

特長

- 熱特性が改善された16ピンTSSOP
または8ピンSOパッケージに3Aスイッチを内蔵
- 1.25MHzの固定スイッチング周波数
- 広い動作電圧範囲:3V~25V
- 高効率の0.09Ωスイッチ
- 1.2Vの帰還リファレンス電圧
- 高さの低い表面実装部品を使用
- 低いシャットダウン電流:15μA
- 2MHzまで同期可能
- 電流モード・ループ制御
- デューティ・サイクル全域で一定の最大スイッチ電流定格*
- 8ピンSOパッケージと熱特性が改善された
16ピンTSSOPパッケージ

アプリケーション

- DSLモデム
- 携帯用コンピュータ
- 安定化ACアダプタ
- バッテリ駆動システム
- 配電システム

概要

LT[®]1765は1.25MHzのモノリシック降圧スイッチング・レギュレータです。高効率の3A、0.09Ωスイッチに加え、高周波数電流モード・スイッチング・レギュレータを構成するのに必要な制御回路を全て内蔵しています。電流モード制御を採用しているため、過渡応答が高速で、優れたループ安定性が得られます。

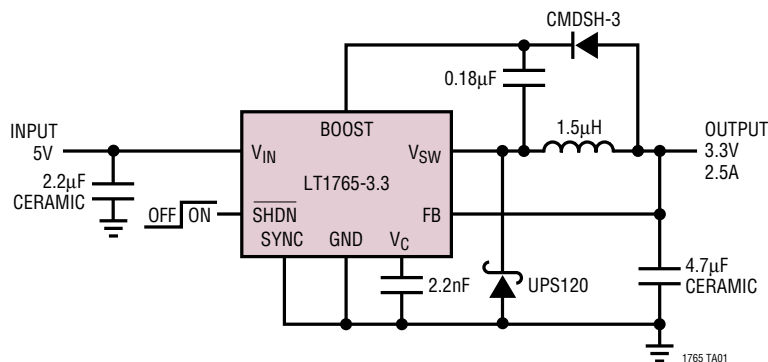
新しい設計技術を採用することで、広い動作電圧範囲において高いスイッチング周波数で高効率を達成します。低ドロップアウトの内部レギュレータは24Vシステムからリチウムイオン・バッテリーまでの広い入力範囲で一貫した性能を維持します。動作時の消費電流が1mAと低いので、特に低出力電流時に効率が向上します。また、シャットダウン時には消費電流が15μAまで低減されます。デューティ・サイクル全域で最大スイッチ電流を一定に保ちます。同期化により、外部ロジック・レベル信号を使用して内部発振周波数を1.6MHz~2MHzの範囲に上げることができます。

LT1765はサイクル毎の完全な電流制御機能やサーマル・シャットダウン機能を備えています。高周波数動作により、入力および出力フィルタリング部品を削減でき、チップ・インダクタを使用できます。

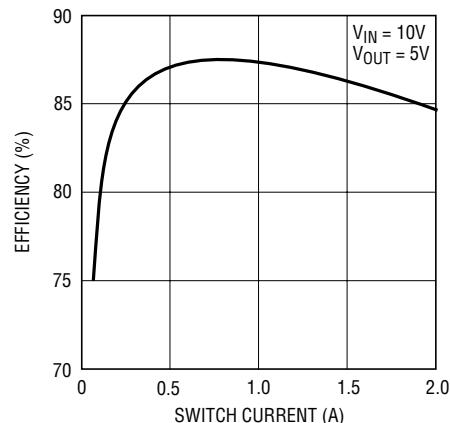
LT、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。
*特許出願中。

標準的応用例

5Vから3.3Vへの降圧コンバータ



効率と負荷電流



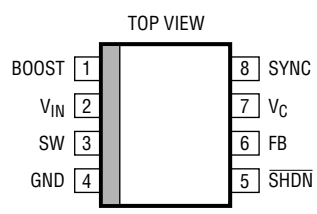
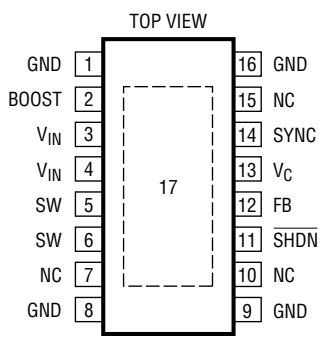
1765 • TA01a
1765fb

LT1765/LT1765-1.8/LT1765-2.5/ LT1765-3.3/LT1765-5

絶対最大定格 (Note 1)

| | |
|-----------------------|----------------------------|
| 入力電圧.....25V | SYNCピンの電流.....1mA |
| SWを超えるBOOSTピン.....20V | 動作接合部温度範囲 |
| BOOSTピンの最大電圧.....35V | (Note 2).....-40°C~125°C |
| SHDNピン.....25V | 保存温度範囲.....-65°C~150°C |
| FBピンの電流.....1mA | リード温度 (半田付け、10秒).....300°C |

パッケージ/発注情報

| | | | |
|---|-------------------|---|---|
|  <p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SO T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 90°C/W, θ_{JC}(PIN 4) = 30°C/W GROUND PIN CONNECTED TO LARGE COPPER AREA</p> | ORDER PART NUMBER |  <p>FE PACKAGE 16-LEAD PLASTIC TSSOP θ_{JA} = 45°C/W, θ_{JC}(PAD) = 10°C/W EXPOSED PAD (PIN 17) SOLDERED TO LARGE COPPER PLANE</p> | ORDER PART NUMBER |
| | LT1765ES8 | | LT1765EFE LT1765EFE-1.8 LT1765EFE-2.5 LT1765EFE-3.3 LT1765EFE-5 |
| | S8 PART MARKING | | FE PART MARKING |
| | 1765 | | 1765EFE 1765EFE18 1765EFE25 1765EFE33 1765EFE-5 |

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へ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_C = 0.8V、BOOST = V_{IN}+5V、SHDN、SYNCとスイッチはオープン。

| PARAMETER | CONDITIONS | | MIN | TYP | MAX | UNITS | |
|--------------------------------------|--|--------------|------|-------|------|-------|---|
| Maximum Switch Current Limit | | | 3 | 4 | 6 | A | |
| Oscillator Frequency | 3.3V < V _{IN} < 25V | ● | 1.1 | 1.25 | 1.6 | MHz | |
| Switch On Voltage Drop | I = 3A | ● | | 270 | 430 | mV | |
| V _{IN} Undervoltage Lockout | (Note 3) | ● | 2.47 | 2.6 | 2.73 | V | |
| V _{IN} Supply Current | | ● | | 1 | 1.3 | mA | |
| Shutdown Supply Current | V _{SHDN} = 0V, V _{IN} = 25V, V _{SW} = 0V | ● | | 15 | 35 | μA | |
| | | | | | 55 | μA | |
| Feedback Voltage | 3V < V _{IN} < 25V, 0.4V < V _C < 0.9V (Note 3) | LT1765 (Adj) | ● | 1.182 | 1.2 | 1.218 | V |
| | | | ● | 1.176 | | 1.224 | V |
| | | LT1765-1.8 | ● | 1.764 | 1.8 | 1.836 | V |
| | | LT1765-2.5 | ● | 2.45 | 2.5 | 2.55 | V |
| | | LT1765-3.3 | ● | 3.234 | 3.3 | 3.366 | V |
| LT1765-5 | ● | 4.9 | 5 | 5.1 | V | | |

1765fb

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、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_C = 0.8\text{V}$ 、 $\text{BOOST} = V_{IN} + 5\text{V}$ 、 $\overline{\text{SHDN}}$ 、 SYNC とスイッチはオープン。

| PARAMETER | CONDITIONS | | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|--|--|---|------|-------|------|------------------|
| FB Input Current | LT1765 (Adj) | ● | | -0.25 | -0.5 | μA |
| FB Input Resistance | LT1765 | ● | 10.5 | 15 | 21 | $\text{k}\Omega$ |
| | LT1765-1.8 | ● | 14.7 | 21 | 30 | $\text{k}\Omega$ |
| | LT1765-3.3 | ● | 19 | 27.5 | 39 | $\text{k}\Omega$ |
| | LT1765-5 | ● | 29 | 42 | 60 | $\text{k}\Omega$ |
| FB Error Amp Voltage Gain | $0.4\text{V} < V_C < 0.9\text{V}$ | | 150 | 350 | | |
| FB Error Amp Transconductance | $\Delta I_{V_C} = \pm 10\mu\text{A}$ | ● | 500 | 850 | 1300 | μMho |
| V_C Pin Source Current | $V_{FB} = V_{\text{NOM}} - 17\%$ | ● | 80 | 120 | 160 | μA |
| V_C Pin Sink Current | $V_{FB} = V_{\text{NOM}} + 17\%$ | ● | 70 | 110 | 180 | μA |
| V_C Pin to Switch Current Transconductance | | | | 5 | | A/V |
| V_C Pin Minimum Switching Threshold | Duty Cycle = 0% | | | 0.4 | | V |
| V_C Pin 3A I_{SW} Threshold | | | | 0.9 | | V |
| Maximum Switch Duty Cycle | $V_C = 1.2\text{V}$, $I_{\text{SW}} = 800\text{mA}$, $V_{\text{IN}} = 6\text{V}$ | | 85 | 90 | | % |
| | | ● | 80 | | | % |
| Minimum Boost Voltage Above Switch | $I_{\text{SW}} = 3\text{A}$ | ● | | 1.8 | 2.7 | V |
| Boost Current | $I_{\text{SW}} = 1\text{A}$ (Note 4) | ● | | 20 | 30 | mA |
| | $I_{\text{SW}} = 3\text{A}$ (Note 4) | ● | | 70 | 140 | mA |
| $\overline{\text{SHDN}}$ Threshold Voltage | | ● | 1.27 | 1.33 | 1.40 | V |
| $\overline{\text{SHDN}}$ Threshold Current Hysteresis | | ● | 4 | 7 | 10 | μA |
| $\overline{\text{SHDN}}$ Input Current (Shutting Down) | $\overline{\text{SHDN}} = 60\text{mV}$ Above Threshold | ● | -7 | -10 | -13 | μA |
| SYNC Threshold Voltage | | | | 1.5 | 2.2 | V |
| SYNC Input Frequency | | | 1.6 | | 2 | MHz |
| SYNC Pin Resistance | $I_{\text{SYNC}} = 1\text{mA}$ | | | 20 | | $\text{k}\Omega$ |

