

## 特長

- 単一インダクタ・アーキテクチャにより、出力電圧を下回る、上回る、または等しい入力電圧での動作が可能
- 入力/出力電圧範囲: 2.7V~10V
- 効率: 最大96%
- 出力電流: 最大10A
- すべてNチャネルのMOSFET、No R<sub>SENSE</sub><sup>™</sup>
- シャットダウン時に真に出力を切断
- 電流制限およびソフトスタートを設定可能
- オプションの短絡シャットダウン・タイマ
- 出力の過電圧および低電圧保護
- 設定可能な周波数: 100kHz~1MHz
- 選択可能なBurst Mode<sup>®</sup>動作
- 24ピン (4mm×4mm) 露出パッド付きQFNパッケージ

## アプリケーション

- パームトップ・コンピュータ
- ハンドヘルド計測器
- ワイヤレス・モデム
- 携帯電話

## 概要

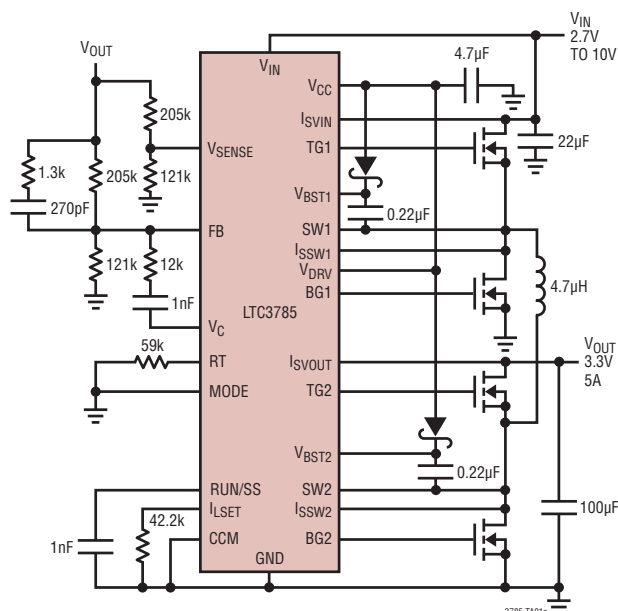
LTC<sup>®</sup>3785は、出力電圧を上回るまたは下回る入力電圧でも、また出力電圧と等しい入力電圧でもすべてNチャネルのパワーMOSFETをドライブする高電力同期整流式昇降圧コントローラです。LTC3785は入力電圧範囲が2.7V~10Vなので、様々な1セルまたは2セルのリチウムイオン・バッテリーや複数セルのアルカリ/NiMHバッテリーのアプリケーションに適しています。

動作周波数は100kHz~1MHzに設定することができます。ソフトスタート時間と電流制限も設定できます。ソフトスタート・コンデンサは、設定されたオフ時間が経過した後にデバイスをラッチオフまたはリサイクルするように設定できるフォールト・タイムマとしても使用できます。Burst Mode動作はユーザーによって制御され、MODEピンを“H”にドライブすることによりイネーブルできます。

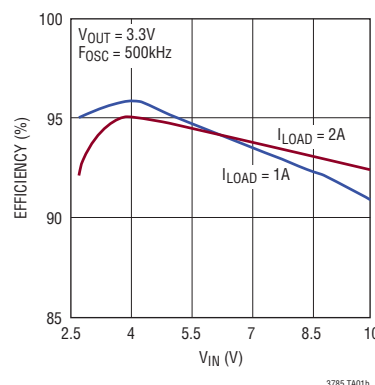
保護機能には、フォールドバック電流制限、短絡および過電圧保護などがあります。

LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、LinearのロゴおよびBurst Modeはリアテクノロジー社の登録商標です。No R<sub>SENSE</sub>はリアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

## 標準的応用例



効率と入力電圧



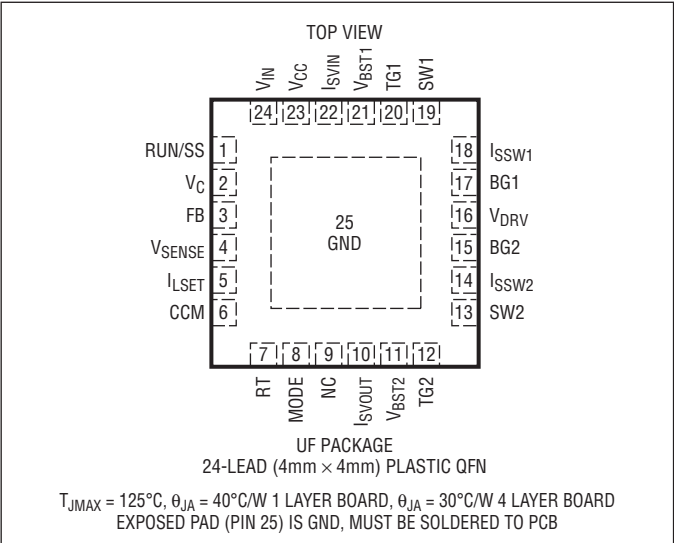
# LTC3785

## 絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧.....	-0.3V~11V
ISVOUT、ISVIN.....	-0.3V~11V
SW1、SW2、ISSW1、ISSW2の電圧:	
DC.....	-1V ~11V
パルス<1μs.....	-2V~12V
RUN/SS、MODE、CCM、VDRV、VCCの電圧.....	-0.3V~6V
VBST1電圧.....	-0.3V~16V
SW1基準.....	-0.3V~6V
VBST2電圧.....	-0.3V~16V
SW2基準.....	-0.3V~6V
ピーク・ドライバ出力電流<10μs	
(TG1、TG2、BG1、BG2) .....	3A
VCCの平均出力電流 .....	100mA
動作接合部温度範囲 (Note 2) .....	-40°C~125°C
接合部温度.....	125°C
保存温度範囲.....	-65°C~150°C

## ピン配置



## 発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3785EUF#PBF	LTC3785EUF#TRPBF	3785	24-Lead (4mm × 4mm) Plastic QFN	-40°C to 85°C
LTC3785IUF#PBF	LTC3785IUF#TRPBF	3785	24-Lead (4mm × 4mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
鉛ベース仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3785EUF	LTC3785EUF#TR	3785	24-Lead (4mm × 4mm) Plastic QFN	-40°C to 85°C
LTC3785IUF	LTC3785IUF#TR	3785	24-Lead (4mm × 4mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C

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

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

この製品はトレイでのみ供給されます。詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/packaging/> をご覧ください。

## 電気的特性

●は全動作接合部温度範囲での規格値を意味する。それ以外はT<sub>A</sub> = 25°Cでの値。V<sub>IN</sub> = ISVOUT = VDRV = VBST1 = VBST2 = 3.6V、R<sub>T</sub> = 49.9k、R<sub>ILSET</sub> = 59k。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>V<sub>IN</sub> Supply</b>					
Input Operating Voltage		● 2.7		10	V
Quiescent Current—Burst Mode Operation	V <sub>C</sub> = 0V, MODE = 3.6V (Note 4)		86	200	μA
Quiescent Current—Shutdown	RUN/SS = 0V, ISVOUT = 3.6V		15	25	μA
Quiescent Current—Active	MODE = 0V (Note 4)		0.8	1.5	mA
<b>Error Amp</b>					
Feedback Voltage	(Note 5)	● 1.200	1.225	1.25	V
Feedback Input Current			1	500	nA

3785fc

## 電氣的特性

●は全動作接合部温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。 $V_{IN} = I_{SVOUT} = V_{DRV} = V_{BST1} = V_{BST2} = 3.6\text{V}$ ,  $R_T = 49.9\text{k}$ ,  $R_{ILSET} = 59\text{k}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Error Amp Source Current				-500		$\mu\text{A}$
Error Amp Sink Current				900		$\mu\text{A}$
Error Amp $A_{VOL}$				90		dB
Overvoltage Threshold	$V_{SENSE}$ Pin % Above FB LTC3785E LTC3785I	● ●	6 6	10 10	14 15	% %
Undervoltage Threshold	$V_{SENSE}$ Pin % Below FB LTC3785E LTC3785I	● ●	-3.5 -3.5	-6.5 -6.5	-9.5 -10.5	% %
$V_{SENSE}$ Input Current	$V_{SENSE} = \text{Measured FB Voltage}$			1	500	nA
<b>V<sub>CC</sub> Regulator</b>						
$V_{CC}$ Maximum Regulating Voltage	$V_{IN} = 5\text{V}$ , $I_{VCC} = -20\text{mA}$	●	4.15	4.35	4.55	V
$V_{CC}$ Regulation Voltage	$V_{IN} = 3.6\text{V}$ , $I_{VCC} = -20\text{mA}$	●	3.3	3.5	3.6	V
$V_{CC}$ Regulator Sink Current	$I_{SVOUT} = V_{CC} = 5\text{V}$			800		$\mu\text{A}$
<b>Run/Soft-Start</b>						
RUN/SS Threshold	When IC is Enabled When EA is at Maximum Boost Duty Cycle	●	0.35	0.7 1.9	1.1	V V
RUN/SS Input Current	RUN/SS = 0V			-1		$\mu\text{A}$
RUN/SS Discharge Current	During Current Limit			20	30	$\mu\text{A}$
<b>Current Limit</b>						
Current Limit Sense Threshold	$I_{SVIN}$ to $I_{SSW1}$ , $R_{ILSET} = 121\text{k}$ $I_{SVIN}$ to $I_{SSW1}$ , $R_{ILSET} = 59\text{k}$	● ●	20 55	60 105	100 155	mV mV
Reverse Current Limit Sense Threshold	$I_{SSW2}$ to $I_{SVOUT}$ , $\text{CCM} > 2\text{V}$ $I_{SSW2}$ to $I_{SVOUT}$ , $\text{CCM} < 0.4\text{V}$ , LTC3785E $I_{SSW2}$ to $I_{SVOUT}$ , $\text{CCM} < 0.4\text{V}$ , LTC3785I	● ●	-50	-110 -15 -15	-170 -35 -40	mV mV mV
Input Current	$I_{SVIN}$ $I_{SVOUT}$ $I_{SSW1}$ , $I_{SSW2}$			80 10 0.1	150 20 5	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
CCM Input Threshold (High)		●	2.2			V
CCM Input Threshold (Low)		●			0.4	V
CCM Input Current	$\text{CCM} = 3.6\text{V}$			0.01	1	$\mu\text{A}$
<b>Burst Mode Operation</b>						
Mode Threshold		●	0.8	1.5	2.2	V
Mode Input Current				0.01	1	$\mu\text{A}$
$t_{ON}$ Time				1.4		$\mu\text{s}$
<b>Oscillator</b>						
Frequency Accuracy		●	370	509	650	kHz
<b>Switching Characteristics</b>						
Maximum Duty Cycle	Boost (% Switch BG2 On) Buck (% Switch TG1 On)	●	80	90 99		% %
TG1, TG2 Driver Impedance				2		$\Omega$
BG1, BG2 Driver Impedance				2		$\Omega$
TG1, TG2 Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 3)			20		ns

