

## 特長

- True Color PWM™により400:1の調光範囲で一定の色を実現
- 広い入力範囲: 4V~36V
- 最大1AのLED電流
- 可変200kHz~2MHzスイッチング周波数
- 可変LED電流制御
- 昇圧ダイオード内蔵
- 35mA~1Aの広い範囲で高い出力電流精度を維持
- オープンLED (LT3474) と短絡に対する保護
- ハイサイド・センスによりカソードを接地可能
- 小型のインダクタとセラミック・コンデンサを使用
- LT3474-1はLEDストリングを最大26Vまでドライブ
- 熱特性が改善された小型16ピンTSSOP表面実装パッケージ

## アプリケーション

- 自動車や航空機の照明
- 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、LTMはリニアテクノロジー社の登録商標です。  
True Color PWMはリニアテクノロジー社の商標です。  
他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

## 概要

LT®3474/LT3474-1は、定電流源として動作するように設計された固定周波数降压DC/DCコンバータです。内蔵センス抵抗が出力電流をモニタするので、精確な電流制御が可能で、高電流LEDをドライブするのに最適です。35mA~1Aの広い範囲で高い出力電流精度を維持しますので、広い調光範囲が可能です。

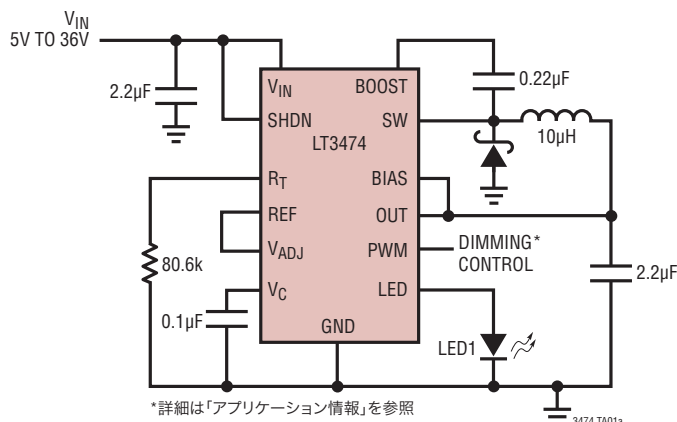
独自のPWM回路により、400:1の調光範囲が可能で、LED電流の減少に通常ともなう色シフトを防ぎます。

スイッチング周波数が高いので小型のインダクタとセラミック・コンデンサを使うことができ、いくつかの点で有利です。LT3474の16ピンTSSOP表面実装パッケージと小型インダクタを組み合わせると、他のソリューションに比べてスペースとコストを減らすことができます。固定されたスイッチング周波数と低インピーダンスのセラミック・コンデンサを組み合わせると、出力リップルが小さくなり、予測しやすくなります。

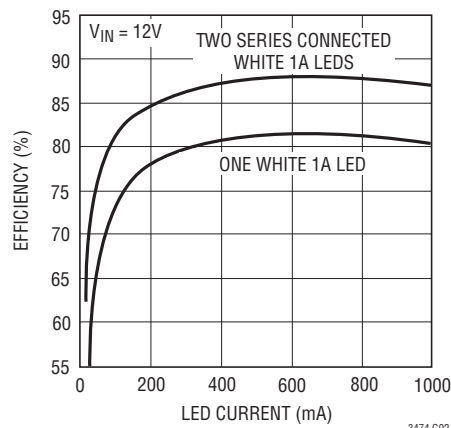
入力範囲が4V~36Vと広いので、LT3474/LT3474-1は5Vロジック電源から、電源トランスの安定化されていない出力、鉛蓄電池、さらに分配型電源に至るまで多様な電源を安定化します。電流モードPWMアーキテクチャにより、高速過渡応答とサイクル毎の電流制限が実現されます。周波数フォールドバックとサーマル・シャットダウンにより保護機能がさらに強化されます。