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。

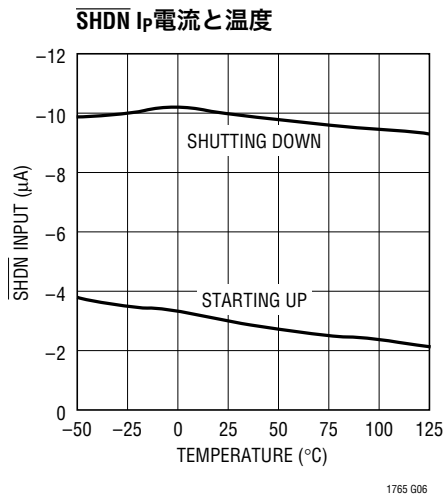
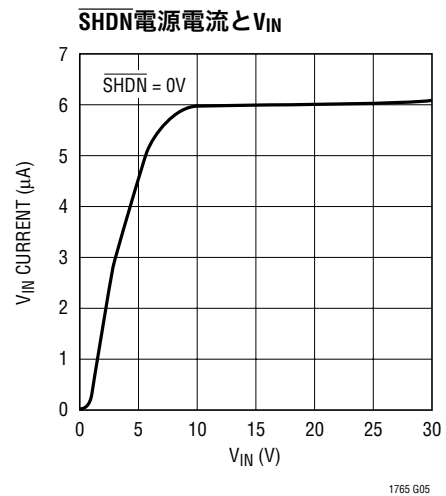
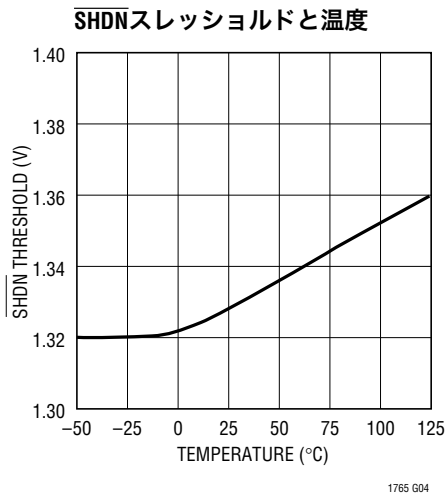
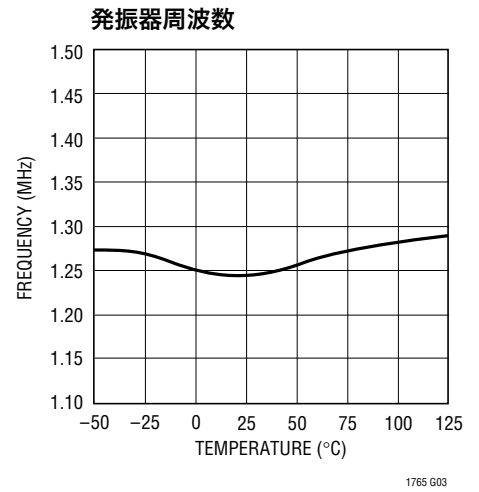
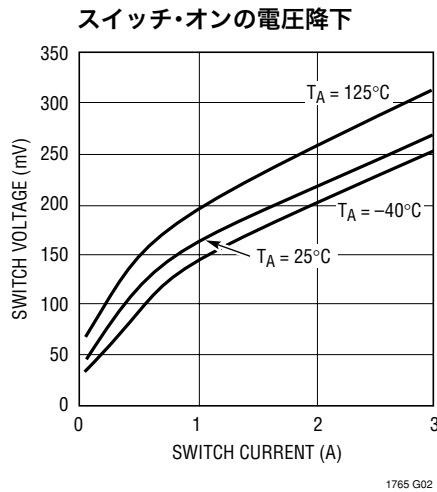
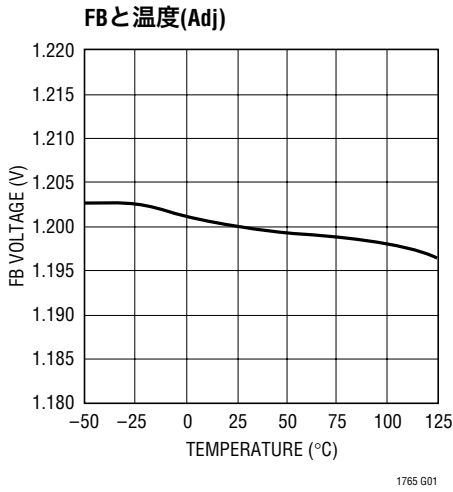
Note 2: LT1765Eは $0^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。
 $-40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$ の動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。

Note 3: 最小入力電圧は内部レギュレータがロックアウトに入る電圧として定義されている。安定化された出力を維持する実際の最小入力電圧は出力電圧と負荷電流に依存する。「アプリケーション情報」を参照。

Note 4: スイッチ・サイクルのオンの間だけ電流がBOOSTピンに流れ込む。

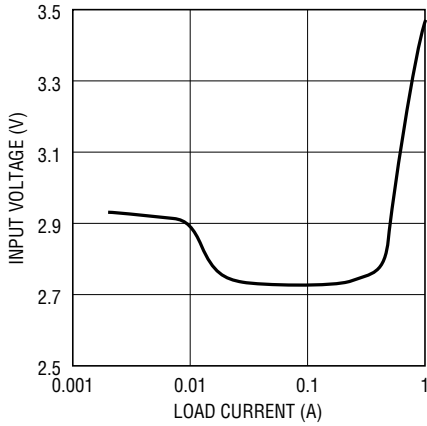
LT1765/LT1765-1.8/LT1765-2.5/ LT1765-3.3/LT1765-5

標準的性能特性



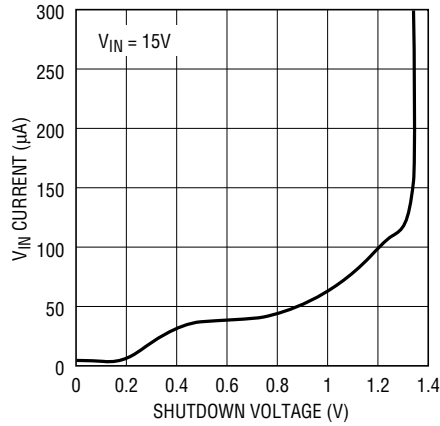
標準的性能特性

2.5V出力の最小入力電圧



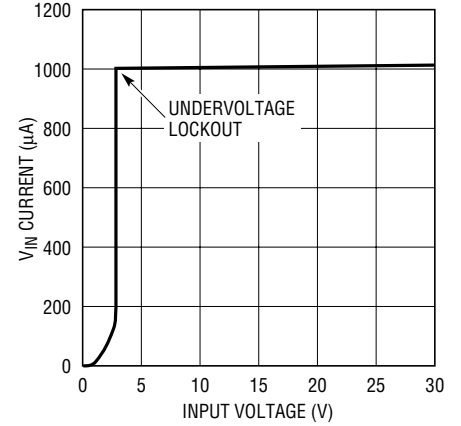
1765 G07

SHDN電源電流



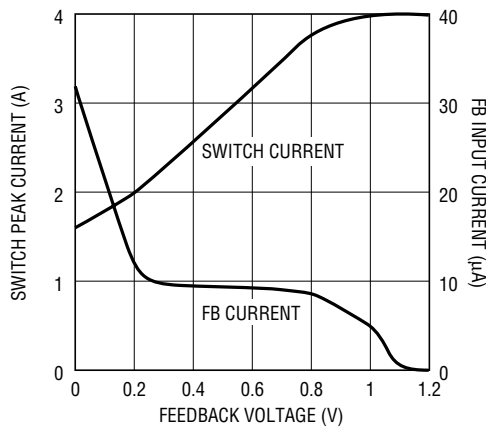
1765 G08

入力電源電流



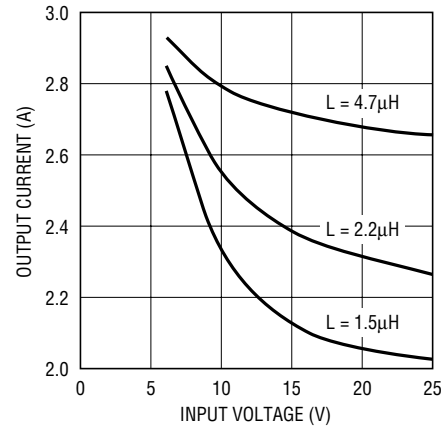
1765 G09

電流制限フォールドバック



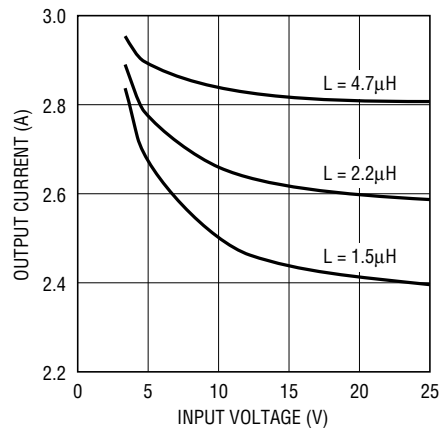
1765 G10

最大負荷電流、 $V_{OUT} = 5V$



1765 G11

最大負荷電流、 $V_{OUT} = 2.5V$



1765 G12

1765fb

ピン機能

FB: 望みの出力電圧に接続されているときこのピンに1.2Vを発生する外部分圧器を使って出力電圧を設定するのに(調節可能なバージョン)、このフィードバック・ピンを使います。1.8V、2.5V、3.3Vおよび5Vの固定電圧バージョンには分圧ネットワークが内蔵されており、FBピンは出力に直接接続されています。必要ならば、FBピンが0.5Vより低くなる起動時または短絡時に電流制限を下げるすることができます(「標準的性能特性」のセクションの「電流制限フォールドバック」のグラフを参照)。この機能が動作するには、調節可能なバージョンのFBピンに5k Ω 以下のインピーダンスが必要です。

