

# 同期整流式 降圧スイッチング・ レギュレータ・コントローラ

## 特長

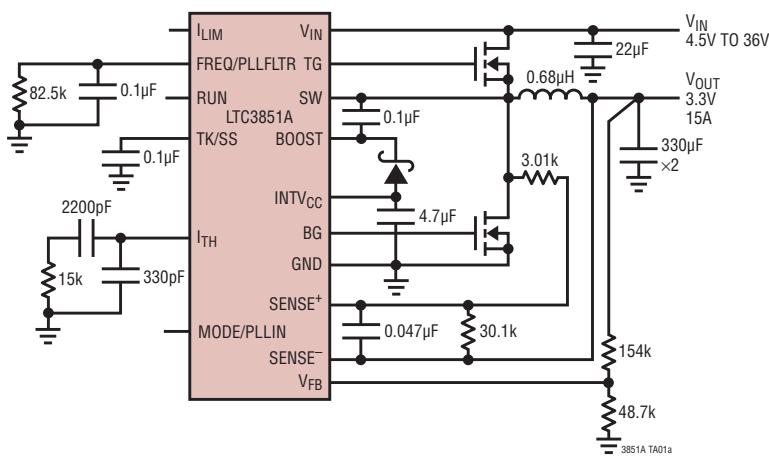
- 広い  $V_{IN}$  範囲: 4V ~ 38V 動作
- $R_{SENSE}$  または  $DCR$  による電流検出
- $\pm 1\%$  の出力電圧精度
- フェーズロック可能な固定周波数: 250kHz ~ 750kHz
- デュアル N チャンネル MOSFET 同期ドライブ
- 低損失動作: 99% デューティ・サイクル
- 出力電圧のソフトスタートまたはトラッキングを調整可能
- 出力電流フォールドバック制限
- 出力過電圧保護
- 5V レギュレータを内蔵
- OPTI-LOOP® 補償により、 $C_{OUT}$  を最小化
- 軽負荷時に連続動作、パルス・スキップ動作、  
BurstMode® 動作のいずれかを選択可能
- シャットダウン時の低消費電流: 20µA
- $V_{OUT}$  範囲: 0.8V ~ 5.5V
- 熱特性が改善された 16 ピン MSOP、16 ピン細型 SSOP  
または 3mm × 3mm QFN パッケージ

## アプリケーション

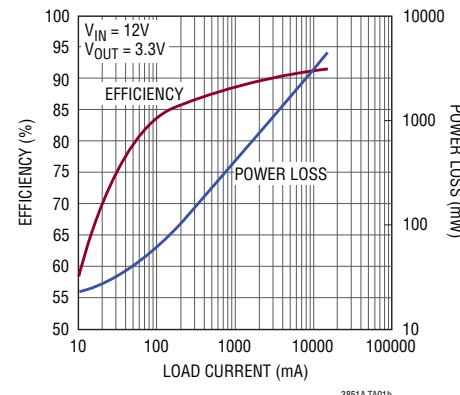
- 車載システム
- テレコム・システム
- 産業用機器
- DC 配電システム

## 標準的応用例

高効率、同期整流式降圧コンバータ



効率および電力損失  
と負荷電流

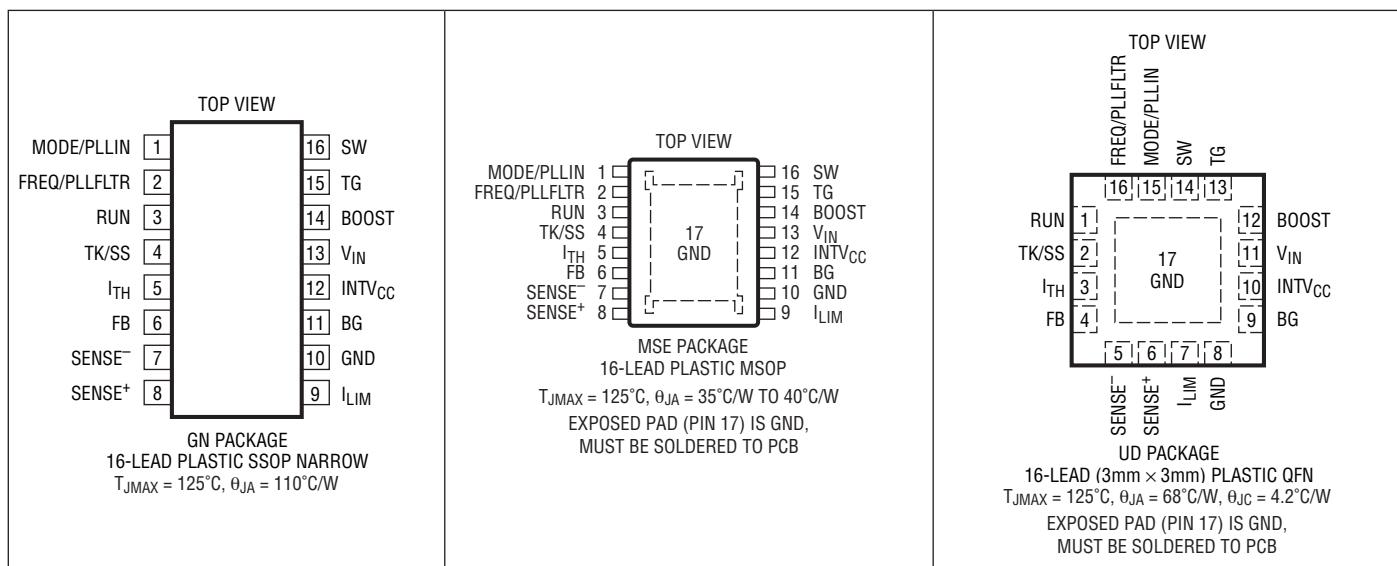


3851afa

## 絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 (V <sub>IN</sub> )	40V ~ -0.3V	INTV <sub>CC</sub> のピーク出力電流	50mA
トップサイド・ドライバ電圧 (BOOST)	46V ~ -0.3V	動作接合部温度範囲 (Note 2, 3)	
スイッチの電圧 (SW)	40V ~ -5V	Eグレード、Iグレード	-40°C ~ 125°C
INTV <sub>CC</sub> 、(BOOST - SW)、RUN	6V ~ -0.3V	Hグレード	-40°C ~ 150°C
TK/SS、I <sub>LIM</sub>	INTV <sub>CC</sub> ~ -0.3V	MPグレード	-55°C ~ 150°C
SENSE <sup>+</sup> 、SENSE <sup>-</sup>	6V ~ -0.3V	保存温度範囲	-65°C ~ 150°C
MODE/PLLIN、FREQ/PLLFLTR	INTV <sub>CC</sub> ~ -0.3V	リード温度(半田付け、10秒)	
I <sub>TH</sub> 、V <sub>FB</sub> の電圧	3V ~ -0.3V	GN/MSE	300°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
LTC3851AEGN#PBF	LTC3851AEGN#TRPBF	3851A	16-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LTC3851AIGN#PBF	LTC3851AIGN#TRPBF	3851A	16-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LTC3851AEMSE#PBF	LTC3851AEMSE#TRPBF	3851A	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3851AIMSE#PBF	LTC3851AIMSE#TRPBF	3851A	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3851AHMSE#PBF	LTC3851AHMSE#TRPBF	3851A	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°C
LTC3851AMPMSE#PBF	LTC3851AMPMSE#TRPBF	3851A	16-Lead Plastic MSOP	-55°C to 150°C
LTC3851AEUD#PBF	LTC3851AEUD#TRPBF	LFPZ	16-Lead (3mm x 3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3851AIUD#PBF	LTC3851AIUD#TRPBF	LFPZ	16-Lead (3mm x 3mm) Plastic QFN	-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。\* 温度等級は出荷時のコンテナのラベルで識別されます。  
鉛ベースの非標準仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

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

## 電気的特性

●は規定された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 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
メイン制御ループ							
$V_{IN}$	Operating Input Voltage Range		●	4	38	V	
$V_{FB}$	Regulated Feedback Voltage	$I_{TH} = 1.2\text{V}$ (Note 4) $0^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$ $I_{TH} = 1.2\text{V}$ (Note 4) $-40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$ $I_{TH} = 1.2\text{V}$ (Note 4) $-40^\circ\text{C}$ to $150^\circ\text{C}$ $I_{TH} = 1.2\text{V}$ (Note 4) $-55^\circ\text{C}$ to $150^\circ\text{C}$	● ● ● ●	0.792 0.788 0.788 0.788	0.800 0.812 0.812 0.812	0.808 0.812 0.812 0.812	V
$I_{FB}$	Feedback Current	(Note 4)			-10 -50	nA	
$V_{REFLNREG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 6\text{V}$ to $38\text{V}$ (Note 4)			0.002 0.02	%/V	
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 4) Measured in Servo Loop, $\Delta I_{TH} = 1.2\text{V}$ to $0.7\text{V}$ (Note 4) Measured in Servo Loop, $\Delta I_{TH} = 1.2\text{V}$ to $0.7\text{V}$ (H-Grade, MP-Grade)	● ●	0.01 0.2	0.1 %	%	
		(Note 4) Measured in Servo Loop, $\Delta I_{TH} = 1.2\text{V}$ to $1.6\text{V}$ (Note 4) Measured in Servo Loop, $\Delta I_{TH} = 1.2\text{V}$ to $1.6\text{V}$ (H-Grade, MP-Grade)	● ●	-0.01 -0.2	-0.1 %	%	
$g_m$	Transconductance Amplifier $g_m$	$I_{TH} = 1.2\text{V}$ , Sink/Source = $5\mu\text{A}$ (Note 4)			2	mmho	
$g_m$ GBW	Transconductance Amp Gain Bandwidth	$I_{TH} = 1.2\text{V}$ (Note 8)			3	MHz	
$I_Q$	Input DC Supply Current Normal Mode Shutdown	(Note 5) $V_{RUN} = 5\text{V}$ $V_{RUN} = 0\text{V}$			1.2 25 50	mA $\mu\text{A}$	
UVLO	Undervoltage Lockout on $\text{INTVCC}$	$V_{\text{INTVCC}}$ Ramping Down			3.25	V	
UVLO Hys	UVLO Hysteresis				0.4	V	
$V_{OVL}$	Feedback Overvoltage Lockout	$V_{FB}$ with Respect to Set Regulated Voltage $V_{FB}$ Ramping Positive (OV)		7.5 10	12.5	%	
$I_{SENSE}$	SENSE Pins Current				$\pm 1$ $\pm 2$	$\mu\text{A}$	
$I_{TK/SS}$	Soft-Start Charge Current	$V_{TK/SS} = 0\text{V}$		0.6	1 2	$\mu\text{A}$	
$V_{RUN}$	RUN Pin On—Threshold	$V_{RUN}$ Rising	●	1.10	1.22 1.35	V	
$V_{RUNHYS}$	RUN Pin On—Hysteresis				120	mV	
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{FB} = 0.7\text{V}$ , $V_{SENSE} = 3.3\text{V}$ , $I_{LIM} = 0\text{V}$ $V_{FB} = 0.7\text{V}$ , $V_{SENSE} = 3.3\text{V}$ , $I_{LIM} = 0\text{V}$ (H-/MP-Grade) $V_{FB} = 0.7\text{V}$ , $V_{SENSE} = 3.3\text{V}$ , $I_{LIM} = \text{Float}$ $V_{FB} = 0.7\text{V}$ , $V_{SENSE} = 3.3\text{V}$ , $I_{LIM} = \text{Float}$ (H-/MP-Grade) $V_{FB} = 0.7\text{V}$ , $V_{SENSE} = 3.3\text{V}$ , $I_{LIM} = \text{INTVCC}$ $V_{FB} = 0.7\text{V}$ , $V_{SENSE} = 3.3\text{V}$ , $I_{LIM} = \text{INTVCC}$ (H-/MP-Grade)	● ● ● ● ● ●	20 15 40 35 65 60	30 45 53 70 80 95 100	mV	
TG R <sub>UP</sub>	TG Driver Pull-Up On-Resistance	TG High			2.2	$\Omega$	
TG R <sub>DOWN</sub>	TG Driver Pull-Down On-Resistance	TG Low			1.2	$\Omega$	
BG R <sub>UP</sub>	BG Driver Pull-Up On-Resistance	BG High			2.1	$\Omega$	
BG R <sub>DOWN</sub>	BG Driver Pull-Down On-Resistance	BG Low			1.1	$\Omega$	
TG t <sub>r</sub> TG t <sub>f</sub>	TG Transition Time Rise Time Fall Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$			25 25	ns ns	
BG t <sub>r</sub> BG t <sub>f</sub>	BG Transition Time Rise Time Fall Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$			25 25	ns ns	
TG/BG t <sub>1D</sub>	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay Bottom Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver (Note 6)			30	ns	
BG/TG t <sub>2D</sub>	Bottom Gate Off to Top Gate On Delay Top Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver (Note 6)			30	ns	
t <sub>ON(MIN)</sub>	Minimum On-Time	(Note 7)			90	ns	

## 電気的特性

●は規定された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 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>INTV<sub>CC</sub> リニア・レギュレータ</b>						
$V_{INTVCC}$	Internal $V_{CC}$ Voltage	$6\text{V} < V_{IN} < 38\text{V}$		4.8	5	5.2
$V_{LDO\ INT}$	INTV <sub>CC</sub> Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to $50\text{mA}$		0.5	2	%
<b>発振器とフェーズロック・ループ</b>						
$f_{NOM}$	Nominal Frequency	$R_{FREQ} = 60\text{k}$		460	500	540
$f_{LOW}$	Lowest Frequency	$R_{FREQ} = 160\text{k}$		205	235	265
$f_{HIGH}$	Highest Frequency	$R_{FREQ} = 36\text{k}$		690	750	810
$R_{MODE/PLLIN}$	MODE/PLLIN Input Resistance			100		$\text{k}\Omega$
$f_{MODE}$	MODE/PLLIN Minimum Input Frequency	$V_{MODE} = \text{External Clock}$		250		$\text{kHz}$
	MODE/PLLIN Maximum Input Frequency	$V_{MODE} = \text{External Clock}$		750		$\text{kHz}$
$I_{FREQ}$	Phase Detector Output Current	$f_{MODE} > f_{OSC}$			-90	$\mu\text{A}$
	Sinking Capability	$f_{MODE} < f_{OSC}$			75	$\mu\text{A}$

**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。また、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:** LTC3851Aは  $T_A$  が  $T_J$  にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC3851Aは、 $0^\circ\text{C}$  ~  $85^\circ\text{C}$  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。 $-40^\circ\text{C}$  ~  $125^\circ\text{C}$  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的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3851AIは  $-40^\circ\text{C}$  ~  $125^\circ\text{C}$ までの動作接合部温度範囲にわたって仕様に適合することが保証されている。LTC3851AHは  $-40^\circ\text{C}$  ~  $150^\circ\text{C}$ までの動作接合部温度範囲にわたって保証されている。LTC3851AMPは  $-55^\circ\text{C}$  ~  $150^\circ\text{C}$ までの動作接合部温度範囲にわたってテストされ、保証されている。接合部温度が高いと動作寿命が短くなる。 $125^\circ\text{C}$ を超える接合部温度では動作寿命はディレーティングされる。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスおよび他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まるに注意。

