

# 高効率、ローノイズ 同期整流型ステップダウン スイッチング・レギュレータ

## 特長

- デュアルNチャンネルMOSFET同期ドライブ
- プログラム可能な固定周波数
- 広い $V_{IN}$ 範囲：3.5V ~ 36V動作
- 超高効率
- 低ドロップアウト動作：デューティ・サイクル：99%
- 低待機時電流
- 二次巻線フィードバック・コントロール
- プログラマブル・ソフト・スタート
- リモート出力電圧センス
- ロジック制御によるマイクロパワー・シャットダウン： $I_Q < 25\mu A$
- フォールドバック電流制限(オプション)
- 良好なラインおよびロード過渡応答のための電流モード動作
- 出力電圧：1.19V ~ 9V
- 16ピン細型SOおよびSSOPパッケージで供給可能

## アプリケーション

- ノートブックおよびパームトップ・コンピュータ、PDA
- セルラー電話およびワイヤレス・モデム
- 携帯用計測器
- バッテリー動作のデジタル・デバイス
- DC電力配分システム

## 概要

LTC<sup>®</sup>1435は、固定周波数アーキテクチャで外部Nチャンネル・パワーMOSFETをドライブする同期整流型ステップダウン・スイッチング・レギュレータ・コントローラです。バースト・モード<sup>™</sup>動作は、低出力電流時に高効率を提供します。99%の最大デューティ・サイクルによる低ドロップアウト動作によって、バッテリー駆動システムの動作時間を延ばすことができます。

動作周波数は1つの外付けコンデンサで設定でき、柔軟性をもって効率を最適化します。二次巻線フィードバック制御ピンSFBは、連続動作を強制することにより、メイン出力の負荷に関係なく、レギュレーション動作を保証します。バースト・モードはノイズやRF障害を排除したいのであれば、SFBを"L"にすることによって禁止できます。

ソフトスタートは適切な電源シーケンスのために、外付けコンデンサで設定します。動作電流レベルは外部電流センス抵抗を通じてユーザがプログラムすることができます。入力電源範囲が広く、3.5Vから30V(最大36V)で動作可能です。

LTC、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。  
バースト・モードはリニアテクノロジー社の商標です。

## TYPICAL APPLICATION

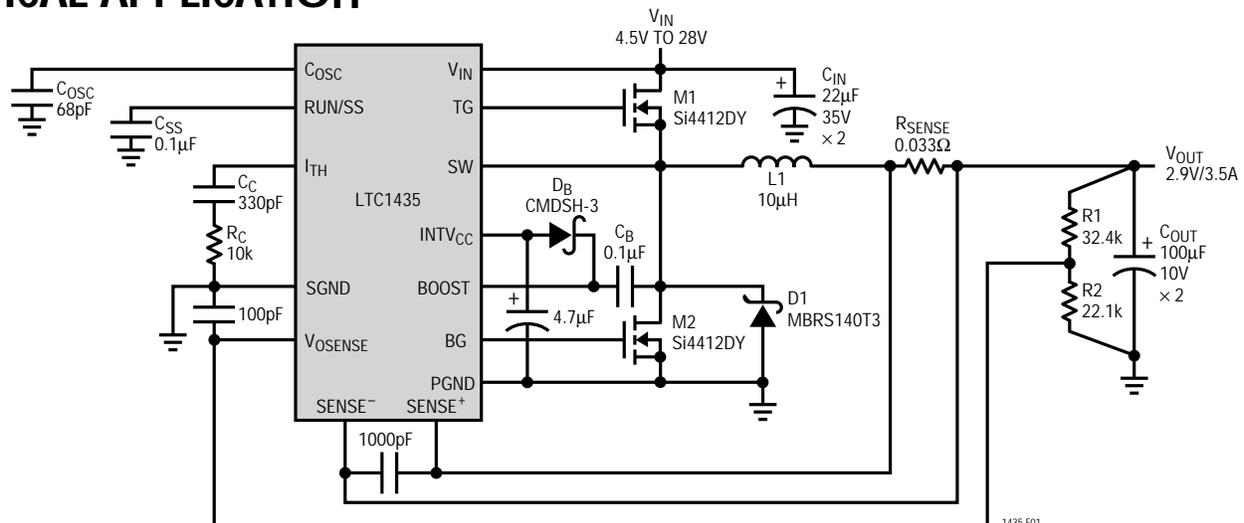
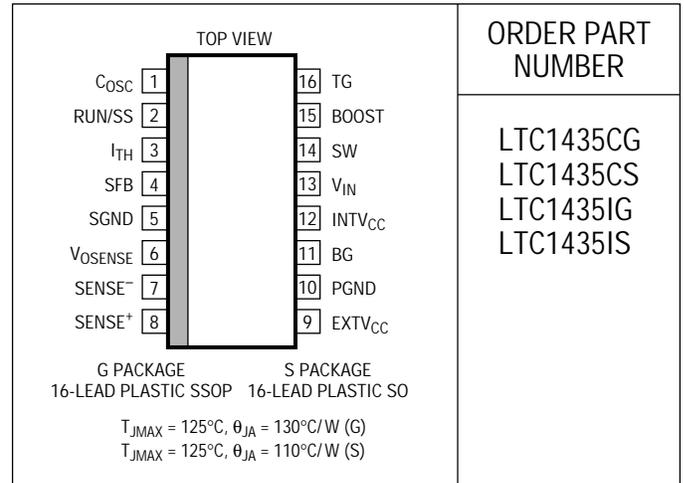


Figure 1. High Efficiency Step-Down Converter

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Input Supply Voltage ( $V_{IN}$ )	36V to -0.3V
Topside Driver Supply Voltage (Boost)	42V to -0.3V
Switch Voltage (SW)	$V_{IN} + 5V$ to -5V
EXTV <sub>CC</sub> Voltage	10V to -0.3V
Sense <sup>+</sup> , Sense <sup>-</sup> Voltages	INTV <sub>CC</sub> + 0.3V to -0.3V
I <sub>TH</sub> , V <sub>OSENSE</sub> Voltages	2.7V to -0.3V
SFB, Run/SS Voltages	10V to -0.3V
Peak Driver Output Current < 10 $\mu$ s (TG, BG)	2A
INTV <sub>CC</sub> Output Current	50mA
Operating Ambient Temperature Range	
LTC1435C	0°C to 70°C
LTC1435I	-40°C to 85°C
Junction Temperature (Note 1)	125°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

## PACKAGE/ORDER INFORMATION



ORDER PART NUMBER

LTC1435CG  
LTC1435CS  
LTC1435IG  
LTC1435IS

Consult factory for Military grade parts.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_{IN} = 15\text{V}$ , $V_{RUN/SS} = 5\text{V}$ unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>Main Control Loop</b>							
$I_{IN}$ V <sub>OSENSE</sub>	Feedback Current	(Note 2)		10	50	nA	
V <sub>OSENSE</sub>	Feedback Voltage	(Note 2)	●	1.178	1.19	1.202	V
$\Delta V_{LINEREG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 3.6\text{V to } 20\text{V}$ (Note 2)		0.002	0.01	%/V	
$\Delta V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	I <sub>TH</sub> Sinking 5 $\mu$ A (Note 2)	●		0.5	0.8	%
		I <sub>TH</sub> Sourcing 5 $\mu$ A	●		-0.5	-0.8	%
V <sub>SFB</sub>	Secondary Feedback Threshold	V <sub>SFB</sub> Ramping Negative	●	1.16	1.19	1.22	V
I <sub>SFB</sub>	Secondary Feedback Current	V <sub>SFB</sub> = 1.5V			-1	-2	$\mu$ A
V <sub>OV</sub> L	Output Overvoltage Lockout			1.24	1.28	1.32	V
I <sub>Q</sub>	Input DC Supply Current	EXTV <sub>CC</sub> = 5V (Note 3)					
		Normal Mode			260		$\mu$ A
		Shutdown			16	25	$\mu$ A
V <sub>RUN/SS</sub>	Run Pin Threshold	$V_{RUN/SS} = 0\text{V}, 3.6\text{V} < V_{IN} < 15\text{V}$	●	0.8	1.3	2	V
I <sub>RUN/SS</sub>	Soft Start Current Source	V <sub>RUN/SS</sub> = 0V		1.5	3	4.5	$\mu$ A
$\Delta V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	V <sub>OSENSE</sub> = 0V, 5V		130	150	180	mV
TG t <sub>r</sub>	TG Transition Time	Rise Time					
			Fall Time				
TG t <sub>f</sub>	TG Transition Time	Rise Time					
			Fall Time				
BG t <sub>r</sub>	BG Transition Time	Rise Time					
			Fall Time				
BG t <sub>f</sub>	BG Transition Time	Rise Time					
			Fall Time				
<b>Internal V<sub>CC</sub> Regulator</b>							
V <sub>INTVCC</sub>	Internal V <sub>CC</sub> Voltage	6V < V <sub>IN</sub> < 30V, V <sub>EXTVCC</sub> = 4V	●	4.8	5.0	5.2	V
V <sub>LDO INT</sub>	INTV <sub>CC</sub> Load Regulation	I <sub>INTVCC</sub> = 15mA, V <sub>EXTVCC</sub> = 4V			-0.2	-1	%
V <sub>LDO EXT</sub>	EXTV <sub>CC</sub> Voltage Drop	I <sub>INTVCC</sub> = 15mA, V <sub>EXTVCC</sub> = 5V			130	230	mV
V <sub>EXTVCC</sub>	EXTV <sub>CC</sub> Switchover Voltage	I <sub>INTVCC</sub> = 15mA, V <sub>EXTVCC</sub> Ramping Positive	●	4.5	4.7		V
<b>Oscillator</b>							
f <sub>OSC</sub>	Oscillator Frequency	C <sub>OSC</sub> = 100pF (Note 4)		112	125	138	kHz

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{IN} = 15\text{V}$ ,  $V_{RUN/SS} = 5\text{V}$  unless otherwise noted.

The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range.

LTC1435CG/LTC1435CS:  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$

LTC1435IG/LTC1435IS:  $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$

**Note 1:**  $T_J$  is calculated from the ambient temperature  $T_A$  and power dissipation  $P_D$  according to the following formula:

LTC1435CG/LTC1435IG:  $T_J = T_A + (P_D)(130^\circ\text{C/W})$

LTC1435CS/LTC1435IS:  $T_J = T_A + (P_D)(110^\circ\text{C/W})$

**Note 2:** The LTC1435 is tested in a feedback loop which servos  $V_{SENSE}$  to the balance point for the error amplifier ( $V_{ITH} = 1.19\text{V}$ ).

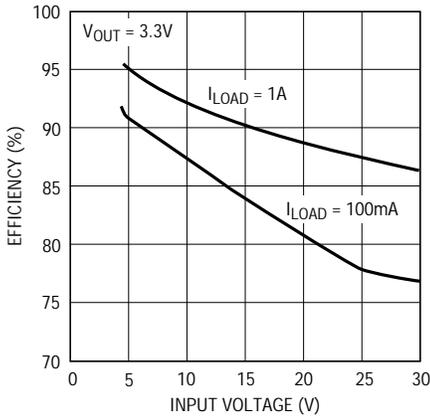
**Note 3:** Dynamic supply current is higher due to the gate charge being delivered at the switching frequency. See Applications Information.

