

PWM LEDドライバと昇圧、 フライバックおよびSEPICコントローラ

特長

- True Color PWM™により3000:1の調光比で一定の色を実現
- ハイパワーLEDのPWM調光コントロール用の完全に一体化した負荷FETドライバ
- アナログ入力から100:1の調光
- 広いFB電圧範囲: 0V ~ 1.23V
- 定電流または定電圧のレギュレーション
- 低いシャットダウン電流: $I_Q = 20\mu A$
- 1%精度の1.23V内部電圧リファレンス
- 100mVのヒステリシスをもった2%精度のRUNピン・スレッシュホールド
- 1個の外付け抵抗でプログラム可能な動作周波数 (20kHz ~ 1MHz)
- 最高1.3foscの外付クロックに同期可能
- 7V低ドロップアウト電圧レギュレータを内蔵
- プログラム可能な出力過電圧保護
- プログラム可能なソフトスタート
- $V_{DS} < 36V$ ではNo RSENSE™モードで使用可能
- 16ピンのDFNおよびTSSOPパッケージ

アプリケーション

- 高電圧LEDアレイ
- テレコム用電源
- 42V自動車用システム
- 24V産業用制御機器
- IP電話の電源

LT, LTC, LTCおよびLTMはリアテクノロジー社の登録商標です。True Color PWMとNo RSENSEはリアテクノロジー社の商標です。他のすべての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。特許出願中。

概要

LTC®3783は電流モードのLEDドライバであり、昇圧、フライバックおよびSEPICコントローラでもあり、Nチャネル・パワーMOSFETとNチャネル負荷PWMスイッチの両方をドライブします。外部負荷スイッチを使うとき、PWMIN入力はPWMOUTをドライブするだけでなく、コントローラのGATEスイッチングと誤差アンプの動作もイネーブルしますので、コントローラはPWMINが“L”のあいだ負荷電流の情報を保存することができます。この機能(特許出願中)は、過渡過電圧や低電圧の問題なしに、きわめて高速の真のPWM負荷スイッチングを実行します。3000:1のLED調光比をデジタルで達成できますので、LEDの電流調光に通常付随する色シフトを避けられます。FBPピンにより、負荷電流のアナログ調光が可能なので、PWMだけの場合に比べ、実効調光比が100:1だけさらに増加します。

出力負荷電流を V_{IN} に戻す必要のあるアプリケーションでは、オプションの定電流/定電圧レギュレーションにより、出力(または入力)電流または出力電圧のどちらかをコントロールし、他方を制限します。 I_{LIM} により10:1のアナログ調光比が与えられます。

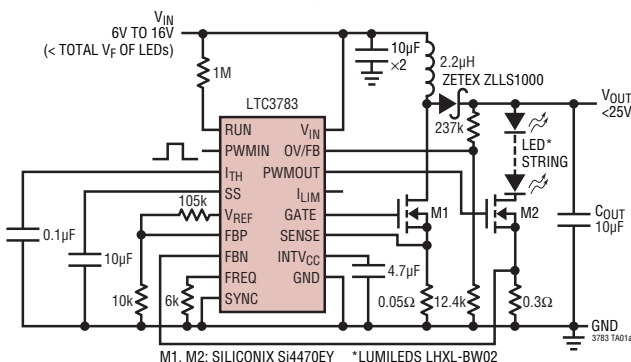
低消費電力から中程度の消費電力のアプリケーションでは、No RSENSEモードによってパワーMOSFETのオン抵抗を利用することができるので電流センス抵抗が省かれ、最大限の効率を得られます。

デバイスの動作周波数は外付け抵抗を使って20kHz ~ 1MHzの範囲で設定でき、SYNCピンを使えば外部クロックに同期させることもできます。

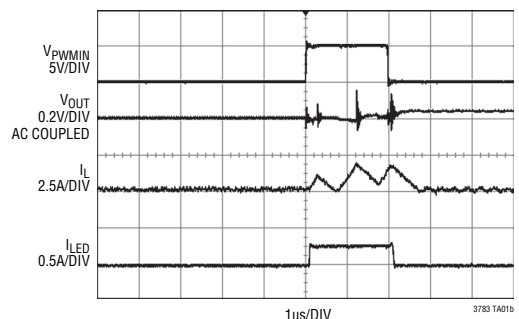
LTC3783は16ピンのDFNパッケージとTSSOPパッケージで供給されます。

標準的応用例

350mA PWM LED用昇圧アプリケーション



標準的波形



LTC3783

絶対最大定格 (Note 1)

V_{IN} 、SENSE、FBP、FBNの電圧	-0.3V ~ 42V
INTV _{CC} 電圧	-0.3V ~ 9V
INTV _{CC} 出力電流	75mA
GATE出力電流	50mA (RMS)
PWMOUT出力電流	25mA (RMS)
V _{REF} 出力電流	1mA
GATE、PWMOUTの電圧	-0.3V ~ ($V_{INTVCC} + 0.3V$)
I _{TH} 、I _{LIM} 、SSの電圧	-0.3V ~ 2.7V
RUN、SYNC、PWSYNCの電圧	-0.3V ~ 7V
FREQ、V _{REF} 、OV/FBの電圧	-0.3V ~ 1.5V

動作温度範囲 (Note 2)

LTC3783E	-40°C ~ 85°C
LTC3783I	-40°C ~ 125°C
接合部温度 (Note 3)	-40°C ~ 125°C
保存温度範囲	
DFNパッケージ	-65°C ~ 125°C
TSSOPパッケージ	-65°C ~ 150°C
リード温度 (半田付け、10秒)	
TSSOPパッケージ	300°C

ピン配置



発注情報

無鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3783EDHD#PBF	LTC3783EDHD#TRPBF	3783	16-Lead (5mm × 4mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LTC3783IDHD#PBF	LTC3783IDHD#TRPBF	3783	16-Lead (5mm × 4mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3783EFE#PBF	LTC3783EFE#TRPBF	3783EFE	16-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 85°C
LTC3783IFE#PBF	LTC3783IFE#TRPBF	3783IFE	16-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3783EDHD	LTC3783EDHD#TR	3783	16-Lead (5mm × 4mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LTC3783IDHD	LTC3783IDHD#TR	3783	16-Lead (5mm × 4mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3783EFE	LTC3783EFE#TR	3783IFE	16-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 85°C
LTC3783IFE	LTC3783IFE#TR	3783IFE	16-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。* 温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

無鉛仕上げの製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/leadfree/> をご覧ください。

テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{\text{IN}} = 12\text{V}$ 、 $V_{\text{RUN}} = 1.5\text{V}$ 、 $V_{\text{SYNC}} = 0\text{V}$ 、 $V_{\text{FBP}} = V_{\text{REF}}$ 、 $R_T = 20\text{k}\Omega$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Main Control Loop/Whole System						
V_{IN}	Input Voltage Range		3		36	V
I_{Q}	Input Voltage Supply Current Continuous Mode Shutdown Mode	(Note 4) $V_{\text{OV/FB}} = 1.5\text{V}$, $V_{\text{ITH}} = 0.75\text{V}$ $V_{\text{RUN}} = 0\text{V}$		1.5 20		mA μA
V_{RUN}^+	Rising RUN Input Threshold Voltage			1.348		V
V_{RUN}^-	Falling RUN Input Threshold Voltage		1.223	1.248	1.273	V
$V_{\text{RUN(HYST)}}$	RUN Pin Input Threshold Hysteresis			100		mV
I_{RUN}	RUN Pin Input Current			5		nA
$V_{\text{SENSE(MAX)}}$	Maximum Current Sense Threshold		125	150	180	mV
$I_{\text{SENSE(ON)}}$	SENSE Pin Current (GATE High)	$V_{\text{SENSE}} = 0\text{V}$		70		μA
$I_{\text{SENSE(OFF)}}$	SENSE Pin Current (GATE Low)	$V_{\text{SENSE}} = 36\text{V}$		0.2		μA
I_{SS}	Soft-Start Pin Output Current	$V_{\text{SS}} = 0\text{V}$		-50		μA
Voltage/Temperature Reference						
V_{REF}	Reference Voltage		1.218 1.212	1.230	1.242 1.248	V V
I_{REF}	Max Reference Pin Output Current		0.5			mA
$\Delta V_{\text{REF}}/\Delta V_{\text{IN}}$	Reference Voltage Line Regulation	$3\text{V} \leq V_{\text{IN}} \leq 36\text{V}$		0.002	0.02	%/V
$\Delta V_{\text{REF}}/\Delta I_{\text{REF}}$	Reference Voltage Load Regulation	$0\text{mA} \leq I_{\text{REF}} \leq 0.5\text{mA}$		0.2	1.0	%/mA
T_{MAX}	Overtemperature SD Threshold Rising			165		$^\circ\text{C}$
T_{HYST}	Overtemperature Hysteresis			25		$^\circ\text{C}$
Error Amplifier						
$I_{\text{OV/FB}}$	OV/FB Pin Input Current			18	60	nA
$\Delta V_{\text{OV/FB(OV)}}$	OV/FB Overvoltage Lockout Threshold	$V_{\text{OV/FB(OV)}} - V_{\text{OV/FB(NOM)}}$ in %, $V_{\text{FBP}} \leq V_{\text{REF}}$		7		%
$V_{\text{OV/FB(FB)}}$	OV/FB Pin Regulation Voltage	$2.5\text{V} < V_{\text{FBP}} < 36\text{V}$	1.212	1.230	1.248	V
$I_{\text{FBP}}, I_{\text{FBN}}$	Error Amplifier Input Current	$0\text{V} \leq V_{\text{FBP}} \leq V_{\text{REF}}$ $2.5\text{V} < V_{\text{FBP}} < 36\text{V}$		-0.4 50		μA μA
$V_{\text{FBP}} - V_{\text{FBN}}$	Error Amplifier Offset Voltage (Note 5)	$0\text{V} \leq V_{\text{FBP}} \leq V_{\text{REF}}$ $2.5\text{V} < V_{\text{FBP}} \leq 36\text{V}$ ($V_{\text{LIM}} = V_{\text{REF}}$) $2.5\text{V} < V_{\text{FBP}} \leq 36\text{V}$ ($V_{\text{LIM}} = 0.123\text{V}$)	-3	100 10	3	mV mV mV
g_m	Error Amplifier Transconductance	$V_{\text{FBP}} \leq V_{\text{REF}}$ $2.5\text{V} < V_{\text{FBP}} < 36\text{V}$		1.7 14		mmho mmho
A_{VOL}	Error Amplifier Open-Loop Gain		500			V/V
Oscillator						
f_{OSC}	Oscillator Frequency Oscillator Frequency Range	$R_{\text{FREQ}} = 20\text{k}\Omega$	250 20	300	350 1000	kHz kHz
D_{MAX}	Maximum Duty Cycle		85	90	97	%
$f_{\text{SYNC}}/f_{\text{OSC}}$	Recommended Max SYNC Freq Ratio	$f_{\text{OSC}} = 300\text{kHz}$ (Note 6)		1.25	1.3	
$t_{\text{SYNC(MIN)}}$	SYNC Minimum Input Pulse Width	$V_{\text{SYNC}} = 0\text{V}$ to 5V		25		ns
$t_{\text{SYNC(MAX)}}$	SYNC Maximum Input Pulse Width	$V_{\text{SYNC}} = 0\text{V}$ to 5V		$0.8/f_{\text{OSC}}$		ns
$V_{\text{IH(SYNC)}}$	SYNC Input Voltage High Level		1.2			V
$V_{\text{HYST(SYNC)}}$	SYNC Input Voltage Hysteresis			0.5		V

LTC3783

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 1.5\text{V}$ 、 $V_{SYNC} = 0\text{V}$ 、 $V_{FBP} = V_{REF}$ 、 $R_T = 20\text{k}\Omega$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
R_{SYNC}	SYNC Input Pull-Down Resistance			100		$\text{k}\Omega$
$t_{ON(MIN)}$	Minimum On-Time	With Sense Resistor, 10mV Overdrive No R_{SENSE} Mode		170 300		ns ns