**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。

$$\text{LTC3851AGN: } T_J = T_A + (P_D \cdot 110^\circ\text{C/W})$$

$$\text{LTC3851AUD: } T_J = T_A + (P_D \cdot 68^\circ\text{C/W})$$

$$\text{LTC3851AMSE: } T_J = T_A + (P_D \cdot 40^\circ\text{C/W})$$

**Note 4:** LTC3851Aは、 $V_{ITH}$ を規定の電圧にサーボ制御し結果として得られる  $V_{FB}$  を測定する帰還ループ内でテストされる。

**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作時消費電流が増える。「アプリケーション情報」を参照。

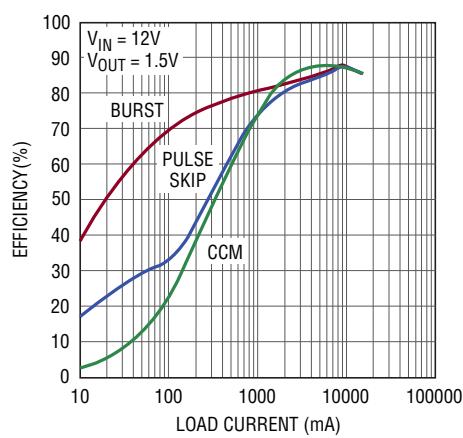
**Note 6:** 立ち上がり時間と立ち下がり時間は10%と90%のレベルを使用して測定する。遅延時間は50%レベルを使って測定する。立ち上がり時間と立ち下がり時間は、設計、特性評価および統計的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。

**Note 7:** 最小オン時間の条件は、 $I_{MAX}$ の約40%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)。

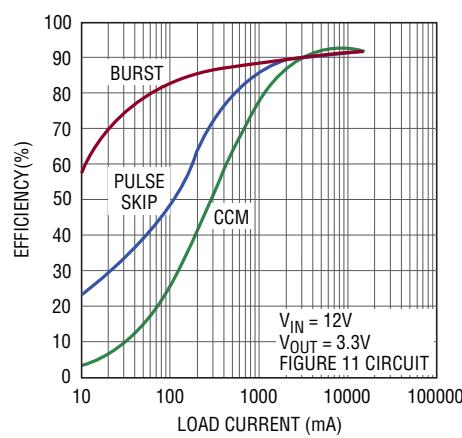
**Note 8:** 設計によって保証されているが、製造時にはテストされない。

## 標準的性能特性

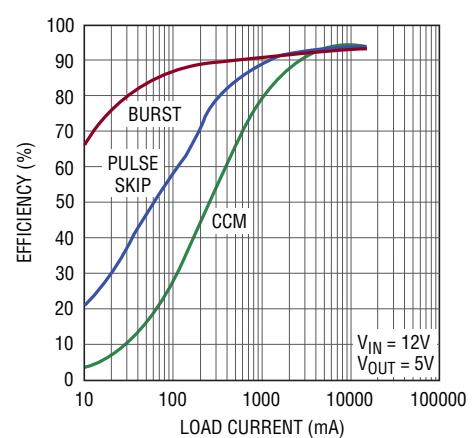
効率と出力電流およびモード



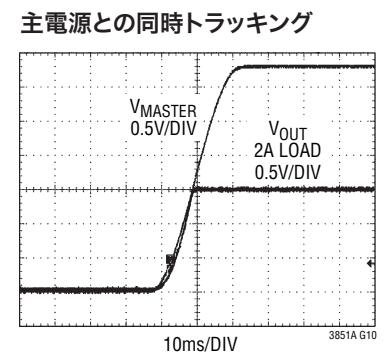
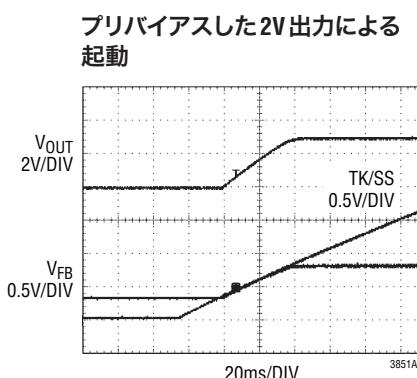
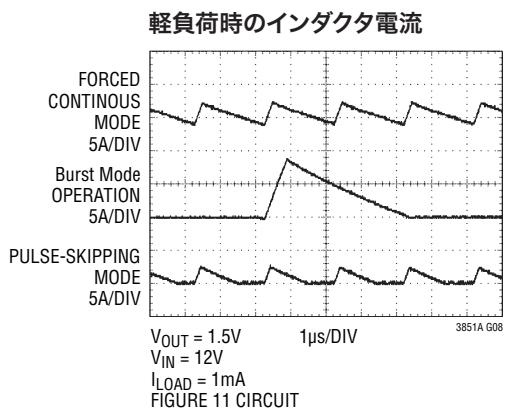
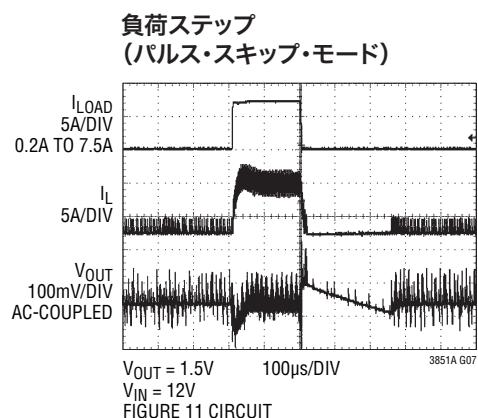
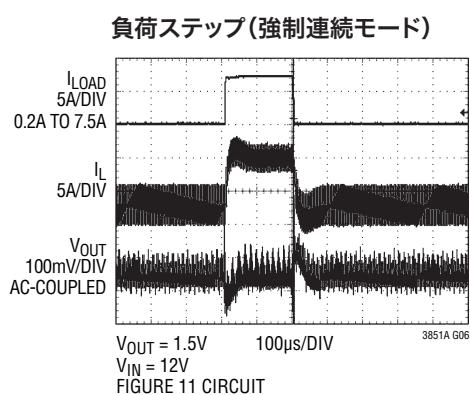
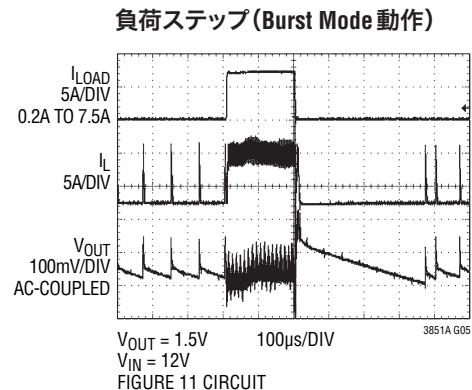
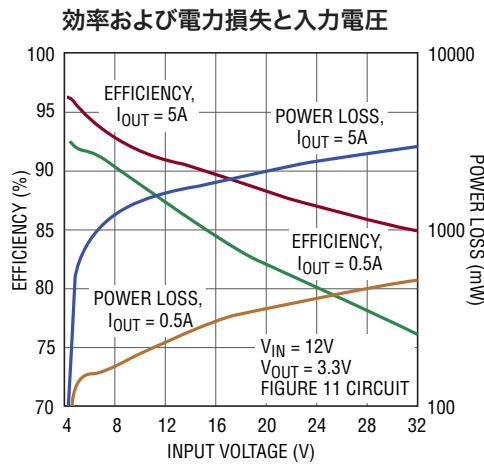
効率と出力電流およびモード



効率と出力電流およびモード

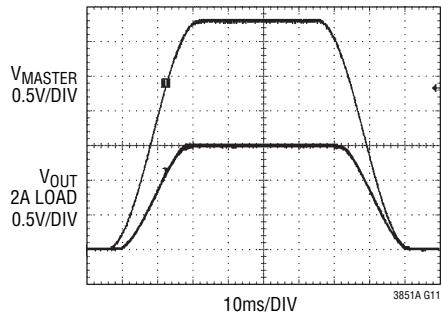


## 標準的性能特性

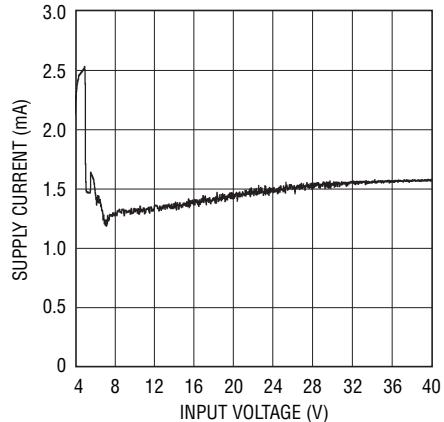


## 標準的性能特性

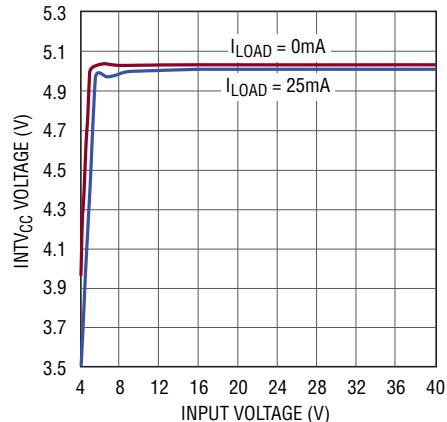
主電源との比例トラッキング



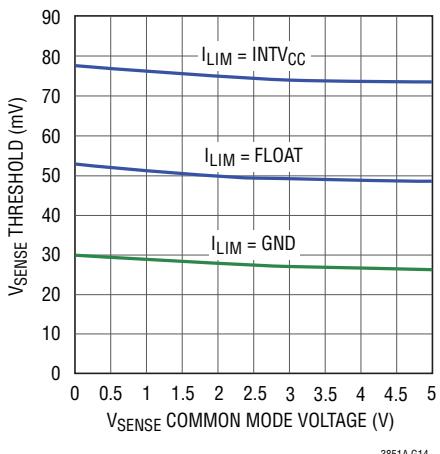
入力DC消費電流と入力電圧



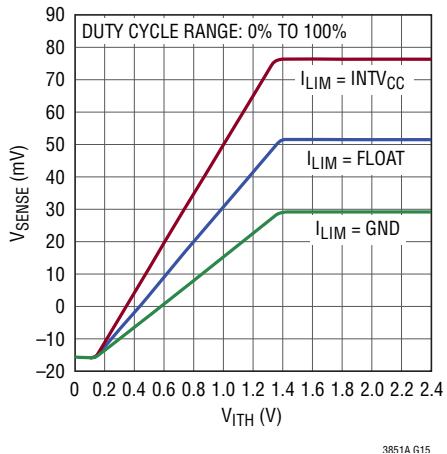
INTV<sub>CC</sub>のライン・レギュレーション



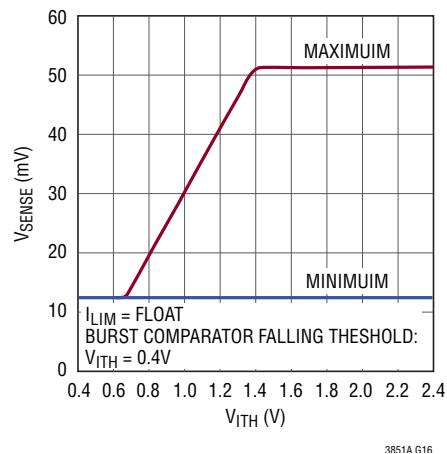
最大電流検出スレッショルドと同相電圧



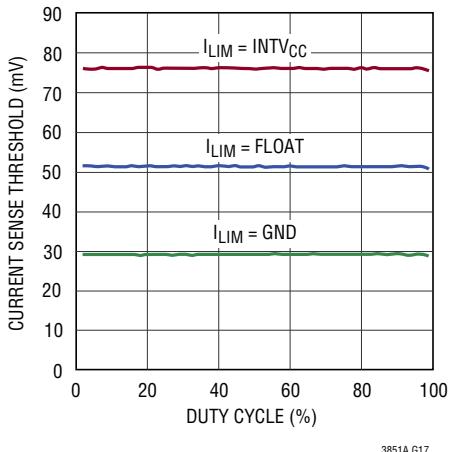
最大ピーク電流検出スレッショルドと  $I_{TH}$  電圧



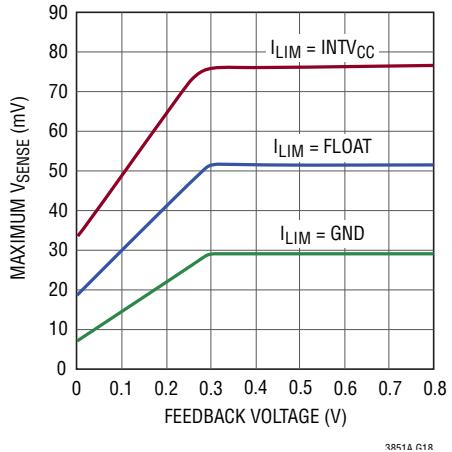
Burst Mode ピーク電流検出スレッショルドと  $I_{TH}$  電圧



