

高効率同期式降圧 スイッチング・レギュレータ


1999年5月

特長

- デュアルNチャンネルMOSFET同期ドライブ
- プログラム/同期可能な固定周波数
- V_{OUT} 範囲: 0.8V ~ 7V
- 広い V_{IN} 範囲: 3.5V ~ 36V動作
- 低ドロップアウト動作: 99%デューティ・サイクル
- OPTI-LOOP™補償により C_{OUT} を最小化
- 出力電圧精度 $\pm 1\%$
- パワー・グッド出力電圧モニタ
- 内部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・タイム
- 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:
 $I_Q < 25\mu A$
- 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
- Mobile Pentium®IIIプロセッサ用電源
- セルラー電話およびワイヤレス・モデム

 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。
PentiumはIntel Corporationの登録商標です。

概要

LTC®1735-1は、CPU電源に最適な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。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。

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、効率を最適化する中で最大の柔軟性を与えます。出力電圧は、出力がプログラムされた値の7.5%以内であることを示すパワー・グッド・ウィンドウ・コンパレータによってモニタされ、インテル社のモバイルCPU仕様に準拠します。

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。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。

ピン制御可能なバースト・モード™動作により、低負荷電流時に高い効率が得られます。また99%のデューティ・サイクルにより、低ドロップアウト動作を行います。

標準的応用例

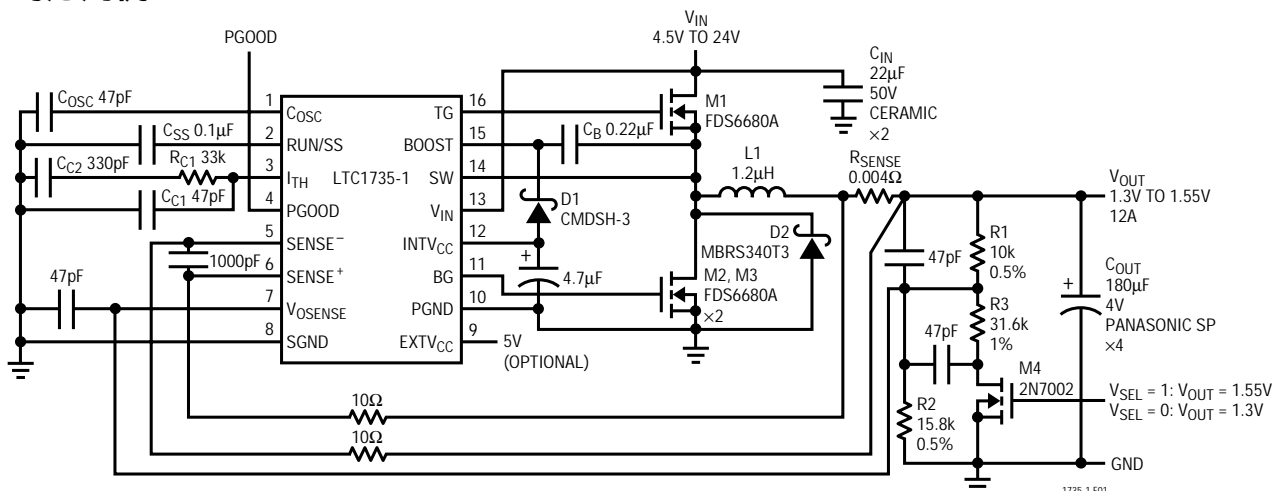


図1. ダイナミック電圧選択付きCPUコアDC/DCコンバータ

LTC1735-1

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
INTV _{CC} 、EXTV _{CC} (BOOST、SW) 電圧	7V ~ -0.3V
SENSE ⁺ 、SENSE ⁻ 、 PGOOD電圧	(INTV _{CC} + 0.3V) ~ -0.3V
I _{TH} 、V _{OSENSE} 、C _{OOSC} 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 μ s (TG、BG)	3A
INTV _{CC} 出力電流	50mA
動作周囲温度範囲	
LTC1735C-1	0 ~ 70
LTC1735I-1	-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

TOP VIEW		ORDER PART NUMBER
C _{OOSC} [1]	[16] TG	LTC1735CGN-1 LTC1735CS-1 LTC1735IGN-1 LTC1735IS-1
RUN/SS [2]	[15] BOOST	
I _{TH} [3]	[14] SW	
PGOOD [4]	[13] V _{IN}	
SENSE ⁻ [5]	[12] INTV _{CC}	
SENSE ⁺ [6]	[11] BG	
V _{OSENSE} [7]	[10] PGOOD	
SGND [8]	[9] EXTV _{CC}	
GN PACKAGE S PACKAGE 16-LEAD PLASTIC SSOP 16-LEAD PLASTIC SO		
T _{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 140°C/W (GN) T _{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 110°C/W (S)		

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 $T_A = 25$ °C での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 15V$ 、 $V_{RUN/SS} = 5V$

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Main Control Loop						
I _{V_{OSENSE}}	Feedback Current	(Note 3)		-4	-25	nA
V _{OSENSE}	Feedback Voltage	(Note 3)	● 0.792	0.8	0.808	V
$\Delta V_{LINEREG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 3.6V$ to 30V (Note 3)		0.001	0.02	%/V
$\Delta V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 3) Measured in Servo Loop; $V_{I_{TH}} = 0.7V$ Measured in Servo Loop; $V_{I_{TH}} = 2V$	●	0.1	0.3	%
			●	-0.1	-0.3	%
V _{OVL}	Feedback Overvoltage Lockout		0.84	0.86	0.88	V
I _Q	Input DC Supply Current	(Note 5) 3.6V < V_{IN} < 30V $V_{RUN/SS} = 0V$		450		μ A
	Normal Mode			15	25	μ A
	Shutdown					
V _{RUN/SS}	Run Pin Start Threshold	$V_{RUN/SS}$, Ramping Positive	1.0	1.3	1.9	V
	Run Pin Begin Latchoff Threshold	$V_{RUN/SS}$, Ramping Negative		4	4.5	V
I _{RUN/SS}	Soft-Start Charge Current	$V_{RUN/SS} = 0V$	-0.7	-2		μ A
I _{SCL}	RUN/SS Discharge Current	Soft Short Condition, $V_{OSENSE} = 0.5V$, $V_{RUN/SS} = 4.5V$	0.5	2	4	μ A
UVLO	Undervoltage Lockout	Measured at V _{IN} Pin (Ramping Negative)		3.5	3.9	V
$\Delta V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{OSENSE} = 0.7V$	65	75	85	mV
I _{SENSE}	SENSE Pins Total Source Current	$V_{SENSE^-} = V_{SENSE^+} = 0.8V$		60	80	μ A
t _{ON(MIN)}	Minimum On-Time	Tested with a Square Wave, $V_{I_{TH}} = 1.75V$ (Note 4)		180		ns