# LTC3785

## 電気的特性

●は全動作接合部温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。 $V_{IN} = I_{SVOUT} = V_{DRV} = V_{BST1} = V_{BST2} = 3.6\text{V}$ ,  $R_T = 49.9\text{k}$ ,  $R_{ILSET} = 59\text{k}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
BG1, BG2 Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 3)		20		ns
TG1, TG2 Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 3)		20		ns
BG1, BG2 Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 3)		20		ns
Buck Driver Nonoverlap Time	TG1 to BG1		100		ns
Boost Driver Nonoverlap Time	TG2 to BG2		100		ns

**Note 1:** 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。また、絶対最大定格状態が長時間続くと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

**Note 2:** LTC3785Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作接合部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。LTC3785Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。

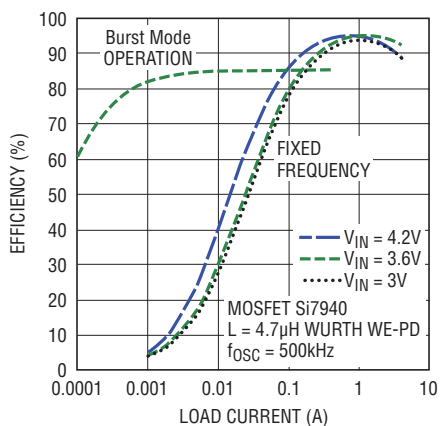
**Note 3:** LTC3785の仕様は設計によって保証されており、製造時に全数テストは行われない。

**Note 4:** 電流測定は出力がスイッチングしていないときに行われる。

**Note 5:** このデバイスは測定を行う帰還ループでテストされる。

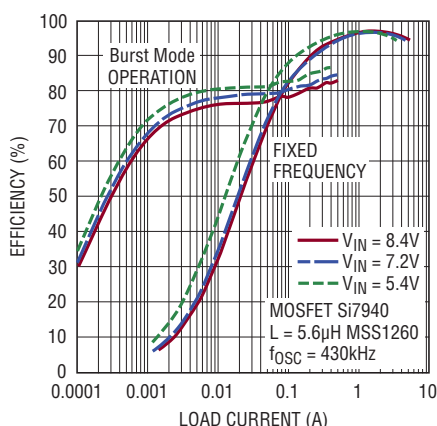
## 標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

効率と負荷電流  
(リチウムイオンから3.3V)



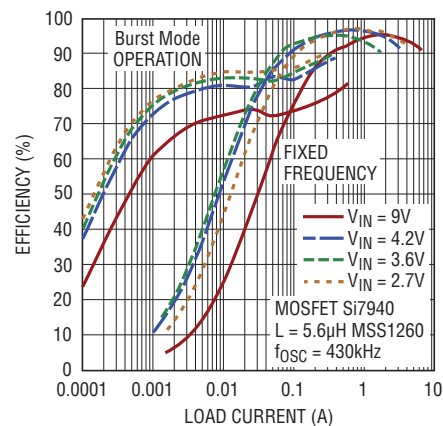
3785 G01

効率と負荷電流  
(2セル・リチウムイオンから7V)



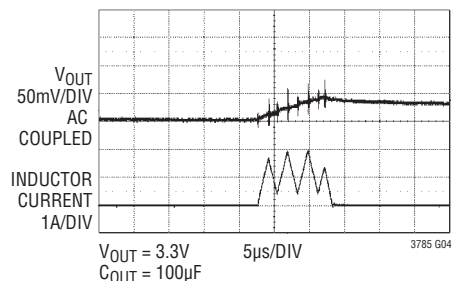
3785 G02

効率と負荷電流  
(リチウムイオン/9Vから5Vの出力電圧)



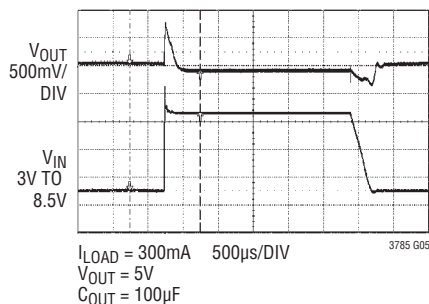
3785 G03

Burst Mode動作時のリップル



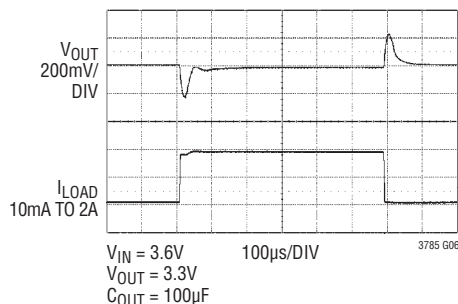
3785 G04

電源ライン過渡応答



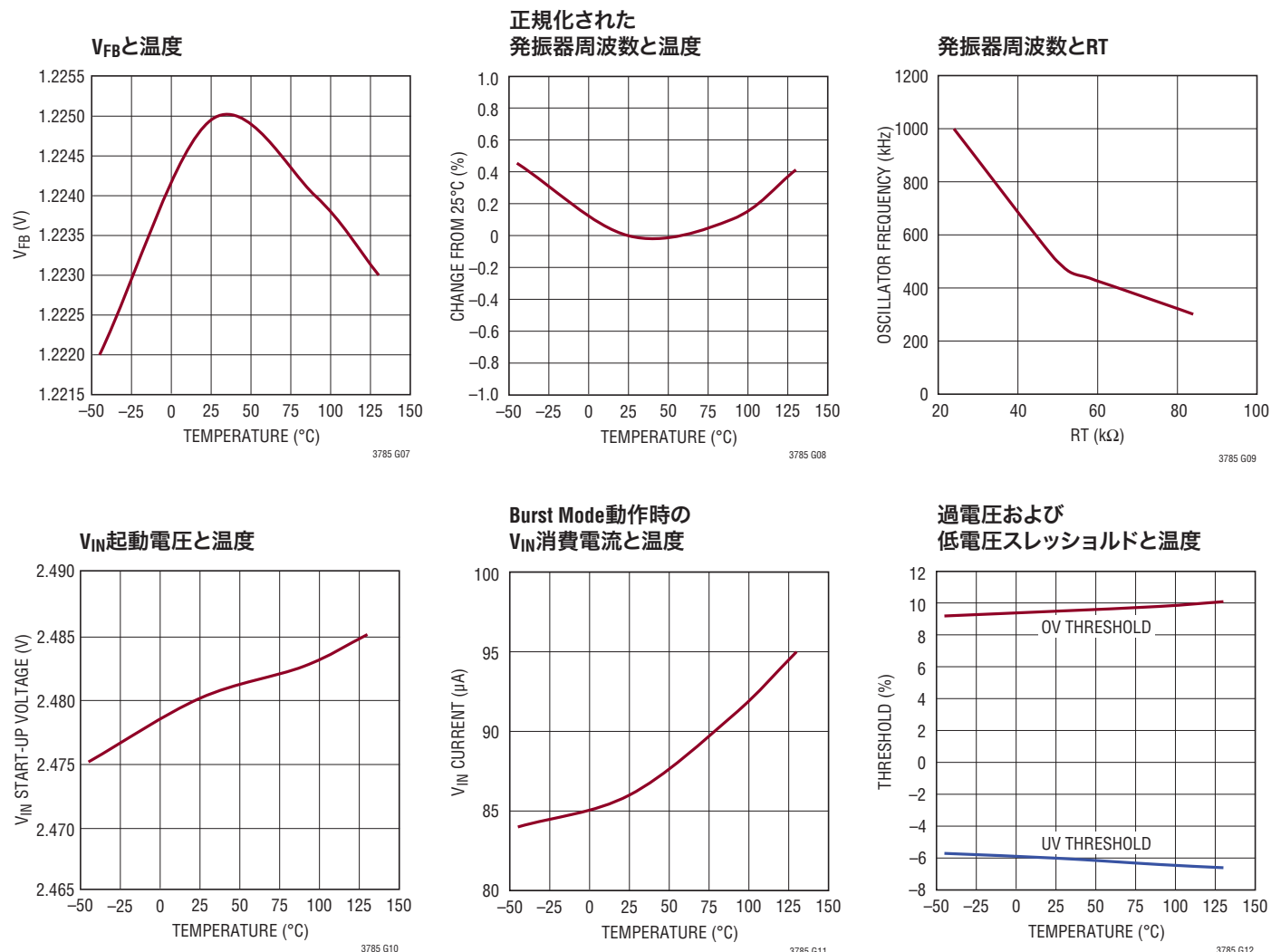
3785 G05

出力電圧の負荷過渡応答



3785 G06

3785fc

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

## ピン機能

**RUN/SS (ピン1):** 実行制御およびソフトスタート入力。1 $\mu\text{A}$ の内部電流源によってソフトスタート・コンデンサを約2.5Vまで充電します。電流制限フォールト時にはこのソフトスタート・コンデンサが段階的に放電します。このピンの電圧が1.225Vを下回るとデバイスはフォールト・モードになり、ソフトスタート時間の32倍の長さにわたって出力をオフします。外部から5 $\mu\text{A}$ を超える電流を与えると(RUN/SS = 1.225V)、デバイスはフォールトの検出後にラッチオフします。外部から40 $\mu\text{A}$ (RUN/SS = 1.225V)を超える電流を与えると、電流制限フォールト時もソフトスタート・コンデンサは放電しません。

