

# 高効率同期整流式降圧 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
- 同期可能/プログラム可能な固定周波数
- 広い $V_{IN}$ 範囲：3.5V ~ 36V動作
- $V_{OUT}$ 範囲：0.8V ~ 6V
- OPTI-LOOP™補償により $C_{OUT}$ を最小化
- $\pm 1\%$ の出力電圧精度
- 機能内蔵電流フォールドバック
- 出力過電圧クローバ保護
- ラッチ無効オプション付き短絡シャットダウン・タイマ
- 低ドロップアウト動作：99%デューティ・サイクル
- 強制連続動作制御ピン
- プログラム可能ソフトスタート(オプション)
- 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：  
 $I_Q < 25\mu A$
- 少数の部品変更でLTC1435とピン・コンパチブル
- 16ピン細型SSOPおよびSOパッケージで供給

## 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
- DC電力配分システム

## 概要

LTC®1735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式降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラです。バースト・モード™動作は、低出力電流時にも高効率を提供します。高精度0.8Vリファレンスは次世代のマイクロプロセッサに対応しています。OPTI-LOOP補償により、広範な出力容量およびESR値に対して過渡応答の最適化を図ることができます。

動作周波数(500kHzまで同期可能)は1個の外付けコンデンサで設定でき、柔軟に効率を最適化することができます。強制連続動作制御ピンはノイズとRF干渉を低減し、メイン出力の負荷が軽いときに入るバースト・モード動作を禁止することにより、2次巻線のレギュレーションもよりよくすることができます。

保護機能には内部フォールド・バック電流制限、出力過電圧クローバ、およびオプションの短絡シャットダウンがあります。適切な電源シーケンスを得るために、ソフトスタートは外付けコンデンサで設定します。動作電流レベルは外付けの電流検知抵抗によってユーザが設定可能です。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、LTIはリニアテクノロジー社の登録商標です。  
Burst ModeとOPTI-LOOPは、リニアテクノロジー社の商標です。

## 標準的応用例

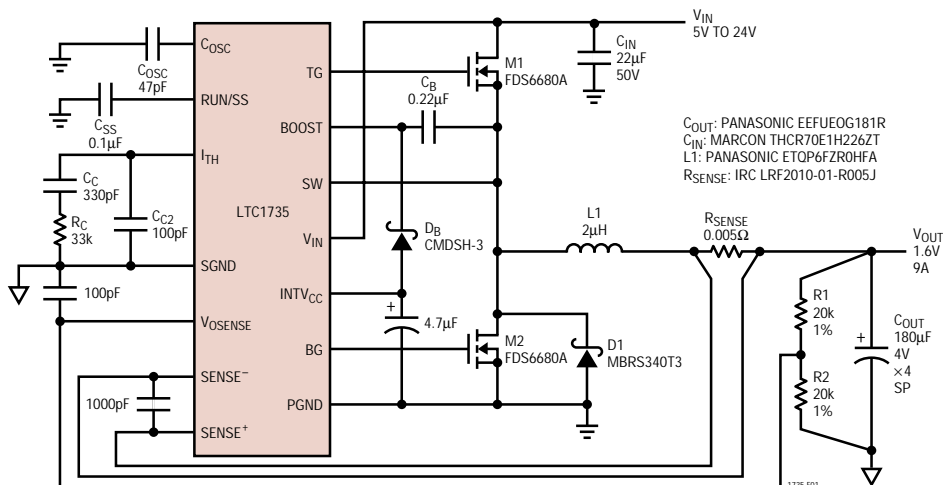


図1. 高効率降圧コンバータ

# LTC1735

## 絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧 ( $V_{IN}$ ).....	36V ~ - 0.3V
トップサイド・ドライバ電源電圧 (BOOST)...	42V ~ - 0.3V
スイッチ電圧 (SW).....	36V ~ - 5V
EXTV <sub>CC</sub> 電圧.....	7V ~ - 0.3V
ブースト・ドライバ電圧 (BOOST - SW)....	7V ~ - 0.3V
SENSE <sup>+</sup> 、SENSE <sup>-</sup> 電圧.....	1.1(INTV <sub>CC</sub> ) ~ - 0.3V
FCB電圧.....	(INTV <sub>CC</sub> + 0.3V) ~ - 0.3V
I <sub>TH</sub> 、V <sub>OSENSE</sub> 電圧.....	2.7V ~ - 0.3V
RUN/SS電圧.....	7V ~ - 0.3V
ピーク・ドライバ出力電流 < 10 $\mu$ s (TG、BG).....	3A
INTV <sub>CC</sub> 出力電流.....	50mA
動作周囲温度範囲	
LTC1735C.....	0 ~ 85
LTC1735I.....	- 40 ~ 85
接合部温度 (Note 2).....	125
保存温度範囲.....	- 65 ~ 150
リード温度 (半田付け、10秒).....	300

## パッケージ/発注情報

<p>GN PACKAGE 16-LEAD NARROW PLASTIC SSOP</p> <p>S PACKAGE 16-LEAD PLASTIC SO</p> <p>T<sub>JMAX</sub> = 125°C, <math>\theta_{JA}</math> = 130°C/W (GN) T<sub>JMAX</sub> = 125°C, <math>\theta_{JA}</math> = 110°C/W (S)</p>	ORDER PART NUMBER
	LTC1735CGN LTC1735CS LTC1735IGN LTC1735IS
	GN PART MARKING
	1735 1735I

ミリタリ・グレードに関してはお問い合わせください。

## 電気的特性

● は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外はT<sub>A</sub> = 25 °Cでの値。注記がない限り、V<sub>IN</sub> = 15V、V<sub>RUN/SS</sub> = 5V

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>Main Control Loop</b>							
I <sub>VOSENSE</sub>	Feedback Current	(Note 3)		-4	-25	nA	
V <sub>OSENSE</sub>	Feedback Voltage	(Note 3)	● 0.792	0.8	0.808	V	
$\Delta V_{LINEREG}$	Reference Voltage Line Regulation	V <sub>IN</sub> = 3.6V to 30V (Note 3)		0.001	0.02	%/V	
$\Delta V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 3)	●	0.1	0.3	%	
		Measured in Servo Loop; V <sub>I<sub>TH</sub></sub> = 0.7V Measured in Servo Loop; V <sub>I<sub>TH</sub></sub> = 2V	●	-0.1	-0.3	%	
DF Max	Maximum Duty Factor	In Dropout		98	99.4	%	
g <sub>m</sub>	Transconductance Amplifier g <sub>m</sub>			1.3		mmho	
V <sub>FCB</sub>	Forced Continuous Threshold		● 0.76	0.8	0.84	V	
I <sub>FCB</sub>	Forced Continuous Current	V <sub>FCB</sub> = 0.85V		-0.17	-0.3	$\mu$ A	
V <sub>OVL</sub>	Feedback Overvoltage Lockout		● 0.84	0.86	0.88	V	
I <sub>Q</sub>	Input DC Supply Current Normal Mode Shutdown	(Note 4)		450		$\mu$ A	
		V <sub>RUN/SS</sub> = 0V		15	25	$\mu$ A	
V <sub>RUN/SS</sub>	Run Pin Start Threshold	V <sub>RUN/SS</sub> , Ramping Positive		1.0	1.5	1.9	V
V <sub>RUN/SS</sub>	Run Pin Begin Latchoff Threshold	V <sub>RUN/SS</sub> , Ramping Positive		4.1	4.5		V
I <sub>RUN/SS</sub>	Soft-Start Charge Current	V <sub>RUN/SS</sub> = 0V		-0.7	-1.2	$\mu$ A	
I <sub>SCL</sub>	RUN/SS Discharge Current	Soft Short Condition, V <sub>OSENSE</sub> = 0.5V, V <sub>RUN/SS</sub> = 4.5V		0.5	2	4	$\mu$ A
UVLO	Undervoltage Lockout	Measured at V <sub>IN</sub> Pin (V <sub>IN</sub> Ramping Down)	●	3.5	3.9	V	
$\Delta V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	V <sub>OSENSE</sub> = 0.7V	●	60	75	85	mV

## 電気的特性

● は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25$  での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 15V$ 、 $V_{RUN/SS} = 5V$

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$I_{SENSE}$	Sense Pins Total Source Current	$V_{SENSE^-} = V_{SENSE^+} = 0V$		60	80	$\mu A$
$t_{ON(MIN)}$	Minimum On-Time	Tested with a Square Wave (Note 6)		160	200	ns
TG $t_r$	TG Transition Time: Rise Time	(Note 7) $C_{LOAD} = 3300pF$		50	90	ns
TG $t_f$	Fall Time	$C_{LOAD} = 3300pF$		50	90	ns
BG $t_r$	BG Transition Time: Rise Time	(Note 7) $C_{LOAD} = 3300pF$		50	90	ns
BG $t_f$	Fall Time	$C_{LOAD} = 3300pF$		40	80	ns
TG/BG $t_{1D}$	Top Gate Off to Synchronous Gate On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300pF$ Each Driver		100		ns
TG/BG $t_{2D}$	Synchronous Gate Off to Top Gate On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300pF$ Each Driver		70		ns

Internal  $V_{CC}$  Regulator

$V_{INTVCC}$	Internal $V_{CC}$ Voltage	$6V < V_{IN} < 30V$ , $V_{EXTVCC} = 4V$	5.0	5.2	5.4	V
$V_{LDO(INT)}$	Internal $V_{CC}$ Load Regulation	$I_{CC} = 0$ to 20mA, $V_{EXTVCC} = 4V$		0.2	1	%
$V_{LDO(EXT)}$	EXTV <sub>CC</sub> Drop Voltage	$I_{CC} = 20mA$ , $V_{EXTVCC} = 5V$		130	200	mV
$V_{EXTVCC}$	EXTV <sub>CC</sub> Switchover Voltage	$I_{CC} = 20mA$ , EXTV <sub>CC</sub> Ramping Positive	● 4.5	4.7		V
$V_{EXTVCC(HYS)}$	EXTV <sub>CC</sub> Hysteresis			0.2		V

## Oscillator

$f_{OSC}$	Oscillator Frequency	$C_{OSC} = 43pF$ (Note 5)	265	300	335	kHz
$f_H/f_{OSC}$	Maximum Sync Frequency Ratio			1.3		
$f_{FCB(SYNC)}$	FCB Pin Threshold For Sync	Ramping Negative	0.9	1.2		V

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスが損傷する可能性がある値。

Note 2:  $T_J$ は、次式に基づき周囲温度 $T_A$ と消費電力 $P_D$ から計算される。

LTC1735CS, LTC1735IS:  $T_J = T_A + (P_D \cdot 110 / W)$

LTC1735CGN, LTC1735IGN:  $T_J = T_A + (P_D \cdot 130 / W)$

Note 3: LTC1735は $V_{OSENSE}$ を誤差アンプの平衡点( $V_{ITH} = 1.2V$ )にサーボ制御する帰還ループでテストされている。

Note 4: スイッチング周波数で発生するゲート電荷により動作時消費電流は高くなる。アプリケーション情報を参照。

Note 5: 発振器周波数は $C_{OSC}$ の充電電流( $I_{OSC}$ )を測定し、次の式を適用してテストされる:

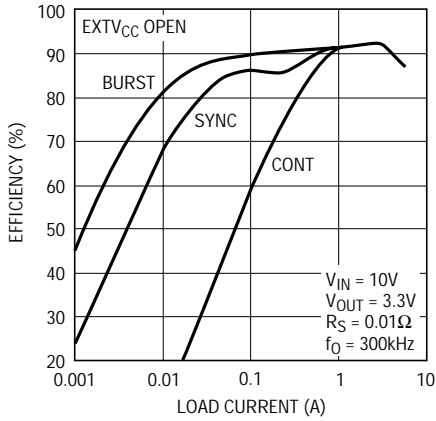
$$f_{OSC} = \left( \frac{8.477(10^{11})}{C_{OSC}(pF) + 11} \right) \left( \frac{1}{I_{CHG}} + \frac{1}{I_{DIS}} \right)^{-1}$$

Note 6: 最小オン時間条件は、インダクタのピーク・ツー・ピーク・リップル電流が $I_{MAX}$ の40%以上時に対応する(アプリケーション情報セクションの最小オン時間の考察を参照)。

Note 7: 立上り時間および立下り時間は、10%および90%レベルを使用して測定する。遅延時間は、50%レベルを使用して測定する。

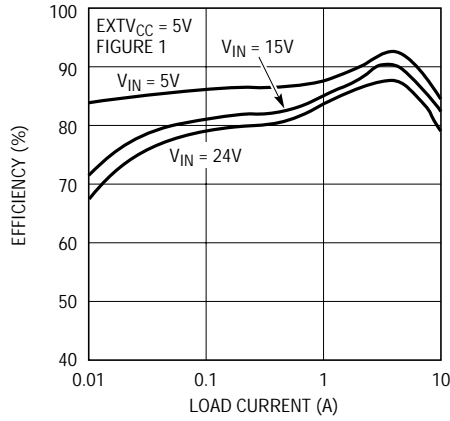
## 標準的性能特性

効率と負荷電流  
(3つの動作モード)



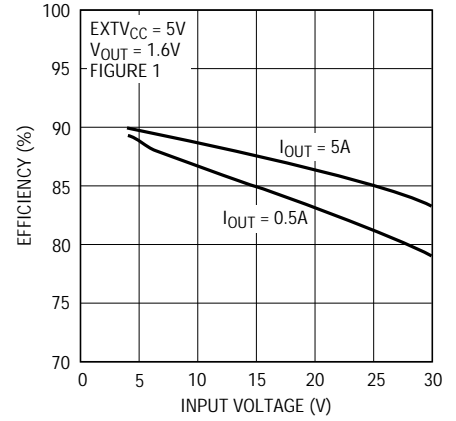
1735 G01

効率と負荷電流



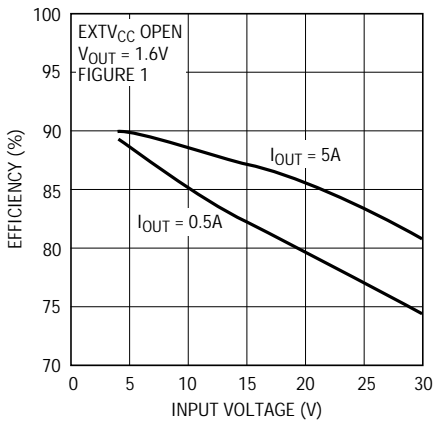
1735 G02

効率と入力電圧



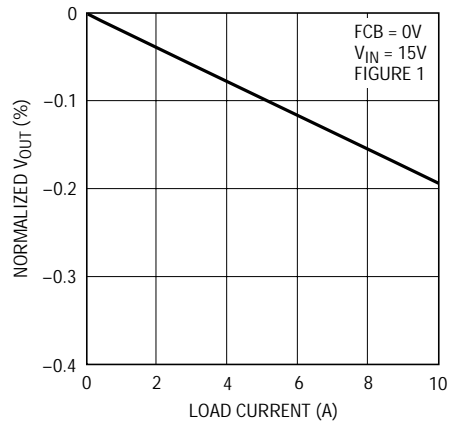
1735 G03

効率と入力電圧



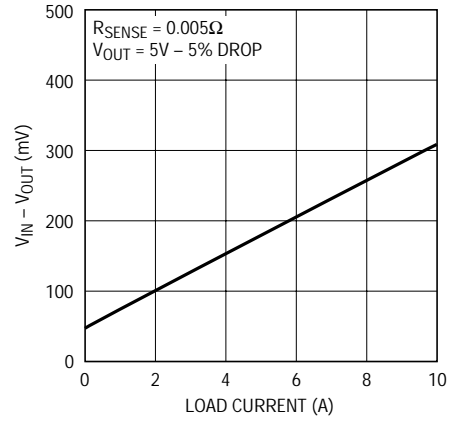
1735 G04

ロード・レギュレーション



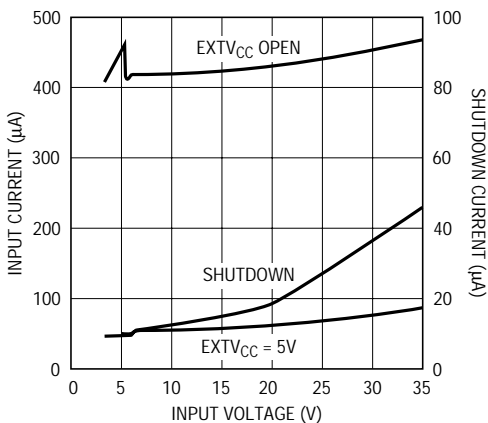
1735 G05

V<sub>IN</sub> - V<sub>OUT</sub>の電圧ドロップと  
負荷電流



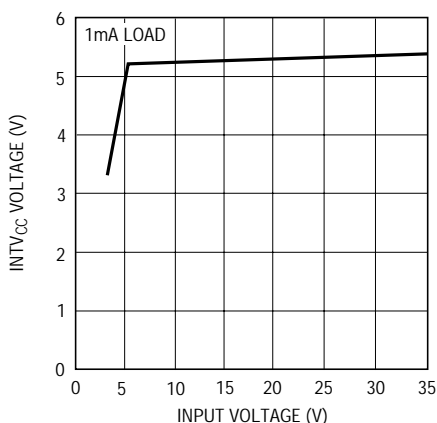
1735 G06

入力電流および  
シャットダウン電流と入力電圧



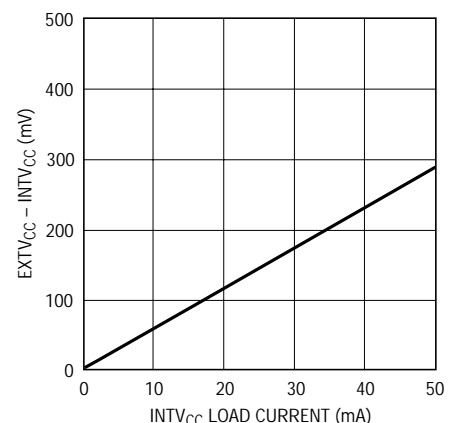
1735 G07

INTV<sub>CC</sub>ライン・レギュレーション



1735 G08

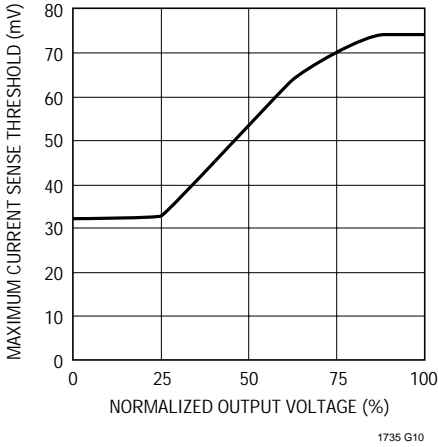
EXTV<sub>CC</sub>スイッチの電圧降下と  
INTV<sub>CC</sub>の負荷電流



