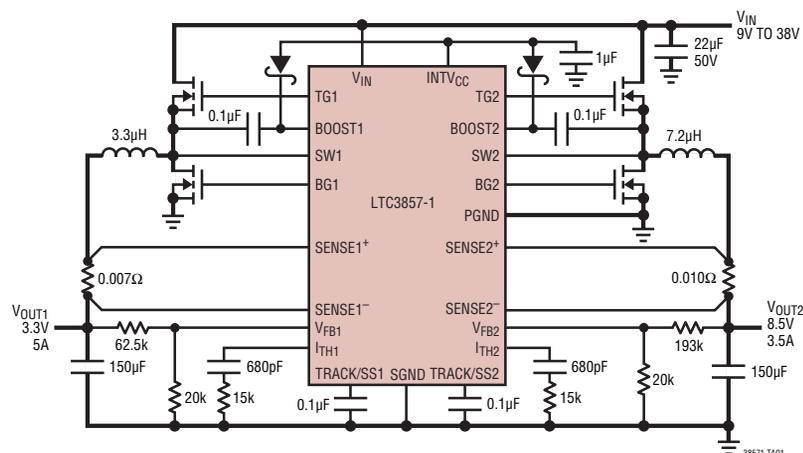
各コントローラは個別のTRACK/SSピンを備え、起動時に出力電圧をランプアップします。短絡が発生した場合は、電流フォールドバックによってMOSFETの熱損失を制限します。また、PLLIN/MODEピンによって、軽負荷時にBurst Mode動作、パルススキップ・モード、連続インダクタ電流モードのいずれかを選択します。

調整可能な電流制限、クロック出力、位相変調機能、2つのPGOOD出力という機能が追加されたリードレス32ピンQFNパッケージ・バージョンについては、LTC3857のデータシートをご覧ください。

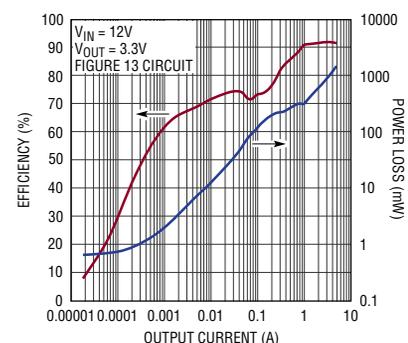
LT、LT、LTC、LTM、Burst Mode、OPTI-LOOP、 $\mu$ Module、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。No R<sub>SENSE</sub>とUltraFastは、リニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5481178、5929620、6177787、6144194、5408150、6580258、5705919、6100678を含む米国特許により保護されています。

## 標準的応用例

高効率デュアル3.3V/8.5V降圧コンバータ



効率および電力損失と  
出力電流



38571fc

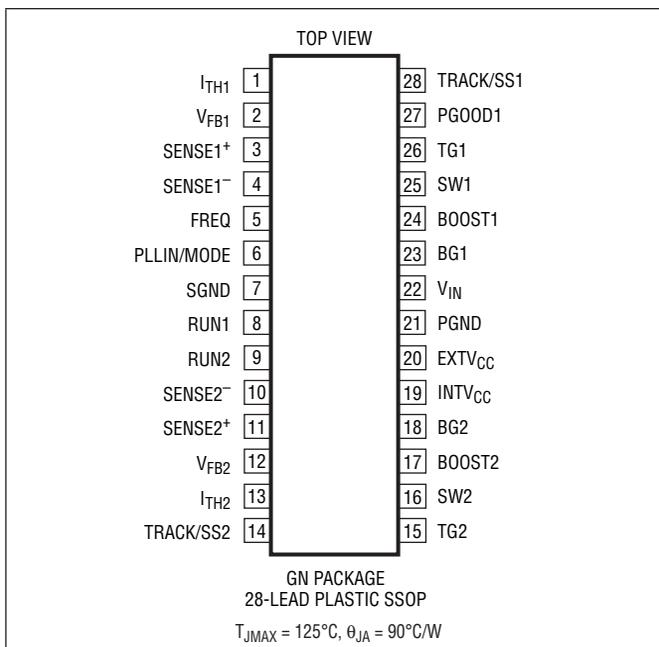
# LTC3857-1

## 絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧 ( $V_{IN}$ ) .....	-0.3V~40V
上側ドライバ電圧	
BOOST1、BOOST2 .....	-0.3V~46V
スイッチ電圧 (SW1、SW2) .....	-5V~40V
(BOOST1-SW1)、(BOOST2-SW2)、INTV <sub>CC</sub> .....	-0.3V~6V
RUN1、RUN2 .....	-0.3V~8V
8Vを超えるソースからピンに	
ソースされる最大電流 .....	100 $\mu$ A
SENSE1 <sup>+</sup> 、SENSE2 <sup>+</sup> 、SENSE1 <sup>-</sup> 、	
SENSE2 <sup>-</sup> の電圧 .....	-0.3V~28V
PLLIN/MODE、FREQの電圧 .....	-0.3V~INTV <sub>CC</sub>
EXTV <sub>CC</sub> .....	-0.3V~14V
I <sub>TH1</sub> 、I <sub>TH2</sub> 、V <sub>FB1</sub> 、V <sub>FB2</sub> の電圧 .....	-0.3V~6V
PGOOD1の電圧 .....	-0.3V~6V
TRACK/SS1、TRACK/SS2の電圧 .....	-0.3V~6V
動作接合部温度範囲 (Note 2) .....	-40°C~125°C
最大接合部温度 (Note 3) .....	125°C
保存温度範囲 .....	-65°C~150°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
LTC3857EGN-1#PBF	LTC3857EGN-1#TRPBF	LTC3857GN-1	28-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LTC3857IGN-1#PBF	LTC3857IGN-1#TRPBF	LTC3857GN-1	28-Lead Plastic SSOP	-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。\*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/tapeandreeel/> をご覧ください。

## 電気的特性

●は全動作接合部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 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN1,2} = 5\text{V}$ 、 $EXTV_{CC} = 0\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$V_{IN}$	Input Supply Operating Voltage Range		4		38	V	
$V_{FB1,2}$	Regulated Feedback Voltage	(Note 4) $I_{TH1,2}$ Voltage = 1.2V -40°C to 125°C -40°C to 85°C	● 0.788 0.792	0.800 0.800	0.812 0.808	V V	
$I_{FB1,2}$	Feedback Current	(Note 4)		±5	±50	nA	
$V_{REFLNREG}$	Reference Voltage Line Regulation	(Note 4) $V_{IN} = 4.5\text{V}$ to 38V		0.002	0.02	%/V	
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 4) Measured in Servo Loop, $\Delta I_{TH}$ Voltage = 1.2V to 0.7V	●	0.01	0.1	%	
		(Note 4) Measured in Servo Loop, $\Delta I_{TH}$ Voltage = 1.2V to 2V	●	-0.01	-0.1	%	
$g_{m1,2}$	Transconductance Amplifier $g_m$	(Note 4) $I_{TH1,2} = 1.2\text{V}$ , Sink/Source = 5 $\mu\text{A}$		2		mmho	
$I_Q$	Input DC Supply Current	(Note 5)					
	Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode (One Channel On)	RUN1 = 5V and RUN2 = 0V, $V_{FB1} = 0.83\text{V}$ (No Load) or RUN1 = 0V and RUN2 = 5V, $V_{FB2} = 0.83\text{V}$ (No Load)		2		mA	
	Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode (Both Channels On)	RUN1,2 = 5V, $V_{FB1,2} = 0.83\text{V}$ (No Load)		2		mA	
	Sleep Mode (One Channel On)	RUN1 = 5V and RUN2 = 0V, $V_{FB1} = 0.83\text{V}$ (No Load) or RUN1 = 0V and RUN2 = 5V, $V_{FB2} = 0.83\text{V}$ (No Load)		50	75	$\mu\text{A}$	
	Sleep Mode (Both Channels On)	RUN1,2 = 5V, $V_{FB1,2} = 0.83\text{V}$ (No Load)		65	120	$\mu\text{A}$	
	Shutdown	RUN1,2 = 0V		8	20	$\mu\text{A}$	
UVLO	Undervoltage Lockout	INTV <sub>CC</sub> Ramping Up INTV <sub>CC</sub> Ramping Down	● ● 3.6	4.0 3.8	4.2 4	V V	
$V_{OVL}$	Feedback Overvoltage Protection	Measured at $V_{FB1,2}$ , Relative to Regulated $V_{FB1,2}$		7	10	13	%
$I_{SENSE^+}$	SENSE <sup>+</sup> Pin Current	Each Channel			±1	$\mu\text{A}$	
$I_{SENSE^-}$	SENSE <sup>-</sup> Pins Current	Each Channel $V_{SENSE^-} < INTV_{CC} - 0.5\text{V}$ $V_{SENSE^-} > INTV_{CC} + 0.5\text{V}$		550	±1	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$	
$DF_{MAX}$	Maximum Duty Factor	In Dropout, FREQ = 0V		98	99.4	%	
$I_{TRACK/SS1,2}$	Soft-Start Charge Current	$V_{TRACK1,2} = 0\text{V}$		0.7	1.0	1.4	$\mu\text{A}$
$V_{RUN1,2}$ On	RUN Pin On Threshold	$V_{RUN1}$ , $V_{RUN2}$ Rising	●	1.21	1.26	1.31	V
$V_{RUN1,2}$ Hyst	RUN Pin Hysteresis			50		mV	
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{FB1,2} = 0.7\text{V}$ , $V_{SENSE1^-}, 2^- = 3.3\text{V}$	●	43	50	57	mV

## ゲート・ドライバ

$TG_{1,2}$	Pull-Up On-Resistance Pull-Down On-Resistance			2.5 1.5		$\Omega$ $\Omega$
$BG_{1,2}$	Pull-Up On-Resistance Pull-Down On-Resistance			2.4 1.1		$\Omega$ $\Omega$
$TG_{1,2}$ $t_r$ $TG_{1,2}$ $t_f$	TG Transistion Time: Rise Time Fall Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		25 16		ns ns
$BG_{1,2}$ $t_r$ $BG_{1,2}$ $t_f$	BG Transistion Time: Rise Time Fall Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		28 13		ns ns

# LTC3857-1

## 電気的特性

●は全動作接合部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 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN1,2} = 5\text{V}$ 、 $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
TG/BG $t_{1D}$	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay Synchronous Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver		30		ns
BG/TG $t_{1D}$	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)		95		ns

### INTV<sub>CC</sub>リニア・レギュレータ

$V_{INTV_{CC}VIN}$	Internal $V_{CC}$ Voltage	$6\text{V} < V_{IN} < 38\text{V}$ , $V_{EXTV_{CC}} = 0\text{V}$	4.85	5.1	5.35	V
$V_{LDOVIN}$	INTV <sub>CC</sub> Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to $50\text{mA}$ , $V_{EXTV_{CC}} = 0\text{V}$		0.7	1.1	%
$V_{INTV_{CC}EXT}$	Internal $V_{CC}$ Voltage	$6\text{V} < V_{EXTV_{CC}} < 13\text{V}$	4.85	5.1	5.35	V
$V_{LDOEXT}$	INTV <sub>CC</sub> Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to $50\text{mA}$ , $V_{EXTV_{CC}} = 8.5\text{V}$		0.6	1.1	%
$V_{EXTV_{CC}}$	EXTV <sub>CC</sub> Switchover Voltage	EXTV <sub>CC</sub> Ramping Positive	4.5	4.7	4.9	V
$V_{LDOHYS}$	EXTV <sub>CC</sub> Hysteresis			250		mV

### 発振器とフェーズロック・ループ

$f_{25k\Omega}$	Programmable Frequency	$R_{FREQ} = 25\text{k}$ , PLLIN/MODE = DC Voltage		105		kHz
$f_{65k\Omega}$	Programmable Frequency	$R_{FREQ} = 65\text{k}$ , PLLIN/MODE = DC Voltage	375	440	505	kHz
$f_{105k\Omega}$	Programmable Frequency	$R_{FREQ} = 105\text{k}$ , PLLIN/MODE = DC Voltage		835		kHz
$f_{LOW}$	Low Fixed Frequency	$V_{FREQ} = 0\text{V}$ , PLLIN/MODE = DC Voltage	320	350	380	kHz
$f_{HIGH}$	High Fixed Frequency	$V_{FREQ} = \text{INTV}_{CC}$ , PLLIN/MODE = DC Voltage	485	535	585	kHz
$f_{SYNC}$	Synchronizable Frequency	PLLIN/MODE = External Clock	● 75		850	kHz

### PGOOD1出力

$V_{PGL}$	PGOOD1 Voltage Low	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$		0.2	0.4	V
$I_{PGOOD}$	PGOOD1 Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$			±1	μA
$V_{PG}$	PGOOD1 Trip Level	$V_{FB1}$ with Respect to Set Regulated Voltage $V_{FB1}$ Ramping Negative Hysteresis	-13	-10 2.5	-7	% %
		$V_{FB1}$ with Respect to Set Regulated Voltage $V_{FB1}$ Ramping Positive Hysteresis	7	10 2.5	13	% %
$t_{PG}$	Delay for Reporting a Fault			25		μs

**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:** LTC3857-1は、 $T_J$ が $T_A$ にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされている。LTC3857E-1は $0^\circ\text{C}$ ~ $85^\circ\text{C}$ 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。 $-40^\circ\text{C}$ ~ $125^\circ\text{C}$ 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。LTC3857I-1は $-40^\circ\text{C}$ ~ $125^\circ\text{C}$ 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。これらの仕様と調和する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗などの環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。

**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。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot 90^\circ\text{C/W})$$

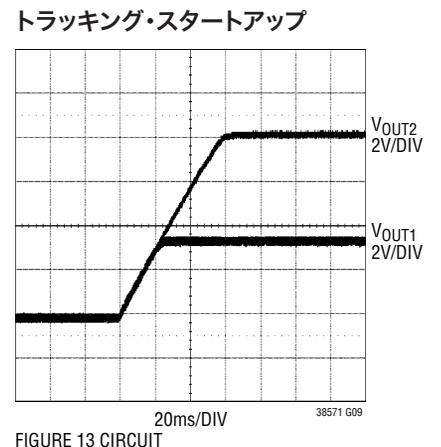
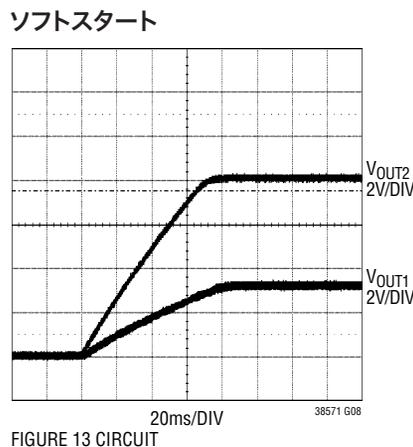
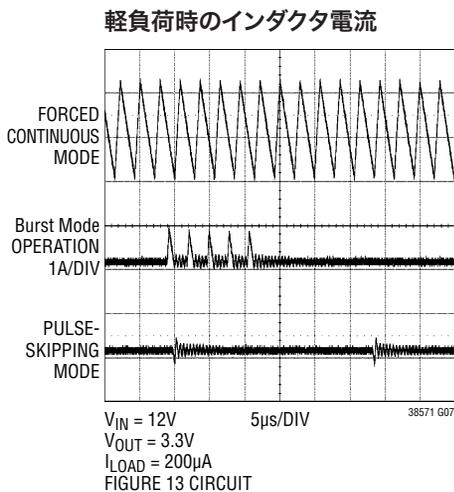
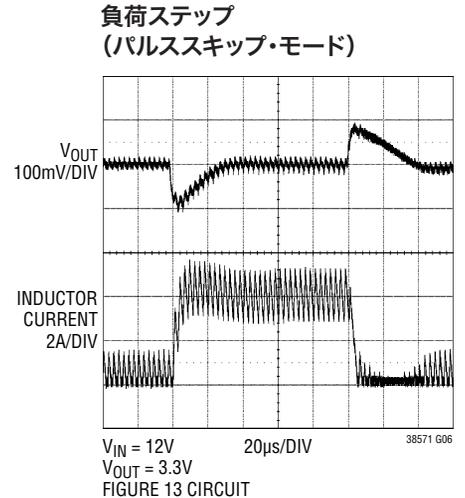
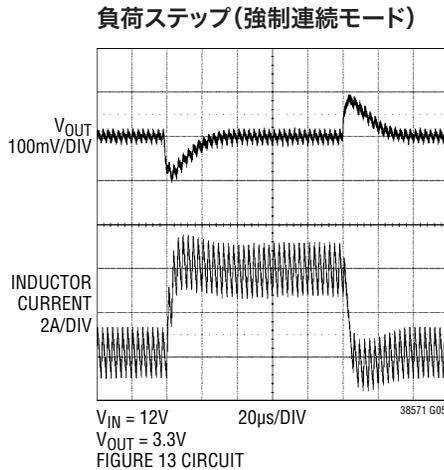
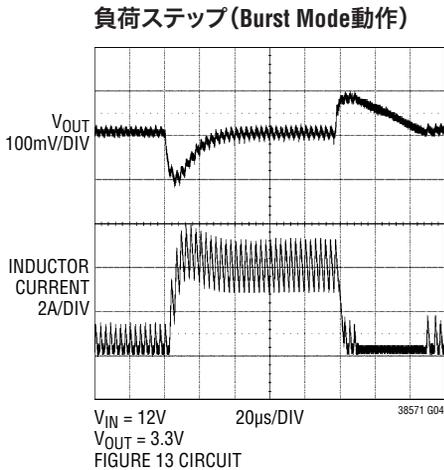
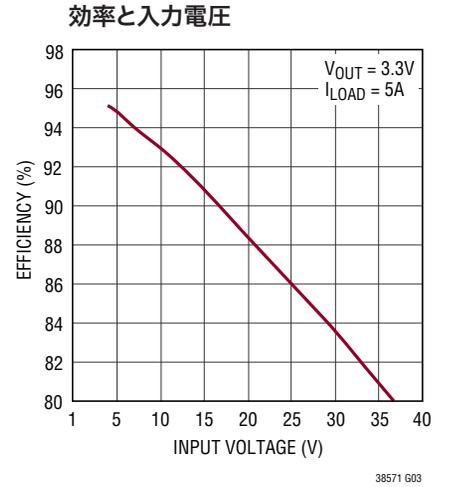
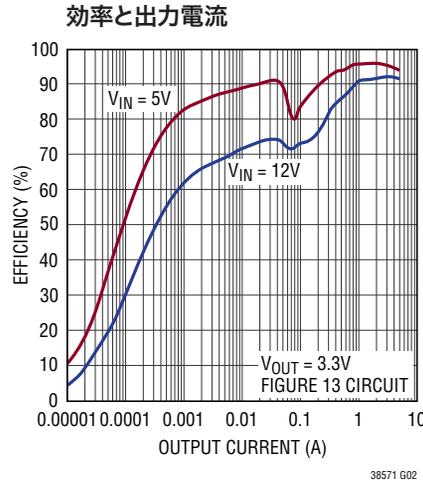
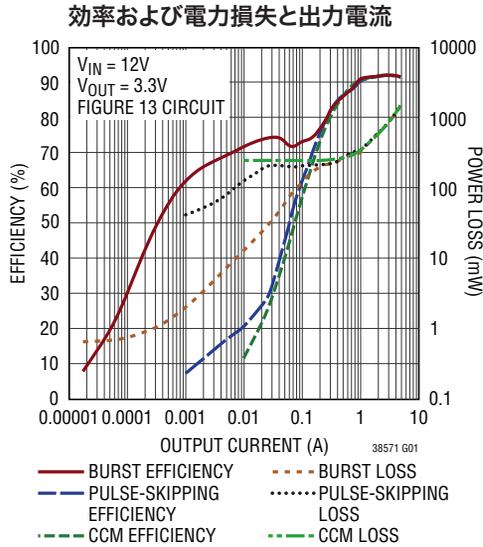
**Note 4:** LTC3857-1は $V_{TH1,2}$ を規定電圧にサーボ制御する帰還ループでテストされ、その結果として生じる $V_{FB1,2}$ を測定する。LTC3857I-1の場合、 $85^\circ\text{C}$ での仕様は製造時にテストされない。この仕様は、設計、特性評価、および $125^\circ\text{C}$ での製造時テストとの相関で確認されている。