## 標準的応用例

降压1A LEDドライバ



効率



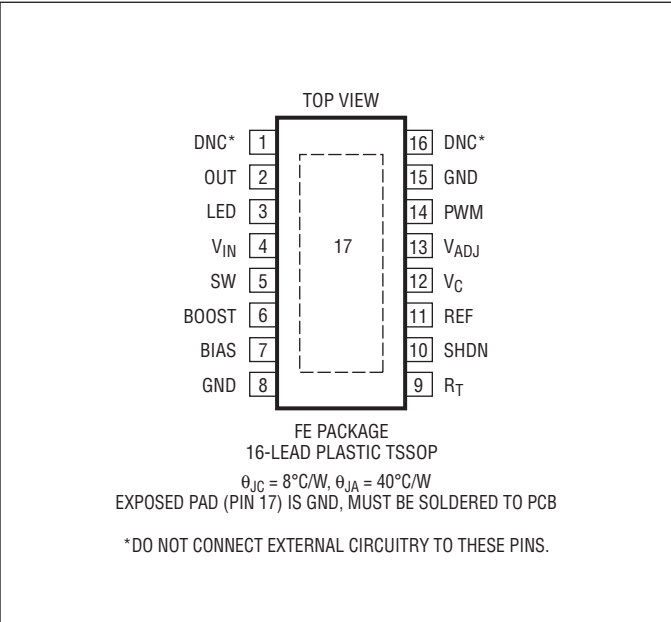
# LT3474/LT3474-1

## 絶対最大定格

(Note 1)

$V_{IN}$ ピン	(-0.3V)、36V
BIASピン	25V
BOOSTピン電圧	51V
SWピンを超えるBOOST	25V
OUTピン、LEDピン (LT3474)	15V
OUTピン、LEDピン (LT3474-1)	26V
PWMピン	10V
$V_{ADJ}$ ピン	6V
$V_C$ 、REF、 $R_T$ の各ピン	3V
SHDNピン	$V_{IN}$
BIASピンの電流	1A
最高接合部温度 (Note 2)	125°C
動作温度範囲 (Note 3)	
LT3474E, LT3474E-1	-40°C~85°C
LT3474I, LT3474I-1	-40°C~125°C
保存温度範囲	-65°C~150°C
リード温度 (半田付け、10秒)	300°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
LT3474EFE#PBF	LT3474EFE#TRPBF	3474EFE	16-Lead TSSOP	-40°C to 85°C
LT3474IFE#PBF	LT3474IFE#TRPBF	3474IFE	16-Lead TSSOP	-40°C to 125°C
LT3474EFE-1#PBF	LT3474EFE-1#TRPBF	3474EFE-1	16-Lead TSSOP	-40°C to 85°C
LT3474IFE-1#PBF	LT3474IFE-1#TRPBF	3474IFE-1	16-Lead TSSOP	-40°C to 125°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

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。

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

## 電気的特性

●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
Minimum Input Voltage		●		3.5	4	V
Input Quiescent Current	Not Switching			2.6	4	mA
Shutdown Current	SHDN = 0.3V, V <sub>BOOST</sub> = 0V, V <sub>OUT</sub> = 0V			0.01	2	μA
LED Pin Current	V <sub>ADJ</sub> Tied to V <sub>REF</sub>	●	0.98	1	1.02	A
		●	0.968		1.025	A
	V <sub>ADJ</sub> Tied to V <sub>REF</sub> /5	●	0.193	0.2	0.207	A
		●	0.186		0.210	A
REF Voltage		●	1.23	1.25	1.265	V