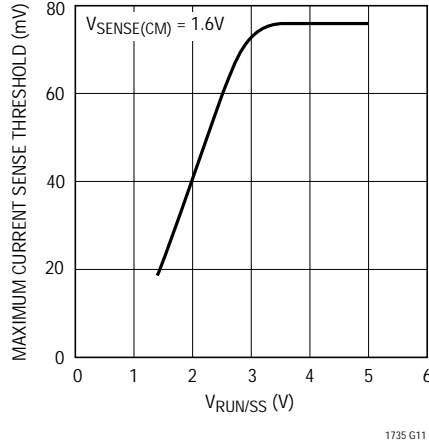
1735 G09

標準的性能特性

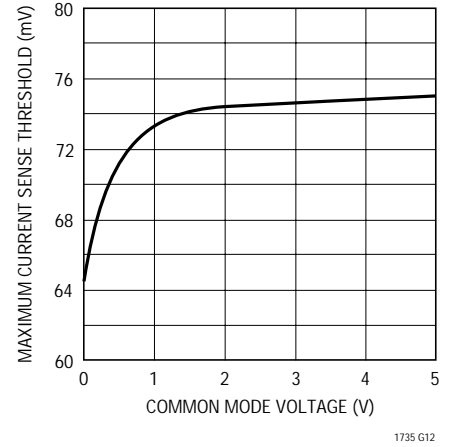
最大電流センス・スレッシュヨルドと正規化出力電圧 (フォールドバック)



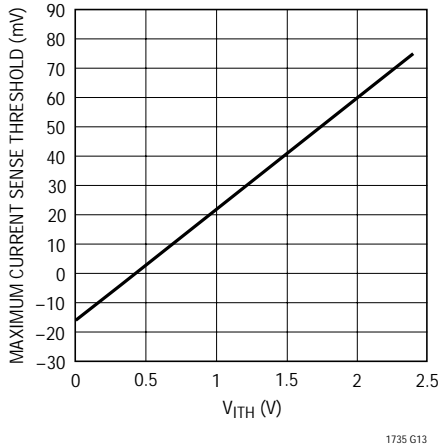
最大電流センス・スレッシュヨルドと  $V_{RUN/SS}$



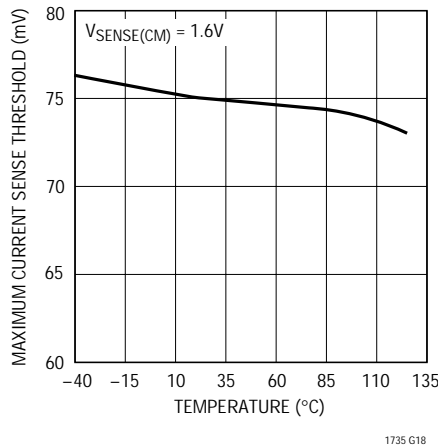
最大電流センス・スレッシュヨルドとセンス同相電圧



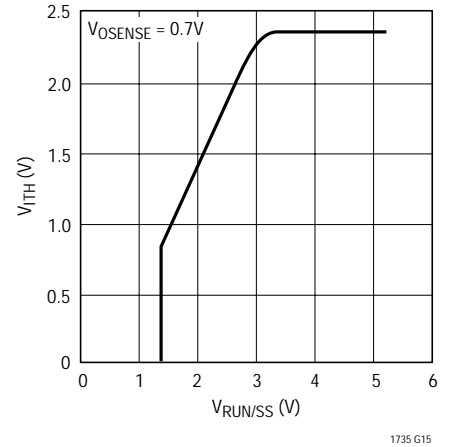
最大電流センス・スレッシュヨルドと  $V_{ITH}$  電圧



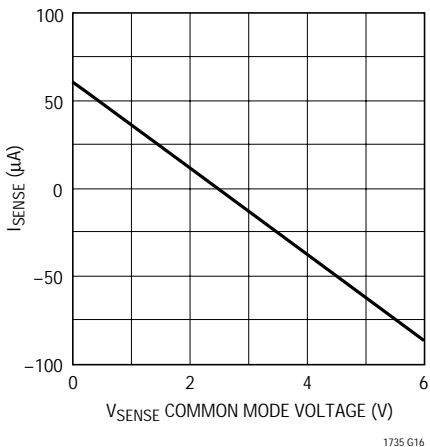
最大電流センス・スレッシュヨルドと温度



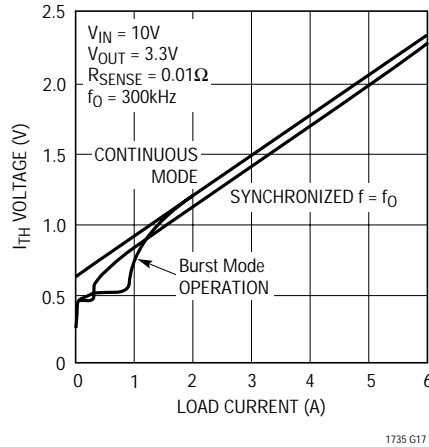
$V_{ITH}$ と $V_{RUN/SS}$



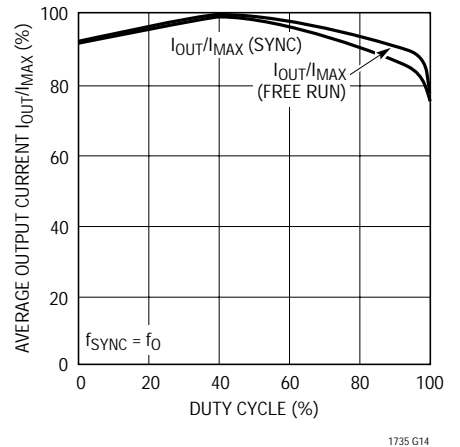
センス・ピンの全ソース電流



$I_{TH}$  電圧と負荷電流

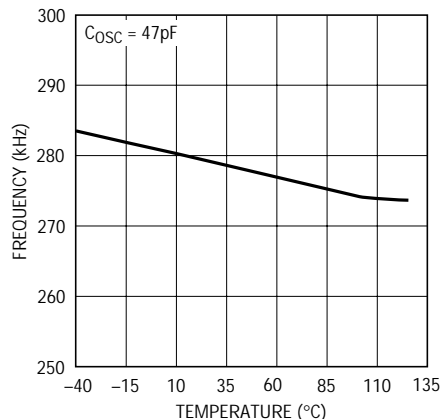


出力電流とデューティ・サイクル



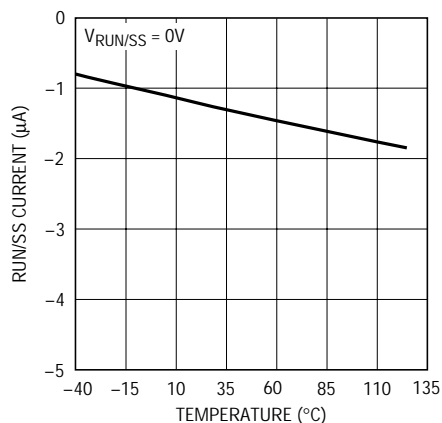
## 標準的性能特性

発振器周波数と温度



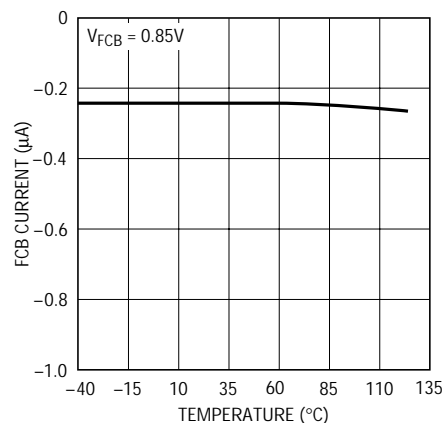
1735 G19

RUN/SSピン電流と温度



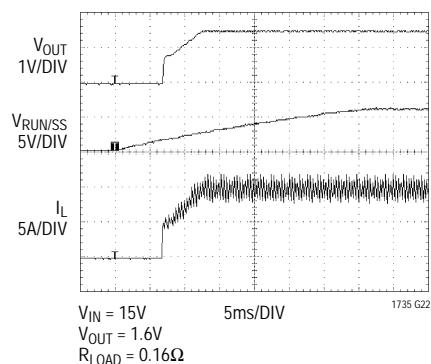
1735 G20

FCBピン電流と温度



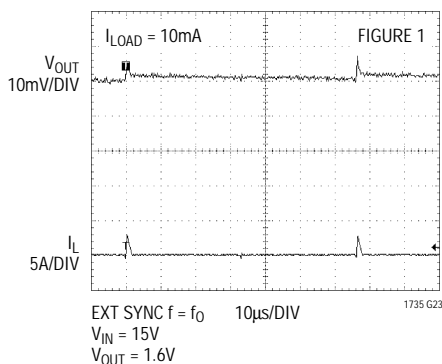
1735 G21

起動



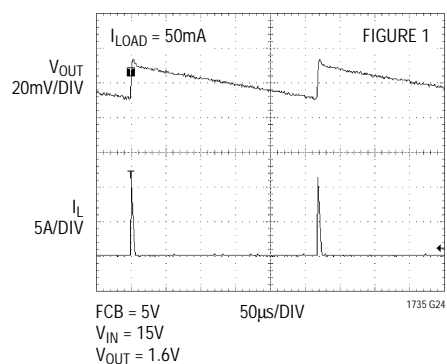
1735 G22

$V_{OUT}$ (RIPPLE) (同期化)



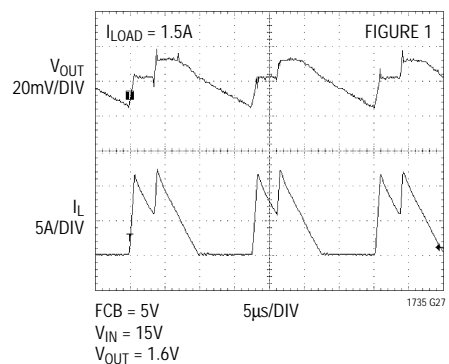
1735 G23

$V_{OUT}$ (RIPPLE) (バースト・モード動作)



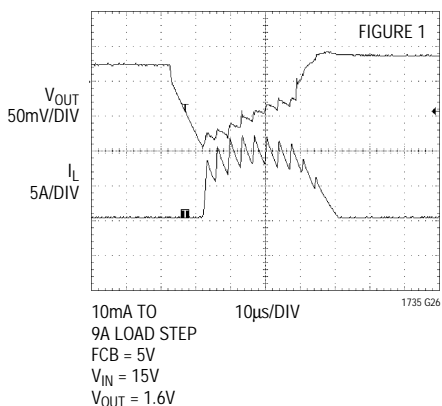
1735 G24

$V_{OUT}$ (RIPPLE) (バースト・モード動作)



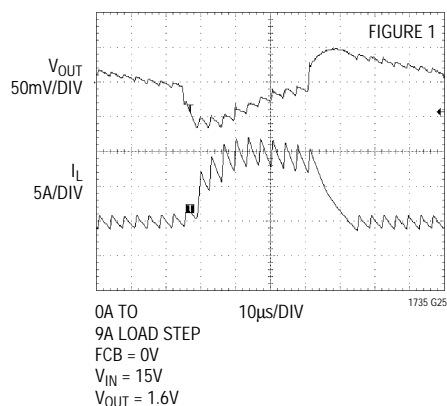
1735 G27

負荷ステップ (バースト・モード動作)



1735 G26

負荷ステップ(連続モード)



1735 G25

## ピン機能

$C_{OSC}$  (ピン1): このピンからグランドに外部コンデンサ  $C_{OSC}$  を接続して動作周波数を設定します。

RUN/SS (ピン2): ソフトスタート入力とラン・コントロール入力の組合せ。このピンからグラ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。ランプ時間は約  $1.25s/\mu F$  です。このピンを  $1.5V$  以下にするとデバイスは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。アプリケーション情報セクションに記述されているように、ラッチオフ過電流保護もこのピンで起動されます。

$I_{TH}$  (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上昇します。このピンの公称電圧範囲は  $0V \sim 2.4V$  です。

FCB (ピン4): 強制連続動作/同期入力。このピンは連続同期動作にするときはグランドに接続し、2次巻線を使用するときは2次出力からの抵抗分割器に、あるいは低負荷電流でのバースト・モード動作をイネーブルするときには  $INTV_{CC}$  に接続します。このピンを  $1.5V_{p,p}$  以上の信号でクロック駆動すると、バースト・モード動作がディスエーブルされますが、低負荷電流時にサイクル・スキップが可能で、内部発振器は外部クロックに同期します。

SGND (ピン5): 小信号グランド。  $C_{OSC}$  や  $C_{SS}$ 、帰還分割器、ループ補償抵抗およびコンデンサなどのすべての小信号部品はこのピンに1点接続してください。さらに、このピンはPGNDに接続してください。

$V_{OSENSE}$  (ピン6): 出力に接続された外部抵抗分割器から帰還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。

SENSE<sup>+</sup> (ピン8): 電流コンパレータの(+)入力。SENSE<sup>-</sup> ピンとSENSE<sup>+</sup> ピン間のビルトイン・オフセットと  $R_{SENSE}$  により、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): INTV<sub>CC</sub> に接続されている内部スイッチへの入力。EXTV<sub>CC</sub> が  $4.7V$  を超えると、このスイッチが閉じ、 $V_{CC}$  電源を供給します。アプリケーション情報セクションの「EXTV<sub>CC</sub> 接続」を参照してください。このピンの電圧が  $7V$  を超えてはいけません。  $EXTV_{CC} \leq V_{IN}$  となるようにしてください。

PGND (ピン10): ドライバ・パワー・グランド。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(-)端子に接続します。

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

INTV<sub>CC</sub> (ピン12): 内部  $5.2V$  レギュレータおよびEXTV<sub>CC</sub> スwitchの出力。ドライバおよび制御回路はこの電圧から給電されます。ICの間近に配置された  $1\mu F$  セラミック・コンデンサと最小  $4.7\mu F$  のタンタルまたは他の低ESRコンデンサとともにパワー・グランドにデカップルします。