BOOST: BOOSTピンは入力電圧より高いドライブ電圧を内蔵バイポーラNPNパワー・スイッチに与えるのに使います。

V_{IN}: これは内蔵パワーNPNスイッチのコレクタです。このピンは内部回路と内部レギュレータに給電します。NPNスイッチがオン/オフするとき、高いdi/dtエッジがこのピンに発生します。外部バイパス・コンデンサとキャッチ・ダイオードをこのピンに接近させます。このパスの全てのトレース・インダクタンスによりスイッチ・オフ時に電圧スパイクが生じ、内蔵NPNの両端のV_{CE}電圧が増加します。TSSOPパッケージの両方のV_{IN}ピンを一緒にPCボードに短絡する必要があります。

GND: GNDピンは安定化出力の基準として機能するので、負荷の「グラウンド」端がICのGNDピンと同じ電位でないと、ロード・レギュレーションが悪影響を受けます。この状態は負荷電流あるいは他の電流がGNDピンと負荷のグラウンド・ポイントの間のメタル・パスを流れるとき生じます。GNDピンと負荷の間のグラウンド・パスを短くし、可能ならばグラウンド・プレーンを使用します。入力バイパスとGNDピンの間のパスを短くします。パッケージの露出GNDパッドとGNDピンは内部タブに直接接続されています。これらのピンとパッドは大きな銅領域に接合して熱抵抗を下げます。

V_{sw}: このスイッチ・ピンは内蔵パワーNPNスイッチのエミッタです。このピンはスイッチ・オン時間の間、入力ピンの電圧までドライブされます。インダクタ電流はスイッチ・オフ時間の間このスイッチ・ピンを負にドライブします。負電圧はV_{BR}が<0.8Vの外部キャッチ・ダイオードでクランプする必要があります。TSSOPパッケージの両方のV_{sw}ピンを一緒にPCボードに短絡する必要があります。

SYNC: 内部発振器を外部信号に同期させるのにSYNCピンを使います。このピンはロジック・レベルに直接適合しており、20%~80%のデューティ・サイクルの信号でドライブできます。同期範囲は1.6MHz~2MHzです。詳細については「アプリケーション情報」の「同期」のセクションを参照してください。使用しない場合、このピンは接地します。

SHDN: レギュレータをオフし、入力ドレイン電流を数マイクロアンペアに減らすのにこのシャットダウン・ピンを使います。1.33Vのスレッシュホールドは精確な低電圧ロックアウト(UVLO)として機能することができ、入力電圧が予め定められたレベルに達するまで、レギュレータが動作するのを抑止します。レギュレータを動作モードにするため、フロートさせるか、または"H"に引き上げます。

V_c: V_cピンは誤差アンプの出力であり、同時にピーク・スイッチ電流コンパレータの入力です。これは周波数補償に普通使われますが、電流クランプまたは制御ループの無効化の二重の機能を果たすことができます。このピンは非常に軽い負荷では約0.4V、最大負荷では0.9Vになります。グラウンドにドライブして出力をオフすることができます。

ブロック図

LT1765は固定周波数、電流モード降圧コンバータです。これは、内部クロックと、パワー・スイッチのデューティ・サイクルを制御する2つの帰還ループが備わっていることを意味します。通常の誤差アンプに加えて、サイクル毎にスイッチ電流をモニタする電流センス・アンプを備えています。スイッチ・サイクルは、 R_S フリップ・フロップをセットしてスイッチをオンする発振器パルスで開始されます。スイッチ電流がコンパレータの反転入力によって設定されるレベルに達すると、フリップ・フロップはリセットされ、スイッチがオフします。誤差アンプの出力を使ってスイッチ電流のトリップ・ポイントを設定することにより、出力電圧を制御します。つまり、この手法では、誤差アンプは(電圧ではなく)出力に供給される電流を支配します。電圧帰還型システムでは、インダクタと出力コンデンサの共振周波数

までは位相シフトが小さく、そこを超えると突然 180° のシフトが生じます。電流帰還型システムでは、はるかに低い周波数で 90° の位相シフトが生じますが、LC共振周波数を大きく超えるまでは追加の 90° シフトは生じません。このため、帰還ループの周波数補償ははるかに容易になり、過渡応答もはるかに速くなります。

BOOSTピンを使って入力電圧より高い電圧をスイッチ・ドライバに供給するとスイッチを飽和させることができ、高い効率が得られます。このブースト電圧は外部のコンデンサとダイオードによって発生させます。シャットダウン・ピンに接続されたコンパレータが内部レギュレータをディスエーブルし、電源電流を減らします。

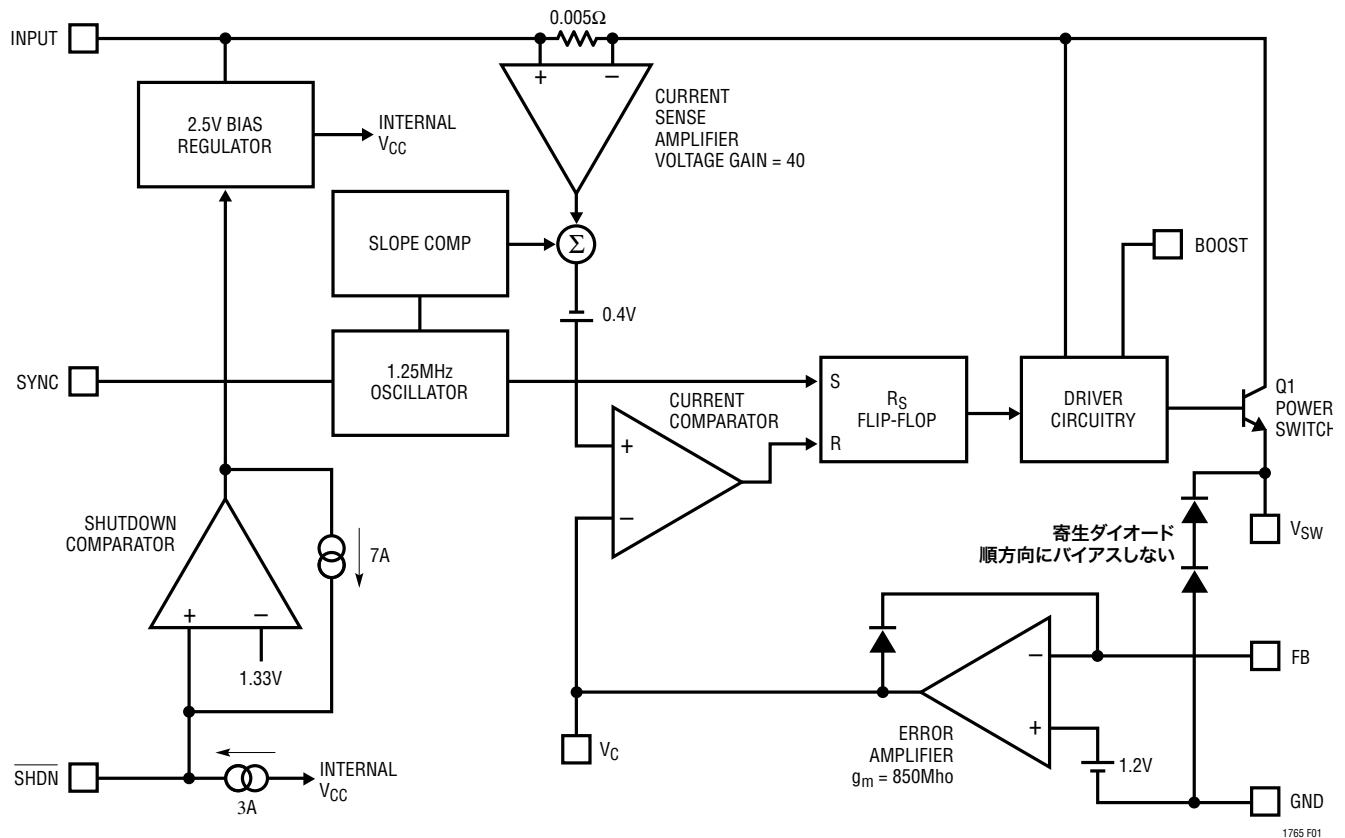


図1. ブロック図

LT1765/LT1765-1.8/LT1765-2.5/ LT1765-3.3/LT1765-5

アプリケーション情報

FB抵抗ネットワーク

1.8V、2.5V、3.3Vまたは5Vの出力電圧が必要なら、対応する固定オプションのデバイス(-1.8、-2.5、-3.3または-5)を使います。これらのデバイスのFBピンは出力に直接接続されています。必要な抵抗分割器は既にデバイスに内蔵されています。他の電圧の出力の場合、調節可能なデバイスを使い、外部抵抗分割器を追加します。FBからグラウンドに接続する推奨抵抗(R2)は10kです。これにより、FB入力のバイアス電流の出力電圧への寄与は0.25%以下に減少します。V_{OUT}からFBへの抵抗(R1)の式は次のとおりです。

$$R1 = \frac{R2(V_{OUT} - 1.2)}{1.2 - R2(0.25\mu A)}$$

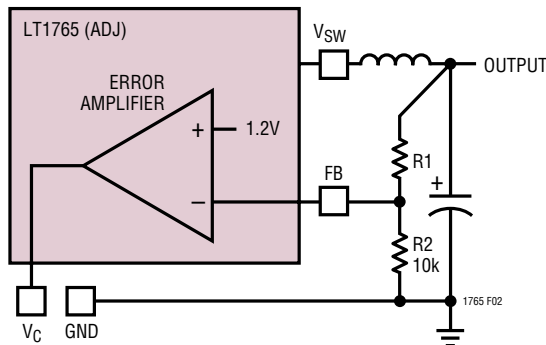


図2. フィードバック・ネットワーク

入力コンデンサ

降圧レギュレータは入力電源からパルス状に電流を流します。これらのパルスの立上り時間と立下り時間は非常に高速です。LT1765の入力の電圧リップルを減少させ、スイッチング電流を狭いローカル・ループに制限してEMIを最小に抑えるため、入力コンデンサが必要です。RMSリップル電流は次式から計算できます。

$$I_{\text{RIPPLE(RMS)}} = I_{\text{OUT}} \sqrt{V_{\text{OUT}}(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) / V_{\text{IN}}^2}$$