## 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
Reference Voltage Line Regulation	$5\text{V} < V_{IN} < 36\text{V}$			0.01		%/V
Reference Voltage Load Regulation	$0 < I_{REF} < 250\mu\text{A}$			0.0002		%/ $\mu\text{A}$
$V_{ADJ}$ Pin Bias Current (Note 4)		●		20	400	nA
Switching Frequency	$R_T = 80.6\text{k}$	●	470 450	500	530 540	kHz kHz
Maximum Duty Cycle	$R_T = 80.6\text{k}$ $R_T = 10\text{k}$ $R_T = 232\text{k}$	●	90	95 76 98		% % %
Foldback Frequency	$R_T = 80.6\text{k}$ , $V_{OUT} = 0\text{V}$			70		kHz
SHDN Threshold (to Switch)			2.6	2.65	2.7	V
SHDN Pin Current (Note 5)	$V_{SHDN} = \text{SHDN Threshold}$		8.3	10.3	12.3	$\mu\text{A}$
PWM Threshold			0.4	0.9	1.2	V
$V_C$ Switching Threshold				0.8		V
$V_C$ Source Current	$V_C = 1\text{V}$			100		$\mu\text{A}$
$V_C$ Sink Current	$V_C = 1\text{V}$			100		$\mu\text{A}$
LED to $V_C$ Current Gain				1.5		$\mu\text{A}/\text{mA}$
LED to $V_C$ Transresistance				1		V/mA
$V_C$ to Switch Current Gain				2		A/V
$V_C$ Clamp Voltage				1.9		V
$V_C$ Pin Current in PWM Mode	$V_C = 1\text{V}$ , $V_{PWM} = 0.3\text{V}$	●		0.01	1	$\mu\text{A}$
OUT Pin Clamp Voltage (LT3474)			13.2	13.8	14.5	V
OUT Pin Current in PWM Mode	$V_{OUT} = 4\text{V}$ , $V_{PWM} = 0.3\text{V}$	●		0.1	10	$\mu\text{A}$
Switch Current Limit (Note 6)	$-40^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$ LT3474I, LT3474I-1 at $125^\circ\text{C}$	●	1.6 1.5	2.1	3.2 3.2	A A
Switch $V_{CESAT}$	$I_{SW} = 1\text{A}$			380	500	mV
Boost Pin Current	$I_{SW} = 1\text{A}$			30	50	mA
Switch Leakage Current				0.01	1	$\mu\text{A}$
Minimum Boost Voltage (Note 7)				1.9	2.5	V
Boost Diode Forward Voltage	$I_{DIO} = 100\text{mA}$			600		mV

**Note 1:** 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスに永続的な損傷を与える可能性がある値。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おそれがある。

**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 $125^\circ\text{C}$ 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:** LT3474EおよびLT3474E-1は $0^\circ\text{C}$ ~ $70^\circ\text{C}$ 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。  
 $-40^\circ\text{C}$ ~ $85^\circ\text{C}$ 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。LT3474IおよびLT3474I-1は $-40^\circ\text{C}$ ~ $125^\circ\text{C}$ 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。