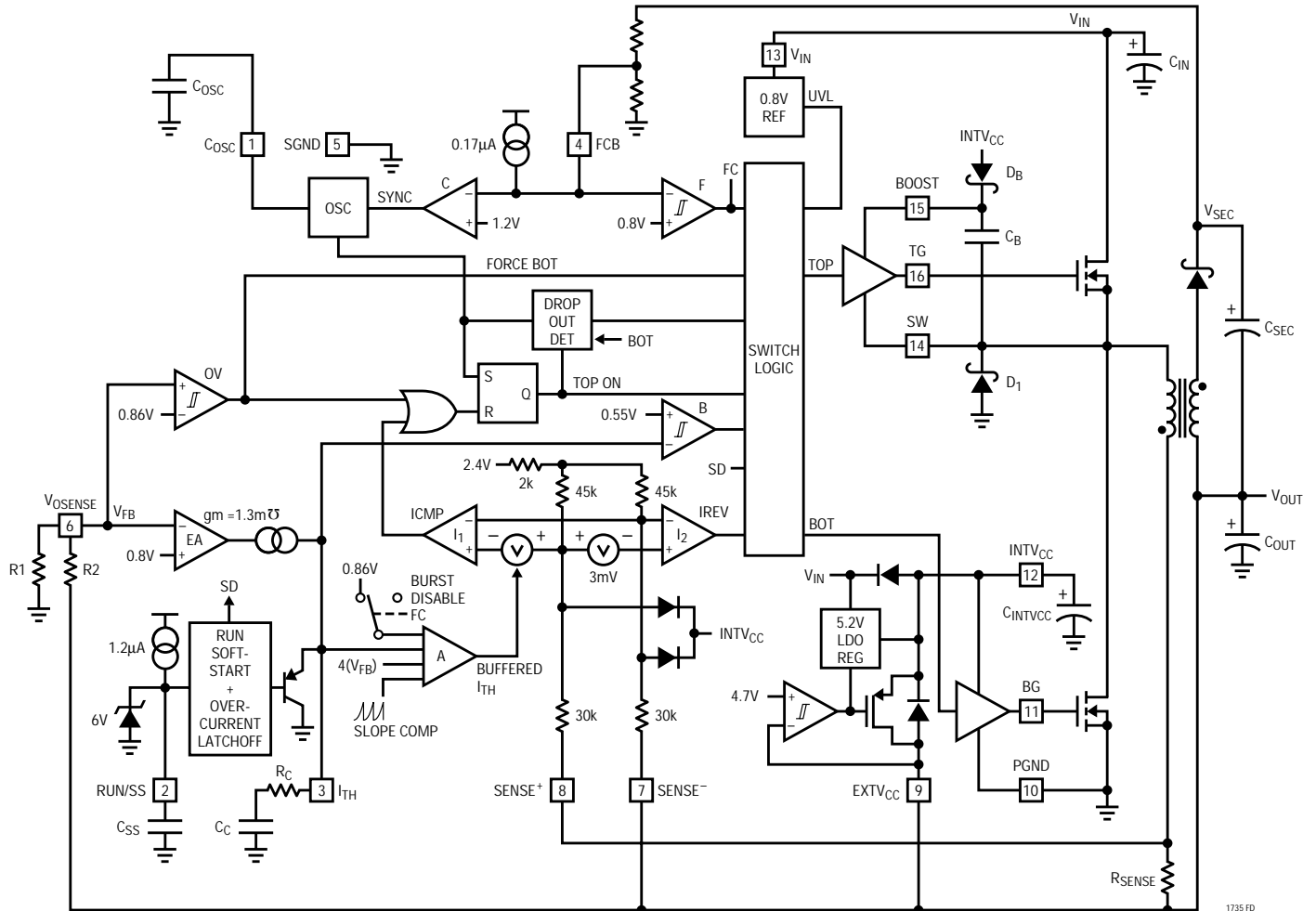
$V_{IN}$  (ピン13): メイン電源ピン。パワー・グランドの近くでデカップリングしなければなりません。

SW (ピン14): インダクタおよびブートストラップ・コンデンサへのスイッチ・ノード接続。このピンの電圧振幅は、グランドよりショットキ・ダイオード(外部)1個の電圧降下分だけ低い電圧から  $V_{IN}$  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。このピンにおける電圧振幅は、INTV<sub>CC</sub> よりダイオード1個の電圧降下分だけ低い電圧から ( $V_{IN} + INTV_{CC}$ ) までです。

TG (ピン16): トップサイドNチャネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブ。このピンは、スイッチ・ノード電圧SWとそれに加算されたINTV<sub>CC</sub> と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。

## 機能図



1735 FD



## 動作 (機能図を参照)

### メイン制御ループ

LTC1735は、定周波数、電流モード降圧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がオンし、メイン電流コンパレータ $I_1$ がRSラッチをリセットするとオフします。 $I_1$ がRSラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、誤差アンプEAの出力であるピン $\alpha$  ( $I_{TH}$ )の電圧によって制御されます。ピン機能で説明したとおり、ピン6 ( $V_{OSENSE}$ )により、EAは外部抵抗分割器から出力帰還電圧 $V_{FB}$ を受け取ることができます。負荷電流が増加すると、0.8Vリファレンスに対して $V_{FB}$ がわずかに減少し、それによって平均インダクタ電流が新しい負荷電流と等しくなるまで $I_{TH}$ 電圧が上昇します。トップMOSFETがターンオフしている間、電流コンパレータ $I_2$ 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ドライバには、フローティング・ブートストラップ・コンデンサ $C_B$ から電源が供給されます。トップMOSFETがターンオフすると、通常このコンデンサは外部ダイオードを通してINTV<sub>CC</sub>から再充電されます。 $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ の電圧に向かって低下すると、コンパレータはトップMOSFETを連続的にターンオンしようと試みます("ドロップアウト")。ドロップアウト・カウンタはこの状態を検出し、トップMOSFETを10サイクルごとに約500ns間ターンオフして、ブートストラップ・コンデンサを再充電します。

メイン制御ループは、ピン $\alpha$  (RUN/SS)を" L "にするとシャット・ダウンします。RUN/SSを解放すると、内部1.2 $\mu$ 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1.5Vに達すると、メイン制御ループは最大値の約30%にクランプされた $I_{TH}$ 電圧でイネーブルされます。 $C_{SS}$ が引き続き充電されると $I_{TH}$ は徐々に解放され、通常動作が再開できます。 $C_{SS}$ が4.1Vまで充電されたとき $V_{OUT}$ が最終値の70%に達していなかった場合は、アプリケーション情報セクションで述べるとおりラッチオフを起動できます。

内部発振器は、FCBピンに印加された外部クロックに同期させることが可能で、コンデンサ $C_{OSC}$ で設定された標準レートの90% ~ 130%の周波数にロックすることができます。

過電圧コンパレータOVは、過渡オーバーシュート(7.5%以上)および出力を過電圧状態にする可能性のある他の

より深刻な状態からデバイスを保護します。この場合、過電圧状態が解消されるまで、トップMOSFETはターンオフし、ボトムMOSFETはターンオンしています。

出力がグランドに短絡した場合のフォールドバック電流制限はアンプAによって行われます。 $V_{OSENSE}$ が0.6V以下に低下すると、電流コンパレータへのバッファされた $I_{TH}$ 入力は徐々にクランプ電圧0.86Vまで低下します。これによって、ピーク・インダクタ電流は最大値の約1/4に減少します。

### 低電流動作

LTC1735にはFCBピンで制御される3つの低電流モードがあります。FCBピンが0.8V以上のときは(通常はINTV<sub>CC</sub>に接続します)バースト・モード動作が選択されます。バースト・モード動作では、誤差アンプが $I_{TH}$ 電圧を0.86V以下にドライブする場合は、電流コンパレータへのバッファされた $I_{TH}$ 入力が0.86Vにクランプされます。インダクタ電流のピークは、約20mV/R<sub>SENSE</sub>(最大出力電流の約1/4)に保持されます。 $I_{TH}$ がさらに0.5V以下に低下すると、効率を最大にするためバースト・モード・コンパレータBが両方のMOSFETをターンオフします。負荷電流は、 $I_{TH}$ がコンパレータの60mVヒステリシスを超えてスイッチングが再開するまで、出力コンデンサによってのみ供給されます。FCBピンが0.8V以下になると、コンパレータFによってバースト・モード動作がディスエーブルされます。これによって強制連続動作になり、2次巻線の電圧変動を抑えます。

FCBピンが外部発振器でドライブされると、低ノイズのサイクル・スキッピング動作になり、内部発振器はコンパレータCによって外部クロックに同期します。このモードでは、25%の最小インダクタ電流クランプが取り除かれ、できるだけ広い出力電流範囲にわたって定周波数の不連続動作が行われます。この定周波数動作はバースト・モード動作ほど効率的ではありませんが、低ノイズの均一周波数スペクトルが得られます。

強制連続動作を行うときは、FCBピンをグランドに接続します。これは最も非効率なモードですが、アプリケーションによっては望ましいことがあります。このモードで出力は電流をソースまたはシンク可能です。強制連続動作中に電流をシンクするときには、電流がメイン電源に押し戻され、入力電源が危険な電圧レベルに上昇する可能性がありますので**注意してください**。

## 動作 (機能図を参照)

フォールド・バック電流、短絡検出、および短絡ラッチオフ

最初に、RUN/SSコンデンサ $C_{SS}$ がスイッチング・レギュレータの突入電流を制限するために使われます。コントローラの動作が開始し、出力コンデンサを充電して全負荷電流を供給するのに十分な時間が与えられると、 $C_{SS}$ は短絡タイムアウト回路として使用されます。出力電圧が標準出力電圧の70%以下に低下すると、出力が過電流または短絡状態であると想定して、 $C_{SS}$ が放電を開始します。この状態が $C_{SS}$ のサイズによって決まる期間より長く続くと、RUN/SSピン電圧が再サイクルされるまでコントローラはシャットダウンします。この内蔵ラッチオフは、RUN/SSピンに5V相当で5 $\mu$ A以上を供給すれば無効にできます。この電流によってソフトスタート期間が短縮されますが、過電流または短絡時の $C_{SS}$ の正味放電は防止されます。出力電圧が標準レベルの70%以下になると、短絡ラッチオフ回路がイネーブルされていてもいなくても、フォールドバック電流制限がアクティブに

なります。

### 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LTC1735の大部分の内部回路の電源はINTV<sub>CC</sub>ピンから供給されます。EXTV<sub>CC</sub>ピンをオープンにしておくと、内部の5.2V低ドロップアウト・レギュレータが $V_{IN}$ からINTV<sub>CC</sub>電源を供給します。EXTV<sub>CC</sub>が4.7Vを超えると、内部レギュレータがターンオフし、内部スイッチがEXTV<sub>CC</sub>をINTV<sub>CC</sub>に接続します。これにより、INTV<sub>CC</sub>電源をコンバータ自身の1次または2次出力などの高効率なソースから供給することができます。ゲート・ドライブ能力を高めるために、EXTV<sub>CC</sub>に最大7Vの電圧を供給することができます。

クリーンに始動しMOSFETを保護するために、低電圧ロックアウトを使用して入力電圧が3.5V以上になるまで、両方のMOSFETをオフに保持します。

## アプリケーション情報

LTC1735を使用した基本的な応用回路を最初のページの図1に示します。外付け部品の選択は負荷条件をもとに行い、まず $R_{SENSE}$ から決めていきます。 $R_{SENSE}$ が分かれば $C_{OSC}$ とLも選択できます。次に、パワーMOSFETとD1を選択します。動作周波数とインダクタは、主にリップル電流の所要値に基づいて選択されます。最後に、コンバータに流れる大きなRMS電流を扱うことができる $C_{IN}$ を選択し、また出力電圧のリップル仕様および過渡仕様を満足する低いESRになるよう $C_{OUT}$ を選択します。図1に示す回路は最大28V(外付けMOSFETによって制限される)の入力電圧で動作するように構成できます。

### 出力電流に対応した $R_{SENSE}$ の選択

$R_{SENSE}$ は必要な出力電流をもとに選択します。LTC1735の電流コンパレータは、75mV/ $R_{SENSE}$ の最大スレッシュホールドとSGNDから1.1(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によってインダクタ電流のピークが設定され、このピーク値よりピーク・ツー・ピーク・リップル電流 $\Delta I_L$ の半分だけ小さい値と等しい最大平均出力電流 $I_{MAX}$ が生じます。

LTC1735および外付け部品値のばらつきに対して余裕をもたせれば、次式のようになります。

$$R_{SENSE} = \frac{50\text{mV}}{I_{MAX}}$$

### 動作周波数および同期に対する $C_{OSC}$ 選択

動作周波数とインダクタ値は、効率と部品サイズの妥協を図りながら選択します。動作周波数が低いと、MOSFETのゲート電荷損失と遷移損失によるMOSFETのスイッチング損失が減少して効率が上がります。ただし、低周波数動作時には一定のリップル電流を得るために、インダクタンス値をさらに大きくする必要があります。

LTC1735は定周波数アーキテクチャを使用し、周波数は外部発振器コンデンサ $C_{OSC}$ 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、 $C_{OSC}$ の電圧はグラウンドにリセットされます。オン時間中、 $C_{OSC}$ は一定の電流で充電されます。コンデンサの電圧が1.19Vに

## アプリケーション情報

達すると、 $C_{OSC}$ 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。

$C_{OSC}$ の値は、FCBピンに外部クロック入力がないものとして、要求動作周波数から計算されます。

$$C_{OSC}(\text{pF}) = \left[ \frac{1.61(10^7)}{\text{周波数}} \right] - 11$$

周波数に応じた $C_{OSC}$ を選択するためのグラフを図2に示します。推奨最大スイッチング周波数は550kHzです。

FCBピンをINTV<sub>CC</sub>に接続して“H”にするか、またはグラウンドに接続すると、内部発振器は標準周波数( $f_0$ )で動作します。FCBピンを0.8V付近でクロック駆動すると、内部発振器はFCBピンに加えられる $0.9f_0 \sim 1.3f_0$ の周波数の外部クロック信号にインジェクション・ロックされず、クロック“H”レベルは最低0.3 $\mu$ s間1.3Vを超えなければならず、クロック“L”レベルは最低0.3 $\mu$ s間0.3V以下にならなければなりません。トップMOSFETのターンオンは、クロックの立上りエッジに同期します。

同期させようとする外部周波数が高すぎる( $1.3f_0$ 以上)と、スロープ補償が不十分になりループが不安定になる可能性があります。この状態が存在する場合は、図2に従って $f_{EXT} = f_0$ になるように、単に $C_{OSC}$ の値を小さくしてください。

外部クロックに同期させると、バースト・モード動作はディスエーブルされますが、インダクタ電流は逆流できな

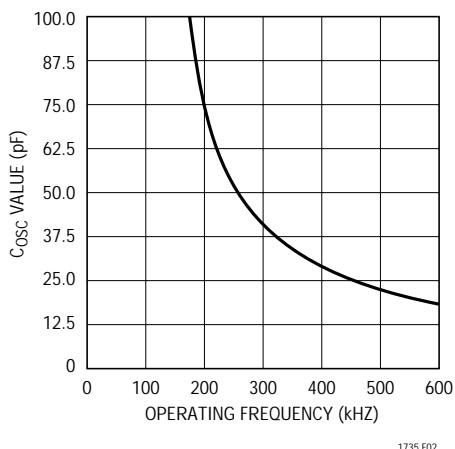


図2. タイミング・コンデンサ値

くなります。バースト・モード動作での25%の最小インダクタ電流クランプが取り除かれ、可能な最も広い出力電流範囲にわたって、定周波数の不連続動作を実行します。このモードでは、同期MOSFETは10クロック・サイクルごとに強制的にオンになってブートストラップ・コンデンサを再充電します。これにより、ある程度の高効率を維持しながら、可聴ノイズを抑えることができます。

### インダクタ値の計算

動作周波数が高ければより小型のインダクタとコンデンサ値を使用できるという点で、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、 $V_{IN}$ または $V_{OUT}$ 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 $\Delta I_L$ 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出発点は、 $\Delta I_L = 0.3(I_{MAX}) \sim 0.4(I_{MAX})$ です。入力電圧が最大になるときに $\Delta I_L$ 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与えます。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。必要な平均インダクタ電流が、 $R_{SENSE}$ によって決定される電流制限の25%以下のピーク電流になると、バースト・モード動作が始まります。インダクタ値を低くする( $\Delta I_L$ 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。

## アプリケーション情報

### インダクタ・コアの選択

Lの値が分かったら、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、インダクタ値が同じ場合コア・サイズには依存しませんが、選択したインダクタンスには大きく依存します。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・コアの材質は極度に飽和します。すなわち、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消滅します。その結果、インダクタのリプル電流が急増し、出力電圧リプルが増加します。コアは絶対に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。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、これらにはボビンがなく実装が困難です。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

LTC1735で使用する外部パワーMOSFET 2個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・ピークのゲート・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5.2Vです (EXTV<sub>CC</sub>ピン接続を参照)。したがって、大部分のLTC1735のアプリケーションでは、ロジック・レベル・スレッショルドMOSFETを使用しなければなりません。唯一の例外は、入力電圧が低い ( $V_{IN} < 5V$ ) ときです。その場合は、サブロジック・レベル・スレッショルドMOSFET ( $V_{GS(TH)} < 3V$ ) を使用します。MOSFETのBV<sub>DSS</sub>仕様にも十分注意してください。ロジック・レベルMOSFETの多くは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>、逆伝達容量C<sub>RSS</sub>、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。LTC1735が連続モードで動作しているときは、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。

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

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

ここで、 $\delta$ はR<sub>DS(ON)</sub>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<sup>2</sup>R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チャネルの式では追加の遷移損失の項があり、これは入力電圧が高いときに最も高くなります。 $V_{IN} < 20V$ の場合、高電流時効率は一般に大型MOSFETを使用すると向上し、 $V_{IN} > 20V$ の場合、低C<sub>RSS</sub>・高R<sub>DS(ON)</sub>の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。

あるMOSFETに対する(1 +  $\delta$ )の項は、一般に正規化R<sub>DS(ON)</sub>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 $\delta = 0.005/$ を使用することができます。C<sub>RSS</sub>は通常MOSFETの特性で規定されています。定数k = 1.7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。