**V<sub>C</sub> (ピン2):** エラーアンプ出力。このピンからFBピンに周波数補償ネットワークを接続してループを補償します。ガイドラインとしては「アプリケーション情報」の「帰還ループを閉じる」のセクションを参照してください。

**FB (ピン3):** 帰還ピン。ここに抵抗分割器のタップを接続します。帰還リファレンス電圧は標準1.225Vで、出力電圧は次式に従って2.7V~10Vの範囲で調整できます。

$$V_{\text{OUT}} = 1.225\text{V} \cdot \frac{R1 + R2}{R2}$$

## ピン機能

**V<sub>SENSE</sub> (ピン4)**: 過電圧と低電圧の検出。過電圧スレッシュホールドは安定化FB電圧を10%上回る値に内部設定され、低電圧スレッシュホールドは安定化FB電圧を6.5%下回る値に内部設定されています。このピンはFBピンに接続できますが、応答時間を最適化するにはV<sub>OUT</sub>からの電圧分割器を使用することを推奨します。この分割器を帰還値からずらすことにより、必要なUVスレッシュホールドやOVスレッシュホールドを得ることができます。

**I<sub>LSET</sub> (ピン5)**: 電流制限の設定。このピンからグラウンドに抵抗を接続することにより、I<sub>SVIN</sub>ピンとI<sub>SSW1</sub>ピンによる電流制限のスレッシュホールドを設定します。

**CCM (ピン6)**: 連続導通モード制御ピン。“L”に設定すると、インダクタ電流はわずかに負になります (I<sub>SVOUT</sub>ピン-I<sub>SSW2</sub>ピンを基準として-15mV)。“H”にドライブすると、逆電流制限が、I<sub>LSET</sub>ピンによって設定される順方向電流制限と同じ値に設定されます。

**RT (ピン7)**: 発振器設定ピン。このピンからGNDに抵抗を接続してデバイスの自走周波数を設定することができます。

$$f_{osc} = \left( \frac{25000}{R_T} \right) \text{MHz}$$

**MODE (ピン8)**: Burst Mode制御ピン。

- ・MODE = “H”: Burst Mode動作をイネーブルします。Burst Mode動作時はデバイスの動作周波数を変えることができるので、軽負荷での効率が大幅に向上します。Burst Mode動作はこのピンが“L”にドライブされるまで継続します。
- ・MODE = “L”: Burst Mode動作をディスエーブルして低ノイズの固定周波数動作を継続します。

**NC (ピン9)**: 未接続。パッケージ内部にこのピンへの電氣的接続はありません。

**I<sub>SVOUT</sub> (ピン10)**: 逆電流制限コンパレータの非反転入力。このピンは通常、(TG2でドライブされる)NチャネルMOSFET Dのドレインに接続します。

**V<sub>BST2</sub> (ピン11)**: 昇圧スイッチDの昇圧されたフローティング・ドライブ電源。このピンはV<sub>CC</sub>よりもダイオードの電圧降下分だけ低い電圧から、V<sub>OUT</sub>+V<sub>CC</sub>-V<sub>DIODE</sub>まで振幅します。

**SW2 (ピン13)**: ドライバDのグラウンド・リファレンス。TG2からのゲート・ドライブは、出力スイッチCおよびDの共通ポイントを基準にしています。

**I<sub>SSW2</sub> (ピン14)**: 逆電流制限コンパレータの反転入力。このピンは通常、(TG2でドライブされる)NチャネルMOSFET Dのソースに接続します。

**V<sub>DRV</sub> (ピン16)**: グラウンドを基準にしたスイッチのドライブ電源。このピンはV<sub>CC</sub>電位に接続します。

**BG1、BG2 (ピン17、15)**: ボトム・ゲート・ドライブ・ピン。グラウンドを基準にしたNチャネルMOSFETスイッチBとCをドライブします。

**I<sub>SSW1</sub> (ピン18)**: 順方向電流制限コンパレータの非反転入力。このピンは通常、(TG1でドライブされる)NチャネルMOSFET Aのソースに接続します。

**SW1 (ピン19)**: ドライバAのグラウンド・リファレンス。TG1からのゲート・ドライブは、出力スイッチAおよびBの共通ポイントを基準にします。

**TG1、TG2 (ピン20、21)**: トップ・ゲート・ドライブ・ピン。SW1ノードとSW2ノードにそれぞれV<sub>CC</sub>-V<sub>DIODE</sub>を重畳した値に等しい電圧振幅で、トップNチャネルMOSFETスイッチAとDをドライブします。

**V<sub>BST1</sub> (ピン21)**: 降圧スイッチAの昇圧されたフローティング・ドライブ電源。このピンはV<sub>CC</sub>よりもダイオードの電圧降下分だけ低い電圧から、V<sub>IN</sub>+V<sub>CC</sub>-V<sub>DIODE</sub>まで振幅します。

**I<sub>SVIN</sub> (ピン22)**: 順方向電流制限コンパレータの反転入力。このピンは通常、(TG1でドライブされる)NチャネルMOSFET Aのドレインに接続します。

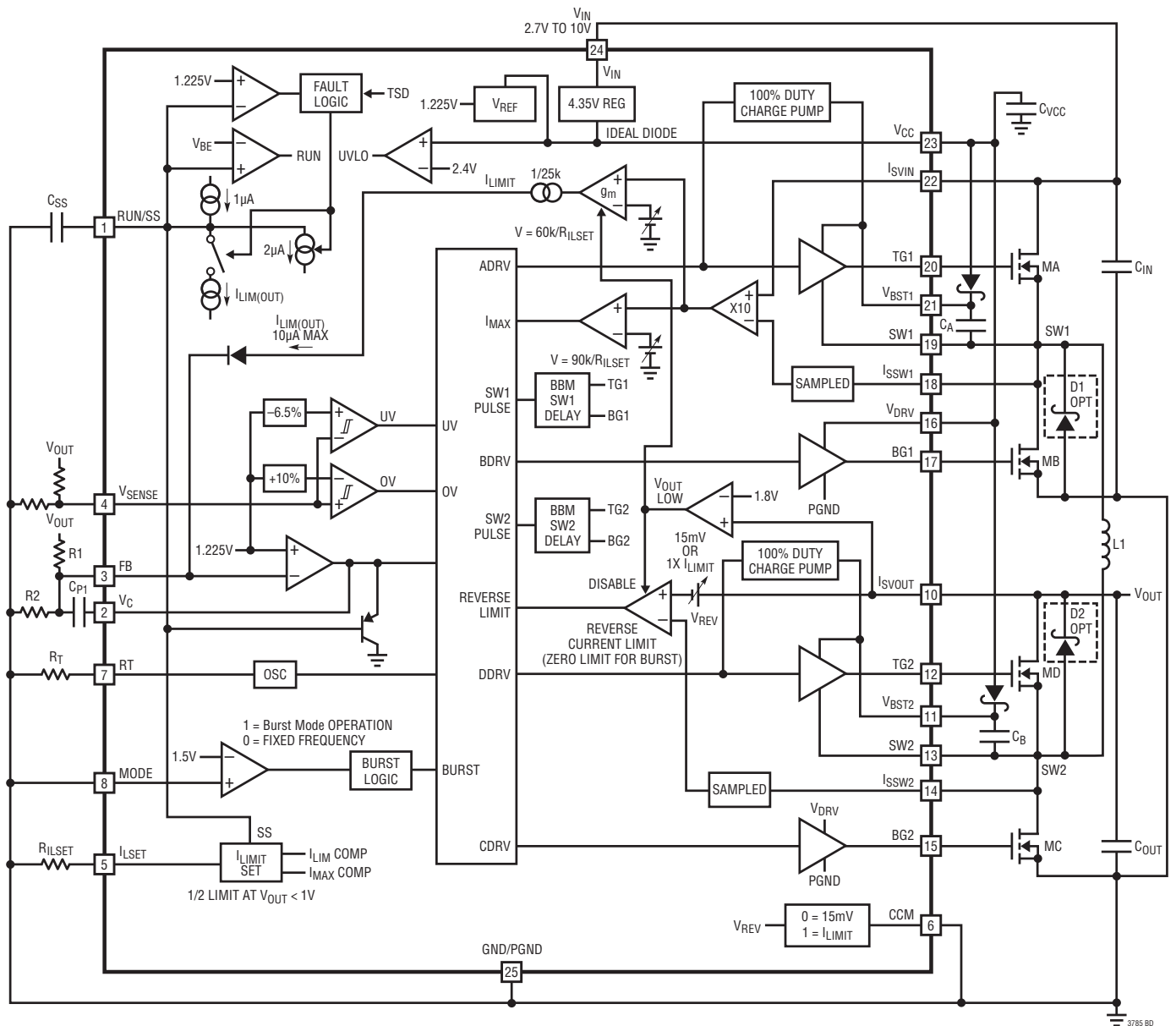
**V<sub>CC</sub> (ピン23)**: 内部4.35V LDOレギュレータの出力。最大VGSドライブ電圧を制限するために、ドライブ回路と制御回路の電力はこの電圧から供給されます。このピンは、少なくとも4.7μFのセラミック・コンデンサで電源グラウンドにデカップリングします。V<sub>IN</sub>電圧が低いアプリケーションでは、ショットキー・ダイオードによりV<sub>CC</sub>をV<sub>OUT</sub>からブートストラップすることができます。