Low Dropout Regulator

V_{INTVCC}	INTV _{CC} Regulator Output Voltage	$V_{OV/FB} = 1.5\text{V}$	●	6.5	7	7.5	V
UVLO	INTV _{CC} Undervoltage Lockout Thresholds	Rising INTV _{CC} Falling INTV _{CC} Hysteresis		1.8	2.3 2.1 0.2	2.5	V V V
$\frac{\Delta V_{INTVCC}}{\Delta V_{IN}}$	INTV _{CC} Line Regulation	$12\text{V} \leq V_{IN} \leq 36\text{V}$			2	6	mV/V
$\Delta V_{LDO(Load)}$	INTV _{CC} Load Regulation	$0 \leq I_{INTVCC} \leq 10\text{mA}$		-1	-0.1		%
$V_{DROPOUT}$	INTV _{CC} Dropout Voltage	$V_{IN} = 7\text{V}$, $I_{INTVCC} = 10\text{mA}$			300	500	mV
$I_{INTVCC(SD)}$	Bootstrap Mode INTV _{CC} Supply Current in Shutdown	$V_{SENSE} = 0\text{V}$ $V_{SENSE} = 7\text{V}$			25 15		μA μA

GATE/PWMOUT Drivers

$t_r(\text{GATE})$	GATE Driver Output Rise Time	$C_L = 3300\text{pF}$ (Note 7)			15		ns
$t_f(\text{GATE})$	GATE Driver Output Fall Time	$C_L = 3300\text{pF}$ (Note 7)			8		ns
$I_{PK(\text{GATE,RISE})}$	GATE Driver Peak Current Sourcing	$V_{GATE} = 0\text{V}$			0.5		A
$I_{PK(\text{GATE,FALL})}$	GATE Driver Peak Current Sinking	$V_{GATE} = 7\text{V}$			1		A
V_{PWWIN}	PWWIN Pin Input Threshold Voltages	Rising PWWIN Falling PWWIN Hysteresis			1.6 0.8 0.8		V V V
R_{PWWIN}	PWWIN Input Pull-Up Resistance				100		$\text{k}\Omega$
$t_r(\text{PWMOUT})$	PWMOUT Driver Output Rise Time	$C_L = 3300\text{pF}$ (Note 7)			30		ns
$t_f(\text{PWMOUT})$	PWMOUT Driver Output Fall Time	$C_L = 3300\text{pF}$ (Note 7)			16		ns
$I_{PK(\text{PWMOUT,RISE})}$	PWMOUT Driver Peak Current Sourcing	$V_{PWMOUT} = 0\text{V}$			0.25		A
$I_{PK(\text{PWMOUT,FALL})}$	PWMOUT Driver Peak Current Sinking	$V_{PWMOUT} = 7\text{V}$			0.50		A

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

Note 2: LTC3783Eは、 $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3783Iは、 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。

Note 3: T_J は周囲温度 T_A および消費電力 P_D から次式に従って計算される。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot 43^\circ\text{C/W}) \text{ (DFNの場合)}$$

$$T_J = T_A + (P_D \cdot 38^\circ\text{C/W}) \text{ (TSSOPの場合)}$$

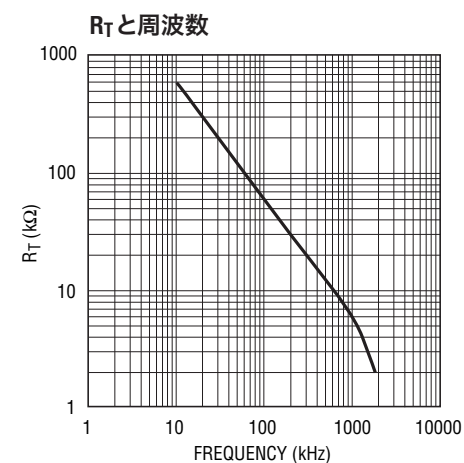
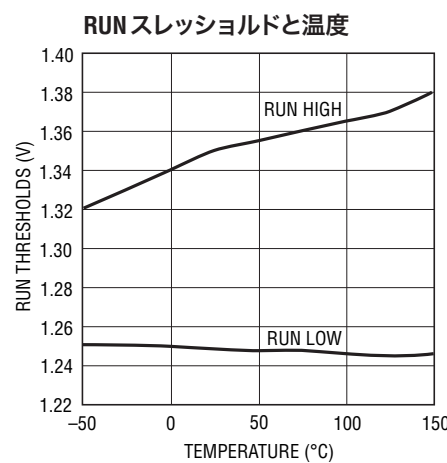
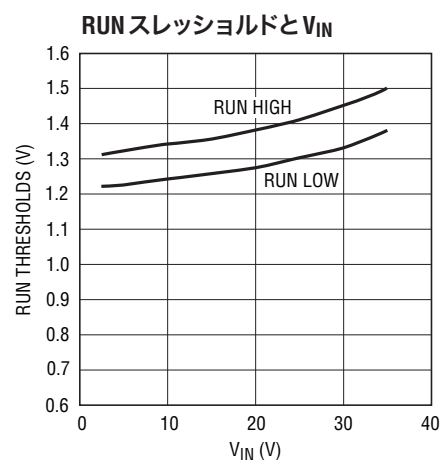
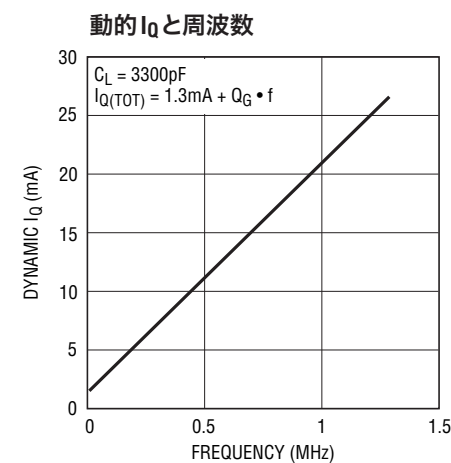
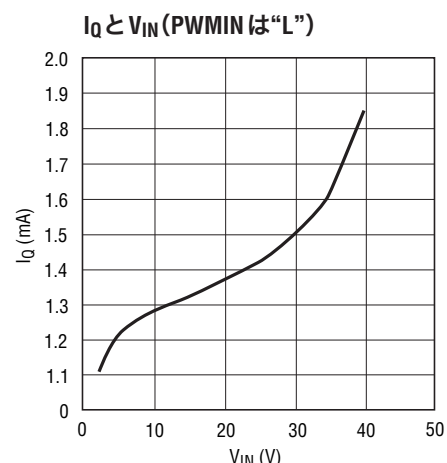
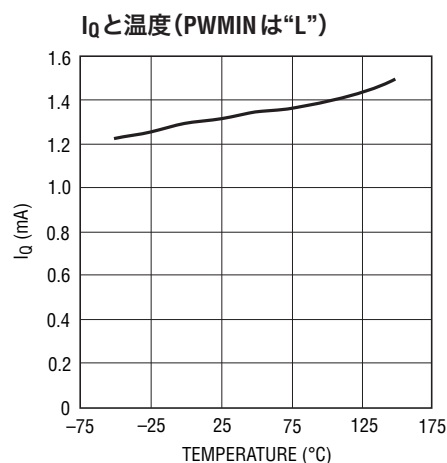
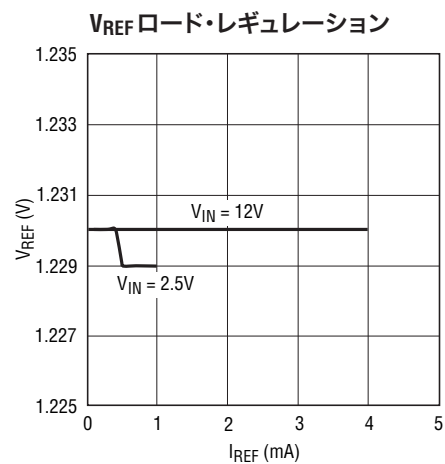
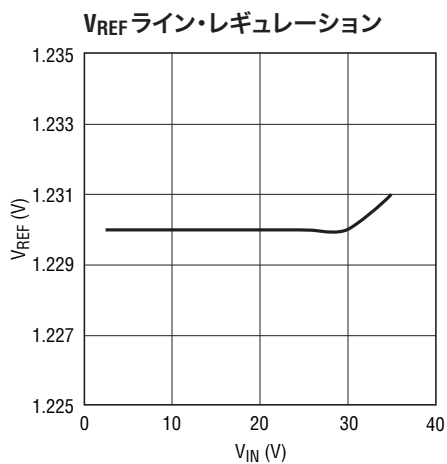
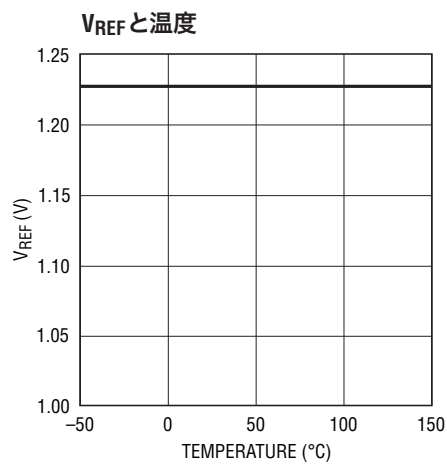
Note 4: パワー MOSFET のゲートの充電のため ($Q_G \cdot f_{OSC}$)、動入力電源電流はもっと高い。「動作」のセクションを参照。

Note 5: LTC3783は、 I_{TH} ピンを電圧範囲 ($0.3\text{V} \leq V_{ITH} \leq 1.2\text{V}$; 中点 = 0.75V) の中点に強制した状態で、 V_{FBN} を $V_{FBP} = V_{REF}$ にサーボ制御する帰還ループでテストされる。

Note 6: 同期式アプリケーションでは、内部スロープ補償は25%増加される。かなり高い比率に同期するとスロープ補償の有効量が減少するので、50%を超すデューティ・サイクルでは低調波発振を生じることがある。

Note 7: 立上り時間および立下り時間は10%と90%のレベルで測定する。

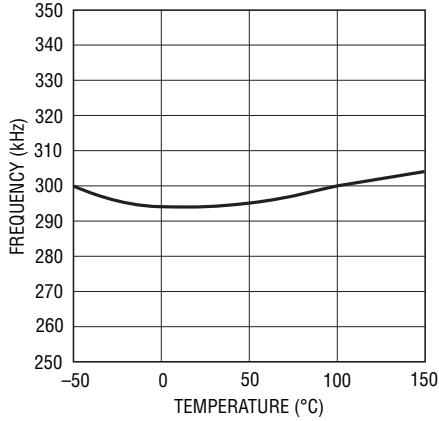
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$



LTC3783

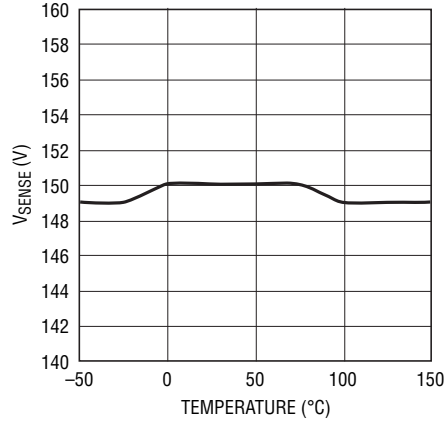
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$