Kool M $\mu$ はMagnetics社の登録商標です。

## アプリケーション情報

図1に示すショットキ・ダイオードD1は、2つのパワーMOSFETの導通期間と導通期間の間のデッドタイム中にだけ導通します。これによってボトムMOSFETのボディ・ダイオードがターンオンしてデッドタイム中に電荷を蓄積するのを防止します(このような電荷蓄積は効率を1%ほど低下させる可能性があります)。3Aのショットキは、平均電流が比較的小さいため10Aから12Aのレギュレータにとって一般的に適当です。大きなダイオードでは、接合容量が大きいため遷移損失が増えることがあります。効率の損失が許容できる場合、このダイオードは省くことができます。

### C<sub>IN</sub>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<sub>OUT</sub>/V<sub>IN</sub>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電流に対応できる低ESR入力コンデンサを使用する必要があります。最大RMSコンデンサ電流は次式で得られます。

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

この式はV<sub>IN</sub> = 2V<sub>OUT</sub>のときに最大になります。ただし、I<sub>RMS</sub> = I<sub>O(MAX)</sub>/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、コンデンサ製造業者のリプル電流定格は、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。疑問点については、必ずメーカーに問い合わせてください。

### C<sub>OUT</sub>の選択

C<sub>OUT</sub>は、主に電圧リップルを最小限に抑えるのに必要な等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。連続モードでの出力リップル(ΔV<sub>OUT</sub>)は次式から求められます：

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

ここで、f = 動作周波数、C<sub>OUT</sub> = 出力容量、ΔI<sub>L</sub> = インダ

クタのリプル電流です。ΔI<sub>L</sub>は入力電圧に応じて増加するため、出力リップルは入力電圧が最大のときに最も高くなります。C<sub>OUT</sub>のESR条件を満足すれば、一般に実効電流定格はI<sub>RIPPLE(P-P)</sub>条件をはるかに上回ります。ΔI<sub>L</sub> = 0.3I<sub>O(MAX)</sub>かつESRに起因するリップルの2/3を許容する場合、出力リップルは以下の条件を仮定すると、最大V<sub>IN</sub>で50mV未満になります。

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

$$C_{OUT} > 1/(8fR_{SENSE})$$

最初の条件は出力コンデンサのESRに流れ込むリップル電流に関係し、2番目の項は出力容量がリップル電流のために、動作周波数期間中は大きく放電しないことを保証します。小さな出力容量を使用する選択をすると、放電の項のためにリップル電圧が上昇しますが、これはESRが非常に低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<sub>TH</sub>ピンのOPTI-LOOPの補償部品は、選択した出力コンデンサに関係なく、安定した、高性能過渡応答を提供するよう最適化します。

CPU、または負荷過渡電流が大きい他のアプリケーションのための出力コンデンサの選択は、主に負荷の電圧許容差仕様で決まります。コンデンサの抵抗成分(ESR) × 負荷電流変動に出力電圧リップルを加算した値は、負荷(CPU)の電圧許容差の範囲内になければなりません。

負荷電流ステップのための所要ESRは、次式のとおりです：

$$R_{ESR} < \Delta V / \Delta I$$

ここで、ΔIは最大負荷からゼロ負荷(または最小負荷)への電流変化、ΔVは許容される電圧変化(有限の容量に起因する低下は含まない)です。

必要な容量の大きさは、インダクタに蓄えられた最大エネルギーによって決まります。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なければなりません。逆の負荷電流遷移は、一般に制御ループOPTI-LOOP部品によって決まるので、過剰に補償して応答が遅くならないように注意してください。インダクタのエネルギーを十分に吸収することを保証する最小容量は次のとおりです：

## アプリケーション情報

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

ここで、 $\Delta I$ は負荷電流変化です。

ニチコン、United Chemicon、三洋電機などのメーカーから高性能なスルーホール・コンデンサが入手できます。三洋電機製の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、多少価格が高くなっています。OS-CONコンデンサと並列に別のセラミック・コンデンサを接続して、インダクタンスの影響を低減することを推奨します。

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、RMS電流処理要件および負荷ステップ条件に適合させる必要があります。表面実装型パッケージのアルミニウム電解コンデンサ、乾式タンタル・コンデンサ、および特殊ポリマ・コンデンサが入手可能です。特殊ポリマ表面実装コンデンサは、ESRは非常に低いものの、単位ボリュームあたりの容量性密度は他のコンデンサ・タイプよりもはるかに低くなっています。これらのコンデンサは非常に経済的な出力コンデンサ・ソリューションを提供し、高いリレー帯域幅を有するコントローラと組み合わせれば理想的な選択といえます。タンタル・コンデンサは、最高の容量密度を提供し、ソフトスタートが制御されたスイッチング・レギュレータ用の出力コンデンサとしてよく使用されます。サージ試験が実施されたケース高さが2mmから4mmの表面実装タンタル・コンデンサのAVX TPS、AVX TPSV、またはKEMET T510シリーズが最適です。リップル電流定格、温度、および長期信頼性を考慮すれば、コストが重要なアプリケーションでは、アルミニウム電解コンデンサを使用できます。標準的なアプリケーションでは、数個からさらに多数のアルミニウム電解コンデンサを並列に接続する必要があります。上記のようにコンデンサを組み合わせれば、性能が向上しながら、全体的なコストが削減される場合もよくあります。他のコンデンサ・タイプとしては、ニチコンのPLシリーズ、NECのNeocap、パナソニックのSP、およびSpragueの595Dシリーズがあります。その他の特徴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に、理想的なコンデンサはありません。どのコンデンサにも、それぞれの利点と限界があります。異なるタイプのコンデンサを組み合わせるのは、非常に経済的な解決策であることが分かっています。ま

た、高周波デカップリング・コンデンサを含めるのも忘れないでください。これらのコンデンサは、負荷の電源ピンにできる限り近づけて配置しなければなりません。回路ボード・トレースにインダクタンスが存在すると、これらの有用性が損なわれます。

### INTV<sub>CC</sub>レギュレータ

内部Pチャネル低ドロップアウト・レギュレータは、5.2V電源を生成し、LTC1735内のドライバと内部回路に電力を供給します。INTV<sub>CC</sub>ピンは最大50mAの電流を供給でき、最小4.7 $\mu$ Fのタンタル、10 $\mu$ Fの特殊ポリマ、または低ESRタイプ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。ICのINTV<sub>CC</sub>ピンとPGNDピンに隣接して、1個の1 $\mu$ Fセラミック・コンデンサを配置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、LTC1735の最大接合部温度定格を超えるおそれがあります。システム供給電流は、通常、ゲート電荷電流によって支配されます。INTV<sub>CC</sub>の追加負荷も、消費電力計算のとき考慮に入れる必要があります。合計INTV<sub>CC</sub>電流は、5.2V内部リニア・レギュレータまたはEXTV<sub>CC</sub>入力ピンから供給されます。EXTV<sub>CC</sub>ピンに印加する電圧が4.7V以下のときには、すべてのINTV<sub>CC</sub>電流は内部5.2Vリニア・レギュレータによって供給されます。この場合のICの電力消費は最大になり( $V_{IN}$ ) ( $I_{INTVCC}$ )、全体の効率は低下します。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、電気特性の注2に記載された式を使用して評価できます。たとえば、EXTV<sub>CC</sub>ピンを使用しないときには、LTC1735CSは30V電源では次式のとおりに17mA以下に制限されます：

$$T_J = 70 + (17\text{mA})(30\text{V})(110 \text{ } \mu\text{W}) = 126$$

EXTV<sub>CC</sub>入力ピンを使用すると、接合部温度は以下のとおり低下します：

$$T_J = 70 + (17\text{mA})(5\text{V})(110 \text{ } \mu\text{W}) = 79$$

最大接合部温度を超えないようにするために、最大 $V_{IN}$ での連続モードで動作している場合は、入力供給電流をチェックする必要があります。

## アプリケーション情報

### EXTV<sub>CC</sub>の接続

LTC1735は、EXTV<sub>CC</sub>とINTV<sub>CC</sub>ピンの間に接続された内部PチャンネルMOSFETスイッチを内蔵しています。EXTV<sub>CC</sub>ピンの電圧が4.7V以上になると、内部5.2Vレギュレータがシャット・オフし、スイッチがクローズしてEXTV<sub>CC</sub>電圧が4.5V以下になるまで、INTV<sub>CC</sub>電源はEXTV<sub>CC</sub>を通して供給されます。これにより通常動作中は、MOSFETドライバおよび制御回路の電源は出力から、または外部から供給されます。出力の安定化が行われていないとき(始動時、短絡時など)は、内部レギュレータから電源が供給されます。EXTV<sub>CC</sub>ピンには7V以上の電圧を印加しないでください。また、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。

1. EXTV<sub>CC</sub>をオープン(または接地する)。こうすると、内部5.2V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は効率が最大10%ほど低下します。

2. EXTV<sub>CC</sub>をV<sub>OUT</sub>に直接接続する。これは5V出力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。出力電圧が5Vを超える場合、SENSEピンの絶対最大定格を超えないようにEXTV<sub>CC</sub>をV<sub>OUT</sub>に接続することが必要です。

3. EXTV<sub>CC</sub>を出力から来ているブースト・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4.7V以上にブーストした出力から引き出した電圧に接続すれば効率が改善されます。これは図3aに示す誘導性ブースト巻線、または図3b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。

4. EXTV<sub>CC</sub>を外部電源に接続する。ノートブックのメイン5Vシステム電源のように、5V~7V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。これはほとんど常時5V電源が存在し、別の高効率レギュレータから引き出されている標準的なケースです。

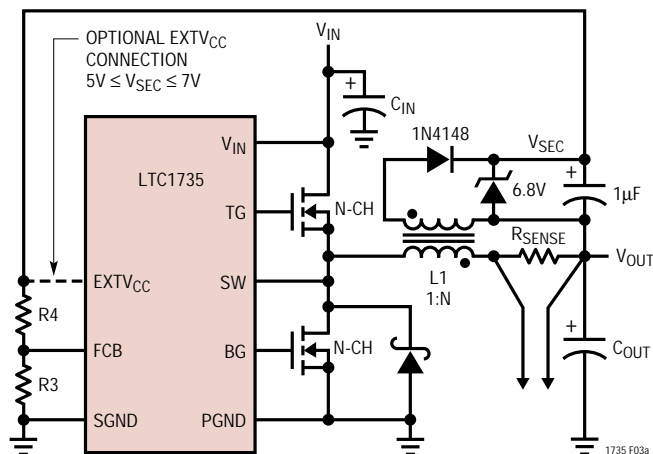


図3a. 二次出力ループとEXTV<sub>CC</sub>の接続

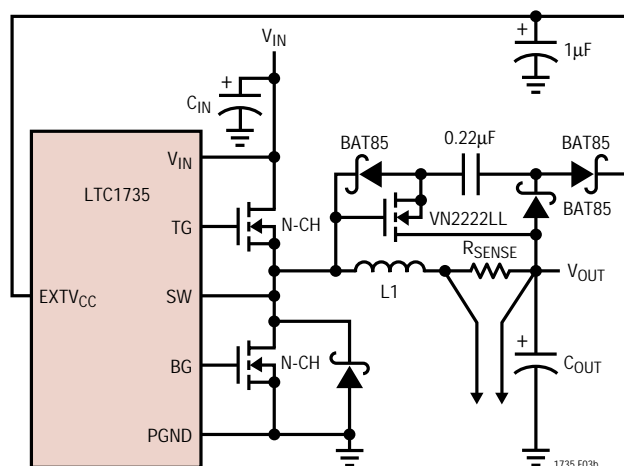


図3b. EXTV<sub>CC</sub>用の容量性チャージポンプ

### 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す。

$$V_{OUT} = 0.8V \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

図4に示すように、抵抗分割器が出力に接続されているため、電圧のリモート・センスが可能となります。

## アプリケーション情報

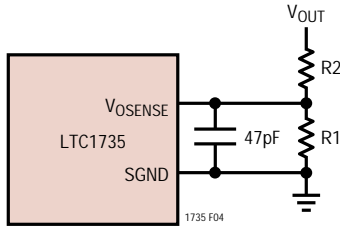


図4. LTC1735出力電圧の設定

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

BOOSTピンに接続されている外部ブーストストラップ・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(p.8)のコンデンサC<sub>B</sub>がINTV<sub>CC</sub>から外部ダイオードD<sub>B</sub>を通して充電されます。C<sub>B</sub>両端の電圧は、INTV<sub>CC</sub>からほぼダイオード1個の電圧降下分低い電圧です。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、トップサイド・スイッチがオンになります。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>まで上昇します。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から0.33μFで十分です。D<sub>B</sub>の逆ブレークダウン電圧は、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・レベルを調整するときの最終的な決定要因は、レギュレータの総入力電流です。変更して入力電流が減少すれば、効率が改善されます。入力電流に変化がなければ、効率は変化しません。**

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

電流コンパレータの同相入力範囲は、0Vから1.1 (INTV<sub>CC</sub>)までです。降圧アプリケーションにおける連続リニア動作は、この範囲を通して保証されており、0.8Vから7Vまで任意の出力電圧が可能です。機能図(p.8)に示すとおり、差動NPN入力段が使用され、内部2.4Vソースから内部抵抗でバイアスされます。これによって、出力電圧に応じて、センス・ピンで電流をソースまたはシンクします。出力電圧が2.4V以下になると、両方のセンス・ピンからメイン出力に電流が流れます。これによって、強制的にV<sub>OUT</sub>抵抗分割器による最小負荷電流が流

れます。センス・ピンから流出する最大電流は以下のとおりです：

$$I_{\text{SENSE}^+} + I_{\text{SENSE}^-} = (2.4V - V_{\text{OUT}})/24k$$

V<sub>OSENSE</sub>は0.8Vのリファレンス電圧にサーボ制御されるので、図4でこの電流を吸収する最大値のR1を選択することができます：

$$R1_{(\text{MAX})} = 24k \left( \frac{0.8V}{2.4V - V_{\text{OUT}}} \right)$$

1.8Vの出力電圧を安定化するには、R1の最大値は32kでなければなりません。2.4V以上の出力電圧では、センス・ピンの電流を吸収するのに必ずしもR1の最大値は必要ありません。ただし、R1は依然としてV<sub>OSENSE</sub>帰還電流によって制限されます。

### ソフトスタート/実行機能

RUN/SSピンには複数の機能があり、ソフトスタート機能とLTC1735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、コントローラの電流制限I<sub>TH(MAX)</sub>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。このピンは電源のシーケンシングにも使用することができます。

RUN/SSコントローラ・ピンを1.5V以下にすると、LTC1735は、低消費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5に示すように、直接ロジックからドライブできます。RUN/SSピンを解放すると、内部1.2μA電流源が外部ソフトスタート・コンデンサC<sub>SS</sub>を充電することができます。RUN/SSがグランド・レベルになると、およそ以下の遅延時間後にスタートします。

$$t_{\text{DELAY}} = \frac{1.5V}{1.2\mu A} C_{\text{SS}} = (1.25s/\mu F) C_{\text{SS}}$$

RUN/SSの電圧が1.5Vに達すると、LTC1735が動作を開始し、電流は約25mV/R<sub>SENSE</sub>に制限されます。RUN/SSピンの電圧が1.5Vから3.0Vに上昇すると、内部電流制限も25mV/R<sub>SENSE</sub>から75mV/R<sub>SENSE</sub>に上昇します。出力電流制限はゆっくりランプアップし、フル電流に達するにはさらに1.25s/μFを要します。このように、出力電流はゆっくりランプアップして、入力電源から流れる起動サージ電流を低減します。



## アプリケーション情報

図5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、ソフトスタート機能のために $C_{SS}$ をゆっくり充電することが可能です。ソフトスタートが必要ない場合は、このダイオードと $C_{SS}$ 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(8ページ機能図を参照)。

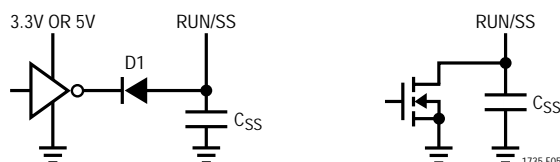


図5. RUN/SSピンのインタフェース

### フォールト条件：過電流ラッチオフ

RUN/SSピンは過電流状態を検出したときコントローラをシャットオフし、ラッチオフする機能も備えています。RUN/SSコンデンサ $C_{SS}$ は、最初にターンオンし、コントローラの実入電流を制限するために使用されます。コントローラが始動し、出力コンデンサを充電するのに十分な時間が経過し、全負荷電流が提供されるようになると、 $C_{SS}$ は短絡タイマとして使用されます。 $C_{SS}$ が4.1Vに達した後、出力電圧が公称出力電圧の70%以下に低下した場合は、出力が激しい過電流または短絡状態にあるものと想定し、 $C_{SS}$ は放電を開始します。この状態が $C_{SS}$ のサイズによって決まる期間より長く続くと、RUN/SSピン電圧が再サイクルされるまでコントローラはシャットダウンします。