**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:** 最小オン時間の条件は、 $I_{MAX}$ の40%以上のインダクタ・ピーク・トゥ・ピーク・リップル電流に対して規定されている（「アプリケーション情報」のセクションの「最小オン時間に関する検討事項」を参照）。

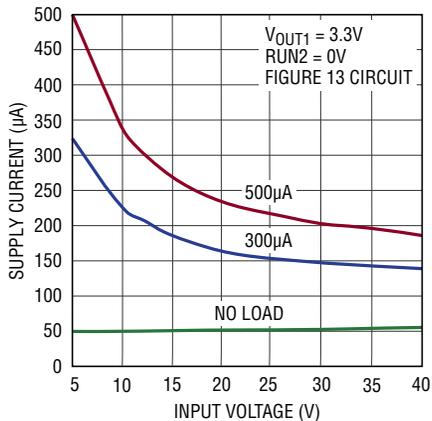
標準的性能特性



38571fc

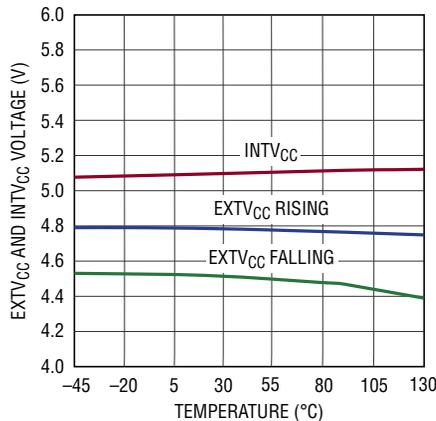
## 標準的性能特性

全入力電源電流と入力電圧



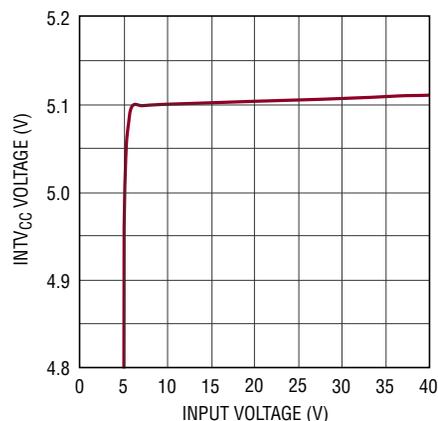
38571 G10

EXTV<sub>CC</sub>スイッチオーバー電圧  
およびINTV<sub>CC</sub>電圧と温度



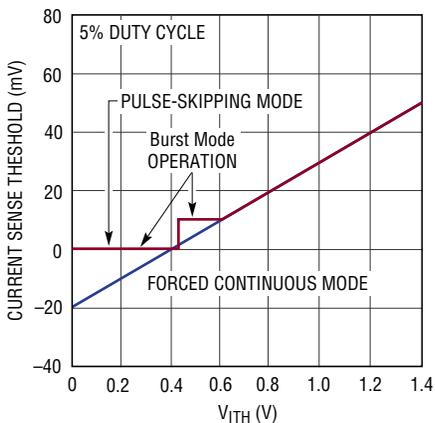
38571 G11

INTV<sub>CC</sub>のライン・レギュレーション



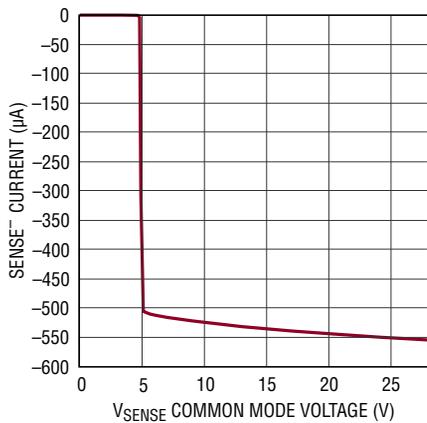
38571 G12

最大電流検出電圧とI<sub>TH</sub>電圧



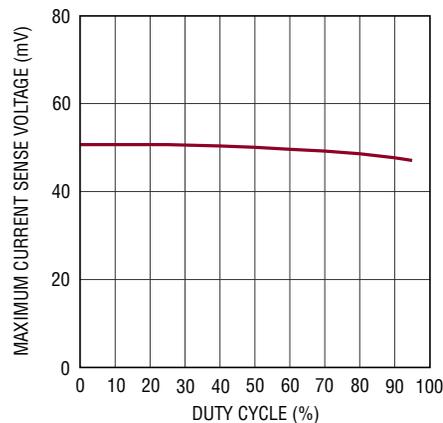
38571 G13

SENSE<sup>-</sup>ピンの  
入力バイアス電流



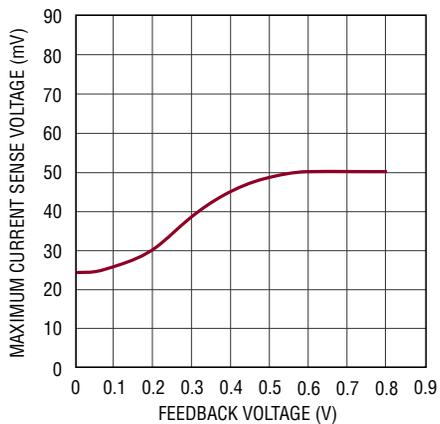
38571 G14

最大電流検出スレッシュホールドと  
デューティサイクル



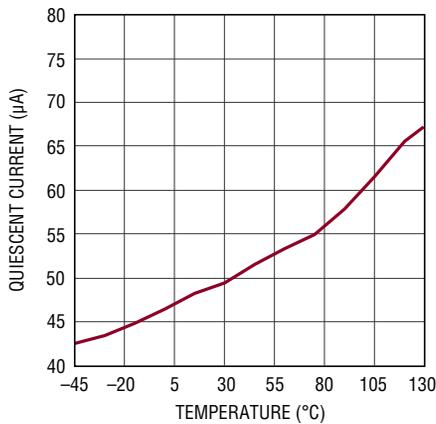
38571 G15

フォールドバック電流制限



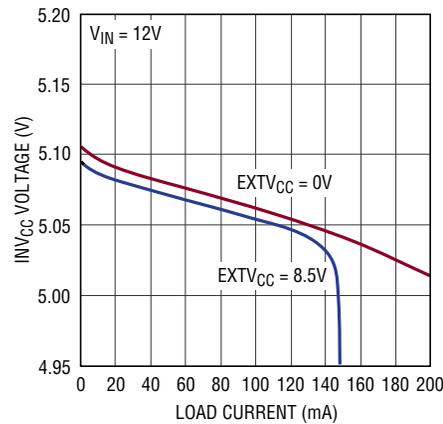
38571 G16

消費電流と温度



38571 G17

INTV<sub>CC</sub>およびEXTV<sub>CC</sub>と負荷電流

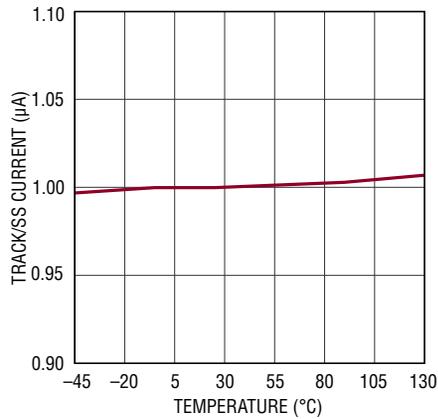


38571 G18

38571fc

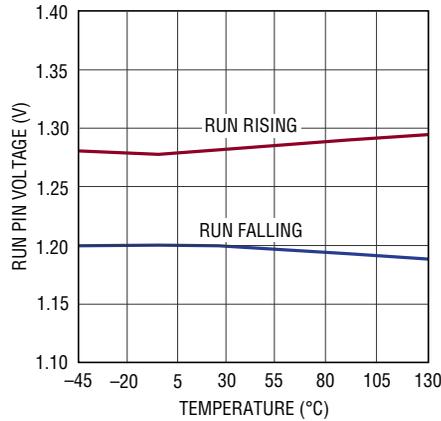
標準的性能特性

TRACK/SSプルアップ電流と温度



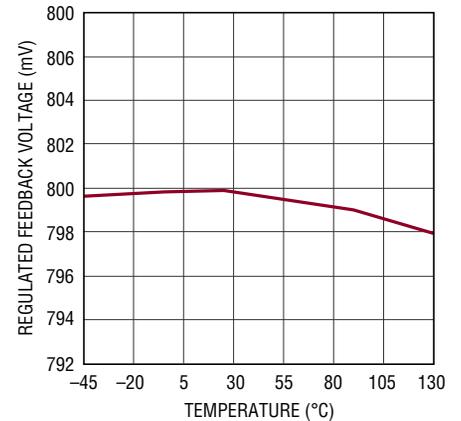
38571 G19

シャットダウン (RUN) スレッシュホールドと温度



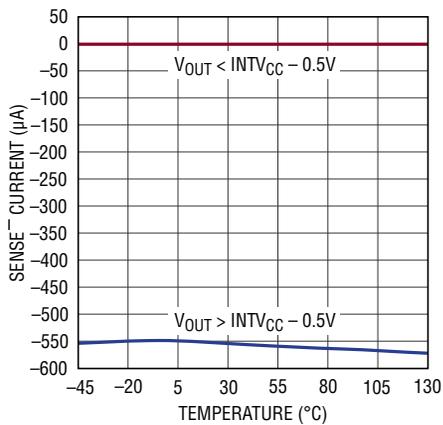
38571 G20

安定化された帰還電圧と温度



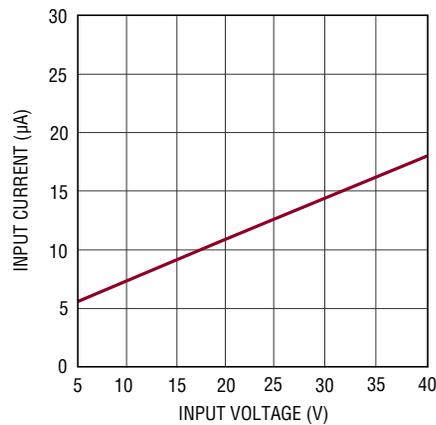
3857 G21

SENSE<sup>-</sup>ピンの入力電流と温度



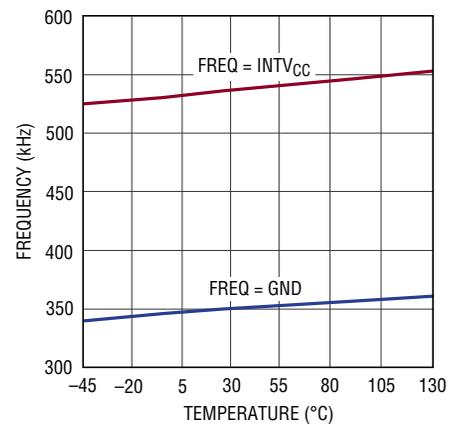
38571 G22

シャットダウン電流と入力電圧



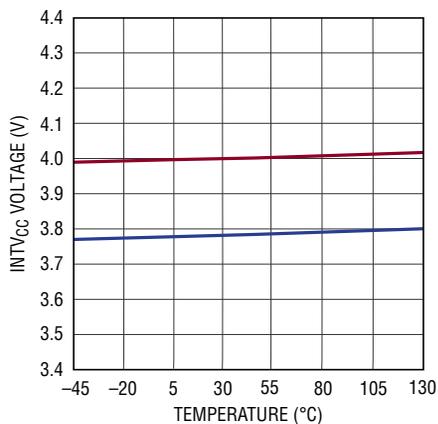
38571 G23

発振器周波数と温度



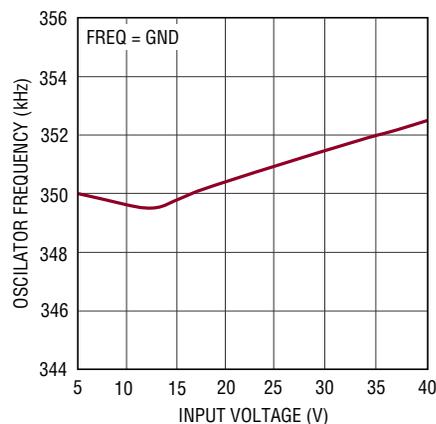
38571 G24

低電圧ロックアウト・スレッシュホールドと温度



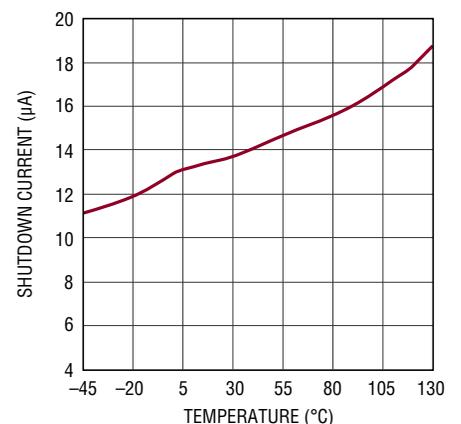
38571 G25

発振器周波数と入力電圧



38571 G26

シャットダウン電流と温度



38571 G27

38571fc

## ピン機能

**ITH1、ITH2 (ピン1、ピン13) :** 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。対応する各チャネルの電流コンパレータのトリップ点は、この制御電圧に応じて増加します。

**VFB1、VFB2 (ピン2、ピン12) :** 出力に接続された外部抵抗分割器から、各コントローラへのリモート検出帰還電圧を受け取ります。

**SENSE1<sup>+</sup>、SENSE2<sup>+</sup> (ピン3、ピン11) :** 差動電流コンパレータへの(+)入力は通常はDCR検出ネットワークまたは電流センス抵抗に接続されます。ITHピンの電圧、およびRSENSEと組み合わされたSENSE<sup>-</sup>ピンとSENSE<sup>+</sup>ピンの間の制御されたオフセットによって、電流トリップ・スレッシュホールドが設定されます。

