

特長

- 3000:1の調光範囲で色を一定に保つTrue Color PWM™
- 広い入力範囲:4V～36V動作、最大40V
- 高精度かつ調整可能なLED電流制御:50mA～1.5A
- ハイサイド電流センスにより、カソードをグランド接続にしたLED動作が可能
- 高精度かつ調整可能なスイッチング周波数:200kHz～2MHz
- 位相をずらしたスイッチングにより、リップルを低減
- 小型のインダクタとセラミック・コンデンサを使用
- 熱特性が改善されたコンパクトな20ピンTSSOP表面実装パッケージ

アプリケーション

- 自動車およびアビオニクス照明
- 建築物のディテールの照明
- ディスプレイのバックライト
- 定電流源

LT、LT、LTCおよびLTMはリニアテクノロジー社の登録商標です。
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

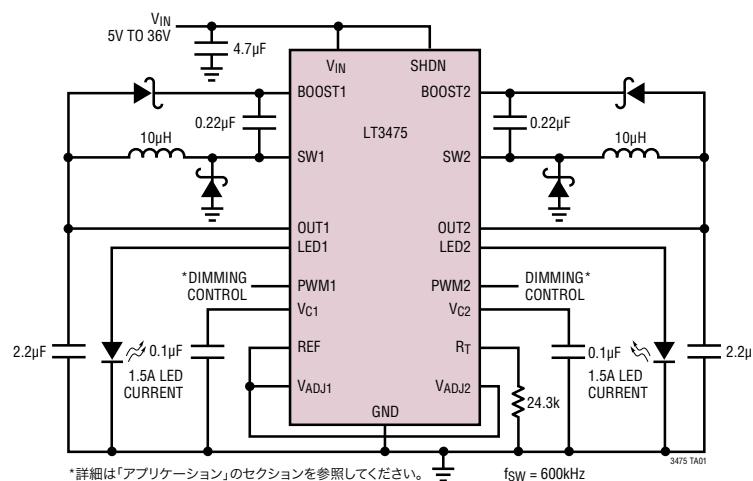
LT®3475は、定電流源として動作するように設計されたデュアル降圧DC/DCコンバータです。内蔵のセンス抵抗によって出力電流をモニタし、正確な電流安定化が可能なので、高電流LEDのドライブに最適です。ハイサイド電流センスにより、カソードをグランド接続にしたLED動作が可能です。50mA～1.5Aの広い電流範囲にわたって高い出力電流精度が維持されるので、広い調光範囲が可能です。独自のPWM回路により3000:1の調光範囲が可能ため、LED電流の調光に通常伴うカラーシフトを防止します。

高いスイッチング周波数にはいくつかの利点があり、小型のインダクタやセラミック・コンデンサを使用可能になります。LT3475の20ピンTSSOP表面実装パッケージに小型インダクタを組み合わせることにより、代替ソリューションに比べてスペースとコストを削減します。固定スイッチング周波数と低インピーダンスのセラミック・コンデンサにより、出力リップルが低く予測可能です。

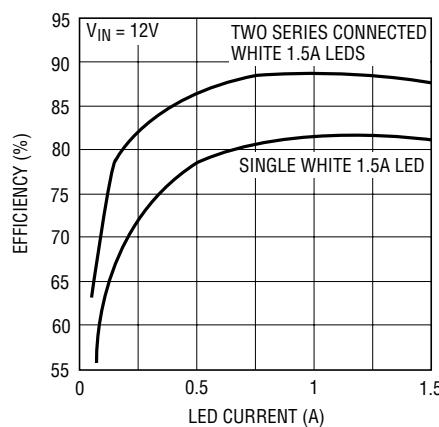
LT3475は入力電圧範囲が4V～36Vで、広範な電源を安定化します。電流モードPWMアーキテクチャにより、高速過渡応答とサイクルごとの電流制限を実現します。周波数フォールドバックとサーマル・シャットダウンにより、さらなる保護を提供します。

標準的応用例

デュアル降圧1.5A LED ドライバ



効率



3475 TA01b

3475fa

LT3475

絶対最大定格

(Note 1)

| | |
|---|-----------------|
| V _{IN} ピン | (−0.3V)、40V |
| BOOSTピン電圧 | 60V |
| SWピンを超えるBOOST | 30V |
| OUT、LED、PWMの各ピン | 15V |
| V _{ADJ} ピン | 6V |
| V _C 、R _T 、REFの各ピン | 3V |
| SHDNピン | V _{IN} |
| 最大接合部温度 | 125°C |
| 動作温度範囲 (Note 2) | |
| LT3475E | −40°C～85°C |
| LT3475I | −40°C～125°C |
| 保存温度範囲 | −65°C～150°C |
| リード温度範囲 (半田付け、10秒) | 300°C |

パッケージ/発注情報

| TOP VIEW | | |
|--|-----------------|-------------------------------------|
| OUT1 | 1 | 20 PWM1 |
| LED1 | 2 | 19 V _{ADJ1} |
| BOOST1 | 3 | 18 V _{C1} |
| SW1 | 4 | 17 REF |
| V _{IN} | 5 | 16 SHDN |
| V _{IN} | 6 | 15 GND |
| SW2 | 7 | 14 R _T |
| BOOST2 | 8 | 13 V _{C2} |
| LED2 | 9 | 12 V _{ADJ2} |
| OUT2 | 10 | 11 PWM2 |
| | | FE PACKAGE 20-LEAD PLASTIC TSSOP |
| T _{JMAX} = 125°C, θ _{JA} = 30°C/W, θ _{JG} = 8°C/W EXPOSED PAD (PIN 21) IS GROUND AND MUST BE ELECTRICALLY | | |
| ORDER PART NUMBER | FE PART MARKING | |
| LT3475EFE | LT3475EFE | |
| LT3475IFE | LT3475IFE | |
| Order Options Tape and Reel: Add #TR Lead Free: Add #PBF Lead Free Tape and Reel: Add #TRPB Lead Free Part Marking: http://www.linear.com/leadfree/ | | |

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} = 12V、V_{BOOST} = 16V、V_{OUT} = 4V (Note 3)。

| PARAMETER | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|--|---|-----|--------|-------|-------|
| Minimum Input Voltage | | ● | 3.7 | 4 | V |
| Input Quiescent Current | Not Switching | | 6 | 8 | mA |
| Shutdown Current | SHDN = 0.3V, V _{BOOST} = V _{OUT} = 0V | | 0.01 | 2 | μA |
| LED Pin Current | V _{ADJ} Tied to V _{REF} • 2/3 | ● | 0.97 | 1.00 | A |
| | V _{ADJ} Tied to V _{REF} • 7/30 | ● | 0.94 | 1.04 | A |
| | LT3475E 0°C to 85°C | ● | 0.336 | 0.350 | A |
| | | ● | 0.325 | 0.375 | A |
| | | ● | 0.31 | 0.385 | A |
| REF Voltage | | ● | 1.22 | 1.25 | V |
| Reference Voltage Line Regulation | 4V < V _{IN} < 40V | | 0.05 | | %/V |
| Reference Voltage Load Regulation | 0 < I _{REF} < 500μA | | 0.0002 | | %/μA |
| V _{ADJ} Pin Bias Current (Note 4) | | ● | 40 | 400 | nA |
| Switching Frequency | R _T = 24.3k | ● | 530 | 600 | kHz |
| Maximum Duty Cycle | R _T = 24.3k R _T = 4.32k R _T = 100k | ● | 90 | 95 | % |
| | | | 80 | | % |
| | | | 98 | | % |
| Switching Phase | R _T = 24.3k | | 150 | 180 | Deg |
| Foldback Frequency | R _T = 24.3k, V _{OUT} = 0V | | 80 | | kHz |
| SHDN Threshold (to Switch) | | | 2.5 | 2.6 | V |

3475fa

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、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{BOOST} = 16\text{V}$ 、 $V_{OUT} = 4\text{V}$ (Note 3)。

| PARAMETER | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|--------------------------------|---|------|-----|------|-------------------------|
| SHDN Pin Current (Note 5) | $V_{SHDN} = 2.6\text{V}$ | 7 | 9 | 11 | μA |
| PWM Threshold | | 0.3 | 0.8 | 1.2 | V |
| V_C Switching Threshold | | | 0.8 | | V |
| V_C Source Current | $V_C = 1\text{V}$ | | 50 | | μA |
| V_C Sink Current | $V_C = 1\text{V}$ | | 50 | | μA |
| LED to V_C Transresistance | | | 500 | | V/A |
| LED to V_C Current Gain | | | 1 | | $\text{mA}/\mu\text{A}$ |
| V_C to Switch Current Gain | | | 2.6 | | A/V |
| V_C Clamp Voltage | | | 1.8 | | V |
| V_C Pin Current in PWM Mode | $V_C = 1\text{V}$, $V_{PWM} = 0.3\text{V}$ | ● | 10 | 400 | nA |
| OUT Pin Clamp Voltage | | 13.5 | 14 | 14.5 | V |
| OUT Pin Current in PWM Mode | $V_{OUT} = 4\text{V}$, $V_{PWM} = 0.3\text{V}$ | ● | 25 | 50 | μA |
| Switch Current Limit (Note 6) | | 2.3 | 2.7 | 3.2 | A |
| Switch V_{CESAT} | $I_{SW} = 1.5\text{A}$ | | 350 | 500 | mV |
| BOOST Pin Current | $I_{SW} = 1.5\text{A}$ | | 25 | 40 | mA |
| Switch Leakage Current | | | 0.1 | 10 | μA |
| Minimum Boost Voltage Above SW | | | 1.8 | 2.5 | V |

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超す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: このデバイスには短時間の過負荷状態のあいだデバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は 125°C を超える。規定された最高動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうおそれがある。