電气的特性

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
TG t_r	TG Transition Time: Rise Time	$C_{LOAD} = 3300pF$		50	90	ns
TG t_f	TG Transition Time: Fall Time	$C_{LOAD} = 3300pF$		50	90	ns
BG t_r	BG Transition Time: Rise Time	$C_{LOAD} = 3300pF$		50	90	ns
BG t_f	BG Transition Time: Fall Time	$C_{LOAD} = 3300pF$		40	80	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
$V_{LDO(INT)}$	INT V_{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0mA$ to 20mA, $V_{EXTVCC} = 4V$		0.2	1	%
$V_{LDO(EXT)}$	EXT V_{CC} Drop Voltage	$I_{CC} = 20mA$, $V_{EXTVCC} = 5V$		130	200	mV
V_{EXTVCC}	EXT V_{CC} Switchover Voltage	$I_{CC} = 20mA$, EXT V_{CC} Ramping Positive	●	4.5	4.7	V
Oscillator						
f_{OSC}	Oscillator Frequency	(Note 6), $C_{OSC} = 43pF$	265	300	335	kHz
f_H/f_{OSC}	Maximum Sync Frequency Ratio			1.3		
PGOOD Pin						
$V_{PG(SYNC)}$	PGOOD Threshold for Sync	Ramping Negative		1.2		V
$V_{PG(FC)}$	PGOOD Threshold for Force Cont.		0.76	0.8	0.84	V
V_{PGL}	PGOOD Voltage Low	$I_{PGOOD} = 2mA$		0.4		V
I_{PGOOD}	PGOOD Pull-Up Current	$V_{PGOOD} = 0.85V$		0.25		μA
V_{PG}	PGOOD Trip Level	V_{OSENSE} Respect to Set Output Voltage V_{OSENSE} Ramping Positive V_{OSENSE} Ramping Negative		-7.5 7.5		% %

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

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。

$$LTC1735CS-1, LTC1735IS-1: T_J = T_A + (P_D \cdot 110) / W$$

$$LTC1735CGN-1, LTC1735IGN-1: T_J = T_A + (P_D \cdot 140) / W$$

Note 3: LTC1735-1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: 最小オン時間条件は、 I_{MAX} の40%を超えるインダクタのピーク・ツー・ピーク・リップル電流に対応する(アプリケーション情報セクションの最小オン時間の考慮事項を参照)。

Note 5: 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 6: 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:

$$f_{OSC} \text{ (kHz)} = \left(\frac{8.477(10^8)}{C_{OSC} \text{ (pF)} + 11} \right) \left(\frac{1}{I_{CHG}} + \frac{1}{I_{DIS}} \right)^{-1}$$

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): ソフトスタートと実行制御入力の組合せ。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 $0.5s/\mu F$ です。このピンを $1.3V$ 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。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_T (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。

PGOOD (ピン4): オープンドレイン・ロジック出力および強制連続/同期入力。 V_{OSENSE} ピンの電圧が公称設定値の $\pm 7.5\%$ 以内でないときには、PGOODピンはグランド・レベルになります。パワー・グッドの表示が必要ない場合、このピンをグランドに接続して、強制的に連続同期動作にすることができます。このピンを $1.5V_{P-P}$ 以上の信号でクロック駆動すると、内部発振器が外部クロックに同期します。同期化はメイン出力が安定状態のときにのみ (PGOODが内部で "L" になっていない) 行われます。同期時には、バースト・モード動作はディスエーブルされますが、低負荷電流時にはサイクル・スキッピングが可能です。このピンには、パワー・グッドを示すためにプルアップ抵抗が必要です。このピンを外部ソース (または $INTV_{CC}$) に、直接接続してはなりません。このピンの電圧が $INTV_{CC}$ を超えてはなりません。

SENSE⁻ (ピン5): 電流コンパレータの (-) 入力。

SENSE⁺ (ピン6): 電流コンパレータの (+) ピン。SENSE⁺ ピンとSENSE⁻ ピンの間のビルトイン・オフセットと R_{SENSE} により、インダクタ電流トリップ・スレッシュホールドを設定します。

V_{OSENSE} (ピン7): 出力間の外部抵抗分割器から帰還電圧を受け取ります。

SGND (ピン8): 小信号グランド。このピンは他のグランドとは別に C_{OUT} (-) 端子に配線しなければなりません。

EXTV_{CC} (ピン9): 内部スイッチへの入力で $INTV_{CC}$ に接続されています。EXTV_{CC} が $4.7V$ を超えると、このスイッチが閉じ V_{CC} 電力を供給します。アプリケーション情報セクションにあるEXTV_{CC}の接続を参照してください。このピンが $7V$ 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。このピンはボトム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} (-) 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。このピンの電圧振幅は、グランドから $INTV_{CC}$ です。

INTV_{CC} (ピン12): 内部 $5.2V$ 低ドロップアウト・レギュレータおよびEXTV_{CC} 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。最小 $4.7\mu F$ のタンタルまたは他の低ESRコンデンサを使用して、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。