**Note 4:** Oscillator frequency is tested by measuring the  $C_{OSC}$  charge and discharge currents and applying the formula:

$$f_{OSC} \text{ (kHz)} = \left( \frac{8.4(10^8)}{C_{OSC} \text{ (pF)} + 11} \right) \left( \frac{1}{I_{CHG}} + \frac{1}{I_{DIS}} \right)^{-1}$$

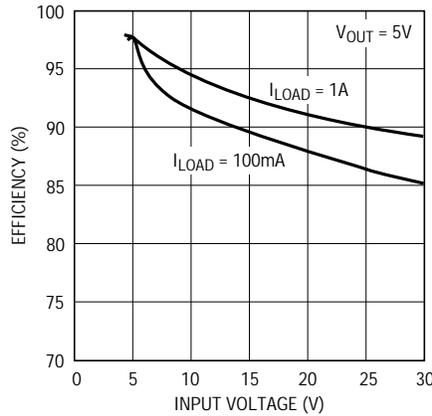
## TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Efficiency vs Input Voltage  
 $V_{OUT} = 3.3\text{V}$



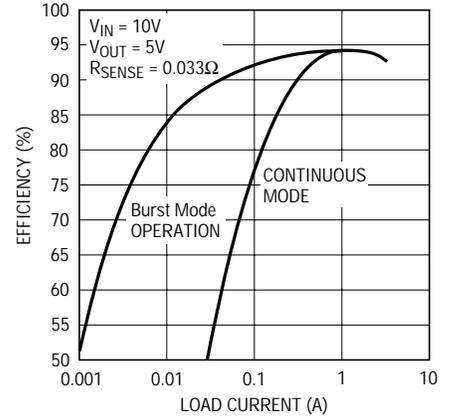
1435 G01

Efficiency vs Input Voltage  
 $V_{OUT} = 5\text{V}$



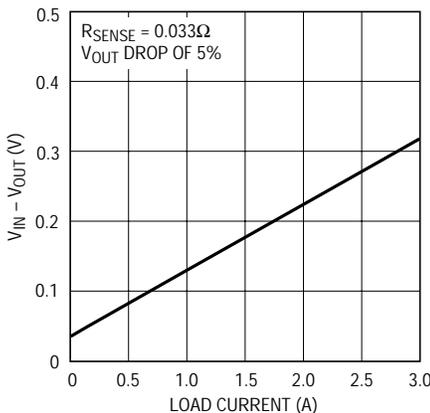
1435 G02

Efficiency vs Load Current



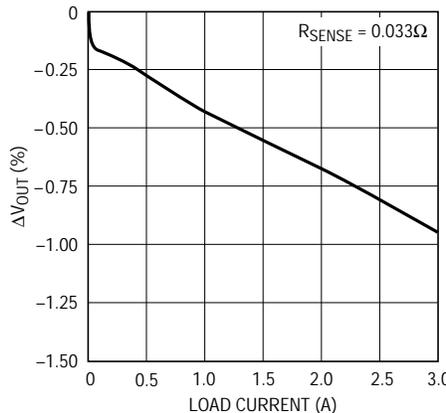
1435 G03

$V_{IN} - V_{OUT}$  Dropout Voltage  
vs Load Current



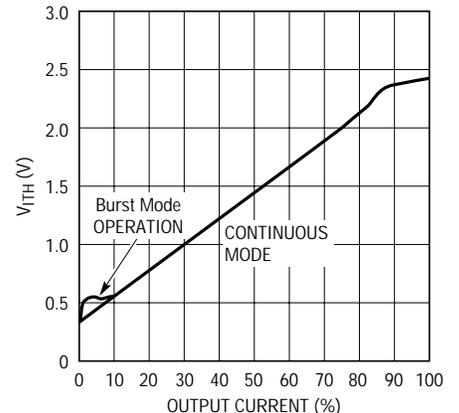
1435 G04

Load Regulation



1435 G05

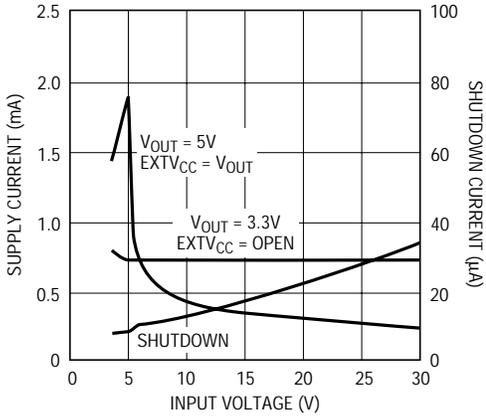
$V_{ITH}$  Pin Voltage vs Output Current



1435 G06

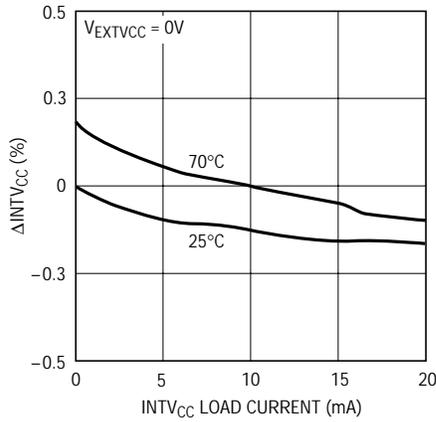
# TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

**Input Supply and Shutdown Current vs Input Voltage**



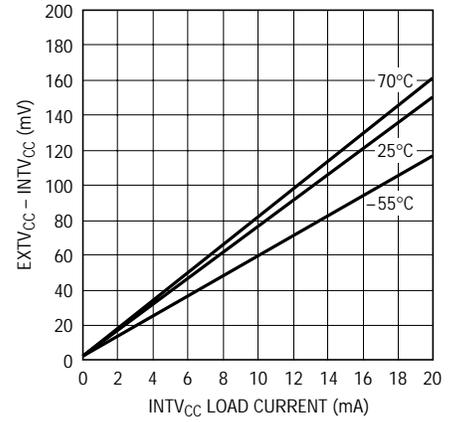
1435 G07

**INTV<sub>CC</sub> Regulation vs INTV<sub>CC</sub> Load Current**



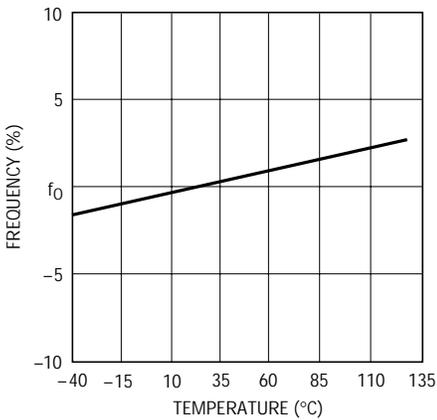
1435 G08

**EXTV<sub>CC</sub> Switch Drop vs INTV<sub>CC</sub> Load Current**



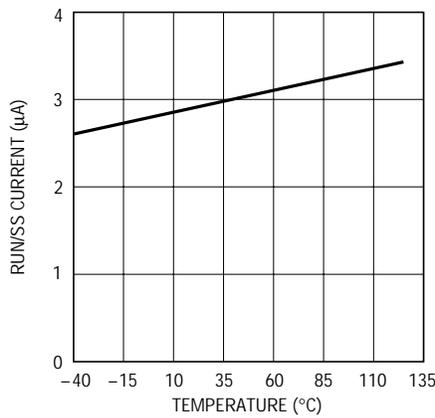
1435 G09

**Normalized Oscillator Frequency vs Temperature**



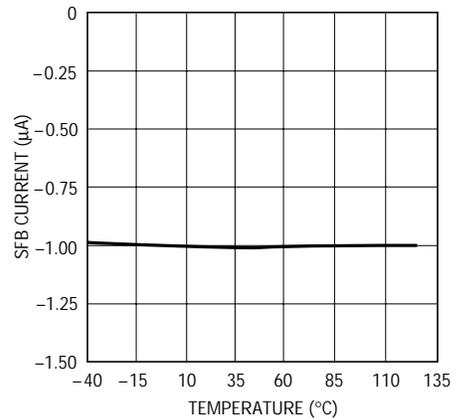
1435 G10

**RUN/SS Pin Current vs Temperature**



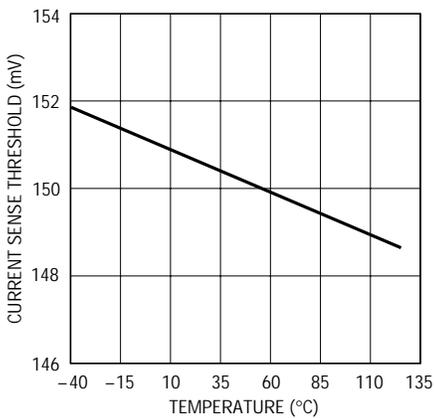
1435 G11

**SFB Pin Current vs Temperature**



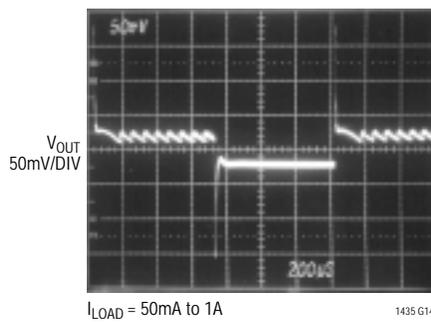
1435 G12

**Maximum Current Sense Threshold Voltage vs Temperature**



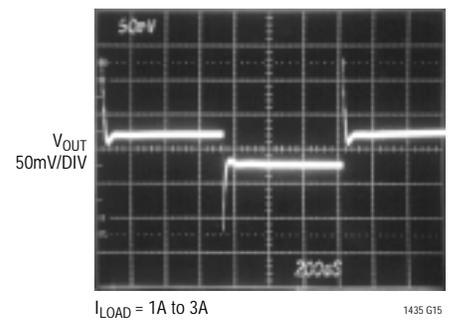
1435 G13

**Transient Response**



1435 G14

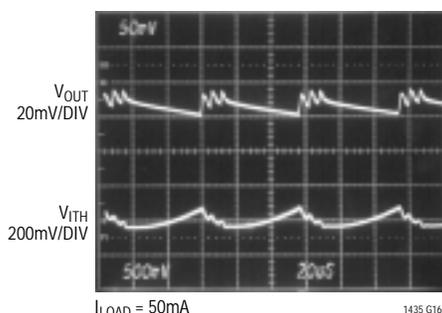
**Transient Response**



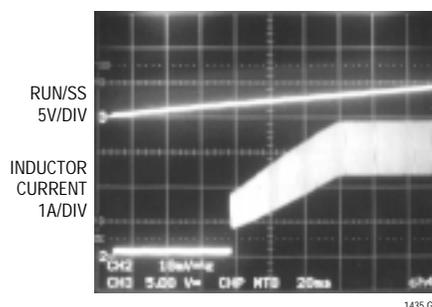
1435 G15

## TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Burst Mode Operation



Soft Start: Load Current vs Time



## ピン機能

**C<sub>OSC</sub>**(ピン1): このピンからグラウンドに接続された外部コンデンサC<sub>OSC</sub>で、動作周波数を設定します。

**RUN/SS**(ピン2): ソフト・スタートと実行制御入力の組み合わせ。このピンからグラウンドの間のコンデンサで、最大電流出力までのランプ時間を設定します。この時間は約0.5s/μFです。このピンを約1.3V以下にするとシャット・ダウンします。シャットダウン時にはすべての機能がディスエーブルされます。