図6に示すとおり、この内蔵ラッチオフは、5Vで5 $\mu$ A以上をRUN/SSピンに供給すれば無効にできます。この電流によってソフトスタート期間が短縮されますが、過電流または短絡時の $C_{SS}$ の正味放電は防止されます。図6a

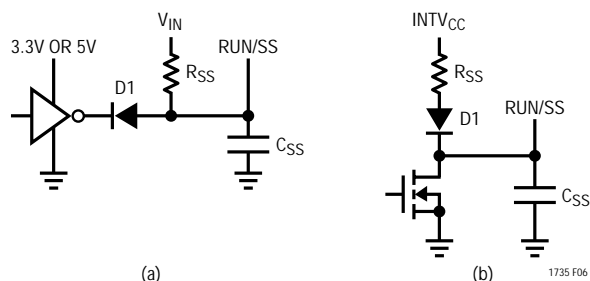


図6. ラッチオフを無効にしたときのRUN/SSピンのインタフェース

の場合のように、 $V_{IN}$ から5 $\mu$ Aの電流でドライブすると、電流ラッチオフは常に無効になります。図6bに示すとおり、INTV<sub>CC</sub>にこのプルアップ抵抗を接続しているダイオードは、コントローラがシャットダウンしている間、余分な電源電流をなくすと同時に、INTV<sub>CC</sub>の負荷も排除してコントローラが起動しないようにします。 $C_{SS}$ の電圧が4.1Vを超えない場合、過電流ラッチは作動状態にならず、機能はディスエーブルされます。

過電流ラッチオフを無効にする理由は？ デザインの試作段階では、ノイズのピックアップやレイアウトの不備に関する問題があり、保護回路がラッチオフする可能性があります。この機能を無効にすれば、回路やPCレイアウトのトラブルシューティングを容易に行うことができます。内部短絡およびフォールドバック電流制限は有効になったままで、電源システムを障害から保護します。デザインが完了した後、ラッチオフ機能をイネーブ爾するかどうかを決定することができます。

ソフトスタート・コンデンサ $C_{SS}$ の値は、出力電流、出力容量、および負荷電流特性に応じて決定する必要があります。最小ソフトスタート容量は、次式で与えられます：

$$C_{SS} > (C_{OUT})(V_{OUT})(10^{-4})(R_{SENSE})$$

大部分のアプリケーションでは、 $C_{SS} = 0.1\mu\text{F}$ の最小推奨ソフトスタート・コンデンサで十分です。

### フォールト条件：電流制限と電流フォールドバック

LTC1735電流コンパレータの最大センス電圧は75mVなので、最大MOSFET電流は75mV/ $R_{SENSE}$ になります。

LTC1735には、出力がグランドに短絡したときに、負荷電流をさらに制限する電流フォールドバック機能があります。上記の過負荷シャットダウン・ラッチが無効のときでも、フォールド・バック回路はアクティブです。出力が半分以下に低下すると、最大センス電圧は75mVから30mV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、LTC1735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がピーク電流を流していま

## アプリケーション情報

す。短絡時のリップル電流は、LTC1735の最小オン時間  $t_{ON(MIN)}$  (約200ns)、入力電圧、およびインダクタ値によって決まり、次式で表されます。

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

短絡電流は次式で与えられます。

$$I_{SC} = \frac{30mV}{R_{SENSE}} + \frac{1}{2} \Delta I_{L(SC)}$$

電流フォールドバック機能は常にアクティブであり、電流ラッチオフ機能によって影響されることはありません。

### フォールト条件：出力過電圧保護 (クローバ)

出力過電圧クローバは、レギュレータの出力が標準レベルより大幅に高くなると、入力導入部にあるシステム・ヒューズが溶断するように設計されています。この状態では、通常の動作時よりもはるかに大きな電流が流れます。この機能は、トップMOSFETの短絡に対して保護するように設計されており、コントローラ自体の障害に対しては保護しません。

コンパレータ (8ページ機能図のOV) は、標準出力電圧より7.5%高い過電圧フォールトを検出します。この状態を検知すると、トップMOSFETがターンオフし、ボトムMOSFETは強制的にオンになります。OV状態が続く限り、ボトムMOSFETは連続してオンになったままです。V<sub>OUT</sub>が安全なレベルに復帰すると、自動的に通常の動作を再開します。

プログラムされた出力電圧が低下する間、出力電圧をダイナミックに変化させると、瞬時に過電圧保護がアクティブになる可能性があるので注意してください。これによって永久ラッチオフが生じることはなく、所要電圧変化を妨害することはありません。ソフトラッチ過電圧保護では、ダイナミックに出力電圧を変えることができ、過電圧保護回路が新しくプログラムされた出力電圧を追尾して、常に負荷を保護します。

### 最小オン時間の検討

最小オン時間  $t_{ON(MIN)}$  は、LTC1735がトップMOSFETをターンオンし、再度ターンオフ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をターン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りますので、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適応可能な値以下になると、LTC1735はサイクル・スキップを開始します。出力電圧は連続的に安定化されますが、リップル電流とリップル電圧は増加します。

適切に構成されたアプリケーションにおけるLTC1735の最小オン時間は、一般に200ns以下です。ただし、図7に示すように、ピーク・センス電圧が低下すると最小オン時間は徐々に増加します。これは、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は、特に重要な問題です。この状況で、デューティ・サイクルが最小オン時間以下に低下した場合、相応に大きな電流および電圧リップルを伴う過大なサイクル・スキップが発生するおそれがあります。

アプリケーションが最小オン時間リミット付近で動作する可能性がある場合、最小オン時間条件に適合するのに十分なリップル振幅を供給できる低い値のインダクタを選択しなければなりません。一般に、インダクタ・リップル電流は  $V_{IN(MAX)}$  で  $I_{OUT(MAX)}$  の30%またはそれ以上に保持してください。

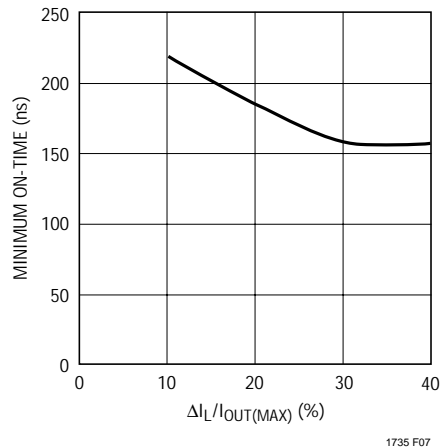


図7. 最小オン時間と  $\Delta I_L$

## アプリケーション情報

### FCBピンの動作

FCBピンが0.8V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。この場合、トップおよびボトムMOSFETは、メイン出力の負荷に関係なく連続的に同期してドライブされます。バースト・モード動作がディスエーブルされ、インダクタでの電流の逆流が許容されます。

FCBピンは、強制的に連続同期動作と外部同期を実行させるためのロジック入力であり、それに加えてフライバック巻線出力を安定化させる手段も提供します。連続モードの間、電流はトランスの一次側を連続的に流れます。二次側巻線は、ボトム同期スイッチがオンのときにだけ電流を流します。一次負荷電流が少なく $V_{IN}/V_{OUT}$ 比が低いとき、あるいはそのいずれかのときには、出力コンデンサから二次側負荷まで電力を伝達するのに十分な時間だけ同期スイッチがオンにならない可能性があります。同期スイッチの通電率が十分であれば、強制連続動作によって二次巻線がサポートされます。したがって、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という条件はFCB入力ピンにより取り除かれます。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。

二次側出力電圧 $V_{SEC}$ は、図3aに示すとおり通常、トランスの巻数比 $N$ によって設定されます。

$$V_{SEC} \cong (N + 1)V_{OUT}$$

ただし、一次側負荷電流が軽い場合コントローラがバースト・モード動作に入り、スイッチングが停止すると、 $V_{SEC}$ は低下します。 $V_{SEC}$ からFCBピンに接続されている外部抵抗分割器は、最小電圧 $V_{SEC(MIN)}$ を設定します。

$$V_{SEC(MIN)} \approx 0.8V \left( 1 + \frac{R4}{R3} \right)$$

$V_{SEC}$ がこのレベル以下に低下すると、FCB電圧は $V_{SEC}$ が再び最低値を超えるまで連続動作を強制します。

FCBピンに外部接続がない場合の誤動作を防止するために、FCBピンにはこのピンを“H”にする0.17 $\mu$ Aの内部電流源があります。抵抗値 $R3$ と $R4$ を選択するときには、

この電流を含めることを忘れないでください。

LTC1735の内部発振器は、FCBピンに1.5V<sub>p-p</sub>以上のクロック信号を印加して、外部発振器に同期させることができます。外部周波数に同期すると、バースト・モード動作はディスエーブルされますが、電流反転が禁止されるので低負荷電流時にはサイクル・スキッピングが可能です。ボトム・ゲートは、ブートストラップ・コンデンサが継続的に、確実にリフレッシュされるよう10クロック・サイクルごとに導通します。FCBピンに印加される外部クロックの立上りエッジによって、新しいサイクルが開始されます。

同期範囲は $0.9f_0$ から $1.3f_0$ までで、 $f_0$ は $C_{OSC}$ によって設定されます。 $1.3f_0$ 以上の周波数に同期させようとする、スロープ補償が不十分になり、高いデューティ・サイクル(デューティ・サイクル > 50%)では、ループが不安定になる可能性があります。同期中にループの不安定性が観測された場合は、単に $C_{OSC}$ を減らせばスロープ補償を追加することができます。

下表に、FCBピンで得られる状態を要約します：

表1.

FCBピン	条件
DC電圧: 0V ~ 0.7V	バースト・ディスエーブル/ 強制連続電流反転イネーブル
DC電圧: $\geq 0.9V$	バースト・モード動作、 電流反転なし
帰還抵抗	二次巻線の調整
外部クロック: (0V ~ $V_{FCBSYNC}$ ) ( $V_{FCBSYNC} > 1.5V$ )	バースト・モード動作ディスエーブル 電流反転なし

### 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。個々の損失を解析することにより、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。効率のパーセント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テージで表される個々の損失です。

## アプリケーション情報

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、LTC1735回路での損失の大半は、一般に以下の4つの主要な要因によるものです：1) LTC1735  $V_{IN}$  電流、2)  $INTV_{CC}$  電流、3)  $I^2R$  損失、4) トップサイドMOSFET遷移損失。

1)  $V_{IN}$  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(0.1%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。

2)  $INTV_{CC}$  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のゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わる度に、 $INTV_{CC}$ からグラウンドに微小電荷 $dQ$ が移動します。それによって生じる $dQ/dt$ は $INTV_{CC}$ 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のゲート電荷です。

出力から引き出されるソースまたは他の高効率ソースから $EXTV_{CC}$ スイッチ入力を経由して $INTV_{CC}$ 電源を供給すると、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)の比率にしたがって減少します。たとえば、20Vから5Vのアプリケーションでは、10mAの $INTV_{CC}$ 電流は約3mAの $V_{IN}$ 電流になります。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)からわずかに数パーセントに減少します。

3)  $I^2R$  損失はMOSFET、インダクタ、および電流シャントの各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 $R_{DS(ON)}$ を持っているときには、1つのMOSFETの抵抗を $L$ の抵抗および $R_{SENSE}$ に加算するだけで $I^2R$ 損失を求めることができます。たとえば、それぞれ $R_{DS(ON)} = 0.03$ 、 $R_L = 0.05$ 、そして $R_{SENSE} = 0.01$ の場合、全抵抗は0.09になります。この結果、5V出力の場合に出力電流が1Aから5Aまで増加すると損失は2%~9%、あるいは3.3V出力では3%~14%の範囲になります。効率は外付け部品と出力電力レベルが同じ場合は、 $V_{OUT}$ の二乗に反比例して変化します。 $I^2R$ 損失によって、高出力電流時に効率が低下します。

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、12V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定できません。

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

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」レベルの損失をシステムの設計に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、 $C_{IN}$ がスイッチング周波数において適切な電荷蓄積と非常に低いESRをもっているようにすれば最小限に抑えることができます。25W電源は一般に0.01~0.02の最大ESRをもつ最低20 $\mu$ F~40 $\mu$ Fの容量のコンデンサを必要とします。デッドタイム中のショットキ導通損失やインダクタ・コア損失などのその他の損失は、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、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、 $V_{OUT}$ は $\Delta I_{LOAD}$ (ESR)だけシフトします。ESRは $C_{OUT}$ の等価直列抵抗です。そしてまた、 $\Delta I_{LOAD}$ により(レギュレータを電流変動に適應させ、 $V_{OUT}$ を安定状態値に復帰させる帰還誤差信号を生成する) $C_{OUT}$ の充放電が開始されます。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グングが発生しないか $V_{OUT}$ をモニター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。 $I_{TH}$ ピンにより制御ループ動作を最適化できるだけでなく、DC結合およびACフィルタされた閉ループ応答テスト・ポイントも提供します。このテスト・ポイントでのDCステップ、立上り時間、およびセトリングは、真に閉ループ応答を反映するものです。2次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相マージンと減衰係数は、このピンで見られるオーバーシュートの割合を使って評価することができます。このピンの立上り時間を調べれば、帯域幅も評価できます。図1の回路に示す $I_{TH}$ ピンの外部部品は、ほとんどのアプリケーションに十分な開始点を提供します。

## アプリケーション情報

$I_{TH}$  シリーズの  $R_C$ - $C_C$  フィルタは、支配的ポールゼロ・ループ補償を設定します。これらの値は、最終的なPCレイアウトが行われ、特定の出力コンデンサのタイプと容量値を決定した後で、過渡応答を最適化するために、多少(推奨値の0.5~2倍)変更することができます。さまざまなタイプと値によって、ループ帰還係数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。1 $\mu$ s~10 $\mu$ sの立上り時間を持つ全負荷電流の20%~100%の出力電流パルスによって出力電圧波形と $I_{TH}$ ピンの波形が発生し、それにより、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。初期出力電圧ステップが帰還ループの帯域幅以内でない場合があるため、位相マージンを決定するのに、標準二次オーバーシュート/DC比率を使用することはできません。ループの利得は $R_C$ を大きくすると増大し、ループの帯域幅は $C_C$ を小さくすると増大します。 $C_C$ が減少したのと同じだけ $R_C$ を増大させると、ゼロ周波数は同じに維持され、帰還ループの最も重要な周波数範囲で、位相を同じに維持します。出力電圧のセトリング動作は、閉ループ・システムの安定性に関係し、実際の総合的な電源性能を実証します。制御ループ理論の概説を含め、補償部品の最適化について詳しくは、アプリケーション・ノート76を参照してください。

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をスイッチングして接続すると、さらに大きな過渡が発生します。放電したバイパス・コンデンサは実質的に $C_{OUT}$ と並列になるため、 $V_{OUT}$ の電圧は急速に降下します。負荷の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変化を防止するだけ素早く電流供給を変えることができません。 $C_{LOAD}$ 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を制御して、負荷の立上り時間を約(25)( $C_{LOAD}$ )に制限しなければなりません。したがって、10 $\mu$ Fコンデンサでは250 $\mu$ sの立上り時間が必要となり、充電電流は約200mAに制限されます。

### アクティブ電圧ポジショニングによる過渡応答の改善と出力容量の低減

マイクロプロセッサ用電源にとって高速負荷過渡応答、限定されたボード・スペース、および低コストは、必要条件です。

アクティブ電圧ポジショニングは過渡応答を改善します。これにより標準的な負荷ステップが100nsで0.2Aから15A、または100nsで15Aから0.2Aであるマイクロプロセッサへの電力供給に必要な出力容量が低減されます。マイクロプロセッサの電圧は、このような負荷電流ステップに係わらず、公称値の約 $\pm 0.1V$ に保持しなければなりません。制御ループはこのように速く応答できないので、出力コンデンサは制御ループが応答できるまで負荷電流を供給しなければなりません。コンデンサのESRおよびESLは主に出力電圧の垂下(ドループ)またはオーバーシュートの大きさを決定します。一般的にマイクロプロセッサの過渡条件に適合させるには、いくつかのコンデンサを並列に接続する必要があります。

アクティブ電圧ポジショニングはデレギュレーションの形をとります。負荷が軽い場合は、出力電圧を高く設定し、負荷が重い場合は低く設定します。負荷電流が突然増加すると、出力電圧は通常より高いレベルからスタートするので、より大きく立ち下がって規定電圧範囲内にとどまることができます。負荷電流が突然減少すると、出力電圧は通常より低いレベルからスタートするので、より大きくオーバーシュートして規定電圧範囲内にとどまることができます。電圧ポジショニングを使用すると、出力コンデンサでより大きな電圧変動が許容されるため、必要な出力容量が少なくて済みます。

アクティブ電圧ポジショニングは、LTC1735のOPTI-LOOPアーキテクチャと $I_{TH}$ ピンに接続された2本の抵抗により実行できます。誤差アンプが抵抗性負荷をドライブしなければならない場合は、入力電圧オフセットが導入されます。このオフセットは、誤差アンプの入力において $\pm 30mV$ に制限されています。この結果、出力電圧の変化は、入力オフセットと帰還電圧分割比の積となります。