セラミック・コンデンサは入力バイパス用に理想的です。もって高いスイッチング周波数では、入力コンデンサのエネルギー蓄積要件が緩和されるので、1 μ F~4.7 μ Fの範囲の値がほとんどのアプリケーションに適しています。それらは高周波数で容量特性が良いので、ほとんどのリップル電流定格とターンオン・サージの問題が取り除かれます。Y5Vまたは類似のセラミック・コンデンサを使うことができます。容量の絶対値はそれほ

ど重要ではなく、ループの安定性への影響は大きくないからです。LT1765の出力が要求する最小入力に近いところで動作する必要がある場合、大きな値が必要かもしれません。これは、過度のリップルのために入力が最小動作電圧より低くなり、動作が不安定になるのを防ぐためです。

タンタル・コンデンサを使う場合、ESRを小さくし、リップル電流定格とサージ定格に適合するために22 μ F~470 μ Fの範囲の値が一般に必要です。リップル定格とサージ定格を超えないように注意が必要です。AVXのTPSシリーズとKemetのT495シリーズのタンタル・コンデンサはサージ定格が規定されています。高サージのアプリケーションでは2:1の割合でコンデンサの動作電圧をデレーティングすることをAVXは推奨しています。

出力コンデンサ

入力コンデンサとは異なり、出力コンデンサのRMSリップル電流は通常十分低いので、リップル電流定格は問題になりません。電流波形は三角波で、RMS値が次のように与えられます。

$$I_{\text{RIPPLE(RMS)}} = \frac{0.29(V_{\text{OUT}})(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}{(L)(f)(V_{\text{IN}})}$$

LT1765はセラミックとタンタルの両方の出力コンデンサで動作します。セラミック・コンデンサは小型で、ESR(等価直列抵抗)が非常に小さく、高周波動作が優れているので一般に選択されます。1 μ F~10 μ Fの範囲の、X7RまたはX5Rのタイプのセラミック出力コンデンサを推奨します。

タンタル・コンデンサは、過渡負荷の大きなアプリケーションに役立つバルク容量特性が優れているので、通常選択されます。絶対値ではなくESRによって1.25MHzの出力リップルが決まります。LT1765の標準的アプリケーションにはESRが0.3 Ω 未満の22 μ F~500 μ Fタンタル・コンデンサが必要です(表2を参照)。このESRは周波数応答に役立つゼロを与えます。ESRの小さなセラミック出力コンデンサは、これを補償するため、大きなV_Cコンデンサまたは追加の直列Rを通常必要とします。

アプリケーション情報

表2. 表面実装型固体タンタル・コンデンサのESRとリップル電流

| E Case Size | ESR (Max, Ω) | Ripple Current (A) |
|-----------------------|--------------|--------------------|
| AVX TPS, Sprague 593D | 0.1 to 0.3 | 0.7 to 1.1 |
| AVX TAJ | 0.7 to 0.9 | 0.4 |
| D Case Size | | |
| AVX TPS, Sprague 593D | 0.1 to 0.3 | 0.7 to 1.1 |
| C Case Size | | |
| AVX TPS | 0.2 (typ) | 0.5 (typ) |

200mAのリップル電流でのセラミック・コンデンサおよびタンタル・コンデンサの出力リップルの比較を図3に示します。

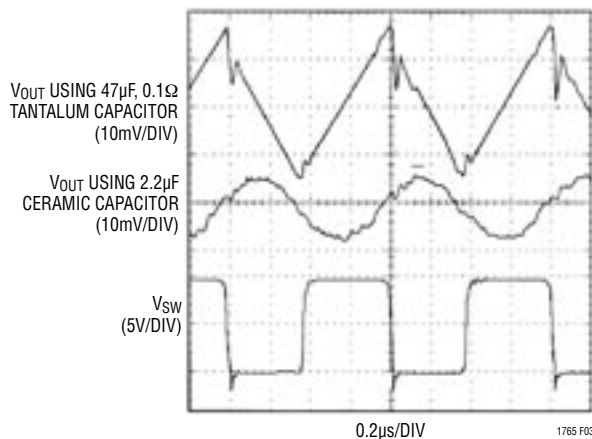


図3. 出力リップル電圧波形

インダクタの選択と最大出力電流

LT1765降圧コンバータの最大出力電流は、最大スイッチ定格 (I_p) からピーク・トゥ・ピーク・インダクタ・リップル電流の半分を差し引いた電流になります。LT1765は全てのデューティ・サイクルで一定のスイッチ電流定格を保ちます。(特許出願中)

大部分のアプリケーションでは、出力インダクタは1µH~10µHの範囲に収まります。インダクタの物理的サイズを減らすには低い値を選択します。高い値を選択すると、ピーク・トゥ・ピーク・リップル電流が小さくなるので、高い出力電流が可能になります。次式は連続モード動作の最大出力電流を与えます。ピーク・トゥ・ピーク・リップル(右側の項の2倍)が最大スイッチ電流より小さいことを条件にしています。

$$\text{連続モードの } I_{OUT(MAX)} = I_p - \frac{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}{2(L)(f)(V_{IN})}$$

$V_{IN} = 8V$ では $V_{OUT} = 5V$ および $L = 3.3\mu H$,

$$I_{OUT(MAX)} = 3 - \frac{(5)(8-5)}{2(3.3 \cdot 10^{-6})(1.25 \cdot 10^6)(8)}$$

$$= 3 - 0.23 = 2.77A$$

最悪(利用できる出力電流が最小)条件は最大入力電圧であることに注意してください。15Vの同じ回路で、最大出力電流はわずか2.6Aになります。

インダクタの選択

出力インダクタの飽和電流定格は、LT1765の電流コンパレータによって設定されるピーク・インダクタ電流を超えている必要があります。ピーク・インダクタ電流は、出力電流、入力電圧、出力電圧およびインダクタの値に依存します。

$$I_{PEAK} = I_{OUT} + \frac{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}{2(L)(f)(V_{IN})}$$

V_{IN} = 最大入力電圧

f = スイッチング周波数(1.25MHz)

LT1765の最大スイッチ電流より低いピーク電流のインダクタを選択する場合、図10のソフトスタート回路を使います。また、短絡が生じるとインダクタが飽和して過度の電力が消費される可能性があるため、短絡条件を許容しないようにします。

また、インダクタの抵抗を検討します。インダクタの導通損失はインダクタのDC抵抗に直接比例します。メーカーがインダクタ内の許容損失に基づいて最大電流定格も与えていることがあります。ただし、注意が必要です。入力電圧が高く、DCRが低いと、出力が短絡状態の間、過度のスイッチ電流が流れることがあります。

Coilcraft、Coiltronics、Dale、スミダ電機、東光、村田製作所、パナソニックなどのメーカーから適したインダクタを入手できます。

LT1765/LT1765-1.8/LT1765-2.5/ LT1765-3.3/LT1765-5

アプリケーション情報

表 3

| PART NUMBER | VALUE (μH) | I _{RMS} (Amps) | DCR (Ω) | HEIGHT (mm) |
|-------------------|------------|-------------------------|---------|-------------|
| Coilcraft | | | | |
| DO1608C-222 | 2.2 | 2.4 | 0.07 | 2.9 |
| Sumida | | | | |
| CDRH3D16-1R5 | 1.5 | 1.6 | 0.043 | 1.8 |
| CDRH4D18-1R0 | 1.0 | 1.7 | 0.035 | 2.0 |
| CDC5D23-2R2 | 2.2 | 2.2 | 0.03 | 2.5 |
| CR43-1R4 | 1.4 | 2.5 | 0.056 | 3.5 |
| CDRH5D28-2R6 | 2.6 | 2.6 | 0.013 | 3.0 |
| Toko | | | | |
| (D62F)847FY-2R4M | 2.4 | 2.5 | 0.037 | 2.7 |
| (D73LF)817FY-2R2M | 2.2 | 2.7 | 0.03 | 3.0 |

キャッチ・ダイオード

ダイオードD1はスイッチ・オフ時間の間だけ電流を流します。ピーク逆電圧はレギュレータの入力電圧に等しくなります。通常動作時の平均順方向電流は次式で計算することができます。

$$I_{D(AVG)} = \frac{I_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN}}$$

3Aより大きなダイオードを検討する唯一の理由は、高い入力電圧で出力が短絡状態になる最悪条件です。短絡状態では、ダイオード電流は(LT1765のピーク・スイッチ電流制限で決まる)4Aの標準値まで増加します。また、順方向電圧が高いとスイッチ電流を制限します。これは短時間は問題ありませんが、このような状態での連続動作を許容しなければならない場合は、ダイオードのメーカーへ問い合わせる方が賢明でしょう。

BOOSTピン

ほとんどのアプリケーションでは、ブースト用部品は0.18μFのコンデンサとCMDSH-3ダイオードです。アノードは通常安定化出力電圧へ接続され、出力段をドライブするために、V_{IN}より約V_{OUT}だけ高い電圧を発生します。スイッチを完全に飽和させるため、出力ドライバはオン期間を通じて少なくとも2.7Vのゆとりを必要とします。ただし、出力段はこのオン期間の間ブースト・コンデンサを放電します。出力電圧が3.3Vより低い場合、代わりにブースト電源を使うことを推奨します。ブースト・ダイオードは入力に接続することもできますが、V_{IN}の2倍のブースト電圧がBOOSTピンの絶対最大定格を超えないよう