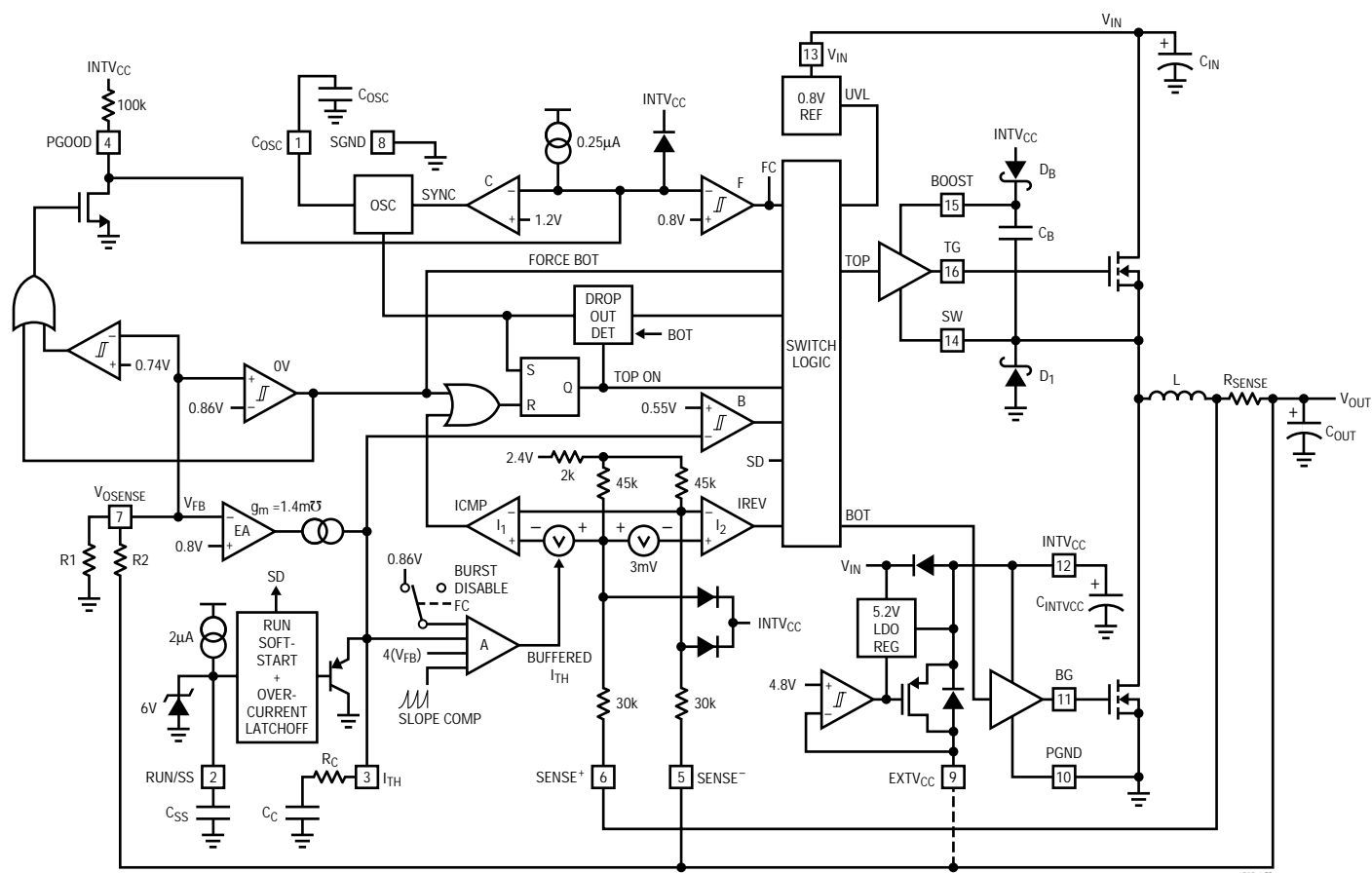
V_{IN} (ピン13): メイン電源ピン。このピンはパワー・グランドの近くでデカップリングしなければなりません。

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。このピンでの電圧振幅は、グランドより (外部の) ショットキ・ダイオード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、 $INTV_{CC}$ 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に重畳された $INTV_{CC}$ 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



動作 (機能図を参照)

メイン制御ループ：

LTC1735-1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 I_{TH} ピン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、 V_{OSENSE} ピンにより、EAは外部抵抗分割器から出力帰還電圧 V_{OSENSE} 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_{OSENSE} 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ドライブには、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 $INTV_{CC}$ から再充電されます。 V_{IN} が V_{OUT} の電圧に対し低下すると、コンバータはトップMOSFETを連続的にターンオンしようとして試みます("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。

動作 (機能図を参照)

メイン制御ループは、ピン α (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 $2\mu\text{A}$ 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、直列抵抗を通してPGOOD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} で設定された公称レートの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)や出力が過電圧状態になる可能性のあるその他の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ペア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

LTC1735-1には、PGOODコントロール・ピンで制御される3つの低電流モードがあります。PGOODピンの電圧が 0.8V 以上のとき(通常は抵抗を通して $INTV_{CC}$ に接続されます)、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 $20\text{mV}/R_{SENSE}$ (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 50mV ヒステリシスを超えるまで、出力コンデンサによってのみ供給され、それを超

えるとスイッチングが再開します。PGOOD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、電圧安定化の制御を支援します。出力電圧が公称値の7.5%以内でない場合、PGOODオープン・ドレイン出力は“L”になり、バースト・モード動作はディスエーブルされます。

フォールド・バック電流、短絡検出、および短絡ラッチオフ

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、最初にRUN/SSコンデンサ C_{SS} が使われます。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。出力電圧が公称出力電圧の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定される十分な長い期間続くと、コントローラはRUN/SSピン電圧が再サイクルされるまでシャットダウンされます。この内蔵ラッチオフは、 4V で $5\mu\text{A}$ 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。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。

$INTV_{CC}/EXTV_{CC}$ 電源

トップおよびボトムMOSFETドライバ、そしてLTC1735-1の大部分の内部回路への電源は $INTV_{CC}$ ピンから供給されます。 $EXTV_{CC}$ 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 $INTV_{CC}$ 電源を供給します。 $EXTV_{CC}$ 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 $EXTV_{CC}$ を $INTV_{CC}$ に接続します。これにより、 $INTV_{CC}$ 電源をコンバータ自身の一次または二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。

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。

動作 (機能図を参照)

パワー・グッド

ウィンドウ・コンパレータが出力電圧をモニタし、分圧された出力電圧(V_{OSENSE} ピンに現れる)が0.8Vのリファレンス電圧の $\pm 7.5\%$ 以内でないとき、オープン・ドレイン出力は“L”になります。

プログラムされた出力電圧の遷移(たとえば1.55Vから1.3Vへの遷移)の間、PGOODオープン・ドレイン出力は“L”になり、出力電圧が新しくプログラムされた値の7.5%以内になるまで、バースト・モード動作はディセーブルされます。

PGOODピンが直列抵抗を通して、外部発振器でドライブされるとサイクル・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せん。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、可能な最大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動作を提供します。パワー・グッド・ウィンドウ・コンパレータが出力が安定していないことを示すと、PGOODピンがグランド・レベルに引かれ、同期は禁止されます。当然ながら、外部クロックでPGOODピンをドライブするときには、追加回路を付加しない限り、パワー・グッド表示は得られません。