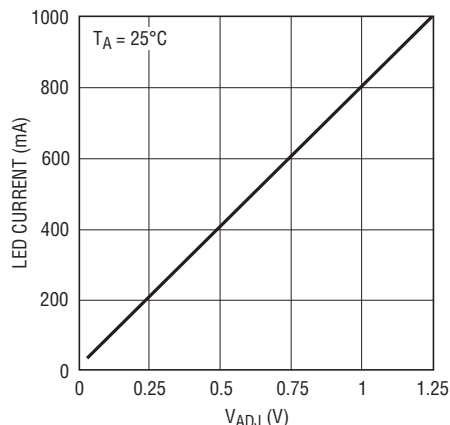
**Note 5:** 電流はピンに流れ込む。

**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。

**Note 7:** これは内蔵パワー・スイッチが完全に飽和するのを保証するのに必要な、昇圧コンデンサの両端の最小電圧である。

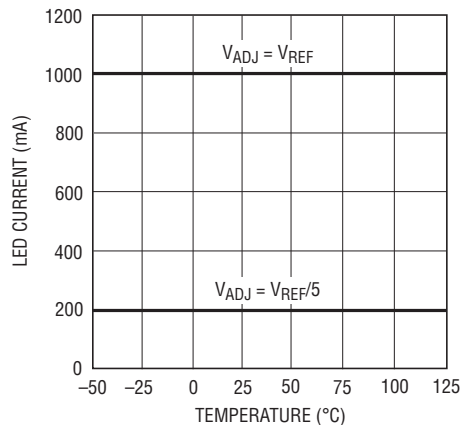
## 標準的性能特性

LED電流と $V_{ADJ}$



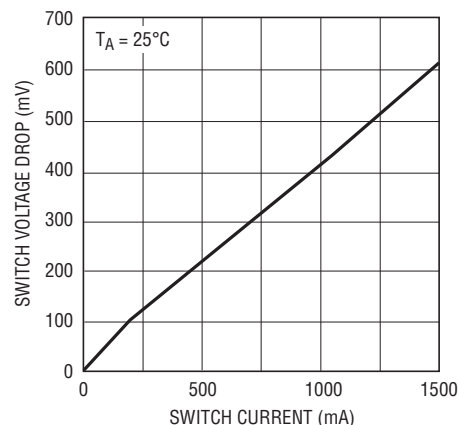
3474 G03

LED電流と温度



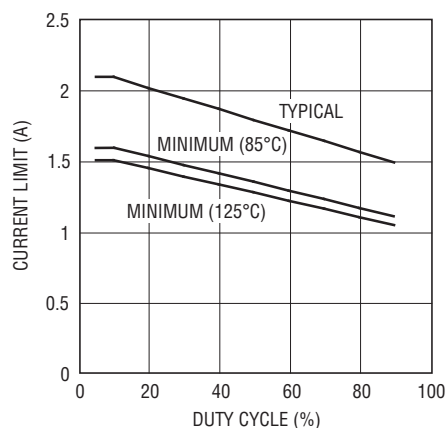
3474 G04

スイッチの電圧降下



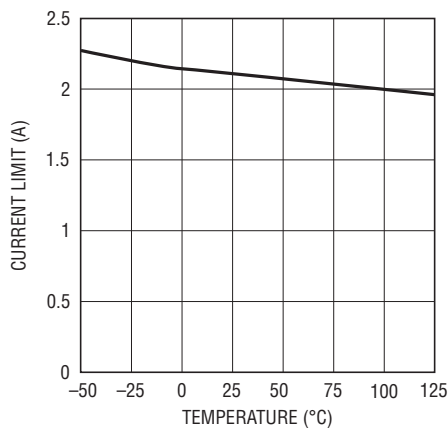
3474 G05

電流制限とデューティ・サイクル



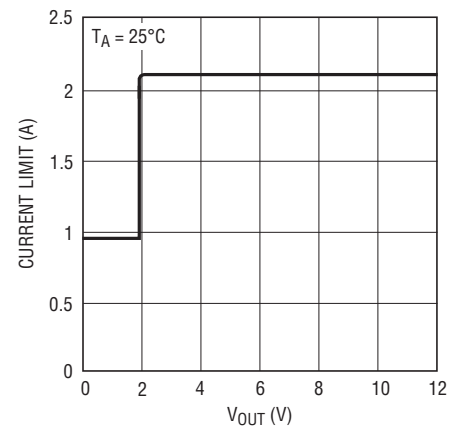
3474 G06

スイッチの電流制限と温度



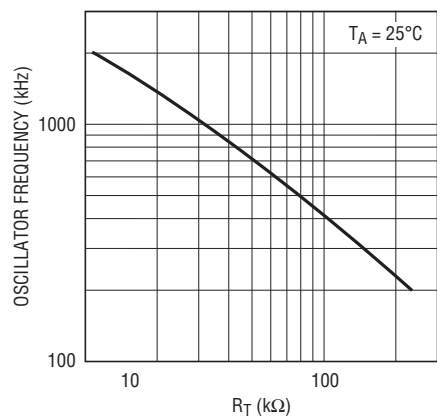
3474 G07

電流制限と出力電圧