**I<sub>TH</sub>**(ピン3): 誤差アンプの補償点。電流コンパレータのスレッシュホールドは、この制御電圧に応じて増加します。このピンの通常電圧レンジは0Vから2.5Vです。

**SFB**(ピン4): 二次巻線フィードバック入力。この入力は通常は二次巻線からフィードバック抵抗分圧器に接続されます。このピンは次のように接続しなければなりません。連続動作を強制するにはグラウンドに接続します。二次巻線を使用しないアプリケーションの場合はINTV<sub>CC</sub>に接続します。そして、二次巻線を使用するアプリケーションでは出力から抵抗分圧器に接続します。

**SGND**(ピン5): 小信号グラウンド。他のグラウンドから別にC<sub>OUT</sub>コンデンサの(-)端子に配線しなければなりません。

**V<sub>OSENSE</sub>**(ピン6): 出力間の外部抵抗分圧器から、フィードバック電圧を受け取ります。

**SENSE<sup>-</sup>**(ピン7): 電流コンパレータの(-)入力です。

**SENSE<sup>+</sup>**(ピン8): 電流コンパレータへの(+)入力。SENSE<sup>-</sup>とSENSE<sup>+</sup>ピン間のビルトイン・オフセットは、R<sub>SENSE</sub>とともに電流トリップ・スレッシュホールドを設定します。

**EXTV<sub>CC</sub>**(ピン9): 内部スイッチへの入力。INTV<sub>CC</sub>に接続さ

れている。EXTV<sub>CC</sub>が4.7Vを超えると、このスイッチが閉じV<sub>CC</sub>パワーを供給します。アプリケーション情報セクションにあるEXTV<sub>CC</sub>の接続を参照してください。このピンは10Vを越えてはいけません。V<sub>OUT</sub> ≥ 5Vの場合、V<sub>OUT</sub>に接続されます。

**PGND**(ピン10): ドライバ電源グラウンド。ボトムNチャンネルMOSFETSのソースとC<sub>IN</sub>の(-)端子に接続します。

**BG**(ピン11): ボトムNチャンネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブ出力。このピンの電圧振幅は、グラウンドからINTV<sub>CC</sub>です。

**INTV<sub>CC</sub>**(ピン12): 内部5VレギュレータとEXTV<sub>CC</sub>スイッチの出力。ドライブおよび制御回路はこの電圧から給電されます。最小2.2μFのタンタルまたは電解コンデンサを使用して電源グラウンドの近くでデカップリングしなければなりません。

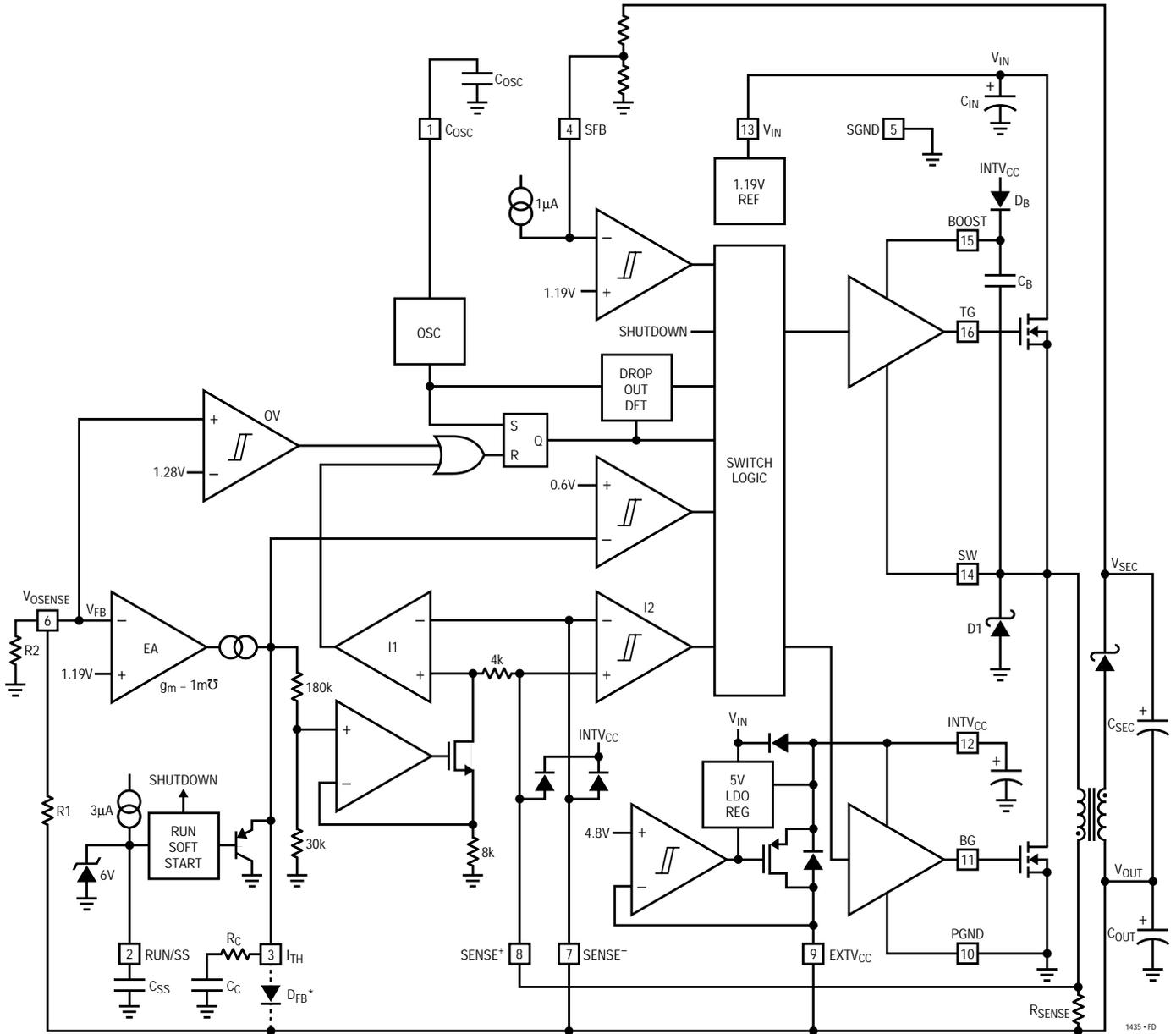
**V<sub>IN</sub>**(ピン13): メイン電源ピン。ICの信号グラウンド・ピンの近くでデカップリングしなければなりません。

**SW**(ピン14): ノード接続をインダクタに切り替えます。このピンでの電圧振幅は、グラウンドよりショットキ・ダイオード(外部)の電圧降下分だけ低い電圧からV<sub>IN</sub>までです。

**BOOST**(ピン15): トップサイドのフローティング・ドライバへの電源。このピンにはブートストラップ・コンデンサがリターンします。このピンの電圧振幅は、INTV<sub>CC</sub>からV<sub>IN</sub> + INTV<sub>CC</sub>です。

**TG**(ピン16): トップNチャンネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブ。これは、スイッチ・ノード電圧SWにスーパーインポーズされたINTV<sub>CC</sub>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。

# FUNCTIONAL DIAGRAM



\* FOLDBACK CURRENT LIMITING OPTION

1435 - FD

## 動作(機能図参照)

## メイン制御ループ

LTC1435は、定周波数、電流モード・ステップダウン・アーキテクチャを使用しています。通常動作中は、発振器がRSラッチをセットすると、各サイクルごとにトップMOSFETがターンオンし、メイン電流コンパレータI1がRSラッチをリセットするとターンオフします。I1がRSラッチをリセットするピーク・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。 $V_{OSENSE}$ ピンは、ピン機能で説明したようにEAが外部抵抗分圧器から出力フィードバック電圧 $V_{FB}$ を受信することができます。負荷電流が増加すると、1.19Vの基準に対して $V_{FB}$ がわずかに減少し、それによって平均インダクタ電流が新しい負荷電流と等しくなるまで、 $I_{TH}$ 電圧が増加します。トップMOSFETがターンオフした後、電流コンパレータI2で示されるとおり、インダクタ電流が逆流し始めるか、次のサイクルの初めまでボトムMOSFETがターンオンします。

トップMOSFETドライバは、通常は各オフ・サイクル中に再充電されるフローティング・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。しかし、 $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ 近くの電圧にまで低下すると、ループがドロップアウトに入り、トップMOSFETを連続してターンオンにしようとする場合があります。ドロップアウト検出器は、トップMOSFETがターンオンしたままの発振器サイクル数をカウントし、 $C_B$ が再充電できるよう周期的に短いオフ期間を強制的に設けています。

メイン制御ループは、RUN/SSピンを“L”にプルダウンするとシャット・ダウンされます。RUN/SSを解放すると、内部3 $\mu$ A電流源がソフト・スタート・コンデンサ $C_{SS}$ を充電することができます。 $C_{SS}$ が1.3Vに達すると、メイン制御ループは、最大値の約30%でクランプされた $I_{TH}$ 電圧でイネーブルされます。 $C_{SS}$ が継続して充電されると $I_{TH}$ は徐々に解放され、通常の動作が再開できます。

コンパレータ、0VはトップMOSFETのターンオフによる7.5%を超える過渡オーバーシュートに対しガードしており、フォールトが回復するまでオフ状態を維持します。

## 低電流動作

LTC1435は、負荷要求に応じて外部FETを間欠動作するバースト・モード動作を持っています。コンパレータI2が電流の逆流を検出してボトムMOSFETをターンオフすると、低電流動作への移行が開始されます。 $R_{SENSE}$ 両端の電圧がI2のヒステリシス(約20mV)を1サイクル以上超えなかった場合は、以降のサイクルでトップおよびボトムドライブはディスエーブルされます。これによって、インダクタ電流のピーク値が $20\text{mV}/R_{SENSE}$ を超えるか、 $I_{TH}$ 電圧が0.6Vを超えるまで継続され、いずれの場合もドライブは次のサイクルで、TGピンに戻るようになります。

負荷電流が低電流動作を要求しているときでも、2つの条件によって連続同期動作を強制することができます。1つは、SENSE+およびSENSE-ピンのコモン・モード電圧が1.4V以下にあるときであり、もう1つはSFBピンが1.19V以下のときです。後者の条件は、アプリケーション情報セクションで説明する二次巻線レギュレーションを援助するために使用されます。