PGOODピンを接地した場合、連続動作が強制されます。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。連続動作を強制し、電流をシンクするときには、電流は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。

アプリケーション情報

LTC1735-1を使用した基本的なアプリケーション回路を本データシートの1ページ目の図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。LTC1735-1の電流コンパレータは $75\text{mV}/R_{SENSE}$ の最大スレッシュホールドとSGNDから $1.5(\text{INTV}_{CC})$ までの同相入力範囲を有しています。この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し、ピーク・ツー・ピーク・リップル電流 I_L の半分だけ小さいピーク値に等しい最大平均出力電流 I_{MAX} が発生します。

LTC1735-1および外付け部品値のばらつきに対する余裕をもたせて R_{SENSE} を求めると、次式のようにになります。

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

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所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。

LTC1735-1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_{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} の電圧はグランドにリセットされ、その後 C_{OSC} は固定電流で充電されます。コンデンサの電圧が1.19Vに達すると、 C_{OSC} はグランドにリセットされません。続いてこのプロセスが繰り返されます。

アプリケーション情報

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

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

C_{OSC} の選択と周波数のグラフを図2に示します。推奨最大スイッチング周波数は550kHzです。

PGOODピンを直列抵抗を通して(INTV_{CC}に接続して)“H”にするかまたはグランドに接続すると、内部発振器は公称周波数(f_0)で動作します。PGOODピンを1.2Vの上下でクロック駆動すると、内部発振器はPGOODピンに加えらるる $0.9f_0 \sim 1.3f_0$ の周波数の外部クロック信号にインジェクション・ロックされます。クロック“H”レベルは最低0.3 μ 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 μ 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、外部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(1.3 f_0 以上)と、スローブ補償が不十分になり高いデューティ・サイクルでは、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。

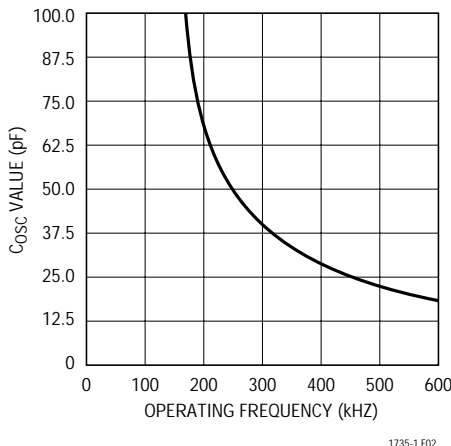


図2. タイミング・コンデンサ値

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はブートストラップ・コンデンサを再充電するために10クロック・サイクルごとに強制的にオンになります。これによって、ある程度高効率を維持しながら可聴ノイズを最小限に抑えます。

インダクタ値の計算

動作周波数とインダクタの選択には相関関係があり、動作周波数が高いほど小さなインダクタとコンデンサ値を使用できます。それなら、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。このような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する必要があります。

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 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 I_L の値が許容できれば、低いインダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルは高くなり、コアの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、 $I_L = 0.4(I_{MAX})$ です。入力電圧が最大になるときに、 I_L が最大となることに注意してください。

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。インダクタ値を低くする(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・モードでは、インダクタンス値が小さいとバースト周波数が低下します。

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、安価な鉄粉コアで生じるコア損失を許容できないため、より高価なフェ

アプリケーション情報

ライト、MolypermalloyまたはKool M μ ®コアを使用する必要があります。インダクタ値が同じ場合、実際のコア損失はコア・サイズではなく、選択したインダクタンスによって大きく異なります。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・コア材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、出力電圧リップルが増加します。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ですが、フェライトより高価です。品質と価格の両面を考慮すると、同社のKool M μ が適切です。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少なく実装もさらに困難です。しかし、表面実装用の製品が入手可能で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

LTC1735-1で使用する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・ピークのゲート・ドライブ・レベルはINTV_{CC}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_{CC}ピン接続を参照) したがって、大部分のLTC1735-1ファミリ・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_{DSS}仕様にも十分注意してください。ほとんどのロジック・レベルMOSFET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)}、逆伝達容量C_{RSS}、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。LTC1735-1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。

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

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

ここで、 δ 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。

I²R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)}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 $(1 + \delta)$ 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 $\delta = 0.005/$ 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=1.7を用いて、メインスイッチの消費電力の式の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、効率が1%ほど低下するボトム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。10A~12Aのレギュレータには、一般に3Aショットキー・ダイオードが適当です。効率の損失が許容できる場合、このダイオードはなくすることができます。大きなダイオードでは、接合

Kool M μ はMagnetics, Inc.の登録商標です。

アプリケーション情報

容量が大きいため遷移損失が増えることになります。

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。

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

この式では $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 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_{OUT} 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。出力リップル (V_{OUT}) は次式から求められます：

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

ここで、 f = 動作周波数、 C_{OUT} = 出力容量、 I_L = インダクタのリプル電流です。 I_L は入力電圧に応じて増大するので、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。一般に C_{OUT} のESR条件を満足すれば、実効電流定格は $I_{RIPPLE(P-P)}$ 条件をはるかに上回ります。 $I_L = 0.3I_{OUT(MAX)}$ でリップルの2/3がESRに起因するとき、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番目の項は出力電圧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、放電期間によってリップル電圧が上昇しますが、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またはそれ以下に維持すれば補償できます。 I_{TH} 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。

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、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電流処理要求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・コンデンサが提供されています。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、高いループ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、制御されたソフトスタートを備えたスイッチング・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がよくあります。他のコンデンサ・タイプとしては、三洋電機製のOS-CON、ニチコンPLシリーズ、そしてSprague 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。

アプリケーション情報

INTV_{CC}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、LTC1735-1内のドライバと内部回路に電力を供給します。INTV_{CC}ピンは最大50mAの電流を供給でき、最小4.7μFのタンタル、10μF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。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、LTC1735-1の最大接合部温度定格を超えるおそれがあります。電源電流はゲート電荷供給電流によって支配されます。INTV_{CC}の追加負荷も、消費電力計算に考慮する必要があります。合計のINTV_{CC}電流は、5.2V内部リニア・レギュレータまたはEXTV_{CC}入力ピンから供給されます。EXTV_{CC}ピンに印加する電圧が4.7V以下のときには、すべてのINTV_{CC}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の消費電力($V_{IN} \times I_{INTVCC}$)は最も高くなり、総合的な効率は低下します。効率の考察のセクションで述べるとおり、ゲート電荷の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 2に記載された式を使用して推定することができます。たとえば、LTC1735CS-1は30V電源では17mA以下に制限されます。

$$T_J = 70 + (17\text{mA})(30\text{V})(110 \text{ } ^\circ\text{C/W}) = 126$$

EXTV_{CC}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。

$$T_J = 70 + (17\text{mA})(5\text{V})(110 \text{ } ^\circ\text{C/W}) = 79$$

最大接合温度を超えないようにするために、最大V_{IN}で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。