に注意する必要があります。さらに、スイッチ・ドライバの両端の追加電圧は電力損失を増加させ、効率を下げます。独立した電源が利用できれば、それをローカルなバイパス・コンデンサとともに使うことができます。

ほとんどのアプリケーションでは、0.18μFのブースト・コンデンサを推奨します。ほとんどのタイプの薄膜コンデンサまたはセラミック・コンデンサが適していますが、スイッチのオフ時間の間に完全に再充電できるようにESRは<1Ωである必要があります。コンデンサの値は、700nsのオン時間、90mAのブースト電流、および0.7Vの放電リップルという最悪条件から得られます。次に、この値は、コンデンサの許容誤差、ESRおよび温度効果などの二次要因のため2倍だけゆとり幅を持たせます。厳しくない条件ではブースト・コンデンサの値を下げることができますが、回路動作や効率は改善されません。低入力電圧で低負荷の条件では、コンデンサの値を大きくすると放電リップルが下がり、起動動作が改善されます。

シャットダウンと低電圧ロックアウト

低電圧ロックアウト(UVLO)をLT1765に追加する方法を図4に示します。UVLOは、入力電源が電流制限されているか、または入力電源のソース抵抗が比較的高い状況で通常使用されます。スイッチング・レギュレータはソースから一定の電力を引き出すので、ソース電圧が低下するにつれ、ソース電流が増加します。この現象はソースからは負の抵抗負荷のように見えるため、低いソース電圧状態では、ソースが電流制限したり、あるいは低電圧にラッチすることがあります。UVLOはこれらの問題が発生するおそれのあるソース電圧でレギュレータが動作しないようにします。

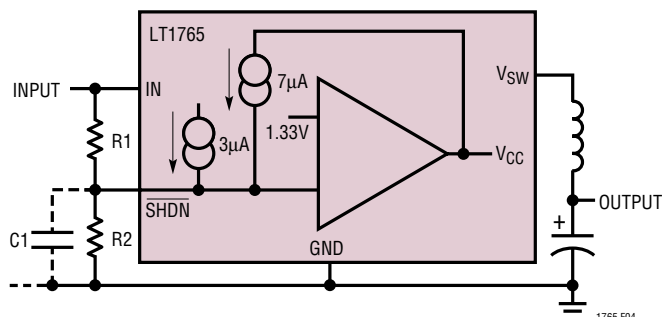


図4. 低電圧ロックアウト

アプリケーション情報

2.6Vの最小 V_{IN} より下に下がると、内部コンパレータがデバイスを強制的にシャットダウンします。この機能を使って、バッテリー駆動システムの過度の放電を防ぐことができます。UVLOスレッシュホールドを調節する必要がある場合は、シャットダウン・ピンを使うことができます。シャットダウン・ピンのコンパレータのスレッシュホールド電圧は1.33Vです。3 μ Aの内部電流源により、オープン・ピンの状態では既定で動作状態になります(「標準的性能特性」のグラフを参照)。 \overline{SHDN} スレッシュホールドの上に電流ヒステリシスが追加されています。これを使って、以下の式に従ってUVLOの電圧ヒステリシスを設定することができます。

$$R1 = \frac{V_H - V_L}{7\mu A}$$

$$R2 = \frac{1.33V}{\frac{(V_H - 1.33V)}{R1} + 3\mu A}$$

V_H —ターンオン・スレッシュホールド

V_L —ターンオフ・スレッシュホールド

例：入力が4.75Vを超えるまではスイッチングは開始されず、入力が3.75Vより下に下がると停止するようにします。

$$V_H = 4.75V$$

$$V_L = 3.75V$$

$$R1 = \frac{4.75V - 3.75V}{7\mu A} = 143k$$

$$R2 = \frac{1.33V}{\frac{(4.75V - 1.33V)}{143k} + 3\mu A} = 49.4k$$

抵抗から \overline{SHDN} ピンへの接続は短くし、スイッチング・ノードのプレーン間容量または表面容量を小さくします。高い抵抗値が使われる場合、 \overline{SHDN} ピンを1nFのコンデンサでバイパスして、スイッチ・ノードからのカップリングの問題を防ぎます。

同期

内部発振器を外部信号に同期させるのにSYNCピンを使います。SYNC入力は、20%~80%の間のデューティ・サイクルで、ロジック・レベル"L"から出発して最大同期スレッシュホールドを通過しなければなりません。この入力はロジック・レベル出力から直接ドライブすることができます。同期範囲は初期動作周波数から2MHzまでです。つまり、実際上の最小同期周波数は標準動作周波数の1.25MHzではなく、ワーストケースの高い方の自励発振周波数(1.6MHz)に等しくなります。高い同期周波

数では低調波スイッチングの防止に使われる内部スロープ補償の振幅が減少するため、1.8MHzを超える周波数に同期するときは注意が必要です。このタイプの低調波スイッチングは出力電圧の2倍より低い入力電圧でだけ起きます。インダクタ値が高いとこの問題は起きにくくなります。原因は不十分なスロープ補償であると決めてかかる前に、低調波スイッチングの全く別の原因について説明している「周波数補償」のセクションも参照してください。スロープ補償の理論の詳細については「アプリケーションノート19」で解説されています。

レイアウトの検討事項

どんな高周波スイッチャの場合でもそうですが、レイアウトを検討するとき、電気、熱およびノイズに関する最適性能を達成するには注意を払う必要があります。最大効率を得るため、スイッチの立上り時間と立下り時間は通常ナノ秒の範囲です。放射ノイズと導通ノイズの両方を防止するため、図5に示されている高速スイッチング電流パスはできるだけ短くします。また、このパスを短くすると、約25nH/インチの寄生トレース・インダクタンスが減少します。スイッチがオフするとき、この寄生インダクタンスにより、LT1765のスイッチの両端にフライバック・スパイクが発生します。動作時の電流と入力電圧が大きいとき、レイアウトが良くないと、このスパイクはLT1765の絶対最大定格を超える電圧を発生させるおそれがあります。

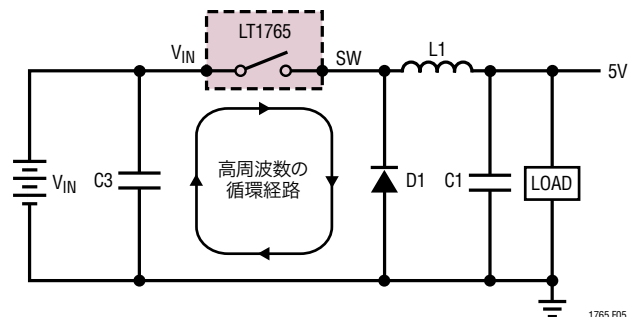


図5. 高速スイッチング経路

LT1765/LT1765-1.8/LT1765-2.5/ LT1765-3.3/LT1765-5

アプリケーション情報

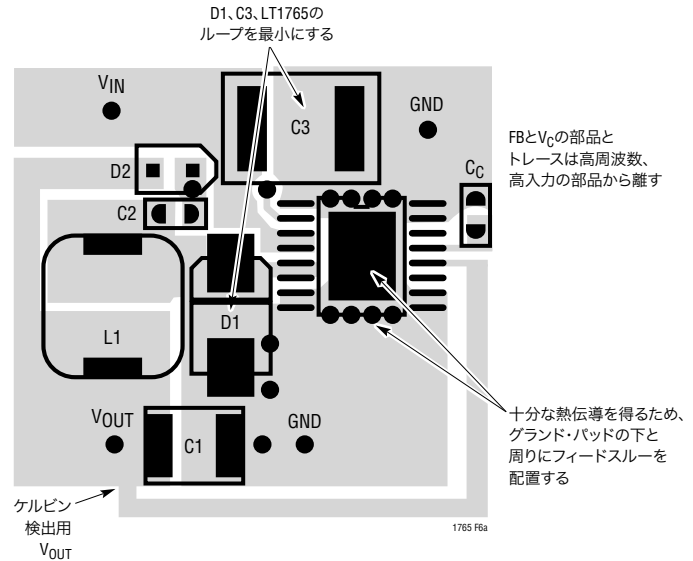
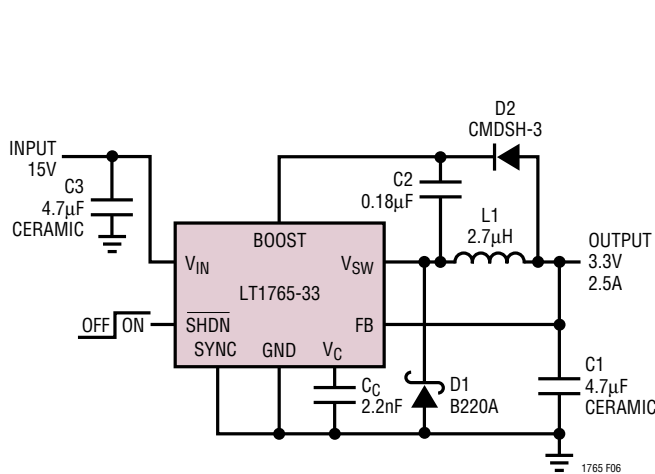


図6. 標準的アプリケーションとレイアウト(トップサイドのみ示す)

プレーン間のカップリングおよび全体のノイズを防ぐため、スイッチャ回路の下には常にグラウンド・プレーンを使います。

VCとFBに関連する部品はスイッチ・ノードおよびブースト・ノードからできるだけ離して配置します。LT1765のピン配置はこれをしやすいようにデザインされています。これらの部品のグラウンドはスイッチ電流の経路から離します。そうしないと、不安定になり、低調波のような発振が起きます。

ボードのレイアウトは熱抵抗にも大きく影響します。露出パッドまたはGNDピンはLT1765のダイの下を通る連続銅プレートです。これは、露出パッド付きパッケージの θ_{JC} が低いことから分かるように、パッケージから熱を逃がす最良の熱経路です。ピン4または露出パッドからボードへの熱抵抗を減らすと、ダイの温度が下がり、LT1765の電力許容量が増加します。これは、このピンパッドの周りにできるだけ大きな銅領域を設けることによって達成されます。また、LT1765の下の連続銅プレーンに半田を埋めた多数のフィードスルーを配置すると、熱抵抗を下げるのに役立ちます。グラウンド・プレーンは通常この目的に適しています。多層基板のデザインでは、LT1765の層の次の層にグラウンド・プレーンを置くくと熱抵抗が最小になります。