INTV<sub>CC</sub>/EXTV<sub>CC</sub>電源

トップおよびボトムMOSFETドライバ、そして他の大部分のLTC1435回路への電源は、INTV<sub>CC</sub>ピンから供給されます。ボトムMOSFETドライバ電源ピンはLTC1435の内部でINTV<sub>CC</sub>に接続されています。EXTV<sub>CC</sub>ピンをオープンにしておくと、内部5V低ドロップアウト・レギュレータがINTV<sub>CC</sub>に電源を供給します。EXTV<sub>CC</sub>が4.8Vを超えると、5Vレギュレータがターンオフし、内部スイッチがターンオンして、EXTV<sub>CC</sub>をINTV<sub>CC</sub>に接続します。これによって、アプリケーション情報で説明するとおり、INTV<sub>CC</sub>電源をレギュレータ自身または二次巻線の出力などの高効率な外部ソースから供給することができます。

## アプリケーション情報

基本的なLTC1435の高効率ステップダウン・コンバータのアプリケーション回路を図1に示します。外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行なわれ、まずR<sub>SENSE</sub>の選択から実行します。R<sub>SENSE</sub>がわかればC<sub>OSC</sub>とLも選択できます。次に、パワーMOSFETとD1を選択します。最後にC<sub>IN</sub>とC<sub>OUT</sub>を選択します。図1に示す回路は、最大28Vの入力電圧で動作するように構成できます(外部MOSFETで制限される)。

### 出力電流に対応したR<sub>SENSE</sub>の選択

R<sub>SENSE</sub>は要求される出力電流に基づいて選択します。LTC1435電流コンパレータは、150mV/R<sub>SENSE</sub>の最大スレッシュホールドとSGNDからINTV<sub>CC</sub>までの同相入力範囲を有しています。電流コンパレータのスレッシュホールドはインダクタ電流のピークを設定するため、そのピーク値よりピーク・ツー・ピーク・リップル電流ΔI<sub>L</sub>の半分だけ小さい最大出力電流I<sub>MAX</sub>が発生します。

LTC1435および外付け部品値のばらつきに対する余裕をもたせると、次式のようになります。

$$R_{SENSE} = \frac{100\text{mV}}{I_{MAX}}$$

LTC1435は、0.005 から0.2 のR<sub>SENSE</sub>の値で正しく動作します。

### 動作周波数に対応したC<sub>OSC</sub>の選択

LTC1435は、固定周波数アーキテクチャを使用しており、周波数は外部発振器コンデンサC<sub>OSC</sub>によって決定されます。トップサイドMOSFETがターンオンするたびに、C<sub>OSC</sub>の電圧はグラウンドにリセットされます。オン時間中、C<sub>OSC</sub>は固定電流によって充電されます。コンデンサの電圧が1.19Vに達すると、C<sub>OSC</sub>はグラウンドにリセットされます。続いてこのプロセスが繰り返されます。

C<sub>OSC</sub>の値は希望の動作周波数から計算されます。

$$C_{OSC}(\text{pF}) = \left[ \frac{1.37(10^4)}{\text{周波数}(\text{kHz})} \right] - 11$$

入力電圧の影響を含むC<sub>OSC</sub>の選択対周波数のグラフを図2に示します。動作周波数が高くなるとゲート充電損失が増加し、効率が低下します(効率の考察のセクションを参照)。最大推奨スイッチング周波数は400 kHzです。

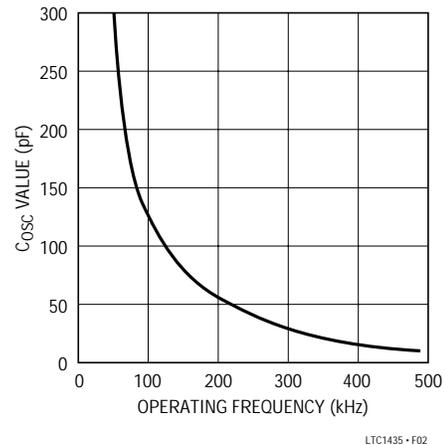


Figure 2. Timing Capacitor Value

### インダクタ値の計算

動作周波数とインダクタの選択は相関関係があるため、高い動作周波数ではより小さなインダクタとコンデンサ値を使用できます。そうであれば、なぜ誰もが大きな値のコンポーネントでより低い周波数で動作させるほう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ゲート電荷の損失のために、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おけるインダクタ値の影響も考慮しなければなりません。

インダクタ値は、リップル電流に直接影響を及ぼします。インダクタ・リップル電流ΔI<sub>L</sub>は、次式で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<sub>IN</sub>またはV<sub>OUT</sub>が高いほど増加します：

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

大きなΔI<sub>L</sub>の値が許容できれば、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も大きくなってしまいます。リップル電流を設定するための妥当なスタート・ポイントは、ΔI<sub>L</sub> = 0.4(I<sub>MAX</sub>)です。入力電圧が最大ときにΔI<sub>L</sub>が最大になることを忘れないでください。

インダクタ値も低電流動作に影響を及ぼします。ボトムMOSFETが導通している間に、インダクタ電流がゼロになると、低電流動作への移行が開始されます。

## アプリケーション情報

インダクタ値を低くする( $\Delta L$ が高くなる)と、高い負荷電流でこれが発生し、低電流動作時の上位の範囲での効率が低下する可能性があります。バースト・モード動作では、インダクタンス値が低くなると、バースト周波数が低下します。

図3のグラフは、推奨インダクタ値対動作周波数および $V_{OUT}$ の範囲を示します。

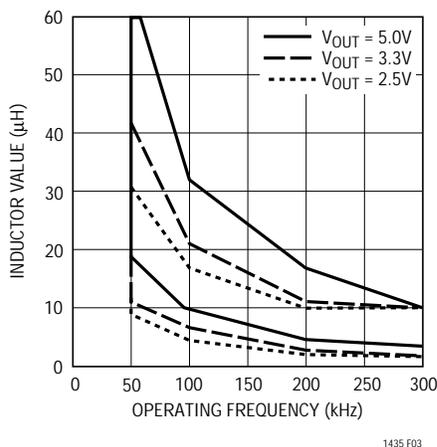


Figure 3. Recommended Inductor Values

### インダクタ・コアの選択

Lの値がわかったら、次にインダクタのタイプを選択しなければなりません。高効率コンバータは、一般に低コストの鉄粉コアで生じるコア損失では最適な性能が得られないため、より高価なフェライト、Molypermalloy、またはKool M $\mu$ ®コアを使用しなければなりません。実際のコア損失は一定のインダクタ値に対するコア・サイズには関係ありませんが、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が低下します。残念ながら、インダクタンスが増加すると巻線の巻数が増加するため、銅損が増加します。

フェライトによる設計ではコア損失がきわめて低く、高スイッチング周波数では好まれるため、設計目標を銅損に集中して、飽和問題を回避することができます。フェライト・コア材料は極度に飽和します。つまり、最大設計電流を超えるとインダクタンスが急激に消滅します。この結果、インダクタのリプル電流が急増し、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。

Molypermalloy (Magnetics, Inc.製)は、トロイドに最適な低損失コア材料ですが、フェライトよりも高価です。

Kool M $\mu$ はMagnetics, Inc.の登録商標です。

Magnetics, Inc.製で経済的なものがKool M $\mu$ です。トロイドは特に多層巻線が使用できるときに、空間効率が非常に高くなります。一般に、これらに適したボビンがないため実装が困難です。しかし、表面実装用の製品が入手でき、高さもそれほどではありません。

### パワーMOSFETおよびD1の選択

LTC1435で使用する各コントローラに対して、2つの外部パワーMOSFETを選択しなければなりません：トップ(メイン)スイッチ用のNチャネルMOSFETと、ボトム(同期)スイッチ用のNチャネルMOSFETです。

ピーク・ツー・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5Vです(EXTV<sub>CC</sub>ピン接続を参照)。したがって、大部分のLTC1435アプリケーションでは、ロジック・レベル・スレッシュホールドMOSFETを使用しなければなりません。唯一の例外は、EXTV<sub>CC</sub>ピンに8V以上(10V以下であること)の外部電源から電力が供給され、標準スレッシュホールドMOSFET( $V_{GS(TH)} < 4V$ )が使用できるアプリケーションです。MOSFETのBV<sub>DSS</sub>仕様にも十分に注意してください。ロジック・レベルMOSFETの多くは30Vまたはそれ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 $R_{DS(ON)}$ 、逆伝達キャパシタンス $C_{RSS}$ 、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。LTC1435が連続モードで動作中には、トップおよびボトムMOSFETのデューティ・サイクルは、次式で与えられます。

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

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

また、MOSFETの最大出力電流時の消費電力は、次式で与えられます。

$$P_{MAIN} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)} + k(V_{IN})^{1.85} (I_{MAX}) (C_{RSS}) (f)$$

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

## アプリケーション情報

ここで、 $k$ は $R_{DS(ON)}$ の温度係数、 $k$ はゲート・ドライブ電流に反比例する定数です。

$I^2R$ 損失の項は2つのMOSFETに共通していますが、トップサイドのNチャネルの式では余分に遷移損失の項があり、これは入力電圧が高いときに最も高くなります。 $V_{IN} < 20V$ の場合、高電流効率は一般にMOSFETを大きくすると向上し、 $V_{IN} > 20V$ の場合、低 $C_{RSS}$ ・高 $R_{DS(ON)}$ デバイスを使用することによって実際に高い効率が実現されるポイントまで、遷移損失が急激に上昇します。

同期MOSFETの損失は、入力電圧が高いとき、またはこのスイッチのデューティ・サイクルがほぼ100%になる短絡時に最も大きくなります。他のアプリケーション情報については、フォールドバック電流制限セクションを参照してください。

あるMOSFETに対する $(1 + \frac{1}{k})$ は、一般に正規化 $R_{DS(ON)}$ 対温度曲線から得られますが、低電圧MOSFETに対する近似値として $\frac{1}{k} = 0.005/V$ を使用することができます。 $C_{RSS}$ は通常MOSFETの特性で規定されています。定数 $k = 2.5$ を用いて、メインスイッチの消費電力式の2つの項の関係を推定することができます。

図1に示すショットキ・ダイオードD1は、2つの大型パワーMOSFETの導通間の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、デッドタイム中にターンオンして電荷を蓄積するのを防止しますが、効率は1%ほど低下します。1Aショットキーは、一般に3Aのレギュレータに適当なものです。

### $C_{IN}$ および $C_{OUT}$ の選択

連続モードでは、トップNチャネルMOSFETのソース電流は、デューティ・サイクルが $V_{OUT}/V_{IN}$ の方形波になります。大きな過渡電圧を防止するには、最大実効電流に対応できる容量の低ESR入力コンデンサを使用しなければなりません。最大実効コンデンサ電流は次式で与えられます。

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

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ で最大値をとり、 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ となります。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にはこの単純な最悪ケース条件が設計に

使用されます。多くの場合、コンデンサ製造業者のリップル電流定格は、わずか2000時間の寿命時間によって規定されています。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。設計でのサイズまたは高さの条件に適合させるため、何個かのコンデンサを並列にすることもできます。疑問があれば必ず製造業者に問い合わせてください。

$C_{OUT}$ は要求される等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESR要求条件が満たされると、容量はフィルタリングに十分なものです。出力リップル( $\Delta V_{OUT}$ )は、ほぼ次式のようにになります：

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L \left( ESR + \frac{1}{4fC_{OUT}} \right)$$