**SENSE1<sup>-</sup>、SENSE2<sup>-</sup> (ピン4、ピン10) :** 差動電流コンパレータの(-)入力。INTV<sub>CC</sub>-0.5Vより大きいとき、SENSE<sup>-</sup>ピンは電流コンパレータに電流を供給します。

**FREQ (ピン5) :** 内部VCOの周波数制御ピン。このピンをGNDに接続すると、VCOは350kHzの固定周波数に強制されます。このピンをINTV<sub>CC</sub>に接続すると、VCOは535kHzの固定周波数に強制されます。FREQとGNDの間に抵抗を使って、50kHz〜900kHzの他の周波数をプログラムすることができます。内部20μAプルアップ電流が、周波数を制御するのにVCOによって使われる電圧を発生します。

**PLLIN/MODE (ピン6) :** 位相検出器への外部同期入力と強制連続モード入力。外部クロックをこのピンに与えると、フェーズロック・ループがTG1信号の立上りを外部クロックの立上りエッジに強制的に同期させます。外部クロックに同期しない場合、(両方のコントローラに作用する)この入力は軽負荷でLTC3857-1がどのように動作するかを決めます。このピンをグラウンドに引き下げると、Burst Mode動作が選択されます。グラウンドに接続された内部100k抵抗も、ピンをフロートさせたときBurst Mode動作を起動します。このピンをINTV<sub>CC</sub>に接続すると、連続インダクタ電流動作を強制します。このピンを1.2Vより高くINTV<sub>CC</sub>-1.3Vより低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。これは、100k抵抗をPLLIN/MODEピンとINTV<sub>CC</sub>の間に追加することによって設定することができます。

**SGND (ピン7) :** 両方のコントローラに共通の小信号グラウンド。C<sub>IN</sub>コンデンサの共通(-)端子に接続される大電流グラウンドとは別に配線しなければなりません。

**RUN1、RUN2 (ピン8、ピン9) :** 各コントローラのデジタル実行制御入力。どちらかのピンを1.26Vより下に強制すると、対応するコントローラがシャットダウンします。両方のピンを0.7Vより下に強制するとLTC3857-1全体がシャットダウンし、消費電流が約8μAに減少します。これらのピンはフロート状態にしないでください。

**INTV<sub>CC</sub> (ピン19) :** 内部の低損失リニア・レギュレータの出力。ドライバと制御回路にはこの電圧源から電力が供給されます。最小4.7μFのセラミック・コンデンサまたは他の低ESRコンデンサを使っ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。INTV<sub>CC</sub>ピンは他のどんな目的にも使用しないでください。

**EXTV<sub>CC</sub> (ピン20) :** INTV<sub>CC</sub>に接続された内部LDOへの外部電源入力。EXTV<sub>CC</sub>が4.7Vを超えると、V<sub>IN</sub>から電力を供給される内部のLDOをバイパスして、このLDOがINTV<sub>CC</sub>電源に電力を供給します。「アプリケーション情報」セクションの「EXTV<sub>CC</sub>の接続」を参照してください。このピンの電圧は14Vを超えないようにしてください。

**PGND (ピン21) :** ドライバの電源グラウンド。ボトム(同期)NチャネルMOSFETのソースおよびC<sub>IN</sub>の(-)端子に接続します。

**V<sub>IN</sub> (ピン22) :** 主電源ピン。このピンと信号グラウンド・ピンの間にバイパス・コンデンサを接続します。

**BG1、BG2 (ピン23、ピン18) :** ボトム(同期)NチャネルMOSFETの高電流ゲートドライバ。これらのピンの電圧振幅はグラウンドからINTV<sub>CC</sub>までです。

## ピン機能

**BOOST1、BOOST2 (ピン24、ピン17) :** 上側のフローティング・ドライバへのブートストラップされた電源。コンデンサをBOOSTピンとSWピンに接続し、ショットキー・ダイオードをBOOSTピンとINTV<sub>CC</sub>ピンに接続します。BOOSTピンの電圧振幅はINTV<sub>CC</sub>から( $V_{IN} + \text{INTV}_{CC}$ )までです。

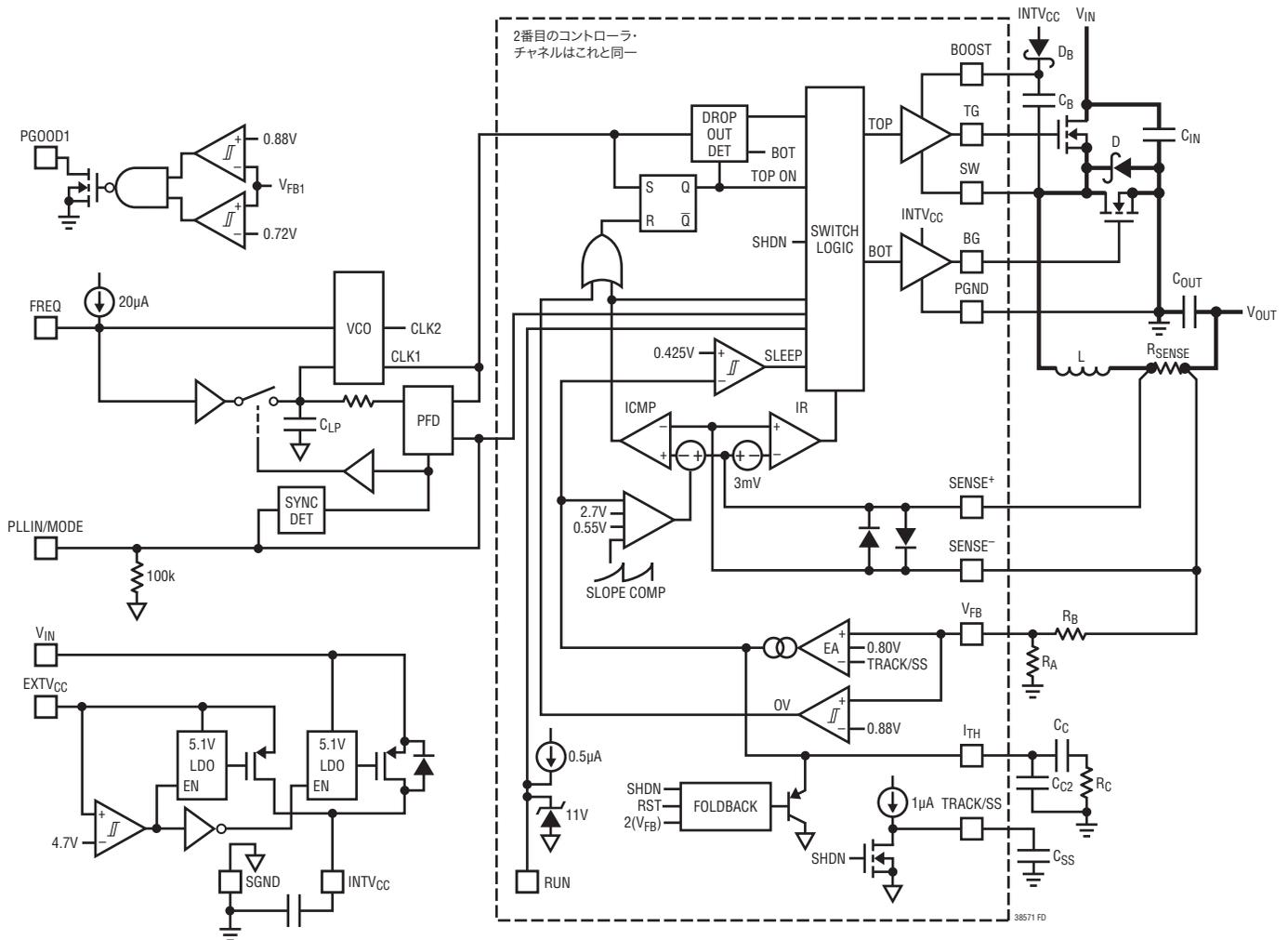
**SW1、SW2 (ピン25、ピン16) :** インダクタに接続するスイッチ・ノード。

**TG1、TG2 (ピン26、ピン15) :** トップNチャネルMOSFETの高電流ゲートドライブ。これらは、スイッチ・ノード電圧SWに( $\text{INTV}_{CC} - 0.5V$ )を重ねた電圧に等しい電圧振幅を持つフローティング・ドライバの出力です。

**PGOOD1 (ピン27) :** オープン・ドレインのロジック出力。 $V_{FB1}$ ピンの電圧が設定ポイントの $\pm 10\%$ 以内でないとき、PGOOD1はグラウンドに引き下げられます。

**TRACK/SS1、TRACK/SS2 (ピン28、ピン14) :** 外部トラッキングとソフトスタート入力。LTC3857-1は $V_{FB1,2}$ の電圧を、0.8VとTRACK/SS1ピン (TRACK/SS2ピン) の小さい方に安定化します。内部の1 $\mu A$ プルアップ電流源がこのピンに接続されています。このピンとグラウンドの間に接続したコンデンサにより、最終安定化出力電圧までのランプ時間が設定されます。あるいは、別の電源の抵抗分割器をこのピンに接続すると、LTC3857-1の出力はスタートアップ時に別の電源をトラッキングします。

## 機能図



## 動作 (機能図を参照)

### メイン制御ループ

LTC3857-1は2つのコントローラ・チャンネルが180度の位相差で動作する固定周波数、電流モード降圧アーキテクチャを採用しています。通常動作時は、各チャンネルのクロックがRSラッチをセットすると対応する外部トップMOSFETがオンし、メイン電流コンパレータICMPがRSラッチをリセットするとオフします。ICMPがトリップしてラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、 $I_{TH}$ 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。誤差アンプは $V_{FB}$ ピンの出力電圧帰還信号(これは出力電圧 $V_{OUT}$ からグランドに接続された外部抵抗分割器によって発生します)を内部の0.800Vリファレンス電圧と比較します。負荷電流が増加するとリファレンスに対して $V_{FB}$ がわずかに下がるので、平均インダクタ電流が新たな負荷電流に釣り合うまで、EAが $I_{TH}$ 電圧を上げます。

トップMOSFETが各サイクルでオフした後、ボトムMOSFETは、(電流コンパレータIRによって示されるように)インダクタ電流が逆流し始めるまで、または次のクロック・サイクルが始まるまでオンします。

### INTV<sub>CC</sub>/EXTV<sub>CC</sub>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<sub>CC</sub>ピンから供給されます。EXTV<sub>CC</sub>ピンを開放状態にするか、または4.7Vより低い電圧に接続すると、 $V_{IN}$  LDO(低損失リニア・レギュレータ)が $V_{IN}$ からINTV<sub>CC</sub>に5.1Vを供給します。EXTV<sub>CC</sub>を4.7Vより上にするとこの $V_{IN}$  LDOはオフし、EXTV<sub>CC</sub> LDOがオンします。イネーブルされると、EXTV<sub>CC</sub> LDOは5.1VをEXTV<sub>CC</sub>からINTV<sub>CC</sub>に供給します。EXTV<sub>CC</sub>ピンを使うと、LTC3857-1スイッチング・レギュレータの出力の片方のような高効率の外部ソースからINTV<sub>CC</sub>の電力を得ることができます。

各トップ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。このコンデンサは通常、各サイクル中にトップMOSFETがオフしているとき、外部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とする場合があります。ドロップアウト検出器がこれを検出し、10サイクルに1回トップ

MOSFETをクロック・サイクルの約1/12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

#### (RUN1、RUN2、およびTRACK/SS1、TRACK/SS2の各ピン)

LTC3857-1の2つのチャンネルは、RUN1ピンとRUN2ピンを使って独立にシャットダウンすることができます。これらのピンのどちらかを1.26Vより下に引き下げると、そのコントローラの主制御ループがシャットダウンします。両方のピンを0.7Vより下に引き下げると、両方のコントローラと、INTV<sub>CC</sub> LDOを含むほとんどの内部回路をディスエーブルします。この状態では、LTC3857-1にはわずか8 $\mu$ Aの消費電流しか流れません。

RUN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。低インピーダンスのソースでRUNピンをドライブするとき、8Vの絶対最大定格を超えないください。RUNピンには内部に11Vの電圧クランプが備わっているので、RUNピンへ流れ込む最大電流が100 $\mu$ Aを超えない限り、抵抗を通してRUNピンをもっと高い電圧(たとえば、 $V_{IN}$ )に接続することができます。

各コントローラの出力電圧 $V_{OUT}$ のスタートアップは、そのチャンネルの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の内部リファレンスより低いと、LTC3857-1は $V_{FB}$ の電圧を0.8VのリファレンスではなくTRACK/SSピンの電圧に制御します。このため、外部コンデンサをTRACK/SSピンからSGNDに接続することにより、TRACK/SSピンを使っ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 $\mu$ Aプルアップ電流源がこのコンデンサを充電して、TRACK/SSピンに電圧ランプを発生します。TRACK/SSの電圧が0Vから0.8V(さらにそれを超えて6Vの絶対最大定格まで)に直線的に上昇するにつれ、出力電圧 $V_{OUT}$ が滑らかにゼロからその最終値まで上昇します。

代わりに、TRACK/SSピンを使って、 $V_{OUT}$ のスタートアップが別の電源のスタートアップを**トラッキング**するようにすることができます。このためには一般に別の電源からグランドに接続された外部抵抗分割器を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」のセクションを参照)。

## 動作 (機能図を参照)

## 軽負荷電流動作 (Burst Mode動作、パルス・スキップ、または強制連続モード) (PLLIN/MODEピン)

LTC3857-1は低負荷電流で高効率Burst Mode動作、固定周波数パルス・スキップ動作、または強制連続導通モードに入るようにイネーブ爾することができます。Burst Mode動作を選択するには、PLLIN/MODEピンをグランドに接続します。強制連続動作を選択するには、PLLIN/MODEピンをINTV<sub>CC</sub>に接続します。パルス・スキップ動作を選択するには、PLLIN/MODEピンを1.2Vより高くINTV<sub>CC</sub>-1.3Vより低いDC電圧に接続します。

コントローラがBurst Mode動作にイネーブ爾されているとき、I<sub>TH</sub>ピンの電圧が低い値を示していても、インダクタの最小ピーク電流は最大検出電圧の約15%に設定されています。平均インダクタ電流が負荷電流より高いと、誤差アンプEAはI<sub>TH</sub>ピンの電圧を下げます。I<sub>TH</sub>電圧が0.425Vより下に下がると、内部のスリープ信号が“H”になり(スリープ・モードがイネーブ爾され)、両方の外部MOSFETがオフします。するとI<sub>TH</sub>ピンはEAの出力から切断され、0.450Vに一時据え置かれます。

スリープ・モードでは内部回路のほとんどがオフしており、LTC3857-1を流れる消費電流が減少します。一方のチャンネルがシャットダウンして、他方のチャンネルがスリープ・モードのとき、LTC3857-1に流れる消費電流はわずか50μAです。両方のチャンネルがスリープ・モードのとき、LTC3857-1を流れる消費電流はわずか65μAです。スリープ・モードでは、負荷電流は出力コンデンサから供給されます。出力電圧が低下するにつれ、EAの出力が上昇し始めます。出力電圧が十分下がると、I<sub>TH</sub>ピンがEAの出力に再度接続され、スリープ信号が“L”になり、コントローラは内部発振器の次のサイクルで外部のトップMOSFETをオンして通常動作を再開します。

コントローラがBurst Mode動作でイネーブ爾されると、インダクタ電流の反転は許されません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、反転電流コンパレータ(IR)が外部のボトムMOSFETをオフし、インダクタ電流が反転して負になるのを防ぎます。したがって、コントローラは不連続で動作します。

強制連続動作では、またはフェーズロック・ループを使うため外部クロック・ソースによって駆動されると(「周波数の選択とフェーズロック・ループ」のセクションを参照)、インダクタ電流は軽負荷または大きな過渡状態で反転することができます。ピーク・インダクタ電流は、通常動作と全く同様に、I<sub>TH</sub>ピンの電圧によって決まります。このモードでは、軽負荷での効率がBurst Mode動作の場合よりも低くなります。ただし、連続動作には出力電圧リップルが低く、オーディオ回路への干渉が少ないという利点があります。強制連続モードでは、出力リップルは負荷電流に依存しません。

PLLIN/MODEピンがパルススキップ・モードに接続されていると、LTC3857-1は軽負荷ではPWMパルススキップ・モードで動作します。このモードでは、最大出力電流の設計値の約1%まで固定周波数動作が維持されます。非常に軽い負荷では、電流コンパレータICMPは数サイクルにわたってトリップしたままになることがあり、外部のトップMOSFETを同じサイクル数だけオフ状態に強制する(つまり、パルスをスキップする)ことがあります。インダクタ電流は反転することが許されません(不連続動作)。強制連続動作と同様、このモードでは、Burst Mode動作に比べて出力リップルとオーディオ・ノイズが小さくなり、RF干渉が減ります。低電流で強制連続動作より高い効率が得られますが、Burst Mode動作ほど高くはありません。

## 周波数の選択とフェーズロック・ループ (FREQピンと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間のトレードオフになります。低周波数動作はMOSFETのスイッチング損失を減らして効率を上げますが、出力リップル電圧を低く抑えるには大きなインダクタンスや容量を必要とします。