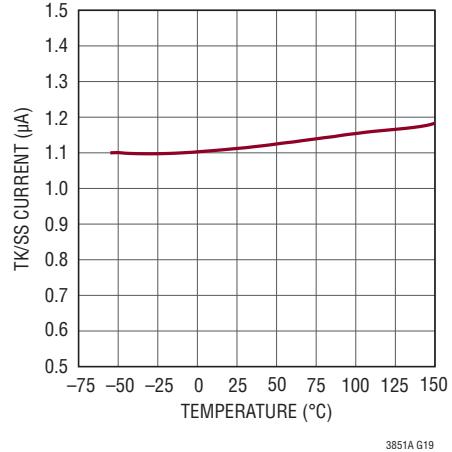
最大電流検出スレッショルドとデューティ・サイクル



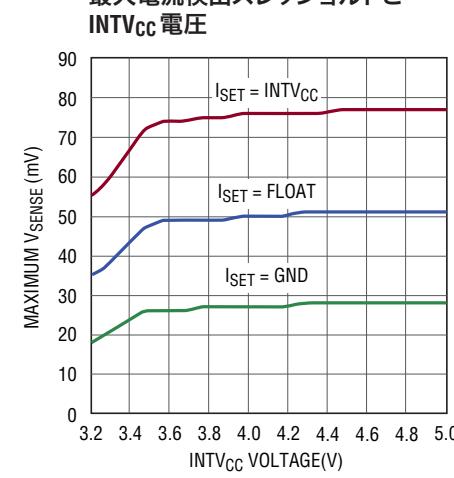
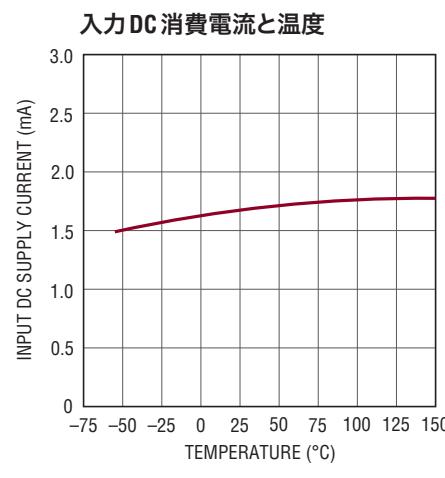
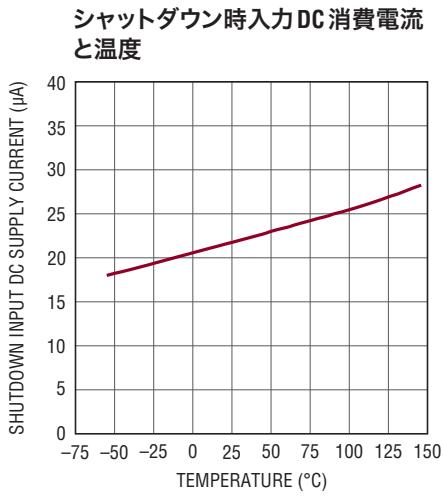
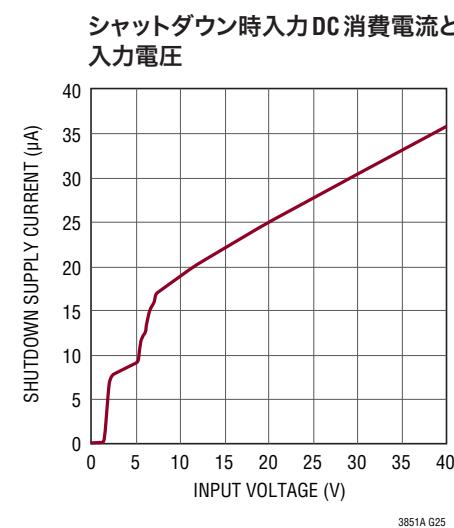
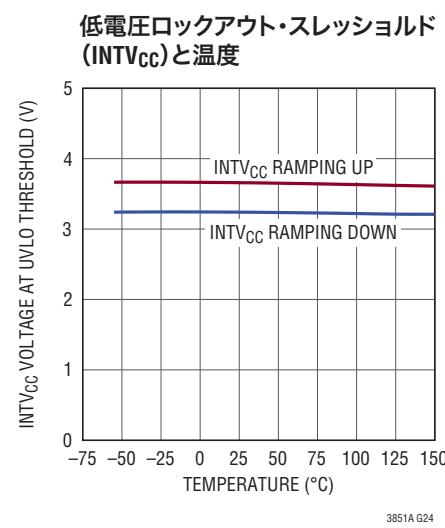
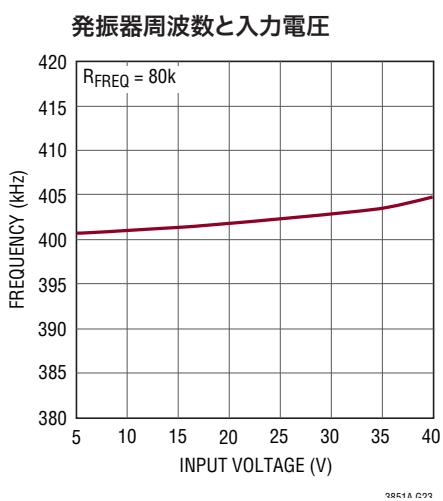
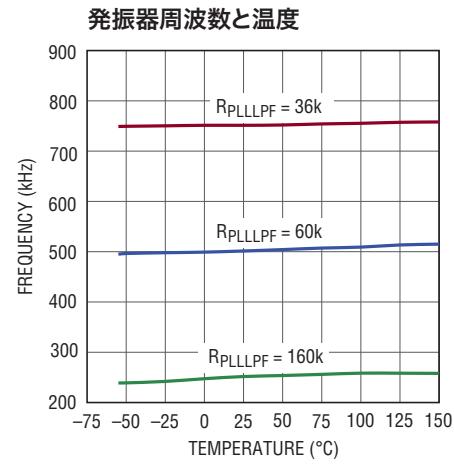
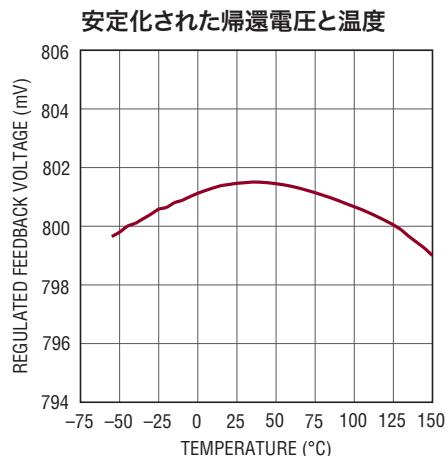
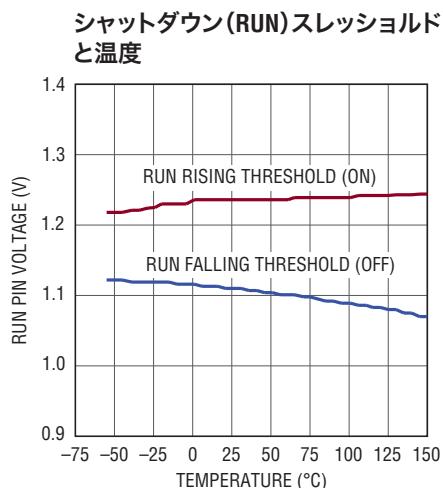
最大電流検出スレッショルドと帰還電圧(電流フォールドバック)



TK/SS プルアップ電流と温度



## 標準的性能特性



## ピン機能 (GN および MSE/UD)

**MODE/PLLIN (ピン1/ピン15)**：強制連続モード、Burst Mode またはパルス・スキップ・モードの選択ピンおよび位相検出器への外部同期入力ピン。強制的に連続導通動作モードにするには、このピンをINTV<sub>CC</sub>に接続します。パルス・スキップ動作モードをイネーブルするにはGNDに接続します。Burst Mode動作を選択するには、このピンを50k $\Omega$ ～250k $\Omega$ の抵抗を介してINTV<sub>CC</sub>に接続します。このピンにクロックを入力すると、コントローラは強制連続動作モードで動作し、内部発振器に同期します。

**FREQ/PLLFLTR (ピン2/ピン16)**：フェーズロック・ループのローパス・フィルタをこのピンに接続します。代わりに、このピンとGNDの間に抵抗を接続すると、内部発振器の周波数を変更することができます。

**RUN (ピン3/ピン1)**：実行制御入力。このピンの電圧が1.22Vを超えるとデバイスがオンします。ただし、このピンを強制的に1.1Vより下にすると、デバイスはシャットダウンします。このピンには2 $\mu$ Aのプルアップ電流が流れます。

**TK/SS (ピン4/ピン2)**：出力電圧トラッキングおよびソフトスタートの入力。このピンとグランドの間に接続されたコンデンサにより、出力電圧のランプ・レートが設定されます。このコンデンサは内部ソフトスタート電流である1 $\mu$ Aによって充電されます。

**I<sub>TH</sub> (ピン5/ピン3)**：電流制御スレッショルドおよびエラーアンプの補償点。電流コンパレータの作動スレッショルドは、そのI<sub>TH</sub>制御電圧に応じて上昇します。

**FB (ピン6/ピン4)**：エラーアンプの帰還入力。このピンは、出力両端の外付け抵抗分割器からの、リモート検出された帰還電圧を受け取ります。

**SENSE- (ピン7/ピン5)**：電流検出コンパレータの反転入力。電流コンパレータへの(-)入力は出力に接続されます。

**SENSE+ (ピン8/ピン6)**：電流検出コンパレータの非反転入力。電流コンパレータへの(+)入力は通常、DCR検出ネットワークまたは電流検出抵抗に接続されます。

**I<sub>LIM</sub> (ピン9/ピン7)**：電流コンパレータの検出電圧範囲入力。このピンをGNDまたはINTV<sub>CC</sub>に接続するかフロート状態にすると、最大電流検出スレッショルドが3つの異なるレベルから選択されます。

**GND (ピン10/8、露出パッドのピン17)**：グランド。すべての小信号用部品および補償用部品は、このグランドにケルビン接続してください。CV<sub>CC</sub>の(-)端子とCINの(-)端子は、このピンの近くで接続してください。良好な熱伝導性を得るために、露出パッドはグランドに半田付けしてください。

**BG (ピン11/ピン9)**：下側のゲート・ドライバ出力。このピンは、下側のNチャネルMOSFETのゲートをGNDとINTV<sub>CC</sub>の間でドライブします。

**INTV<sub>CC</sub> (ピン12/ピン10)**：内部の5Vレギュレータ出力。制御回路はこの電圧から電力を供給されます。最小2.2 $\mu$ Fの低ESRタンタル・コンデンサまたはセラミック・コンデンサを使って、このピンをGNDにデカップリングします。

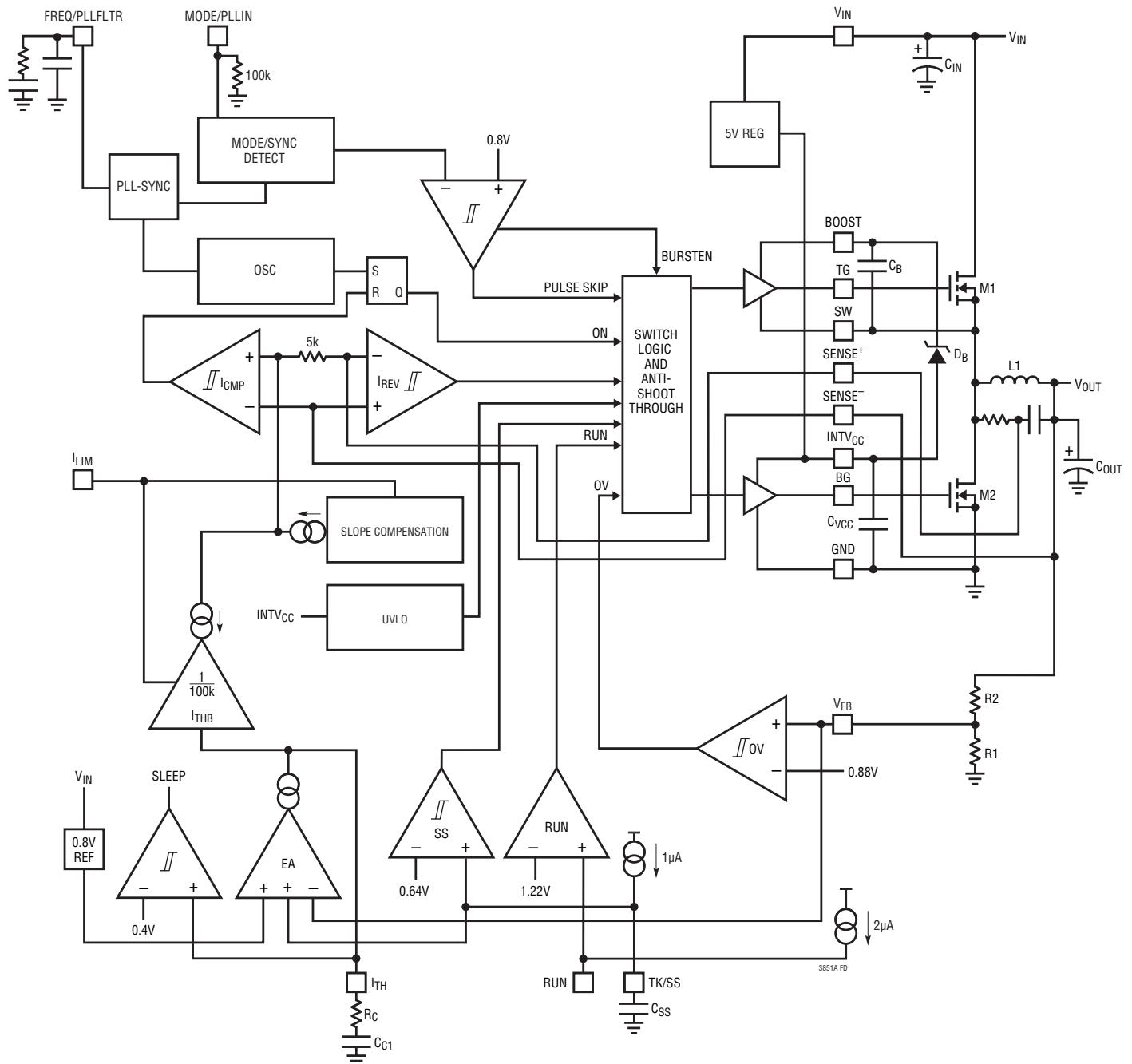
**V<sub>IN</sub> (ピン13/ピン11)**：主入力電源。このピンはコンデンサを使ってGNDにデカップリングします。

**BOOST (ピン14/ピン12)**：昇圧されたフローティング・ドライバ電源。ブーストストラップ・コンデンサの(+)端子をこのピンに接続します。このピンは、INTV<sub>CC</sub>よりダイオードの電圧降下分だけ低い電圧からV<sub>IN</sub> + INTV<sub>CC</sub>まで振幅します。

**TG (ピン15/ピン13)**：上側のゲート・ドライバ出力。このピンは、スイッチ・ノード電圧にINTV<sub>CC</sub>を重ねた電圧に等しい電圧振幅を持つフローティング・ドライバ出力です。

**SW (ピン16/ピン14)**：スイッチ・ノードのインダクタへの接続ピン。このピンの電圧振幅は、(外付けの)ショットキー・ダイオードの電圧降下分だけグランドより低い電圧からV<sub>IN</sub>までです。

## 機能ブロック図



## 動作

### メイン制御ループ

LTC3851Aは、固定周波数の電流モード降圧コントローラです。通常動作時、上側のMOSFETはクロックがRSラッチをセットするとオンし、メイン電流コンパレータ $I_{CMP}$ がRSラッチをリセットするとオフします。 $I_{CMP}$ がRSラッチをリセットするときのピーク・インダクタ電流は、エラーアンプEAの出力である $I_{TH}$ ピンの電圧によって制御されます。 $V_{FB}$ ピンは電圧帰還信号を受け取り、EAがこれを内部リファレンス電圧と比較します。負荷電流が増加すると、0.8Vのリファレンスに対して $V_{FB}$ がわずかに減少し、その結果、 $I_{TH}$ 電圧は、平均インダクタ電流が新たな負荷電流に釣り合うまで上昇します。上側のMOSFETがオフした後は、インダクタ電流が逆流し始めて逆電流コンパレータ $I_{REV}$ がそれを検出するまでか、または次のサイクルが始まるまで、下側のMOSFETがオンします。

### INTV<sub>CC</sub>の電源

上側と下側のMOSFETドライバおよび他の大部分の内部回路への電源は、INTV<sub>CC</sub>ピンから供給されます。INTV<sub>CC</sub>の電源は、内蔵の5V低損失リニア・レギュレータによって $V_{IN}$ から供給されます。