ここで、 $f$  = 動作周波数、 $C_{OUT}$  = 出力キャパシタンス、 $\Delta I_L$  = 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ために、出力リップルは入力電圧が最大になるときに最も高くなります。 $\Delta I_L = 0.4I_{OUT(MAX)}$ のとき、出力リップルは、以下の条件を仮定すると、最大 $V_{IN}$ で、100 mV未満になります：

$$C_{OUT}の所要 ESR < 2 R_{SENSE}$$

ニチコン、United Chemicon、三洋などのメーカーから高性能スルーホール・コンデンサが入手できます。三洋製のOS-CON半導体誘電体コンデンサは、アルミニウム電解コンデンサの中で(ESR・サイズ)の積が最も低いものですが、いくらか価格が高くなっています。 $C_{OUT}$ のESR条件を満足すれば、一般に実効電流定格は $I_{RIPPLE(P-P)}$ 条件をはるかに上回ります。

表面実装アプリケーションでは複数のコンデンサを並列に接続して、応用回路のESRまたはRMS電流処理要件に適合させる必要があります。表面実装型のアルミニウム電解コンデンサと乾式タンタル・コンデンサが提供されています。タンタル・コンデンサの場合、スイッチング電源に使用するためのサージ試験が実施されていることが重要です。ケース高さが2mmから4mmの表面実装タンタル・コンデンサのAVX TPSシリーズが最適です。他のコンデンサ・タイプとしては、三洋のOS-CON、ニチコンPLシリーズ、そしてSprague 593Dおよび595Dシリーズがあります。その他の特徴については製造業者にお問い合わせください。

## アプリケーション情報

### INTV<sub>CC</sub>レギュレータ

内部Pチャンネル低ドロップアウト・レギュレータは5Vを生成し、LTC1435内のドライバと内部回路に電力を供給します。INTV<sub>CC</sub>ピン・レギュレータは、15mAを供給でき、最小2.2μFのタンタルまたは低ESRの電解コンデンサでグラウンドにバイパスしなければなりません。MOSFETゲート・ドライバに必要な高い過渡電流を供給するために、良質なバイパスが必要です。

大型MOSFETが高周波でドライブされている高入力電圧アプリケーションでは、LTC1435の最大接合部温度定格を超えるおそれがあります。EXTV<sub>CC</sub>ソースから供給される出力を使用していないときには、IC電源電流はゲート電荷供給電流によって支配されます。効率の考察のセクションで述べるとおり、ゲート電荷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 1に記載された等式を使用して推定することができます。たとえば、LTC1435は30 V電源では17mA以下に制限されます。

$$T_J = 70 + (17\text{mA})(30\text{V})(100 \text{ } \mu\text{W}) = 126$$

最大接合部温度を超えないようにするために、最大V<sub>IN</sub>での連続モードで動作しているときには、入力供給電流をチェックしなければなりません。

### EXTV<sub>CC</sub>の接続

LTC1435は、EXTV<sub>CC</sub>とINTV<sub>CC</sub>ピンの間に接続される内部PチャンネルMOSFETスイッチを内蔵しています。EXTV<sub>CC</sub>に印加される電圧が4.8V以上に上昇すると、内部スイッチがクローズしINTV<sub>CC</sub>パワーを供給します。EXTV<sub>CC</sub>に印加された電圧が4.5 V以下になるまで、スイッチはクローズしたままです。このため、MOSFETドライバおよび制御回路の電源は通常動作中(4.8V < V<sub>OUT</sub> < 9 V)には出力から、また出力がレギュレーションを行っていないとき(始動時、短絡時など)には、内部レギュレータから供給できます。EXTV<sub>CC</sub>ピンに10 V以上を印加しないで、EXTV<sub>CC</sub> ≤ V<sub>IN</sub>となるようにしてください。

ドライバおよび制御電流によるV<sub>IN</sub>電流は、デューティ・サイクル/効率で計算されるため、出力からINTV<sub>CC</sub>に電源を供給すれば効率を大幅に改善できます。5Vレギュレータの場合、これは単にEXTV<sub>CC</sub>ピンを直接V<sub>OUT</sub>に接続できることを意味します。ただし、3.3Vおよび他の低電圧レギュレータの場合は、出力から

INTV<sub>CC</sub>電源を得るために余分な回路を追加する必要があります。

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。

- EXTV<sub>CC</sub> オープン(または接地)こうすると、内部5VレギュレータからINTV<sub>CC</sub>に電源が供給されるため、入力電圧が高いときに効率が最大10%ほど低下します。
- EXTV<sub>CC</sub>をV<sub>OUT</sub>に直接接続する。これは5V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。
- EXTV<sub>CC</sub>を出力から引き出すブースト・ネットワークに接続する。3.3Vおよび他の低電圧レギュレータでは、EXTV<sub>CC</sub>を4.8V以上にブーストした出力誘導型電圧に接続すれば効率が改善されます。これは図4aに示す誘導性ブースト巻線、または図4bに示す容量性チャージポンプを使用すれば実現できます。チャージポンプには、磁気回路が単純になるという長所があります。
- EXTV<sub>CC</sub>を外部電源に接続する。5Vから10Vの範囲(EXTV<sub>CC</sub> ≤ V<sub>IN</sub>)の外部電源が利用できれば、これを使用してEXTV<sub>CC</sub>に電源を供給し、MOSFETゲート・ドライブ条件を満足させることができます。標準スレッショルドMOSFETをドライブするときは、ゲート・ドライブ不足によってMOSFETが故障しないよう、動作中は常に外部電源を用意しておかなければなりません。

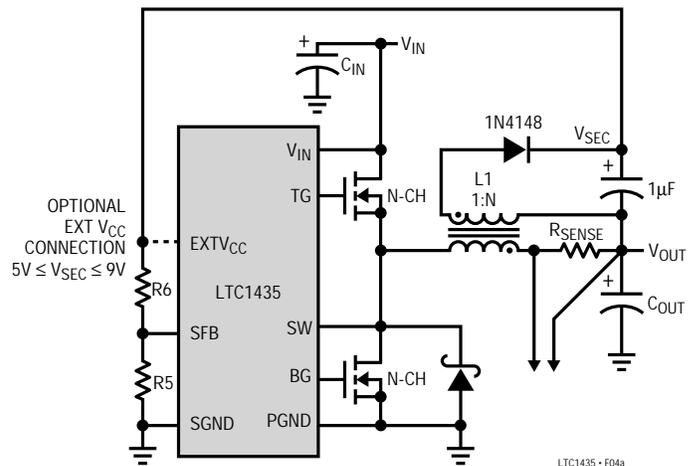
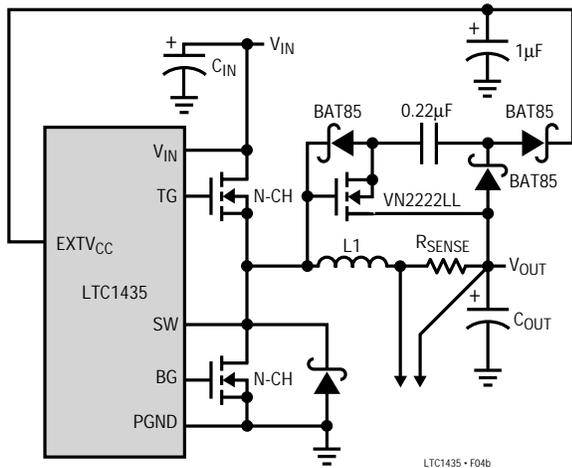


Figure 4a. Secondary Output Loop and EXTV<sub>CC</sub> Connection

## APPLICATIONS INFORMATION

Figure 4b. Capacitive Charge Pump for EXTV<sub>CC</sub>トップサイドMOSFETドライバ電源 (C<sub>B</sub>、D<sub>B</sub>)

BOOST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INTV<sub>CC</sub>からダイオードD<sub>B</sub>を通して充電されます。トップサイドMOSFETをターンオンさせるときには、ドライバは希望の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、トップサイド・スイッチをターンオンします。スイッチ・ノード電圧SWがV<sub>IN</sub>に達し、BOOSTピンがV<sub>IN</sub> + INTV<sub>CC</sub>に達します。ブースト・コンデンサC<sub>B</sub>の値は、トップサイドMOSFETの入力容量の100倍が必要です。ほとんどのアプリケーションでは0.1µFで十分です。D<sub>B</sub>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。

## 出力電圧のプログラミング

出力電圧は以下の式による分割抵抗によって設定されま

$$V_{OUT} = 1.19V \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

す。外部分割抵抗は図5で示された、リモート電圧センスをする出力に接続されます。

## 実行/ソフト・スタート機能

RUN/SSは、2つの目的を持っており、ソフト・スタート機能

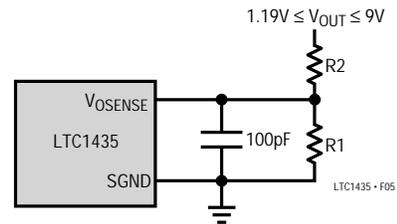


Figure 5. Setting the LTC1435 Output Voltage

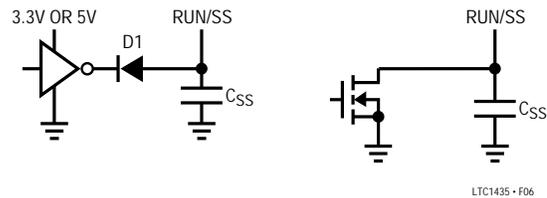


Figure 6. RUN/SS Pin Interfacing

とLTC1435をシャット・ダウンする手段を提供します。ソフト・スタートは、内部電流制限を徐々に上昇させることによって、V<sub>IN</sub>からのサージ電流を低減します。また、このピンを使用して電源のシーケンシングも実行できます。

内部3µA電流源が外付けコンデンサC<sub>SS</sub>を充電します。RUN/SSの電圧が1.3Vに達すると、LTC1435が動作を開始します。このピンの電圧が1.3Vから2.4Vまでランプアップを続けると、内部電流制限もそれに比例した直線レートでランプアップします。電流制限は約50mV/R<sub>SENSE</sub> (V<sub>RUN/SS</sub>=1.3V)で開始し、150mV/R<sub>SENSE</sub> (V<sub>RUN/SS</sub>≥2.7V)で終了します。このように、出力電流はゆっくりランプアップして、出力コンデンサを充電します。RUN/SSがプルダウンされてグランド・レベルになると、スタート前に約500ms/µFの遅延があり、続いてフル電流に至るまで追加として500ms/µFが必要です。

$$t_{DELAY} = 5(10^5)C_{SS} \text{ Seconds}$$

RUN/SSコントローラ・ピンを1.3V以下にプルダウンすると、LTC1435は、低静止電流シャットダウン(I<sub>Q</sub><25µA)に入ります。このピンは、図6に示すとおり、直接ロジックからドライブできます。図6のダイオードD1によってスタート遅延は短くなりますが、C<sub>SS</sub>をゆっくりランプアップさせるソフト・スタート機能を実現できます。ソフト・スタートが必要ない場合は、このダイオードとC<sub>SS</sub>をなくすことができます。RUN/SSピンは6Vのツェナー・クランプを内蔵しています(機能図を参照)。