LTC3857-1のコントローラのスウィッチング周波数はFREQピンを使って選択することができます。

PLLIN/MODEピンが外部クロック・ソースによってドライブされない場合、FREQピンをSGNDに接続するか、INTV<sub>CC</sub>に接続するか、または外部抵抗を介してプログラムすることができます。FREQをSGNDに接続すると350kHzが選択され、FREQ

## 動作 (機能図を参照)

をINTV<sub>CC</sub>に接続すると535kHzが選択されます。抵抗をFREQとSGNDの間に接続すると、周波数を50kHz～900kHzにプログラムすることができます。

LTC3857-1にはフェーズロック・ループ(PLL)が備わっており、PLLIN/MODEピンに接続された外部クロック・ソースに内部発振器を同期させることができます。位相検出器が(内部ローパス・フィルタを介して)VCO入力電圧を調節してコントローラ1の外部のトップMOSFETのターンオンを同期信号の立上りエッジに揃えます。こうして、コントローラ2の外部トップMOSFETのターンオンは、外部クロック・ソースの立上りエッジに対して180度位相がずれます。

VCOの入力電圧は、外部クロックが与えられる前にFREQピンによって設定される動作周波数にプリバイアスされます。外部クロック周波数の近くにプリバイアスされていると、PLLループはVCOの入力をわずかに変化させるだけで、外部クロックの立ち上がりエッジをTG1の立ち上がりエッジに同期させることができます。ループ・フィルタをプリバイアスする能力により、PLLは望みの周波数から大きく外れることなく、短時間でロックインすることができます。

フェーズロック・ループの標準的キャプチャ・レンジは約55kHz～1MHzで、全製造変動域で75kHz～850kHzが保証されています。つまり、LTC3857-1のPLLは75kHz～850kHzの周波数の外部クロック・ソースにロックすることが保証されています。

PLLIN/MODEピンの入力クロック・スレッシュホールドは標準で1.6V(立上り)および1.1V(立下り)です。

### 出力過電圧保護

過電圧コンパレータは、過渡オーバーシュートや、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に対して保護します。V<sub>FB</sub>ピンがその制御ポイントの0.800Vを10%以上超えて上昇すると、過電圧状態が解消されるまでトップMOSFETがオフし、ボトムMOSFETがオンします。

### パワーグッド(PGOOD1ピン)

PGOOD1ピンは内部NチャンネルMOSFETのオープン・ドレインに接続されています。対応するV<sub>FB1</sub>ピンの電圧が0.8Vリファレンス電圧の±10%以内でないと、MOSFETがオンしてPGOOD1ピンを“L”に引き下げます。対応するRUN1ピンが“L”(シャットダウン)のときも、PGOOD1ピンは“L”に引き下げられます。V<sub>FB1</sub>ピンの電圧が±10%の条件を満たすと、MOSFETがオフするので、外部抵抗を使って、このピンを6Vを超えない電源までプルアップすることができます。

### フォールドバック電流

出力電圧が公称レベルの70%より下に下がると、フォールドバック電流制限が作動状態になり、ピーク電流制限を過電流または短絡状態の程度に比例させて徐々に低下させます。フォールドバック電流制限は、ソフトスタートの間(V<sub>FB</sub>の電圧がTRACK/SSの電圧に追従している限り)、ディスエーブルされます。

### 2フェーズ動作の理論と利点

なぜ2フェーズ動作が必要なのでしょう。2フェーズの製品群が登場するまで、固定周波数デュアル・スイッチング・レギュレータは、両チャンネルが同位相で(つまり1フェーズで)動作していました。つまり、両方のスイッチが同時にオンするので、入力コンデンサおよびバッテリーから、片方のレギュレータの最大2倍の振幅の電流パルスが流れます。これらの大振幅電流パルスによって入力コンデンサから流れる合計RMS電流が増大するので、より高価な入力コンデンサが必要になり、入力コンデンサとバッテリーのEMIと損失の両方が増大します。

2フェーズ動作では、デュアル・スイッチング・レギュレータの2つのチャンネルは、180度位相がずれて動作します。このため、スイッチを流れる電流パルスは実際上交互に差し挟まれるので、互いに重なり合うオーバーラップ時間が大幅に短縮されます。その結果、合計RMS入力電流が大幅に減少するため、廉価な入力コンデンサを使うことができ、EMI対策のシールド条件が緩和され、実際の動作効率が向上します。

## 動作 (機能図を参照)

1フェーズのデュアル・スイッチング・レギュレータの入力波形と2フェーズ・デュアル・スイッチング・レギュレータの入力波形の比較を図1に示します。この条件におけるRMS入力電流の実測値は、2フェーズ動作により入力電流が2.53A<sub>RMS</sub>から1.55A<sub>RMS</sub>に減少したことを示しています。これ自体でも大きな減少ですが、電力損失はI<sub>RMS</sub>の2乗に比例するので、実際に浪費される電力は2.66分の1に減少することに注意してください。入力リップル電圧の低下は入力パワーパスの電力損失も減少することを意味します。入力パワーパスにはバッテリー、スイッチ、トレース/コネクタ抵抗、保護回路などが含まれます。入力のRMS電流とRMS電圧の減少の直接の結果として伝導EMIと放射EMIも改善されます。

もちろん、2フェーズ動作で得られる性能の改善はデュアル・スイッチング・レギュレータの相対デューティサイクルの関数なので、結局は入力電圧V<sub>IN</sub>に依存します(デューティサイクル = V<sub>OUT</sub>/V<sub>IN</sub>)。広い入力電圧範囲にわたって、3.3Vレギュレータと5Vレギュレータの1フェーズ動作と2フェーズ動作でRMS入力電流がどのように変化するかを図2に示します。

2フェーズ動作の利点は狭い動作範囲だけに限定されるものではなく、ほとんどのアプリケーションで2フェーズ動作の入力コンデンサの要件は、最大電流で50%のデューティサイクルで動作している1チャンネルの場合の要件にまで緩和されることが直ちに見て取れます。

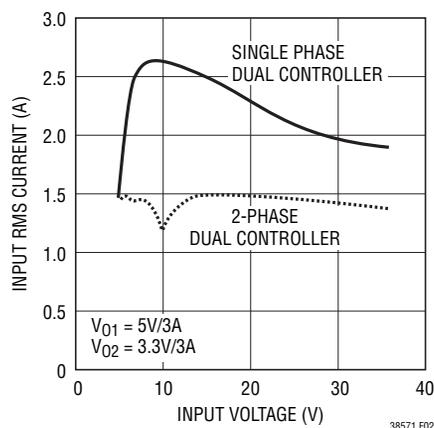


図2. RMS入力電流の比較

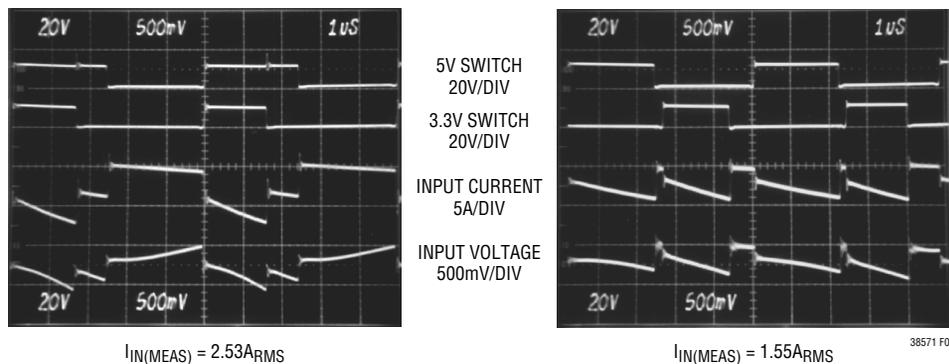


図1. 12Vから5V/3Aおよび3.3V/3Aにそれぞれ変換するデュアル・スイッチング・レギュレータの1フェーズ動作(a)と2フェーズ動作(b)を比較した入力波形。2フェーズ・レギュレータでは入力リップルが減少するので、廉価な入力コンデンサが使用可能となり、EMIに対するシールド条件が緩和され効率が改善される

## アプリケーション情報

最初のページの「標準的応用例」はLTC3857-1の基本的なアプリケーション回路です。LTC3857-1はDCR（インダクタの抵抗）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することができます。2つの電流検出方式の間の選択は、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省くことができ、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<sub>SENSE</sub>が使われていれば)R<sub>SENSE</sub>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。

### SENSE<sup>+</sup>ピンとSENSE<sup>-</sup>ピン

SENSE<sup>+</sup>ピンとSENSE<sup>-</sup>ピンは電流コンパレータへの入力です。これらのピンの同相電圧範囲は0V~28V（絶対最大値）であり、LTC3857-1は出力電圧を（許容差と過渡のマージンをもたせて）公称24Vまで安定化することができます。

SENSE<sup>+</sup>ピンは最大同相範囲にわたって高インピーダンスなので、高々±1μA流れるだけです。このように高インピーダンスなので、電流コンバータをインダクタのDCR検出に使うことができます。

SENSE<sup>-</sup>ピンのインピーダンスは同相電圧に依存して変化します。SENSE<sup>-</sup>がINTV<sub>CC</sub>-0.5Vより低いと、1μA未満の小さな電流がこのピンから流れ出します。SENSE<sup>-</sup>がINTV<sub>CC</sub>+0.5Vより高いと、もっと大きな電流（約550μA）がこのピンに流れ込みます。INTV<sub>CC</sub>-0.5VとINTV<sub>CC</sub>+0.5Vの間では、電流は小電流からもっと高い電流に遷移します。

検出ラインと関係のあるフィルタ部品はLTC3857-1の近くに配置し、検出ラインは電流検出素子下のケルビン接続に近づけて一緒に配線します（図3に示されています）。他の場所の検出電流が寄生インダクタンスと容量を電流検出素子に実効的に追加し、検出端子の情報を劣化させ、プログラムされた

電流リミットを予測不可能にすることがあります。DCRによる検出を使う場合（図4b）、抵抗R1をスイッチング・ノードの近くに配置して、敏感な小信号ノードへノイズがカップリングするのを防ぎます。

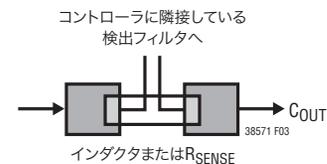
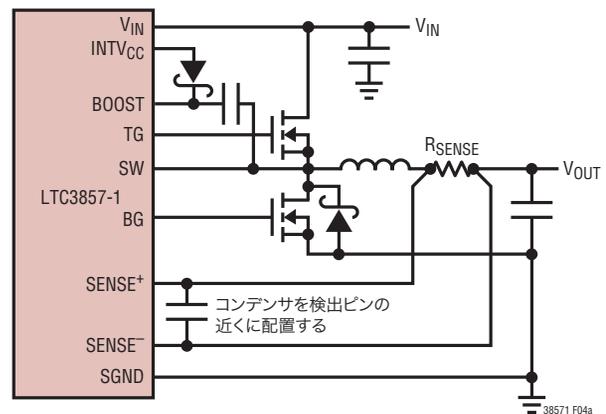
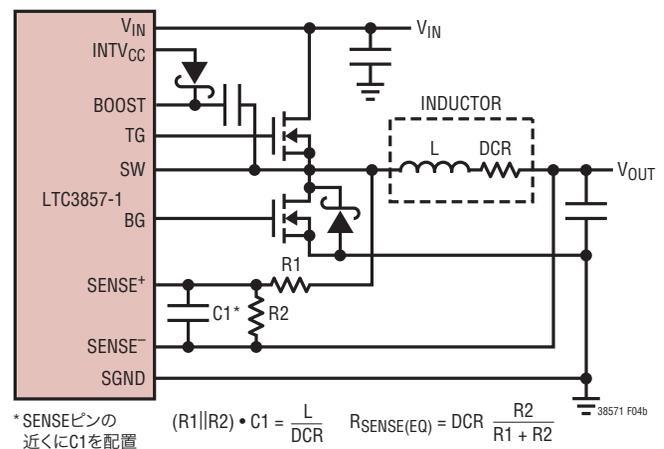


図3. インダクタまたはセンス抵抗を使った検出ラインの配置



(4a) 電流検出に抵抗を利用



(4b) 電流検出にインダクタのDCRを利用

図4. 電流検出方法

## アプリケーション情報

### 小さな値の抵抗による電流検出

ディスクリット抵抗を使った標準的検出回路を図4aに示します。R<sub>SENSE</sub>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ュホールドはV<sub>SENSE(MAX)</sub>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ュホールド電圧によって設定され、最大平均出力電流I<sub>MAX</sub>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<sub>L</sub>の半分だけ小さい値になります。センス抵抗の値を計算するには次式を使います。

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

非常に低いドロップアウト条件でコントローラを使用すると、デューティ・ファクタ50%以上で動作中の降圧レギュレータの安定性基準に適合するために必要な内部補償のため、最大出力電流レベルが低下します。動作デューティ・ファクタに依存するピーク出力電流のこの減少を推定するための特性曲線が「標準的性能特性」のセクションに示してあります。

### インダクタのDCRによる検出

高負荷電流で可能な最高効率を必要とするアプリケーションでは、図4bに示されているように、LTC3857-1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は小さな値の銅線のDC抵抗を表し、最近の値の低い高電流インダクタでは1mΩより小さいことがあります。このようなインダクタを必要とする高電流アプリケーションでは、センス抵抗による電力損失はDCRによる検出に比べると数ポイントの効率低下になるでしょう。

外部R1||R2・C1時定数が正確に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のDCR両端の電圧降下にR2/(R1+R2)を掛けたものに等しくなります。R2は、目標とするセンス抵抗の値よりDCRが大きなアプリケーションの検出端子両端の電圧のスケールを設定します。外部フィルタ部品を適切に定めるには、インダクタのDCRを知る必要があります。それは十分な性能のRLCメータを使って測定することができますが、DCRの許容誤差は常に同じではなく、温度によって変化します。詳細については、メーカーのデータシートを参照してください。

「インダクタの値の計算」のセクションのインダクタ・リップル電流値を使うと、目標センス抵抗値は次のようになります。

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

アプリケーションが全温度範囲にわたって確実に最大負荷電流を供給するようにするには、最大電流検出スレッシュホールド電圧(V<sub>SENSE(MAX)</sub>)の最小値を選択します。

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20°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の銅抵抗の温度係数を考慮して、この値を増加させます。T<sub>L(MAX)</sub>の控えめな値は100°Cです。

最大インダクタDCRを望みのセンス抵抗(R<sub>D</sub>)値にスケール設定するには、次の分割器の比を使います。

$$R_D = \frac{R_{\text{SENSE(EQUIV)}}}{\text{DCR}_{\text{MAX}} \text{ at } T_{\text{L(MAX)}}}$$

0.1μF~0.47μFのC1を通常選択します。これにより、R1||R2が約2kΩに強制されるので、SENSE<sup>+</sup>ピンの±1μAの電流によって生じるであろう誤差が減少します。

## アプリケーション情報

等価抵抗 $R1 \parallel R2$ は室温のインダクタンスと最大DCRに次のようにスケール設定されます。

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

センス抵抗値は次のようになります。

$$R1 = \frac{R1 \parallel R2}{R_D}; R2 = \frac{R1 \cdot R_D}{1 - R_D}$$

$R1$ の最大電力損失はデューティサイクルに関係し、連続モードの最大入力電圧で生じます。

$$P_{\text{Loss } R1} = \frac{(V_{\text{IN(MAX)}} - V_{\text{OUT}}) \cdot V_{\text{OUT}}}{R1}$$

$R1$ の電力定格がこの値より大きいことを確認します。軽負荷で高い効率が必要な場合、DCRによる検出とセンス抵抗のどちらを使うか決定するとき、この電力損失を検討します。軽負荷での電力損失は、 $R1$ によって生じる余分のスイッチング損失のため、センス抵抗の場合よりDCRネットワークの方が少し高いことがあります。ただし、DCRによる検出はセンス抵抗を省きますので、導通損失が減少し、重負荷で効率が改善されます。ピーク効率はどちらの方法でもほぼ同じです。

### インダクタの値の計算

動作周波数が高いほど小さな値のインダクタとコンデンサを使用できるという意味で、動作周波数とインダクタの選択には相関関係があります。そうであれば、なぜ誰もが大きな値のコンポーネントを使った低い周波数での動作を選ぶのでしょうか。答えは効率です。周波数が高いほどMOSFETのゲート電荷による損失のために一般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、リップル電流と低電流動作に対するインダクタ値の影響も考慮しなければなりません。

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 $\Delta I_L$ 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、 $V_{\text{IN}}$ が高いほど増加します。

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

大きな $\Delta I_L$ の値を許容できれば低インダクタンスを使用できますが、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 $\Delta I_L = 0.3 (I_{\text{MAX}})$ です。入力電圧が最大のときに $\Delta I_L$ が最大になります。