上側のMOSFETドライバはフローティング状態のブートストラップ・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、上側のMOSFETがオフしているとき、それぞれのオフ・サイクル中に外付けのダイオードを通じて再充電されます。入力電圧 $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ に近い電圧まで低下していくと、ループがドロップアウト状態に入り、上側のMOSFETを連続してオンしようとすることがあります。ドロップアウト検出器がこれを検出し、上側のMOSFETを10サイクルに1回、クロック周期の約1/10の間強制的にオフすることにより、 $C_B$ を再充電できるようになります。ただし、ドロップアウトへの移行時には常に負荷が存在しており、 $C_B$ が確実に再充電されるようにすることを推奨します。

### シャットダウンとスタートアップ(RUNおよびTK/SS)

LTC3851AはRUNピンを使ってシャットダウンすることができます。このピンを1.1Vより下に引き下げるとき、コントローラと、INTV<sub>CC</sub>レギュレータを含む大半の内部回路がディスエーブルされます。RUNピンを解放すると、2 $\mu$ Aの内部電流がRUN

ピンの電位を引き上げ、そのコントローラをイネーブルします。代わりに、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もできます。このピンの絶対最大定格である6Vを超えないように注意してください。

コントローラの出力電圧 $V_{OUT}$ のスタートアップは、TK/SSピンの電圧によって制御されます。TK/SSピンの電圧が0.8Vの内部リファレンス電圧より低いとき、LTC3851Aは $V_{FB}$ の電圧を0.8Vのリファレンス電圧ではなくTK/SSピンの電圧に制御します。このため、外付けコンデンサをTK/SSピンからGNDに接続することにより、TK/SSピンを使用してソフトスタートを設定することができます。内蔵の1 $\mu$ A プルアップ電流源がこのコンデンサを充電することにより、TK/SSピンに電圧ランプが発生します。TK/SS電圧が0Vから0.8V(さらにそれ以上)に直線的に上昇するのに応じて、出力電圧 $V_{OUT}$ もゼロからその最終値まで円滑に上昇します。代わりに、TK/SSピンを使って、 $V_{OUT}$ のスタートアップによって別の電源をトラッキングすることができます。このためには通常、別の電源からグランドに接続された外付け抵抗分割器をTK/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)。RUNピンを“L”に下げるか、またはINTV<sub>CC</sub>が低電圧ロックアウトのスレッショルドである3.2Vを下回ると、TK/SSピンは内部のMOSFETによって“L”に引き下げられます。低電圧ロックアウト時には、コントローラがディスエーブルされ、外部MOSFETはオフに保たれます。

### 軽負荷電流動作(Burst Mode動作、パルス・スキップ、または連続導通)

LTC3851Aは、高効率Burst Mode動作、固定周波数パルス・スキップ・モード、または強制連続導通モードに入るようにイネーブルすることができます。強制連続動作を選択するには、MODE/PLLINピンをINTV<sub>CC</sub>に接続します。パルス・スキップ動作モードを選択するには、MODE/PLLINピンをフロート状態にするか、GNDに接続します。Burst Mode動作を選択するには、MODE/PLLINを50k $\Omega$ ～250k $\Omega$ の抵抗を介してINTV<sub>CC</sub>に接続します。

コントローラがBurst Mode動作にイネーブルされているときは、 $I_{TH}$ ピンの電圧が低い値を示していても、インダクタのピー

## 動作

ク電流は最大検出電圧の約1/4に設定されます。平均インダクタ電流が負荷電流より高いと、エラーアンプEAは $I_{TH}$ ピンの電圧を下げます。 $I_{TH}$ の電圧が0.4Vを下回ると、内部のスリープ信号が“H”になり(スリープ・モードがイネーブルされ)、2つの外部MOSFETは両方ともオフします。

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て、EAの出力は上昇し始めます。出力電圧が十分低下すると、スリープ信号は“L”になります。コントローラは、内部発振器の次のサイクルで上側の外付けMOSFETをオンすることにより、通常の動作を再開します。コントローラがBurst Mode動作になるようにイネーブルされると、インダクタ電流は反転することができません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、逆電流コンパレータ( $I_{REV}$ )が下側の外付け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動作状態で動作します。強制連続動作では、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、通常動作とまったく同様に、 $I_{TH}$ 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、連続モードには出力リップルが低く、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。

MODE/PLLINピンをGNDに接続した場合、LTC3851Aは軽負荷ではPWMパルス・スキップ・モードで動作します。非常に軽い負荷では、電流コンパレータ $I_{CMP}$ は数サイクルにわたって作動したままになることがあります。上側の外付けMOSFETを同じサイクル数だけ強制的にオフにする(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できません(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。低電流での効率が強制連続動作より高くなりますが、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/PLLFLTRピンとMODE/PLLINピン)

スイッチング周波数の選択は効率と部品サイズの間の兼ね合いで決まります。低周波数動作は、MOSFETのスイッチング損失を低減して効率を向上させますが、出力リップル電圧を低く保つには大きなインダクタンスや容量が必要になります。LTC3851Aのスイッチング周波数はFREQ/PLLFLTRピンを使って選択することができます。MODE/PLLINピンが外部クロック信号源によってドライブされていない場合は、FREQ/PLLFLTRピンを使ってコントローラの動作周波数を250kHz～750kHzにプログラムすることができます。

LTC3851Aにはフェーズロック・ループ(PLL)が備わっており、MODE/PLLINピンに接続された外部クロック信号源に内部発振器を同期させることができます。コントローラは、同期するときは強制連続動作モードで動作します。FREQ/PLLFLTRピンとGNDとの間にRCを直列に接続し、これをPLLのループ・フィルタとして機能するようにしてください。直列のRC回路網と並列に2番目の抵抗を接続しない限り、外部クロック信号はコントローラをイネーブルする前に印加することを推奨します。コントローラがクロックの入力前にイネーブルされた場合は、2番目の抵抗によって非常に低いスイッチング周波数動作が防止されます。

## 出力過電圧保護

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

## アプリケーション情報

このデータシートの最初のページの「標準的応用例」は、LTC3851Aの基本的なアプリケーション回路です。LTC3851A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いずれを選択するかは、主としてコスト、消費電力および精度の間の設計上の兼ね合いによって決まります。DCRによる検出は、高価な電流検出抵抗を省くことができ、特に高電流の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、電流検出抵抗からは、コントローラの最も正確な電流リミットが得られます。他の外付け部品の選択は負荷要件に基づいて行い、(RSENSEを使う場合は) RSENSEとインダクタ値の選択から始めます。次に、パワーMOSFETとショットキー・ダイオードを選択します。最後に、入力と出力のコンデンサを選択します。最初のページに示した回路は、最大38VのVINで動作するように構成できます。

### 電流制限の設定

ILIMピンは、コントローラの最大電流制限値を設定する3レベル・ロジック入力です。ILIMを接地すると、電流コンパレータの最大電流制限スレッショルドは30mVに設定されます。ILIMがフロート状態の場合、最大電流制限スレッショルドは50mVです。ILIMをINTVCCに接続すると、最大電流制限スレッショルドは75mVに設定されます。

### 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。電流コンパレータの同相入力電圧範囲は、0V～5.5Vです。SENSEピンは両方とも高インピーダンス入力であり、1μA未満の小さなベース電流が流れます。SENSEピンが0Vから1.4Vにランプアップすると、小さなベース電流がSENSEピンから流れ出します。SENSEピンが5Vから1.1Vにランプダウンすると、小さなベース電流がSENSEピンに流れ込みます。電流コンパレータへの入力は高インピーダンスなので、DCRによる正確な検出が可能です。ただし、通常動作時にこれらのピンをフロート状態にしないように注意してください。

### 小さな値の抵抗による電流検出

ディスクリートの抵抗を使用した標準的な検出回路を図1に示します。RSENSEは、必要な出力電流に基づいて選択します。

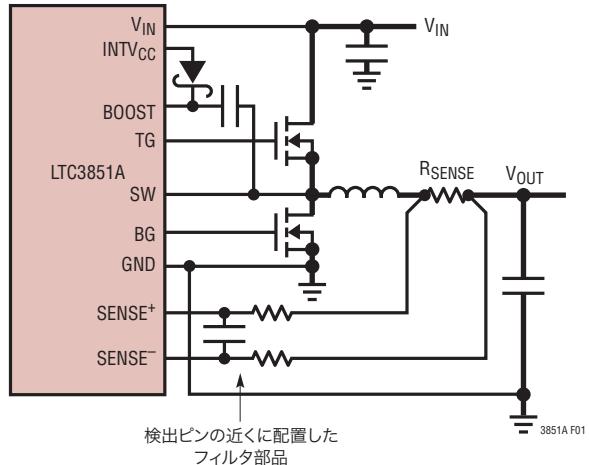


図1. 抵抗を使用したLTC3851Aでの電流検出

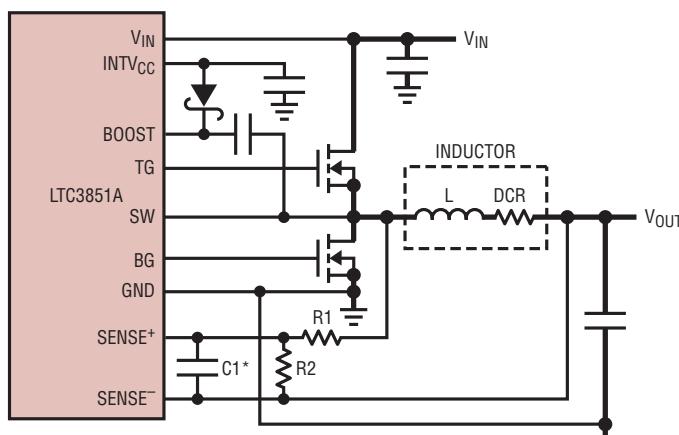
電流コンパレータには、ILIMの設定値によって決まる最大スレッショルドV<sub>MAX</sub>があります。電流コンパレータのスレッショルドによってインダクタ電流の最大ピークが設定され、これによって最大平均出力電流I<sub>MAX</sub>が得られます。これは、最大ピーク値からピーク・トゥ・ピーク・リップル電流ΔI<sub>L</sub>の1/2を減じたものに等しい値です。デバイスと外付け部品の値のばらつきに対して20%の余裕を持たせると、次式のようになります。

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

### インダクタのDCRによる検出

できる限り高い効率が要求されるアプリケーションの場合、図2に示すように、LTC3851A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とは、銅のDC巻線抵抗の小さな値を表し、最近の値の小さい大電流インダクタでは1mΩより小さいことがあります。外付けのR1||R2・C1の時定数が正確にL/DCRの時定数に等しくなるように選択すると、外付け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)を掛けた値に等しくなります。したがって、DCRが目標の検出抵抗より大きいときは、R2を使用して検出端子両端の電圧の大きさを変更することができます。外付けのフィルタ部品を適切な大きさにすることで、メーカーのデータシートを調べて、インダクタのDCRに関する仕様の有無を確認してください。インダクタのDCRは、良質なRLCメーターを使って測定することもできます。

## アプリケーション情報



\*SENSE+ピン、SENSE- ピンの近くに  
C1を配置

$$R1||R2 \cdot C1 = \frac{L}{DCR}$$

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

図2. インダクタのDCRを使用した電流モード制御

### スロープ補償とインダクタのピーク電流

スロープ補償では、高いデューティ・サイクルでの低調波発振を防止することにより、固定周波数アーキテクチャの安定性が得られます。これは、インダクタの電流信号に補償ランプを加えることによって内部的に実現されます。このため、40%を超えるデューティ・サイクルでは、通常は最大インダクタ・ピーク電流が減少します。ただし、LTC3851Aでは、すべてのデューティ・サイクルにわたって最大インダクタ・ピーク電流が影響を受けない新しい方式を採用しています。

### 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。MOSFETのゲート電荷損失のために、一般に周波数が高いほど効率が低下します。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、次式に示すように、インダクタンスまたは周波数が高いほど減少し、 $V_{IN}$  が高いほど増加します。

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

大きな値の  $\Delta I_L$  を受け入れれば、低い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、 $\Delta I_L = 0.3 (I_{MAX})$  です。 $\Delta I_L$  が最大になるのは、入力電圧が最大のときです。

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、 $R_{SENSE}$  によって決定される電流リミットの約 10% を下回ると、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と ( $\Delta I_L$  を高くすると)、相対的に低い負荷電流でバースト・モードに移行するので、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いほどバースト周波数が高くなります。

### インダクタのコアの選択

$L$  の値が求まつたら、インダクタの種類を選択する必要があります。高効率コンバータは、通常、低価格の鉄粉コアに見られるコア損失を許容できないので、より高価なフェライトまたはモリバーマロイのコアを使わざるをえません。一定のインダクタの値に対して、実際のコア損失はコア・サイズには依存しませんが、選択したインダクタンスに大きく依存します。インダクタンスが増加すると、コア損失は減少します。インダクタンスを大きくするには、ワイヤの巻数を増やす必要があるため、銅損失は残念ながら増加します。

フェライトを使用した設計ではコア損失がきわめて小さく、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防止に集中することができます。フェライト・コアの材質は急激に飽和するため、設計電流のピーク値を超えると、インダクタンスは急激に低下します。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

LTC3851A コントローラに対して、2つの外部パワー MOSFET を選択する必要があります。1つは上側(メイン)スイッチ用の N チャネル MOSFET で、もう1つは下側(同期)スイッチ用の 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  $INTV_{CC}$  電圧で設定されます。この電圧は、起動時には標準で 5V です。したがって、ほとんどのアプリケーションでは、ロジック・レベルのスレッショルドの MOSFET を使用する必要があります。唯一の例外は、低い入力電圧 ( $V_{IN} < 5V$ ) が想定される場合です。この場合は、サブロジック・レベルのスレッショルドの MOSFET ( $V_{GS(TH)} < 3V$ ) を使用してください。MOSFET の  $BV_{DSS}$  の仕様にも十分注意を払ってください。ほとんどのロジック・レベル MOSFET は、30V 以下に制限されています。

パワー MOSFET の選択基準には、オン抵抗  $R_{DS(ON)}$ 、ミラー容量  $C_{MILLER}$ 、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。ミラー容量  $C_{MILLER}$  は、MOSFET のメーカーのデータシートに通常記載されているゲート電荷曲線から推定することができます。 $C_{MILLER}$  は、曲線がほぼ平らな区間の水平軸に沿ったゲート電荷の増分を、 $V_{DS}$  の規定変化量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印加される  $V_{DS}$  とゲート電荷曲線で規定されている  $V_{DS}$  との比を掛けます。このデバイスが連続モードで動作しているときの、上側の MOSFET と下側の MOSFET のデューティ・サイクルは、以下の式で与えられます。

$$\text{Main Switch Duty Cycle} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$\text{Synchronous Switch Duty Cycle} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}$$

最大出力電流での MOSFET の電力損失は、以下の式で与えられます。

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

$$P_{SYNC} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)}$$

ここで、 $\delta$  は  $R_{DS(ON)}$  の温度係数、 $R_{DR}$  (約  $2\Omega$ ) は MOSFET のミラー・スレッショルド電圧での実効ドライバ抵抗です。 $V_{TH(MIN)}$  は、MOSFET の最小スレッショルド電圧の標準値です。