## アプリケーション情報

### フォールドバック電流制限

パワーMOSFETおよびD1の選択で説明したとおり、一方のMOSFETのワーストケースの消費電力は、同期MOSFETがほぼ継続的に電流制限値を流したときに、出力が短絡した状態で発生します。ほとんどのアプリケーションでは、フォールトが長くなっても、これによって加熱することはありません。しかし、放熱に費用がかかるときやより高い $I_{RDS(ON)}$  MOSFETを使用している場合は、フォールドバック電流制限を追加して、フォールトの程度に応じて電流を低減しなければなりません。

フォールドバック電流制限は、機能図に示すとおり、出力と $I_{TH}$ ピンの間にダイオード $D_{FB}$ を追加して実現されます。ハード短絡( $V_{OUT}=0V$ )の場合、電流は最大出力電流の約25%に低減されます。この手法は、1.8V以上の安定化出力電圧を持つすべてのアプリケーションに使用することができます。

### SFBピンの動作

SFBピンがグランド基準の1.19Vのスレッシュホールド以下に低下すると、連続モード動作が強制されます。連続モードでは、メイン出力上の負荷に関係なく、大型Nチャンネル・メインスイッチおよび同期スイッチが使用されます。

SFBピンは、強制的に連続同期動作を実行させるための論理入力を与えるほか、フライバック巻線出力を安定化させる手段を提供します。同期スイッチには、補助巻線から電力を引き出すために、インダクタの一次側巻線から電力を引き出さなければならないなどの条件はありません。ループが連続モード動作に維持されていれば、一次側出力負荷に関係なく、補助出力から負荷電流を取り出せます。SFBピンを使用して、フライバック巻線に必要な連続同期動作を強制することができます。

二次側出力電圧は、図4aに示すとおり、トランスの巻数比とSFBピンに接続される1組の外付け抵抗との関連によって設定されます。二次側の安定化された電圧(図4aの $V_{SEC}$ )は、次のとおり与えられます：

$$V_{SEC} \approx (N+1)V_{OUT} > 1.19 \left( 1 + \frac{R6}{R5} \right)$$

$N$ はトランスの巻数比で、 $V_{OUT}$ は $V_{OSENSE}$ で検知した一次側の出力電圧です。

### 効率の検討

スイッチング・レギュレータの効率は、出力電力÷入力電力×100%で表されます。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ことがよくあります。効率は次式で表すことができます。

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

ただし、 $L1$ 、 $L2$ などは入力電力に対するパーセントで表される個々の損失です。

回路にある電力を消費するすべての部品で損失が発生しますが、LTC1435回路での損失の大半は、一般に以下の4つの要因によるものです。すなわち、LTC1435  $V_{IN}$ 電流、 $INTV_{CC}$ 電流、 $I^2R$ 損失、トップサイドMOSFET遷移損失です。

- $V_{IN}$ 電流は電気的特性に記載したDC電源電流であり、MOSFETドライバと制御回路の電流が含まれます。 $V_{IN}$ 電流によって小さな(1%以下の)損失が発生し、この損失は $V_{IN}$ に従って増加します。
- $INTV_{CC}$ 電流はMOSFETドライバおよび制御回路電流の和です。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。ただし、 $Q_T$ と $Q_B$ はトップサイドとボトムサイドMOSFETのゲート電荷です。大型トップサイドおよび同期MOSFETが、小型トップサイドMOSFETおよび外部ショットキ・ダイオードに適した低電流動作中にターンオフし、低出力電流で効率のよい固定周波数動作が可能なのはこの理由からです。

出力から引き出されるソースから $EXTV_{CC}$ に電源を供給すると、ドライバおよび制御回路電流より成る追加 $V_{IN}$ 電流は、デューティ・サイクル/効率で計算されます。たとえば、20Vから5Vのアプリケーションでは、10mAの $INTV_{CC}$ 電流が流れると約3mAの $V_{IN}$ 電流が流れます。これによって、中間電流損失が10%以上(ドライバが $V_{IN}$ から直接電源を供給されている場合)からわずか数パーセントに減少します。

## アプリケーション情報

- $I^2R$ 損失はMOSFET、インダクタ、および電流センス抵抗RのDC抵抗から推定されます。連続モードでは、Lや $R_{SENSE}$ に平均出力電流が流れますが、トップサイドのメインMOSFETと同期MOSFET間でチョップされます。2つのMOSFETがほぼ同じ $R_{DS(ON)}$ をもっているときには、1つのMOSFETの抵抗をLの抵抗および $R_{SENSE}$ と加算するだけで $I^2R$ 損失を求めることができます。たとえば、それぞれ $R_{DS(ON)} = 0.05$ 、 $R_L = 0.15$ 、そして $R_{SENSE} = 0.05$ の場合、全抵抗は0.25になります。出力電流が0.5Aから2Aに増えると、3%から10%の範囲の損失になります。 $I^2R$ 損失によって、高出力電流時に効率が減少します。
- 遷移損失はトップサイドMOSFETにのみ、しかも高入力電圧(通常、20V以上)で動作しているときに限って適用されます。遷移損失は次式から推定できます。

$$\text{遷移損失} = 2.5(V_{IN})^{1.85}(I_{MAX})(C_{RSS})(f)$$

$C_{IN}$ および $C_{OUT}$ のESRの消費電力による損失、デッドタイム中のショットキ導通損失を含むその他の損失は一般に追加される全損失の2%以下にしかありません。

### 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、DQ(抵抗性)負荷電流のステップにตอบสนอง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、 $V_{OUT}$ は即座に( $DI_{LOAD}$ ) (ESR)だけシフトします。ここで、ESRは $C_{OUT}$ の有効直列抵抗です。 $DI_{LOAD}$ は、フィードバック誤差信号を生成する $C_{OUT}$ の充・放電を開始します。それによってレギュレータループは、 $V_{OUT}$ を安定状態値に復帰させます。この回復期間に、 $V_{OUT}$ で安定の問題となるオーバシュートやリングングが発生します。図1に示す $I_{TH}$ の外部部品で、ほとんどのアプリケーションで十分な補償を行なうことができます。

次に、大容量(1 $\mu$ F以上)電源バイパス・コンデンサをもつ負荷の断続が行なわれると、さらに大きな過渡が発生します。放電されたバイパス・コンデンサは、実質的に $C_{OUT}$ と並列になるため、 $V_{OUT}$ が急激に低下します。負荷のスイッチ素子の抵抗が低く、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十分な電流を流すことができず、この問題が生じます。唯一の解決法は、スイッチ・ドライブの立ち上がり時間を制限して、負荷の立ち上がり時間を約(25)

( $C_{LOAD}$ )に制限することです。したがって、10 $\mu$ Fコンデンサでは250 $\mu$ sの立ち上がり時間が必要となり、充電電流は約200mAに制限されます。

### 自動車分野での検討事項: シガレット・ライタへの接続

バッテリー動作デバイスを車載用として使用するようになると、シガレット・ライタから電源をとって、バッテリーを節約するだけでなく、動作中にバッテリー・パックの再充電までもやっけてしまおうという希望が出てくるのも自然といえます。しかし、接続する前に、以下の点に注意してください:最悪の電源に差し込んでいます。自動車のメイン・バッテリー・ラインは、負荷の急激な変化、バッテリーの逆接続、バッテリー電圧の過剰など、多くの好ましくない過渡電位を発生させる温床です。

バッテリー・ケーブルがゆるいと負荷の急激な変化が生じます。ケーブルが接続を切断すると、オルタネータのフィールドが崩壊して、減衰するのに数百msを要する60Vもの高電圧スパイクが発生する可能性があります。バッテリーの逆接続がそれであり、2トラック動作のダブル・バッテリーではエンジン始動時に24Vが12Vより早く発生することがわかっています。

図7に示す回路は、自動車のバッテリー・ラインの故障からDC/DCコンバータを保護する最も簡単な方法です。直列ダイオードはバッテリーの逆接続中に電流が流れるのを防止し、過渡サプレッサは負荷の切り替え中に、入力電圧をクランプします。過渡サプレッサは倍電圧バッテリー動作中は導通せず、コンバータのブレークダウン電圧以下の入力電圧はクランプしなければなりません。LTC1435の最大入力電圧は36Vですが、ほとんどのアプリケーションはMOSFET  $BV_{DSS}$ によって30Vに制限されています。

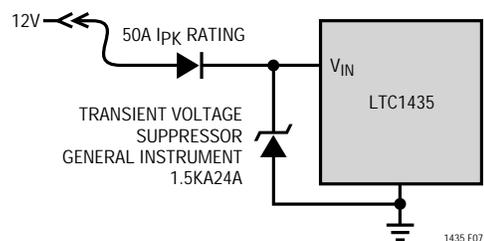


Figure 7. Automotive Application Protection

## アプリケーション情報

## 設計例

設計例として、 $V_{IN} = 12V$  (標準)、 $V_{IN} = 22V$  (最大)、 $V_{OUT} = 3.3V$ 、 $I_{MAX} = 3A$ 、そして  $f = 250\text{ kHz}$  と仮定すると、 $R_{SENSE}$  および  $C_{OSC}$  は、次のとおりすぐに計算できます：

$$R_{SENSE} = 100\text{mV}/3A = 0.033$$

$$C_{OSC} = 1.37(10^4)/250 - 11 = 43\text{pF}$$

図3を見れば、 $10\mu\text{H}$  のインダクタは推奨範囲内に入っています。リップル電流の実効値をチェックするために、次式が使用されます：

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

リップル電流の最大値は、最大入力電圧で発生します：

$$\Delta I_L = \frac{3.3V}{250\text{kHz}(10\mu\text{H})} \left( 1 - \frac{3.3V}{22V} \right) = 1.12A$$

トップサイドMOSFETの消費電力は、容易に推定できます。たとえば、Siliconix Si4412DYを使用した場合、 $R_{DS(ON)} = 0.042$ 、 $C_{RSS} = 100\text{pF}$  です。 $T$  (推定値) = 50 での最大入力電圧では：

$$P_{MAIN} = \frac{3.3V}{22V} (3)^2 \left[ 1 + (0.005)(50^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) \right] (0.042\Omega) + 2.5(22V)^{1.85} (3A)(100\text{pF})(250\text{kHz}) = 122\text{mW}$$

同期NチャネルMOSFETに対する最も厳しい条件は、 $V_{OUT} = \alpha$  (すなわち、短絡) の場合です。この場合、ワーストケースの消費電力が以下の値まで増加します。

$$P_{SYNC} = (I_{SC(AVG)})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)}$$

0.033 のセンス抵抗を使用する場合、 $I_{SC(AVG)} = 4A$  となり、Si4412DYの消費電力はダイ温度が  $105$  のときに  $950\text{mW}$  まで増加します。

$C_{IN}$  は全動作温度で最低  $1.5A$  のRMS電流定格が必要であり、 $C_{OUT}$  は低出力リップルを実現するには  $0.03$  のESRを選択します。連続モードでの出力リップルは、入力電圧が最大ときに最も高くなります。ESRのための出力電圧リップルの概算値は、次のとおりです：

$$V_{ORIPPLE} = R_{ESR} (I_L) = 0.03 (1.112A) = 34\text{mV}_{P-P}$$

## PCボード・レイアウト・チェックリスト

PCボード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LTC1435が正しく動作するように配慮しなければなりません。これらの項目は図8のレイアウト図にもイラストで示してあります。レイアウトで以下の項目をチェックしてください。