周波数と温度



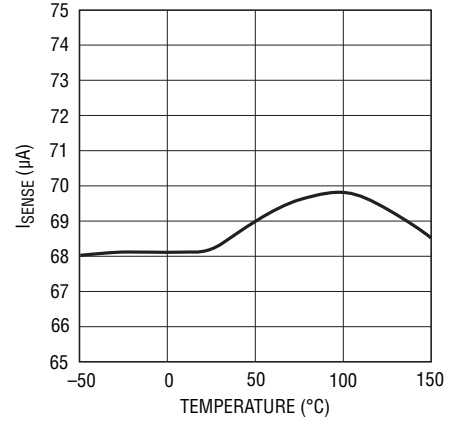
3783 G10

最大 V_{SENSE} と温度



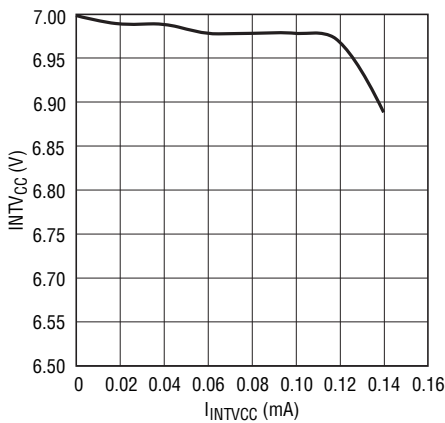
3783 G11

I_{SENSE} と温度



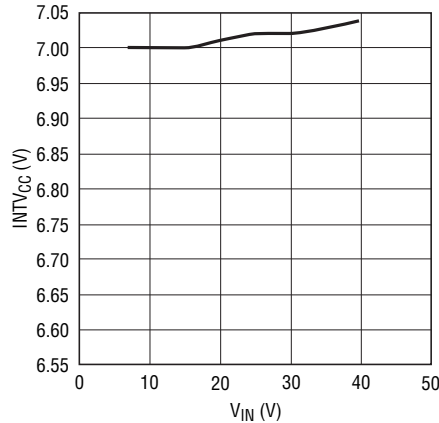
3783 G12

INTV_{CC} ロードレギュレーション



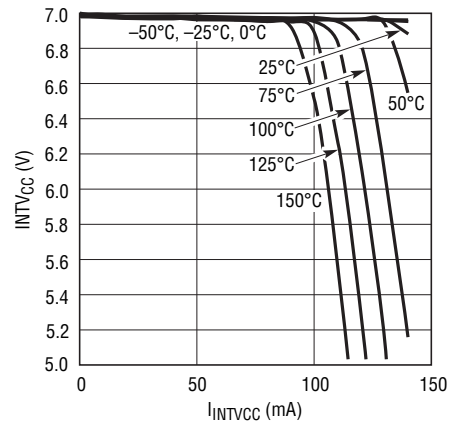
3783 G13

INTV_{CC} ラインレギュレーション



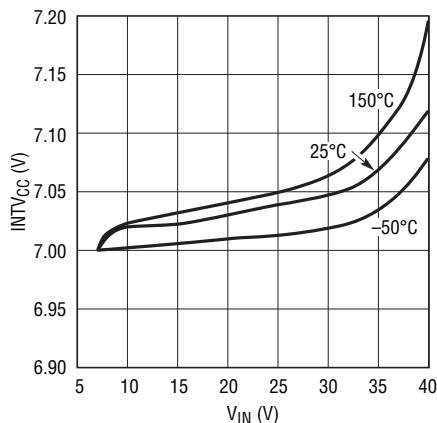
3783 G14

全温度範囲の INTV_{CC} ロードレギュレーション



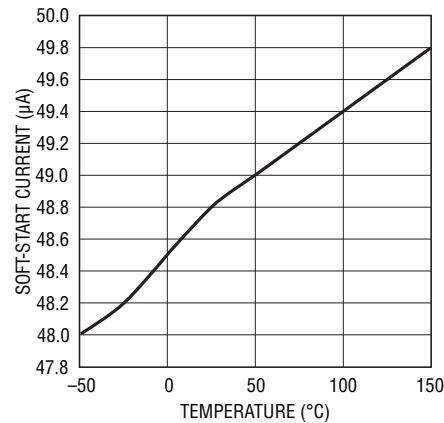
3783 G15

INTV_{CC} ラインレギュレーションと温度



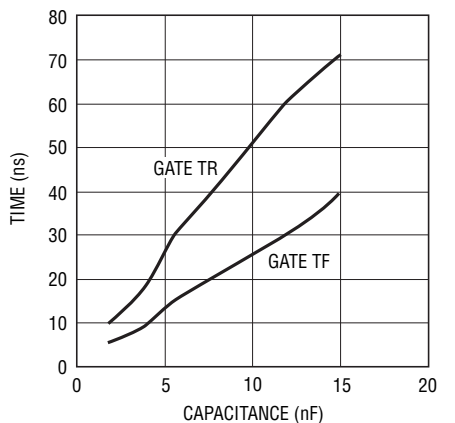
3783 G16

I_{SS} ソフトスタート電流と温度



3783 G17

ゲートの立上り/立下り時間と容量



3783 G18

3783fb

ピン機能

FBN (ピン1) : 誤差アンプの反転入力/負電流検出ピン。電圧モード ($V_{FBP} \leq V_{VREF}$) では、このピンは、出力電圧安定化のために V_{OUT} 両端の外付け抵抗分割器からの、または出力電流安定化のために負荷の下の接地されたセンス抵抗からの帰還電圧を検出します。定電流/定電圧モード ($V_{FBP} > 2.5V$) では、このピンを電流安定化抵抗の負側に接続します。このピンの安定化状態の公称電圧は、 V_{FBP} の電圧によって設定される動作モード (電圧または定電流/定電圧) に依存して、 $V_{ILIM} = 1.23V$ のとき V_{FBP} または ($V_{FBP} - 100mV$) です。

FBP (ピン2) : 誤差アンプの非反転入力/正電流検出ピン。このピンの電圧により、制御ループの帰還モード (電圧または定電流/定電圧) が決まります。そのスレッシュホールドは約 $2V$ です。電圧モード ($V_{FBP} \leq V_{VREF}$) では、このピンが望みの電圧を表し、制御ループがこの電圧に FBN を従わせます。定電流/定電圧モード ($V_{FBP} > 2.5V$) では、このピンを負荷電流検出抵抗の正側に接続します。このピンの受け入れ可能な入力範囲は $0V \sim 1.23V$ (電圧モード) および $2.5V \sim 36V$ (定電流/定電圧モード) です。

ILIM (ピン3) : 電流制限ピン。定電流モードのレギュレーション (つまり、 $V_{FBP} > 2.5V$ のとき) の電流センス抵抗のオフセット電圧 ($V_{FBP} - V_{FBN}$) を設定します。オフセット電圧は $V_{ILIM} = 1.23V$ のとき $100mV$ で、 V_{ILIM} に比例して減少します。このピンの公称電圧範囲は $0.1V \sim 1.23V$ です。

VREF (ピン4) : リファレンス電圧ピン。内部バンドギャップ電圧のバッファ付きバージョンを与えます。直接または減衰させて FBP に接続することができます。このピンの公称電圧は $1.23V$ です。このピンは決してコンデンサを使って GND にバイパスしないでください。代わりに、ノイズの大きなシステムではピンのインピーダンスを下げるため $10k$ 抵抗を GND に接続します。

FREQ (ピン5) : FREQ ピンからグランドに接続した抵抗によってデバイスの動作周波数がプログラムされます。FREQ ピンの公称電圧は $0.615V$ です。

SYNC (ピン6) : この入力により、動作周波数を外部クロックに同期させることができます。 $100k$ プルダウン抵抗が内蔵されています。

PWMIN (ピン7) : PWM ゲート・ドライバ入力。内蔵 $100k$ プルアップ抵抗。PWMIN が “L” のとき、PWMOUT は “L” で、GATE はスイッチングを停止し、外部 I_{TH} ネットワークは切り離され、 I_{TH} の状態が保存されます。

PWMOUT (ピン8) : PWM ゲート・ドライバ出力。定電流調光 (LED 負荷) または出力切断 (昇圧電源) に使います。

GATE (ピン9) : 昇圧コンバータ用メイン・ゲート・ドライバ出力。

INTVCC (ピン10) : 内部の $7V$ レギュレータの出力。メイン・ドライバ、PWM ゲート・ドライバおよび制御回路はこの電圧から電力を供給されます。少なくとも $4.7\mu F$ の低 ESR セラミック・コンデンサを使って、このピンをデバイスのグランドにローカルにデカップリングします。

VIN (ピン11) : 主電源ピン。近くでグランドにデカップリングする必要があります。

SENSE (ピン12) : 制御ループの電流センス入力です。 $V_{SENSE} \leq 36V$ の場合、このピンは V_{DS} の検出と最高の効率を得るためメイン・パワー MOSFET のドレインに接続します。代わりに、SENSE ピンをメイン・パワー MOSFET のソースの抵抗に接続することもできます。両方の検出方法で、内部の先行エッジのブランキングがおこなわれます。

SS (ピン13) : ソフトスタート・ピン。RUN によってイネーブルされ、リセットされる $50\mu A$ のプルアップ電流を供給します。この電流はオプションで外付けコンデンサを充電します。この電圧ランプはメイン MOSFET を介して対応する電流制限ランプに変換されます。

OV/FB (ピン14) : 過電圧ピン/電圧帰還ピン。電圧モード ($V_{FBP} \leq V_{VREF}$) では、(抵抗ネットワークを通して V_{OUT} に接続された) この入力、過電圧状態を防ぐために GATE スwitch がディスエーブルされる出力電圧を設定します。OV ピンの公称スレッシュホールド電圧は $20mV$ のヒステリシスをもった $1.32V$ ($V_{VREF} + 7\%$) です。電流/電圧モード ($V_{FBP} > 2.5V$) では、ループが負荷電流を安定化していないとすれば (たとえば、 $I_{LIM} = 1.23V$ に対して $[V_{FBP} - V_{FBN}] < 100mV$)、このピンは抵抗分割器を介して V_{OUT} を検出し、ピン電圧が $V_{VREF} = 1.23V$ に接近するようにループを電圧レギュレーション状態にします。

LTC3783

ピン機能

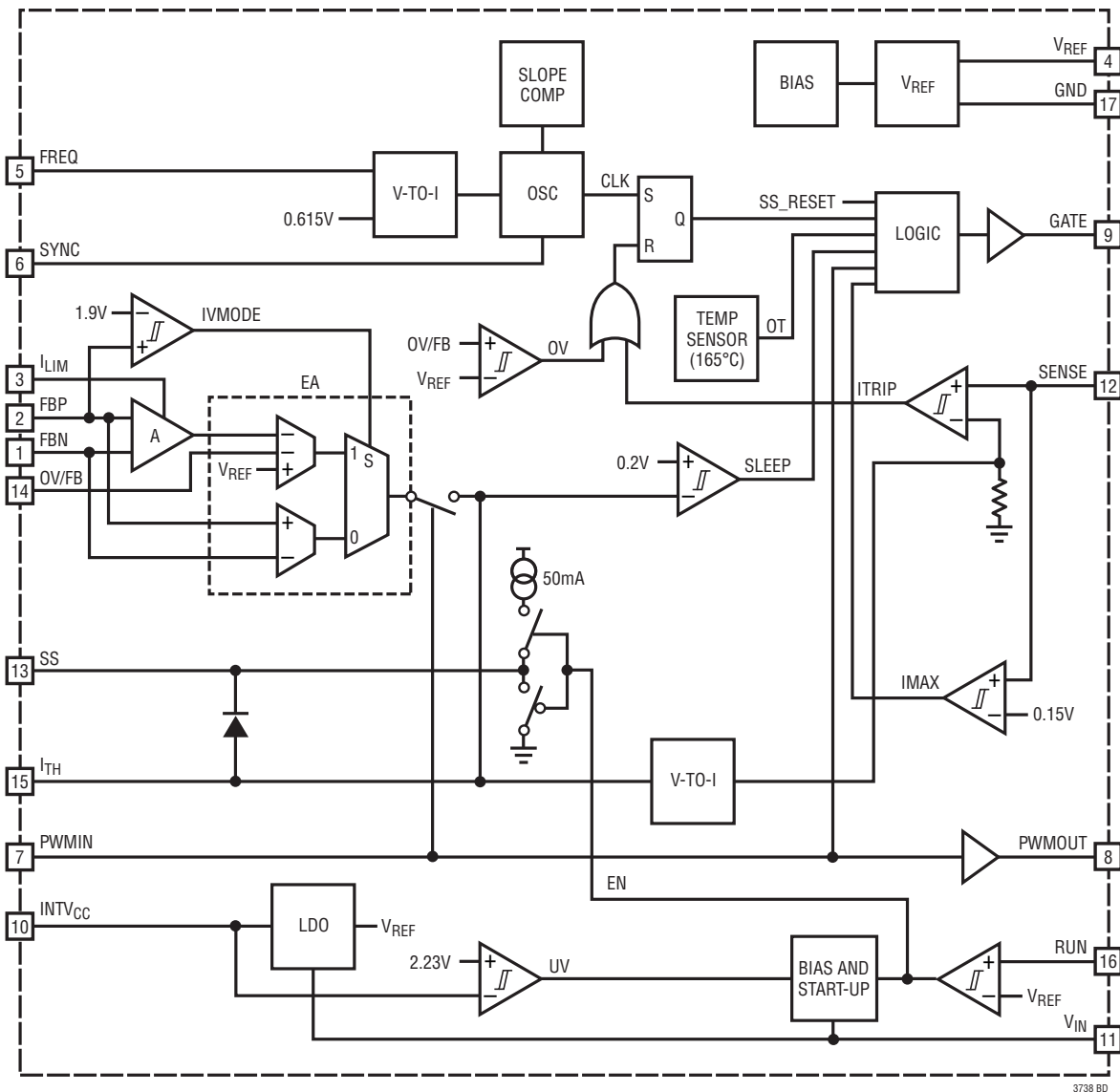
I_{TH} (ピン15) : 誤差アンプの出力/補償ピン。電流コンパレータの入力スレッシュホールドはこの制御電圧とともに増加します。この制御電圧は g_m 型の誤差アンプの出力です。このピンの公称電圧範囲は 0V ~ 1.40V です。