熱に関する計算

LT1765の熱消費は4つの要因から生じます。スイッチのDC損失、スイッチのAC損失、昇圧回路の電流、および入力消費電流です。これらの各損失の計算方法を以下の式で示します。これらの式は連続モード動作を仮定しているので、軽負荷電流での効率の計算には使用しないでください。

スイッチ損失:

$$P_{SW} = \frac{R_{SW}(I_{OUT})^2(V_{OUT})}{V_{IN}} + 17ns(I_{OUT})(V_{IN})(f)$$

$V_{BOOST} = V_{OUT}$ の場合のブースト電流損失:

$$P_{BOOST} = \frac{V_{OUT}^2(I_{OUT}/50)}{V_{IN}}$$

消費電流損失:

$$P_Q = V_{IN}(0.001)$$

R_{SW} = スイッチ抵抗(高温で約 0.13 Ω)

17ns = 等価スイッチ電流/電圧オーバーラップ時間

f = スイッチ周波数

アプリケーション情報

例: $V_{IN} = 10V$, $V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 2A$ の場合:

$$P_{SW} = \frac{(0.13)^2(2)^2(5)}{10} + (17 \cdot 10^{-9})(2)(10)(1.25 \cdot 10^6)$$

$$= 0.26 + 0.43 = 0.69W$$

$$P_{BOOST} = \frac{(5)^2(2/50)}{10} = 0.1W$$

$$P_Q = 10(0.001) = 0.01W$$

全消費電力(P_{TOT})は $0.69 + 0.1 + 0.01 = 0.8W$ となります。

LT1765の16ピンTSSOP露出パッド・パッケージの熱抵抗は内部プレーンあるいは裏面プレーンによって影響を受けます。パッケージの下全体にプレーンがあると、熱抵抗は約 $45^{\circ}C/W$ になります。パッケージの下にプレーンがないと、熱抵抗は約 $110^{\circ}C/W$ に増加します。露出パッド・パッケージでは $\theta_{JC(PAD)} = 10^{\circ}C/W$ です。熱抵抗は基板の性能によって支配されます。ダイの温度を計算するには、適切な熱抵抗値を使い、ワーストケースの周囲温度を加算します。

$$T_J = T_A + \theta_{JA} (P_{TOT})$$

周囲温度を推定するとき、近くにあるキャッチ・ダイオードも電力を消費することを考慮してください。

$$P_{DIODE} = \frac{(V_F)(V_{IN} - V_{OUT})(I_{LOAD})}{V_{IN}}$$

V_F = ダイオードの順方向電圧(2Aで0.5Vと仮定)

$$P_{DIODE} = \frac{(0.5)(10 - 5)(2)}{10} = 0.5W$$

キャッチ・ダイオードの順方向電圧による損失はシステム全体の効率に大きく影響することに注意してください。 V_F の低い大きなダイオードは効率を数パーセント改善することができます。

基板の標準的熱抵抗 θ_B は $35^{\circ}C/W$ です。 $25^{\circ}C$ の周囲温度では次のようになります。

$$T_J = T_A + \theta_{JA}(P_{TOT}) + \theta_B(P_{DIODE})$$

$$T_J = 25 + 45(0.8) + 35(0.5) = 79^{\circ}C$$

ダイ温度測定

真のダイ温度が必要なら、SYNCピンからGNDへの抵抗の測定値を使うことができます。大きな出力負荷なしに、オープンを使って、温度に対するSYNCピンの抵抗値を最初に校正しておく必要があります。初期値が $40k$ 、温度係数が $0.16\%/^{\circ}C$ が標準的です。同じ測定を動作時に行って、ダイ温度を推定することができます。

周波数補償

周波数応答の理論的分析を始める前に、ボードのレイアウトが良くないと回路を安定化するのが難しくなることを思い出してください。このことはほとんど全ての高周波アナログ回路について当てはまりますので、まず「レイアウトの検討事項」のセクションを読んでください。安定性の問題として現れる、よくあるレイアウトの誤りは、入力デカップリング・コンデンサやキャッチ・ダイオードを遠くに配置し、大きなスイッチ電流を流しているグラウンド・トラックにVC補償を接続することです。さらに、理論的分析では部品の1次理想動作しか考慮しません。これらの理由により、量産用のレイアウトと部品を使って安定性の最終チェックを行うことが重要です。

LT1765では電流モード制御が使われています。このため、インダクタに関連した位相シフトの問題の多くが緩和されます。タンタル・コンデンサとセラミック・コンデンサの等価回路を含む、基本的なレギュレータ・ループを図7に示します。LT1765は、2つの g_m ブロック、誤差アンプ、およびパワー段として考えることができます。

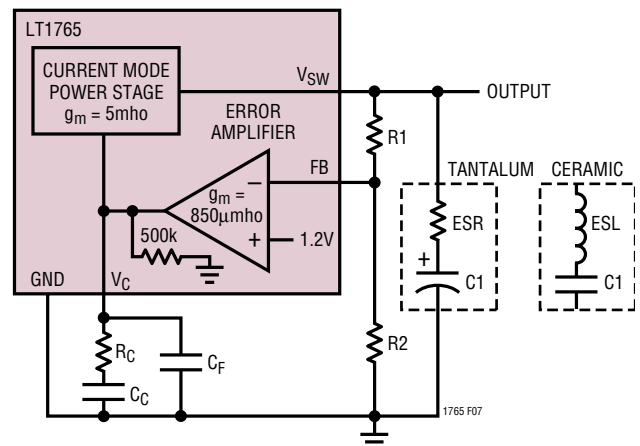


図7. ループ応答モデル

LT1765/LT1765-1.8/LT1765-2.5/ LT1765-3.3/LT1765-5

アプリケーション情報

330pFのV_Cコンデンサと、標準100μFのタンタル出力コンデンサを使った場合の全ループ応答を図8に示します。応答は以下の項で設定されます。

誤差アンプ:

DC利得はg_mとR_L = 850μ × 500k = 425で設定されます。
ポールはC_FとR_L = (2π × 500k × 330p)⁻¹ = 965Hzで設定されます。
ユニティゲインはC_Fとg_m = (2π × 330p × 850μ⁻¹)⁻¹ = 410kHzで設定されます。

パワー段:

DC利得はg_mとR_L(5Ωと仮定) = 5 × 5 = 25で設定されます。
ポールはC_{OUT}とR_L = (2π × 100μ × 10)⁻¹ = 15.9Hzで設定されます。
ユニティゲインはC_{OUT}とg_m = (2π × 100μ × 5⁻¹)⁻¹ = 8kHzで設定されます。

タンタル出力コンデンサ:

ゼロはC_{OUT}とC_{ESR} = (2π × 100μ × 0.1)⁻¹ = 15.9kHzで設定されます。

タンタル出力コンデンサのESRによって生じるゼロは安定性を維持するうえで非常に役立ちます。セラミック出力コンデンサはESRが非常に小さいのでゼロがなく、そのESLによって支配されます。それは1MHz~10MHzの範囲にノッチを生じます。このゼロがないと、V_Cのポールを支配的にする必要があります。2.2nFの標準値によりこれが達成されます。

過渡応答を改善する必要があるれば、補償コンデンサに直列に抵抗(R_C)を接続して、ゼロをループに追加することができます。R_Cの値が増加するにつれ、過渡応答は一般に改善されますが、2つの効果がR_Cの値を制限します。第一に、出力コン

デンサのESRと大きなR_Cの組合せは、ループ利得がロールオフするのを完全に止めてしてしまうことがあります。第二に、ループ利得がスイッチング周波数で十分ロールされないと、低調波発振に似た不安定なデューティ・サイクルのスイッチングを引き起こすほど、出力リップルがV_Cピンを攪乱します。これは出力では明らかではないかもしれませんが。小信号解析では、連続時間系が仮定されているため、このことは示されません。必要なら、さらにコンデンサ(C_F)をV_Cピンに追加して、標準的にはスイッチング周波数の1/5のところにポールを形成します(R_C = ~5kならば、C_F = ~100pF)。

ループの安定性をチェックするには、アプリケーションの電圧、電流および温度の全範囲にわたって回路を動作させる必要があります。あらゆる過渡負荷を適用して、過渡動作が十分減衰しているか出力電圧をモニタします。

バックアップ用出力レギュレータ付きコンバータ

主電源とバックアップ電源を備えたシステム(たとえば、ACアダプタ入力付きの電池駆動デバイス)では、LT1765の入力を接続しないでLT1765の出力をバックアップ電源で高い電圧に保つことができます。この状態では、SWピンはV_{IN}ピンに電流をソースします。SHDNピンがグラウンドに保たれていると、6μAのシャットダウン電流だけが2番目の電源からSWピンを介して流れます。SHDNピンがフロート状態では、LT1765は1mAの静止動作電流を消費します。V_{IN}ピンは入力ラインに接続された他のどの部品にも電流をソースします。この負荷が10mAより大きいとき、あるいは入力がグラウンドへ短絡される可能性があるときは、図9に示すように、直列ショットキー・ダイオードを追加する必要があります。これらの保護策があれば、出力をV_{IN}の絶対最大定格以下の電圧に保つことができます。

調節可能なソフトスタート機能付き降圧コンバータ

大きな容量性負荷あるいは高い入力電圧は、起動時に高い入力電流を生じることがあります。コンデンサの充電速度を制御することにより、起動時の出力のdv/dtを制限する回路を図10に示します。この降圧コンバータは、R₃、R₄、C_{SS}およびQ₁を追加した標準的構成です。出力が上昇し始めるとQ₁がオンし、V_Cピンを通してスイッチ電流を安定化して出力のdv/dtを一定に保ちます。出力の立上り時間は、R₄とQ₁のV_{BE}によって決まる、C_{SS}を流れる電流によって制御されます。出力が安定化するとQ₁はオフし、回路は正常に動作します。R₃はQ₁のベースを過渡現象から保護します。