1. 信号およびパワーグランドが分離されているか？ LTC1435の信号グランド・ピンは、 $C_{OUT}$  の (-) プレートにリターンしなければなりません。パワー・グランドはボトムNチャネルMOSFETのソース、ショットキ・ダイオードのアノード、および  $C_{IN}$  の (-) プレートに接続します。配線のリードはできる限り短くしてください。
2. フィードバック抵抗が直接  $V_{OSENSE}$  ピンに接続されているか？ 分圧抵抗  $R1/R2$  を  $C_{OUT}$  の (+) プレートと信号グランドの間に接続しなければなりません。LTC1435に可能な限り近づけて  $100\text{pF}$  のコンデンサを接続してください。
3. SENSE<sup>-</sup> および SENSE<sup>+</sup> リードが最小PCトレース間隔で配線されているか？ SENSE<sup>+</sup> と SENSE<sup>-</sup> の間のフィルタ・コンデンサは、できる限りLTC1435に近くなければなりません。
4. できる限り近く、 $C_{IN}$  の (+) プレートをトップサイドMOSFETのドレインに接続しているか？ このコンデンサはMOSFETにAC電流を供給します。
5. INTV<sub>CC</sub> デカップリング・コンデンサがINTV<sub>CC</sub> とパワー・グランド・ピンの間で、ピンに近づけて接続されているか？ このコンデンサはMOSFETドライバ・ピーク電流を伝達します。
6. スイッチング・ノードSWを敏感な小信号ノードから離しておきます。理想的には、スイッチ・ノードは、LTC1435から最も遠い点に配置しなければなりません。
7. SGNDは  $C_{OSC}$ 、 $I_{TH}$ 、 $V_{OSENSE}$ 、SFBピンの外付け部品のグランドのためだけに使用します。

# APPLICATIONS INFORMATION

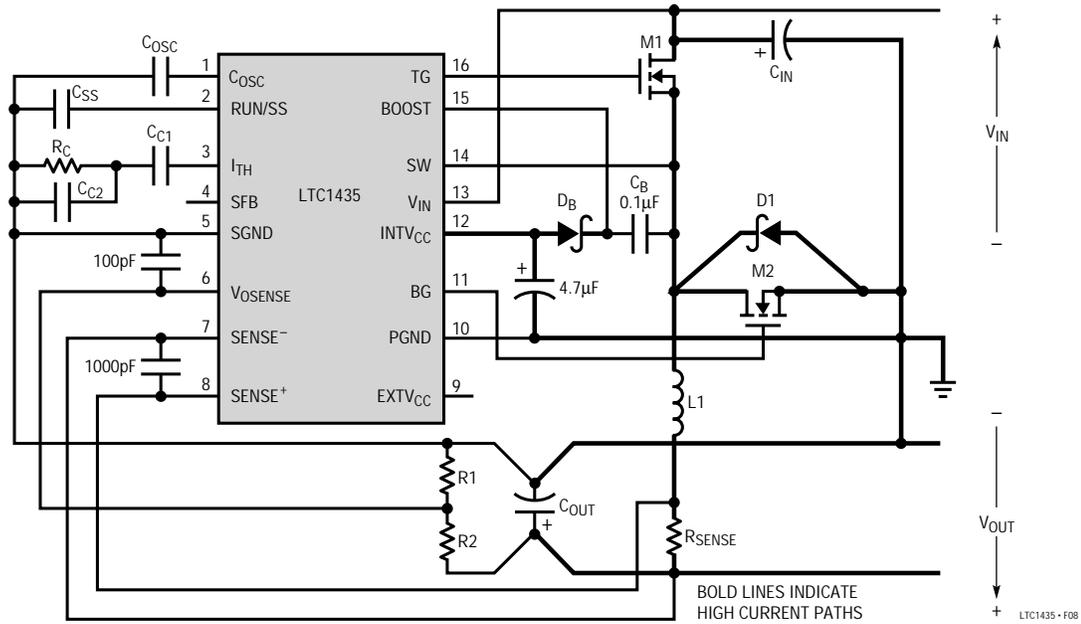
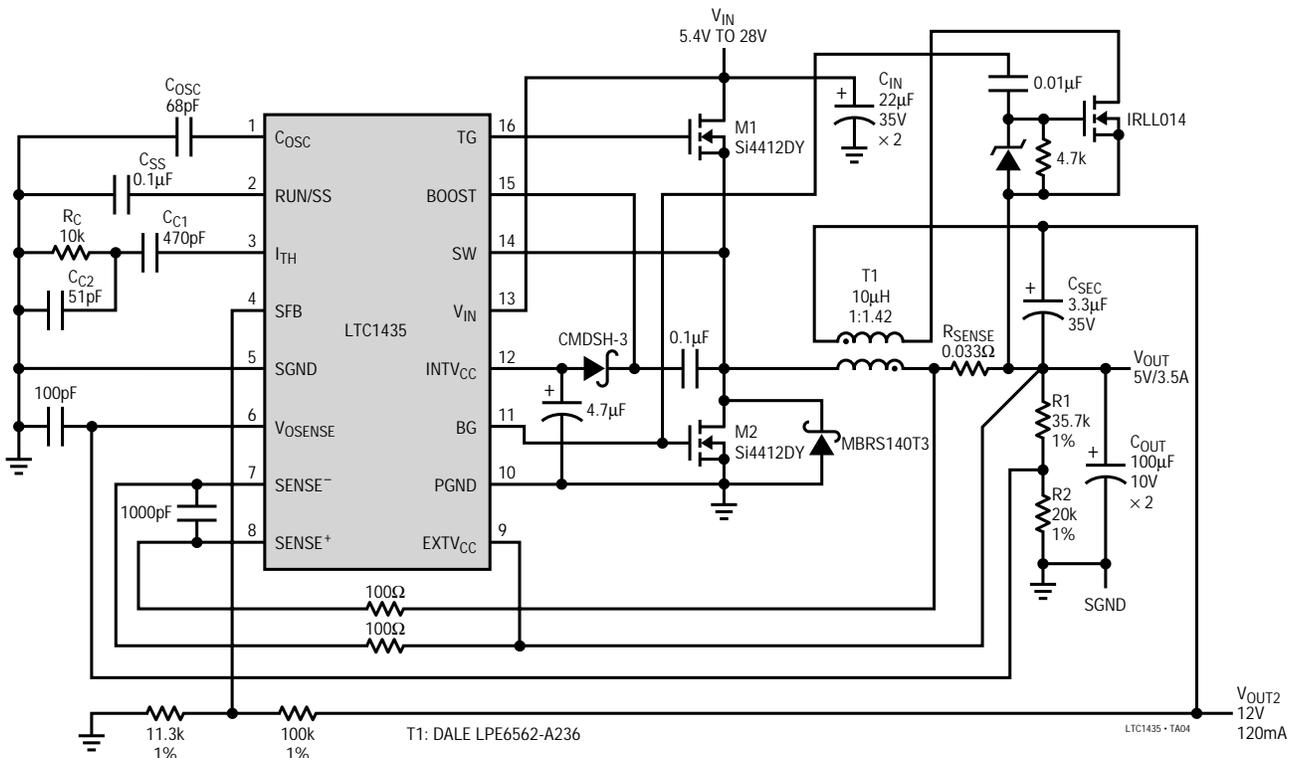