EXTV_{CC}の接続

LTC1735-1は、EXTV_{CC}ピンとINTV_{CC}ピンの間に接続される内部PチャネルMOSFETスイッチを内蔵しています。EXTV_{CC}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_{CC}電圧が4.5V以下になるまで、INTV_{CC}電源はEXTV_{CC}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_{CC}ピンには7V以上の電圧を印加しないでください。また、EXTV_{CC} ≤ V_{IN}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_{IN}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_{CC}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_{CC}ピンを直接V_{OUT}に接続できることを意味します。ただし、ダイナミックVIDプログラム・レギュレータの場合、出力からINTV_{CC}電源を得るために追加回路が必要になります。

以下、EXTV_{CC}に対して可能な3つの接続方法を示します：

- EXTV_{CC}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_{CC}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。
- EXTV_{CC}を外部電源に接続する(このオプションが使用される可能性が最も高い)。ノートブックのメイン5Vシステム電源のように、5V~7Vの範囲の外部電源が利用できれば、これを使用してEXTV_{CC}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。
- EXTV_{CC}を出力から来ているブースト・ネットワークに接続する。低電圧レギュレータでは、EXTV_{CC}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。これは誘導性ブースト巻線、または容量性チャージポンプを使用すれば実現できます。詳細については、LTC1735のデータシートを参照してください。チャージポンプには磁気回路が単純になる長所があります。

アプリケーション情報

出力電圧のプログラミング

出力電圧は次式のとおり分割抵抗により設定されます。

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

図3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。

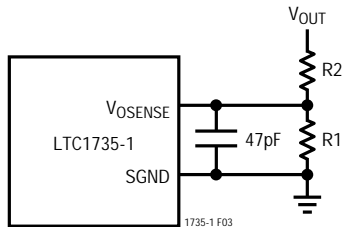


図3. LTC1735-1出力電圧の設定

図1の回路に示すとおり、出力電圧は1本の抵抗と1個の小信号NチャネルMOSFETを追加すれば、任意の2つのレベル間でデジタル的に設定できます。ダイナミック出力電圧の選択は、このテクニックを用いて行うことができます。1.30Vと1.55Vの出力電圧は、抵抗R1からR3によって設定されます。MOSFETのゲートが“L”のとき ($V_G = 0$)、出力電圧はR1とR2の比で設定されます。MOSFETがオンするとき ($V_G = “H”$)、出力電圧はR1とR2およびR3の並列組合せの比になります。パワー・グッド出力 (PGOOD) が可能で、図1の回路は低コストのインテルPentium IIIモバイル・プロセッサに準拠する電源を構築します。

LTC1735-1はリモート・センス機能を備えています。内部抵抗分割器の上端はV_OSENSEに接続され、SGNDピンを基準にしています。これにより負荷の両端の出力電圧を直接リモート・センスすることができ、PCボード・トレースの抵抗誤差を排除します。

トップサイドMOSFETドライバ電源 (C_B、DB)

BOOSTピンに接続された外部ブートストラップ・コンデンサC_B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_BはINTV_{CC}から外部ダイオードDBを通して

充電されます。C_B両端の電圧は、INTV_{CC}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MOSFETのゲート・ソース間にC_B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_{IN}に達し、BOOSTピンがV_{IN} + INTV_{CC}まで上昇します。ブースト・コンデンサC_B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。DBの逆ブレイクダウン電圧は、V_{IN(MAX)}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わりません。

SENSE⁺/SENSE⁻ピン

電流コンパレータの同相入力範囲は、0Vから1.5 (INTV_{CC})までです。この範囲の全域で連続リニア動作が保証されており、0.8Vから7Vまでの出力電圧設定が可能です。機能図に示すとおり、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、これらの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_{OUT}抵抗分割器の抵抗R1およびR2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：

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

V_{OSENSE}は0.8Vのリファレンス電圧にサーボ制御されるので、図3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：

$$R1(Max) = 24k \left(\frac{0.8V}{2.4V - V_{OUT}} \right)$$

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_{OSENSE}帰還電流によって制限されます。

アプリケーション情報

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LTC1735-1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 $I_{TH(MAX)}$ を徐々に上昇させることによって、 V_{IN} 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もできます。

RUN/SSピンを1.3V以下にすると、LTC1735-1は、低消費電流のシャットダウン($I_Q < 25\mu A$)に入ります。このピンは、図4と5に示すとおり、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2 μA 電流源が外付けRUN/SSコンデンサ C_{SS} 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。

$$T_{DELAY} = \frac{1.3V}{2\mu A} C_{SS} = (650ms/\mu F) C_{SS}$$

RUN/SSの電圧が1.3Vに達すると、LTC1735-1が動作を開始し、電流は約 $25mV/R_{SENSE}$ に制限されます。RUN/SSピンの電圧が1.3Vから3Vまで上昇すると、内部電流制限も $25mV/R_{SENSE}$ から $75mV/R_{SENSE}$ まで上昇します。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 $850ms/\mu F$ を要します。出力電流をゆっくり上昇させると、入力電源からの始動サージ電流が低減されます。

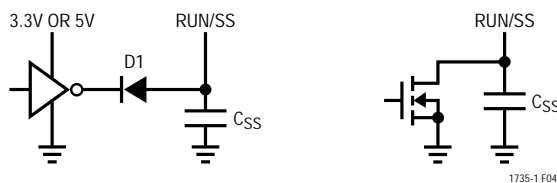


図4. RUN/SSピンのインタフェース

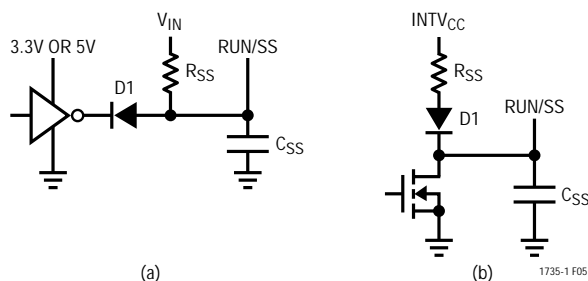


図5. RUN/SSピンのラッチオフ無効インタフェース

図4と図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} をなくすることができます。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)。