RUN (ピン16) : ユーザーは RUN ピンを使って正確に入力電圧を検出し、コンバータの起動スレッシュホールドをプログラムすることができます。RUN ピンの立下りスレッシュホールドは公称

1.248V で、コンパレータにはノイズ耐性のため 100mV のヒステリシスをもたせてあります。RUN ピンが接地されると、デバイスはシャットダウンし、 V_{IN} 電源電流は低い値 (標準 20 μ A) に保たれます。

露出パッド (ピン17) : グランド・ピン。電気的接続と定格熱性能を与えるため、PCB のグランドに半田付けします。

ブロック図



動作

メイン制御ループ

LTC3783は、PWM LEDだけでなく、DC/DC昇圧、SEPICおよびフライバックのコンバータ・アプリケーションにも使える、固定周波数、電流モード・コントローラです。定電流のLEDアプリケーションでは、LTC3783は独自のスイッチング方式により、特に広いPWM調光範囲を与えます。このスイッチング方式では、コンバータのスイッチングの数サイクル分ほどの短いPWMパルス幅が可能です。

$V_{FBP} \leq 1.23V$ で定義される電圧帰還回路の動作については、デバイスのブロック図とこのデータシートの表紙の「標準的応用例」を参照してください。PVMINが“H”の通常動作では、発振器がPWMラッチをセットするとパワーMOSFETがオンし(GATEは“H”になります)、ITRIP電流コンパレータがこのラッチをリセットするとオフします。 $(V_{FBP} - V_{FBN})$ で表される誤差電圧に基づいて、 I_{TH} ピンの誤差アンプの出力信号がITRIP電流コンパレータの入力スレッショルドを設定します。負荷電流が増加するとFBPの基準電圧に比べてFBN電圧が低下し、 I_{TH} ピンの電圧が上昇しますので、ITRIP電流コンパレータは高くなったピーク・インダクタ電流値でトリップします。したがって、平均インダクタ電流が負荷電流に等しくなるまで増加して、出力を安定化状態に保ちます。

PVMINが“L”になるとPWMOUTが“L”になり、 I_{TH} スイッチが開いてGATEのスイッチングがディスエーブルされます。PWMOUTが下がってGATEがディスエーブルされると、負荷電流が流れない状態で出力コンデンサ C_{OUT} が出力電圧を一定に保ちます。 I_{TH} スイッチを開くと I_{TH} コンデンサ C_{ITH} に正しい負荷電流値を保存します。その結果、PVMINが再度“H”になると、 I_{TH} と V_{OUT} は両方とも瞬時に適切なレベルになります。

電圧帰還動作では、過電圧コンパレータOVはOV/FBピンがリファレンス電圧を7%超すとそれを検出し、主RSラッチにリセット・パルスを与えます。このRSラッチはリセットによって支配されるので、出力過電圧状態が続いているあいだパワーMOSFETはアクティブにオフに保たれます。

$V_{FBP} > 2.5V$ で定義される定電流/定電圧レギュレーション動作については、デバイスのブロック図と図11を参照してください。ループ動作は電圧帰還に似ていますが、FBPとFBNはこの場合負荷と直列に接続されているセンス抵抗 R_L 両端の電圧を検出する点が異なります。 I_{TH} ピンはこの場合、望みの差動設定電圧からの誤差(0.123V~1.23Vの I_{LIM} 値の場合10mV~100mV)を表します。つまり、 $V_{LIM} = 1.23V$ の場合、 $V_{FBP} - V_{FBN} = 100mV$ になるようにループはレギュレーションをおこないます。 I_{LIM} の値が下がれば、比例してこの差も減衰します。PVMINは上述のように依然機能しますが、PWMOUT信号によって負荷電流を切り離すことができる場合にだけ適切に機能します。

定電流/定電圧動作ではOV/FBピンが電圧帰還ピンになりますので、上述の電流センス電圧に達しなければ、ループは $V_{OV/FB} = 1.23V$ になるようにレギュレーションをおこないます。このように、電圧と電流のどちらのパラメータでも最初に予め設定されたリミットに達した方をループは制御します。

LTC3783の公称動作周波数はFREQピンからグラウンドに接続した抵抗を使ってプログラムされ、20kHz~1MHzの範囲で制御することができます。さらに、内部発振器はSYNCピンに与えられた外部クロックに同期させることができ、その公称値の100%~130%の周波数にロックさせることができます。SYNCピンをオープンのままにすると、内部の100k抵抗によって“L”に引き下げられます。無負荷(または極端な軽負荷)では、レギュレーションの維持と過度の出力リップルの防止のためにコントローラはパルスをスキップします。

RUNピンにより、デバイスをイネーブルするかそれとも低電流シャットダウン状態にするかが制御されます。マイクロパワーの1.248VリファレンスとRUNコンパレータにより、ユーザーはデバイスがオンまたはオフする電源電圧をプログラムすることができます(RUNコンパレータはノイズ耐性のために100mVのヒステリシスを備えています)。RUNピンが1.248Vより低いとデバイスはオフし、入力電源電流は標準でわずか20 μA です。

動作

SSピンは外部コンデンサを充電するソフトスタート電流を供給します。RUNによってイネーブルされると、ソフトスタート電流は50 μ Aとなり、V_{SS}に正の電圧ランプが生じ、その値にI_{TH}が制限されますので、起動時の高いピーク電流を防ぎます。V_{SS}が1.23Vに達すると、最大I_{TH}範囲になります。

LTC3783を使うには、パワー MOSFET 両端の電圧降下を検出するか、または(このデータシートの表紙の「標準的応用例」に示されているように)パワー MOSFET のソースに接続された通常のシャント抵抗にSENSEピンを接続することができます。パワー MOSFET 両端の電圧を検出する方法を使うとコンバータの効率が上がり、部品点数が減りますが、出力電圧はこのピンの最大定格(36V)に制限されます。SENSEピンをパワー MOSFET のソースに接続された抵抗に接続すると、ユーザーは出力電圧を36Vよりはるかに大きい値にプログラムすることができ、他の部品のブレークダウン電圧によってだけ制限されます。

外部同期動作

外部クロック信号がチップの内部発振器よりも高い周波数でSYNCピンをドライブすると、内部発振器はそれに同期します。発振器の内部ロジック回路がSYNCピンの同期信号を検出すると、内部発振器のランプが途中で停止され、スロープ補償が約25%増加します。したがって、同期を必要とするアプリケーションでは、デバイスの公称動作周波数を外部クロック周波数の約80%にプログラムすることを推奨します。高すぎる(1.3f_{OSC}を超える)外部周波数に同期させようとすると、スロープ補償が不適切になり低調波発振(ジッタ)が生じる可能性があります。

図1に示されているように、外部クロック信号は少なくとも25nsのあいだ2Vを超す必要があり、最大デューティ・サイクルは80%にします。MOSFET のターンオンは外部クロック信号の立上りエッジに同期します。

動作周波数のプログラミング

動作周波数とインダクタ値の選択には効率と部品サイズのあいだのトレードオフが必要です。低周波数動作ではMOSFETとダイオードのスイッチング損失が減少して効率が改善されます。ただし、低周波数動作では与えられた負荷電流を得るのにインダクタンス値を大きくする必要があります。

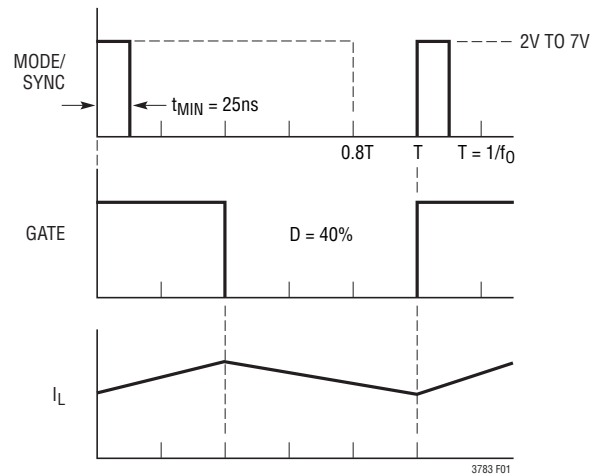


図1. 同期動作のMODE/SYNCクロック入力とスイッチング波形

LTC3783には固定周波数アーキテクチャが使われており、このデータシートの表紙のアプリケーションに示されているように、FREQピンからグランドに接続した1個の抵抗を使って20kHz～1MHzの範囲でプログラム可能です。FREQピンの公称電圧は0.615Vで、FREQピンから流れ出す電流を使って内部発振器用コンデンサを充放電します。発振器周波数はR_T = 20kで300kHzにトリミング調整されています。与えられた動作周波数に対応するR_T値を選択するためのグラフを図2に示します。

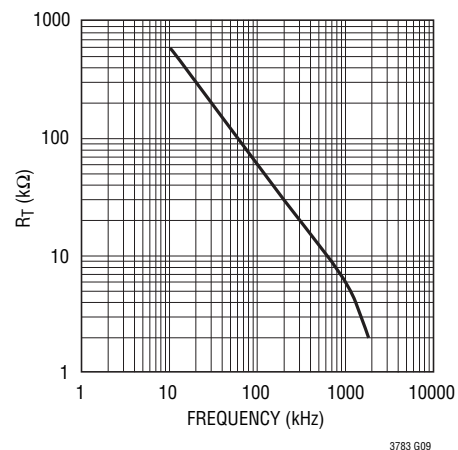


図2. タイミング抵抗(R_T)の値

動作

INTV_{CC}レギュレータのバイパスと動作

内部のPチャンネル低ドロップアウト電圧レギュレータは7Vを発生し、図3に示されているように、LTC3783内部のゲート・ドライバとロジック回路に電力を供給します。INTV_{CC}レギュレータは50mAまで供給することができ、最小4.7μFの低ESRコンデンサまたはセラミック・コンデンサを使って、デバイスに隣接させてグラウンドにバイパスする必要があります。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給するには十分なバイパスが必要です。

8V (INTV_{CC}の絶対最大定格は9V) を超えない入力電圧ではLTC3783の内部低ドロップアウト・レギュレータは余分なので、INTV_{CC}ピンをV_{IN}ピンに直接短絡することができます。ただし、INTV_{CC}ピンをV_{IN}に短絡すると、安定化されたINTV_{CC}電圧を設定する分割器には(シャットダウン・モードであっても)入力電源から15μAが流れます。シャットダウン・モードの入力電源電流を最小にする必要のあるアプリケーションでは、INTV_{CC}ピンをV_{IN}に接続しないでください。INTV_{CC}ピンがV_{IN}に短絡されているかどうかに関係なく、INTV_{CC}ピンとGNDピンに隣接させた4.7μFの低ESRセラミック・コンデンサを使ってドライバ回路をグラウンドにバイパスする必要が常にあります。