Figure 8. LTC1435 Layout Diagram

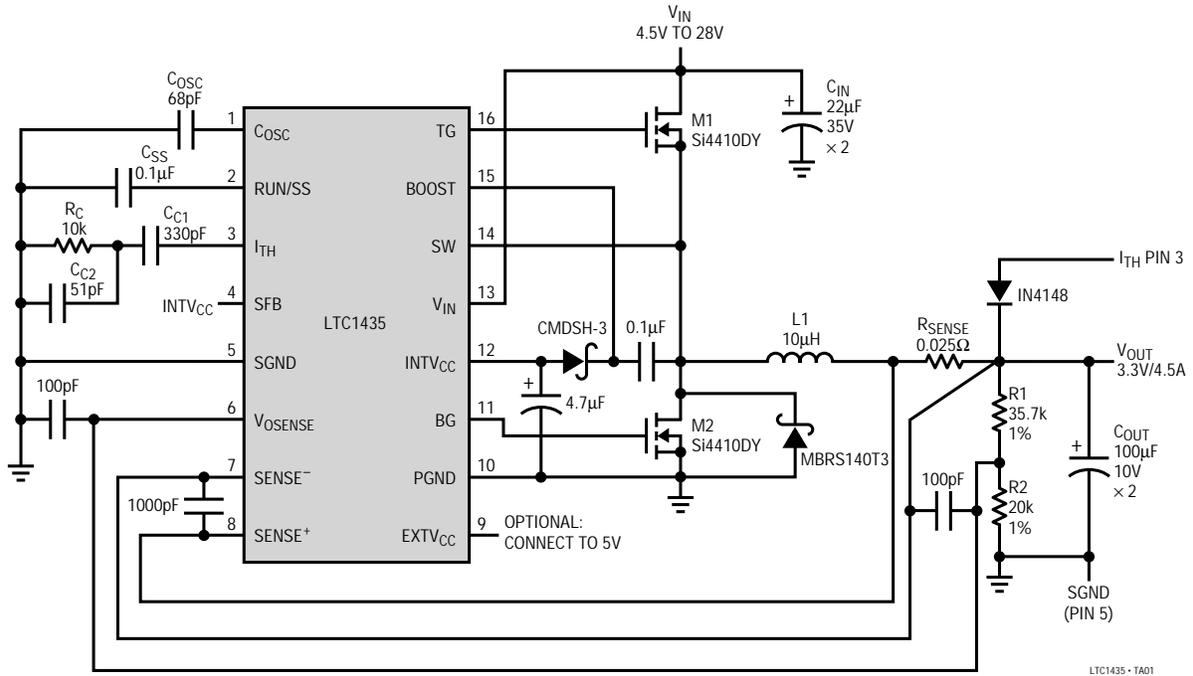
# TYPICAL APPLICATIONS

## Dual Output 5V and Synchronous 12V Application

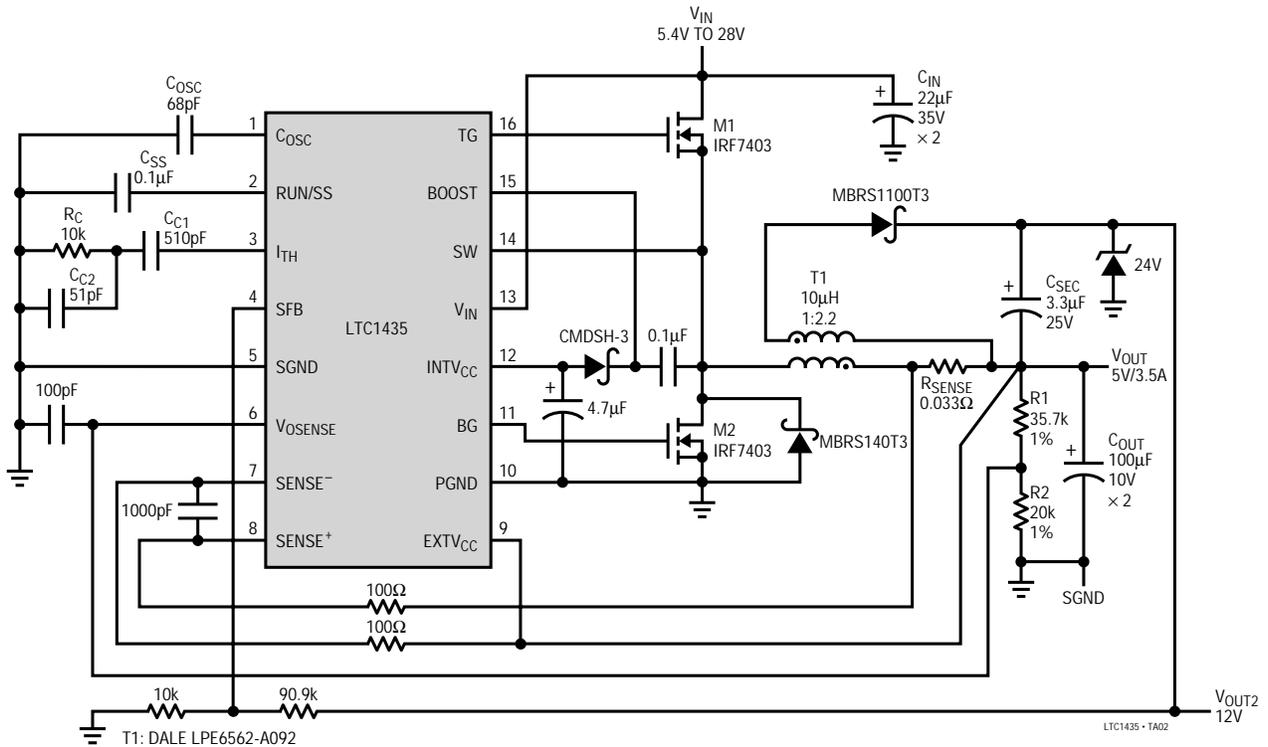


TYPICAL APPLICATIONS

3.3V/4.5A Converter with Foldback Current Limiting

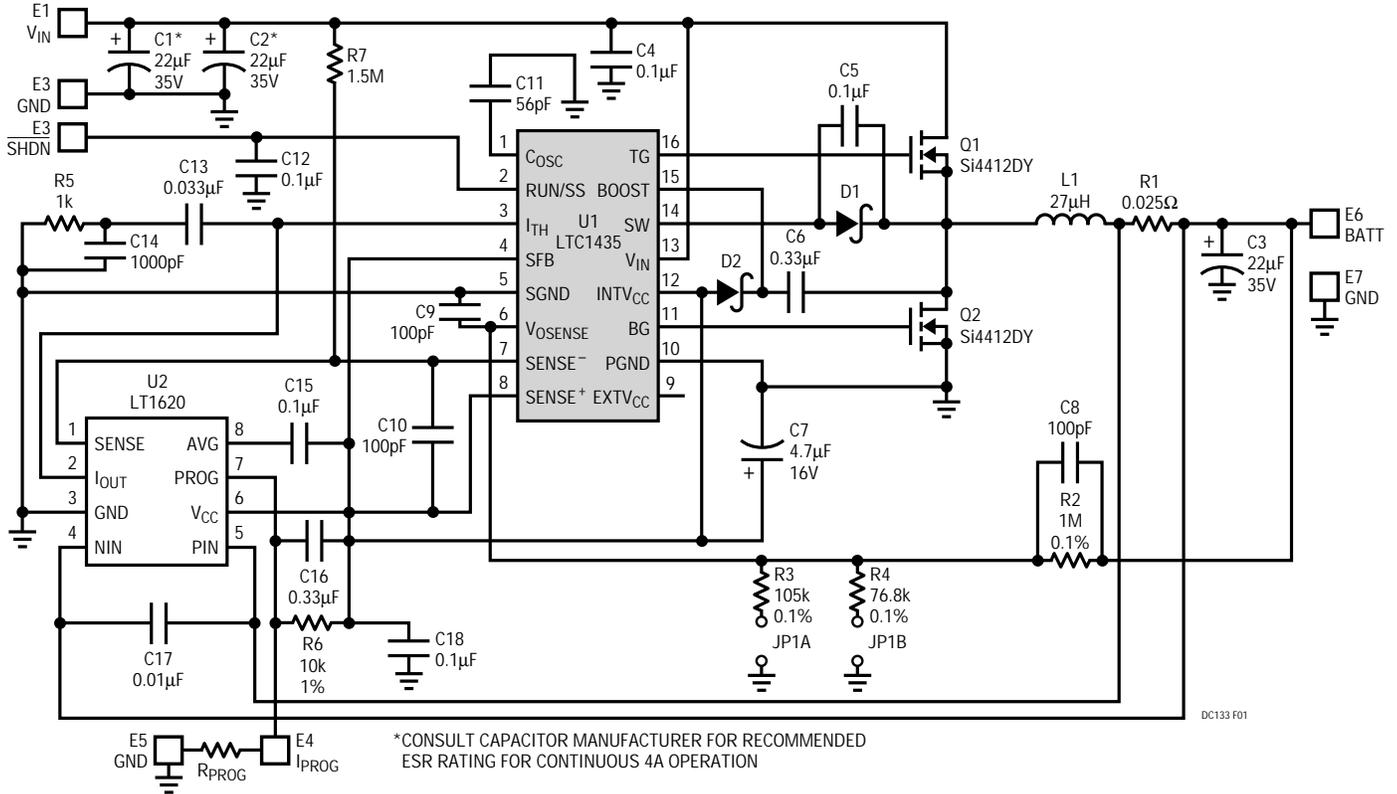


Dual Output 5V and 12V Application



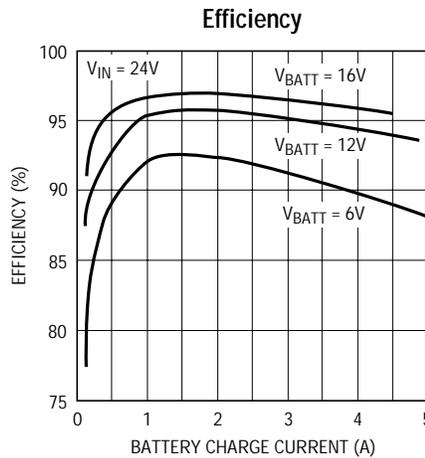
# TYPICAL APPLICATIONS

Constant-Current/Constant-Voltage High Efficiency Battery Charger



### Current Programming Equation

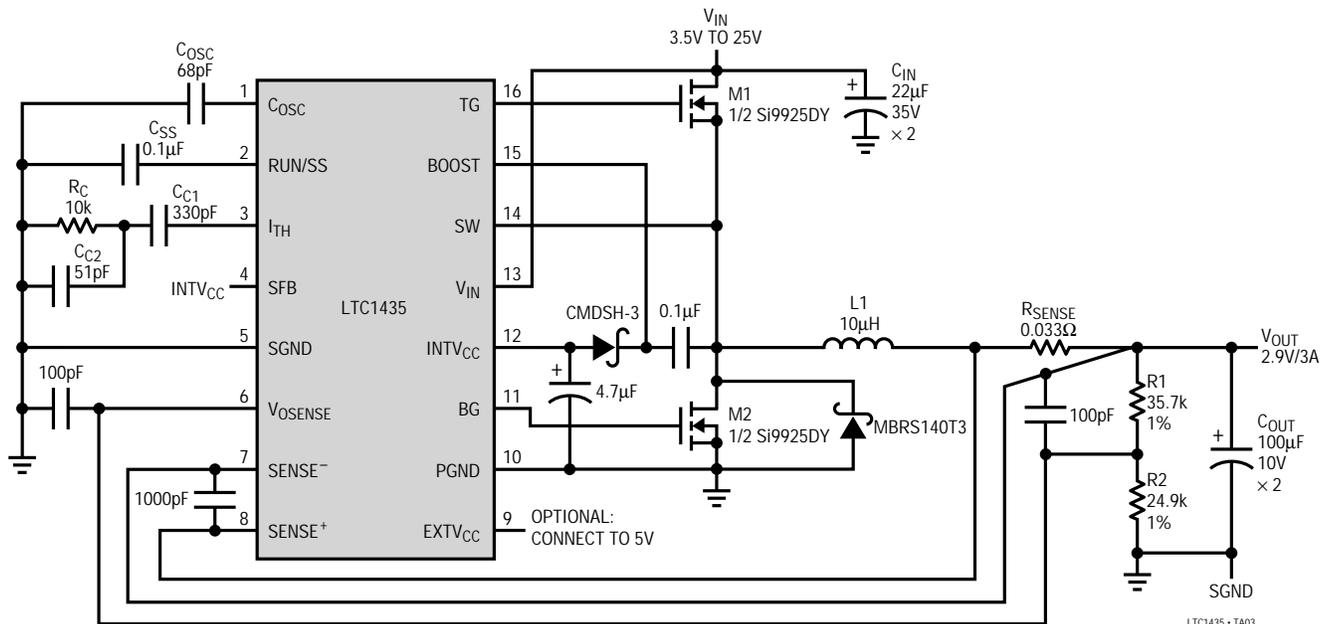
$$I_{BATT} = \frac{(I_{PROG})(R6) - 0.04}{10(R1)}$$



1435 TA05

# TYPICAL APPLICATION

Low Dropout 2.9V/3A Converter



L1: SUMIDA CDRH125-10

LTC1435 • TA03

## RELATED PARTS

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LTC1142HV/LTC1142	Dual High Efficiency Synchronous Step-Down Switching Regulators	Dual Synchronous, $V_{IN} \leq 20V$
LTC1148HV/LTC1148	High Efficiency Synchronous Step-Down Switching Regulator Controllers	Synchronous, $V_{IN} \leq 20V$
LTC1159	High Efficiency Synchronous Step-Down Switching Regulator	Synchronous, $V_{IN} \leq 40V$ , For Logic Threshold FETs
LT <sup>®</sup> 1375/LT1376	1.5A, 500kHz Step-Down Switching Regulators	High Frequency, Small Inductor, High Efficiency Switchers, 1.5A Switch
LTC1430	High Power Step-Down Switching Regulator Controller	High Efficiency 5V to 3.3V Conversion at Up to 15A
LTC1436/LTC1436-PLL/LTC1437	High Efficiency Low Noise Synchronous Step-Down Switching Regulators	Full-Featured Single Controller
LTC1438/LTC1439	Dual High Efficiency, Low Noise, Synchronous Step-Down Switching Regulators	Full-Featured Dual Controllers
LT1510	Constant-Voltage/ Constant-Current Battery Charger	1.3A, Li-Ion, NiCd, NiMH, Pb-Acid Charger
LTC1538-AUX	Dual High Efficiency, Low Noise, Synchronous Step-Down Switching Regulator	5V Standby in Shutdown
LTC1539	Dual High Efficiency, Low Noise, Synchronous Step-Down Switching Regulator	5V Standby in Shutdown