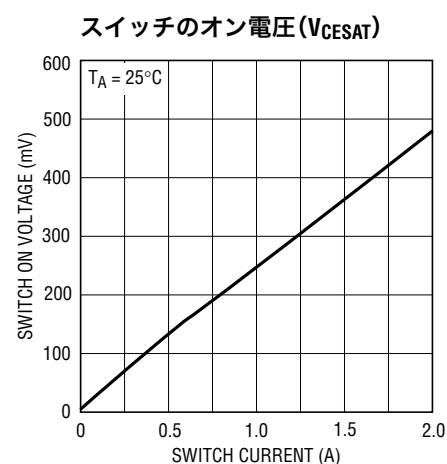
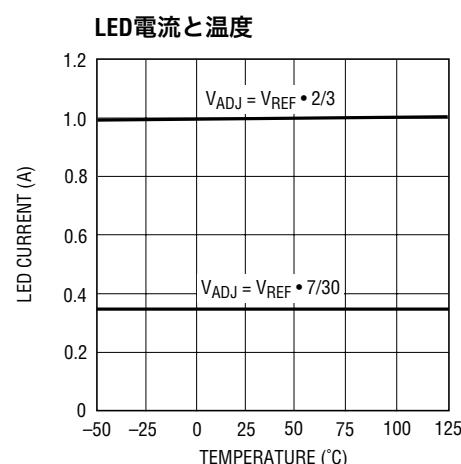
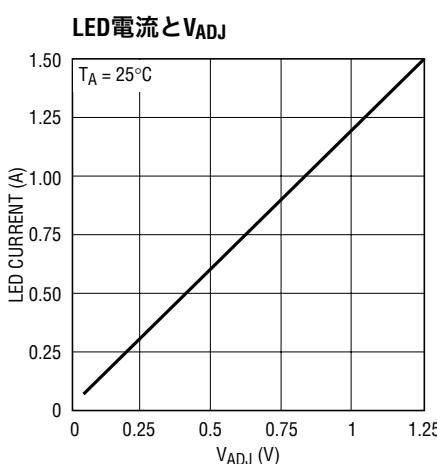
Note 3: LT3475Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT3475Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。

Note 4: 電流はピンから流れ出す。

Note 5: 電流はピンに流れ込む。

Note 6: 電流制限は設計および静的テストとの相関によって保証されている。高いデューティ・サイクルではスロープ補償により電流制限が低下する。

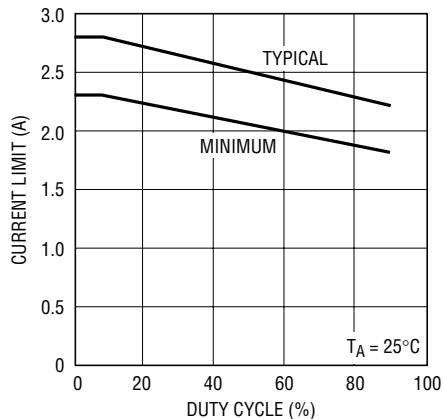
標準的性能特性



LT3475

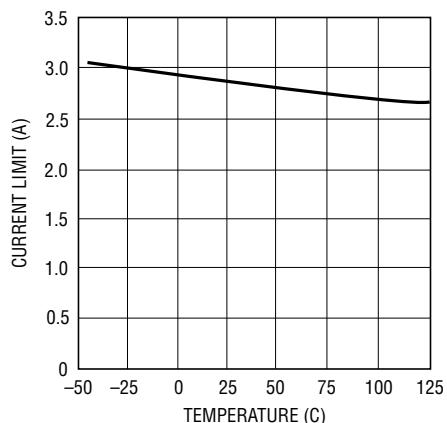
標準的性能特性

スイッチ電流制限と
デューティ・サイクル



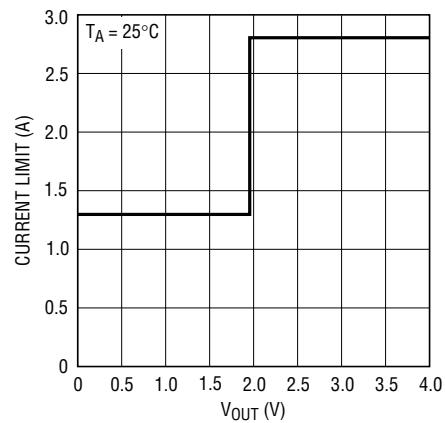
3475 G04

スイッチ電流制限と温度



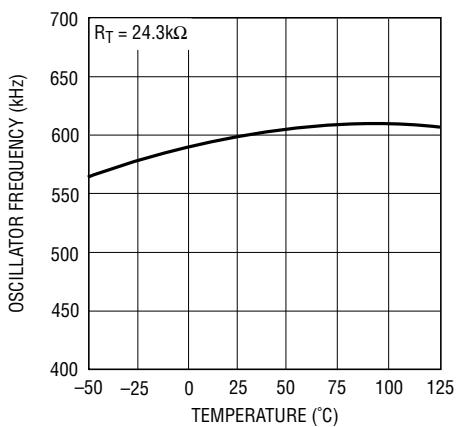
3475 G05

電流制限と出力電圧



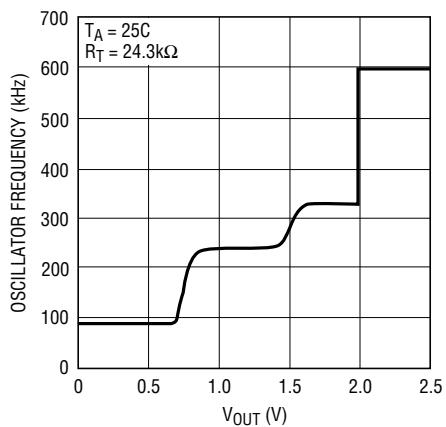
3475 G06

発振器周波数と温度



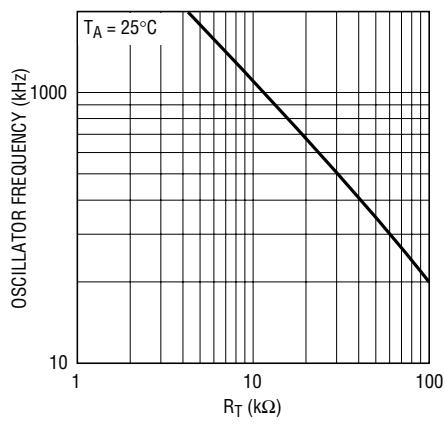
3475 G07

発振器周波数フォールドバック



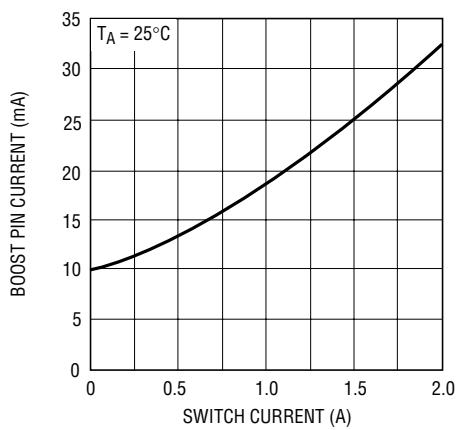
3475 G08

発振器周波数とR_T



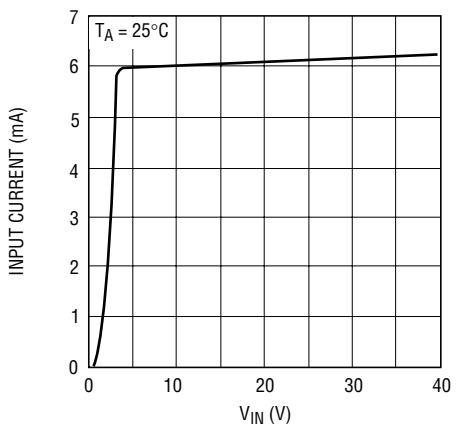
3475 G09

BOOSTピンの電流



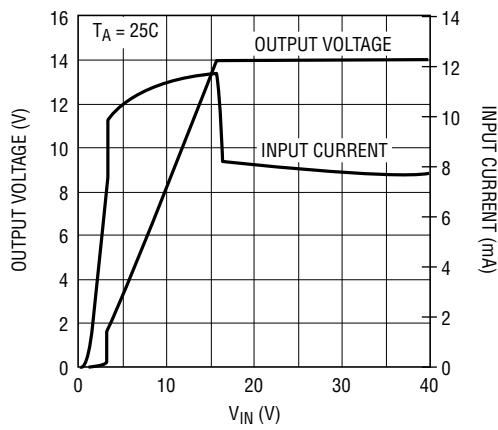
3475 G10

消費電流



3475 G11

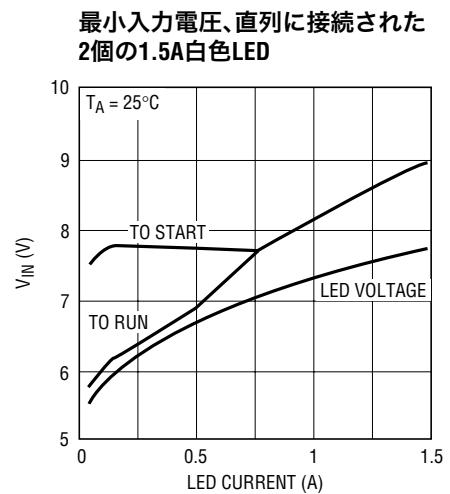
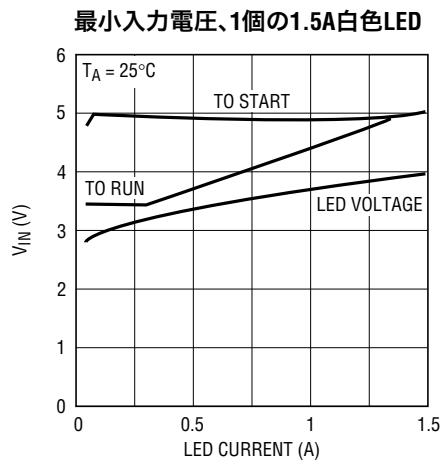
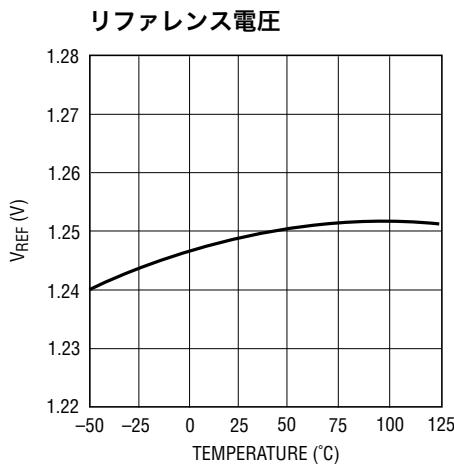
オープン回路出力電圧と
入力電流