**V<sub>IN</sub> (ピン24)**: V<sub>CC</sub>レギュレータの入力電源ピン。V<sub>IN</sub>ピンとGNDピンの近くに少なくとも10μFのセラミック・コンデンサを配置することを推奨します。

**グラウンド (露出パッド・ピン25)**: GNDピンとPGNDピンは露出パッドに接続されており、露出パッドは、電氣的接触と定格熱性能を得るためにPCBのグラウンドに接続する必要があります。



ブロック図



## 動作

### メイン制御ループ

LTC3785は、入力電圧を上回る出力電圧、入力電圧に等しい出力電圧、または入力電圧を下回る出力電圧を供給する昇降圧電圧モード・コントローラです。

また、リニアテクノロジー社独自の技術と制御アーキテクチャは、順方向電流と逆方向電流を制限するために( $R_{SENSE}$ を使用しない)ドレイン-ソース間検出を採用しています。このコントローラはすべてNチャネルのMOSFET出力スイッチをドライブするので、低 $R_{DS(ON)}$ に加え、シングル・パッケージの複数パワースイッチ技術を容易に実現できます。エラーアンプの出力電圧( $V_C$ )によって、スイッチの出力デューティ・サイクルが決まります。 $V_C$ ピンの信号はフィルタ処理され、高周波ノイズが除去されます。

FBピンは電圧帰還信号を受け取り、エラーアンプがこの信号を内部リファレンス電圧と比較します。トップMOSFETドライブはフローティング・ブートストラップ・コンデンサからバイアスされます。このコンデンサは通常、トップMOSFETがオフすると、外付けダイオードを通じてそれぞれのオフサイクル中に再充電されます。同期スイッチBとDの両端にオプションのショットキー・ダイオードを接続することにより、デッドタイム中の電圧降下を小さく抑え、ボディー・ダイオードの逆回復による効率の低下を無くすことができます。

RUN/SSピンを“L”にするとメイン制御ループがシャットダウンされます。1 $\mu$ Aの内部電流源がRUN/SSピンを充電し、ピン電圧が0.7Vを超えるとデバイスがイネーブルされます。次いで $V_C$ 電圧はRUN/SS電圧より0.7V低い値にクランプされ、 $C_{SS}$ は起動時に徐々に充電されます。このソフトスタート・クランプにより、入力電源からの突入電流が防止されます。

### パワースイッチ制御

4個のパワースイッチがインダクタ、 $V_{IN}$ 、 $V_{OUT}$ 、GNDにどのように接続されているかを示す簡略図を図1に示します。また、デューティ・サイクルDと相関関係をもつLTC3785の動作領域を図2に示します。パワースイッチは、モード間の移行が連続的に行われるように適切に制御されます。

### 降圧領域 ( $V_{IN} > V_{OUT}$ )

降圧モードではスイッチDは常にオンしており、スイッチCは常にオフしています。エラーアンプの出力電圧 $V_C$ が約0.1Vを超えると出力Aがスイッチングを開始します。スイッチAのオフ時間のあいだ、同期スイッチBはスイッチング周期の残りの時

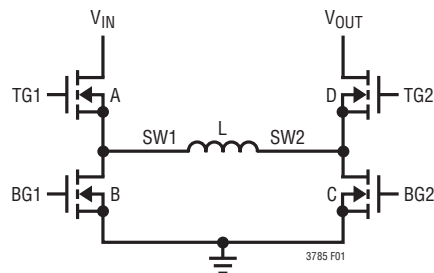


図1. 出力スイッチの構成

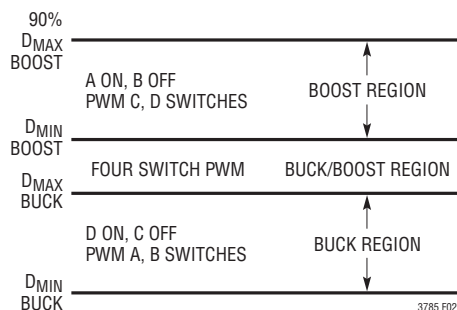


図2. 動作モードと $V_C$ 電圧

間オンになります。スイッチAとBは、標準的な同期降圧レギュレータと同様に交互に動作します。制御電圧が上がるにつれて、スイッチAのデューティ・サイクルは、降圧モードのコンバータの最大デューティ・サイクル $D_{MAX\_BUCK}$ に達するまで増加します。 $D_{MAX\_BUCK}$ は次式で与えられます。

$$D_{MAX\_BUCK} = 100 - D4(SW) \%$$

ここで、 $D4(SW)$ は4スイッチ領域のデューティ・サイクル(%)です。

$$D4(SW) = (300ns \cdot f) \cdot 100\%$$

ここで、 $f$ は動作周波数(Hz)です。

この点を超えると4スイッチ領域、すなわち昇降圧領域となります。

### 昇降圧領域、つまり4スイッチ領域 ( $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ にほぼ等しい)

エラーアンプの出力電圧( $V_C$ )が約0.65Vを上回ると、スイッチ・ペアADはデューティ・サイクルが $D_{MAX\_BUCK}$ の間オン状態を保ち、スイッチ・ペアACはフェーズインを開始します。ス



## 動作

スイッチ・ペアACがフェーズインするにつれ、スイッチ・ペアBDがフェーズアウトします。 $V_C$ 電圧が昇降圧領域の端(約0.7V)に達するとACスイッチ・ペアがBDスイッチ・ペアを完全にフェーズアウトし、デューティ・サイクルD4(SW)で昇圧フェーズが開始されます。

4スイッチ領域が開始される入力電圧 $V_{IN}$ は次式で与えられます。

$$V_{IN} = \frac{V_{OUT}}{1 - (300\text{ns} \cdot f)} V$$

4スイッチ領域の終点は次式で与えられます。

$$V_{IN} = V_{OUT}(1 - D) = V_{OUT}(1 - 300\text{ns} \cdot f) V$$

### 昇圧領域( $V_{IN} < V_{OUT}$ )

昇圧モードではスイッチAが常にオンしており、スイッチBは常にオフしています。エラーアンプの出力電圧 $V_C$ が約0.7Vを上回ると、スイッチ・ペアCとDが交互に切り替わって昇圧された出力電圧を供給します。この動作は同期整流式昇圧レギュレータでは一般的です。コンバータの最大デューティ・サイクルは標準で90%に制限されています。

### Burst Mode動作

Burst Mode動作時のLTC3785は出力が安定化されるまで出力にエネルギーを供給し、安定化後はスリープ状態になります。スリープ状態では出力がオフになり、デバイスの消費電流はわずか86 $\mu$ Aです。Burst Mode動作時の出力リップルには、負荷電流に応じて変化する周波数成分が含まれます。

コンバータが出力にエネルギーを供給している間にインダクタはオン時間 $t_{ON}$ で決定されるピーク電流に達し、サイクルごとにゼロ電流で終了します。オン時間は次式で与えられます。

$$t_{ON} = \frac{2.4}{V_{IN} \cdot f}$$

ここで $f$ は発振器の周波数です。

ピーク電流は次式で与えられます。

$$I_{PEAK} = \frac{V_{IN}}{L} \cdot t_{ON}$$

$$I_{PEAK} = \frac{2.4}{f \cdot L}$$

このように、ピーク電流は $V_{IN}$ には左右されず、 $f$ と $L$ の積に反比例するので、さまざまなアプリケーションでエネルギー変換を最適化します。

Burst Mode動作における最大出力電流は次式で与えられます。

$$I_{OUT(MAX,BURST)} \approx \frac{1.2 \cdot V_{IN}}{f \cdot L \cdot (V_{OUT} + V_{IN})} A$$

Burst Mode動作は、MODEピンをドライブすることによってユーザーが制御します。Burst ModeをイネーブルするにはMODEピンを”H”に、ディスエーブルするには”L”にしてください。

### VCCレギュレータ

内部Pチャネル低損失レギュレータは、 $V_{IN}$ 電源ピンから $V_{CC}$ ピンに4.35Vを発生させます。 $V_{CC}$ はLTC3785のドライバと内部回路に電力を供給します。 $V_{CC}$ ピンのレギュレータは100mAのピーク電流を供給することができます。このレギュレータは、 $V_{CC}$ ピンとGNDピンに隣接させて配置した最小4.7 $\mu$ Fのコンデンサで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し、チャネル間の相互作用を防止するには、十分なバイパスが必要です。必要であれば、低入力電圧のアプリケーションで高電圧のゲート・ドライバを供給するために、ショットキー・ダイオードを介して $V_{OUT}$ に $V_{CC}$ レギュレータを接続することができます。 $V_{CC}$ レギュレータは、(ショットキー・ダイオードを使わずに)外付けの5V電源で直接ドライブすることもできます。