実際のアプリケーションでは、デバイスの電源電流のほとんどはパワー・MOSFETのゲート容量をドライブするのに使われます。その結果、大きなパワー・MOSFETが高周波数でドライブされる高入力電圧アプリケーションでは、LTC3783の最大接合部温度定格を超えることがあります。接合部温度は以下の式を使って推算することができます。

$$I_{Q(TOT)} = I_Q + f \cdot Q_G$$

$$P_{IC} = V_{IN} \cdot (I_Q + f \cdot Q_G)$$

$$T_J = T_A + P_{IC} \cdot \theta_{JA}$$

全消費電流I_{Q(TOT)}は静的電源電流(I_Q)とパワー・MOSFETのゲートの充放電に必要な電流で構成されています。16ピンFEパッケージの熱抵抗はθ_{JA} = 38°C/W、DHDパッケージの熱抵抗はθ_{JA} = 43°C/Wです。

一例として、V_{IN} = 12V、V_{OUT} = 25V、I_{OUT} = 1Aの電源について考察します。スイッチング周波数は300kHzで、最高周囲温度は70°Cです。選択したパワー・MOSFETはSi7884DPで、その最大R_{DS(ON)}は(室温で)10mΩ、最大全ゲート電荷は35nCです(ゲート電荷の温度係数は低い)。

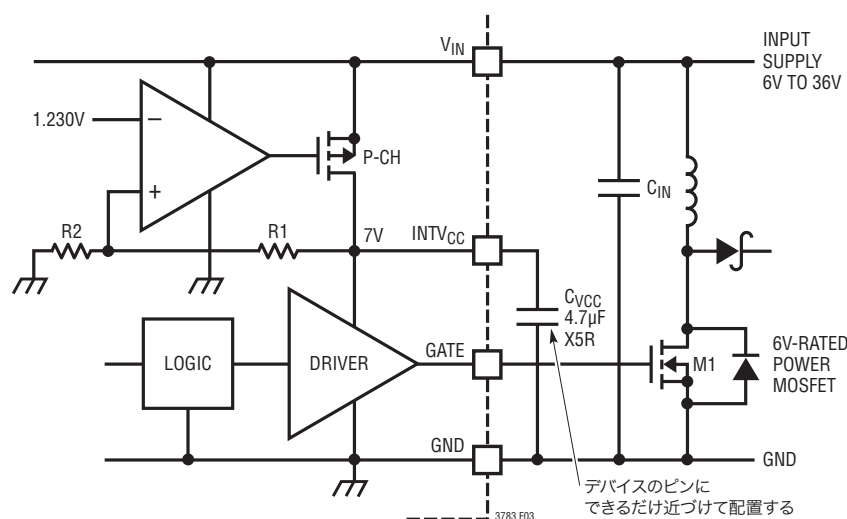


図3. LDOレギュレータとゲート・ドライバ電源のバイパス

動作

$$I_{Q(TOT)} = 1.2\text{mA} + 35\text{nC} \cdot 300\text{kHz} = 12\text{mA}$$

$$P_{IC} = 12\text{V} \cdot 12\text{mA} = 144\text{mW}$$

$$T_J = 70^\circ\text{C} + 110^\circ\text{C/W} \cdot 144\text{mW} = 86^\circ\text{C}$$

このことから、デバイスの静的消費電流に比べてゲート充電電流がどんなに大きくなりうるかが分かります。

最大接合部温度を超えないようにするには、高い V_{IN} での連続モード動作時の入力供給電流をチェックする必要があります。デバイスの接合部温度を安全なレベルに保つには、動作周波数とパワー MOSFET のサイズのあいだのトレードオフが必要です。ただし、動作周波数を下げる前に、パワー MOSFET の製造元に問い合わせて、低 Q_G 、低 $R_{DS(ON)}$ の最新のデバイスを確認してください。パワー MOSFET の製造技術は絶えず改良されており、性能の向上した新しいデバイスがほとんど毎月発表されています。

出力電圧のプログラミング

定電圧モードでは、出力電圧を安定化するために、出力電圧は次式にしたがって抵抗分割器によって設定されます。

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

ただし、 $0 \leq V_{FBP} \leq 1.23\text{V}$ です。図4に示されているように、外部抵抗分割器が出力に接続されているので、電圧のリモート検出が可能です。通常動作時にFBNピンから流れ出す500nAの入力バイアス電流によって生じる誤差が1%未満になるように抵抗R1とR2は通常選択されます(これは $V_{FBP} = 1.23\text{V}$ で約25kのR1の最大値に相当します)。もっと低いFBP電圧では、それに従ってR1を小さくして精度を保ちます。たとえば、 $V_{FBP} = 100\text{mV}$ のとき1%の精度を得るには $R1 < 2\text{k}$ にします。もっと低い抵抗を使えば精度をさらに上げることができますが、電力消費が増加し、軽負荷での効率が低下します。

V_{FBP} に抵抗分割器を使う場合、同様に分析できます。

$$V_{FBP} = V_{REF} \cdot \frac{R3}{R3+R4}$$

ここで、R3には同様に500nAのバイアス電流が流れます。

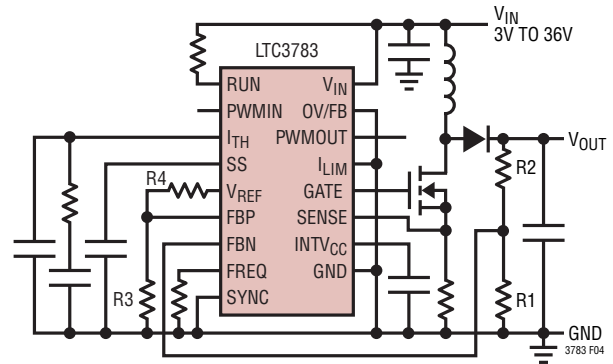


図4. LTC3783の昇圧アプリケーション

RUNピンを使ったターンオンとターンオフのスレッシュホールドのプログラミング

図5に示されているように、デバイスがシャットダウンしているときでもアクティブ状態に保たれる、独立したマイクロパワー電圧リファレンスとコンパレータ検出回路がLTC3783には備わっています。このため、ユーザーはコンバータがオン/オフをおこなう入力電圧を正確にプログラムすることができます。RUNピンの立下りスレッシュホールド電圧は1.248Vの内部リファレンス電圧に等しくなります。コンパレータにはノイズ耐性を上げるために100mVのヒステリシスがあります。

ターンオンとターンオフの入力電圧スレッシュホールドは以下の式にしたがって抵抗分割器を使ってプログラムされます。

$$V_{IN(OFF)} = 1.248\text{V} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

$$V_{IN(ON)} = 1.348\text{V} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

抵抗R1は通常1Mより小さいものを選択します。

動作

RUNピンをロジック入力としてだけ使用するアプリケーションでは、このピンの絶対最大定格が7Vであることに注意する必要があります。図5cに示されているように、「常時オン」動作では、RUNピンを外部の1M抵抗を介して入力電圧に接続することができます。

ソフトスタート・コンデンサの選択

ソフトスタートを適切におこなうには、十分大きなソフトスタート・コンデンサ(C_{SS})をLTC3783のSSピンに接続します。ソフトスタート・コンデンサの最小サイズは出力電流、コンデンサのサイズおよび負荷電流に基づいて推算することができます。さらに、PWM動作によりSSコンデンサの実効値が調光比だけ減少します。

$$C_{SS(MIN)} > \frac{2 \cdot \text{dimming ratio} \cdot 50\mu\text{A} \cdot C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot R_{DS(ON)/SENSE}}{150\text{mV} \cdot 1.2\text{V}}$$

ここで、50%のリプル電流が仮定されており、R_{DS(ON)/SENSE}はスイッチングMOSFETのR_{DS(ON)}またはR_{SENSE}のうち、SENSEピンに使われている方を表します。図6に示されているように、調光比は1/D_{PWM}によって表されます。

アプリケーション回路

LTC3783を使った基本的なPWM調光のLEDアプリケーションがこのデータシートの最初のページに示されています。

動作周波数とPWM調光比

PWM調光アプリケーションの適切な動作に必要な最小動作周波数(f_{OSC})は、最小PWM周波数(f_{PWM})、調光比1/D_{PWM}、およびN(PWMサイクルあたりのf_{OSC}のサイクル数)に依存します。

$$f_{OSC} > \frac{N \cdot f_{PWM}}{D_{PWM}}$$

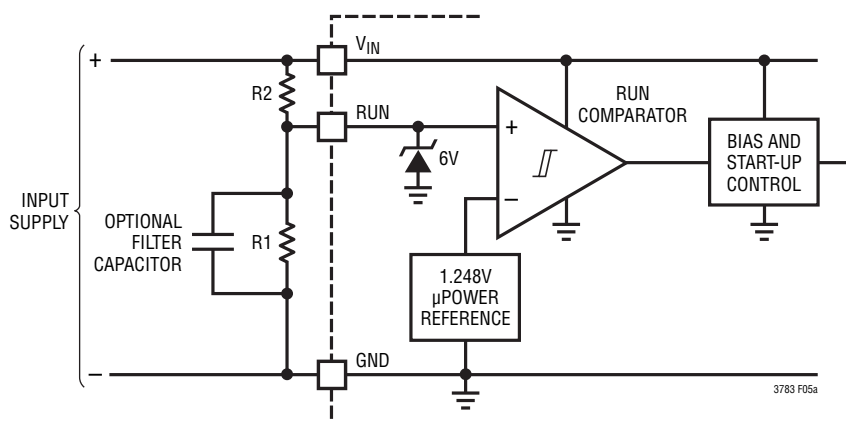


図5a. RUNピンを使ったターンオンとターンオフのスレッシュホールドのプログラミング

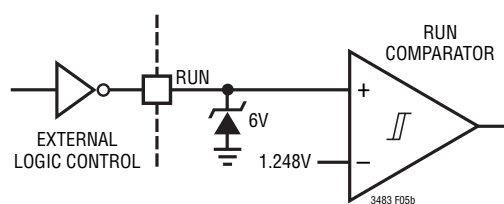


図5b. 外部ロジックを使ったオン/オフ制御

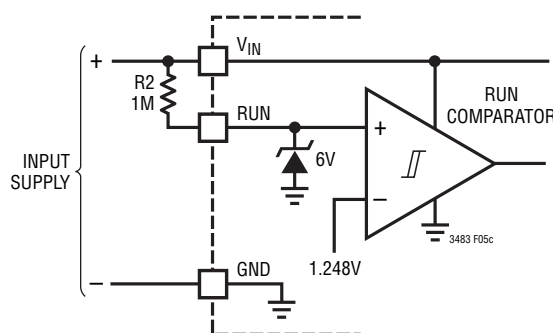


図5c. 「常時オン」動作のためのRUNピンに接続した外部プルアップ抵抗

動作

これらの多様な量の相互関係を図6に示します。

目に見えるちらつきを避けるには、一般に、 f_{PWM} を120Hzより大きくします。不連続動作に近いインダクタとコンデンサのサイズを仮定すると、適切なPWM動作には $2f_{OSC}$ サイクルで十分です。したがって、1MHzの最大定格 f_{OSC} 内では、 $1/D_{PWM} = 3000$ の調光比が可能です。

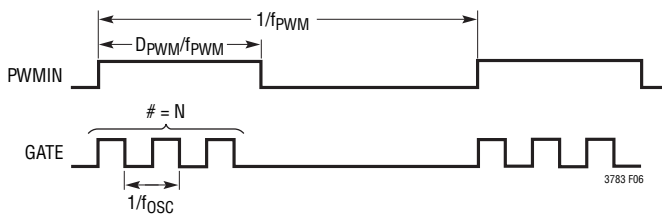


図6. PWM調光パラメータ

昇圧コンバータ: デューティ・サイクルの検討事項

連続導通モード (CCM) で動作している昇圧コンバータでは、主スイッチのデューティ・サイクルが次のようになります。

$$D = \frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{V_{OUT} + V_D}$$

ここで、 V_D はブースト・ダイオードの順方向電圧です。入力電圧が出力電圧に近いコンバータではデューティ・サイクルが低くなり、低い入力電圧から高い出力電圧を発生するコンバータではデューティ・サイクルが高くなります。CCMで動作している昇圧コンバータの最大出力電圧は次のようになります。

$$V_{OUT(MAX)} = \frac{V_{IN(MIN)}}{1 - D_{MAX}} - V_D$$

LTC3783の最大デューティ・サイクル能力は標準90%です。これにより、低い入力電源電圧から高い出力電圧を得ることができます。

昇圧コンバータ: ピーク入力電流と平均入力電流

LTC3783の制御回路は入力電流を(パワーMOSFETの $R_{DS(ON)}$ を使うか、あるいはMOSFETのソースに接続したセンス抵抗を使って)測定するので、パワーMOSFETを適切に制御するには出力電流を入力に反映させる必要があります。出力電力は理想的には入力電力に等しいという事実に基づいて、最大平均入力電流は次のようになります。

$$I_{IN(MAX)} = \frac{I_{OUT(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