インダクタの値は2次的な影響も与えます。必要な平均インダクタ電流が低下した結果、ピーク電流が $R_{\text{SENSE}}$ によって決定される電流リミットの15%より下に下がると、Burst Mode動作への移行が始まります。インダクタ値を低くする( $\Delta I_L$ を高くする)と、相対的に低い負荷電流でBurst Modeに移行するので、低電流動作の相対的に上の範囲の効率が低下する可能性があります。Burst Mode動作では、インダクタンス値が小さくなるとバースト周波数が低下します。

### インダクタのコアの選択

$L$ の値が求まったら、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ブデンマロイのコアを使わざるを得ません。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値に大きく依存します。インダクタンスが増加するとコア損失が低下します。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ため、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、インダクタンスが急激に低落します。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

LTC3857-1の各コントローラに2つの外部パワー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。

## アプリケーション情報

ピーク・トゥ・ピークのドライブ・レベルはINTV<sub>CC</sub>電圧で設定されます。この電圧は、始動時には標準5.1Vです(「EXTV<sub>CC</sub>ピンの接続」を参照)。したがって、ほとんどのアプリケーションではロジック・レベルのスレッシュホールドのMOSFETを使用する必要があります。唯一の例外は、低い入力電圧(V<sub>IN</sub> < 4V)が予定されている場合、サブロジック・レベルのスレッシュホールドのMOSFET(V<sub>GS(TH)</sub> < 3V)を使います。MOSFETのBV<sub>DSS</sub>の仕様にも十分注意を払ってください。多くのロジック・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<sub>DS(ON)</sub>)、ミラー容量(C<sub>MILLER</sub>)、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<sub>MILLER</sub>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<sub>MILLER</sub>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<sub>DS</sub>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、アプリケーションで与えられるV<sub>DS</sub>とゲート電荷曲線で規定されたV<sub>DS</sub>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。

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

最大出力電流でのMOSFETの電力損失は次式で与えられます。

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

ここで、 $\delta$ はR<sub>DS(ON)</sub>の温度係数、R<sub>DR</sub>(約2Ω)はMOSFETのミラー・スレッシュホールド電圧での実効ドライブ抵抗です。V<sub>THMIN</sub>は標準的なMOSFETの最小スレッシュホールド電圧です。

I<sup>2</sup>R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<sub>IN</sub> < 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<sub>IN</sub> > 20Vでは遷移損失が急激に上昇し、実際にはC<sub>MILLER</sub>が小さくてR<sub>DS(ON)</sub>が大きなデバイスを使用する方が効率が上がるポイントにまで達します。同期MOSFETの損失は、トップ・スイッチのデューティ・ファクタが低くなる高入力電圧時、または同期スイッチが周期の100%近くオンになる短絡時に最も大きくなります。

特定のMOSFETの(1+ $\delta$ )の項は、一般に正規化されたR<sub>DS(ON)</sub>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 $\delta = 0.005/^{\circ}\text{C}$ を使用することができます。

図11に示されているオプションのショットキー・ダイオードD1とD2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<sub>IN</sub>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のショットキーは平均電流が比較的小さいので、両方の動作領域にとって一般に適切な選択といえます。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。

### C<sub>IN</sub>とC<sub>OUT</sub>の選択

2フェーズ・アーキテクチャと、入力回路(バッテリー/ヒューズ/コンデンサ)を流れるワーストケースRMS電流へのこのアーキテクチャの影響によって、C<sub>IN</sub>の選択は単純化されます。コンデンサのワーストケースRMS電流はコントローラが1つだけ動作しているときに流れることを示すことができます。最大RMSコンデンサ電流の条件を求めるには、V<sub>OUT</sub>とI<sub>OUT</sub>の積が最大になる方のコントローラを式(1)で使用する必要があります。他

## アプリケーション情報

方のコントローラから引き出される出力電流を増やすと、入力RMSリップル電流が実際にはその最大値から減少します。位相をずらす方式では、1フェーズの電源ソリューションと比較すると、入力コンデンサのRMSリップル電流が一般に30%~70%ほど減少します。

連続モードでは、トップ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、1つのチャンネルの最大RMS電流に対応できる容量の低ESRコンデンサを使用します。コンデンサの最大RMS電流は次式で与えられます。

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

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ で最大値をとります。ここで、 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ です。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ようにしてください。サイズまたは高さの設計条件に適合させるため、複数のコンデンサを並列に接続することができます。LTC3857-1は動作周波数が高いため、 $C_{IN}$ にセラミック・コンデンサを使用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。

LTC3857-1の2フェーズ動作の利点は、電力の高い方のコントローラに対する式1を使用し、次に両方のコントローラが同時にオンするとすれば生じるであろう損失を計算することによって評価することができます。両方のコントローラが動作しているときは、入力コンデンサのESRを流れる電流パルスの重なり合った部分の減少により、合計RMS電力損失が減少します。この理由により、ワーストケースのコントローラについて上で計算した入力コンデンサの条件はデュアル・コントローラの設計に対して適切です。さらに、2フェーズ・システムではピーク電流が減少するため、入力保護ヒューズの抵抗、バッテリー抵抗、およびPCボードのトレース抵抗による各損失も減少します。マルチフェーズ・デザインの全体的利点は、電源/バッテリーのソース・インピーダンスを効率テストに含めるとき初めて完全に把

握されます。トップMOSFETのドレインは互いに1cm以内に配置し、共通 $C_{IN}$ を共有させます。ドレインと $C_{IN}$ を離すと、 $V_{IN}$ に不要な電圧共振や電流共振を生じる可能性があります。

小さな(0.1 $\mu$ F~1 $\mu$ F)バイパス・コンデンサをLTC3857-1に近づけて、デバイスの $V_{IN}$ ピンとグランド間に配置することも推奨します。 $C_{IN}$ (C1)と $V_{IN}$ ピンの間に10 $\Omega$ 抵抗を置くと2つのチャネルはさらに分離されます。

$C_{OUT}$ は等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESRの要件が満たされると、その容量はフィルタ機能にとって十分です。出力リップル( $\Delta V_{OUT}$ )は次式で近似できます。

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L \left( ESR + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{OUT}} \right)$$

ここで、 $f$ は動作周波数、 $C_{OUT}$ は出力容量、 $\Delta I_L$ はインダクタのリップル電流です。 $\Delta I_L$ 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。

### 出力電圧の設定

LTC3857-1の出力電圧は、図5に示されているように、出力両端に注意深く配置した外付け帰還抵抗分割器によってそれぞれ設定されます。安定化された出力電圧は次式によって決まります。

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

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( $C_{FF}$ )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。

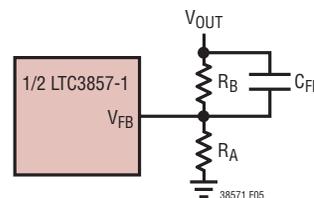


図5. 出力電圧の設定

# LTC3857-1

## 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)

各V<sub>OUT</sub>のスタートアップは対応するTRACK/SSピンの電圧によって制御されます。TRACK/SSピンの電圧が内部の0.8Vリファレンスより低いと、LTC3857-1はV<sub>FB</sub>ピンの電圧を0.8VではなくTRACK/SSピンの電圧に制御します。TRACK/SSピンを使って、外部ソフトスタート機能をプログラムするか、またはV<sub>OUT</sub>がスタートアップ時に別の電源をトラッキングできるようにすることができます。

図6に示されているように、ソフトスタートは単にコンデンサをTRACK/SSピンからグラウンドに接続することによってイネーブルされます。内部1μA電流源がコンデンサを充電し、TRACK/SSピンにリニアなランピング電圧を与えます。LTC3857-1はV<sub>FB</sub>ピン(したがって、V<sub>OUT</sub>)をTRACK/SSピンの電圧に従って制御しますので、V<sub>OUT</sub>は滑らかに0Vから安定化された最終値まで上昇することができます。全ソフトスタート時間はおよそ次のようになります。

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

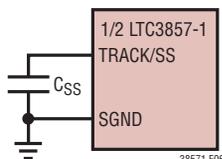


図6. TRACK/SSピンを使ったソフトスタートの設定

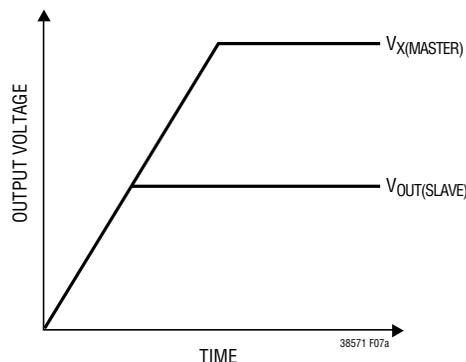
代わりに、図7aと図7bに概念的に示されているように、TRACK/SSピンを使って、スタートアップ時に2つの(複数の)電源をトラッキングすることができます。これを行うには、図8に示されているように、抵抗分割器をマスタ電源(V<sub>X</sub>)からスレーブ電源(V<sub>OUT</sub>)のTRACK/SSピンに接続します。スタートアップの間、V<sub>OUT</sub>は抵抗分割器によって次のように設定された比率に従ってV<sub>X</sub>をトラッキングします。

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

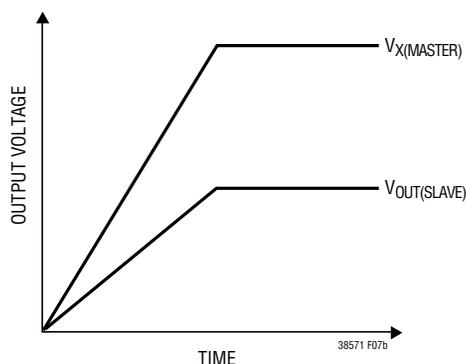
同時トラッキング(スタートアップの間V<sub>OUT</sub> = V<sub>X</sub>)の場合、次のようになります。

$$R_A = R_{TRACKA}$$

$$R_B = R_{TRACKB}$$



(7a) 同時トラッキング



(7b) レシオメトリック・トラッキング

図7. 出力電圧トラッキングの2つの異なるモード

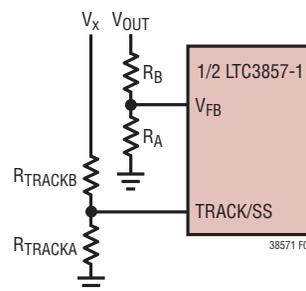


図8. TRACK/SSピンを使ったトラッキング

## アプリケーション情報

### INTV<sub>CC</sub>レギュレータ

LTC3857-1には2個の異なるPチャネル低損失リニア・レギュレータ(LDO)が内蔵されており、EXTV<sub>CC</sub>ピンの接続状態に従って、V<sub>IN</sub>電源ピンまたはEXTV<sub>CC</sub>ピンのどちらからかINTV<sub>CC</sub>ピンに電力を供給します。INTV<sub>CC</sub>はゲート・ドライバとLTC3857-1の内部回路のほとんどに電力を供給します。V<sub>IN</sub>LDOとEXTV<sub>CC</sub>LDOはINTV<sub>CC</sub>を5.1V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することができ、最小4.7μFのセラミック・コンデンサでグラウンドにバイパスする必要があります。どんな種類のバルク・コンデンサを使うにしろ、追加の1μFセラミック・コンデンサをデバイスのINTV<sub>CC</sub>ピンとPGNDピンに隣接して接続することを推奨します。MOSFETゲート・ドライバに必要な高い過渡電流を供給し、チャネル間の相互反応を防止するため、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、LTC3857-1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<sub>CC</sub>電流は、V<sub>IN</sub>LDOまたはEXTV<sub>CC</sub>LDOのどちらかによって供給することができます。EXTV<sub>CC</sub>ピンの電圧が4.7Vより低いと、V<sub>IN</sub>LDOがイネーブルされます。この場合のデバイスの電力消費は最高となり、V<sub>IN</sub>・I<sub>INTV<sub>CC</sub></sub>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に依存します。接合部温度は「電気的特性」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、LTC3857-1のINTV<sub>CC</sub>電流は、70°Cの周囲温度でEXTV<sub>CC</sub>ピンを使用していないとき、次に示すように、40Vの電源の場合15mA未満に制限されています。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (15\text{mA})(40\text{V})(90^\circ\text{C}/\text{W}) = 125^\circ\text{C}$$

最大接合部温度を超えないようにするには、最大V<sub>IN</sub>での強制連続モード(PLLIN/MODE = INTV<sub>CC</sub>)動作時の入力電源電流をチェックする必要があります。

EXTV<sub>CC</sub>ピンに印加された電圧が4.7Vより上に上昇すると、V<sub>IN</sub>LDOがオフしてEXTV<sub>CC</sub>LDOがイネーブルされます。EXTV<sub>CC</sub>に印加された電圧が4.5Vより上に留まる限り、EXTV<sub>CC</sub>LDOはオンしたままです。EXTV<sub>CC</sub>LDOはINTV<sub>CC</sub>の電圧を5.1Vに安定化しようとするので、EXTV<sub>CC</sub>が5.1Vより低い間はLDOがドロップアウト状態になり、INTV<sub>CC</sub>の電圧は

ほぼEXTV<sub>CC</sub>に等しくなります。EXTV<sub>CC</sub>が5.1Vより高く、絶対最大定格14V以下のとき、INTV<sub>CC</sub>は5.1Vに安定化されます。

EXTV<sub>CC</sub>LDOを使うと、MOSFETドライバとコントロールの電力は通常動作時にはLTC3857-1のスイッチング・レギュレータの一方の出力(4.7V ≤ V<sub>OUT</sub> ≤ 14V)から得ることができ、出力が安定化状態から外れると(たとえば、スタートアップ時や短絡時)、V<sub>IN</sub>LDOから得ることができます。EXTV<sub>CC</sub>LDOを通して規定値以上の電流が必要な場合は、EXTV<sub>CC</sub>ピンとINTV<sub>CC</sub>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。この場合、6Vを超える電圧をEXTV<sub>CC</sub>に印加しないでください。また、EXTV<sub>CC</sub> ≤ V<sub>IN</sub>であることを確認してください。

ドライバ電流および制御電流に起因するV<sub>IN</sub>電流は、(デューティサイクル)/(スイッチャの効率)に比例するため、出力からINTV<sub>CC</sub>に電力を供給すれば効率と熱特性を大幅に改善できます。これは、5V～14Vのレギュレータ出力の場合、EXTV<sub>CC</sub>ピンを直接V<sub>OUT</sub>に接続することを意味します。EXTV<sub>CC</sub>ピンを8.5V電源に接続すると、前の例の接合部温度は125°Cから次の値にまで下がります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (15\text{mA})(8.5\text{V})(90^\circ\text{C}/\text{W}) = 82^\circ\text{C}$$

ただし、3.3Vなど他の低電圧出力の場合、出力からINTV<sub>CC</sub>の電力を得るには追加回路が必要です。

以下、EXTV<sub>CC</sub>に対して可能な4つの接続方法を示します。

1. EXTV<sub>CC</sub>を開放したままにします(または接地します)。こうすると、内部5.1VレギュレータからINTV<sub>CC</sub>に電力が供給されるため、入力電圧が高いときに効率が最大10%ほど低下します。
2. EXTV<sub>CC</sub>をV<sub>OUT</sub>に直接接続します。これは5V～14Vのレギュレータでは通常の接続であり、効率が最も高くなります。
3. EXTV<sub>CC</sub>を外部電源に接続します。5V～14Vの範囲の外部電源が利用できる場合は、これを使用してEXTV<sub>CC</sub>に電力を供給することができます。必ずEXTV<sub>CC</sub> < V<sub>IN</sub>となるようにします。

## アプリケーション情報

4. EXT<sub>VCC</sub>を出力から得られる昇圧ネットワークに接続します。3.3Vレギュレータや他の低電圧レギュレータでは、4.7V以上に昇圧した出力から得られる電圧にEXT<sub>VCC</sub>を接続すれば効率が改善されます。これは、図9に示されているような容量性チャージポンプを使って行うことができます。必ずEXT<sub>VCC</sub> < V<sub>IN</sub>となるようにします。

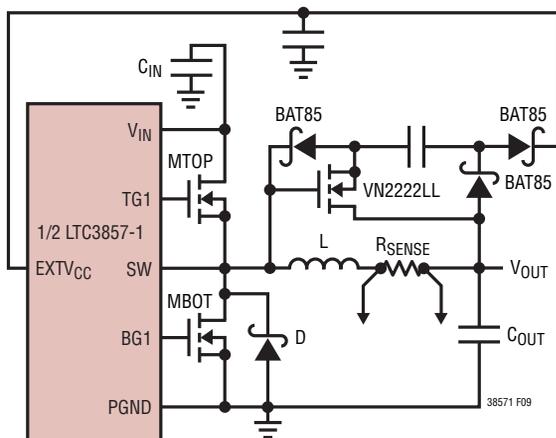


図9. EXT<sub>VCC</sub>の容量性チャージポンプ

トップサイドMOSFETドライバの電源(C<sub>B</sub>、D<sub>B</sub>)