アクティブ電圧ポジショニングによるCPUコア電圧レギュレータを図8に示します。抵抗 $R1$ および $R4$ は、強制的に出力電圧を負荷電流レベルに従って調整する入力電圧オフセットを設定します。 $R1$ と $R4$ の値を選択するために、まず許容できる出力デレギュレーションの大きさを決定してください。標準的なマイクロプロセッサに対する実際の仕様では、 $\pm 0.112V$ の範囲で出力の変動が許容されます。LTC1735のリファレンスの精度は $\pm 1\%$ です。許容差1%の抵抗を使用する場合、両方の帰還抵抗がほぼ同じ値になるため、総合的な帰還分割器精度は約1%になります。したがって、設定精度は $\pm 2\%$ になるの

アプリケーション情報

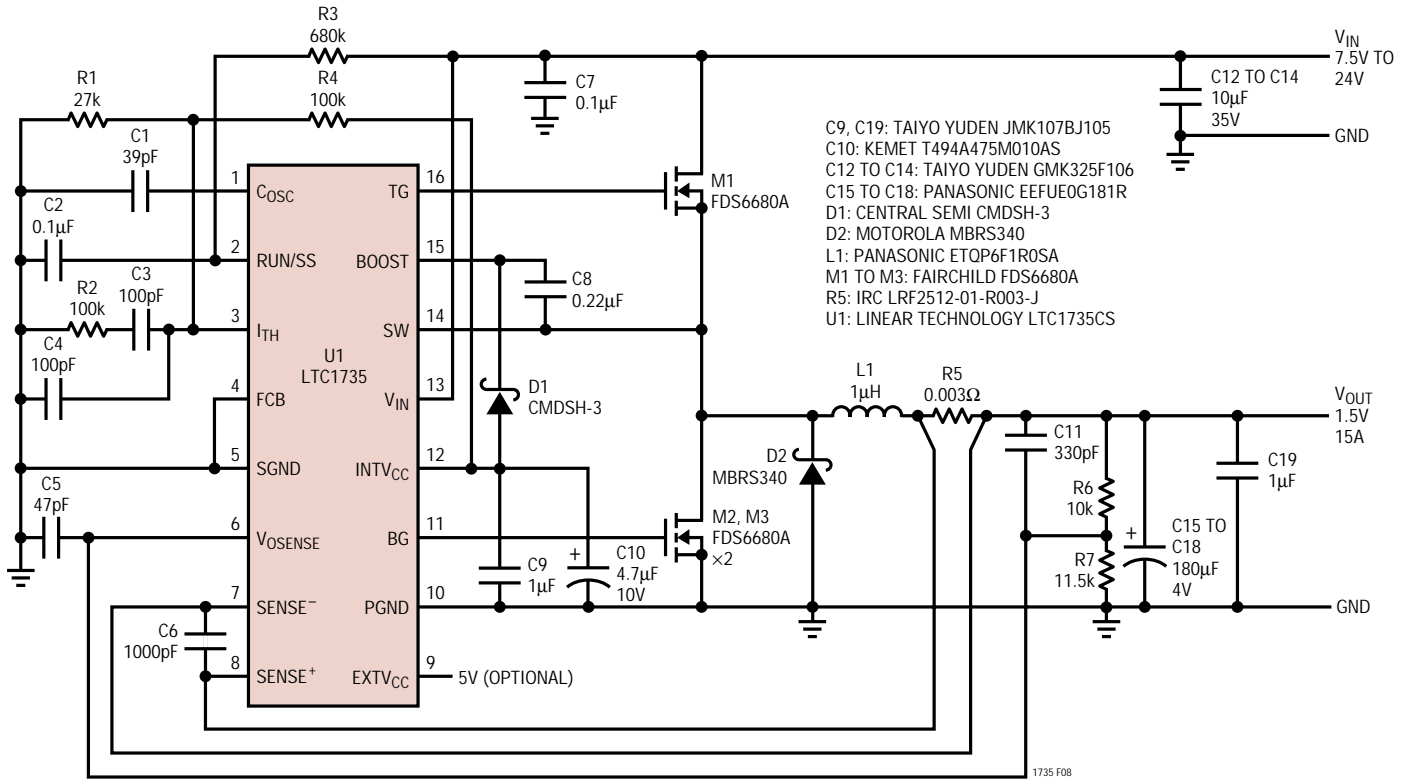


図8. アクティブ電圧ポジショニング付きCPUコア電圧レギュレータ

で、出力過渡電圧が ±0.082V を超えることはありません。V<sub>OUT</sub> = 1.5V の場合、I<sub>TH</sub> ピンにより制御される最大出力電圧変化は次のとおりです：

$$\begin{aligned} \Delta V_{\text{OSENSE}} &= \frac{\text{入力オフセット} \cdot V_{\text{OUT}}}{V_{\text{REF}}} \\ &= \frac{\pm 0.03\text{V} \cdot 1.5}{0.8\text{V}} = \pm 56\text{mV} \end{aligned}$$

I<sub>TH</sub> ピンの抵抗値を最適なものにすると、出力電圧は最小負荷時の 1.55V から最大負荷時の 1.44V まで変化します。この出力電圧では、アクティブ電圧ポジショニングにより、出力コンデンサの許容可能な過渡電圧に ±56mV が追加され、アクティブ電圧ポジショニングを行わないときの ±82mV に対して 68% 向上します。

次に、I<sub>TH</sub> ピン電圧 (V<sub>ITH</sub>) のスケール・ファクタを計算します。V<sub>ITH</sub> のスケール・ファクタは、与えられた負荷電流に必要な I<sub>TH</sub> ピン電圧を反映します。V<sub>ITH</sub> は、DC 出

力電流とピーク・ツー・ピーク・インダクタ電流の半分との和を表すピーク・センス抵抗電圧を制御します。無負荷時から最大負荷時までの V<sub>ITH</sub> の範囲は 0.3V ~ 2.4V であり、センス抵抗電圧を 0V から 75mV の ΔV<sub>SENSE(MAX)</sub> 電圧まで制御します。0.003 のセンス抵抗による V<sub>ITH</sub> のスケール・ファクタの計算値は次のとおりです：

$$\begin{aligned} V_{\text{ITH}} \text{スケール・ファクタ} &= \frac{V_{\text{ITH}} \text{範囲} \cdot \text{センス抵抗値}}{\Delta V_{\text{SENSE}(\text{MAX})}} \\ &= \frac{(2.4\text{V} - 0.3\text{V}) \cdot 0.003}{0.075\text{V}} = 0.084\text{V/A} \end{aligned}$$

任意の負荷電流時の V<sub>ITH</sub> は次式で表されます：

$$V_{\text{ITH}} = \left[ \left( I_{\text{OUTDC}} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot V_{\text{ITH}} \text{スケール・ファクタ} \right] + V_{\text{ITH}} \text{オフセット}$$

## アプリケーション情報

最大負荷電流では：

$$V_{ITH(MAX)} = \left[ \left( 15A + \frac{5A_{P-P}}{2} \right) \cdot 0.084V/A \right] + 0.3V$$

$$= 1.77V$$

最小負荷電流では：

$$V_{ITH(MIN)} = \left[ \left( 0.2A + \frac{2A_{P-P}}{2} \right) \cdot 0.084V/A \right] + 0.3V$$

$$= 0.40V$$

この回路の場合、 $V_{ITH}$ は軽負荷時の0.40Vから最大負荷時の1.77Vまで、1.37V変化します。 $\Delta I_L$ (ピーク・ツー・ピーク・インダクタ電流)は、軽負荷時から最大負荷時まで変化することに注意してください。DCインダクタ電流が増加すると、インダクタ・コア材料の透磁率が減少するので、インダクタンスが減少し $\Delta I_L$ が増加します。インダクタンスの変化量は、そのインダクタのデザインによって異なります。

±30mVの入力オフセットを生成するには、誤差アンプの利得を制限しなければなりません。所要利得は次のとおりです：

$$A_V = \frac{\Delta V_{ITH}}{\text{入力オフセット誤差}} = \frac{1.37V}{2(0.03V)} = 22.8$$

相互コンダクタンス誤差アンプの出力に抵抗を接続すると、電圧利得が制限されます。この抵抗の値は次のとおりです：

$$R_{ITH} = \frac{A_V}{\text{誤差アンプ}g_m} = \frac{22.8}{1.3ms} = 17.54k$$

出力電圧の変動を中央に配置するには、出力電圧が標準値のときに $I_{TH}$ ピン電流が流れないように $V_{ITH}$ を中央に配置しなければなりません。 $V_{ITH(NOM)}$ は、最大出力電流時の $V_{ITH}$ と最小出力電流時の $V_{ITH}$ の平均電圧です：

$$V_{ITH(NOM)} = \frac{V_{ITH(MAX)} - V_{ITH(MIN)}}{2} + V_{ITH(MIN)}$$

$$= \frac{1.77V - 0.40V}{2} + 0.40V = 1.085V$$

利得を制限する17.54kの抵抗値のテブナン等価抵抗は、 $I_{TH}$ ピンに電流をソースする抵抗 $R_4$ とSGNDに電流をシンクする抵抗 $R_1$ から構成されます。

これらの抵抗値を計算するには、最初にこれらの抵抗値間の比率を決定します：

$$k = \frac{V_{INTVCC} - V_{ITH(NOM)}}{V_{ITH(NOM)}} = \frac{5.2V - 1.085V}{1.085V} = 3.79$$

$V_{INTVCC}$ は $V_{EXTVCC}$ に等しいか、または $EXTV_{CC}$ が使われていない場合は5.2Vになります。抵抗 $R_4$ は次のとおりです：

$$R_4 = (k+1) \cdot R_{ITH} = (3.79+1) \cdot 17.54 = 84.0k$$

抵抗 $R_1$ は次のとおりです：

$$R_1 = \frac{(k+1) \cdot R_{ITH}}{k} = \frac{(3.79+1) \cdot 17.54k}{3.79} = 22.17k$$

残念ながら、センス抵抗( $R_5$ )の両端に生成される電圧にPCBノイズが加わることがあり、その場合には $I_{TH}$ ピン電圧は与えられた出力電流に対する計算値よりもやや高くなります。ノイズ量は出力電流レベルに比例します。このPCBノイズによって重大な問題が生じることはありませんが、 $R_5$ の実効値が変化するので、所要の結果を得るには、 $R_1$ と $R_4$ の計算値の調整が必要です。PCBノイズはレイアウトに関係するので、同じレイアウトのボードであればすべて同じPCBノイズが生じます。

図9および図10に、アクティブ電圧ポジショニングを実行する前と後の過渡応答を示します。アクティブ電圧ポジショニングにより、ほぼ200mV<sub>P-P</sub>の過渡応答が100mV<sub>P-P</sub>強まで低下したことに注目してください。

アクティブ電圧ポジショニングの詳細については、デザイン・ソリューション10を参照してください。

## アプリケーション情報

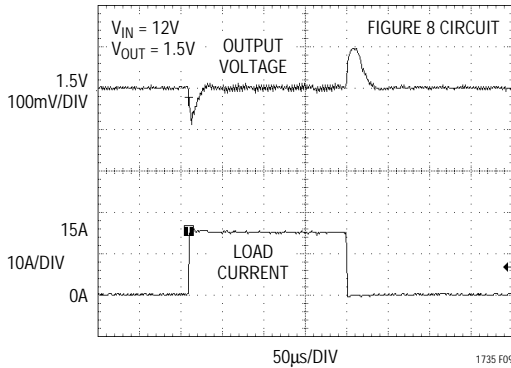


図9. 通常の過渡応答(R1、R4なし)

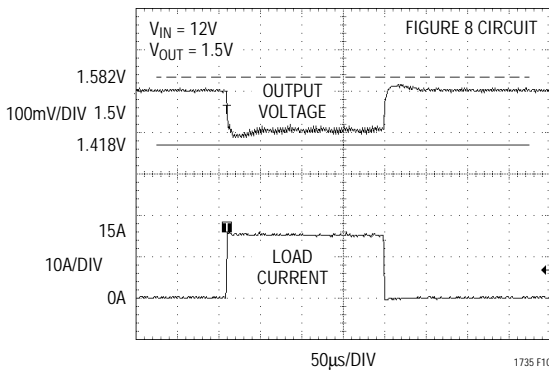


図10. アクティブ電圧ポジショニングによる過渡応答

### 自動車分野での検討事項:シガレット・ライターへの接続

バッテリー駆動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・ライターから電源をとって、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ってしまうと思うのは当然といえます。しかし、接続する前に、以下の点に注意してください。まず、最悪の電源に差し込んでいるということです。自動車のメイン・パワー・ラインは、負荷の急激な変化、バッテリーの逆接続、ダブル・バッテリーなど、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。ケーブルの接続が絶たれると、オルタネータのフィールドが崩壊して、減衰するのに数100msを要する60Vもの正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はその言葉通りであり、ダブル・バッテリーは、牽引トラックの運転手が12Vよりも24Vにした方が手早く冷めたエンジンをジャンプスタートできることに気づいた結果発生したりします。

図11に示す回路は、自動車のパワー・ラインの悪影響から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。過渡サプレッサはダブルバッテリー動作時には導通すべきではありませんが、入力電圧はコンバータのブレークダウン電圧以下へクランプしてなければなりません。LTC1735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の $BV_{DSS}$ によって30Vに制限されています。

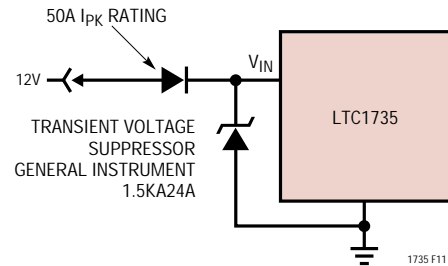


図11. シガレット・ライターへの接続

### 設計例

設計例として、 $V_{IN} = 12V$  (標準)、 $V_{IN} = 22V$  (最大)、 $V_{OUT} = 1.8V$ 、 $I_{MAX} = 5A$ 、そして $f = 300kHz$ と仮定します。 $R_{SENSE}$ と $C_{OSC}$ は、次のとおりすぐに計算できます：

$$R_{SENSE} = 50mV/5A = 0.01$$

$$C_{OSC} = 1.61(10^7)/(300kHz) - 11pF = 43pF$$

インダクタを $3.3\mu H$ と仮定し、リップル電流の実際の値をチェックしてください。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入力電圧が最大のときに発生します。

$$\Delta I_L = \frac{1.8V}{300kHz(3.3\mu H)} \left( 1 - \frac{1.8V}{22V} \right) = 2.3A$$

最大リップル電流は最大出力電流の33%であり、ほぼ正しい値です。



## アプリケーション情報

次に、200nsの最小オン時間に違反していないことを確認してください。最小オン時間は以下のとおり最大 $V_{IN}$ で発生します：

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}f} = \frac{1.8V}{22V(300kHz)} = 273ns$$

出力電圧が2.4V以下なので、出力抵抗分割器は出力電圧を設定するだけでなく、センス・ピン電流を吸収するように大きさを決定する必要があります。

$$\begin{aligned} R1_{(MAX)} &= 24k \left( \frac{0.8V}{2.4V - V_{OUT}} \right) \\ &= 24k \left( \frac{0.8V}{2.4V - 1.8V} \right) = 32k \end{aligned}$$

1%抵抗 $R1 = 25.5k$ と $R2 = 32.4k$ を選択すると、1.816Vの出力電圧が発生します。

トップサイドMOSFETの消費電力は容易に推定できます。Siliconix Si4412DYを使用した場合、 $R_{DS(ON)} = 0.042$ 、 $C_{RSS} = 100pF$ です。 $\tau$  (概算値) = 50 で最大入力電圧の場合、以下ようになります。

$$\begin{aligned} P_{MAIN} &= \frac{1.8V}{22V} (5)^2 \left[ 1 + (0.005)(50^\circ C - 25^\circ C) \right] (0.042\Omega) \\ &\quad + 1.7(22V)^2 (5A)(100pF)(300kHz) \\ &= 220mW \end{aligned}$$

ボトムMOSFETのデューティ・サイクルがトップMOSFETよりもはるかに大きいので、より大きなMOSFET、Siliconix Si4410DYを選択します( $R_{DS(ON)} = 0.02$ )。再び $T_A = 50$ と仮定すると、ボトムMOSFETの消費電力は以下のとおりです：

$$\begin{aligned} P_{SYNC} &= \frac{22V - 1.8V}{22V} (5A)^2 (1.1)(0.02\Omega) \\ &= 500mW \end{aligned}$$

電流フォールドバックによって、短絡時のボトムMOSFETの消費電力は、全負荷条件での消費電力よりも少なくなります。

$C_{IN}$ は全動作温度で最低2.5AのRMS電流定格のものを選択します。低出力リップルを実現するために、 $C_{OUT}$ にはESRが0.02のものを選択します。連続モードでの出力リップルは、入力電圧が最大ときに最も大きくなります。ESRによるワーストケースの出力電圧リップルの概算値は、次のとおりです：

$$V_{ORIPPLE} = R_{ESR}(\Delta I_L) = 0.02 (2.3A) = 46mV_{P-P}$$

### 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LTC1735が正しく動作するよう配慮しなければなりません。これらの項目は図12のレイアウト図にもイラストで示してあります。レイアウトで以下の項目をチェックしてください。