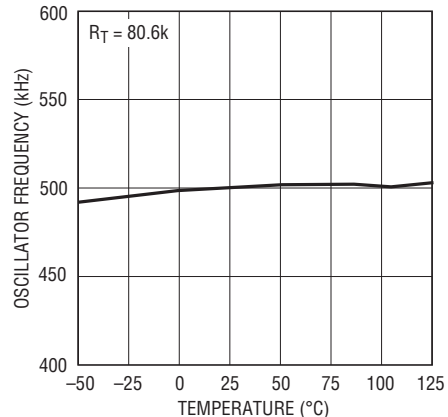
3474 G08

発振器周波数と $R_T$



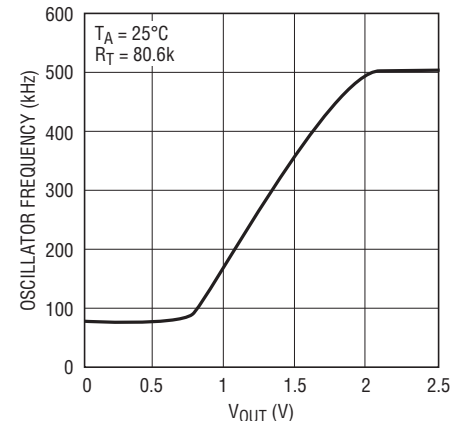
3474 G09

発振器周波数と温度



3474 G10

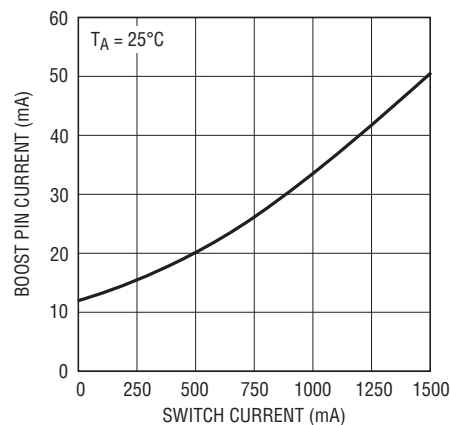
発振器周波数フォールドバック



3474 G11

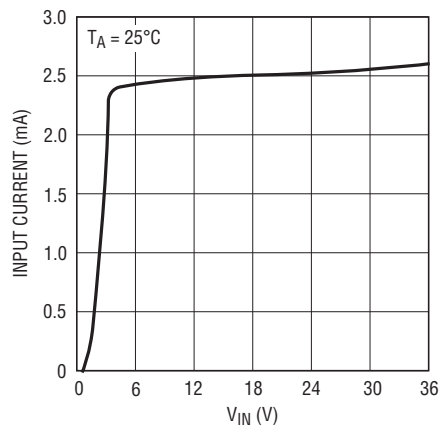
## 標準的性能特性

BOOSTピンの電流



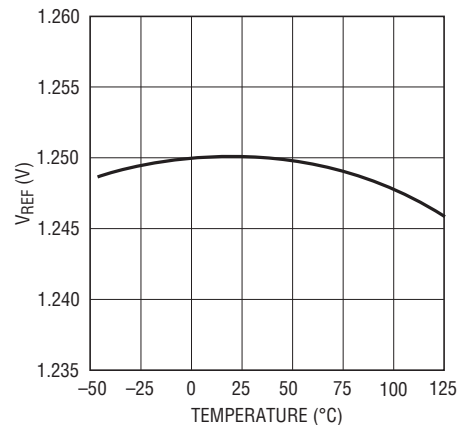
3473 G12

消費電流



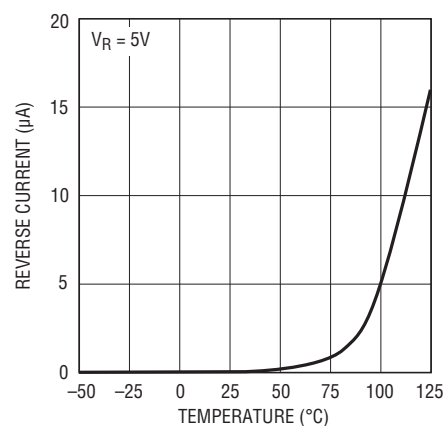
3474 G13

リファレンスの電圧



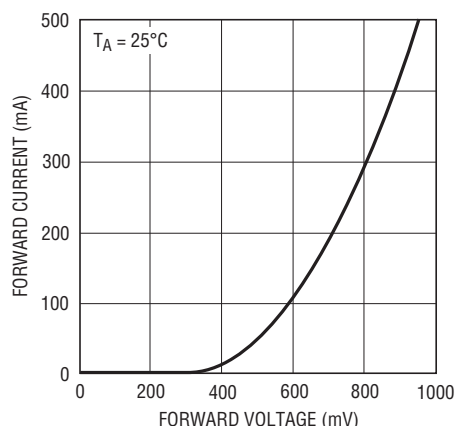
3474 G14

ショットキーの逆方向洩れ電流



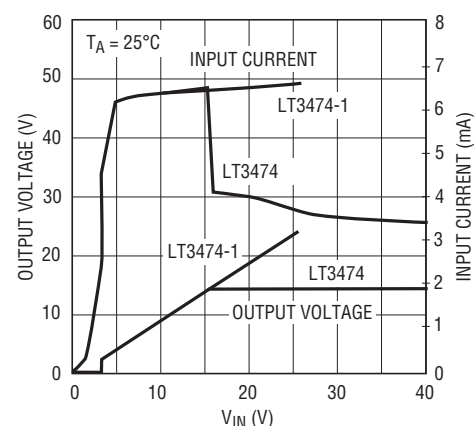
3474 G15

ショットキーの順方向電圧降下



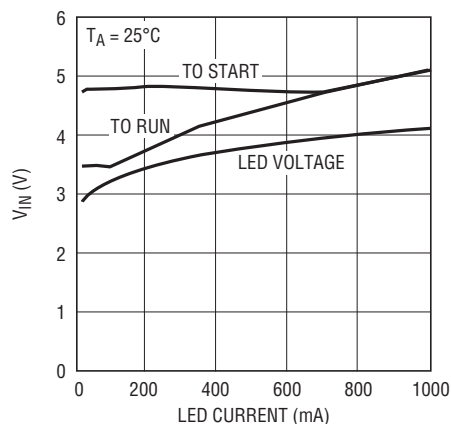
3474 G19