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<sub>B</sub>)は、トップサイドMOSFETにゲートドライブ電圧を供給します。SWピンが“L”のとき、「機能図」のコンデンサC<sub>B</sub>がINT<sub>VCC</sub>から外部ダイオードD<sub>B</sub>を通して充電されます。トップサイドMOSFETの1つをオンさせるとき、ドライバはそのMOSFETのゲート-ソース間にC<sub>B</sub>の電圧を印加します。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<sub>IN</sub>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<sub>BOOST</sub> = V<sub>IN</sub> + V<sub>INTVCC</sub>)。昇圧コンデンサ(C<sub>B</sub>)の値としてはトップサイドMOSFETの全入力容量の100倍が必要です。外部ショットキー・ダイオードの逆ブレイクダウン電圧はV<sub>IN(MAX)</sub>より大きくなければなりません。

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。

## フォールト状態:電流制限と電流フォールドバック

LTC3857-1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。出力電圧がその公称出力レベルの70%より下に下がると、最大検出電圧がその最大選択値の約半分まで徐々に低下します。デューティサイクルが非常に低いときの短絡状態では、LTC3857-1は短絡電流を制限するためにサイクル・スキップを開始します。この状況ではボトムMOSFETが大半の電力を消費しますが、通常動作時よりも少なくなります。短絡時のリップル電流は、次式のように、LTC3857-1の最小オン時間t<sub>ON(MIN)</sub>(約90ns)、入力電圧、およびインダクタ値によって決まります。

$$\Delta I_{L(SC)} = t_{ON(MIN)} \left( \frac{V_{IN}}{L} \right)$$

その結果生じる平均短絡電流は次式で与えられます。

$$I_{SC} = 50\% \cdot I_{LIM(MAX)} - \frac{1}{2} \Delta I_{L(SC)}$$

## フォールト状態:過電圧保護(クローバ)

過電圧クローバは、レギュレータの出力電圧が公称レベルより大幅に高くなるとシステムの入力ヒューズを溶断するように設計されています。コントローラが動作中に短絡が発生すると、このクローバによって大きな電流が流れてヒューズが溶断し、トップMOSFETが短絡しないよう保護します。

コンパレータが出力の過電圧状態をモニタします。コンパレータは公称出力電圧の10%上より高いフォールトを検出します。この状態が検出されると、過電圧状態が解消されるまでトップMOSFETがオフし、ボトムMOSFETがオンします。ボトムMOSFETは過電圧状態が続く限りオンしたままです。V<sub>OUT</sub>が安全なレベルに回復すると、正常動作が自動的に再開されます。

トップMOSFETが短絡すると大電流が流れ、システムのヒューズが切れます。トップMOSFETにリークが生じていても、スイッチング・レギュレータはリークに応じてデューティサイクルを調整して適切に出力を安定化します。

## 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

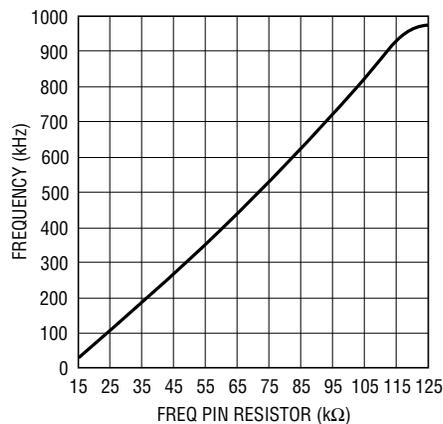
LTC3857-1には位相周波数検出器、ローパス・フィルタおよび電圧制御発振器 (VCO) で構成される内部フェーズロック・ループ (PLL) が備わっています。これにより、コントローラ1のトップMOSFETのターンオンを、PLLIN/MODEピンに与えられた外部クロック信号の立上りエッジにロックさせることができます。したがって、コントローラ2のトップMOSFETのターンオンは、外部クロックに対して180度位相がずれます。位相検出器はエッジに反応するデジタル・タイプで、外部発振器と内部発振器の位相のずれをゼロ度にします。このタイプの位相検出器は、外部クロックの高調波に誤ってロックすることがあります。

外部クロックの周波数が内部発振器の周波数 ( $f_{OSC}$ ) より高いと、電流が位相検出器の出力から連続的にソースされ、VCO入力を引き上げます。外部クロックの周波数が  $f_{OSC}$  より低いと、電流は連続的にシンクされ、VCO入力を引き下げます。外部周波数と内部周波数が等しいが位相が異なると、位相差に対応した時間だけ電流源がオンします。VCO入力の電圧は、内部発信器と外部発振器の位相と周波数が等しくなるまで調整されます。安定した動作点では、位相検出器の出力は高インピーダンスになり、内部フィルタ・コンデンサ (CLP) が VCO入力の電圧を保持します。

LTC3857-1は周波数がLTC3857-1の内部VCOの範囲 (公称 55kHz~1MHz) の外部クロックにだけ同期することができることに注意してください。これは75kHz~850kHzとなることが保証されています。

外部クロック入力 (PLLIN/MODEピンの) “H” のスレッシュヨルドは標準で1.6V、“L” のスレッシュヨルドは1.1Vです。

高速フェーズロックは、FREQピンを使用して望みの同期周波数に近い自走周波数を設定することにより実現できます。



38571 F10

図10. 発振器周波数とFREQピンの抵抗値の関係

VCOの入力電圧は、FREQピンによって設定される周波数に相当する周波数にプリバイアスされます。プリバイアスされると、PLLがフェーズロックと同期を実現するのに必要なのは周波数のわずかな調整だけです。自走周波数を外部クロック周波数に近づける必要はありませんが、近づけることにより、動作周波数がPLLのロックする広範囲の周波数から外れるのを防ぎます。

FREQピンを使用できる異なった状態を表2に示します。

表2

FREQピン	PLLIN/MODEピン	周波数
0V	DC電圧	350kHz
INTV <sub>CC</sub>	DC電圧	535kHz
抵抗	DC電圧	50kHz~900kHz
上のどれか	外部クロック	外部クロックにフェーズロック

## アプリケーション情報

## 最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC3857-1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ため、以下の注意が必要です。

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

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。

LTC3857-1の最小オン時間は約95nsです。ただし、ピーク検出電圧が減少すると、最小オン時間は約130nsまで徐々に増加します。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。

## 効率に関する検討事項

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すべての要素で損失が生じますが、LTC3857-1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<sub>CC</sub>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入力電源電流であり、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<sub>CC</sub>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<sub>CC</sub>からグラウンドに微小電荷(dQ)が移動します。それによって生じるdQ/dtはINTV<sub>CC</sub>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。

出力から得られる電源からEXTV<sub>CC</sub>を介してINTV<sub>CC</sub>に電力を供給すると、ドライバおよび制御回路に必要な $V_{IN}$ 電流は、(デューティサイクル)/(効率)を比例係数にして減少します。たとえば、20Vから5Vのアプリケーションでは、10mAのINTV<sub>CC</sub>電流は約2.5mAの $V_{IN}$ 電流になります。これによって、中間電流損失が(ドライバが $V_{IN}$ から直接電力を供給されている場合の)10%以上からわずかに数パーセントに減少します。

3.  $I^2R$ 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、および入力と出力のコンデンサのESR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、 $R_{SENSE}$ およびESRを加算するだけで $I^2R$ 損失を求めることができます。たとえば、各 $R_{DS(ON)} = 30m\Omega$ 、 $R_L = 50m\Omega$ 、 $R_{SENSE} = 10m\Omega$ 、および $R_{ESR} = 40m\Omega$ (入力容量と出力容量の両方の損失の和)であれば、全抵抗は130m $\Omega$ です。この結果、5V出力では出力電流が1Aから5Aまで増加すると損失は3%~13%の範囲になり、3.3V出力では4%~20%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。

## アプリケーション情報

4. 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。

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

銅トレースや内部バッテリー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非常に重要です。内部バッテリー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20mΩ~50mΩの最小20μF~40μFの容量を必要とします。LTC3857-1の2フェーズ・アーキテクチャでは、必要な入力容量は標準で競合製品の半分になります。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%未満にしかありません。

### 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反応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。また、 $\Delta I_{LOAD}$ により、 $C_{OUT}$ が充電または放電を開始して帰還誤差信号を生じ、レギュレータが電流変化に適応して $V_{OUT}$ をその定常状態の値に戻すように強制します。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グングが発生しないか $V_{OUT}$ をモニタすることができます。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。 $I_{TH}$ ピンが備わっているため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、立上り時間、およびセtring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

立上り時間を調べることにより、帯域幅も推定できます。図13の回路に示されている $I_{TH}$ ピンの外付け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。

$I_{TH}$ 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。立上り時間が1μs~10μs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 $I_{TH}$ 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抵抗負荷とパワー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がない場合があるため、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、 $I_{TH}$ 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tring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(>1μF)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。負荷スイッチの抵抗が低く、しかも瞬間的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。 $C_{LOAD}$ 対 $C_{OUT}$ の比率が1:50より大きい場合は、スイッチの立上り時間

## アプリケーション情報

を制御して、負荷の立上り時間を約 $25 \cdot C_{LOAD}$ に制限しなければなりません。したがって、 $10\mu\text{F}$ のコンデンサでは $250\mu\text{s}$ の立上り時間が必要で、充電電流は約 $200\text{mA}$ に制限されます。

## 設計例

3チャンネルの場合の設計例として、 $V_{IN} = 12\text{V}$  (公称)、 $V_{IN} = 22\text{V}$  (最大)、 $V_{OUT} = 3.3\text{V}$ 、 $I_{MAX} = 6\text{A}$ 、 $V_{SENSE(MAX)} = 50\text{mV}$  および  $f = 350\text{kHz}$  と仮定します。

30%のリプル電流を仮定して、まずインダクタンス値を選択します。リプル電流の最大値は最大入力電圧で発生します。FREQピンをGNDに接続すると、 $350\text{kHz}$ 動作になります。30%のリプル電流の場合、最小インダクタンスは次式のとおりです。

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

$3.9\mu\text{H}$ のインダクタは29%のリプル電流を発生します。ピーク・インダクタ電流は、最大DC値にリプル電流の半分を加えた値(つまり $6.88\text{A}$ )になります。リプル電流を増やすと、 $95\text{ns}$ の最小オン時間に違反しないようにするのも寄与します。最小オン時間は以下のとおり最大 $V_{IN}$ で発生します。

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)} \cdot f} = \frac{3.3\text{V}}{22\text{V}(350\text{kHz})} = 429\text{ns}$$

等価 $R_{SENSE}$ 抵抗値は、最大電流検出スレッショルド( $43\text{mV}$ )の最小値を使って計算することができます。

$$R_{SENSE} \leq \frac{43\text{mV}}{6.88\text{A}} = 0.006\Omega$$

1%抵抗を選択すると、 $R_A = 25\text{k}$ および $R_B = 80.6\text{k}$ のとき出力電圧は $3.33\text{V}$ になります。

トップサイドMOSFETの電力損失は容易に推定できます。FairchildのFDS6982SデュアルMOSFETを選択すると、 $R_{DS(ON)} = 0.035\Omega/0.022\Omega$ 、 $C_{MILLER} = 215\text{pF}$ となります。T(概算値) =  $50^\circ\text{C}$ で最大入力電圧の場合、次のようになります。

$$P_{MAIN} = \frac{3.3\text{V}}{22\text{V}} (6\text{A})^2 [1 + (0.005)(50^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C})] \\ (0.035\Omega) + (22\text{V})^2 \frac{6\text{A}}{2} (2.5\Omega)(215\text{pF}) \cdot \\ \left[ \frac{1}{5\text{V} - 2.3\text{V}} + \frac{1}{2.3\text{V}} \right] (350\text{kHz}) = 433\text{mW}$$

グランドへの短絡によって、次のフォールドバック電流が流れます。

$$I_{SC} = \frac{25\text{mV}}{0.006\Omega} - \frac{1}{2} \left( \frac{95\text{ns}(22\text{V})}{3.9\mu\text{H}} \right) = 3.9\text{A}$$

ただし、 $R_{DS(ON)}$ は標準的な値で、 $\delta = (0.005/^\circ\text{C})(25^\circ\text{C}) = 0.125$ です。その結果生じるボトムMOSFETの電力損失は次のとおりです。

$$P_{SYNC} = (3.9\text{A})^2 (1.125)(0.022\Omega) = 376\text{mW}$$

これは最大負荷状態での値より小さい値です。

$C_{IN}$ は、このチャンネルだけが動作しているものと仮定して、全動作温度で最低 $3\text{A}$ のRMS電流定格のものを選択します。出力リップルを下げるために、ESRが $0.02\Omega$ の $C_{OUT}$ を選択します。連続モードでの出力リップルは入力電圧が最大のときに最大になります。ESRによる出力電圧リップルはおおよそ次のとおりです。

$$V_{ORIPPLE} = R_{ESR} (\Delta I_L) = 0.02\Omega (1.75\text{A}) = 35\text{mV}_{P-P}$$

## アプリケーション情報

### 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、このデバイスが正しく動作するようにします。これらの項目は図11のレイアウト図にも示してあります。図12には、連続モードで動作している2フェーズ同期レギュレータの各部における電流波形を示します。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1. NチャンネルMOSFETのMTOP1とMTOP2は互いに1cm以内に配置され、 $C_{IN}$ で共通ドレイン接続されていますか。2つのチャンネルの入力デカップリングを分割すると大きな共振ループが形成されることがあるので、入力デカップリングは分割しないでください。
2. 信号グラウンドと電源グラウンドは分離されていますか。1つにまとめたこのデバイスの信号グラウンド・ピンと $C_{INTVCC}$ のグラウンド・リターンは、1つにまとめた $C_{OUT}$ の(-)端子に戻す必要があります。トップNチャンネルMOSFET、ショットキー・ダイオードおよび $C_{IN}$ コンデンサで形成される経路は、リードとPCトレースを短くします。コンデンサは互いに隣接させ、また上記のショットキー・ループからは離して配置し、出力コンデンサの(-)端子と入力コンデンサの(-)端子を可能な限り近づけて接続してください。
3. LTC3857-1の $V_{FB}$ ピンの抵抗分割器は $C_{OUT}$ の(+)端子に接続されていますか。抵抗分割器は $C_{OUT}$ の(+)端子と信号グラウンドの間に接続する必要があります。帰還抵抗は入力コンデンサからの大電流入力部に沿って配線しないでください。
4.  $SENSE^-$ と $SENSE^+$ は最小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デバイスに近づけて配置します。 $SENSE$ 抵抗にはケルビン接続を使って精密な電流検出を保証します。
5.  $INTV_{CC}$ デカップリング・コンデンサはデバイスの近くで $INTV_{CC}$ ピンと電源ピンの間に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。1 $\mu$ Fセラミック・コンデンサを1個 $INTV_{CC}$ ピンとPGNDピンに隣接して追加すると、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(SW1、SW2)、トップ・ゲート・ノード(TG1、TG2)、およびブースト・ノード(BOOST1、BOOST2)を敏感な小信号ノード、特に反対側のチャンネルの電圧検出帰還ピンおよび電流検出帰還ピンから離してください。これらすべてのノードの信号は非常に大きく高速で変化するので、LTC3857-1の「出力側」に置き、基板のトレース面積を最小限にします。

7. 改良型の「スター・グラウンド」手法を使います。これは、入力コンデンサおよび出力コンデンサと同じ基板の側にある低インピーダンスの大きな銅領域の中央接地点で、ここに $INTV_{CC}$ デカップリング・コンデンサのボトム側、電圧帰還抵抗分割器のボトム、およびデバイスのSGNDピンを接続します。

### PCボード・レイアウトのデバッグ

最初、片方のコントローラだけオンします。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ーすると有益です。出力スイッチング・ノード(SWピン)をモニター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。ドロップアウト状態までの入力電圧範囲にわたって、さらに出力負荷が低電流動作スレッシュホールド(標準でBurst Mode動作の最大設計電流レベルの15%)より下に下がるまで動作周波数が保たれなければなりません。

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ければ、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。両方のコントローラを同時にオンするのは必ず各コントローラの個々の性能をチェックした後にしてください。特に条件の厳しい動作領域は、片方のコントローラ・チャンネルが電流コンパレータのトリップ点に近づいているときに他方のチャンネルがトップMOSFETをオンするときです。これは内部クロックの位相同期のために、どちらかのチャンネルのデューティサイクルが50%付近のとき発生し、デューティサイクルの小さなジッタを引き起こす可能性があります。