$I^2R$  損失は両方の MOSFET に共通していますが、上側の N チャネルの式には遷移損失の追加項があり、これは入力電圧が高いときに最も高くなります。 $V_{IN} < 20V$  では、高電流時の効率は一般に大きい MOSFET を使うと向上しますが、 $V_{IN} > 20V$  では遷移損失が急激に増加し、それは  $R_{DS(ON)}$  が大きく  $C_{MILLER}$  が小さいデバイスを使用した方が実際には効率が高くなるポイントに至ります。同期 MOSFET の損失は、上側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か、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。

一般的に、MOSFET の  $(1 + \delta)$  の項は、正規化された  $R_{DS(ON)}$  と温度の関係を示す曲線の形式で与えられますが、低電圧の MOSFET の場合は、近似値として  $\delta = 0.005/^\circ C$  を使用することができます。

オプションのショットキー・ダイオードは、2つのパワー MOSFET の導通期間に挟まれたデッドタイム中にのみ導通します。これにより、下側 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。逆回復時間があると、 $V_{IN}$  が高いときに効率が最大 3% 低下することがあります。平均電流は比較的小さいので、通常は 1A ~ 3A のショットキーが適切なサイズです。これより大きなダイオードは接合容量が大きいため、遷移損失が増加します。

### ソフトスタートとトラッキング

LTC3851A には、コンデンサを使って自力でソフトスタートを行うか、または別のチャネルや外部電源の出力をトラッキングする能力があります。ソフトスタートを自力で行うように LTC3851A を構成するときは、コンデンサを TK/SS ピンに接続してください。LTC3851A は、RUN ピンの電圧が 1.10V より低いとシャットダウン状態になります。このシャットダウン状態では、TK/SS ピンは能動的にグランドに引き下げられます。

LTC3851A は、RUN ピンの電圧が 1.22V を超えると起動します。その後、ソフトスタート電流である  $1\mu A$  がそのソフトスタート・コンデンサに充電され始めます。ソフトスタートまたはトラッキングは、コントローラの最大出力電流を制限することによってではなく、TK/SS ピンのランプ・レートに従って出力ランプ電圧を制御することによって実現されることに注意してください。滑らかなソフトスタートまたはトラッキングを実現するため、電流フォールドバックはこの段階の間ディスエーブルされます。ソフトスタートまたはトラッキングの範囲は、TK/SS ピンが 0V ~

## アプリケーション情報

0.8Vのときです。合計ソフトスタート時間は次のように計算できます。

$$t_{SOFT-START} = 0.8 \cdot \frac{C_{SS}}{1.0\mu A}$$

MODE/PLLINピンで選択されたモードには関係なく、レギュレータは、TK/SS = 0.64Vまでは常にパルス・スキップ・モードで起動します。TK/SS = 0.64V～0.72Vでは強制連続モードで動作し、TK/SS > 0.72Vになると選択されたモードに復帰します。80mVの強制連続モードの範囲内では、出力リップルが最小限に抑えられます。

レギュレータが別の電源をトラッキングするように構成されると、その別の電源の帰還電圧が抵抗分割器によって再現され、TK/SSピンに印加されます。したがって、このピンの電圧ランプ・レートは、他の電源の電圧のランプ・レートによって決まります。ソフトスタート・コンデンサの小さな充電電流は常に流れしており、小さなオフセット誤差が生じることに注意してください。この誤差を最小限に抑えるため、この誤差を無視できるほど十分小さくなるようにトラッキング抵抗分割器の値を選択できます。

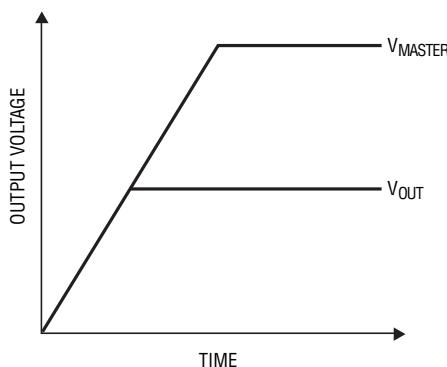
ソフトスタートの段階終了後に別の電源をトラッキングするには、MODE/PLLINをINTV<sub>CC</sub>に接続することによって、LTC3851Aを強制連続動作に合わせて構成する必要があります。

## 出力電圧のトラッキング

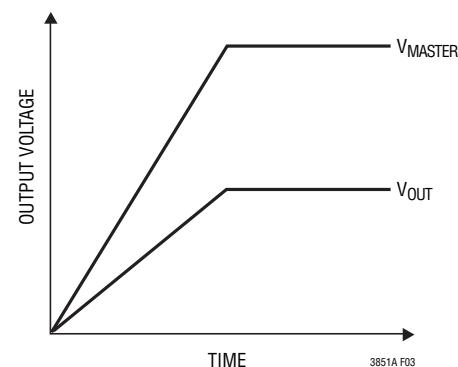
LTC3851Aでは、ユーザーはTK/SSピンを使って、その出力がどのように上昇/下降するかをプログラムすることができます。図3に示すように、このピンを介して、出力を別の電源の出力と一緒に、または比例してトラッキングするように設定できます。以下の説明では、V<sub>MASTER</sub>はマスタ電源を指し、V<sub>OUT</sub>はスレーブ電源としてのLTC3851Aの出力を指します。図3aの同時トラッキングを実現するには、抵抗分割器をV<sub>MASTER</sub>に接続し、その中間点をLTC3851AのTK/SSピンに接続します。この分割器の比は、図4aに示すように、LTC3851Aの帰還分割器の比と同じになるように選択してください。このトラッキング・モードでは、V<sub>MASTER</sub>をV<sub>OUT</sub>より高くする必要があります。比例トラッキングを実現するには、V<sub>MASTER</sub>に接続した抵抗分割器の比を次式によって求めます。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{MASTER}} = \frac{R2}{R4} \left( \frac{R3+R4}{R1+R2} \right)$$

では、どちらのモードをプログラムすべきでしょうか。図4のどちらのモードも実用的なアプリケーションの多くに適合しますが、同時モードの方が優れた出力レギュレーションを示します。この概念は、図5をヒントにするとよく理解できます。エラーアンプの入力段では、アノードを共通接続した2個のダイオードを使用して等価リファレンス電圧をクランプしており、別のダイオードを1個使用して、シフトした同



(3a) Coincident Tracking



(3b) Ratiometric Tracking

図3. 出力電圧トラッキングの2つの異なるモード

## アプリケーション情報



(4a) Coincident Tracking Setup

(4b) Ratiometric Tracking Setup

図4. 同時トラッキングと比例トラッキングの設定

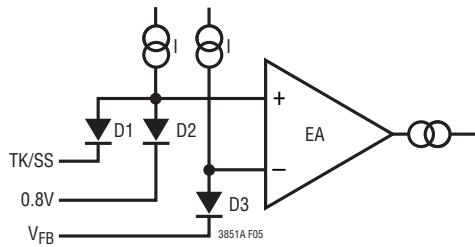


図5. エラーアンプの等価入力回路

相電圧を整合させています。上側の2つの電流源の振幅は同じです。同時モードでは、TK/SS電圧は定常状態で0.8Vよりもかなり高くなるので、実質的にD1をオフします。したがって、D2とD3には同じ電流が流れ、これによってV<sub>FB</sub>と0.8Vの内部高精度リファレンスは厳密に一致します。ただし、比例モードでは、定常状態でもTK/SSは0.8Vに等しくなります。D1はバイアス電流の一部を分流させ、V<sub>FB</sub>を0.8Vよりわずかに低くします。

この誤差はダイオードの指数関数的なI-V特性によって最小限に抑えられますが、出力電圧には有限でありながらも偏りを生じます。さらに、マスタ電源の出力がダイナミックに変化すると(たとえば、過渡的な負荷状態)、スレーブ・チャネルの出力も影響を受けます。出力をさらに安定化するには、比例トラッキング・モードではなく同時トラッキング・モードを使用します。

### INTV<sub>CC</sub>レギュレータ

LTC3851Aは、V<sub>IN</sub>電源からINTV<sub>CC</sub>に電力を供給するPMOS低損失リニア・レギュレータ(LDO)を備えています。INTV<sub>CC</sub>は、ゲート・ドライバと、LTC3851Aの内部回路の大部分に電力を供給します。このLDOは、INTV<sub>CC</sub>ピンでの電圧を5Vに安定化します。

このLDOは50mAのピーク電流を供給可能であり、最小2.2μFのセラミック・コンデンサまたは低ESRの電解コンデン

サでグラ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・コンデンサを使う場合でも、0.1μFセラミック・コンデンサを追加してINTV<sub>CC</sub>ピンとGNDピンのすぐ近くに接続することを強く推奨します。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給するには、十分なバイパスが必要です。

大きなMOSFETが高い周波数でドライブされる高入力電圧アプリケーションでは、LTC3851Aの最大接合部温度定格を超えるおそれがあります。ゲート充電電流が主体となっているINTV<sub>CC</sub>電流は、5VのLDOによって供給されます。

この場合にはデバイスの電力消費が最高になり、V<sub>IN</sub>・I<sub>INTVCC</sub>にほぼ等しくなります。「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、ゲート充電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用して概算できます。たとえば、LTC3851AのINTV<sub>CC</sub>電流は、GNパッケージの場合、36V電源で14mAより低い値に制限されます。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (14\text{mA})(36\text{V})(110^\circ\text{C}/\text{W}) = 125^\circ\text{C}$$

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>での連続導通モード(MODE/PLIN = INTV<sub>CC</sub>)で動作するときに、入力電源電流をチェックする必要があります。

### 上側MOSFETドライバの電源(C<sub>B</sub>、D<sub>B</sub>)

BOOSTピンに接続されている外付けのブーストストラップ・コンデンサC<sub>B</sub>は、上側のMOSFETのゲート・ドライブ電圧を供給します。SWピンが“L”的とき、「機能図」のコンデンサC<sub>B</sub>は、外付けダイオードD<sub>B</sub>を介してINTV<sub>CC</sub>から充電されます。上側のMOSFETをオンするとき、ドライバはそのMOSFETのゲート-ソース間にC<sub>B</sub>電圧を印加します。これによってMOSFETが導通し、上側のスイッチがオンします。スイッチ・ノード電圧SWはV<sub>IN</sub>まで上昇し、それに従ってBOOSTピンの電圧も上昇します。上側の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(次式参照)。

$$V_{\text{BOOST}} = V_{\text{IN}} + V_{\text{INTVCC}}$$

## アプリケーション情報

昇圧コンデンサ  $C_B$  の値は、上側MOSFETの全入力容量の100倍にすることが必要です。外付けショットキー・ダイオードの逆ブレークダウン電圧は、 $V_{IN(MAX)}$  より大きくする必要があります。

### 低電圧ロックアウト

LTC3851Aには、低電圧状態の場合にコントローラを保護するのに役立つ2つの機能が備わっています。高精度UVLOコンパレータは、 $INTV_{CC}$  電圧を常時モニタして、適切なゲート・ドライブ電圧が確実に存在するようにします。 $INTV_{CC}$  が3.2Vを下回ると、このコンパレータによってスイッチング動作がロックアウトされます。 $INTV_{CC}$  に乱れが生じた場合の発振を防ぐため、UVLOコンパレータには400mVの高精度ヒステリシスがあります。

低電圧状態を検出するもう1つの方法は、 $V_{IN}$  電源をモニタすることです。RUNピンには1.22Vの高精度ターンオン・リファレンスが備わっているので、 $V_{IN}$  が十分高いときは、 $V_{IN}$  への抵抗分割器を使ってデバイスをオンすることができます。

### $C_{IN}$ の選択

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

$$I_{RMS} \approx I_{O(MAX)} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \left( \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1 \right)^{1/2}$$

この式は  $V_{IN} = 2V_{OUT}$  のときに最大になります。ここで、 $I_{RMS} = I_{O(MAX)}/2$  です。この単純なワーストケースの条件は、よく設計に使用されます。これは、大きく変化させてもそれほど改善されないためです。なお、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時間の動作寿命に基づいて規定しています。このため、コンデンサをさらにディレーティングすること、つまり要求条件よりも高い温度定格のコンデンサを選択することを推奨します。サイズまたは高さの設計条件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続することもできます。疑問点については、必ずメーカーに問い合わせてください。

### $C_{OUT}$ の選択

$C_{OUT}$  は、電圧リップルを最小限に抑えるため、実効直列抵抗(ESR)を主な決定要因として選択します。連続モードでの出力リップル  $\Delta V_{OUT}$  は、次式により求められます。

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

ここで、 $f$  = 動作周波数、 $C_{OUT}$  = 出力容量、 $\Delta I_L$  = インダクタで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。一般に、 $C_{OUT}$  のESR要件を満たせば、RMS電流定格は通常  $I_{RIPPLE(P-P)}$  要件をはるかに上回ります。 $\Delta I_L = 0.3I_{OUT(MAX)}$  で、リップルの2/3がESRに起因すると見込まれる場合、 $I_{LIM}$  ピンをフロート状態に設定し、以下の条件を加えると、出力リップルは  $V_{IN}$  が最大のとき 50mV より小さくなります。

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

$$C_{OUT} > \frac{1}{8fR_{SENSE}}$$

最初の条件は出力容量のESRに流れるリップル電流に関係しますが、2番目の条件は、動作周波数の周期内にある間は、出力容量がリップル電流に起因して極端に放電することはない、ということを保証しています。より小さい出力容量を使うとなると、放電の項によりリップル電圧が増加しますが、ESRが非常に小さいコンデンサを使用してリップル電圧を 50mV 以下に維持すれば補償できます。 $I_{TH}$  ピンのOPTI-LOOP補償部品を最適化することで、選択した出力コンデンサに関係なく、安定した高性能過渡応答を実現できます。

過渡的な負荷電流が大きいアプリケーションに対応した出力コンデンサの選択は、主に、負荷の電圧許容差の仕様によって決まります。コンデンサの抵抗成分であるESRに負荷電流変動を掛けたものに出力電圧リップルを加算した値は、負荷の電圧許容差の範囲内にある必要があります。

## アプリケーション情報

負荷電流ステップに起因して必要となるESRは次のとおりです。

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

ここで、 $\Delta I$ は最大負荷からゼロ負荷(または最小負荷)までの電流変化であり、 $\Delta V$ は許容電圧偏差です(有限の容量による垂下は含みません)。

必要な容量は、インダクタに蓄えられた最大エネルギーによって決まります。この容量は、高電流から低電流への遷移が発生したときのインダクタ電流の変化を吸収するのに十分な大きさである必要があります。逆の負荷電流遷移は、通常は制御ループのOPTI-LOOP部品によって決まるので、過剰に補償して応答が遅くならないように注意してください。インダクタのエネルギーが十分に吸収されることを保証するための最小容量は、次式のとおりです。