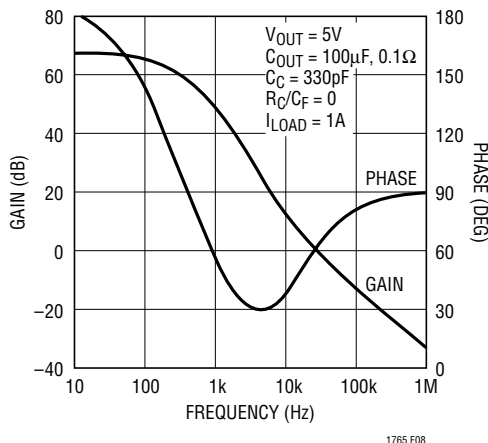


図8. ループ全体の応答

1765fb

アプリケーション情報

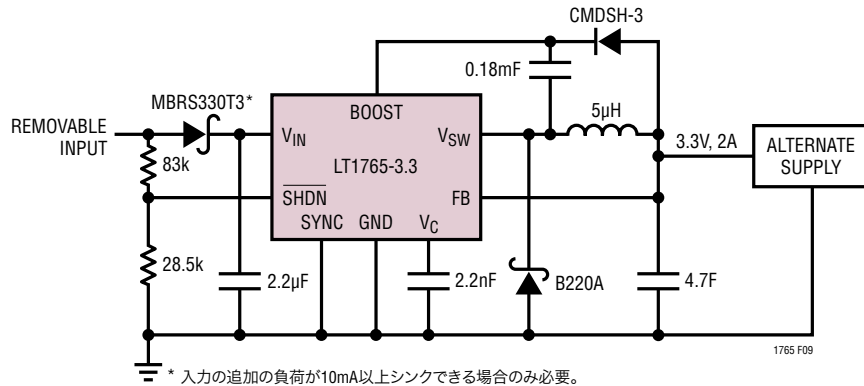


図9. 逆リーク電流が6µAのデュアル・ソース電源

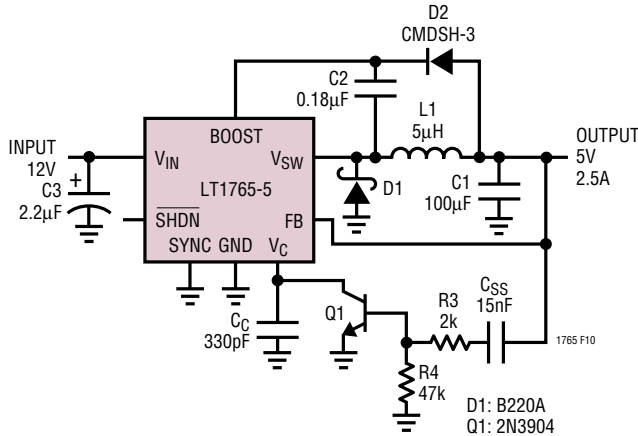


図10. 調節可能なソフトスタート機能付き降圧コンバータ

$$\text{立ち上がり時間} = \frac{(R4)(C_{SS})(V_{OUT})}{(V_{BE})}$$

図10に示されている値を使うと次のようになります。

$$\text{立ち上がり時間} = \frac{(47 \cdot 10^3)(15 \cdot 10^{-9})(5)}{0.7} = 5\text{ms}$$

ランプの傾斜は線形で、立ち上がり時間は100msのレベルが可能です。回路は電圧で制御されているので、ランプ・レートは負荷特性の影響を受けず、最大出力電流は変化しません。この回路の変種は、複数のレギュレータの出力のシーケンス制御に利用することができます。

デュアル出力コンバータ

図11の回路は磁気部品1個でプラス5Vとマイナス5Vの両方を発生します。示されている2個のインダクタは実際には1個の標準的B H Electronicsのインダクタの2つの巻線です。5V出力のトポロジーは標準的降圧コンバータです。-5V出力のトポロジーは、C4がなかったとしたら、降圧コンバータと結合した単純なフライバック巻線となるでしょう。C4によりSEPIC(single-ended primary inductance converter)トポロジーが構成され、これはレギュレーションを改善してL1のリプル電流を減らします。C4が無いと、L1Aと比したL1Bの電圧振幅は、相対負荷損失および結合損失のため変化するでしょう。C4は低インピーダンス経路を形成し、L1Bの電圧振幅を等しくし、レギュレーションを改善します。フライバック・コンバータでは、スイッチ・オン時間の間L1Bには電流が流れないため、すべてのコンバータのエネルギーはL1Aにだけ保存されます。スイッチ・オフでは、エネルギーは磁気結合によりL1Bへ転送され、-5Vレールへ電力を供給します。C4はスイッチ・オン時間の間L1Bをプラスへ引き上げ、電流が流れるようにし、エネルギーをL1BとC4に蓄積します。スイッチ・オフでは、L1BとC4の両方に蓄えられたエネルギーが-5Vレールへ電力を供給します。これにより、L1A内の電流が減少し、L1Bの電流波形が方形波から三角波に変化します。最大出力電流を含むこの回路の詳細については、「デザインノート100」を参照してください。

アプリケーション情報

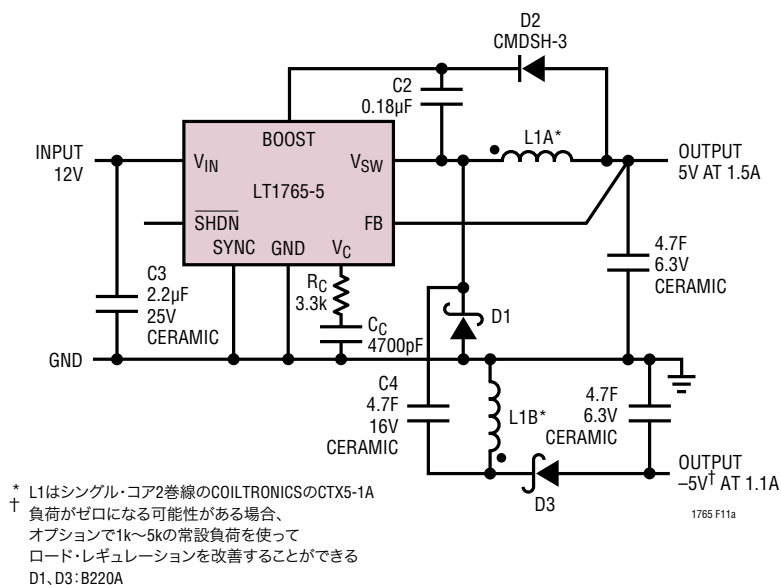


図11a. デュアル出力コンバータ

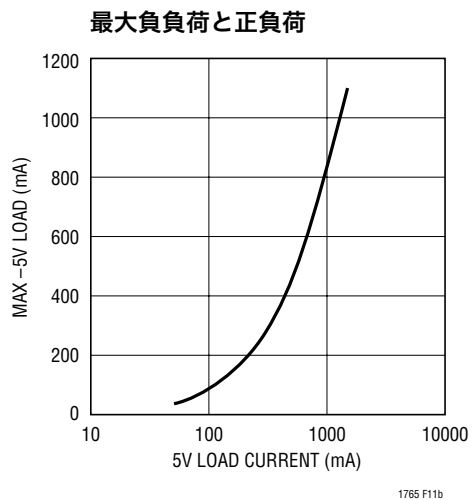


図11b. デュアル出力コンバータ(出力電流)