3475 G12

3475fa

標準的性能特性



ピン機能

OUT1、OUT2(ピン1、10): OUTピンは電流センス抵抗への入力です。このピンはインダクタと出力コンデンサに接続します。

LED1、LED2(ピン2、9): LEDピンは電流センス抵抗の出力です。LEDのアノードをここに接続します。

V_{IN}(ピン5、6): V_{IN}ピンはLT3475の内部回路と内部パワー・スイッチに電流を供給します。このピンはローカルにバイパスする必要があります。

SW1、SW2(ピン4、7): SWピンは内部パワー・スイッチの出力です。このピンは、インダクタ、スイッチング・ダイオードおよびブースト・コンデンサに接続します。

BOOST1、BOOST2(ピン3、8): BOOSTピンは入力電圧よりも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。

GND(ピン15、露出パッドのピン21): グランド。両方のGNDピンと露出パッドを直接グランド・プレーンに接続します。パッケージの露出したパッド・メタルにより、グランドへの電気的接触とプリント回路基板への十分な熱的接触の両方が実現されます。最適動作のため、露出パッドを回路基板に半田付けする必要があります。大きなグランド・プレーンとサーマル・ビアを使って、熱性能を最適化します。

R_T(ピン14): R_Tピンを使って内部発振器の周波数を設定します。600kHzのスイッチング周波数の場合、24.3kの抵抗をR_TからGNDに接続します。

SHDN(ピン16): SHDNピンはスイッチング・レギュレータと内部バイアス回路をシャットダウンするのに使います。2.6Vのスイッチング・スレッショルドは精確な低電圧ロックアウトとして機能します。LT3475をシャットダウンするには0.3Vより下に引き下げます。LT3475をイネーブルするには2.6Vより上に引き上げます。SHDN機能を使わない場合はV_{IN}に接続してください。

REF(ピン17): REFピンは内部リファレンスのバッファ付き出力です。REFピンをV_{ADJ}ピンに接続して1.5Aの出力電流を得るか、抵抗分割器を使ってV_{ADJ}ピンにもっと低い電圧を発生させます。使用しない場合、このピンは未接続のままになります。

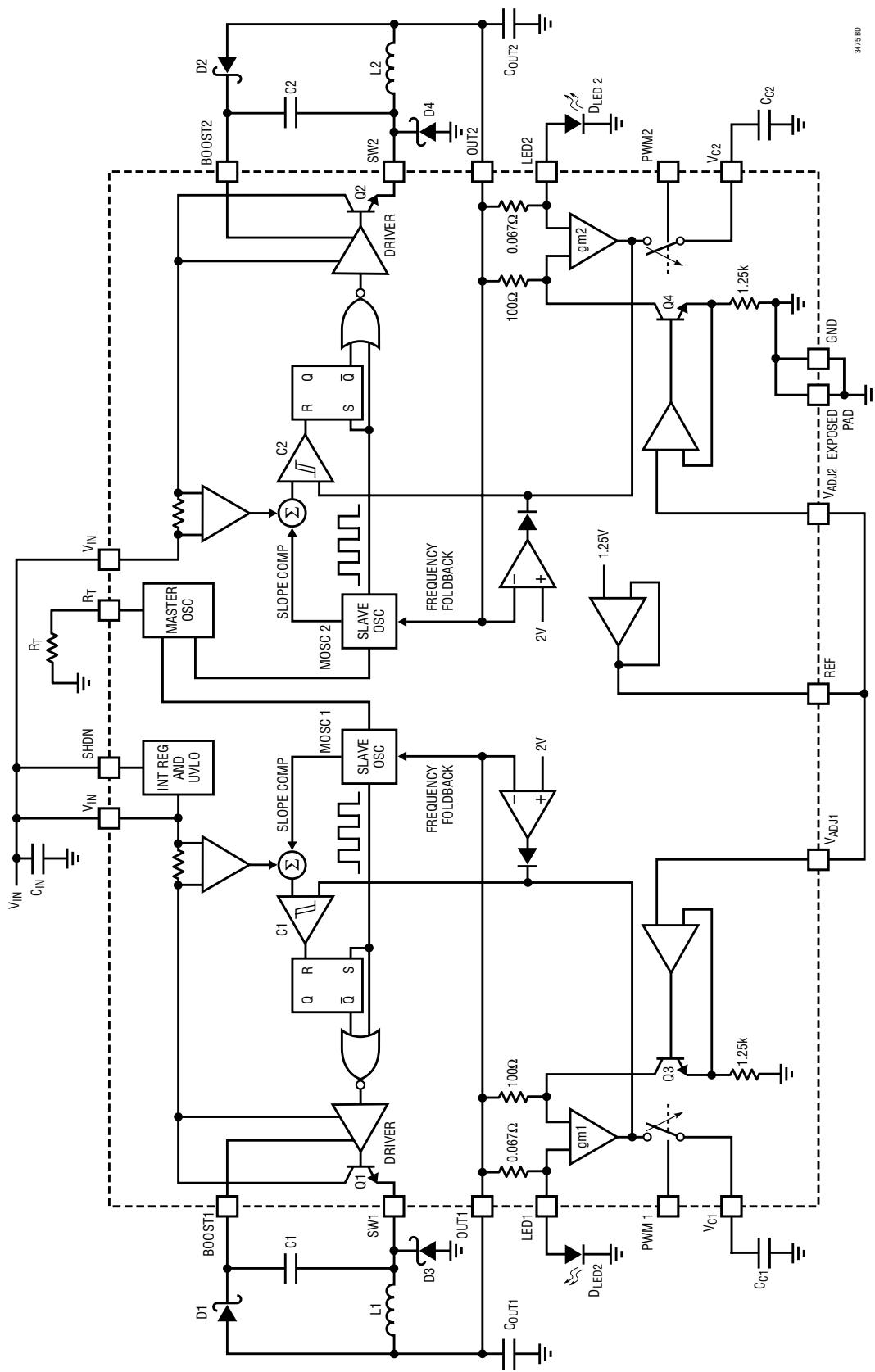
V_{C1}、V_{C2}(ピン18、13): V_Cピンは内部誤差アンプの出力です。このピンの電圧がピーク・スイッチ電流を制御します。このピンを使って制御ループを補償します。

V_{ADJ1}、V_{ADJ2}(ピン19、12): V_{ADJ}ピンは内部の電圧-電流アンプへの入力です。1.5Aの出力電流を得るには、V_{ADJ}ピンをREFピンに接続します。もっと低い出力電流の場合、I_{LED} = 1.5A • V_{ADJ}/1.25Vの式に従ってV_{ADJ}ピンをプログラムします。

PWM1、PWM2(ピン20、11): PWMピンはV_Cピンの内部回路への接続を制御します。PWMピンが“L”的とき、V_Cピンは内部回路から切り離されており、わずかな電流しか流れません。PWMの機能を利用しない場合、このピンは未接続のままになります。

LT3475

ブロック図



3475fa

動作

LT3475はデュアル固定周波数、電流モードのレギュレータで、継続して1.5Aの出力を供給する能力のあるパワー・スイッチを内蔵しています。ブロック図を参照すると動作をよく理解できます。

SHDNピンがグランドに接続されるとLT3475はシャットダウンし、VINに接続された入力ソースから微小電流が流れます。SHDNピンが1Vを超すと、内部レギュレータ、リファレンス、発振器などの内部バイアス回路がオンします。スイッチング・レギュレータはSHDNピンが2.6Vを超してはじめて動作を開始します。

このスイッチャは電流モードのレギュレータです。パワー・スイッチのデューティ・サイクルを直接変調する代わりに、帰還ループがサイクル毎にスイッチを流れるピーク電流を制御します。電圧モードの制御に比べて、電流モードの制御ではループの動特性が改善され、サイクル毎に電流を制限します。

発振器からのパルスにより、RSフリップ・フロップがセットされ、内部NPNバイポーラ・パワー・スイッチがオンします。スイッチと外部インダクタを流れる電流が増加し始めます。この電流がVCの電圧で定まるレベルを超すと、電流コンパレータC1がフリップ・フロップをリセットしてスイッチをオフします。インダクタの電流は外部ショットキー・ダイオードを通って流れ、減少し始めます。発振器からの次のパルスにより、このサイクルが再度開始されます。このようにして、VCピンの電圧により、インダクタを通って出力に流れる電流が制御されます。内部誤差アンプはVCピンの電圧を連続的に調節して出力電流を安定化します。VCピンのスイッチング・スレッショルドは0.8Vで、1.8Vのアクティブ・クランプにより出力電流を制限します。

VADJピンの電圧によりLEDピンを流れる電流が設定されます。NPN(Q3)は100Ωの抵抗を通してVADJピンの電圧に比例した電流を流します。gmアンプはVCピンをサーボ制御して、0.067Ωの抵抗とLEDピンを通って流れる電流を設定します。0.067Ω抵抗両端の電圧降下が100Ω抵抗両端の電圧降下に等しくなるとき、サーボループが平衡状態になります。