### トップサイドMOSFETドライバ電源( $V_{BST1}$ 、 $V_{BST2}$ )

$V_{BST1}$ ピンと $V_{BST2}$ ピンに接続されている外付けブートストラップ・コンデンサは、トップサイドMOSFETスイッチAとDのゲート・ドライブ電圧を供給します。トップMOSFETスイッチAがオンするとスイッチノードSW1の電圧が $V_{IN}$ まで上がり、 $V_{BST2}$ ピンの電圧は約 $V_{IN} + V_{CC}$ まで上がります。ボトムMOSFETスイッチBがオンするとスイッチノードSW1が”L”に下がり、 $V_{CC}$ に接続されたダイオードを介して昇圧コンデンサが充電されます。トップMOSFETスイッチDがオンするとスイッチノードSW2の電圧が $V_{OUT}$ まで上がり、 $V_{BST2}$ ピンの電圧は約 $V_{OUT} + V_{CC}$ まで上がります。ボトムMOSFETスイッチCがオンするとスイッチノードSW2が”L”に下がり、 $V_{CC}$ に接続されたダイオードを介して昇圧コンデンサが充電されます。昇圧コンデンサは、トップMOSFETスイッチAとDが必要とするゲート電荷

## 動作

の約100倍の電荷を蓄える必要があります。ほとんどのアプリケーションでは、0.1μF～0.47μFのX5RまたはX7Rの誘電体コンデンサで十分です。

### 実行/ソフトスタート (RUN/SS)

RUN/SSピンは、LTC3785のイネーブル、ソフトスタート機能、フォールト設定に使用します。1μAの電流源が外付けのコンデンサを充電します。RUN/SSの電圧がダイオードの電圧降下分(約0.7V)を上回るとデバイスがイネーブルされます。デバイスがイネーブルされると、RUN/SSの電圧からダイオードの電圧降下分を差し引いた電圧(RUN/SS-0.7V)によってエラーアンプの出力(V<sub>C</sub>)がクランプされ、デューティ・サイクルが制限されます。デューティ・サイクルのクランプ範囲は、約0.7V～1.7Vです。RUN/SSピンは約2.2Vにクランプされます。電流が制限値に達すると、RUN/SSピンは、インダクタ電流の過電流制限の大きさによって決定される電流で放電を開始しますが、この電流が10μAを超えることはありません。この機能については、「順方向電流制限」のセクションで詳しく説明します。

### 発振器

動作周波数はRTピンからグラウンドに接続された抵抗によって設定され、その値は次式で与えられます。

$$f_{osc} \approx \left( \frac{25000}{R_T} \right) \text{MHz}$$

### エラーアンプ

エラーアンプは電圧モードのアンプで、その非反転入力には内部で1.225Vのリファレンス電圧が接続されています。ループ補償部品をこのアンプの周囲に配置して、コンバータのループ補償を行います。RUN/SSピンは、エラーアンプ出力V<sub>C</sub>をクランプしてソフトスタート機能を提供します。

### 低電圧保護と過電圧保護

LTC3785には、フォールト保護や過渡制限のために過電圧(OV)保護機能と低電圧(UV)保護機能が組み込まれています。両方のコンパレータはV<sub>SENSE</sub>ピンに接続されており、このピンには通常、補償機能を持たないエラーアンプと同じ電圧分割器が接続されています。過電圧スレッシュホールドはリファレンスを10%上回る値です。低電圧スレッシュホールドはリファレ

ンスを6.5%下回る値で、どちらのコンパレータにも1.5%のヒステリシスがあります。過電圧フォールト時は、フォールト状態が解消されるまですべての出力スイッチングが停止します。低電圧フォールト時は、(Burst Mode動作がデイスエーブルされ)デバイスは固定周波数のみで動作します。設計上、一方のコンパレータのスレッシュホールドを厳しくする必要がある場合は、V<sub>SENSE</sub>ピンの電圧分割器の設定をずらすことによってこの目的を達することができます。スレッシュホールドの範囲は一定なので、UVスレッシュホールドを厳しくするとOVスレッシュホールドが緩くなります。逆の場合も同様です。

### 順方向電流制限

LTC3785は、MOSFET Aのオン時間中(TG1 = “H”)にこのスイッチの両端の電圧をサンプリングすることによって入力電流を検出するように設計されています。検出ピンはISVINとISSW1です。精度を上げる必要がある場合は、電流検出抵抗を使うことができます。電流制限スレッシュホールドは、I<sub>LSET</sub>ピンの抵抗によって設定できます。必要な電流制限値が決まれば、R<sub>LSET</sub>は次式により求めることができます。

$$R_{LSET} = \frac{6000}{R_{DS(ON)A} \cdot I_{LIMIT}} \Omega$$

ここで、R<sub>DS(ON)A</sub>はNチャネルMOSFETスイッチAのR<sub>DS(ON)</sub>、I<sub>LIMIT</sub>は電流制限値(アンペア)です。

ISVINとISSW1の間の電圧がスレッシュホールドを超えると、電圧ループを制御するためにFBから電流が流れ出し、その結果、出力電圧が低下して入力電流が安定化されます。このフォールト状態によって、RUN/SSのコンデンサが放電を開始します。放電電流のレベルは、電流が設定されたスレッシュホールドをどれだけ超えるかによって異なります。図3は、電流検出およびフォールト回路の簡略図です。電流制限フォールト時間がRUN/SSコンデンサを1.225Vより下まで放電するのに十分な長さである場合、フォールト・ラッチがセットされてRUN/SSコンデンサの動作(1μAの充電と1μAの放電)が16回繰り返され、ソフトスタート時間の32倍のオフ時間が生じた後、出力が切り替えられて出力電圧がリスタートします。電流制限フォールト・レベルが設定されたI<sub>LIMIT</sub>レベルの150%を超えると常にI<sub>MAX</sub>コンパレータがトリップされ、出力スイッチBとDがオンして、サイクルの残りの時間でインダクタ電流を放電します。

## 11

## アプリケーション情報

## インダクタの選択

LTC3785は高い周波数で動作するので、小型表面実装インダクタを使用することができます。インダクタの電流リップルは、標準で最大インダクタ電流の20%~40%に設定されます。所定のリップルに対し、インダクタンスの項は以下のように求められます。

$$L > \frac{V_{IN(MIN)}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)}) \cdot 100}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \%Ripple \cdot V_{OUT}^2}, \text{ (昇圧モード)}$$

$$L > \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \cdot 100}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \%Ripple \cdot V_{IN(MAX)}}, \text{ (降圧モード)}$$

ここで、

$f$  = 動作周波数 (Hz)

$\%Ripple$  = 許容されるインダクタ電流リップル (%)

$V_{IN(MIN)}$  = 最小入力電圧 (ワーストケースでは最小  $V_{OUT}/2$  に制限、V)

$V_{IN(MAX)}$  = 最大入力電圧 (V)

$V_{OUT}$  = 出力電圧 (V)

$I_{OUT(MAX)}$  = 最大出力負荷電流 (A)

高効率を実現するには、フェライトなどの高周波コア素材を使用したインダクタを選択してコア損失を低減します。インダクタは  $I^2R$  損失を減らすために ESR (等価直列抵抗値) が低く、また飽和せずにピーク・インダクタ電流に対応できるものにします。モールド型チョークコイルやチップ・インダクタのコアは、一般に 3A~6A の範囲のピーク・インダクタ電流に対応するのは不十分です。放射ノイズを最小限に抑えるために、トロイド、ポット型コア、またはシールドされたボビン・インダクタを使用します。

 $C_{IN}$  と  $C_{OUT}$  の選択

昇圧モードでは入力電流は連続で、降圧モードでは入力電流は不連続です。降圧モードでは、入力コンデンサ  $C_{IN}$  は、入力矩形波電流をフィルタ処理する必要性に基づいて選択します。最大 RMS 電流に対応できるサイズの低 ESR コンデンサを使用します。降圧動作では、最大 RMS コンデンサ電流は次式で与えられます。

$$I_{RMS} \sim I_{OUT(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)}$$

この式は  $V_{IN} = 2V_{OUT}$  の時に最大値を取り、その時の RMS 電流は  $I_{OUT(MAX)}/2$  です。条件を大きく変化させてもそれほど状況は改善されないで、通常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。コンデンサの製造元の定めるリップル電流定格は、多くの場合 2000 時間に限定した寿命試験に基づいているので、コンデンサをデレーティングすることを推奨します。昇圧モードでは不連続電流が入力から出力に移るので、 $C_{OUT}$  は出力電圧リップルを低減できなければなりません。所定の出力リップル電圧に対する適切なコンデンサを選択するときは、ESR (等価直列抵抗) とバルク容量の影響を考慮する必要があります。バルク容量の充放電による定常リップルは次式で与えられます。

$$V_{RIPPLE\_BOOST} = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot f}$$

$$V_{RIPPLE\_BUCK} = \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{8 \cdot L \cdot C_{OUT} \cdot V_{IN(MAX)} \cdot f^2}$$

ここで、 $C_{OUT}$  は出力フィルタ・コンデンサの容量 (F) です。

ESR 両端の電圧降下による定常リップルは次式で与えられます。

$$\Delta V_{BOOST,ESR} = I_{L(MAX,BOOST)} \cdot ESR$$

$$\Delta V_{BUCK,ESR} = \frac{(V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \cdot V_{OUT}}{L \cdot f \cdot V_{IN}} \cdot ESR$$

ESR と RMS 電流の処理要件を満たすには、複数のコンデンサを並列に配置しなければならないことがあります。乾式タンタル・コンデンサ、特殊ポリマ・コンデンサ、アルミ電解コンデンサ、セラミック・コンデンサは、すべて表面実装パッケージのものを使用できます。セラミック・コンデンサは優れた低 ESR 特性を備えていますが、電圧係数が高いことがあります。現在では、OS-CON や POSCAP などの低 ESR で高リップル電流定格のコンデンサを利用することができます。