ピーク入力電流は次のようになります。

$$I_{IN(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{OUT(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

最大デューティ・サイクル(D_{MAX})は最小 V_{IN} で計算します。

昇圧コンバータ: リップル電流 ΔI_L と χ 係数

上式の定数 χ はインダクタ電流の最大値に対するインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流の比率を表しています。たとえば、30%のリップル電流を選ぶと $\chi = 0.3$ となり、ピーク電流は平均電流より15%大きくなります。

CCMで動作している電流モード昇圧レギュレータでは、50%を超すデューティ・サイクルの場合、低調波発振を避けるためにスロープ補償を追加する必要があります。LTC3783の場合、このランプ補償は内部でおこなわれます。ただし、ランプ補償の波形が内部で固定されていますので、インダクタ値と動作周波数に対していくらかの制限が加えられます。使用するインダクタが大きすぎると、(50%を超すデューティ・サイクルでは)電流ランプ(ΔI_L)が内部ランプ補償に比べて小さくなり、コンバータの動作は電圧モードに近づきます(ランプ補償により、電流ループの利得が減少します)。小さすぎるインダクタが使用されているが、コンバータは依然(臨界導通モードに近い)CCMで動作している場合、低調波発振を防ぐのに内部ランプ補償が適当でないことがあります。十分な電流モード利得を確保して低調波発振を防ぐには、インダクタのリップル電流を最大平均電流の20%~40%の範囲にすることを推奨します。たとえば、最大平均入力電流が1Aであれば、0.2A~0.4Aの ΔI_L と、それに対応して0.2~0.4の χ の値を選択します。

動作

昇圧コンバータ: インダクタの選択

動作入力電圧範囲が与えられ、動作周波数とインダクタのリップル電流を選んだら、次式を使ってインダクタの値を決めることができます。

$$L = \left(\frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_L \cdot f} \right) \cdot D_{MAX}$$

ここで:

$$\Delta I_L = \frac{\chi \cdot I_{OUT(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

ほとんどの昇圧コンバータは短絡保護されていないことに注意してください。出力が短絡された状態では、インダクタ電流を制限するのは入力電源の供給能力だけです。短絡保護された昇圧コンバータが必要なアプリケーションについては、SEPICコンバータを扱っているアプリケーション・セクションを参照してください。

インダクタの最小必要飽和電流はデューティ・サイクルと負荷電流の関数として次のように表すことができます。

$$I_{L(SAT)} > \left(1 + \frac{\chi}{2} \right) \cdot \frac{I_{OUT(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

インダクタの飽和電流定格は最小入力電圧(このときインダクタ電流が最大になります)および最大出力電流でチェックします。

昇圧コンバータ: 不連続モードでの動作

図7に示されているように、スイッチがオフしているとき負荷電流が十分低くてインダクタ電流が尽きると不連続モード動作になります。インダクタ電流がゼロに近くなると、スイッチの容量とダイオードの容量がインダクタンスと共振し、1MHz～10MHzの減衰するリングングを生じます。オフ時間が十分長いと、ドレイン電圧は入力電圧にセトリングします。

入力電圧とインダクタ内の残留エネルギーに依存して、このリングングはパワー MOSFET のドレインをグラウンドより下に下げることがあり、そこでボディ・ダイオードによってクランプされます。このリングングはデバイスに害を与えることはなく、EMI に対する大きな寄与は見られません。スナバを使って減衰しようとするとう効率が低下します。

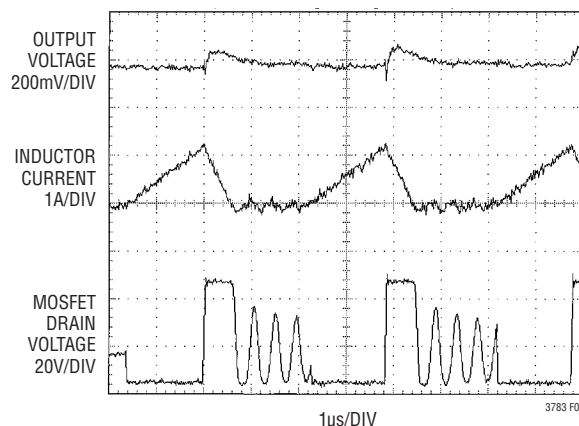


図7. 不連続モードの波形

昇圧コンバータ: パワー MOSFET の選択

LTC3783 ではパワー MOSFET は2つの目的に役立ちます。それは電力パスの主スイッチング素子として機能し、その $R_{DS(ON)}$ は制御ループの電流検出素子として機能することができます。パワー MOSFET の重要なパラメータは、ドレイン-ソース降伏電圧 BV_{DSS} 、スレッシュホールド電圧 $V_{GS(TH)}$ 、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ とゲート-ソース電圧、ゲート-ソース電荷とゲート-ドレイン電荷(それぞれ Q_{GS} と Q_{GD})、最大ドレイン電流 $I_{D(MAX)}$ および MOSFET の熱抵抗 θ_{JC} と θ_{JA} です。

ゲート・ドライブ電圧は7VのINTV_{CC}低ドロップアウト・レギュレータによって設定されます。したがって、ほとんどの高電圧LTC3783アプリケーションには6V定格のMOSFETが必要です。低入力電圧動作が予想される場合(たとえば、リチウムイオン・バッテリーや3.3Vロジック電源から電力を供給する場合)、サブロジック・レベルのMOSFETを使います。アプリケーションの実際の最大スイッチ電圧と比較して、MOSFETのBV_{DSS}仕様に十分注意を払ってください。多くのロジック・レベルのデバイスは30V以下に制限されており、レイアウトの寄生要素により、MOSFETのターンオフ時にスイッチ・ノードにリングングが生じることがあります。実際のPCボードを使い、過度のリングングが生じていないかMOSFETのスイッチング波形をドレイン端子とソース端子のあいだで直接チェックします。

動作

スイッチのオン時間のあいだ、IMAXコンパレータがパワーMOSFET両端の絶対最大電圧降下を(デューティ・サイクルに関係なく)公称150mVに制限します。したがって、ピーク・インダクタ電流は $150\text{mV}/R_{\text{DS(ON)}}$ に制限されます。最大負荷電流、デューティ・サイクル、およびパワーMOSFETの $R_{\text{DS(ON)}}$ の関係は次のようになります。

$$R_{\text{DS(ON)}} < 150\text{mV} \cdot \frac{1 - D_{\text{MAX}}}{\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{\text{OUT(MAX)}} \cdot \rho_T}$$

ρ_T の項はMOSFETの $R_{\text{DS(ON)}}$ の温度係数を表しており、標準で $0.4\%/^{\circ}\text{C}$ です。標準的パワーMOSFETの温度に対する正規化された $R_{\text{DS(ON)}}$ の変化を図8に示します。

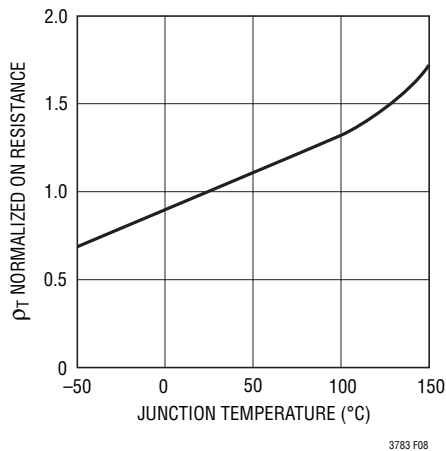


図8. 正規化した $R_{\text{DS(ON)}}$ と温度

使用するパワーMOSFETの別の選択方法として、与えられた $R_{\text{DS(ON)}}$ に対する最大出力電流をチェックします。なぜなら、MOSFETのオン抵抗は離散値で与えられるからです。

$$I_{\text{O(MAX)}} = 150\text{mV} \cdot \frac{1 - D_{\text{MAX}}}{\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot R_{\text{DS(ON)}} \cdot \rho_T}$$

$I_{\text{O(MAX)}}$ と $R_{\text{DS(ON)}}$ のあいだの $1 - D_{\text{MAX}}$ の関係により、入力範囲が広い昇圧コンバータでは、非常に広い範囲の最大入力電流と最大出力電流が生じることがあることに注意を払う必要があります。このことは、入力電源から引き出される最大電流を制限することと、(この状態は過度のノイズを生じることがあるので)150mV IMAXコンパレータがトリガするのを防ぐことが重要なアプリケーションでは考慮に入れる必要があります。

パワーMOSFETのスイッチング損失と導通損失および接合部温度の計算

パワーMOSFETの接合部温度を計算するには、デバイスによって消費される電力を知る必要があります。この電力消費はデューティ・サイクル、負荷電流、および($R_{\text{DS(ON)}}$ の正の温度係数による)接合部温度自体の関数です。そのため、十分正確な値を決めるには何回かの反復計算が通常必要です。コントローラはMOSFETをスイッチング素子としても検出素子としても使用するので、全動作条件(ライン電圧と温度)で、 $V_{\text{SENSE(MAX)}}$ の最悪条件の規定値と製造元のデータシートで規定されているMOSFETの $R_{\text{DS(ON)}}$ に対して、コンバータが必要な負荷電流を供給できるように注意する必要があります。

昇圧コンバータのMOSFETの消費する電力は次のとおりです。

$$P_{\text{FET}} = \left(\frac{I_{\text{OUT(MAX)}}}{1 - D_{\text{MAX}}}\right)^2 \cdot R_{\text{DS(ON)}} \cdot D_{\text{MAX}} \cdot \rho_T + k \cdot V_{\text{OUT}}^{1.85} \cdot \left(\frac{I_{\text{OUT(MAX)}}}{1 - D_{\text{MAX}}}\right) \cdot C_{\text{RSS}} \cdot f$$

上式の最初の項はデバイスの I^2R 損失を表し、2番目の項はスイッチング損失を表します。定数 $k = 1.7$ はゲート・ドライブ電流に反比例する経験的に得られる係数で、「1/電流」の次元をもっています。

動作

パワー MOSFET の消費する既知の電力から、次式を使って接合部温度を求めることができます。

$$T_J = T_A + P_{FET} \cdot \theta_{JA}$$

この式で使われている θ_{JA} にはデバイスの θ_{JC} およびケースから周囲温度までの熱抵抗 (θ_{CA}) が通常含まれます。次に T_J のこの値を反復計算に使用された元の仮定値と比べることができます。

昇圧コンバータ: 出力ダイオードの選択

効率を最大にするには、順方向の電圧降下が小さく、逆方向の漏れ電流の小さな高速スイッチング・ダイオードが最適です。昇圧コンバータの出力ダイオードはスイッチのオフ時間に電流を流します。ダイオードが耐えなければならないピーク逆電圧はレギュレータの出力電圧に等しくなります。通常動作の平均順方向電流は出力電流に等しく、ピーク電流はピーク・インダクタ電流に等しくなります。

$$I_{D(PEAK)} = I_{L(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{OUT(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

ダイオードの消費電力は次のとおりです。

$$P_D = I_{OUT(MAX)} \cdot V_D$$

ダイオードの接合部温度は次のとおりです。

$$T_J = T_A + P_D \cdot \theta_{JA}$$

この式で使われる θ_{JA} にはデバイスの θ_{JC} およびボードから筐体内の周囲温度までの熱抵抗が通常含まれます。

過度のリングングや消費電力の増加を防ぐため、ダイオードのリード長を短くし、スイッチ・ノードの適切なレイアウトを守ってください(「基板レイアウトのチェックリスト」を参照)。