REFピンをVADJピンに接続するとLEDピンの電流が1.5Aに設定されます。抵抗分割器をREFピンに接続すると、

LEDピンの電流を1.5Aより小さい値にプログラムすることができます。LEDピンの電流はVADJピンを直接電圧源に接続してプログラムすることもできます。

LEDの調光はPWMピンと外部NFETを使ったパルス幅変調によっておこなうことができます。PWMピンが接続されていないか、または“H”に引き上げられていると、デバイスは公称値で動作します。PWMピンが“L”に引き下げられると、VCピンは内部回路から切り離され、補償コンデンサからはわずかな電流しか流れ出しません。OUTピンから電流を得ている回路もディスエーブルされます。このように、VCピンと出力コンデンサはPWMが“H”に再度引き上げられるまで、LEDピンの電流の状態を保存します。これにより、パルス幅と出力の光のあいだには高度にリニアな関係が生じ、広く精確な調光範囲が可能になります。

RTピンにより、スイッチング周波数をプログラムすることができます。できるだけ小さな外付け部品を必要とするアプリケーションでは、高速スイッチング周波数を使うことができます。低ドロップアウトの入力電圧または非常に高い入力電圧が必要な場合、低速スイッチング周波数をプログラムすることができます。

起動時、VOUTは低い電圧になります。NPN(Q3)はVOUTの電圧が十分でないと(約1.7V)、正しく動作することができません。VOUTが2Vを超してQ3が正しく動作するまで、コンパレータがVOUTを検知してVCピンを“H”に強制します。

スイッチング・レギュレータは過負荷状態のあいだ周波数フォールドバックをおこないます。VOUTが2Vより低いとアンプが検知して、最大周波数から公称周波数の15% ($V_{OUT} = 0V$ のとき)まで発振器周波数を下げ始めます。OUTピンは起動時、短絡時、さらに過負荷状態のとき2Vより低くなります。周波数フォールドバックはこれらの状態でスイッチ電流を制限するのに役立ちます。

スイッチ・ドライバはVINピンまたはBOOSTピンのいずれかで動作します。外付けのコンデンサとショットキー・ダイオードを使って入力電源より高い電圧をBOOSTピンに発生させます。これにより、ドライバは内部バイポーラNPNパワー・スイッチを飽和させ、高い効率で動作させることができます。

LT3475

アプリケーション情報

オープン回路保護

LT3475はオープン回路保護を内蔵しています。LEDが無かったり、故障してオープン回路になると、LT3475はLEDピンの電圧を14Vにクランプします。そのため、スイッチング・レギュレータは非常に低い周波数で動作して入力電流を制限します。オープンLED状態の出力電圧が「標準的性能特性」のセクションに示されています。

低電圧ロックアウト

低電圧ロックアウト(UVLO)は、入力電源が電流制限されているか、あるいは入力電源のソース抵抗が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。

V_{IN} が3.7V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。UVLOスレッショルドを調節する必要があれば、SHDNピンを使うことができます。SHDNピンのコンパレータのスレッショルド電圧は2.6Vです。UVLOスレッショルドでは、内部抵抗によりSHDNピンからグランドに9μAが流れます。

次式にしたがって抵抗を選択します。

$$R2 = \frac{2.6V}{\frac{V_{TH} - 2.6V}{R1} - 9\mu A}$$

V_{TH} = UVLOスレッショルド

例: 入力が8Vを超すまでスイッチングを開始しない。

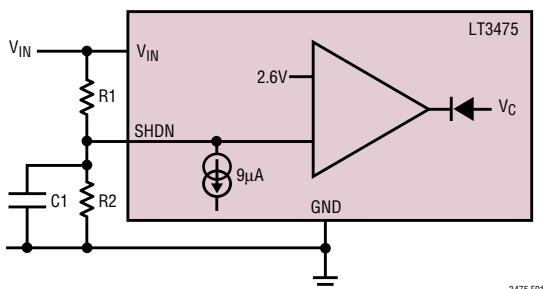


図1. 低電圧ロックアウト

$$V_{TH} = 8V$$

$$R1 = 100k$$

$$R2 = \frac{2.6V}{\frac{8V - 2.6V}{100k} - 9\mu A} = 57.6k$$

抵抗からSHDNピンへの接続は短くし、SWピンとBOOSTピンへのカップリングを最小に抑えます。高い抵抗値が使われる場合、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を防ぎます。

スイッチング周波数の設定

LT3475には固定周波数アーキテクチャが使われており、 R_T ピンからグランドに接続した1個の外付けタイミング抵抗を使って200KHz～2MHzの範囲でプログラムすることができます。特定の動作周波数に対する R_T の値を選択するためのグラフが「標準的性能特性」のセクションに示されています。様々なスイッチング周波数に対する推奨 R_T 値を表1に示します。

表1. スイッチング周波数

| SWITCHING FREQUENCY (MHz) | R_T (kΩ) |
|---------------------------|------------|
| 2 | 4.32 |
| 1.5 | 6.81 |
| 1.2 | 9.09 |
| 1 | 11.8 |
| 0.8 | 16.9 |
| 0.6 | 24.3 |
| 0.4 | 40.2 |
| 0.3 | 57.6 |
| 0.2 | 100 |

動作周波数の選択

動作周波数の選択はいくつかの要因によって決まります。効率と部品サイズのあいだにはトレードオフが必要です。スイッチング周波数を高くするほど、小さなインダクタを使うことができますが、代償としてスイッチング損失が増加し効率が低下します。

別の検討事項は最大デューティ・サイクルです。アプリケーションによっては、できるだけ低い入力電圧で動作させるためにコンバータを高いデューティ・サイクルで動作させる必要があります。

アプリケーション情報

LT3475の発振器のオフ時間は固定でオン時間は可変です。その結果、スイッチング周波数が低下するにつれ、最大デューティ・サイクルが増加します。

入力電圧範囲

最小動作電圧はLT3475の4Vの低電圧ロックアウトまたは最大デューティ・サイクルのどちらかによって決まります。デューティ・サイクルは内部スイッチがオンしている時間の割合であり、入力電圧と出力電圧によって決まります。

$$DC = \frac{(V_{OUT} + V_F)}{(V_{IN} - V_{SW} + V_F)}$$

ここで、 V_F はキャッチ・ダイオードの順方向電圧降下(約0.4V)、 V_{SW} は内部スイッチの電圧降下(最大負荷で約0.4V)です。したがって、最小入力電圧は次のようにになります。

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT} + V_F}{DC_{MAX}} - V_F + V_{SW}$$

ただし、 $DC_{MAX} = 1 - t_{OFF(MIN)} \cdot f$

ここで、 $t_{OFF(MIN)}$ は167nsに等しく、fはスイッチング周波数です。

例: $f = 600\text{kHz}$, $V_{OUT} = 4\text{V}$

$$DC_{MAX} = 1 - 167\text{ns} \cdot 600\text{kHz} = 0.90$$

$$V_{IN(MIN)} = \frac{4\text{V} + 0.4\text{V}}{0.9} - 0.4\text{V} + 0.4\text{V} = 4.9\text{V}$$

最大動作電圧は V_{IN} ピンとBOOSTピンの絶対最大定格と最小デューティ・サイクルによって決まります。

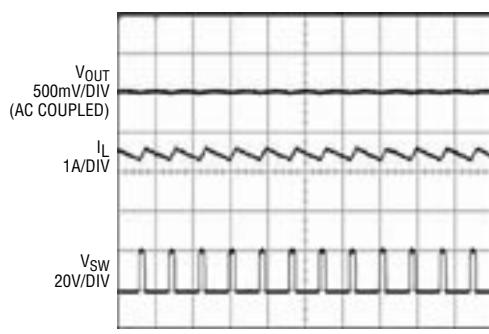


図2. $V_{IN(MAX)} = 20\text{V}$ での動作。 $V_{OUT} = 3\text{V}$ で、 $f_{SW} = 1.2\text{MHz}$

$$V_{IN(MAX)} = \frac{V_{OUT} + V_F}{DC_{MIN}} - V_F + V_{SW}$$

ただし、 $DC_{MIN} = t_{ON(MIN)} \cdot f$

ここで、 $t_{ON(MIN)}$ は140nsに等しく、fはスイッチング周波数です。

例: $f = 750\text{kHz}$, $V_{OUT} = 3.4\text{V}$

$$DC_{MIN} = 140\text{ns} \cdot 750\text{kHz} = 0.105$$

$$V_{IN(MAX)} = \frac{3.4\text{V} + 0.4\text{V}}{0.105} - 0.4\text{V} + 0.4\text{V} = 36\text{V}$$

最小デューティ・サイクルはスイッチング周波数に依存します。低い周波数で動作すると高い最大動作電圧が可能です。これは動作入力電圧に対する制限であることに注意してください。回路は V_{IN} ピンとBOOSTピンの絶対最大定格までの過渡入力に耐えます。過負荷状態(短絡や起動)の間、入力電圧を V_{IN} の動作範囲(36V)に制限します。

最小オン時間

LT3475は $V_{IN(MAX)}$ より大きな入力電圧で出力電流を安定化します。たとえば、図2に示されているように、出力電圧が3Vでスイッチング周波数が1.2MHzのアプリケーションの $V_{IN(MAX)}$ は20Vです。35Vでの動作を図3に示します。出力リップルとピーク・インダクタ電流が大きく増加しています。外付け部品の定格がピーク条件を扱うのに十分であれば、またピーク・インダクタ電流が3.2Aを超えないければ、 $V_{IN(MAX)}$ を超えて安全です。インダクタが飽和すると性能がさらに低下することがあります。