## パワー N チャンネル MOSFET の選択と効率に関する検討事項

LTC3785 には 4 個の外付け N チャンネル・パワー MOSFET が必要です。内訳はトップ・スイッチ用に 2 個 (図 1 のスイッチ A と D)、ボトム・スイッチ用に 2 個 (図 1 のスイッチ B と C) です。パワー MOSFET の重要なパラメータは、ブレイクダウン電圧  $V_{BR(DSS)}$ 、スレッシュホールド電圧  $V_{GS(TH)}$ 、オン抵抗  $R_{DS(ON)}$ 、逆伝達容量  $C_{RSS}$ 、最大電流  $I_{DS(MAX)}$  です。



## アプリケーション情報

ドライブ電圧は4.5VのV<sub>CC</sub>電源によって設定されます。したがって、LTC3785のアプリケーションではロジックレベル・スレッシュホールドのMOSFETを使用する必要があります。入力電圧が5Vを下回ると予想される場合は、サブロジックのスレッシュホールドのMOSFETを検討する必要があります。パワーMOSFETを選択するには、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。

スイッチAの場合、最大電力損失は、スイッチAが常にオン状態となる昇圧モードで生じます。最大出力電流時におけるその最大電力損失は次式で与えられます。

$$P_A(\text{BOOST}) = \left( \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \cdot I_{\text{OUT(MAX)}} \right)^2 \cdot \rho T \cdot R_{\text{DS(ON)}}$$

ここで $\rho T$ は正規化係数(25°Cで1)です。これは温度によってオン抵抗が大きく変化することを表すもので、図4に示すように標準で約0.4%/°Cです。最大接合部温度が125°Cの場合は、 $\rho T = 1.5$ が妥当な値です。

スイッチBは降圧モードで同期整流器として動作します。最大出力電流時におけるその電力損失は次式で与えられます。

$$P_B(\text{BUCK}) = \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \cdot I_{\text{OUT(MAX)}} \cdot \rho T \cdot R_{\text{DS(ON)}}$$

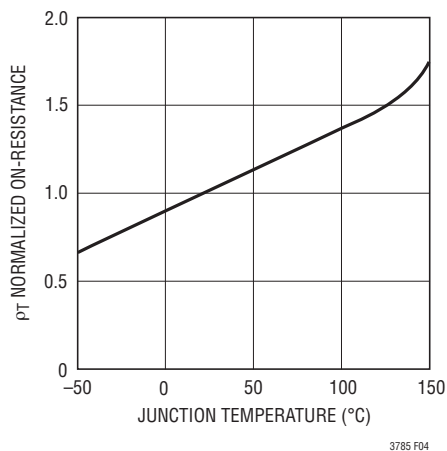


図4. 正規化された $R_{\text{DS(ON)}}$ と温度

スイッチCは昇圧モードで制御スイッチとして動作します。最大電流時におけるその電力損失は次式で与えられます。

$$P_C(\text{BOOST}) = \frac{(V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}}) \cdot V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}^2} \cdot I_{\text{OUT(MAX)}}^2 \cdot \rho T \cdot R_{\text{DS(ON)}} + k \cdot V_{\text{OUT}}^3 \cdot \frac{I_{\text{OUT(MAX)}}}{V_{\text{IN}}} \cdot C_{\text{RSS}} \cdot f$$

ここで $C_{\text{RSS}}$ は、通常、MOSFETの製造元によって規定されています。逆回復電流によって生じる損失を表す定数 $k$ はゲート・ドライブ電流に反比例し、経験値は1.0です。

スイッチDの最大電力損失は、昇圧モードでデューティ・サイクルが50%を上回った場合に生じます。最大出力電流時におけるその最大電力損失は次式で与えられます。

$$P_D(\text{BOOST}) = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \cdot I_{\text{OUT(MAX)}}^2 \cdot \rho T \cdot R_{\text{DS(ON)}}$$

通常、出力に短絡が生じた場合を除き、スイッチAの電力損失が最も大きく、スイッチBの電力損失が最も小さくなります。パワーMOSFETでの既知の電力損失から、次式を使って接合部温度を求めることができます。

$$T_J = T_A + P \cdot R_{\text{TH(JA)}}$$

この式で使われている $R_{\text{TH(JA)}}$ には、通常、デバイスの $R_{\text{TH(JC)}}$ 、ケースから周囲温度までの熱抵抗( $R_{\text{TH(CA)}}$ )が含まれます。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。

### ショットキー・ダイオード(D1、D2)の選択

ブロック図に示すオプションのショットキー・ダイオードD1とD2は、パワーMOSFETスイッチの導通時間の間隙に生じるデッドタイム中に導通します。これらのダイオードは、デッドタイム中に同期スイッチBとDのボディ・ダイオードがオンして電荷を蓄積するのを防ぐためのものです。特に、D2は、スイッチDがオフしてからスイッチCがオンするまでの間の逆回復電流を大幅に低減するので、コンバータの効率が改善されてスイッチCの電圧ストレスが減少します。D2を効果的なものとするには、SWDの間近に配置する必要があります。

## アプリケーション情報

### 帰還ループを閉じる

LTC3785には電圧モードの制御回路が内蔵されています。出力利得の制御は次式で与えられます。

$$G_{\text{BUCK}} = 1.6 \cdot V_{\text{IN}}, \text{ 降圧モード}$$

$$G_{\text{BOOST}} = \frac{1.6 \cdot V_{\text{OUT}}^2}{V_{\text{IN}}}, \text{ 昇圧モード}$$

出力フィルタはダブル・ポール応答特性を示し、次式で与えられます。

$$f_{\text{FILTER\_POLE}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{\text{OUT}}}}$$

ここで、 $C_{\text{OUT}}$ は出力フィルタ・コンデンサです。

出力フィルタのゼロは次式で与えられます。

$$f_{\text{FILTER\_ZERO}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{\text{ESR}} \cdot C_{\text{OUT}}}$$

ここで、 $R_{\text{ESR}}$ はコンデンサの等価直列抵抗です。

昇圧モードで面倒なのは右半平面 (RHP) のゼロで、これは次式で与えられます。

$$f_{\text{RHPZ}} = \frac{V_{\text{IN}}^2}{2 \cdot \pi \cdot I_{\text{OUT}} \cdot L \cdot V_{\text{OUT}}}$$

ループ利得は通常、RHPのゼロ周波数よりも前でロールオフします。

簡単なタイプIの補償ネットワーク(図5)を組み込んでループを安定させることができますが、この場合は帯域幅が減少して過渡応答速度も低下します。適切な位相マージンを確保するには、LCのダブル・ポールより1桁下の周波数でループをクロスオーバーさせる必要があります。

タイプIの補償を備えたエラーアンプのユニティゲイン周波数は次式で与えられます。

$$f_{\text{UG}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1 \cdot C_{\text{P1}}}$$

ほとんどのアプリケーションでは、出力フィルタ・コンデンサを小さくできるように、過渡応答を改善する必要があります。帯域幅を拡大するには、図6に示すようにタイプIIIの補償が必要です。ダブル・ポール応答を補償するには2つのゼロが必要です。

$$f_{\text{POLE1}} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 32e3 \cdot C_{\text{P1}} \cdot R1} \text{ (非常に低い周波数)}$$

$$f_{\text{ZER01}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_Z \cdot C_{\text{P1}}}$$

$$f_{\text{ZER02}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1 \cdot C_{\text{Z1}}}$$

$$f_{\text{POLE2}} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_Z \cdot C_{\text{P2}}}$$

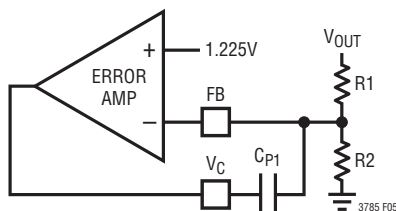


図5. タイプIの補償を備えたエラーアンプ

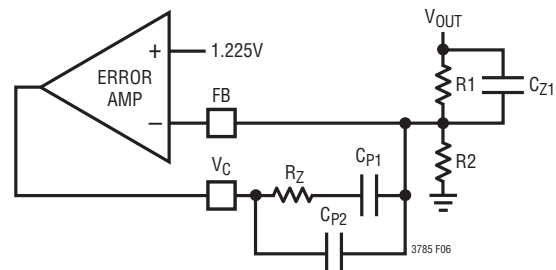


図6. タイプIIIの補償を備えたエラーアンプ



## アプリケーション情報

### 効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント表示の効率は、出力電力を入力電力で除して100を乗じた値(%)に等しくなります。

多くの場合、効率を制限する要素がどれであり、また何が変われば最も効率が改善されるかを判断するには、個々の損失を解析することが有効です。回路内の電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC3785のアプリケーション回路の損失の大部分は4つの主な損失要因によって生じます。

1. DCの $I^2R$ 損失。この損失は、MOSFET、検出抵抗(使用されている場合)、インダクタ、PC基板トレースの抵抗成分から生じ、高出力電流時の効率を低下させます。
2. 遷移損失。この損失はスイッチAまたはスイッチCの電圧遷移時間が短いことにより生じ、特に、スイッチ電圧、インダクタ電流、ドライブ強度、MOSFET容量の各要因に左右されます。

$$\text{Transition Loss} \sim V_{\text{SW}}^2 \cdot I_L \cdot C_{\text{RSS}} \cdot f$$