昇圧コンバータ: 出力コンデンサの選択

与えられた出力リップル電圧に対する適切な部品を選択するとき、ESR (等価直列抵抗)、ESL (等価直列インダクタンス) およびバルク容量の寄与分について考慮する必要があります。標準的昇圧コンバータの場合の、これら3つのパラメータ (ESR、ESL およびバルクC) の出力電圧リップル波形に対する影響を図9に示します。

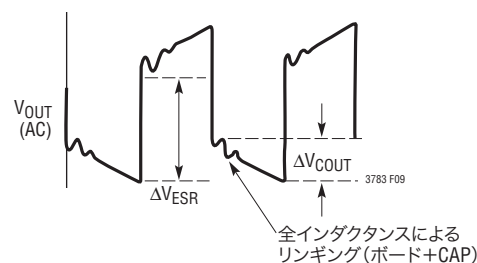


図9. 出力リップル電圧

部品の選択は、(出力電圧のパーセンテージで表した)最大許容リップル電圧と、このリップルをESRステップと充放電 ΔV のあいだでどのように分割するかを検討から始めます。簡単化するため、最大出力リップルとして2%を選択し、ESRステップと充放電 ΔV のあいだで等分します。この百分率リップルはアプリケーションの必要条件に依存して変化しますが、下に与えられた式は簡単に修正できます。

全リップル電圧に1%寄与する場合、出力コンデンサのESRは次式を使って決めることができます。

$$ESR_{COUT} < 0.01 \cdot \frac{V_{OUT}}{I_{IN(PEAK)}}$$

ここで、

$$I_{IN(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{OUT(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

バルクC部品も全リップルの1%に寄与しますが、この場合次のようになります。

$$C_{OUT} > \frac{I_{OUT(MAX)}}{0.01 \cdot V_{OUT} \cdot f}$$

動作

多くのデザインでは、ESRとバルクCの両方の必要条件を満たすコンデンサの種類を1つ選択することができます。ただし、要求の厳しいアプリケーションでは、2種類以上のコンデンサを並列に接続してリップル電圧を大きく改善することができます。たとえば、低ESRのセラミック・コンデンサを使うとESRステップを最小に押さえることができます。他方、電解コンデンサを使って必要なバルクCを得ることができます。

出力コンデンサのESRとバルク容量が決まったら、全体のリップル電圧の波形を専用のPCボード上で検証します(部品の配置の詳細については、「基板のレイアウト」のセクションを参照)。ラボのブレッドボードは一般に(部品相互の配線による)過度の直列インダクタンスの影響を受け、これらの寄生要素により、スイッチング波形が適切にデザインされたPCボードの場合よりもはるかに悪く見えることがあります。

昇圧レギュレータの出力コンデンサには高いRMSリップル電流が流れます。出力コンデンサのRMSリップル電流は次のとおりです。

$$I_{\text{RMS(COUT)}}; I_{\text{OUT(MAX)}} \cdot \sqrt{\frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN(MIN)}}}{V_{\text{IN(MIN)}}}}$$

多くの場合、コンデンサ製造業者の規定するリップル電流定格はわずか2000時間の寿命時間に基づいていることに注意してください。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ことを推奨します。サイズまたは高さの設計条件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続することもできます。

昇圧コンバータ: 入力コンデンサの選択

インダクタが入力に直列に接続されており、したがって入力電流波形は連続なので、昇圧コンバータの入力コンデンサは出力コンデンサほど条件が厳しくありません(図10を参照)。入力電圧源のインピーダンスにより入力コンデンサの容量が決まります。この容量は標準で10 μ F~100 μ Fの範囲です。出力コンデンサの場合ほど条件が厳しくはありませんが、低ESRのコンデンサを推奨します。

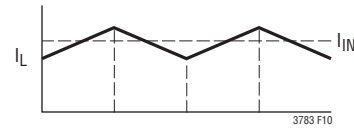


図10. インダクタ電流と入力電流

昇圧コンバータの入力コンデンサのRMSリップル電流は次のとおりです。

$$I_{\text{RMS(CIN)}}; 0.3 \cdot \frac{V_{\text{IN(MIN)}}}{L \cdot f} \cdot D_{\text{MAX}}$$

バッテリーが突如コンバータの入力に接続されると入力コンデンサには非常に高いサージ電流が生じることがあり、このような条件では固体タンタル・コンデンサは破壊されてしまう可能性があることに注意してください。サージテストされたコンデンサを必ず指定してください。

昇圧コンバータの設計例

ここに与えられている設計例は図1に示されている回路のものです。入力電圧は12V、出力は0.7Aの最大負荷電流(ピークは1A)で25Vです。

1. デューティ・サイクルは次のとおりです。

$$D = \frac{V_{\text{OUT}} + V_D - V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}} + V_D} = \frac{25 + 0.4 - 12}{25 + 0.4} = 53\%$$

2. 動作周波数はPWM調光範囲を最大にするため1MHzになるように選択されています。図2から、FREQピンからグラウンドに接続する抵抗は6kです。

3. 最大負荷電流の40%のインダクタ・リップル電流が選択されているので、(最小飽和電流でもある)ピーク入力電流は次のようになります。

$$I_{\text{IN(PEAK)}} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{\text{OUT(MAX)}}}{1 - D_{\text{MAX}}} = 1.2 \cdot \frac{0.7}{1 - 0.53} = 1.8\text{A}$$

インダクタのリップル電流は次のとおりです。

$$\Delta I_L = \chi \cdot \frac{I_{\text{OUT(MAX)}}}{1 - D_{\text{MAX}}} = 0.4 \cdot \frac{0.7}{1 - 0.53} = 0.6\text{A}$$

動作

したがって、インダクタの値は次のとおりです。

$$L = \frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_L \cdot f} \cdot D_{MAX} = \frac{12V}{0.6A \cdot 1MHz} \cdot 0.53 = 11\mu H$$

4. R_{SENSE} は次のようにします。

$$R_{SENSE} = \frac{0.5 \cdot V_{SENSE(MAX)}}{I_{IN(PEAK)}} = \frac{0.5 \cdot 150mV}{1.8A} = 42m\Omega$$

5. このデザインに使うダイオードは0.7Aの最大DC出力電流を扱える必要があり、 V_{OUT} の最小逆電圧、または25Vに定格が規定されている必要があります。Zetexの1A、40Vのダイオードをその仕様に基づいて(特に高温での漏れ電流が小さいので)選択しました。この特性は調光範囲を維持するのに重要です。

6. 電圧と容量値が許せば、出力コンデンサは通常何個かの低ESRセラミック・コンデンサの組合せで構成されます。1% (つまり250mV)の最大出力リップル電圧に基づいて、バルクCは次の値より大きくなければなりません。

$$C_{OUT} > \frac{I_{OUT(MAX)}}{0.01 \cdot V_{OUT} \cdot f} = \frac{0.7A}{0.01 \cdot 25V \cdot 1MHz} = 3\mu F$$

このコンデンサのRMSリップル電流定格は次の値を超す必要があります。

$$I_{RMS(COUT)} = I_{OUT(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{V_{OUT} - V_{IN(MIN)}}{V_{IN(MIN)}}}$$

$$= 0.7A \cdot \sqrt{\frac{25V - 12V}{12V}} = 0.7A$$

容量値とリップル電流に基づき、物理的サイズを考慮すると、表面実装型セラミック・コンデンサが最適です。TDKの4.7 μ FのC5750X7R1H475Mは小型パッケージで全ての必要条件を満たします。

7. ソフトスタート・コンデンサは次のようにします。

$$C_{SS(MIN)} > \frac{2 \cdot \text{dimming ratio} \cdot 50\mu A \cdot C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot R_{DS(ON)}/SENSE}{150mV \cdot 1.2V}$$

$$> \frac{2 \cdot 3000 \cdot 50\mu A \cdot 4.7\mu F \cdot 25V \cdot 42m\Omega}{150mV \cdot 1.2V} = 8\mu F$$

8. 昇圧コンバータ用の入力コンデンサの選択は、ソース電源のインピーダンスとコンバータが安全に許容できる入力リップルの大きさに依存します。この特定の設計とラボの測定環境では、20 μ Fが十分満足のいくものであることが分かりました。

PCボードのレイアウトのチェックリスト

1. スイッチング・ノイズを減らし、出力負荷レギュレーションを改善するため、LTC3783のGNDパッドは1)INTV_{CC}のデカップリング・コンデンサの負端子、2)出力デカップリング・コンデンサの負端子、3)センス抵抗のボトム端子またはパワーMOSFETのソース、4)入力コンデンサの負端子、および5)露出パッド直下のグラウンド・プレーンへの少なくとも1個のビアに直接接続します。PCボードのトップ層のグラウンド・トレースはできるだけ幅を広く長さを短くして直列抵抗とインダクタンスを小さくします。

2. 多層PCボードのグラウンド・ループに注意してください。ボード上で中心となるグラウンド・ノードを1個維持するようにし、入力コンデンサを使って高出力電流の電源の過度の入力リップルを避けます。高DC電流用にグラウンド・プレーンを使う場合、小信号部品から離れた経路を選んでください。

3. C_{VCC} コンデンサはデバイスのパッケージのINTV_{CC}ピンとGNDピンにすぐ隣接して配置します。このコンデンサはdi/dtが高いMOSFETゲート・ドライブ電流を供給します。これにはESRとESLの小さな4.7 μ Fセラミック・コンデンサで十分です。

4. 出力コンデンサのボトム端子からパワーMOSFETを通り、ブースト・ダイオードを通り、再度出力コンデンサに戻るdi/dtが高いループはできるだけ小さくして誘導性リンギングを減らします。インダクタンスが大きすぎると、パワーMOSFETの電圧が増加し、出力のHFノイズが増加することがあります。出力ノイズを減らすため低ESRのセラミック・コンデンサを出力に使う場合、直列インダクタンスを最小に抑えるためこれらのコンデンサはブースト・ダイオードの近くに配置します。

動作

5. パワー MOSFET に加わる電圧をチェックします。それにはドレイン-ソース電圧をデバイスの端子両端で直接測定します (オシロスコープの1本のプローブのグラウンドをPCボードのソース・パッドに直接当てます)。誘導性リンギングに注意してください。これは MOSFET の最大電圧定格を超すことがあります。このリンギングを避けることができず、デバイスの最大定格を超えているなら、もっと電圧の高いデバイスを選択するか、あるいはアバランシェ耐量の保証されたパワー MOSFET を指定します。

6. 小信号部品は高周波数のスイッチング・ノードから離して配置します。すべての小信号部品はデバイスの一方の側に配置し、すべてのパワー部品は他の側に配置します。こうすれば、信号グラウンドに擬似ケルビン接続を使うことができ、 di/dt が高いゲート・ドライブ電流はデバイスのグラウンド・パッドから一方に (INTV_{CC} のデカップリング・コンデンサのボトム・プレートに向かって) 流れ出し、小信号電流は別の方向に流れます。

7. パワー MOSFET のソースにセンス抵抗を使う場合、SENSE ピンのトレースと高い周波数のスイッチング・ノードのあいだの容量を減らします。LTC3783 には約 160ns の内部先行エッジ・ブランキング時間が備わっており、これはほとんどのアプリケーションで十分です。

8. 最適ロード・レギュレーションと真のリモート検出のために、出力抵抗のトップは出力コンデンサのトップに独立に接続し (ケルビン接続)、 dV/dt が高いどのトレースからも離します。

高インピーダンスの FBN ノードを短くするため、分割器の抵抗は LTC3783 の近くに配置します。

9. 複数のスイッチング・パワー・コンバータが同じ入力電源に接続されているアプリケーションでは、LTC3783 の入力フィルタ・コンデンサが他のどのコンバータとも共有されていないことを確認してください。別のコンバータからの AC 入力電流により、大きな入力電圧リップルが生じ、これが LTC3783 の動作に干渉することがあります。LTC3783 の C_{IN} と実際のソース V_{IN} のあいだに数インチの PC トレースまたは配線 (L は約 100nH) があれば電流共有の問題を防ぐのに十分です。