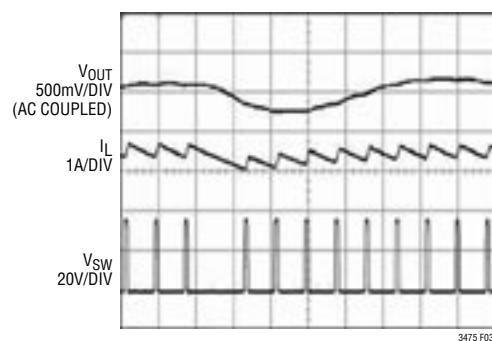


図3. $V_{IN(MAX)}$ を超えた動作。出力リップルとピーク・インダクタ電流が増加

アプリケーション情報

インダクタの選択と最大出力電流

最初に選択するインダクタの値としては次の値が良いでしょう。

$$L = (V_{OUT} + V_F) \cdot \frac{1.2\text{MHz}}{f}$$

ここで、 V_F はキャッチ・ダイオードの電圧降下(約0.4V)、 f はスイッチング周波数、 L の単位は μH です。この値を使うと最大負荷電流はすべてのデューティ・サイクルで1.6Aを超えます。インダクタのRMS電流定格は最大負荷電流より大きくなればならず、その飽和電流は少なくとも30%大きくなればなりません。最高の効率を得るには、直列抵抗(DCR)を 0.15Ω より小さくします。適しているタイプと製造元のリストを表2に示します。最大負荷と高い入力電圧($V_{IN} > 30\text{V}$)で安定して動作させるには、飽和電流が3.2Aより大きいインダクタを使います。

表2. インダクタ

| PART NUMBER | VALUE (μH) | I_{RMS} (A) | DCR (Ω) | HEIGHT (mm) |
|---------------|----------------------------|------------------|---------------------|----------------|
| Sumida | | | | |
| CR43-3R3 | 3.3 | 1.44 | 0.086 | 3.5 |
| CR43-4R7 | 4.7 | 1.15 | 0.109 | 3.5 |
| CDRH4D16-3R3 | 3.3 | 1.10 | 0.063 | 1.8 |
| CDRH4D28-3R3 | 3.3 | 1.57 | 0.049 | 3.0 |
| CDRH4D28-4R7 | 4.7 | 1.32 | 0.072 | 3.0 |
| CDRH6D26-5R0 | 5.0 | 2.20 | 0.032 | 2.8 |
| CDRH6D26-5R6 | 5.6 | 2.0 | 0.036 | 2.8 |
| CDRH5D28-100 | 10 | 1.30 | 0.048 | 3.0 |
| CDRH5D28-150 | 15 | 1.10 | 0.076 | 3.0 |
| CDRH73-100 | 10 | 1.68 | 0.072 | 3.4 |
| CDRH73-150 | 15 | 1.33 | 0.130 | 3.4 |
| CDRH104R-150 | 15 | 3.1 | 0.050 | 4.0 |

Coilcraft

| | | | | |
|-------------|-----|------|-------|-----|
| D01606T-332 | 3.3 | 1.30 | 0.100 | 2.0 |
| D01606T-472 | 4.7 | 1.10 | 0.120 | 2.0 |
| D01608C-332 | 3.3 | 2.00 | 0.080 | 2.9 |
| D01608C-472 | 4.7 | 1.50 | 0.090 | 2.9 |
| MOS6020-332 | 3.3 | 1.80 | 0.046 | 2.0 |
| MOS6020-472 | 10 | 1.50 | 0.050 | 2.0 |
| D03316P-103 | 10 | 3.9 | 0.038 | 5.2 |
| D03316P-153 | 15 | 3.1 | 0.046 | 5.2 |

特定のアプリケーションに最適なインダクタは、この簡単な設計ガイドで示されているものと異なることがあります。

ります。インダクタの値を大きくすると最大負荷電流が増加し、出力電圧リップルが減少します。実際の負荷が最大負荷電流より小さければ、インダクタの値を小さくして高いリップル電流で動作させることができます。この場合、物理的に小さなインダクタを使うことができます。あるいはDCRの小さなものを使って効率を上げることができます。また、インダクタンスが低いと不連続モード動作になることがあります。最大負荷電流がさらに減少します。最大出力電流と不連続モード動作の詳細については、「アプリケーションノート44」を参照してください。最後に、デューティ・サイクルが50%を超す場合($V_{OUT}/V_{IN} > 0.5$)、低調波発振を防ぐため小さなインダクタンスが必要です。

$$L_{MIN} = (V_{OUT} + V_F) \cdot \frac{800\text{kHz}}{f}$$

インダクタを流れる電流は三角波で、その平均値が負荷電流に等しくなります。ピーク・スイッチ電流は出力電流にピーク・トゥ・ピークのインダクタ・リップル電流の半分を足したもので、LT3475とシステムを過負荷フォールトから保護するためにLT3474はスイッチ電流を制限します。したがって、LT3475が供給する最大出力電流は、スイッチ電流制限、インダクタの値、および入力電圧と出力電圧に依存します。

スイッチがオフのとき、インダクタ両端には出力電圧にキャッチ・ダイオードの電圧降下を加えた電圧が加わります。したがって、インダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流は次のとおりです。

$$\Delta I_L = \frac{(1-DC)(V_{OUT} + V_F)}{(L \cdot f)}$$

ここで、 f はLT3475のスイッチング周波数、 L はインダクタの値です。インダクタとスイッチのピーク電流は次のとおりです。

$$I_{SW(PK)} = I_{L(PK)} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

出力を安定化された状態に保つには、このピーク電流はLT3475のスイッチ電流リミット I_{LIM} より小さくなければなりません。 I_{LIM} は低デューティ・サイクルでは少なくとも2.3Aですが、直線的に低下してDC=0.9では1.8Aになります。最大出力電流は選択されたインダクタ値の関数です。

$$I_{OUT(MAX)} = I_{LIM} - \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$= 2.3A \cdot (1 - 0.25 \cdot DC) - \frac{\Delta I_L}{2}$$

アプリケーション情報

リップル電流が小さくなるようにインダクタ値を選ぶと、スイッチ電流制限に近い最大出力電流が可能になります。

インダクタ選択の一方法として、上述の単純な規則から始めて、利用可能なインダクタを調べ、目標とするコストとスペースに適合するものを選択します。次に、これらの式を使って、必要な出力電流をLT3475が供給できるかチェックします。これらの式はインダクタ電流が連続して流れると仮定していることに注意してください。 I_{OUT} が $\Delta I_L/2$ より小さいと不連続動作になります。

入力コンデンサの選択

X7RまたはX5Rのタイプの4.7μF以上のセラミック・コンデンサを使ってLT3475回路の入力をバイパスします。サイズの大きな電解コンデンサによって追加のバイパスが与えられる場合、または入力源のインピーダンスが低い場合、もっと値の小さな、またはもっと安価なY5Vタイプを使うことができます。以下、入力コンデンサに関する検討事項をさらに詳しく説明します。

降圧レギュレータには入力電源から高速の立上りと立下りを伴うパルス電流が流れます。そのためLT3475の入力に生じる電圧リップルを減らし、このスイッチング電流を狭いローカル・ループに押し込めてEMIを最小に抑えるために入力コンデンサが必要です。これを効果的に実現するには、入力コンデンサはスイッチング周波数でのインピーダンスが小さく、リップル電流定格が十分でなければなりません。2つのスイッチャは同じ周波数で動作しますが、位相とデューティ・サイクルは異なっているので、入力コンデンサのRMS電流の計算は簡単ではありません。ただし、ほとんどの電力($V_{OUT} \cdot I_{OUT}$)を供給しているチャネルのRMS入力電流を控えめな値として使えます。

$$C_{INRMS} = I_{OUT} \cdot \frac{\sqrt{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}} < \frac{I_{OUT}}{2}$$

これは $V_{IN} = 2V_{OUT}$ (50%のデューティ・サイクル)で最大になります。2番目の低電力チャネルに入力電流が流れるとき、位相のずれた電流が高電力チャネルに流れる電流を相殺するので、入力コンデンサのRMS電流は実際には減少します。1つのチャネルから流れる最大負荷電流は約1.5Aであることを考慮すると、RMSリップル電流は常に0.75Vより小さくなります。

LT3475の周波数は高いので入力コンデンサに必要とされ

るエネルギー蓄積量が減少し、必要な容量は多くの場合10μF以下です。セラミック・コンデンサはサイズが小さくてインピーダンスが低いので(低等価直列抵抗:ESR)この用途に適しています。低ESRなので電圧リップルが非常に小さくなります。セラミック・コンデンサは同じ値の他の種類のコンデンサに比べて大きなリップル電流を扱うことができます。X5RとX7Rのタイプを使ってください。

値の大きなセラミック・コンデンサの代替は、値の小さなセラミックと値の大きな電解コンデンサの併用です。電解コンデンサの場合、ESRとリップル電流の要求条件を満たすにはおそらく10μFより大きなものが必要でしょう。入力ソースが印加されるとき入力コンデンサにはおそらく大きなサージ電流が流れます。タンタル・コンデンサは大きなサージ電流により損傷することがあります。適切なサージ電流定格のタンタル・コンデンサだけを使ってください。製造元がコンデンサの定格電圧より低い電圧での使用を推奨していることもあります。

入力にセラミック・コンデンサを使用する際の最後の注意点は次のとおりです。入力のセラミック・コンデンサは浮遊インダクタンスと結合して共振タンク回路を形成することができます。電源が瞬時に投入されると(たとえば、スイッチの入った電源に回路を差し込む場合)、このタンクがリングを生じて入力電圧が倍になります。LT3475を損傷することがあります。解決策としては、入力電圧をクランプするか、セラミック・コンデンサに並列に電解コンデンサを追加してタンク回路を減衰させます。詳細については、「アプリケーションノート88」を参照してください。

出力コンデンサの選択

ほとんどのLEDの場合、出力に2.2μF/6.3Vのセラミック・コンデンサ(X5RまたはX7R)を使うと出力電圧リップルが非常に低くなり、過渡応答が良くなります。他のタイプや値でもうまくいきます。以下では、出力リップルと過渡性能に関するトレードオフを取り上げます。

出力コンデンサはインダクタ電流をフィルタ処理して電圧リップルが小さい出力を発生します。また、このコンデンサは過渡負荷を満たしてLT3475の制御ループを安定させるためにエネルギーを蓄積します。LT3475は高い周波数で動作するので小さな出力容量ですみます。さらに、制御ループは出力コンデンサに直列抵抗(ESR)があっても正常に動作します。