ここで、 $C_{\text{RSS}}$ は逆伝達容量です。

3.  $C_{\text{IN}}$ と $C_{\text{OUT}}$ の損失。入力コンデンサには、降圧モードでレギュレータに流れる大きなRMS入力電流を除去するという困難な役割があります。出力コンデンサには、昇圧モードで大きなRMS出力電流をフィルタ処理するという、より困難な役割があります。 $C_{\text{IN}}$ と $C_{\text{OUT}}$ はともにACの $I^2R$ 損失を最小限に抑えるためにESRを小さくする必要があり、また、RMS電流によって上流にあるヒューズやバッテリーに追加損失が生じないように、容量を十分大きくする必要があります。
4. その他の損失。オプションのショットキー・ダイオードD1とD2は、デッドタイムと軽負荷での導通時に導通損失を生じます。コア損失は軽負荷でのインダクタ損失の大部分を占

めます。スイッチCをオンすると、昇圧モードで逆回復電流損失が生じます。効率を改善するための調整を行う場合は、入力電流が効率の変化を示す最良の指標になります。変更を加えた場合に入力電流が減少すれば、効率は向上しています。入力電流に変化がなければ、効率にも変化はありません。

5.  $V_{\text{CC}}$ レギュレータの損失。たとえば2セルのリチウムイオン・バッテリーを使用する場合など、入力電圧が5Vを上回るアプリケーションでは、電圧差や出力スイッチのゲートをドライブする平均出力電流により、 $V_{\text{CC}}$ レギュレータがある程度の電力を消費します。 $V_{\text{CC}}$ ピンは、そうしなければ高効率の外部5V電源から直接ドライブして、負荷が軽くなるにつれ全体的効率を向上させることができます。

### 設計例

設計例として、 $V_{\text{IN}} = 2.7\text{V} \sim 10\text{V}$  (公称3.6Vのリチウムイオン・バッテリーと9Vアダプタ)、 $V_{\text{OUT}} = 3.3\text{V}$  (5%)、 $I_{\text{OUT}}(\text{MAX}) = 3\text{A}$ 、 $f = 500\text{kHz}$ の場合を考えます。

### インダクタ値の決定

インダクタのリプルを40%に設定して「インダクタの選択」のセクションの式を使用すると、以下の値が得られます。

$$L > \frac{(2.7)^2 \cdot (3.3 - 2.7) \cdot 100}{500 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 40 \cdot (3.3)^2} = 0.67\mu\text{H}$$

$$L > \frac{3.3 \cdot (10 - 3.3) \cdot 100}{500 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 40 \cdot 10} = 3.7\mu\text{H}$$

このアプリケーションのワーストケースのリプルは降圧モードで生じるので、3.3 $\mu\text{H}$ の標準インダクタ値を選択します。

## アプリケーション情報

## 適切なインダクタ・タイプの選択

最大のインダクタ電流は昇圧モードで生じ、その値は次式で与えられます。

$$I_{L(MAX\_AV)} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT}}{V_{IN} \cdot \eta}$$

ここで、 $\eta$ はこのモードにおける推定効率です(80%を使用)。

$$I_{L(MAX\_AV)} = \frac{3.3 \cdot 3}{2.7 \cdot 0.8} = 4.6A$$

インダクタのESRの最大効率損失を5%以下に抑えるための式は次のようになります。

$$ESR_{L(MAX)} \sim \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT} \cdot \%Loss}{I_{L(MAX\_AV)}^2 \cdot 100} = 24m\Omega$$

このアプリケーションに適したインダクタとしては、CoiltronicsのCD1-3R8が考えられます。このインダクタの定格DC電流は6Aで、ESRは13m $\Omega$ です。

## 適切なMOSFETスイッチの選択

インダクタのESRと同じガイドラインを使用した場合、MOSFETとして適しているのはSiliconix Si7940DPです。これは表面実装パッケージのデュアルMOSFETで、ESRは2.5Vで25m $\Omega$ 、総ゲート電荷は12nCです。

パッケージの熱抵抗は60°C/Wなので、各スイッチの電力損失をチェックすれば動作の信頼性を確保することができます。

スイッチAとCの電力損失は昇圧モード時に最大となります。接合部温度 $T_J = 100^\circ C$ 、 $\rho_{100C} = 1.3$ 、電力損失を $V_{IN} = 2.7$ の時の値と仮定し、「効率に関する検討事項」のセクションの式を使用すると、以下のような値が得られます。

$$\begin{aligned} PA(BOOST) &= \left( \frac{3.3}{2.7} \cdot 3 \right)^2 \cdot 1.3 \cdot 0.025 = 0.43W \\ PC(BOOST) &= \frac{(3.3 - 2.7) \cdot 3.3}{2.7^2} \cdot 3^2 \cdot 1.3 \cdot 0.025 \\ &\quad + 1 \cdot 3.3^3 \cdot \frac{3}{2.7} \cdot 0.45 - 9 \cdot 500 \cdot 10^3 \\ &= 0.09W \end{aligned}$$

スイッチBとDの電力損失は降圧モードで最大となり、次式で与えられます。

$$\begin{aligned} PB(BUCK) &= \frac{10 - 3.3}{10} \cdot 3^2 \cdot 1.3 \cdot 0.025 = 0.20W \\ PD(BOOST) &= \frac{3.3}{10} \cdot 3^2 \cdot 1.3 \cdot 0.025 = 0.10W \end{aligned}$$

ここで、パッケージの $T_J$ を50°Cの周囲温度で再度チェックします。これはデュアルNMOSパッケージなので、スイッチA+BとC+Dのワーストケースを追加することができます。MOSFETが別々のパッケージにあるアプリケーションでは、各デバイスの最大 $T_J$ は以下のように計算する必要があります。

$$\begin{aligned} T_{J(PKG1)} &= T_A + \theta_{JA} (PA + PB) \\ &= 50 + 60 \cdot (0.43 + 0.20) = 88^\circ C \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T_{J(PKG2)} &= T_A + \theta_{JA} (PC + PD) \\ &= 50 + 60 \cdot (0.09 + 0.10) = 60^\circ C \end{aligned}$$

## 最大電流制限の設定

デバイスの最大電流制限を設定する式は以下のようになります。

$$R_{ILSET} = \frac{6000}{R_{DS(ON)A} \cdot I_{LIMIT}} \Omega$$

100°Cでのワーストケースの変動を考慮するために、最大電流は $I_L(PEAK)$ を25%上回る値(6A)に設定します。

$$R_{ILSET} = \frac{6000}{0.025 \cdot 6} = 42k$$

## 入力容量と出力容量の選択

入力容量は、降圧モードでワーストケースとなる電流リップルをフィルタ処理する必要があります。入力電流は6Aに達することがあるので、ESRが10m $\Omega$ 以下のコンデンサの入力リップルは60mVになります。