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、コントローラの突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定される十分長い期間続くと、コントローラはRUN/SSピン電圧が再サイクルされるまでシャットダウンされます。

図5aに示すとおり、この内蔵ラッチオフは、4Vで5 μA 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5aの場合のように V_{IN} から5 μA の電流を取り出すと、電流ラッチオフは常に無効になります。図5bに示すとおり、INTV_{CC}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_{CC}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。

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、フォールドバック電流制限だけに頼るかラッチオフ機能をイネーブルするかを決定することができます。

アプリケーション情報

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

LTC1735-1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 $75\text{mV}/R_{SENSE}$ になります。

LTC1735-1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。出力が半分以上に低下すると、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、LTC1735-1は短絡電流を制限するためにサイクル・スキップを開始します。この状況では、ボトムMOSFETがピーク電流を流しています。短絡リップル電流はLTC1735-1の最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ (200ns以下)、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。

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

結果として以下の短絡電流が生じます。

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

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は保護しません。

コンパレータ(機能図の0V)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。0V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_{OUT} 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。出力電圧を動的に変化させると、出力電圧が低下している間に、過電圧保護が瞬時的に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出力電圧を動的に変化させることができ、過電圧保護は新しくプログラムされた出力電圧を追跡し、常に負荷(CPU)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、LTC1735-1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、LTC1735-1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LTC1735-1の最小オン時間は、一般に200ns以下です。ただし、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

アプリケーション情報

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。

PGOODピンの動作

PGOODピンは、基本的に出力電圧が公称設定値の $\pm 7.5\%$ 以内であることを示すための多機能ピンです。ウィンドウ・コンパレータは、 V_{OSENSE} ピンをモニターし、出力電圧が安定化されていないときに、PGOODピンを“L”にするオープン・ドレインの内部MOSFETをアクティブにします。通常10k~100kのプルアップ抵抗がINTV_{CC}などの電圧源からこのピンに接続されます。このピンにはINTV_{CC}以上の電圧を印加しないでください。互いの差が7.5%以上の2つの電圧レベル間の出力電圧の動的な変化でパワー・グッド表示が作動し、新しい出力電圧に達するまでPGOOD出力が“L”になります。

PGOODピンが0.8V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。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。出力電圧が7.5%ウィンドウ内にないときはいつでもこのモードが強制されます。

PGOODピンは、パワー・グッド出力を与えるほか、強制的に連続同期動作を実行させるためのロジック入力であり、外部クロックへの同期化を可能にします。

LTC1735-1の内部発振器は、PGOODピンに直列抵抗を通して振幅が1.5V_{p-p}以上の信号を印加して、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。PGOOD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。出力電圧が公称設定点で7.5%ウィンドウ内にない場合は、オープンドレインのPGOOD出力が“L”になり、外部同期をディスエーブルします。

下表にPGOODピンで得られる状態を要約します。

表1

PGOODピン	状態
DC電圧：0V ~ 0.7V	パワー・グッド表示なし バースト・モード動作ディスエーブル/ 強制連続電流反転イネーブル
INTV _{CC} (またはINTV _{CC} 以下の他のDC電圧)への抵抗プルアップ	パワー・グッド表示 電源正常時バースト・モード、 電流反転なし
外部クロックへの抵抗：(0V ~ 1.5V)	パワー・グッド表示なし バースト・モード動作ディスエーブル 電流反転なし

図6の回路はパワー・グッド出力を提供し、連続動作を強制します。トランジスタQ1はPGOODピンの電圧を0.8V以下に保持し、バースト・モード動作をディスエーブルし続けます。ウィンドウ・コンパレータが出力電圧が7.5%ウィンドウ内にあることを示すと、Q1のベースがグランドに引き込まれ、Q2のコレクタに現れるパワー・グッド出力が“L”になります。

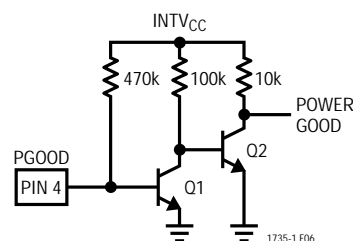


図6. パワー・グッド表示を伴う強制連続動作

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何であり、またどれ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、LTC1735-1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) LTC1735-1 V_{IN} 電流、2) $INTV_{CC}$ 電流、3) I^2R 損失、4) トップサイドMOSFETの遷移損失

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。

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 $EXTV_{CC}$ に電源を供給すると、ドライバおよび制御回路電流からの追加 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、15Vから1.8Vのアプリケーションでは、10mAの $INTV_{CC}$ 電流は約1.2mAの V_{IN} 電流になります。これによって、中間電流の損失が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 $R_{DS(ON)} = 0.02$ 、 $R_L = 0.03$ 、そして $R_{SENSE} = 0.01$ の場合、全抵抗は0.06になります。この結果、1.8V出力の場合、出力電流が1Aから5Aに増加すると損失は3%~17%、あるいは1.5V出力では4%~20%の範囲になります。効率は外付け部品と電力レベ

ルが同じ場合は、 V_{OUT} の2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、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。内部バッテリーおよびヒューズ抵抗損失は、 C_{IN} がスイッチング周波数において十分な電荷保存と非常に低いESRをもっていることを確認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 μ F~40 μ 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、DC(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 I_{LOAD} (ESR)だけシフトします(ただし、ESRは C_{OUT} の等価直列抵抗)。 I_{LOAD} は、帰還誤差信号を生成する C_{OUT} の充電または放電を開始し、それによって強制的に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ます。この回復期間に、 V_{OUT} で安定の問題となるオーバershootやリングングが観察されます。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。優秀な2次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ershoot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

アプリケーション情報

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で十分な開始点を提供します。

I_{TH} の直列 R_C - C_C フィルタは、支配的なポールゼロ・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、過渡応答を最大にするために、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、ループ帰還係数の利得と位相が決まるので、まず出力コンデンサを決定する必要があります。1 μ sから10 μ sの立上り時間をもつ全負荷電流の20%~100%の出力電流パルスが帰還ループを分断することなく、全体的なループ安定性のセンスを与える I_{TH} ピンの波形と出力電圧を生成します。初期値出力電圧ステップが帰還ループの帯域幅以内になら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ershoot/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 を大きくすると増加し、ループの帯域幅は C_C を小さくすると増加します。 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。