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

ここで、 $\Delta I$ は負荷電流の変化です。

高性能のスルーホール・コンデンサのメーカーとしては、ニチコン、United Chemi-Con、三洋電機などが検討できます。三洋電機のOS-CON半導体誘電体コンデンサは、アルミ電解コンデンサの中でESRとサイズの積が最も小さいのですが、いくらか価格が高くなります。OS-CONコンデンサと並列にセラミック・コンデンサを追加して、インダクタンスの影響を減らすことを推奨します。

表面実装アプリケーションでは、ESR、RMS電流処理、および負荷ステップの仕様によって、複数のコンデンサを並列に接続することが必要な場合があります。アルミ電解コンデンサ、乾式タンタル・コンデンサ、および特殊ポリマー・コンデンサは、表面実装パッケージで入手できます。特殊ポリマー表面実装コンデンサのESR特性は非常に低いのですが、単位体積当たりの容量密度も、他のコンデンサ・タイプよりもはるかに低くなります。こうしたコンデンサは出力コンデンサとして非常に経済的なソリューションであり、ループ帯域幅の広いコントローラと組み合わせる場合には理想的です。タンタル・コンデンサは最高の容量密度を示し、制御されたソフトスタート機能を備えたスイッチング・レギュレータの出力コンデンサとしてよく使用されます。サージ・テスト済みのものとして優れた選択肢としては、表面実装タンタル・コンデンサであるAVXの

TPS、AVXのTPSVまたはKEMETのT510シリーズがあり、ケース高さが1.5mm～4.1mmのものが取り揃えられています。アルミ電解コンデンサは、リップル電流定格、温度、および長期信頼性に対して配慮すれば、コスト主導のアプリケーションに使用できます。標準的なアプリケーションでは、数個ないし多数のアルミ電解コンデンサを並列に接続することが必要になります。前述のコンデンサを組み合わせれば、多くの場合最大限の性能が得られ、全体的なコストが最小限に抑えられます。その他のコンデンサ・タイプには、ニチコンのPLシリーズ、NECのNeocap、パナソニックのSP、およびSpragueの595Dシリーズがあります。その他の具体的な推奨品については、メーカーにお問い合わせください。

すべての部品と同様、コンデンサも理想的なものはありません。どのコンデンサにもそれ特有の利点と制約があります。異なるタイプのコンデンサを組み合わせることは、非常に経済的なソリューションであることがわかっています。高周波のデカッピング・コンデンサを組み込むことも忘れないでください。こうしたコンデンサは、負荷の電源ピンにできるだけ近づけて配置してください。回路基板のトレースにインダクタンスが存在すると、これらの有用性が損なわれます。

## 出力電圧の設定

LTC3851Aの出力電圧は、図6に示すように、出力の両端に注意深く配置した外付けの帰還抵抗分割器によって設定されます。安定化した出力電圧は次式によって求められます。

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

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、十分注意してください。

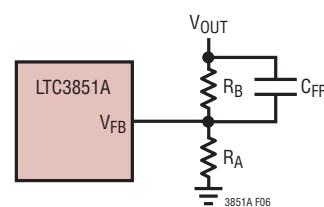


図6. 出力電圧の設定

## アプリケーション情報

### フォールト状態:電流制限と電流フォールドバック

LTC3851Aは、出力がグランドに短絡したとき負荷電流の制限を支援する、電流フォールドバック機能を備えています。出力がその公称出力レベルの40%を下回ると、最大検出電圧は、最大値として設定された値からその約25%まで、次第に低下します。フォールドバック電流制限は、ソフトスタートまたはトラッキングの間はディスエーブルされます。デューティ・サイクルが非常に低いときの短絡状態では、LTC3851A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。この状況では下側の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、LTC3851Aの最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ （約90ns）、入力電圧およびインダクタ値によって決まります。

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

この結果、短絡電流は次式で求められます。

$$I_{SC} = \frac{1/4 \text{Max} V_{SENSE}}{R_{SENSE}} - \frac{1}{2} \Delta I_{L(SC)}$$

### スイッチング周波数のプログラミング

LTC3851Aのスイッチング周波数を設定するには、FREQ/PLLFLTRとGNDの間に抵抗 $R_{FREQ}$ を接続します。発振器の周波数と $R_{FREQ}$ の関係を図7に示します。0.1μFのバイパス・コンデンサは、 $R_{FREQ}$ と並列に接続してください。

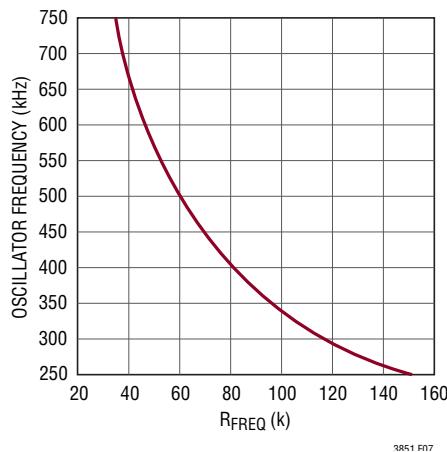


図7. FREQ/PLLFLTRとGND間に接続された抵抗と発振器周波数との関係

### フェーズロック・ループと周波数同期

LTC3851Aには、電圧制御発振器( $V_{CO}$ )と位相検出器で構成される、フェーズロック・ループ(PLL)が内蔵されています。これにより、上側のMOSFETのターンオンを、MODE/PLLINピンに加えられた外部クロック信号の立ち上がりエッジにロックさせることができます。この位相検出器はエッジに反応するデジタル・タイプであり、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はありません。

位相検出器の出力は、FREQ/PLLFLTRピンに接続された外部フィルタ・ネットワークを充放電する、1対の相補型電流源です。LTC3851Aは、周波数がLTC3851Aの内部 $V_{CO}$ の範囲内にある外部クロックにのみ同期することができます。このことに注意してください。これにより、保証されるのは250kHz～750kHzです。簡略化したブロック図を図8に示します。

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�出器の出力から連続的にシンクされ、FREQ/PLLFLTRピンの電圧は引き下げられます。外部クロックの周波数が $f_{OSC}$ より低いと、電流は連続的にソースされ、FREQ/PLLFLTRピンの電圧は引き上げられます。外部周波数と内部周波数が等しいが位相が異なると、位相差に相当する時間だけ電流源がオンします。FREQ/PLLFLTRピンの電圧は、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、フィルタ・コンデンサ $C_{LP}$ がその電圧を保持します。

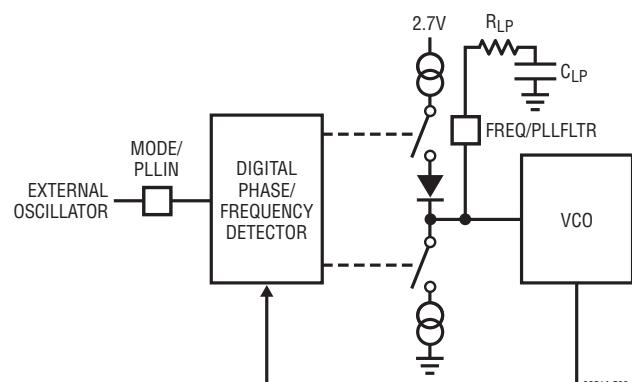


図8. フェーズロック・ループのブロック図

## アプリケーション情報

ループ・フィルタの部品  $C_{LP}$  と  $R_{LP}$  により、位相検出器からの電流パルスが平滑化され、電圧制御発振器には安定した入力が供給されます。フィルタ部品  $C_{LP}$  と  $R_{LP}$  により、ループがロックを獲得する速度が決定されます。一般に、 $R_{LP}$  は  $1\text{k}\Omega \sim 10\text{k}\Omega$  で、 $C_{LP}$  は  $2200\text{pF} \sim 0.01\mu\text{F}$  です。

LTC3851A がイネーブルされる前に外部発振器がアクティブになっていると、前の段落で説明したように、内部発振器の周波数は外部発振器の周波数をトラッキングするようになります。外部発振器がアクティブになる前に LTC3851A がイネーブルされる状況では、約  $50\text{kHz}$  という低い自走発振器周波数となります。 $R_{LP}$  と  $C_{LP}$  に並列に 2 番目の抵抗  $R_{FREQ}$  を追加することにより、同期前の自走周波数を高くすることができます。 $R_{FREQ}$  を追加すると、内部の発振器信号と外部の発振器信号の間の位相差も発生します。位相差の大きさは、 $R_{FREQ}$  の値に反比例します。自走周波数は、図 7 を使用して  $R_{FREQ}$  の適切な値を決定することによって設定できます。PLL の適切な位相マージンを維持するため、 $C_{LP}$  の標準値は  $0.01\mu\text{F}$ 、 $R_{LP}$  の標準値は  $1\text{k}\Omega$  です。

外部クロック(MODE/PLLIN ピン) 入力の“H”のスレッショルドは公称  $1.6\text{V}$  ですが、入力の“L”のスレッショルドは公称  $1.2\text{V}$  です。

### 最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間  $t_{ON(MIN)}$  は、LTC3851A が上側の MOSFET をオンすることができる最小時間です。これは、内部のタイミング遅延と、上側の 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限度に接近する可能性があるので、次の条件を満たすように注意してください。

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

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。

LTC3851A の最小オン時間は、約  $90\text{ns}$  です。ただし、ピーク検出電圧が低下するにつれて、最小オン時間は徐々に増加します。これは、強制連続アプリケーションで電流が小さく負荷が軽い場合に、特に懸念される点です。この状況でデューティ・サイクルが最小オン時間の限度を下回ると、大量のサイクル・スキップが発生する可能性があり、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表示での効率は、出力電力を入力電力で割って  $100\%$  を掛けたものに等しくなります。個々の損失を解析して、効率を制限する要素が何であり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断することが、多くの場合有益です。パーセント表示での効率は、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、入力電力に対する個々の損失をパーセントで表したものです。

回路内で電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC3851A の回路の損失の大部分は、以下に示す主な 4 つの損失要因によって生じます。それは、1) デバイスの  $V_{IN}$  電流、2)  $INTV_{CC}$  レギュレータ電流、3)  $I^2R$  損失、4) 上側 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 消費電流であり、MOSFET ドライバの電流は含まれません。 $V_{IN}$  電流による損失は一般に小規模です ( $0.1\%$  未満)。
2.  $INTV_{CC}$  電流は、MOSFET ドライバ電流と制御回路電流の合計です。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”に切り替わるたびに、 $INTV_{CC}$  からグランドに微小電荷  $dQ$  が移動します。それによって生じる  $dQ/dt$  は  $INTV_{CC}$  から流出する電流であり、一般に制御回路の電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$  です。ここで、 $Q_T$  および  $Q_B$  は、上側と下側の MOSFET のゲート電荷です。

## アプリケーション情報

- I<sup>2</sup>R 損失は、ヒューズ(使用する場合)、MOSFET、インダクタ、電流センス抵抗の各DC抵抗から予測されます。連続モードでは、LやR<sub>SENSE</sub>に平均出力電流が流れますが、上側のMOSFETと同期MOSFETの間でこま切れにされます。2個のMOSFETのR<sub>DS(ON)</sub>がほぼ同じ場合は、片方のMOSFETの抵抗にLの抵抗とR<sub>SENSE</sub>を加算するだけでI<sup>2</sup>R損失を求めることができます。たとえば、各R<sub>DS(ON)</sub> = 10mΩ、DCR = 10mΩ、R<sub>SENSE</sub> = 5mΩである場合、全抵抗は25mΩです。この結果、5V出力では出力電流が3Aから15Aまで増加すると損失は2%～8%の範囲になり、3.3V出力では3%～12%の範囲になります。外付け部品および出力電力レベルが同じ場合、効率はV<sub>OUT</sub>の2乗に反比例して変化します。高性能デジタル・システムでは低出力電圧と大電流がますます要求されているので、その相乗効果により、スイッチング・レギュレータ・システムの損失項の重要性は倍増ではなく4倍増となります。
- 遷移損失は上側のMOSFETにのみ適用され、しかも高入力電圧(通常15V以上)で動作している場合にのみ大きくなります。遷移損失は次式から概算できます。

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

他の隠れた損失(銅トレースやバッテリの内部抵抗など)は、携帯型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。こうしたシステム・レベルの損失を設計段階で盛り込むことが非常に重要です。バッテリとヒューズの内部抵抗損失は、スイッチング周波数において、C<sub>IN</sub>の電荷蓄積が適切であるようにし、ESRが非常に低くなるようにすれば、最小限に抑えることができます。25W電源では、一般に最小で20μF～40μFの容量と、最大で20mΩ～50mΩのESRが必要です。その他の損失(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)は、一般には追加される全損失の2%未満にしかなりません。

### 過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は、負荷電流過渡応答を調べればチェックできます。スイッチング・レギュレータは、DC(抵抗性)負荷電流のステップに応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、V<sub>OUT</sub>はΔI<sub>LOAD</sub>(ESR)に等しい大きさだけシフトします。ここで、ESRはC<sub>OUT</sub>の等価直列抵抗

です。またΔI<sub>LOAD</sub>は、C<sub>OUT</sub>の充電または放電を開始して、帰還誤差信号を発生します。この信号によりレギュレータは、電流変化に適応してV<sub>OUT</sub>をその定常状態の値に戻すよう強制されます。この回復期間に(安定性に問題があることを示す)過度のオーバーシュートやリンギングが発生しないか、V<sub>OUT</sub>をモニタすることができます。I<sub>TH</sub>ピンを備えているので、制御ループ動作を最適化できるだけでなく、DC結合され、ACフィルタを通した閉ループ応答のテスト・ポイントも得られます。このテスト・ポイントでのDCステップ、立ち上がり時間、およびセトリングは、閉ループ応答を正確に反映します。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用して概算することができます。このピンの立ち上がり時間を調べることにより、帯域幅も概算できます。「標準的応用例」の回路に示すI<sub>TH</sub>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<sub>TH</sub>の直列R<sub>C</sub>-C<sub>C</sub>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、最終的な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てからは、過渡応答を最適化するための多少の(推奨値の0.5～2倍)変更ならできます。出力コンデンサの様々な種類と値によってループの利得と位相が決まるので、まず出力コンデンサを選択する必要があります。立ち上がり時間が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<sub>TH</sub>ピンの波形により、帰還ループを開くことなく全体的なループの安定性を判断することができます。現実的な負荷ステップを発生する実用的な方法として、出力コンデンサの両端に直接パワーMOSFETを接続し、適切な信号発生器でそのゲートをドライブします。出力電流のステップ変化によって生じる初期出力電圧ステップは帰還ループの帯域幅内にない場合があるので、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<sub>TH</sub>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。ループの帯域中央の利得はR<sub>C</sub>を大きくすると増加し、ループの帯域幅はC<sub>C</sub>を小さくすると拡大します。C<sub>C</sub>を減少させるのと同じ比率でR<sub>C</sub>を増加させると、ゼロの周波数は変化しないので、帰還ループの最も重要な周波数範囲で位相シフトが一定に保たれます。出力電圧のセトリング動作は閉ル