出力容量は、昇圧モードでワーストケースとなる電流リップルをフィルタ処理する必要がありますが、通常はループ応答、最大負荷過渡、許容過渡応答によって決定されます。

## アプリケーション情報

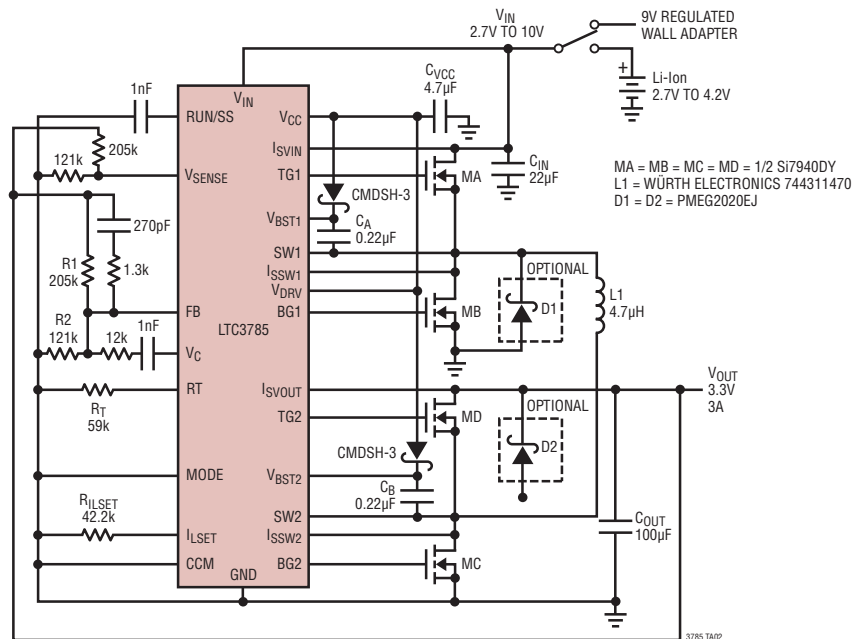
### PC基板レイアウトのチェックリスト

PC基板の基本的なレイアウトには専用のグランド・プレーン層が必要です。また、高電流では、多層基板を使用すれば電力部品のヒートシンク機能が得られます。

- ・グランド・プレーン層にはトレースを配置せず、パワーMOSFETのある層にできるだけ近付けて配置します。
- ・ $C_{IN}$ 、スイッチA、スイッチB、D1を一箇所に密集させて配置します。 $C_{OUT}$ 、スイッチC、スイッチD、D2も一箇所に密集させて配置します。
- ・部品 (LTC3785のGND/PGNDピンを含む) をグランド・プレーンに接続する場合は、直結するビアを使用します。各電力部品には大きなビアを複数使用します。
- ・良好な電圧フィルタリングを維持して電力損失を低く抑えるために、 $V_{IN}$ と $V_{OUT}$ にはプレーンを使用します。
- ・すべての層のすべての未使用領域を銅で覆います。銅で覆うことによって電力部品の温度上昇が抑えられます。この銅領域はDCネットのどれか ( $V_{IN}$ またはGND) に接続します。プリント基板をレイアウトする場合は、以下のチェックリストを使用してLTC3785が正しく動作するようにします。
- ・信号グランドと電源グランドを分離します。すべての小信号部品は一点でGNDピンに戻す必要があります。スイッチBとスイッチCのソースもデバイスのGNDに一点接続します。
- ・スイッチBとスイッチCはできるだけコントローラに近付けて配置し、PGND、BG、SWのトレースを短くします。
- ・ $dV/dT$ が高いSW1、SW2、 $V_{BST1}$ 、 $V_{BST2}$ 、TG1、TG2の各ノードは、敏感な小信号ノードから離します。
- ・スイッチA、スイッチB、D1、 $C_{IN}$ コンデンサで形成される経路は、リードとPCトレースを短くする必要があります。スイッチC、スイッチD、D2、 $C_{OUT}$ コンデンサで形成される経路も、リードとPCトレースを短くする必要があります。
- ・出力コンデンサの(−)端子は入力コンデンサの(−)端子にできるだけ近付けて接続する必要があります。
- ・ $V_{CC}$ デカップリング・コンデンサ $C_{VCC}$ は、 $V_{CC}$ ピンとPGNDピンに近付けて接続します。
- ・トップ・ドライバの昇圧コンデンサ $C_A$ は、 $V_{BST1}$ ピンとSW1ピンに近付けて接続します。トップ・ドライバの昇圧コンデンサ $C_B$ は、 $V_{BST2}$ ピンとSW2ピンに近付けて接続します。
- ・入力コンデンサ $C_{IN}$ と出力コンデンサ $C_{OUT}$ は、パワーMOSFETに近付けて接続します。これらのコンデンサは昇降圧モードでMOSFETのAC電流を供給します。
- ・FBと $V_{SENSE}$ ピンの抵抗分割器は $C_{OUT}$ の(+)端子と信号グランドに接続します。小さな $V_{SENSE}$ デカップリング・コンデンサを使用する場合は、LTC3785のGNDピンにできるだけ近付けて配置します。
- ・ $I_{SVIN}$ と $I_{SSW1}$ のリードは最小限のPCトレース間隔で一緒に配線します。MOSFET Aまたは検出抵抗の両端にはケルビン接続を使用し、高精度の電流検出を行えるようにします。
- ・ $I_{SVOUT}$ と $I_{SSW2}$ のリードは最小限のPCトレース間隔で一緒に配線します。MOSFET Dまたは検出抵抗の両端にはケルビン接続を使用し、高精度の電流検出を行えるようにします。
- ・帰還ネットワークはデバイスに近付けて、 $V_C$ ピンとFBピンの間に接続します。

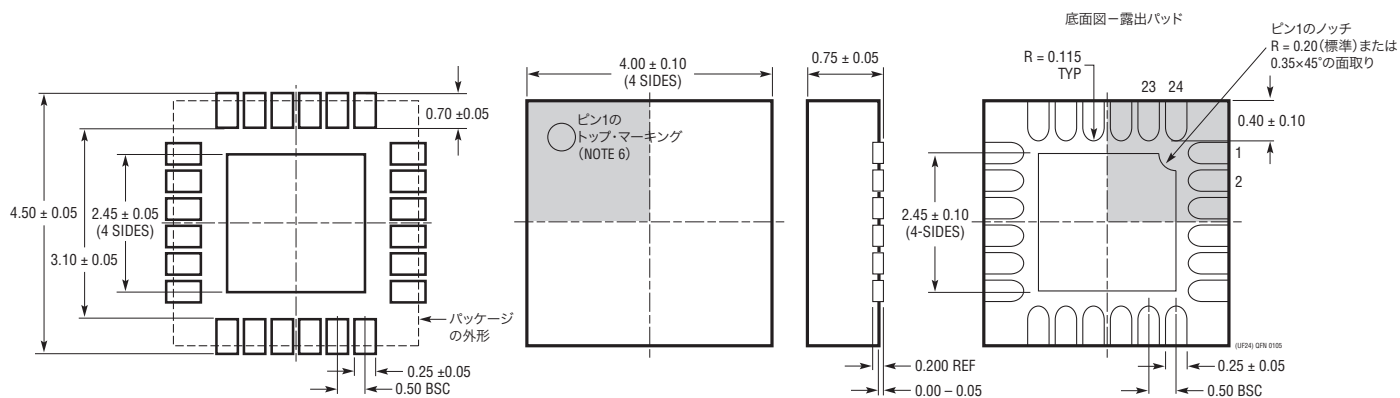
# LTC3785

## 標準的応用例



## パッケージ

### UFパッケージ 24ピン・プラスチックQFN (4mm×4mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1697)



推奨する半田パッドのピッチと寸法

- NOTE:
- 図はJEDECパッケージ外形MO-220のバリエーション(WGGD-X)にするよう提案されている(承認待ち)
  - 図は実寸とは異なる
  - すべての寸法はミリメートル
  - 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
  - 露出パッドは半田メッキとする
  - 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考過ぎない

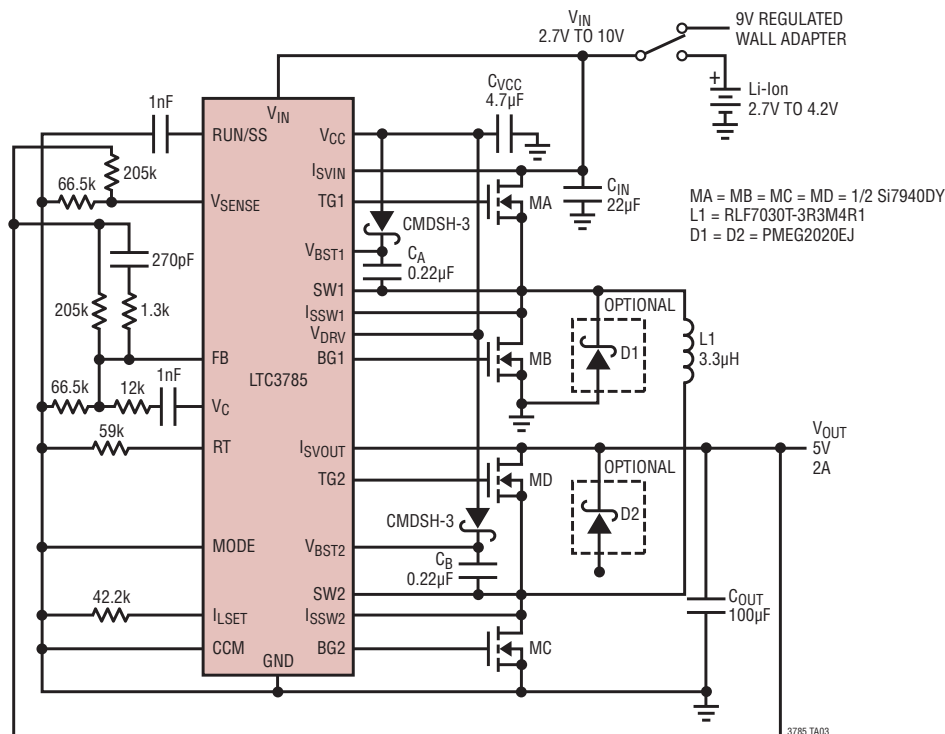
## 改訂履歴 (Rev Cよりスタート)

REV	日付	概要	ページ番号
C	3/10	LTC3785IUF(Iグレード)を追加、データシート全体に反映	1~20

# LTC3785

## 標準的応用例

リチウムイオン・バッテリー/9V ACアダプタから5V/2A



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3780	最大98%の高効率、同期整流式 4スイッチ昇降圧コントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 30V$ 、 SSOP-24および5mm×5mm QFN-32パッケージ
LTM4605	完全な高効率昇降圧DC/DC µModule電源	$4.5V \leq V_{IN} \leq 20V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 16V$ 、15mm×15mm×2.8mmパッケージ
LTM4607	完全な高効率昇降圧DC/DC µModule電源	$4.5V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 25V$ 、15mm×15mm×2.8mmパッケージ
LTM4609	完全な高効率昇降圧DC/DC µModule電源	$4.5V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 34V$ 、15mm×15mm×2.8mmパッケージ
LTC3533	2A、同期整流式昇降圧モノリシック DC/DCコンバータ	$1.8V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ 、 $1.8V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$ 、消費電流：40µA、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×4mm DFN-14パッケージ
LTC3441	1.2A、同期整流式昇降圧モノリシック DC/DCコンバータ	$2.4V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ 、 $2.4V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$ 、消費電流：25µA、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×4mm DFN-12パッケージ
LTC3440	600mA、同期整流式昇降圧モノリシック DC/DCコンバータ	$2.5V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ 、 $2.5V \leq V_{OUT} \leq 5.5V$ 、消費電流：25µA、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10およびMSOP-10パッケージ
LTC3444	500mA、同期整流式昇降圧モノリシック DC/DCコンバータ	$2.7V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ 、 $0.5V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$ 、 WCDMA RFアンプのバイアスに最適化、3mm×3mm DFN-8パッケージ
LTC3532	500mA、同期整流式昇降圧モノリシック DC/DCコンバータ	$2.4V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ 、 $2.4V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$ 、消費電流：35µA、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10およびMSOP-10パッケージ
LTC3531 LTC3531-3 LTC3531-3.3	200mA、同期整流式昇降圧モノリシック DC/DCコンバータ	$1.8V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ 、 $2V \leq V_{OUT} \leq 5V$ 、消費電流：35µA、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-8およびThinSOT-23パッケージ

µModuleはリアテクノロジー社の登録商標です。

3785fc

20

リアテクノロジー株式会社

〒102-0094 東京都千代田区紀尾井町3-6紀尾井町パークビル8F  
TEL 03-5226-7291・FAX 03-5226-0268・www.linear-tech.co.jp

LT 0310 REV C • PRINTED IN JAPAN



© LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 2007