## アプリケーション情報

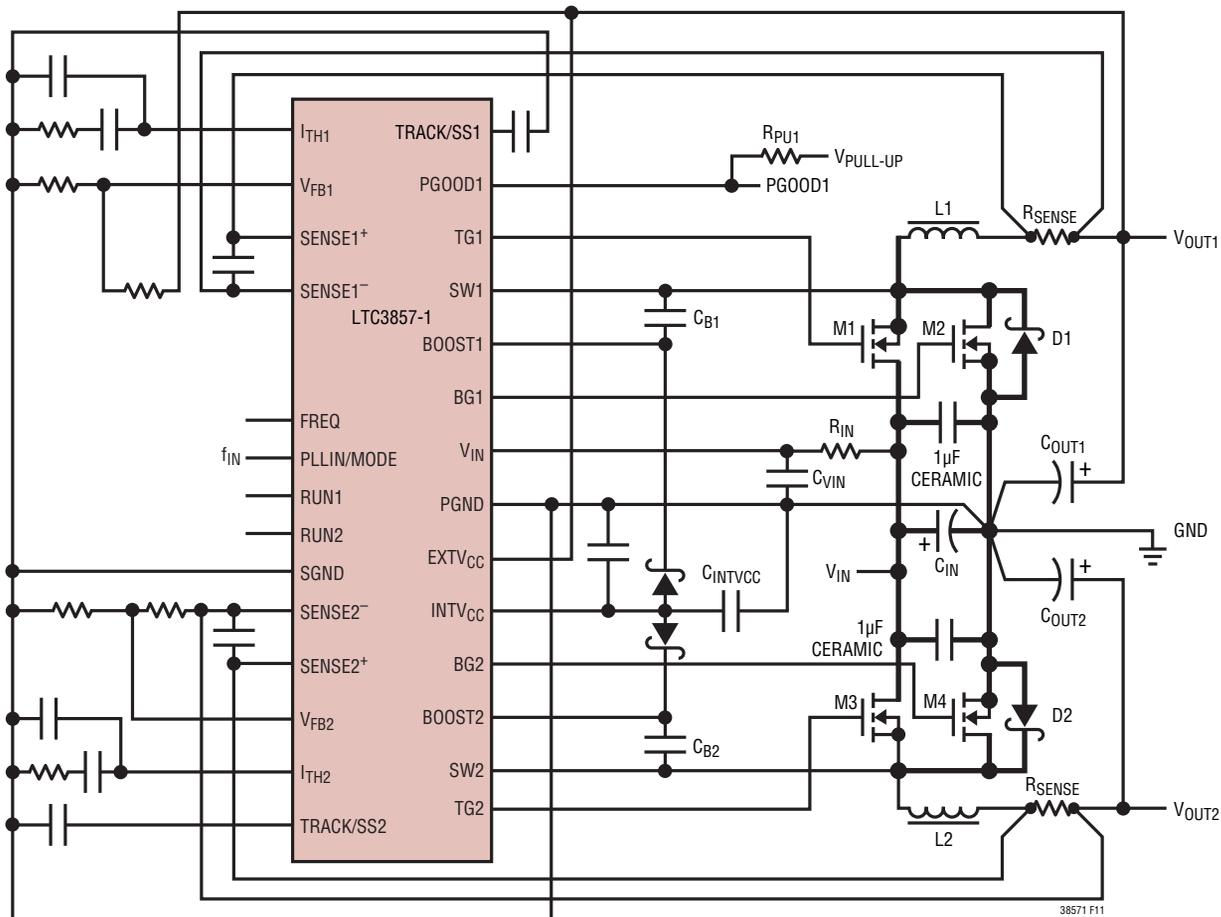


図11. 推奨プリント回路レイアウト図

$V_{IN}$ を公称レベルから下げて、ドロップアウト状態のレギュレータ動作を検証します。出力をモニタしながらさらに $V_{IN}$ を下げて動作を確認し、低電圧ロックアウト回路の動作をチェックします。

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

## アプリケーション情報

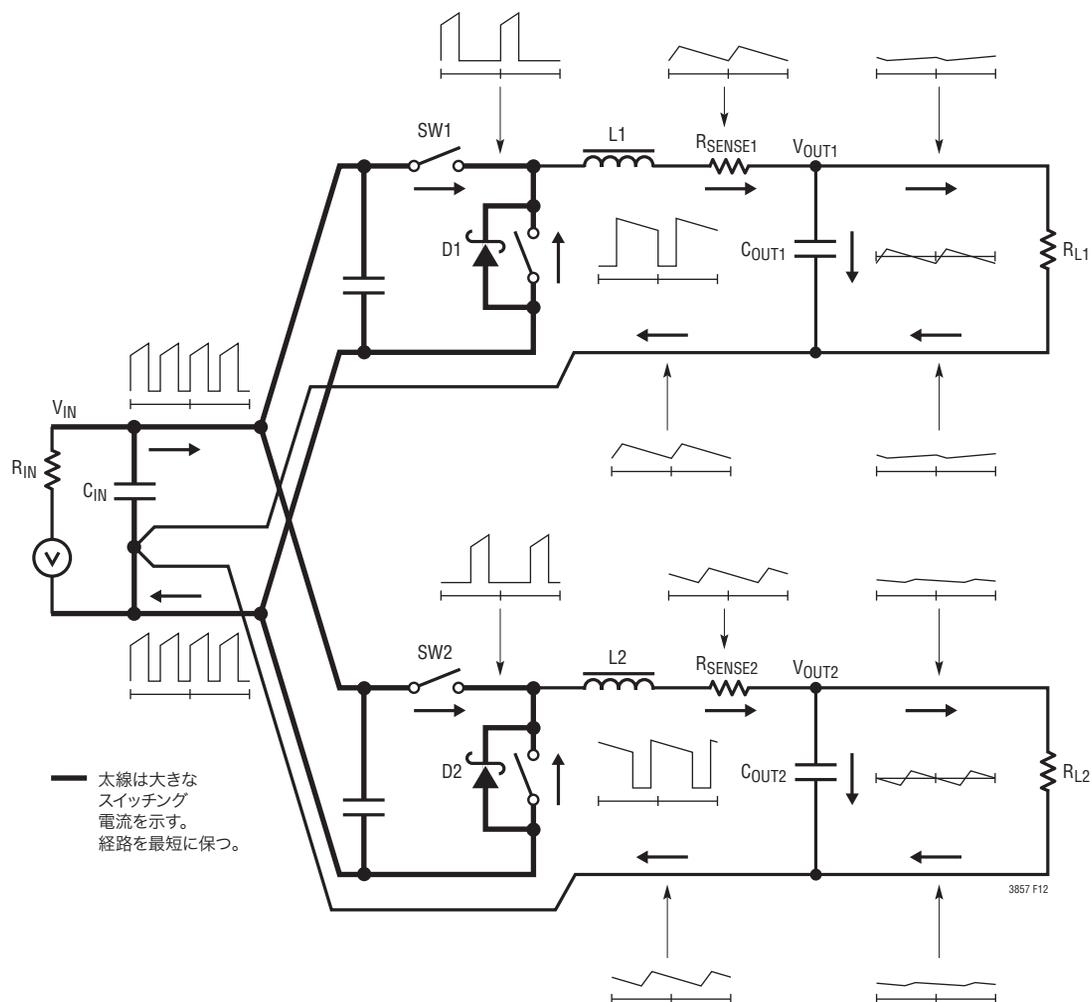


図12. ブランチ電流の波形

部品とデバイスのSGND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。

電流検出のリード線を逆方向に接続した場合、その他の点ではスイッチング・レギュレータが正しく動作するため、かえって見逃すおそれのある厄介な問題が生じます。このような不適

切な接続状態でも出力電圧は維持されますが、電流モード制御の利点は実現されません。電圧ループの補償は部品選択に対してはるかに敏感です。この現象は電流センス抵抗を一時的に短絡して調べることができます。センス抵抗を短絡してもレギュレータは出力電圧の制御を維持しますので心配はありません。

## 標準的応用例

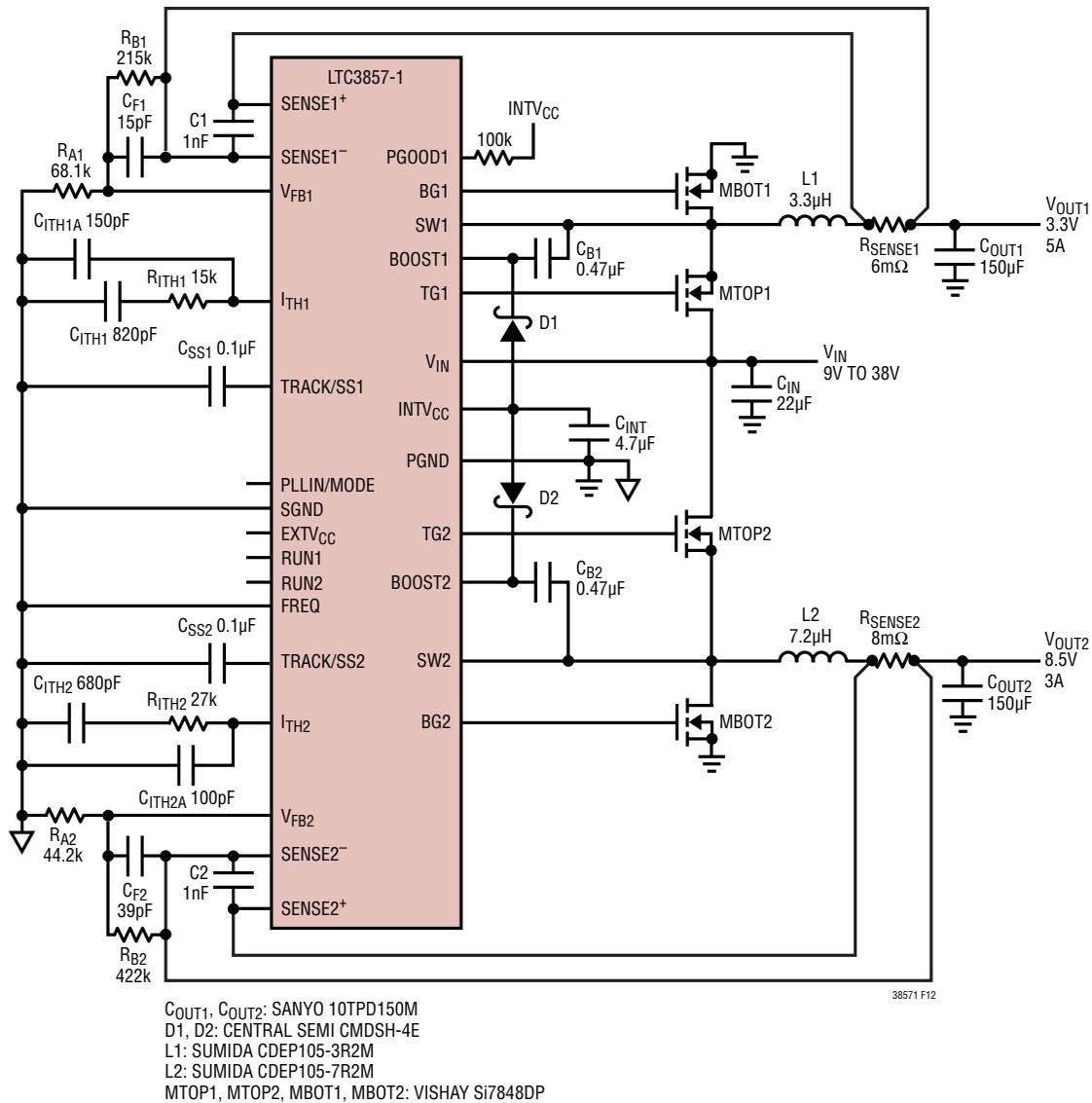
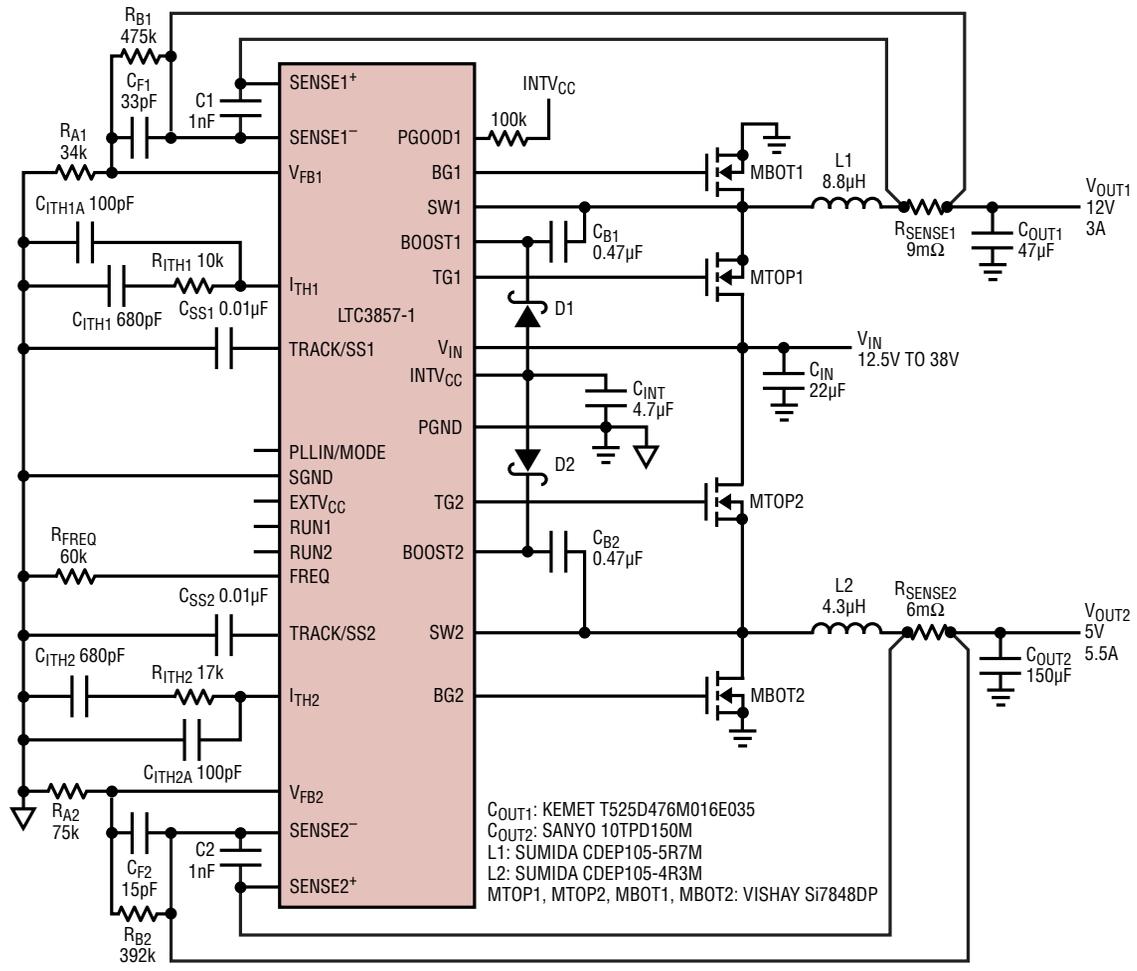