LT3475

アプリケーション情報

したがって、(出力リップルを非常に小さく抑え、回路のサイズも小さくできる)セラミック・コンデンサは選択肢の1つです。

以下の式を使って出力リップルを推算することができます。

$$V_{\text{RIPPLE}} = \Delta I_L / (8 \cdot f \cdot C_{\text{OUT}}) \quad (\text{セラミック・コンデンサの場合})$$

ここで、 ΔI_L はインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流です。このリップルのRMS成分は非常に低いので、出力コンデンサのRMS電流定格は通常心配いりません。この成分は次式を使って計算することができます。

$$I_{C(\text{RMS})} = \Delta I_L / \sqrt{12}$$

セラミック・コンデンサはサイズが小さくESRが低いのでLT3475のアプリケーションに適しています。ただし、すべてのセラミック・コンデンサが同じわけではありません。値の大きなコンデンサの多くは質の劣る誘電体を使っており、温度係数と電圧係数が大きくなります。特に、Y5VとZ5Uのタイプは電圧が印加されると、また高温や低温では容量の大きな部分が失われます。ループの安定性と過渡応答は C_{OUT} の値に依存するので、このような容量の低下を許容できないことがあります。X7RとX5Rのタイプを使ってください。コンデンサの製造元のリストを表3に示します。

表3. 低ESR表面実装コンデンサ

| VENDOR | TYPE | SERIES |
|-------------|---------|----------|
| Taiyo-Yuden | Ceramic | X5R, X7R |
| AVX | Ceramic | X5R, X7R |
| TDK | Ceramic | X5R, X7R |

ダイオードの選択

キャッチ・ダイオード(ブロック図のD1)はスイッチ・オフ時間の間だけ電流を流します。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。

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

公称動作に必要な電流定格より大きな電流定格のダイオードを検討する唯一の理由は、出力が短絡したときのワーストケース条件に対応するためです。この場合、ダイオード電流は標準ピーク・スイッチ電流リミットの半分まで増加します。

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。逆電圧定格が入力電圧より大きいダイオードを使います。いくつかのショットキー・ダイオードとその製造元を表4に示します。

PWM調光によるLEDのオフ時間の間、ダイオードの逆リーキ電流により、出力コンデンサが放電することがあります。高い周囲温度で動作させる場合、最大のPWM調光範囲を得るため、低リーキのショットキー・ダイオードを使います。

表4. ショットキー・ダイオード

| | V_R (V) | $I_{\text{AVE(A)}}$ (A) | V_F at 1A (mV) | V_F at 2A (mV) |
|--------------------------------|--------------|----------------------------|---------------------|---------------------|
| On Semiconductor | | | | |
| MBR0540 | 40 | 0.5 | 620 | |
| MBRM120E | 20 | 1 | 530 | |
| MBRM140 | 40 | 1 | 550 | |
| Diodes Inc | | | | |
| B120 | 20 | 1 | 500 | |
| B130 | 30 | 1 | 500 | |
| B140HB | 40 | 1 | 530 | |
| DFLS140 | 40 | 1.1 | 510 | |
| B240 | 40 | 2 | | 500 |
| International Rectifier | | | | |
| 10BQ030 | 30 | 1 | 420 | |

アプリケーション情報

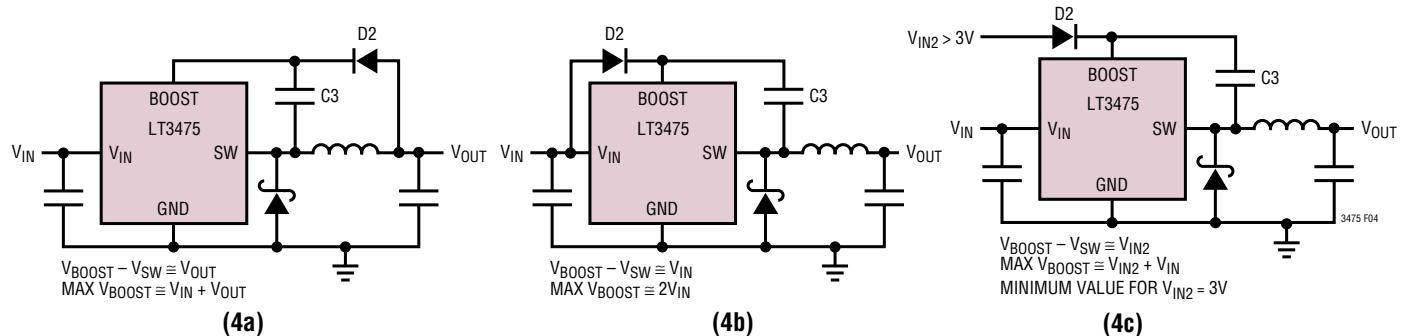


図4. Boost電圧の発生

BOOSTピンに関する検討事項

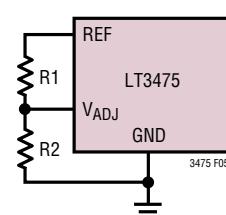
BOOSTピンに接続されたコンデンサとダイオードにより、入力電圧より高い電圧がBOOSTピンに発生します。ほとんどの場合、 $0.22\mu F$ のコンデンサと高速スイッチング・ダイオード(CMDSH-3やMMSD914LT1など)で十分です。図4にブースト回路の構成法を3つ示します。最高効率を達成するには、BOOSTピンはSWピンより2.5V以上高くなければなりません。3.3V以上の出力の場合、標準回路(図4a)が最善です。2.8V~3.3Vの出力の場合、小型のショットキー・ダイオード(BAT-54など)を使います。さらに低い出力電圧の場合、ブースト・ダイオードは入力に接続することができます(図4b)。電圧の低い方の電圧源からBOOSTピンの電流が供給されるので、図4aの回路の方が効率が高くなります。最後に、ブースト・ダイオードのアノードを少なくとも3Vある別の電圧源に接続することができます。たとえば、3.3Vの出力を発生する場合、LEDがオンしているとき常に3.3V出力がオンしているなら、BIASピンをこの3.3V出力に接続することができます。いずれにせよ、必ずBOOSTピンの最大電圧を60Vより小さくし、BOOSTピンとSWピンの間の電圧差を30Vより小さくします。

LT3475のアプリケーションの最小動作電圧は低電圧ロックアウト(約3.7V)および最大デューティサイクルによって制限されます。ブースト回路も、正常に起動するための最小入力電圧を制限します。入力電圧がゆっくりランプアップするか、出力が既に安定化しているときLT3475がオンすると、ブースト・コンデンサが十分充電されないことがあります。ブースト・コンデンサはインダクタに蓄えられたエネルギーによって充電されるので、

ブースト回路を正常に動作させるには、回路はいくらかの最小負荷電流に依存します。この最小負荷は、入力電圧、出力電圧、およびブースト回路の構成に依存します。最小負荷電流は回路が起動した後は通常ゼロになります。起動および動作に必要な最小負荷電流を入力電圧の関数としてプロットしたものが、「標準的性能特性」のセクションに示されています。出力負荷電流が存在しなくても、多くの場合、放電した出力コンデンサがスイッチャの負荷となり、スイッチャは起動することができます。プロットは V_{IN} が非常にゆっくりランプアップするワーストケースを示しています。

LED電流のプログラミング

LED電流は V_{ADJ} ピンの電圧を調節して設定することができます。1.5AのLED電流の場合、 V_{ADJ} をREFまたは1.25Vのソースに接続します。もっと低い出力電流の場合、 $I_{LED} = 1.5A \cdot V_{ADJ}/1.25V$ に従って V_{ADJ} をプログラムします。1.25Vより小さい電圧は、図5に示されているように、REFピンに接続した分圧器を使って発生させることができます。正確なLED電流を得るには精密抵抗を使用します(1%以下の抵抗を推奨します)。

図5. 抵抗分割器を使った V_{ADJ} の設定

LT3475

アプリケーション情報

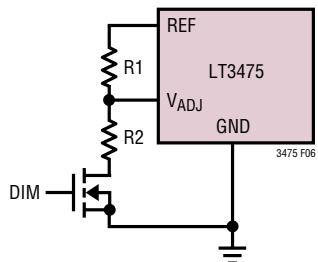


図6. MOSFETと抵抗分割器を使った調光

V_{ADJ}ピンは少量のバイアス電流をソースしますので、次式を使って抵抗を選択します。

$$R_2 = \frac{V_{ADJ}}{1.25V - V_{ADJ} + 50nA} \cdot R_1$$

V_{ADJ}ピンの電流の偏差によって生じる誤差を最小に抑えるには、並列抵抗値が4k未満の抵抗を使います。REFピンの500μA電流コンプライアンスを超えないように、十分高い直列抵抗値の抵抗ストリングを使います。

調光制御

いくつかの種類の調光制御回路があります。1つの調光回路(図6)では、オン抵抗の低いFETを抵抗分割器の経路に接続することにより、V_{ADJ}ピンの電圧を変えます。これにより、2つの異なったLED電流を選択することができます。安定動作させるには、50mA以上のLED電流をプログラムします。最大電流調光比(I_{RATIO})は最大LED電流(I_{MAX})と最小LED電流(I_{MIN})から次のように計算することができます。

$$I_{MAX}/I_{MIN} = I_{RATIO}$$

別の調光回路(図7)では、PWMピンとLEDのカソードに接続された外部NFETを使います。外部PWM信号がPWMピンとNFETのゲートに与えられます。平均LED電流はPWM信号のデューティ・サイクルに比例します。PWM信号が“L”になると、NFETがオフしてLEDをオフしますが、出力コンデンサは充電されたままです。PWMピンも“L”に引き下げられますので、V_Cピンが切り離され、その電圧はそこに接続されているコンデンサに保持されます。起動時に正しく動作させるには、図7と図8に示されているC-RCストリングをV_Cピンに接続して使います。PWMピンが再度“H”になると、補償コンデンサと出力コンデンサは正しい電圧に保たれていますので、LED電流は前のオン状態に急速に戻ります。このようにセトリン