V_{IN} への負荷のリターン: 単一インダクタの昇降圧アプリケーション

図 11 に示されているように、LTC3783 ではハイサイド電流検出モードを利用できるので、負荷電流が V_{IN} に戻され、したがって、入力電圧 V_{IN} よりも大きな、または小さな負荷電圧 (V_{OUT} - V_{IN}) を供給する昇圧コンバータにも LTC3783 は最適です。この構成では、入力電圧と出力電圧の完全なオーバーラップが可能ですが、不利な点として、負荷電流だけを精密に安定化でき、負荷電圧はそうできません。スイッチは V_{IN} + V_{LOAD} に等しい V_{DS(MAX)} に対して定格が規定されている必要があります。

この回路の設計は上述の昇圧コンバータの設計に似ており、手順はほぼ同じですが、この場合 V_{OUT} は (V_{IN} + V_{LOAD}) となり、それに従ってデューティ・サイクルと電圧を調節する必要があります。

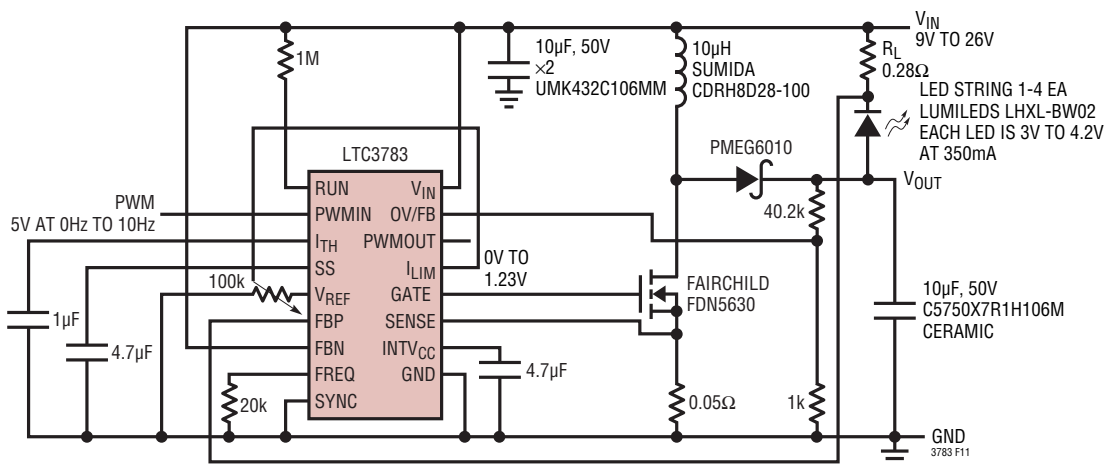


図 11. アナログ調光と低周波数 PWM 調光を備えた単一インダクタ昇降圧アプリケーション

動作

デジタルPWMIN入力またはアナログFBPピンによって調光することができる昇圧コンバータに似て、昇降圧コンバータはPWMINピンまたはアナログILIMピンによって調光することができます。この場合、オフセット電圧を調節し、ループは($V_{FBP} - V_{FBN}$)をこのオフセット電圧にドライブします。ただし、昇降圧の場合、PWMINが“L”のあいだ V_{OUT} レベルを保つための負荷スイッチがないので、調光比を昇圧コンバータの場合のように高くすることはできません。

降圧アプリケーションに使ったLTC3783

図12に示されているように、ハイサイド電流検出により、LTC3783は負荷電圧が常に V_{IN} より十分低いとき機能上の降圧コンバータを制御することもできます。この方式では、インダクタへの入力電圧は負荷電圧によって下げられます。昇圧コンバータにはこの場合 $V_{IN}' = V_{IN} - V_{LOAD}$ が与えられます。つまり、コントローラはこの場合($V_{IN} - V_{LOAD}$)から V_{IN} に昇圧することになります。

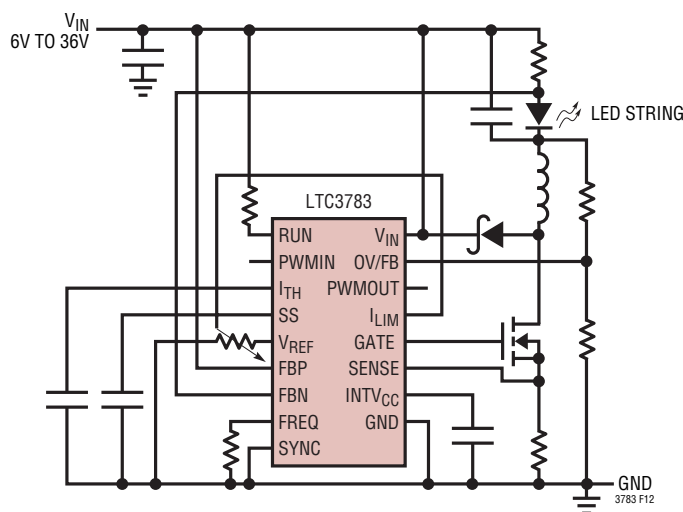
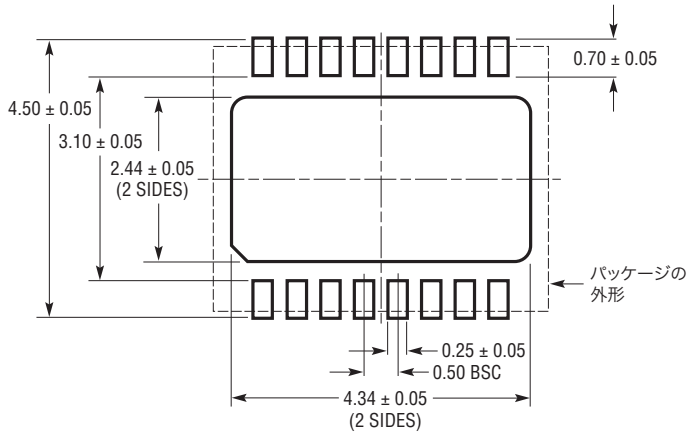


図12. LED用降圧アプリケーション

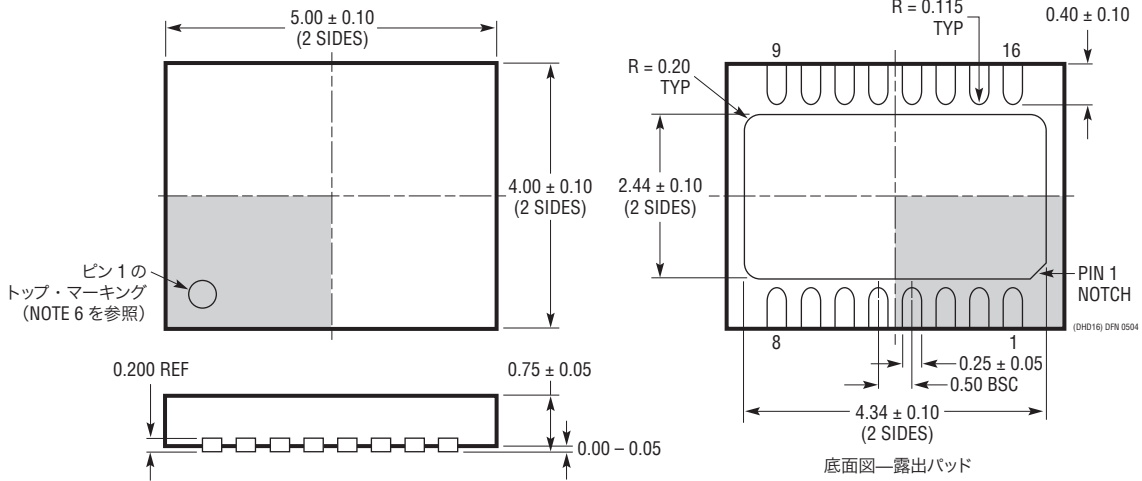
パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/> をご覧ください。

DHD パッケージ 16ピン・プラスチック DFN (5mm×4mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1707)



推奨する半田パッドのピッチと寸法



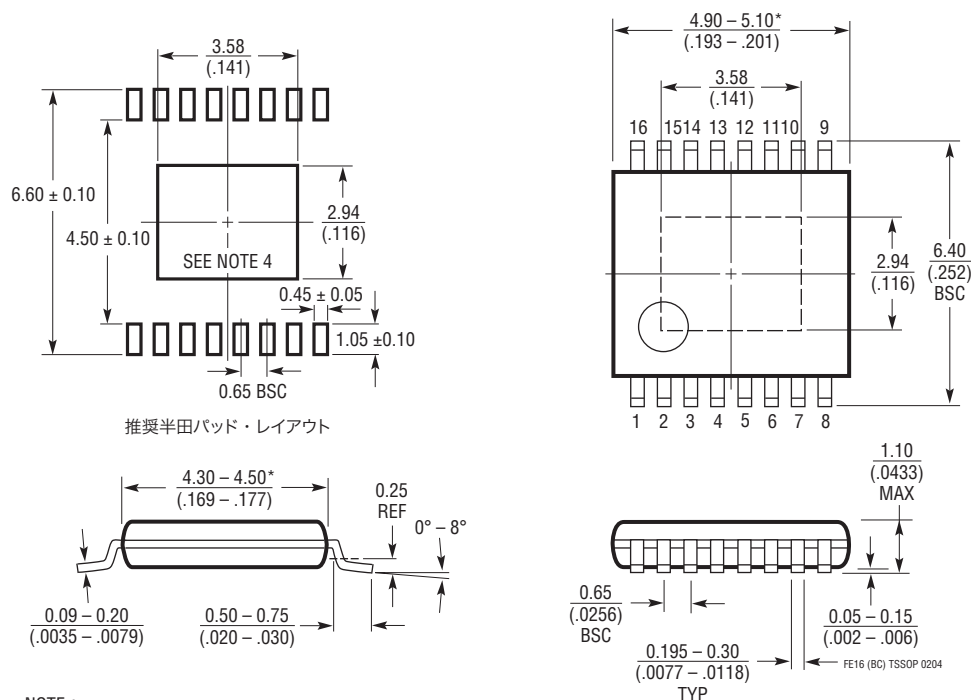
NOTE :

1. 図は JEDEC パッケージ・アウトライン MO-229 のバージョンのバリエーション (WJGD-2) として提案。
2. 図は実寸とは異なる
3. すべての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは (もしあれば) 各サイドで 0.15mm を超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン 1 の位置の参考に過ぎない

パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/> をご覧ください。

FE パッケージ
16ピン・プラスチックTSSOP (4.4mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1663)
露出パッドのバリエーション BC



推奨半田パッド・レイアウト

NOTE :

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

- 露出パッド接着のための推奨最小 PCB メタルサイズ

* 寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは各サイドで 0.150mm ($0.006''$) を超えないこと

LTC3783

関連製品

製品番号	説明	注釈
LT®1618	モノリシック1.4MHz昇圧レギュレータ	定電流/定電圧、1Aスイッチ
LTC1871	昇圧、フライバック、SEPICコントローラ	No R _{SENSE} 、2.5V ≤ V _{IN} ≤ 36V、92% デューティ・サイクル
LT3477	レール・トゥ・レール電流センス付き3A DC/DC LEDドライバ	2.5V ≤ V _{IN} ≤ 25V: 降圧、昇降圧、昇圧の各トポロジー
LTC3780	高電力昇降圧コントローラ	4スイッチ、4V ≤ V _{IN} ≤ 36V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ 30V
LTC3782	2フェーズ昇圧コントローラ	高電力、6V ≤ V _{IN} ≤ 40V、150kHz ~ 500kHz
LTC3827/LTC3827-1	低I _Q 電流デュアル・コントローラ	2フェーズ、80μA I _Q 、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ 10V、4V ≤ V _{IN} ≤ 36V
LTC4002	スタンドアローン2Aリチウムイオン・バッテリー・チャージャ	1セルおよび2セル、4.7V ≤ V _{IN} ≤ 22V、3時間タイマ