## アプリケーション情報

ブ・システムの安定性に関係し、電源全体の実際の性能を表します。

次に、大容量の( $>1\mu\text{F}$ )電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷で切り替えが行われると、さらに大きな過渡電圧が発生します。放電しきったバイパス・コンデンサが実質的に $\text{C}_{\text{OUT}}$ と並列接続状態になるため、 $\text{V}_{\text{OUT}}$ が急降下します。負荷スイッチの抵抗が小さく、かつ短時間でドライブされると、どのよう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。 $\text{C}_{\text{LOAD}}$ 対 $\text{C}_{\text{OUT}}$ の比率が1:50より大きい場合は、スイッチの立ち上がり時間を制御して、負荷の立ち上がり時間を約25・ $\text{C}_{\text{LOAD}}$ に制限するようにしてください。そうすることにより、 $10\mu\text{F}$ のコンデンサでは $250\mu\text{s}$ の立ち上がり時間が必要とされ、充電電流は約200mAに制限されるようになります。

## PC基板レイアウトのチェックリスト

プリント回路基板をレイアウトするときには、以下のチェックリストを使用して、LTC3851Aが正しく動作するようにしてください。これらの項目は、図9のレイアウト図にも図示されています。レイアウトでは以下の項目をチェックしてください。

1. 基板の信号グランドと電源グランドは分離されていますか。LTC3851AのGNDピンは、入力コンデンサの近くでグランド・プレーンに接続してください。低電流のグランド・ラインまたは信号のグランド・ラインは、一点でGNDピンに直接接続してください。同期MOSFETのソース・ピンは、入力コンデンサのグランドに接続してください。

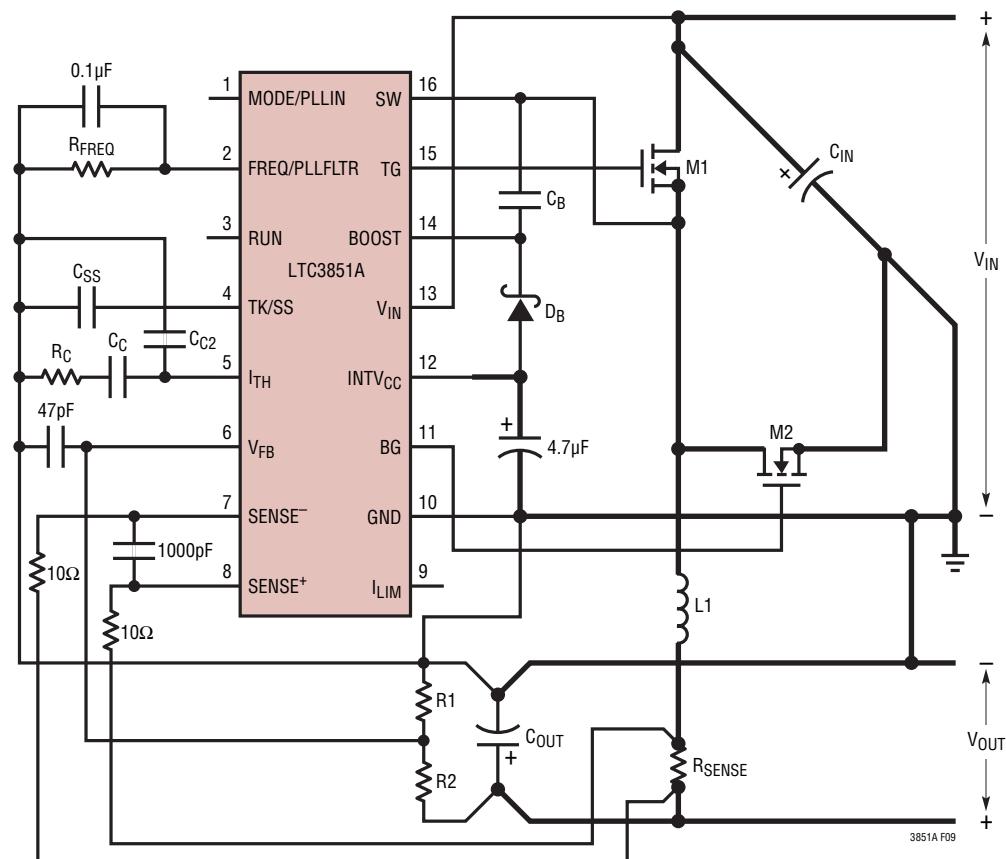


図9. LTC3851Aのレイアウト図

## アプリケーション情報

- V<sub>FB</sub>ピンは帰還抵抗に直接接続されていますか。抵抗分割器R1、R2は、C<sub>OUT</sub>の(+)電極と信号グランドの間に接続する必要があります。47pF～100pFのコンデンサは、LTC3851Aにできるだけ近づけて接続してください。帰還抵抗の配置がLTC3851Aから離れすぎないように注意してください。V<sub>FB</sub>ラインは、スルーレートの高い他のノードの近くには配線しないでください。
- SENSE<sup>+</sup>とSENSE<sup>-</sup>は最小の基板トレース間隔で共に配線されていますか。SENSE<sup>+</sup>とSENSE<sup>-</sup>の間のフィルタ・コンデンサは、できるだけLTC3851Aに近づけてください。図10に示すように、ケルビン接続を使って、電流が正確に検出されるようにします。SENSEラインに直列抵抗を追加することで、ノイズ除去性能を向上させ、R<sub>SENSE</sub>のESLを補償することができます。
- C<sub>IN</sub>の(+)端子は上側のMOSFETのドレインにできるだけ近づけて接続していますか。このコンデンサは、MOSFETにAC電流を供給します。
- INTV<sub>CC</sub>デカップリング・コンデンサは、INTV<sub>CC</sub>とGNDの間に、両方のピンに近づけて接続していますか。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。1μFのセラミック・コンデンサを1個、INTV<sub>CC</sub>ピンとGNDピンのすぐ近くに追加して配置すると、ノイズ性能の改善に役立ちます。
- スイッチング・ノード(SW)、上側のゲート・ノード(TG)、およびブースト・ノード(BOOST)は、影響を受けやすい小信号ノード、特に電圧および電流の検出帰還ピンから離してください。こうしたノードはすべて、信号が非常に大きく高速で変化するので、LTC3851AEGNの出力側(ピン9～ピン16)に保ち、基板のトレース面積は最小限に抑えてください。

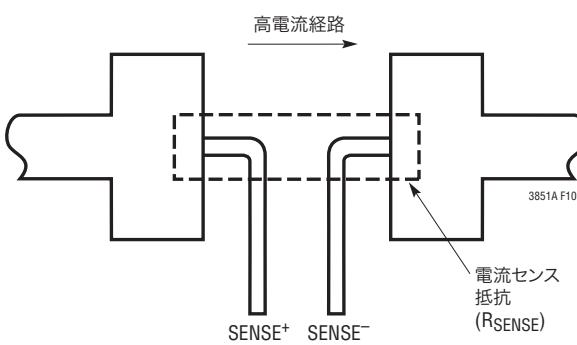


図10. ケルビン検出 R<sub>SENSE</sub>

## PC基板レイアウトのデバッグ

回路をテストするとき、DC～50MHzの電流プローブを使用してインダクタの電流をモニタすることは有用です。出力スイッチング・ノード(SWピン)をモニタして、オシロスコープを内部発振器に同期させ、また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。動作周波数は、ドロップアウト状態になるまでの入力電圧範囲で、さらに、出力負荷が低電流動作スレッシュホールド(Burst Mode動作では一般に最大設計電流レベルの10%)より下になるまで、保たれているようにしてください。

デューティ・サイクルのパーセンテージは、適切に設計し、低ノイズのPCB実装形態で、サイクルからサイクルへと維持されるようにしてください。低調波の周期でデューティ・サイクルが変動する場合は、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切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不要であれば、ループの過補償を用いてPCレイアウトの不備を補うことができます。

V<sub>IN</sub>をその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確認します。出力をモニタしながらさらにV<sub>IN</sub>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のみ、または入力電圧が高いときにのみ、問題があるかどうか調べます。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(できれば)BGの各接続と、影響を受けやすい電圧ピンおよび電流ピンとの間での、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横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最小限に抑えるのに有用です。入力電圧が低く電流出力負荷が大きいときに問題が生じる場合は、C<sub>IN</sub>、ショットキー・ダイオード、および上側のMOSFETと、影響を受けやすい電流および電圧検出トレースとの間での、誘導性結合を調べます。さらに、これらの部品とデバイスのGNDピンの間の、共通グランド経路の電圧ピックアップも調べてください。

## アプリケーション情報

### 設計例

設計例として、 $V_{IN} = 12V$ (公称)、 $V_{IN} = 22V$ (最大)、 $V_{OUT} = 1.8V$ 、 $I_{MAX} = 5A$ 、および $f = 250kHz$ と仮定します。図13を参照してください。

リップル電流を30%と仮定して、まずインダクタンス値を選択します。リップル電流の最大値は、最大入力電圧で発生します。160k $\Omega$ の抵抗をFREQ/PLLFLTRピンとGNDピンの間に接続し、250kHzの動作周波数を発生させます。30%のリップル電流の場合、最小インダクタンスは次式のとおりです。

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

4.7 $\mu$ Hのインダクタでは28%のリップル電流が発生し、3.3 $\mu$ Hでは40%になります。インダクタの値が3.3 $\mu$ Hの場合、ピーク・インダクタ電流は、DCの最大値にリップル電流の1/2を加えた値(つまり6A)になります。リップル電流を増やすことは、最小オン時間である90nsに違反しないようにするのにも役立ちます。最小オン時間は、以下のように最大 $V_{IN}$ で発生します。

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

$R_{SENSE}$ の抵抗値は、 $I_{LIM}$ をINTV<sub>CC</sub>に接続し、最大電流検出電圧の規定値を使用して、許容差をいかに考慮に入れるこによって計算できます。 $I_{LIM}$ をINTV<sub>CC</sub>に接続します。

$$R_{SENSE} \leq \frac{75mV}{6A} = 0.0125\Omega, \text{ so } 0.01\Omega \text{ is selected}$$

1%精度の抵抗( $R1 = 25.5k\Omega$  および  $R2 = 32.4k\Omega$ )を選択すると、1.816Vという出力電圧が得られます。

上側の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、 $R_{DS(ON)} = 0.035\Omega/0.022\Omega$ 、 $C_{MILLER} = 215pF$ となります。T(概算値) = 50°Cで最大入力電圧の場合、次のようにになります。

$$P_{MAIN} = \frac{1.8V}{22V} (5)^2 [1 + (0.005)(50°C - 25°C)] \cdot (0.035\Omega) + (22V)^2 \left( \frac{5A}{2} \right) (2\Omega) (215pF) \cdot \left[ \frac{1}{5 - 2.3} + \frac{1}{2.3} \right] (250kHz) = 185mW$$

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。

$$I_{SC} = \frac{29mV}{0.0125\Omega} - \frac{1}{2} \left( \frac{90ns(22V)}{3.3\mu H} \right) = 2.02A$$

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

$$P_{SYNC} = \frac{22V}{22V} (2.02A)^2 (1.125)(0.022\Omega) = 101.0mW$$

これは最大負荷状態での値より小さい値です。

$C_{IN}$ は、全温度範囲で3A以上のRMS電流定格に適合するように選択します。 $C_{OUT}$ は、出力リップルが小さくなるよう、ESRが0.02 $\Omega$ のものを選択します。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、およそ次のとおりです。

$$V_{ORIPPLE} = R_{ESR} (\Delta I_L) = 0.02\Omega (2A) = 40mV_{P-P}$$

## 標準的応用例

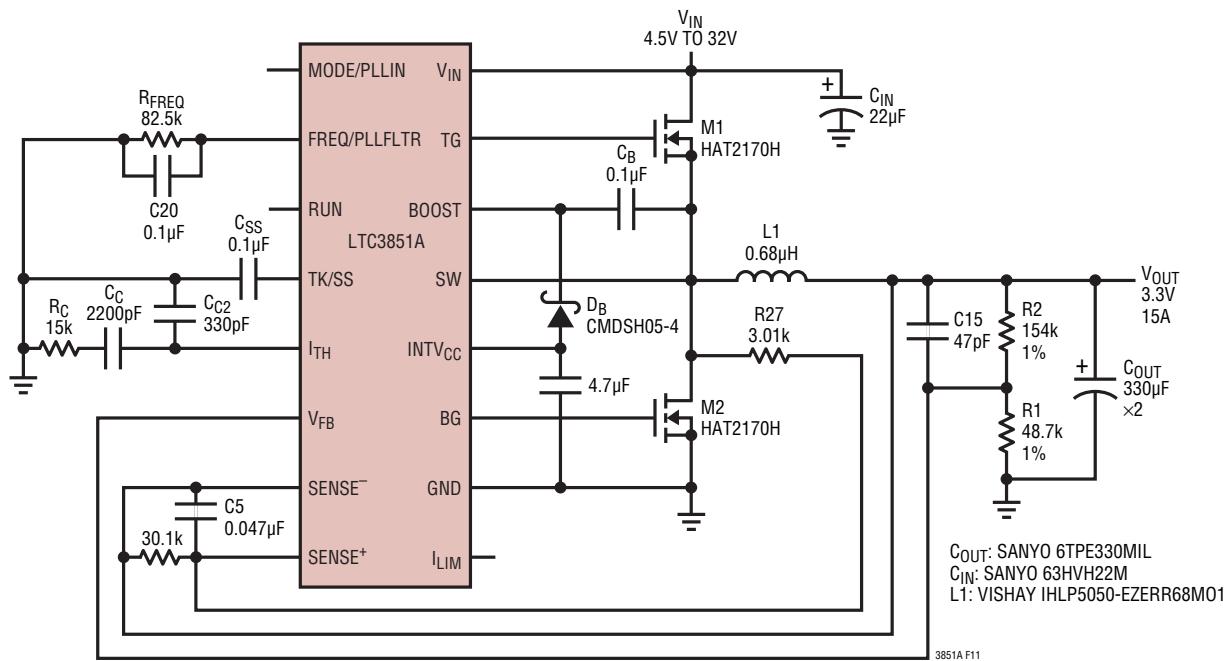
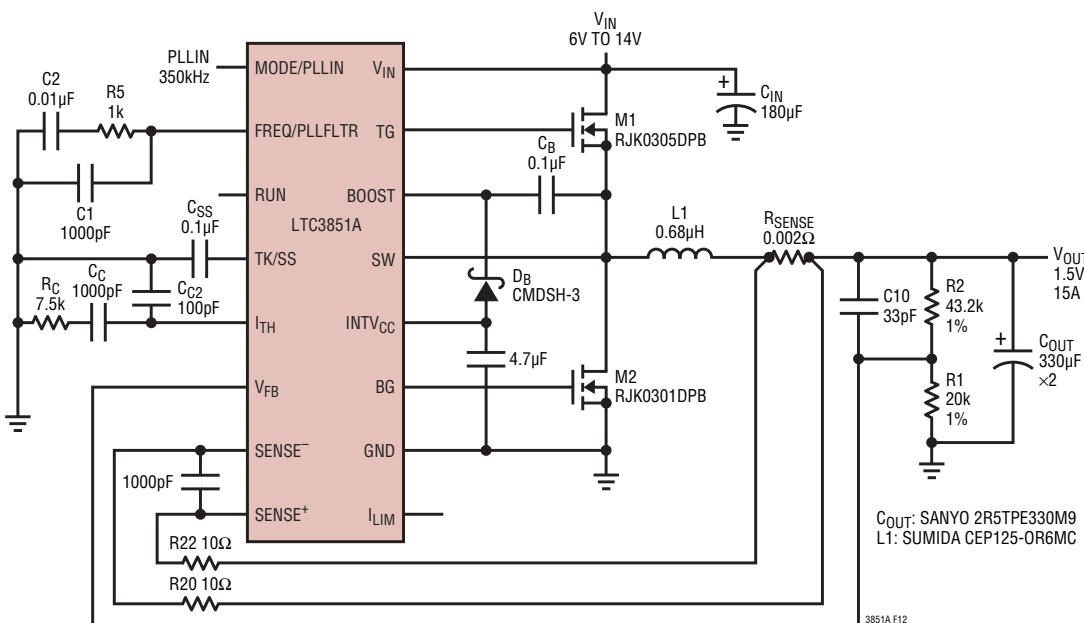
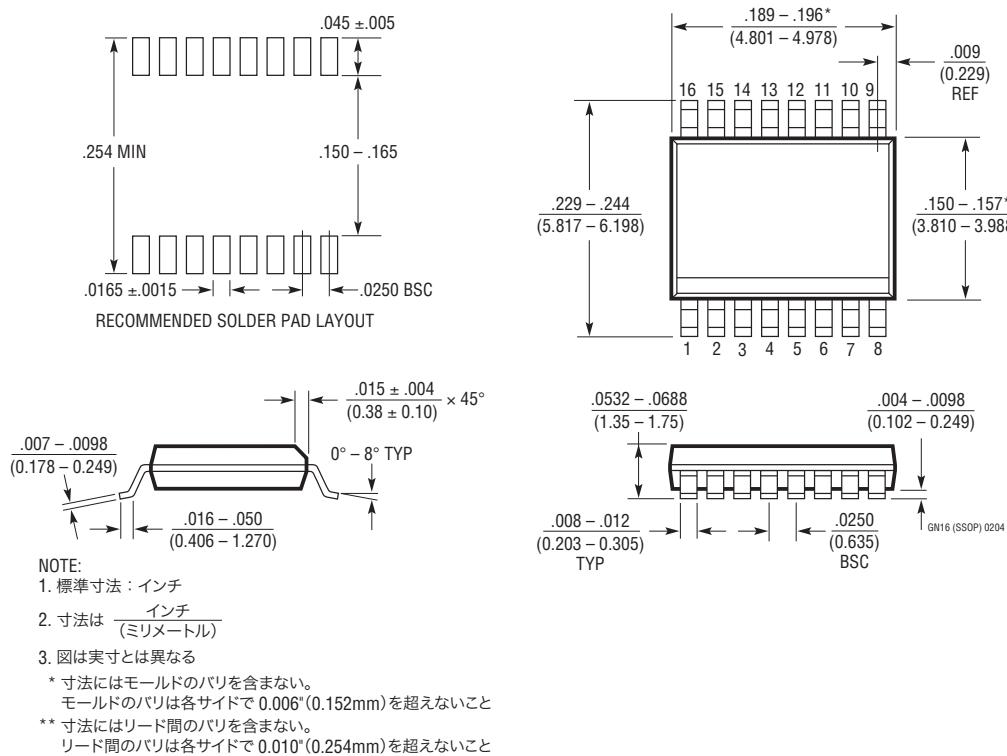