図13. 高効率デュアル3.3V/8.5V降圧コンバータ



## 標準的応用例

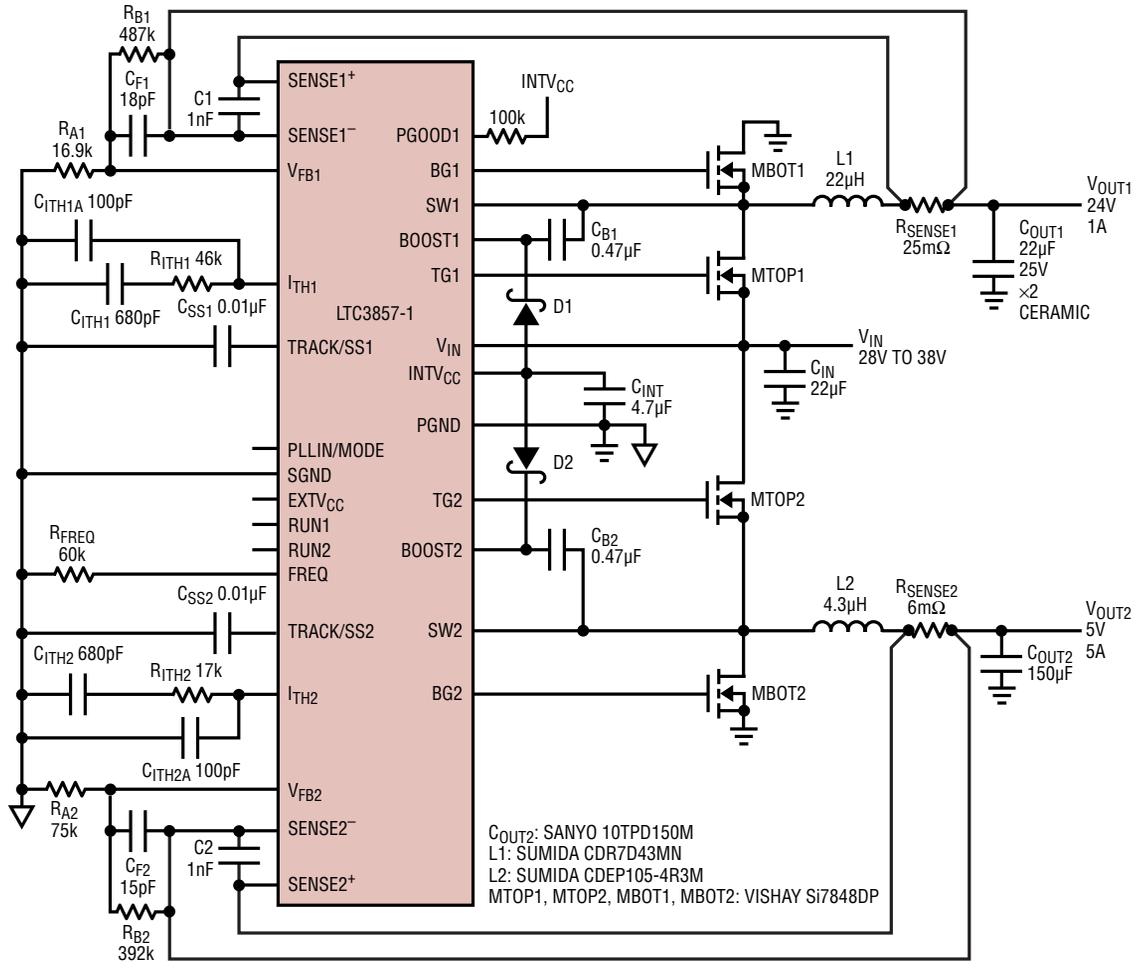
### 高効率デュアル12V/5V降圧コンバータ



38571 TA03

標準的応用例

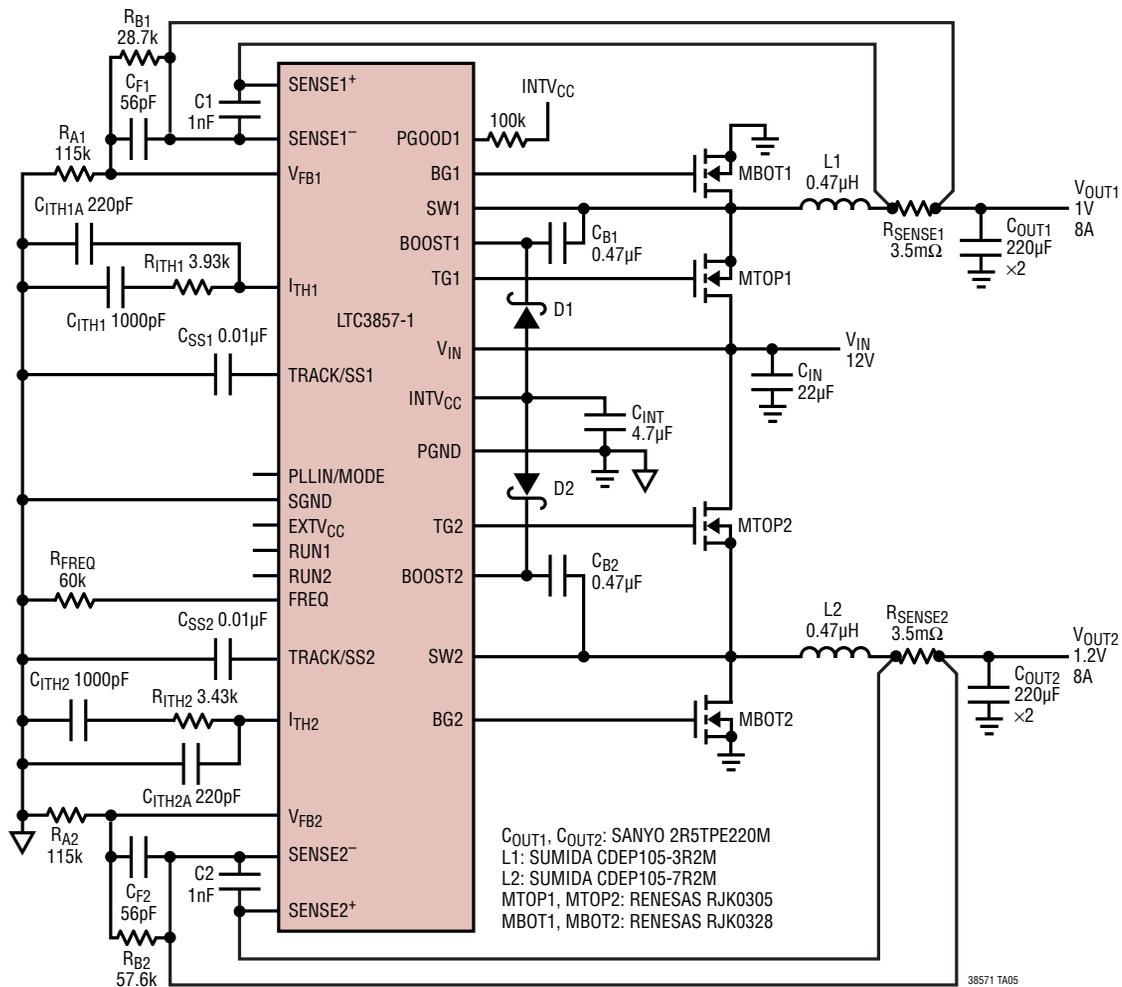
高効率デュアル24V/5V降圧コンバータ



38571 TA04

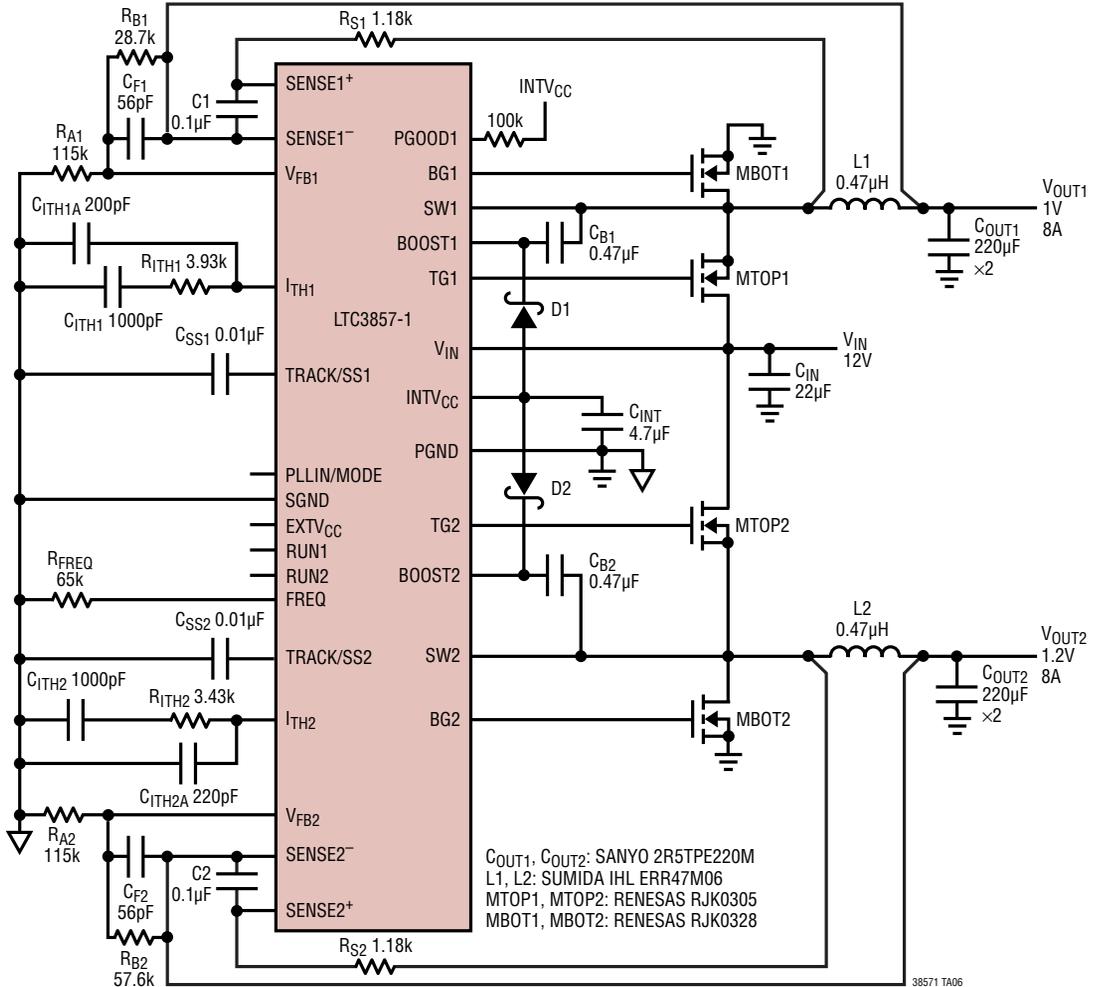
## 標準的応用例

### 高効率デュアル1V/1.2V降圧コンバータ



標準的応用例

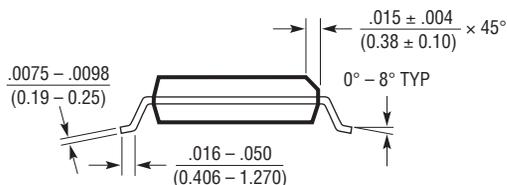
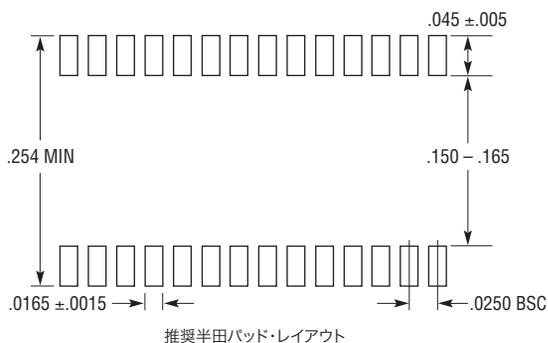
インダクタのDCRによる電流検出付き高効率デュアル1V/1.2V降圧コンバータ



## 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。

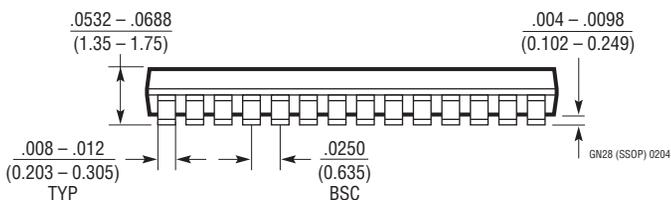
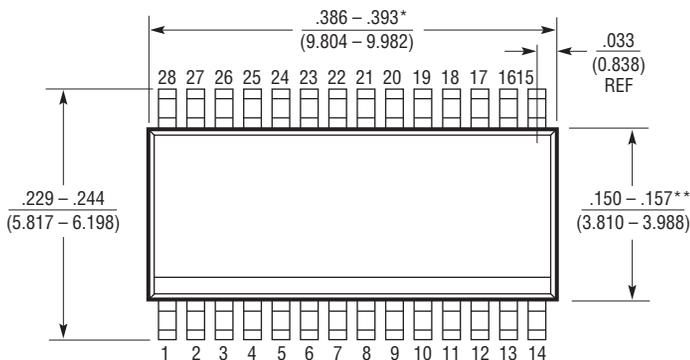
### GNパッケージ 28ピン・プラスチックSSOP(細型0.150インチ) (Reference LTC DWG # 05-08-1641)



NOTE:

1. 標準寸法: インチ
2. 寸法は  $\frac{\text{インチ}}{\text{ミリメートル}}$
3. 図は実寸とは異なる

- \* 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0.006" (0.152mm) を超えないこと
- \*\* 寸法にはリード間のバリを含まない  
リード間のバリは各サイドで0.010" (0.254mm) を超えないこと

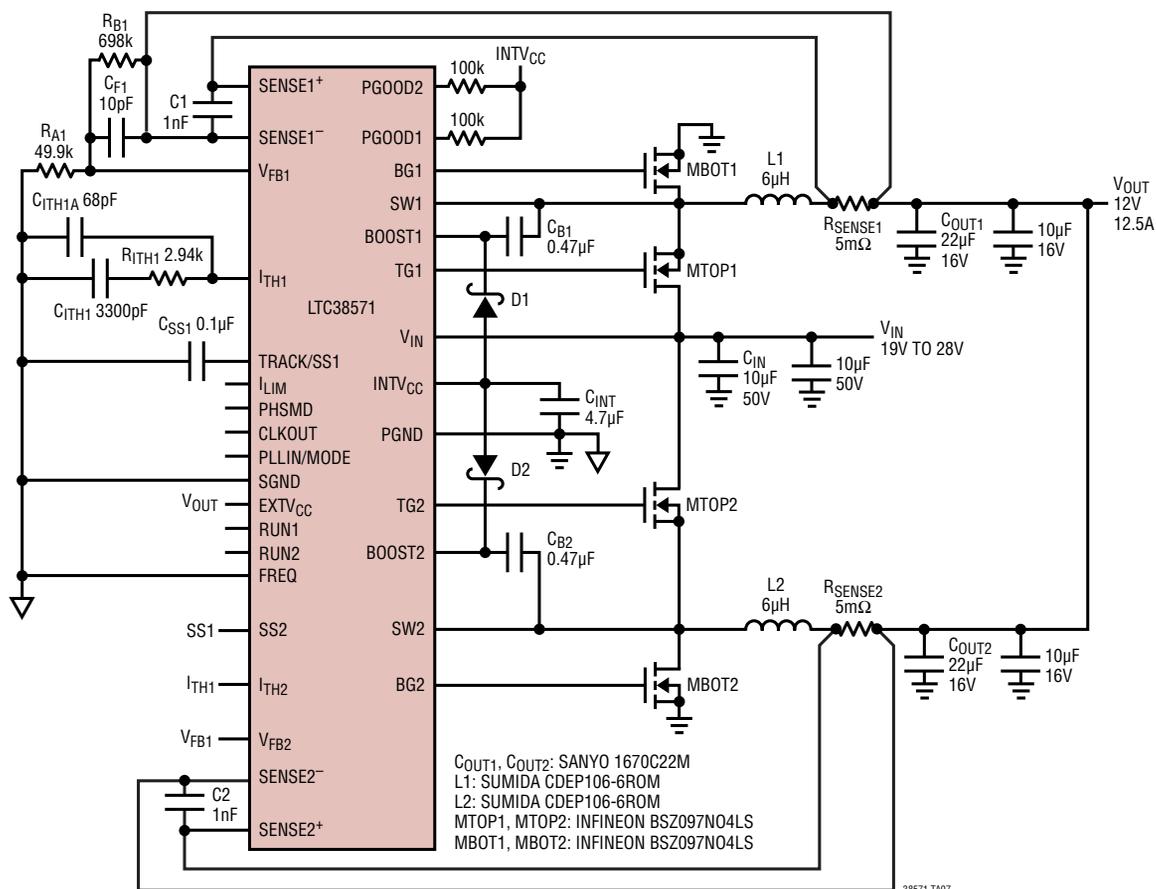


## 改訂履歴 (Rev Aよりスタート)

REV	日付	概要	ページ番号
A	12/09	「絶対最大定格」を変更 「電気的特性」を変更 「標準的性能特性」を変更 「ピン機能」を変更 「動作」セクションの文章変更 「アプリケーション情報」セクションの文章変更 表2を変更 図11を変更 「関連製品」を変更	2 3、4 6 8、9 11、12、13 21、22、23、26 23 28 38
B	12/10	「電気的特性」を変更 グラフG07を変更 最終頁に「標準的応用例」を追加し、「関連製品」を更新	3、4 5 38
C	1/12	I <sub>Q</sub> 仕様にV <sub>FB</sub> 条件を追加 VPG仕様の条件のV <sub>FB</sub> をV <sub>FB1</sub> に変更 「軽負荷電流動作」セクションで80μAを65μAに変更 「SENSE <sup>+</sup> ピンとSENSE <sup>-</sup> ピン」セクションで24Vを28Vに変更	3 4 12 15

## 標準的応用例

### 高効率2フェーズ12V/150W降圧コンバータ



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3859	低I <sub>Q</sub> 、トリプル出力、同期整流式降圧/昇降圧DC/DCコントローラ	コールドクランク時にも出力(≥5V)がレギュレーション状態を維持、2.5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 38V、V <sub>OUT</sub> (BUCK): 最大24V、V <sub>OUT</sub> (BOOST): 最大60V、I <sub>Q</sub> = 55μA
LTC3868/LTC3868-1	99%デューティサイクルの低I <sub>Q</sub> 、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 ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 24V、0.8V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 14V、I <sub>Q</sub> = 170μA
LTC3858/LTC3858-1	99%デューティサイクルの低I <sub>Q</sub> 、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 ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 38V、0.8V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 24V、I <sub>Q</sub> = 170μA
LTC3890/LTC3890-1	60V、99%デューティサイクルの低I <sub>Q</sub> 、デュアル、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 ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 60V、0.8V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 24V、I <sub>Q</sub> = 50μA
LTC3834/LTC3834-1	低I <sub>Q</sub> 、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 ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 36V、0.8V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 10V、I <sub>Q</sub> = 30μA
LTC3835/LTC3835-1	低I <sub>Q</sub> 、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 ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 36V、0.8V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 10V、I <sub>Q</sub> = 80μA
LT3845	低I <sub>Q</sub> 、高電圧同期整流式降圧DC/DCコントローラ	調整可能な固定動作周波数: 100kHz~500kHz、4V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 60V、1.23V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 36V、I <sub>Q</sub> = 120μA、TSSOP-16
LTC3824	100%デューティサイクルの低I <sub>Q</sub> 、高電圧DC/DCコントローラ	選択可能な固定動作周波数: 200kHz~600kHz、4V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 60V、0.8V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ V <sub>IN</sub> 、I <sub>Q</sub> = 40μA、MSOP-10E

38571fc