1) 信号グランドとパワー・グランドが分離されているか？ LTC1735のPGND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。SGNDピンをPGNDに接続し、SGNDに接続するすべての部品はSGNDピンに一点接続しなければなりません。同期MOSFETのソース・ピンは、入力コンデンサ・グランドに接続しなければなりません。

2) 帰還抵抗が直接 $V_{OSENSE}$ ピンに接続されているか？ 抵抗分割器 $R1$ と $R2$ は $C_{OUT}$ の(+)プレートと信号グランドの間に接続してください。LTC1735に可能な限り近づけて47pF ~ 100pFのコンデンサを接続してください。帰還抵抗の位置がLTC1735から離れすぎないように注意してください。 $V_{OSENSE}$ 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。

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LTC1735に近くなければなりません。図13に示すケルビン接続を使って精密な電流検知を確実にに行います。直列抵抗をSENSEラインに追加してノイズ除去を向上させることができます。

4)  $C_{IN}$ の(+)端子をできる限りトップサイドMOSFETのドレインに近づけて接続しているか？ 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

## アプリケーション情報

ているか？ このコンデンサはMOSFETドライバ・ピーク電流を供給します。INTV<sub>CC</sub>ピンとPGNDピンに隣接してさらに1個の1μFセラミック・コンデンサを配置すれば、ノイズ性能を改善できます。

6) スイッチング・ノード(SW)、 トップ・ゲート・ノ

ド(TG) およびブースト・ノード(BOOST)を敏感な小信号ノード、特に電圧および電流検知帰還ピンから遠ざけてください。これらのすべてのノードには、非常に大きく高速に移動する信号があるので、LTC1735の出力側(ピン9~ピン16)にし、PCトレース面積を最小限にしなければなりません。

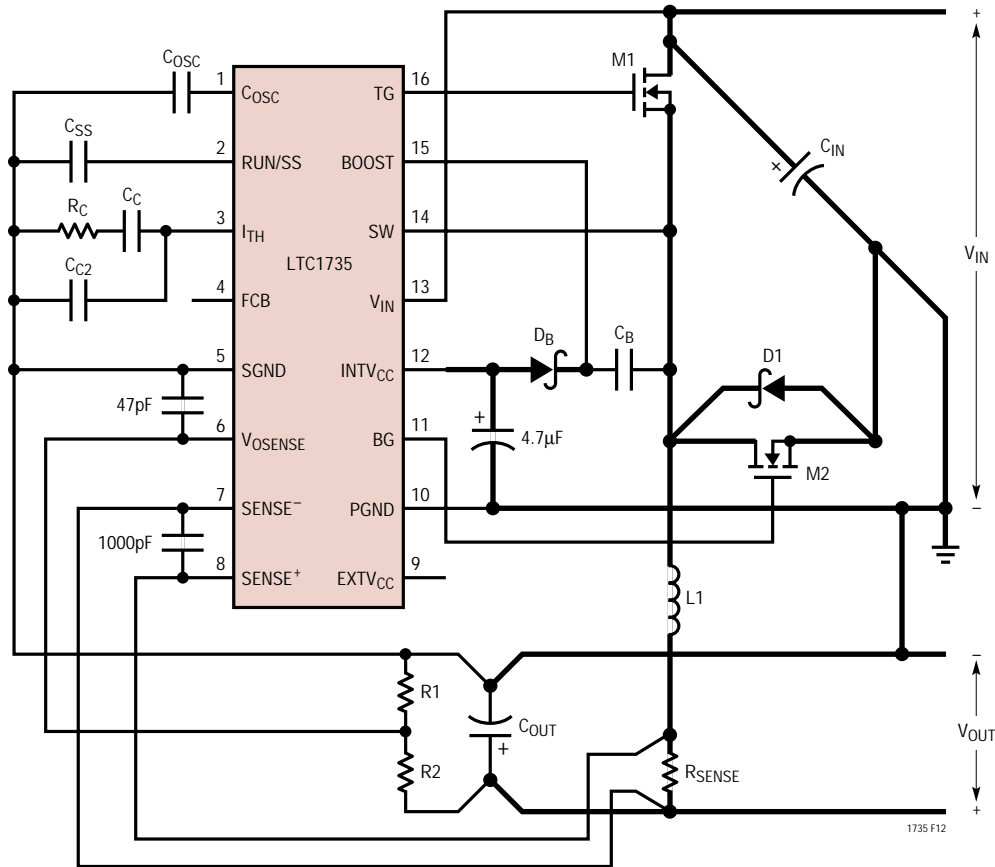


図12. LTC1735レイアウト図

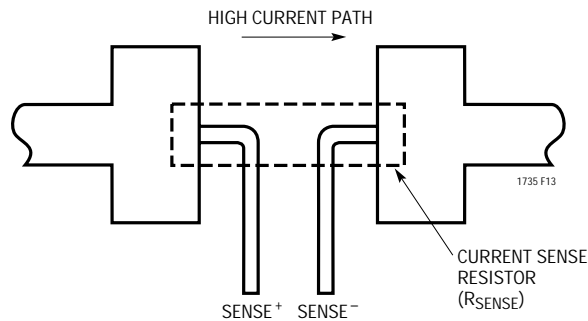
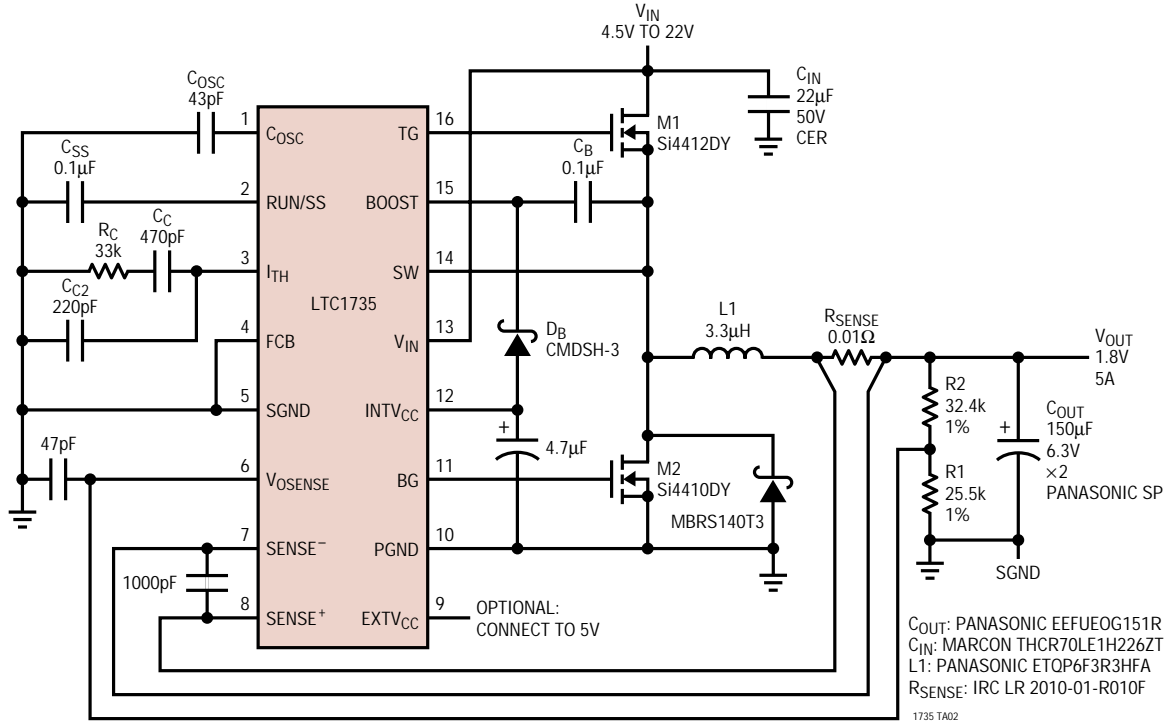


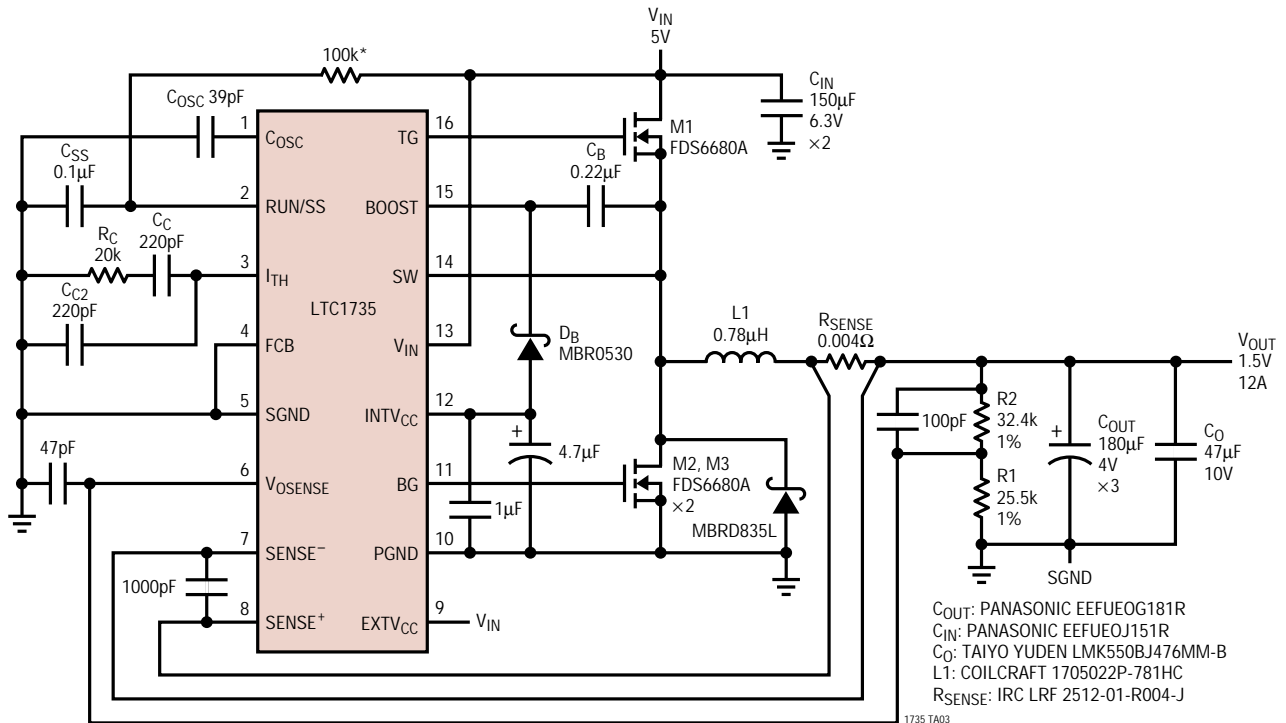
図13. R<sub>SENSE</sub>のケルビン・センス

標準的応用例

バースト・モード動作がディスエーブルされた設計例の1.8V/5Aコンバータ



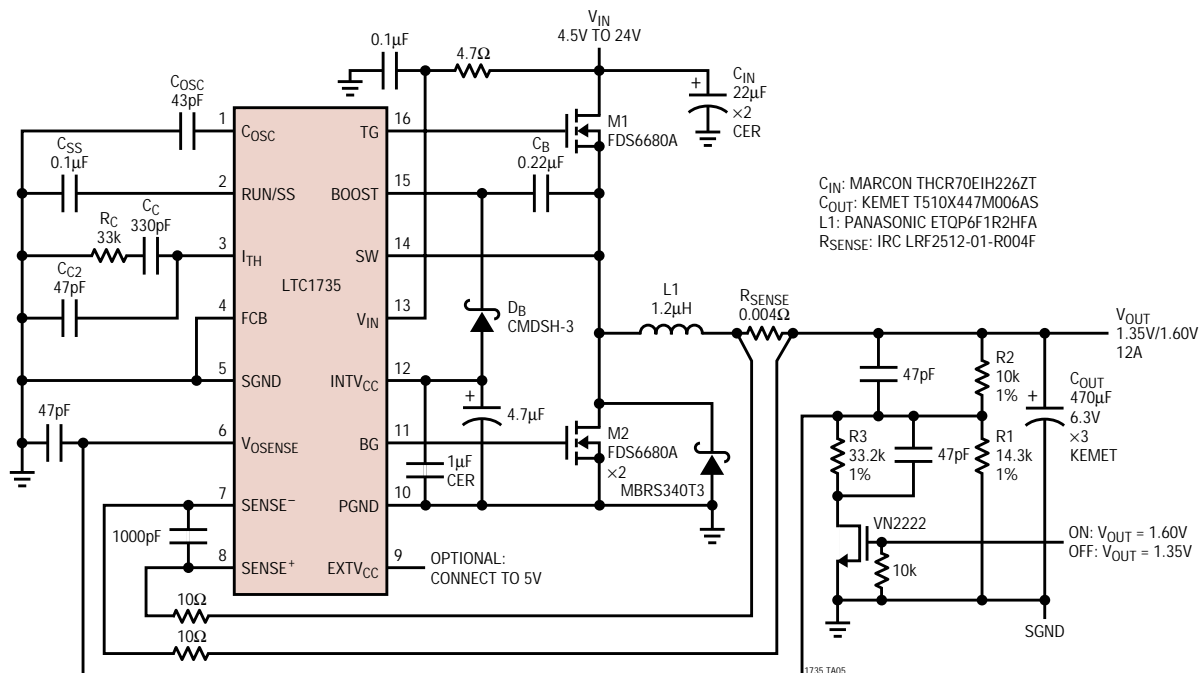
2ステップ・アプリケーションのためのCPUコア電圧レギュレータ(V<sub>IN</sub> = 5V)