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・バッテリー・ラインは、負荷の急激な変化、逆バッテリー、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。ケーブルが切断されると、オルタネータのフィールド崩壊が減衰するのに数100msを要する60Vもの正の高電圧スパイクを発生させる可能性があります。バッテリーの逆接続はその通りであり、ダブル・バッテリーでは、

牽引トラックのオペレータの考察によりエンジン始動時に24Vが12Vより早く発生することが分かっています。

図7に示す回路は、自動車のバッテリー・ラインの不具合から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してはならず、コンバータのブレークダウン電圧以下に入力電圧をクランプしなければなりません。LTC1735-1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。

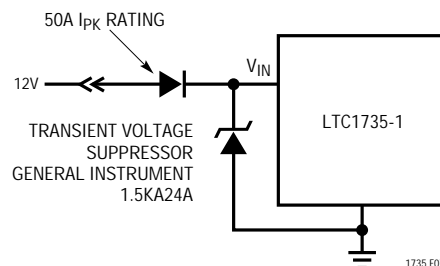


図7. シガレット・ライターへの接続

設計例

設計例として、 $V_{IN} = 12V$ (標準)、 $V_{IN} = 22V$ (最大)、 $V_{OUT} = 1.5V$ 、 $I_{MAX} = 12A$ 、そして $f = 300kHz$ 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。

$$R_{SENSE} = 50mV/12A = 0.042$$

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

インダクタを1.2 μ 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、最大入力および出力電圧で発生します：

$$\Delta I_L = \frac{1.5V}{300kHz(1.2\mu H)} \left(1 - \frac{1.5V}{22V} \right) = 3.9A$$

アプリケーション情報

最大リップル電流は最大出力電流の32%であり、ほぼ正しい値です。

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。最小オン時間は最大 V_{IN} と最小 V_{OUT} で発生します。

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}f} = \frac{1.5V}{22V(300kHz)} = 227ns$$

トップサイドMOSFETの消費電力は容易に推定できません。フェアチャイルド社のFDS6612Aを選択すると、次のようになります： $R_{DS(ON)} = 0.03$ 、 $C_{RSS} = 80pF$ 。T (推定値) = 50 での最大入力電圧では：

$$P_{MAIN} = \frac{1.5V}{22V} (12)^2 [1 + (0.005)(50^\circ C - 25^\circ C)] (0.03\Omega) \\ + 1.7(22V)^2 (12A)(80pF)(300kHz) \\ = 568mW$$

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2つのMOSFETを並列にしなければなりません。フェアチャイルド社のFDS6680A MOSFETを選択すると、並列 $R_{DS(ON)}$ が0.0065 になります。両方のボトムMOSFETの全消費電力は、前回と同様にT = 50 と仮定すると、次のようになります。

$$P_{SYNC} = \frac{22V - 1.5V}{22V} (12A)^2 (1.1)(0.0065\Omega) \\ = 959mW$$

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6AのRMS電流定格のものを選択し、 C_{OUT} は低出力リップルを実現するために、0.01 のESRを持つものを選択します。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も大きくなります。ESRによる出力電圧リップルの概算値は次のとおりです。

$$V_{ORIPPLE} = R_{ESR} (I_L) = 0.01 (3.9A) = 39mV_{P-P}$$

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、LTC1735-1の適切な動作を保証する必要があります。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. 信号グランドとパワー・グランドが分かれているか？LTC1735-1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チャンネル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？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。 V_{OSENSE} からSGNDへの47pFコンデンサは、できる限りLTC1735-1の近くに配置してください。
3. SENSE+ およびSENSE- リードが、最小PCトレース間隔で配線されているか？SENSE+ とSENSE- の間のフィルタ・コンデンサは、できる限りLTC1735-1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_{CC}デカップリング・コンデンサがINTV_{CC}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。INTV_{CC}ピンとPGNDピンに隣接してさらに1個の1 μ F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・ノード(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、LTC1735-1の「出力側」(ピン9~16)にし、PCトレース面積を最小限にしなければなりません。

アプリケーション情報

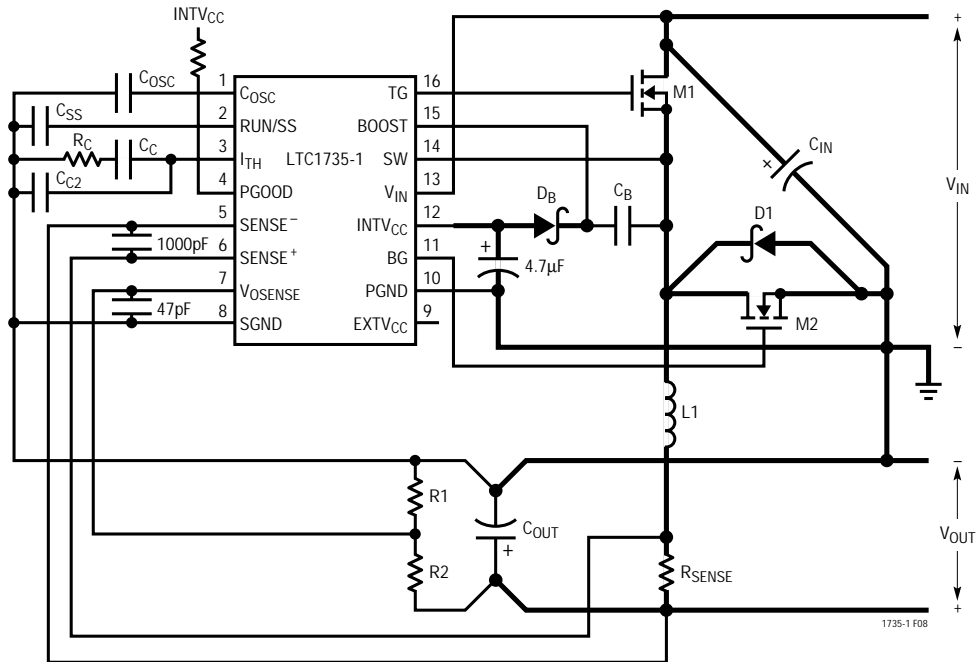
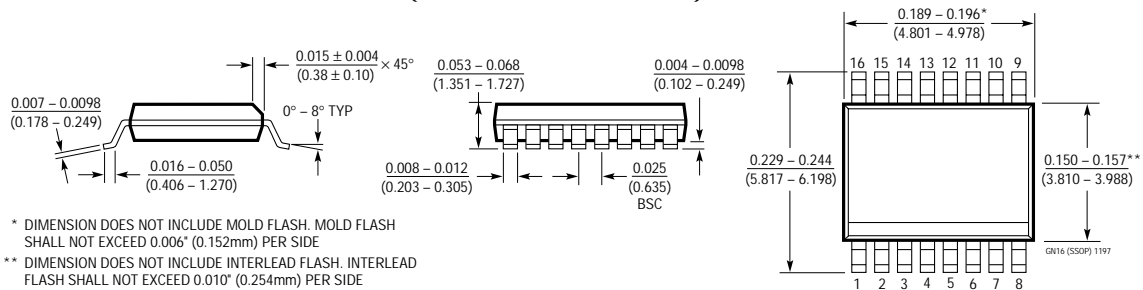