図11. 3.3V/15Aの高効率降圧コンバータ



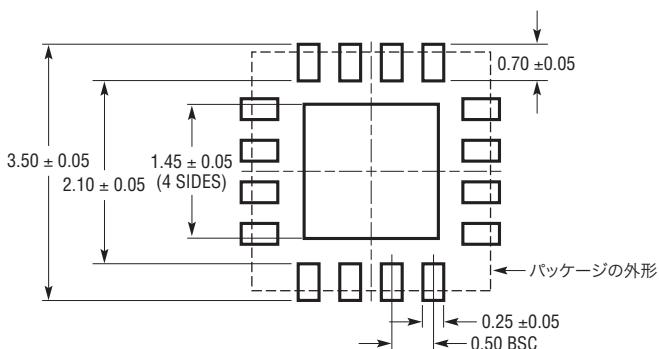
## パッケージ寸法

GNパッケージ  
16ピン・プラスチックSSOP(細型0.150インチ)  
(Reference LTC DWG # 05-08-1641)

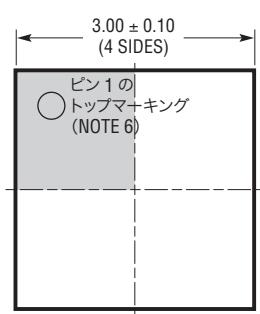


## パッケージ寸法

UDパッケージ  
16ピン・プラスチックQFN(3mm×3mm)  
(Reference LTC DWG # 05-08-1691)



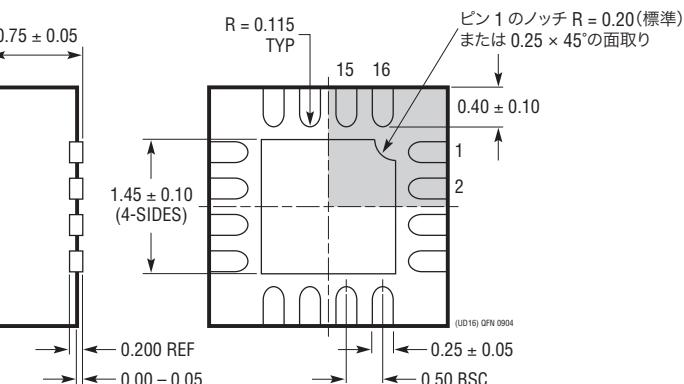
推奨する半田パッドのピッチと寸法



## NOTE:

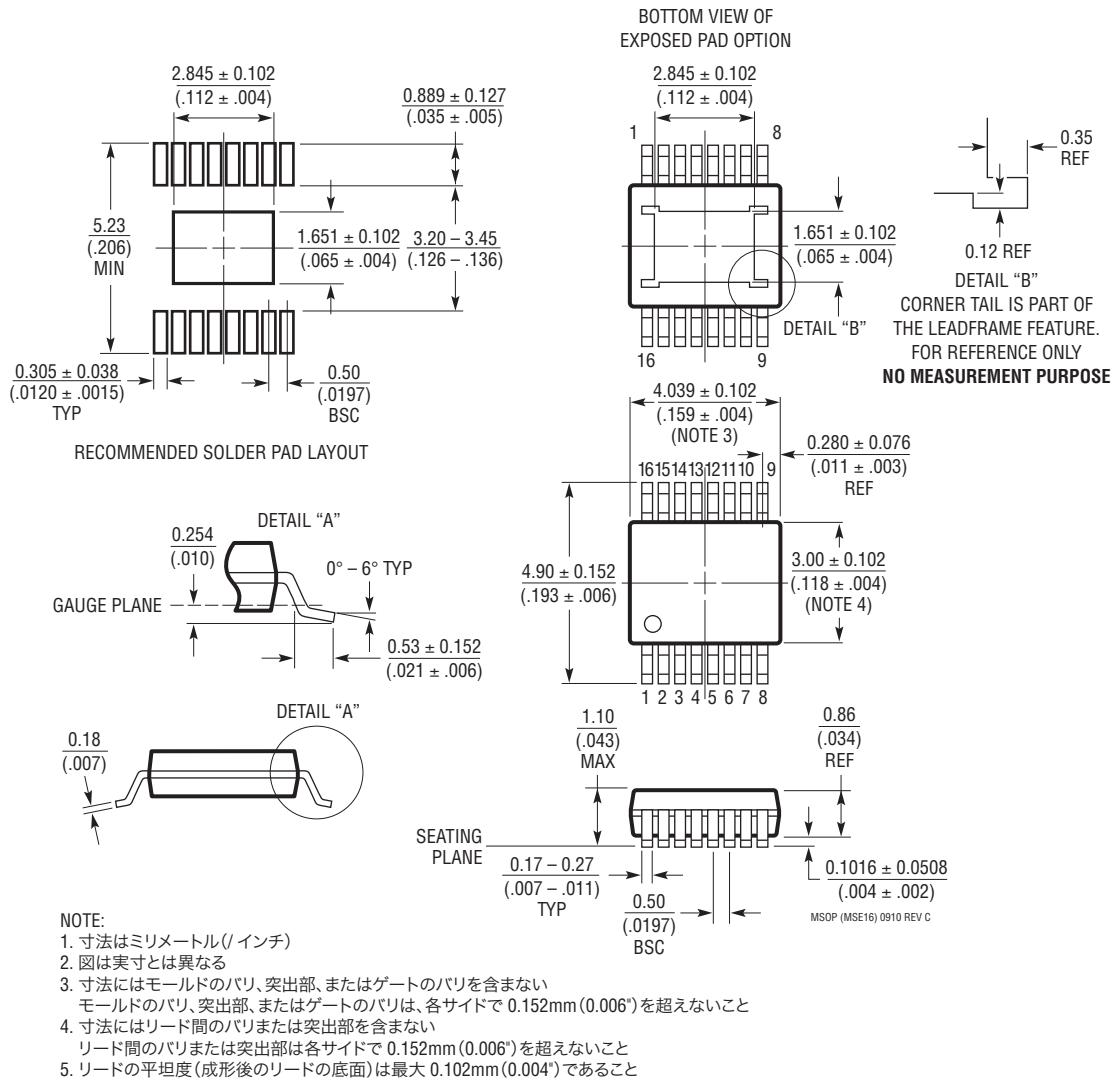
1. 図は JEDEC のパッケージ外形 MO-220 のバリエーション (WEED-2) に適合
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは(もしあれば)各サイドで 0.15mm を超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン 1 の位置の参考に過ぎない

露出パッド—底面図



## パッケージ寸法

MSEパッケージ  
16ピン・プラスチック MSOP、露出ダイ・パッド  
(Reference LTC DWG # 05-08-1667 Rev C)



## 改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	6/11	HグレードおよびMPグレードのデバイスを追加。データシート全体に反映。	1-30

## 標準的応用例

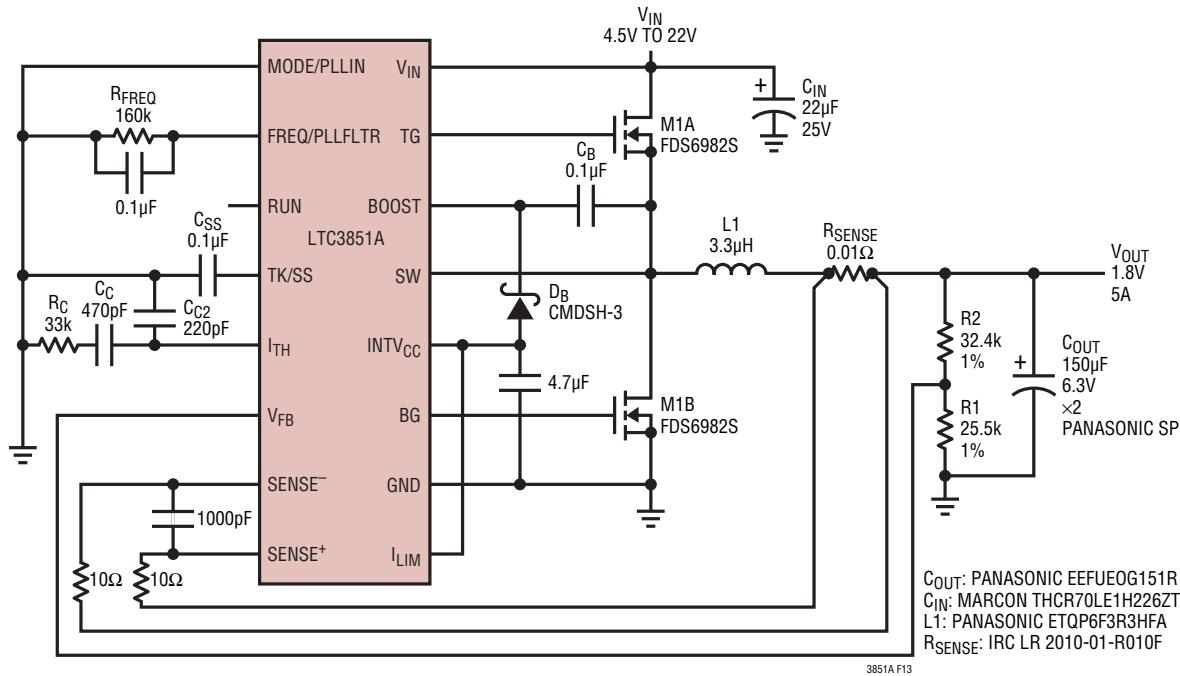


図13. パルス・スキップ動作を備えた設計例に基づく1.8V/5Aコンバータ

## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3854	実装面積が小さく、 $V_{IN}$ 範囲の広い、同期整流式降圧DC/DCコントローラ	動作周波数400kHz固定、 $4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$ 、 $2mm \times 3mm$ QFN-12
LTC3878	RSENSE <sup>TM</sup> なし、固定オン時間、同期整流式降圧DC/DCコントローラ	非常に速い過渡応答、 $t_{ON(MIN)} = 43ns$ 、 $4V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 0.9V_{IN}$ 、SSOP-16
LTC3879	RSENSEなし、固定オン時間、同期整流式降圧DC/DCコントローラ	非常に速い過渡応答、 $t_{ON(MIN)} = 43ns$ 、 $4V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.6V \leq V_{OUT} \leq 0.9V_{IN}$ 、MSOP-16E、 $3mm \times 3mm$ QFN-16
LTC3850/ LTC3850-1 LTC3850-2	デュアル、2フェーズ、RSENSEまたはDCRによる電流検出およびトラッキング対応、高効率同期整流式降圧DC/DCコントローラ	フェーズロック可能な固定動作周波数: 250kHz ~ 780kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 30V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$
LTC3853	トリプル出力、マルチフェーズ、RSENSEまたはDCRによる電流検出およびトラッキング対応、同期整流式降圧DC/DCコントローラ	フェーズロック可能な固定動作周波数: 250kHz ~ 750kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 24V$ 、 $V_{OUT}$ : 最大13.5V
LTC3610	12A、1MHz、モノリシック同期整流式降圧DC/DCコンバータ	高効率、調整可能な固定オン時間、 $4V \leq V_{IN} \leq 24V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $9mm \times 9mm$ QFN-64
LTC3611	10A、1MHz、モノリシック同期整流式降圧DC/DCコンバータ	高効率、調整可能な固定オン時間、 $4V \leq V_{IN} \leq 32V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $9mm \times 9mm$ QFN-64
LTC3775	高周波数、同期整流式電圧モード降圧DC/DCコントローラ	同期可能な固定周波数: 250kHz ~ 1MHz、 $t_{ON(MIN)} = 30ns$ 、 $4V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.6V \leq V_{OUT} \leq 0.8V_{IN}$ 、MSOP-16E、 $3mm \times 3mm$ QFN-16