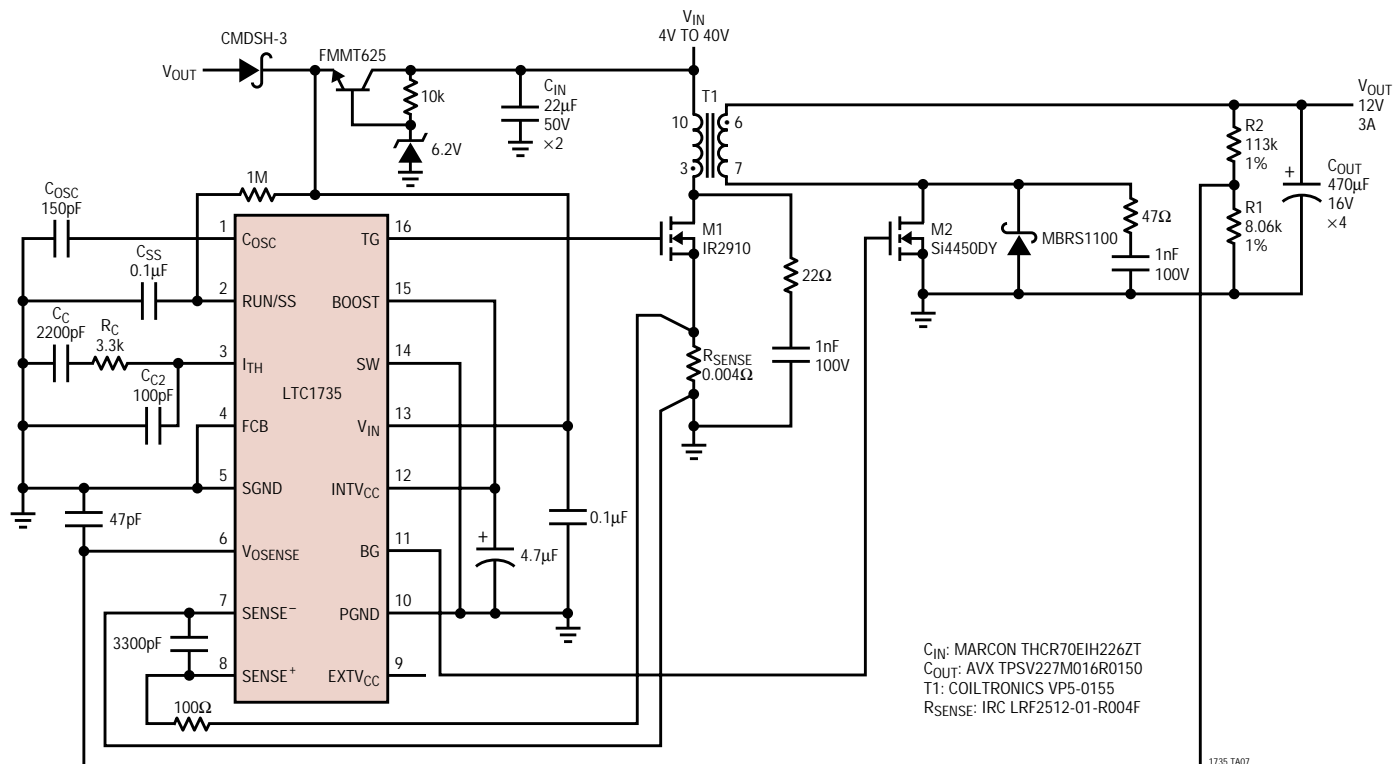
\*過電圧ラッチオフ無効用オプション

## 標準的応用例

CPU電源のためにバースト・モード動作がディスエーブルされた選択可能な出力電圧コンバータ

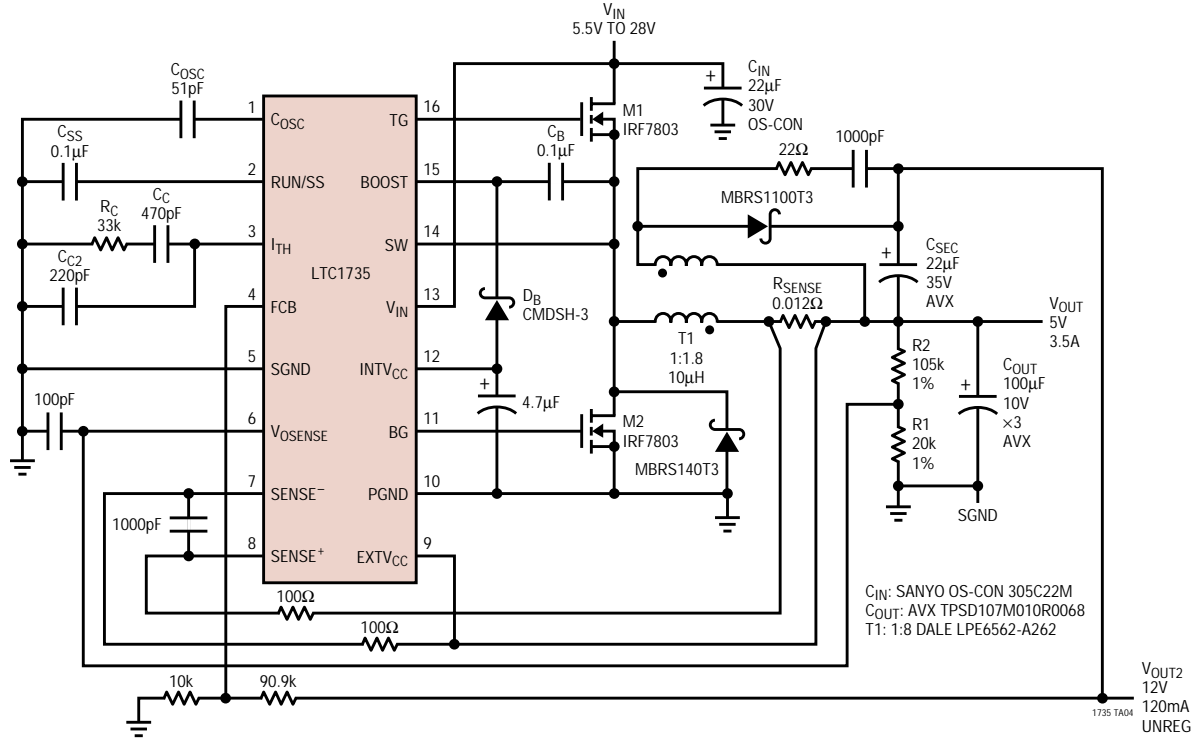


## 4V ~ 40V入力から12Vのフライバック・コンバータ

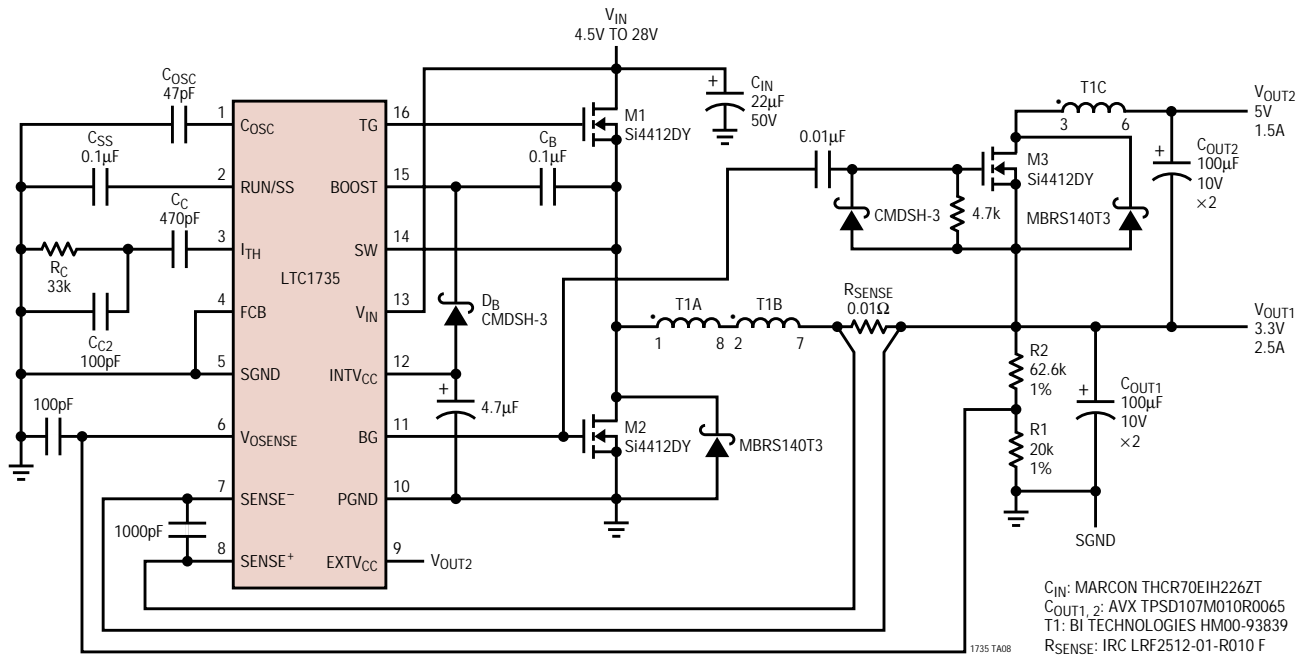


標準の応用例

12V/200mA補助出力付き5V/3.5Aコンバータ

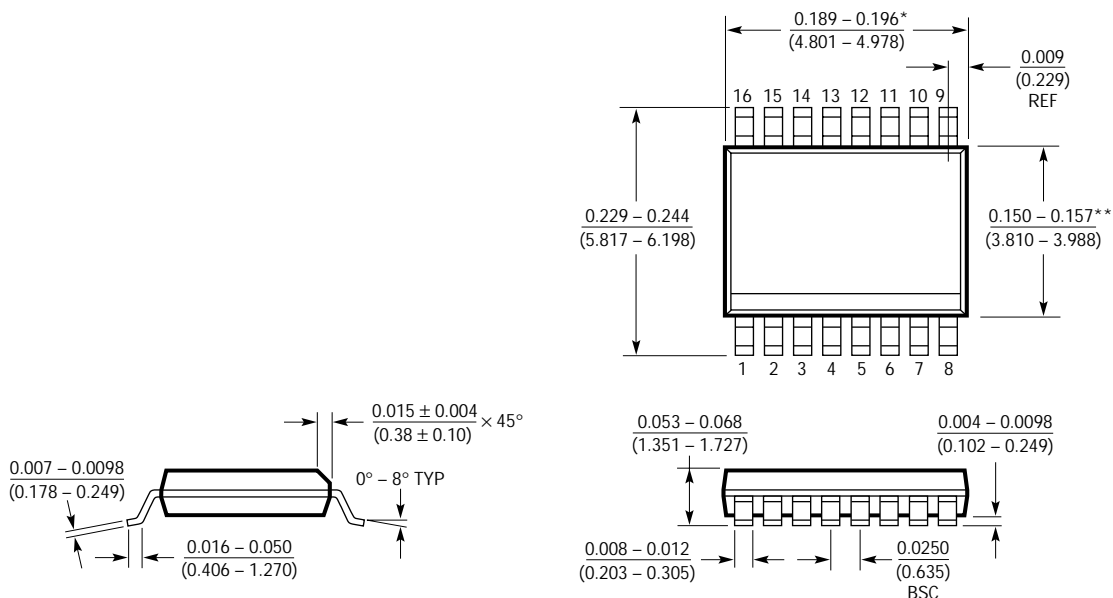


デュアル出力15W 3.3V/5V電源



## パッケージ 注記がない限り寸法はインチ(ミリメートル)

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



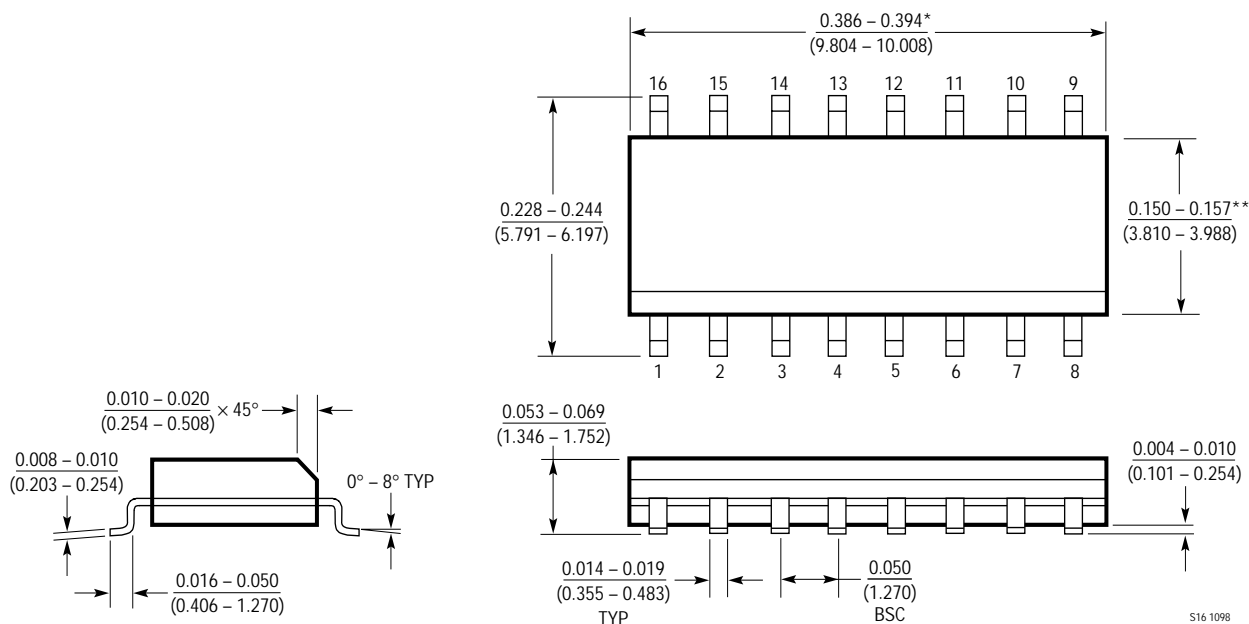
\*寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは片側で  $0.006"$  (0.152mm) を超えないこと。

\*\*寸法にはリード間のバリを含まない。リード間のバリは片側で  $0.010"$  (0.254mm) を超えないこと。

GN16 (SSOP) 1098

## パッケージ 注記がない限り寸法はインチ(ミリメートル)

### Sパッケージ 16ピン・プラスチック・スモール・アウトライン(細型0.150) (LTC DWG # 05-08-1610)



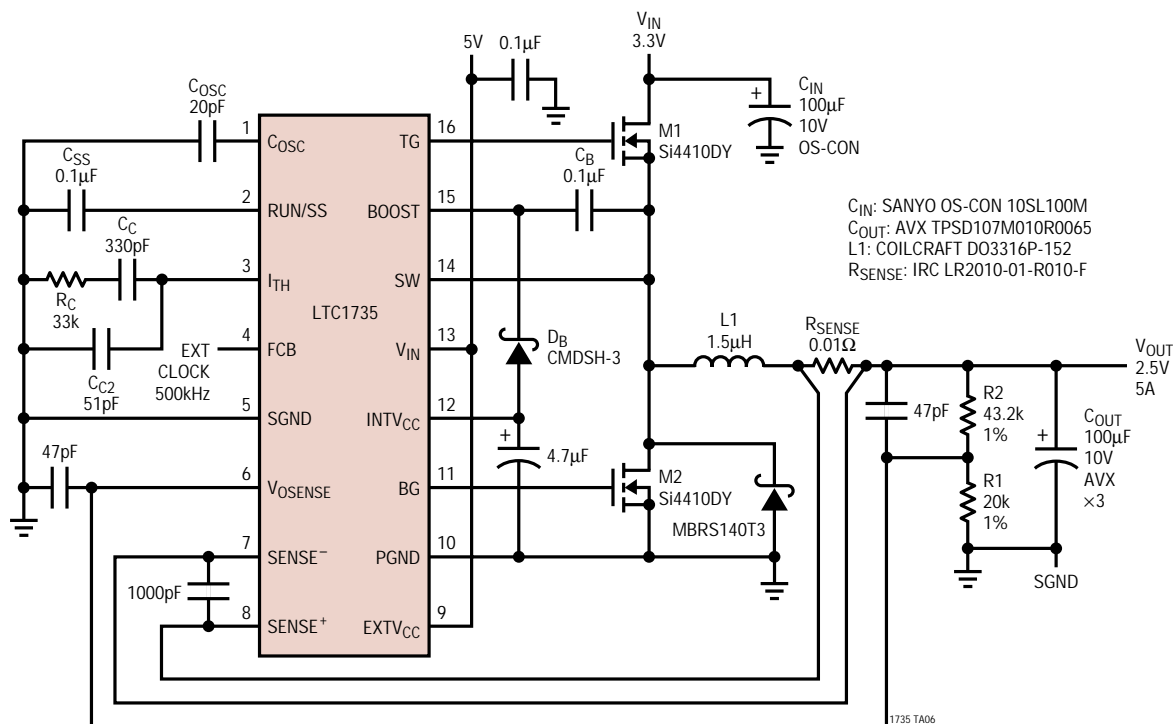
\*寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは片側で  $0.006$ " ( $0.152\text{mm}$ ) を超えないこと。

\*\*寸法にはリード間のバリを含まない。リード間のバリは片側で  $0.010$ " ( $0.254\text{mm}$ ) を超えないこと。

S16 1098

## 標準的応用例

500kHz動作の外部クロック同期による3.3Vから2.5V/5Aへのコンバータ



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1147	高効率降圧コントローラ	100% DC*, バースト・モード動作、SO-8
LTC1148HV/LTC1148	高効率同期整流式降圧コントローラ	100% DC*, バースト・モード動作、 $V_{IN} < 20V$
LTC1149	高効率同期整流式降圧コントローラ	100% DC*, 標準スレッシュホールドMOSFET、 $V_{IN} < 48V$
LTC1159	高効率同期整流式降圧コントローラ	100% DC*, ロジック・レベルMOSFET、 $V_{IN} < 40V$
LTC1266	高効率同期整流式降圧コントローラ、N-Chドライブ	100% DC*, バースト・モード動作、 $V_{IN} < 20V$
LT1375/LT1376	500kHz、1.5A降圧スイッチング・レギュレータ	高効率、モノリシック、SO-8
LTC1435A	高効率同期整流式降圧コントローラ、N-Chドライブ	バースト・モード動作、16ピン細型SO
LTC1436/LTC1436-PLL	高効率、低ノイズ、同期整流式降圧コンバータ、N-Chドライブ	アダプティブ・パワー・モード、24ピンSSOP
LTC1474/LTC1475	超低消費電流降圧モノリシック・スイッチング・レギュレータ	100% DC*, 8ピンMSOP、10µA $I_Q$
LTC1624	高効率SO-8 Nチャンネル・スイッチング・レギュレータ・コントローラ	95% DC*, 3.5V ~ 36V $V_{IN}$
LTC1625/LTC1775	No $R_{SENSE}$ <sup>TM</sup> 電流モード同期整流式降圧コントローラ	バースト・モード動作、16ピンSSOP
LTC1627	同期整流式モノリシック0.5A降圧レギュレータ	100% DC*, 2.6V ~ 8.5V $V_{IN}$ 、SO-8
LTC1628	デュアル高効率2フェーズ降圧コントローラ	低減された入力容量のためのアンチフェーズ・ドライブ
LTC1702	550kHzデュアル出力同期整流式降圧コントローラ	アンチフェーズ・ドライブ、24ピンSSOP
LTC1735-1	パワー・グッド出力付き高効率降圧コントローラ	出力フォールト保護、16ピンSO/SSOP
LTC1736	VID制御による高効率降圧コントローラ	出力フォールト保護、24ピンSSOP
LTC1772	SOT-23降圧コントローラ	100% DC*、最大4A、2.2V ~ 9.8V $V_{IN}$

No  $R_{SENSE}$ はリニアテクノロジー社の商標です。\*DC = デューティ・サイクル