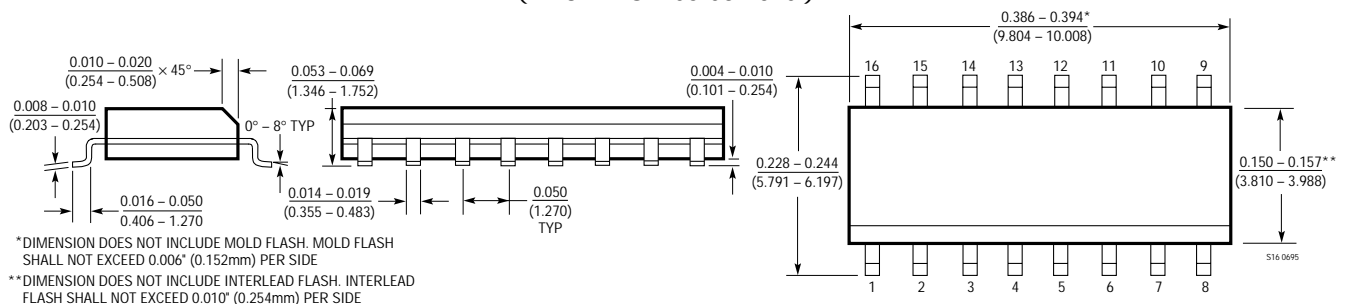
図8. LTC1735-1のレイアウト図

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)

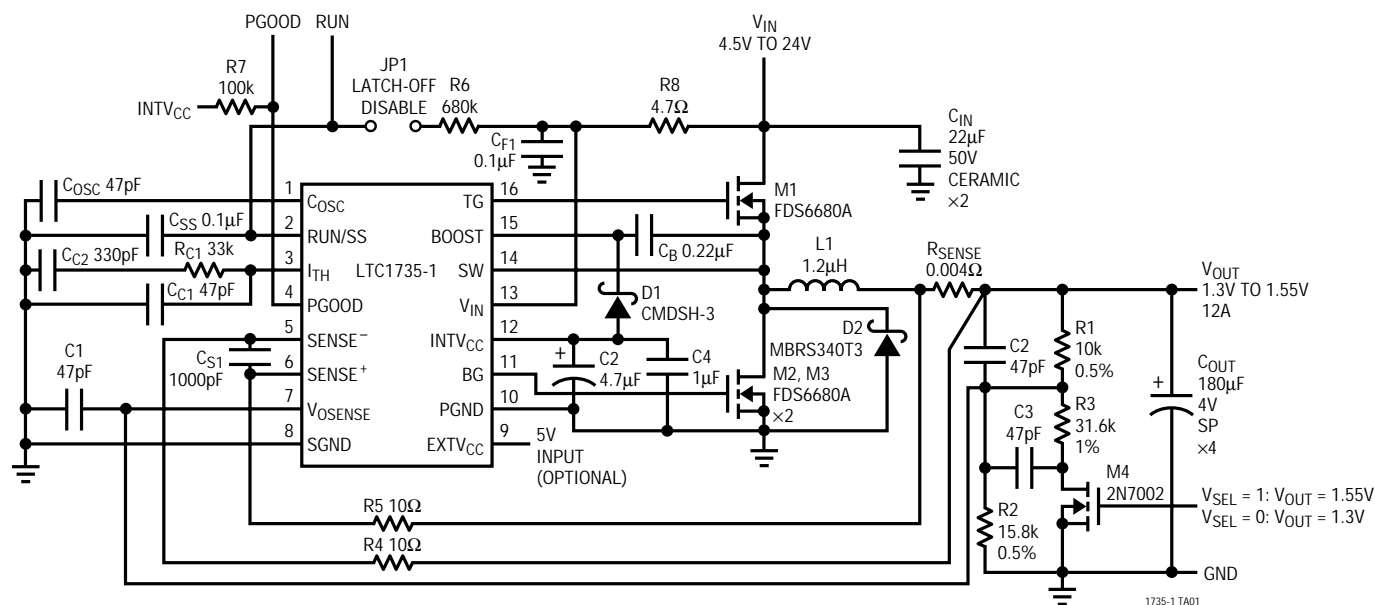


Sパッケージ
16リード・プラスチック・スモール・アウトライン(細型0.150)
(LTC DWG # 05-08-1610)



標準的応用例

高効率、ダイナミック出力電圧選択可能CPU電源



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、8ピン
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、 $V_{IN} < 40V$
LTC1174	モノリシック0.6A降圧スイッチング・レギュレータ	100% DC、バースト・モード動作、SO-8
LTC1265	1.2Aモノリシック高効率降圧スイッチング・レギュレータ	100% DC、バースト・モード動作、14ピンSO
LTC1266	高効率同期整流式降圧コントローラ、Nチャネル・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
LTC1433/LTC1434	モノリシック、0.45A低ノイズ電流モード降圧スイッチングレギュレータ	16ピンおよび20ピン細型SSOP
LTC1435/LTC1435A	高効率、低ノイズ、同期降圧コントローラ、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、20ピン、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、 $I_Q = 10mA$
LTC1622	高効率、定周波数降圧コントローラ	100% DC、8ピンMSOP、550kHz
LTC1628	デュアル高効率降圧コントローラ	非同調ドライブ、28ピンSSOP
LTC1735	高効率同期整流式降圧コントローラ、Nチャネル・ドライブ	バースト・モード動作、16ピン細型SSOP
LTC1736	VID制御による高効率同期整流式降圧コントローラ	出力フォールト保護、24ピンSSOP

Adaptive Powerはリニアテクノロジー社の商標です。