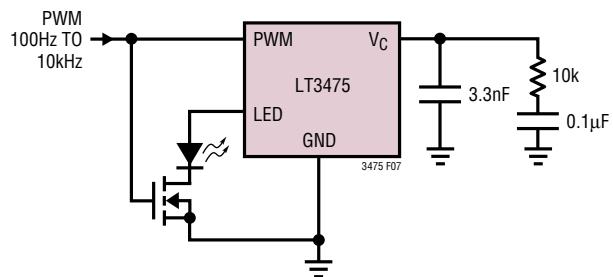


図7. PWM信号を使った調光

グ時間が高速なので、LT3475はわずか7.5スイッチング・サイクルのPWMパルス幅(f_{SW} = 600kHzで12.5μs)で、ダイオード電流の安定化を維持することができます。最大PWM周期はシステムによって決定され、12msより長くなることはありそうにありません。100μsより短いPWM周期の使用は推奨されていません。最大PWM調光比(PWM_{RATIO})は、最大PWM周期(t_{MAX})と最小PWMパルス幅(t_{MIN})から、次のように計算することができます。

$$t_{MAX}/t_{MIN} = PWM_{RATIO}$$

全調光比(DIM_{RATIO})はPWM調光比と電流調光比の積です。

例：

$$I_{MAX} = 1A, I_{MIN} = 0.1A, t_{MAX} = 9.9ms$$

$$t_{MIN} = 3.3\mu s (f_{SW} = 1.4MHz)$$

$$I_{RATIO} = 1A/0.1A = 10:1$$

$$PWM_{RATIO} = 9.9ms/3.3\mu s = 3000:1$$

$$DIM_{RATIO} = 10 \cdot 3000 = 30000:1$$

最大PWM調光比を達成するには図8の回路を使います。これにより、わずか4.5スイッチング・サイクル(f_{SW} = 600kHzで7.5μs)のPWMパルス幅が可能です。図8の回路を使う場合、2つのPWM信号の立上りエッジを100ns以内に揃える必要があることに注意してください。

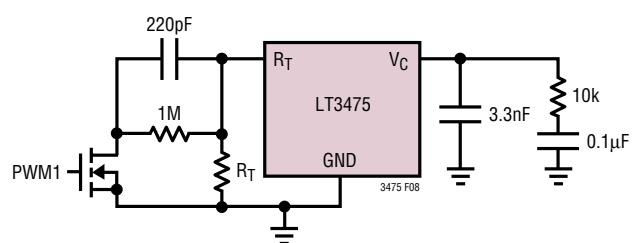


図8. PWM調光の拡張

アプリケーション情報

レイアウトのためのヒント

すべてのスイッチング・レギュレータの場合と同様、PCBのレイアウトと部品配置には細心の注意が必要です。効率を最大にするため、スイッチの立上り時間と立下り時間はできるだけ短くします。電磁干渉(EMI)の問題を防ぐには、高周波数のスイッチング経路の適切なレイアウトが不可欠です。SWピンとBOOSTピンの電圧信号の立上りと立下りは鋭いエッジになります。BOOSTピンと

SWピンに接続されるすべてのトレースの長さと面積をできるだけ小さくし、常にスイッチング・レギュレータの下のグランド・プレーンを使ってプレーン間の結合を小さく抑えます。さらに、周波数設定抵抗 R_T および V_{C1} ピンと V_{C2} ピンのコンデンサ(ブロック図を参照)のグランド接続はGNDピンに直接接続し、電力グランド経路と共有しないようにして、クリーンなノイズの無い接続にします。

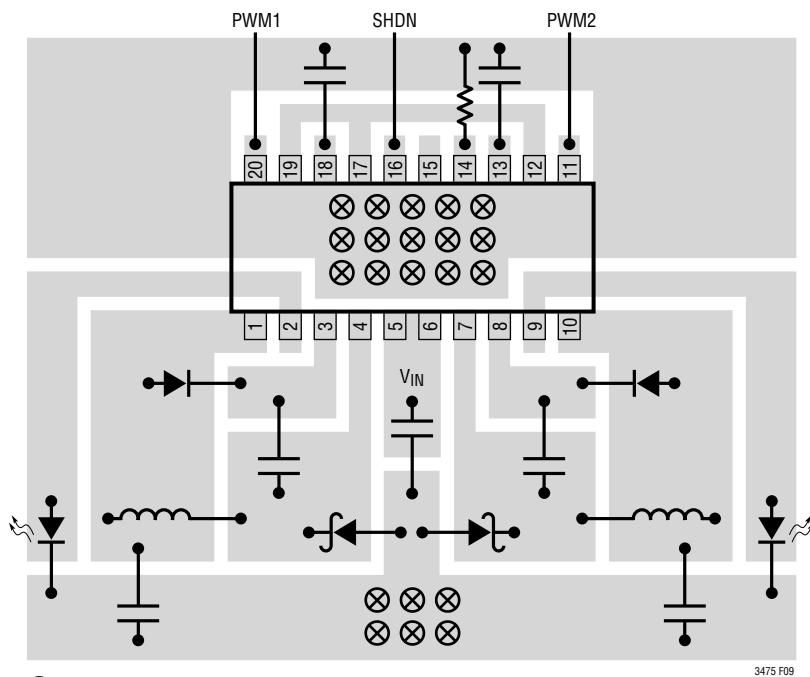
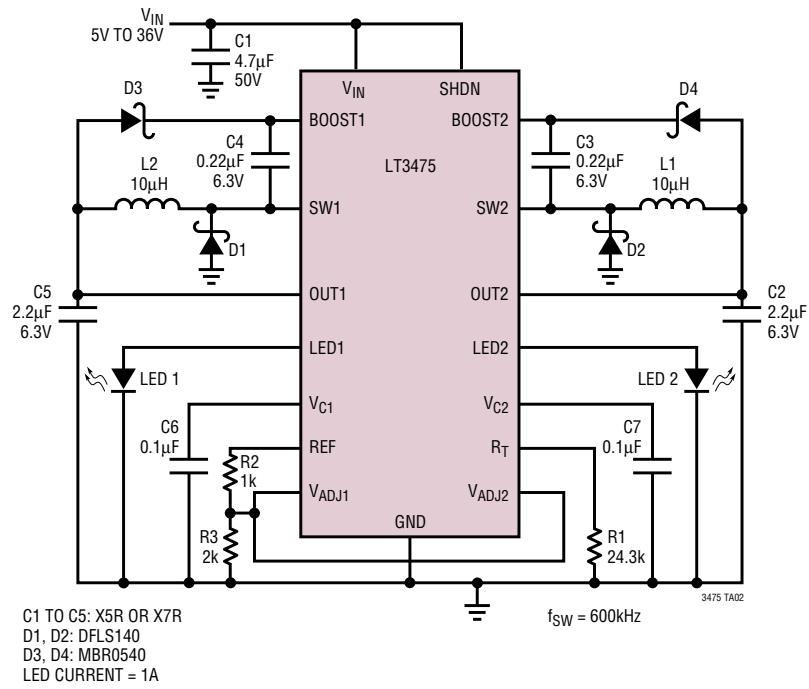