アプリケーション情報

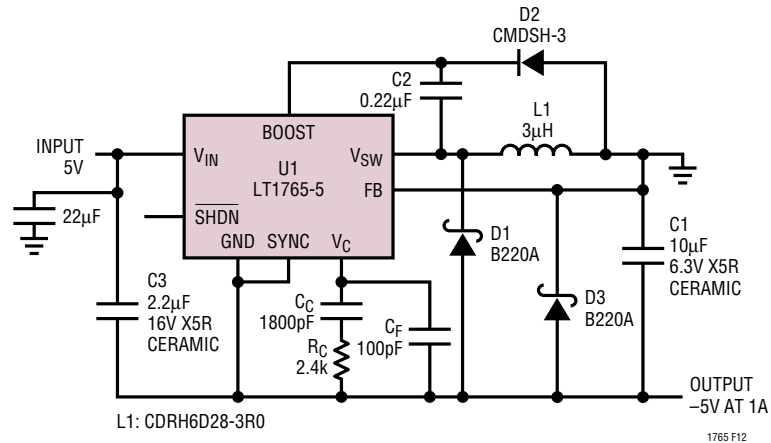


図12. 正から負の低出力リップル・コンバータ

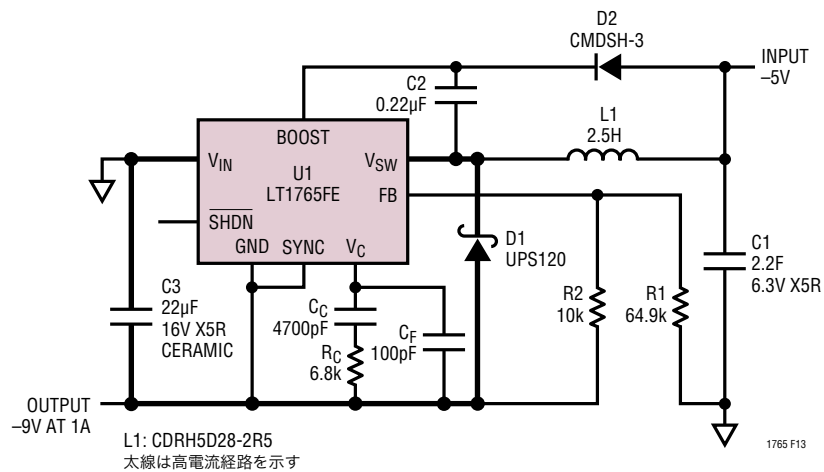


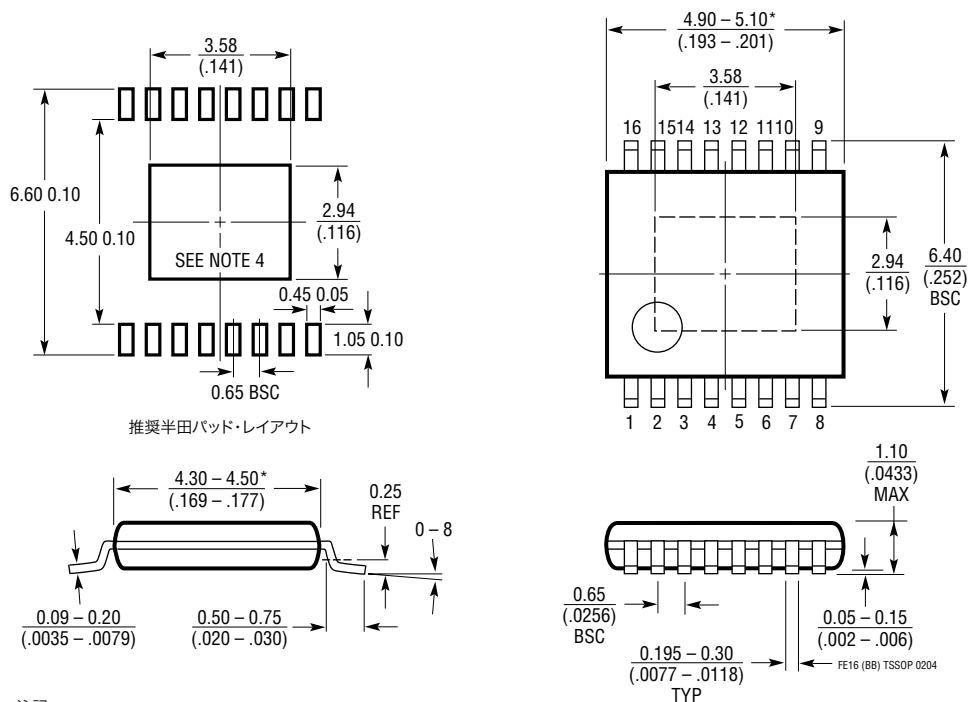
図13. 負昇圧コンバータ

LT1765/LT1765-1.8/LT1765-2.5/ LT1765-3.3/LT1765-5

パッケージ寸法

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BB



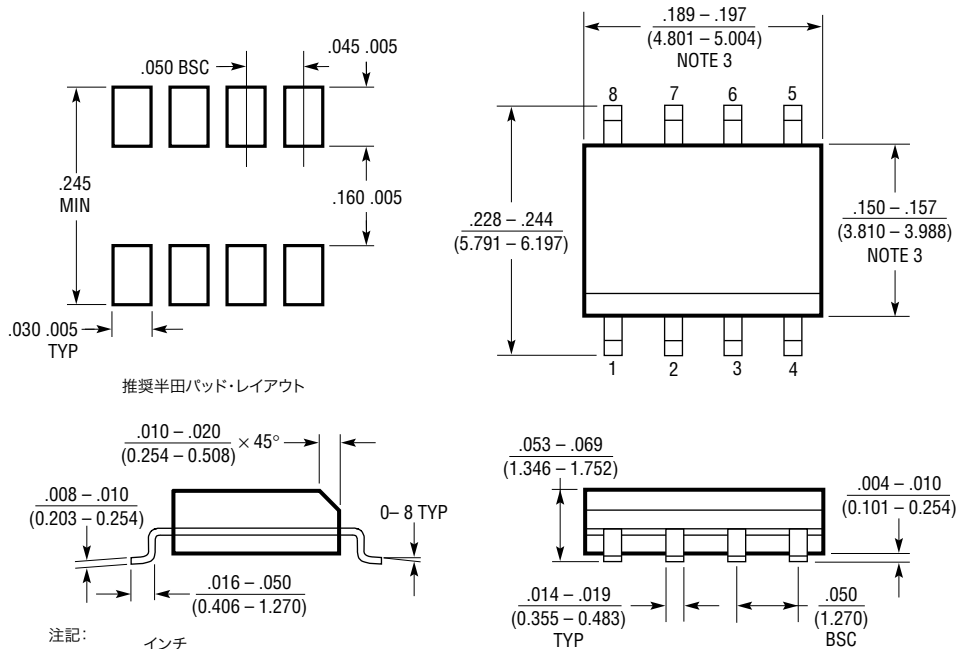
注記:

1. 標準寸法: ミリメートル
2. 寸法は $\frac{\text{ミリメートル}}{\text{(インチ)}}$
3. 図は実寸とは異なる

4. 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

パッケージ寸法

S8パッケージ
8ピン・プラスチック・スモール・アウトライン(細型0.150インチ)
(Reference LTC DWG # 05-08-1610)



推奨半田パッド・レイアウト

- 注記:
1. 寸法は $\frac{\text{インチ}}{\text{ミリメートル}}$
 2. 図は実寸とは異なる
 3. これらの寸法にはモールドのバリまたは突出部を含まない。
モールドのバリまたは突出部は $0.006''$ (0.15mm)を超えないこと

S08 0303

LT1765/LT1765-1.8/LT1765-2.5/ LT1765-3.3/LT1765-5

関連製品

| 製品番号 | 説明 | 注釈 |
|-----------------------|--|---|
| LT1074/ LT1074HV | 4.4A (I _{OUT}), 100kHz高効率降圧DC/DCコンバータ | V _{IN} :7.3V~45V/64V, V _{OUT(MIN)} = 2.21V, I _Q = 8.5mA, I _{SD} = 10μA, DD5/7, TO220-5/7 |
| LT1076/ LT1076HV | 1.6A (I _{OUT}), 100kHz高効率降圧DC/DCコンバータ | V _{IN} :7.3V~45V/64V, V _{OUT(MIN)} = 2.21V, I _Q = 8.5mA, I _{SD} = 10μA, DD5/7, TO220-5/7 |
| LT1676 | 60V, 440mA (I _{OUT}), 100kHz高効率降圧 DC/DCコンバータ | V _{IN} :7.4V~60V, V _{OUT(MIN)} = 1.24V, I _Q = 3.2mA, I _{SD} < 2.5μA, SO-8 |
| LT1765 | 25V, 2.75A (I _{OUT}), 1.25MHz高効率降圧 DC/DCコンバータ | V _{IN} :3V~25V, V _{OUT(MIN)} = 1.20V, I _Q = 1mA, I _{SD} < 15μA, SO-8, TSSOP16E |
| LT1766 | 60V, 1.2A (I _{OUT}), 200kHz高効率降圧 DC/DCコンバータ | V _{IN} :5.5V~60V, V _{OUT(MIN)} = 1.20V, I _Q = 2.5mA, I _{SD} < 25μA, TSSOP16/E |
| LT1767 | 25V, 1.2A (I _{OUT}), 1.25MHz高効率降圧 DC/DCコンバータ | V _{IN} :3V~25V, V _{OUT(MIN)} = 1.20V, I _Q = 1mA, I _{SD} < 6μA, MS8/E |
| LT1776 | 40V, 550mA (I _{OUT}), 200kHz高効率降圧 DC/DCコンバータ | V _{IN} :7.4V~40V, V _{OUT(MIN)} = 1.24V, I _Q = 3.2mA, I _{SD} < 30μA, N8, SO-8 |
| LT1940 | 25V, デュアル1.2A (I _{OUT}), 1.1MHz高効率降圧 DC/DCコンバータ | V _{IN} :3V~25V, V _{OUT(MIN)} = 1.2V, I _Q = 3.8mA, I _{SD} < 1μA, TSSOP16E |
| LT1956 | 60V, 1.2A (I _{OUT}), 500kHz高効率降圧 DC/DCコンバータ | V _{IN} :5.5V~60V, V _{OUT(MIN)} = 1.20V, I _Q = 2.5mA, I _{SD} < 25μA, TSSOP16/E |
| LT1976 | 60V, 1.2A (I _{OUT}), 200kHz高効率降圧 DC/DCコンバータ, Burst Mode [®] 動作付き | V _{IN} :3.3V~60V, V _{OUT(MIN)} = 1.20V, I _Q = 100μA, I _{SD} < 1μA, TSSOP16E |
| LT3010 | 80V, 50mA, 低ノイズ・リニア・レギュレータ | V _{IN} :1.5V~80V, V _{OUT(MIN)} = 1.28V, I _Q = 30μA, I _{SD} < 1μA, MS8E |
| LTC3407 | デュアル600mA(I _{OUT}), 1.5MHz同期整流式降圧DC/ DCコンバータ | V _{IN} :2.5V~5.5V, V _{OUT(MIN)} = 0.6V, I _Q = 40μA, I _{SD} < 1μA, MS10E |
| LTC3412 | 2.5A (I _{OUT}), 4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ | V _{IN} :2.5V~5.5V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 60μA, I _{SD} < 1μA, TSSOP16E |
| LTC3414 | 4A (I _{OUT}), 4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ | V _{IN} :2.3V~5.5V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 64μA, I _{SD} < 1μA, TSSOP20E |
| LT3430/ LT3431 | 60V, 2.75A (I _{OUT}), 200kHz/500kHz高効率降圧 DC/DCコンバータ | V _{IN} :5.5V~60V, V _{OUT(MIN)} = 1.20V, I _Q = 2.5mA, I _{SD} = 30μA, TSSOP16E |
| LT3433 | 60V, 400mA (I _{OUT}), 200kHz高効率昇降圧 DC/DCコンバータ, Burst Mode動作付き | V _{IN} :4V~60V, V _{OUT(MIN)} = 3.3V~20V, I _Q = 100μA, I _{SD} < 1μA, TSSOP16E |
| LTC3727/ LTC3727-1 | 36V, 500kHz高効率降圧DC/DCコンバータ | V _{IN} :4V~36V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 670μA, I _{SD} < 20μA, QFN32, SSOP28 |

Burst Modeはリニアテクノロジー社の登録商標です。

1765fb