図9. 推奨部品配置

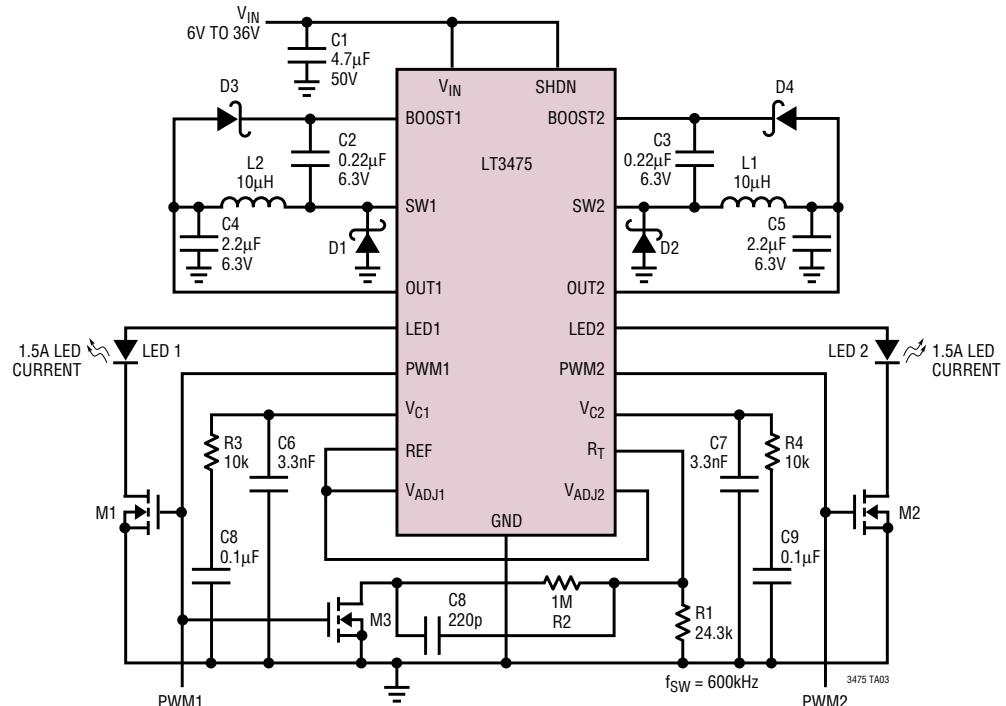
LT3475

標準的應用例

デュアル降圧1A LEDドライバ



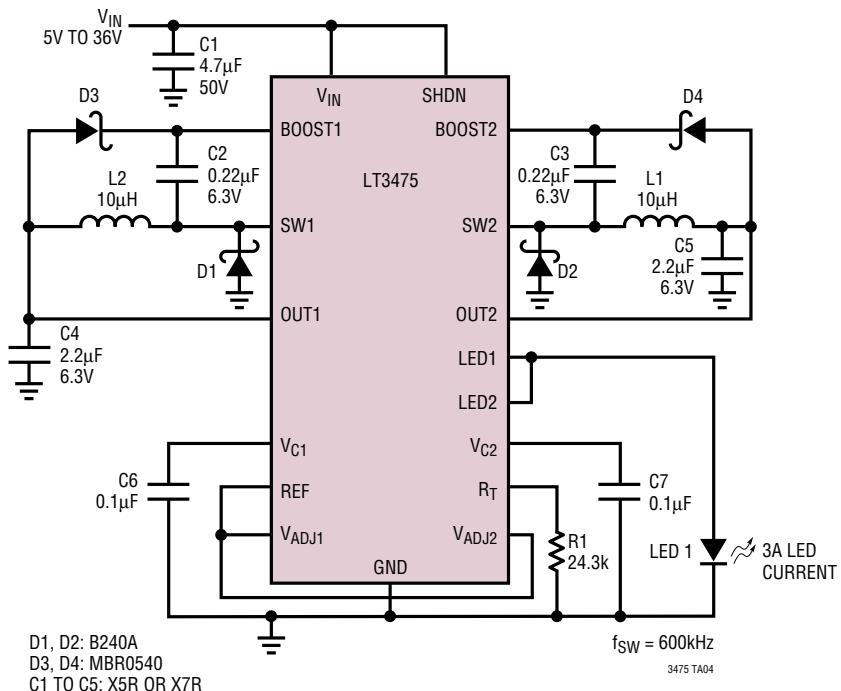
1200:1のTrue Color PWM調光付きデュアル降圧1.5A LEDドライバ



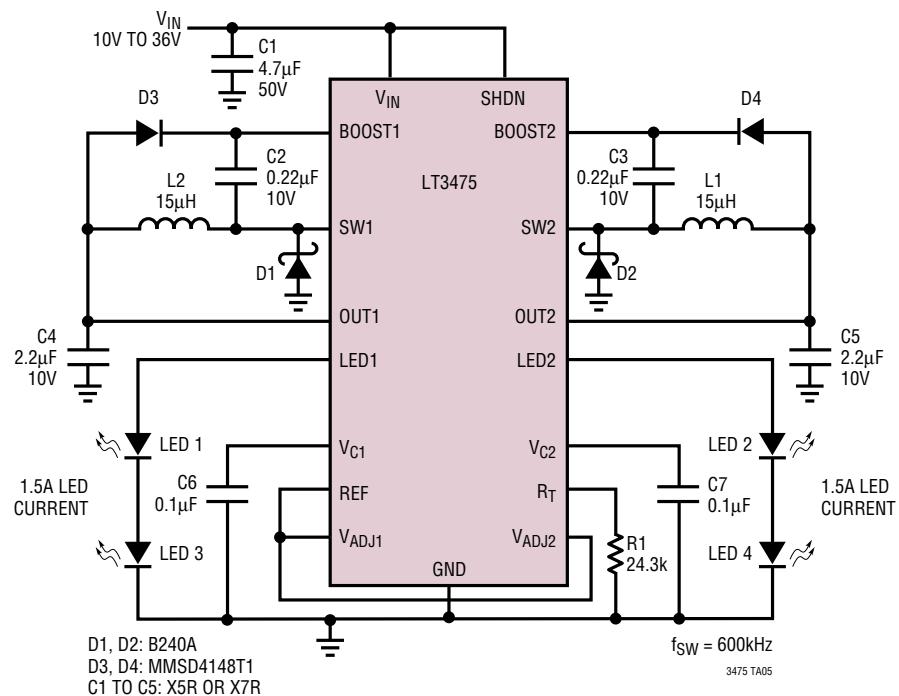
D1, D2: B260
D3, D4: MBR0540
C1 TO C5: X5R OR X7R
M1, M2: Si2302ADS
M3: 2n7002I

標準的応用例

降圧3A LEDドライバ



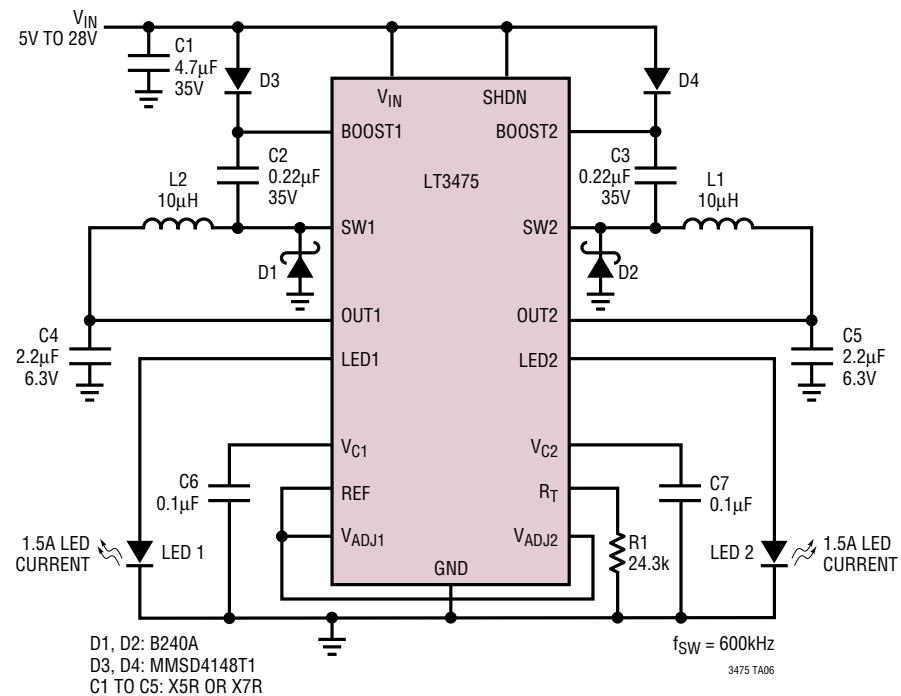
LEDを直列接続したデュアル降圧LEDドライバ



LT3475

標準的応用例

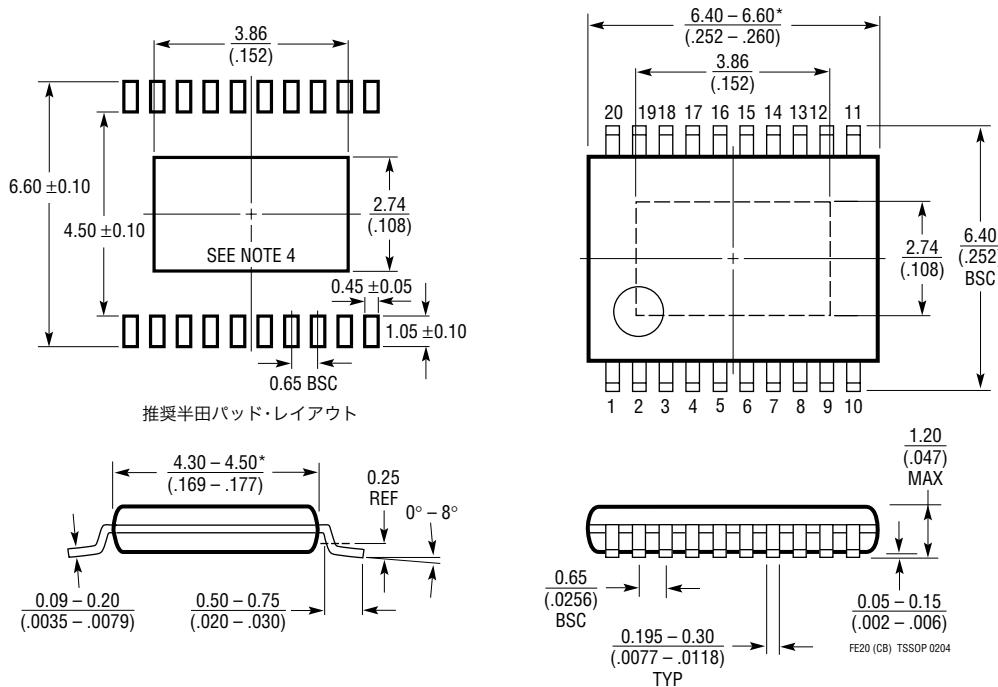
デュアル降圧1.5A赤色LEDドライバ



3475fa

パッケージ寸法

FEパッケージ
20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CB



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

LT3475

関連製品

| 製品番号 | 説明 | 注釈 |
|--------|-------------------------------------|--|
| LT1618 | 定電流、1.4MHz、1.5A昇圧コンバータ | $V_{IN(MIN)} = 1.6V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 18V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 35V$ 、アナログ/PWM、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MS10パッケージ |
| LT3466 | デュアル・フル機能昇圧LEDドライバ | 最大20個のLED用ドライバ、 $V_{IN}:2.7V \sim 24V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 40V$ 、DFNとTSSOP16Eパッケージ |
| LT3474 | 36V、1A (I_{LED})、2MHz降圧LEDドライバ | $V_{IN(MIN)} = 4V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 36V$ 、400:1 True Color PWM、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、TSSOP16Eパッケージ |
| LT3477 | 42V、3A、3.5MHz昇圧、昇降圧、降圧LEDドライバ | $V_{IN(MIN)} = 2.5V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 25V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 40V$ 、アナログ/PWM、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、QFNパッケージ、TSSOP20Eパッケージ |
| LT3479 | 3A、多機能DC/DCコンバータ、ソフトスタートと突入電流保護機能付き | $V_{IN(MIN)} = 2.5V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 24V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 40V$ 、アナログ/PWM、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、DFNパッケージ、TSSOPパッケージ |
| LT3846 | デュアル1.3A、2MHz、LEDドライバ | $V_{IN}:2.5V \sim 24V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 36V$ 、1000:1 True Color PWM TM 調光、DFNとTSSOP16Eパッケージ |