開放回路出力電圧と入力電流



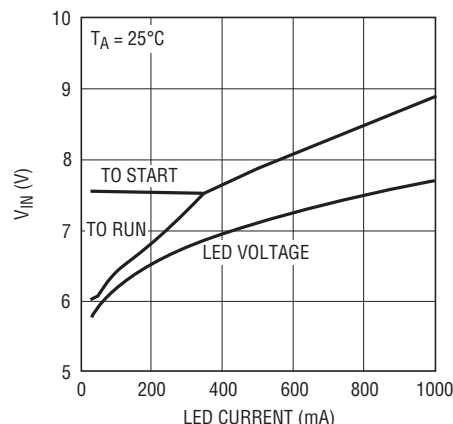
3474 G16

最小入力電圧、1個の  
白色Luxeon III Star



3474 G17

最小入力電圧、2個の  
直列接続した白色Luxeon III Star



3474 G18

# LT3474/LT3474-1

## ピン機能

**DNC (ピン1、16) :**これらのピンには外部回路を接続しないでください。また、これらのピンをGNDに接続することもできません。DNCピンはフロート状態のままにしてください。

**OUT (ピン2) :**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。

**LED (ピン3) :**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<sub>IN</sub> (ピン4) :**V<sub>IN</sub>ピンはLT3474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。

**SW (ピン5) :**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とスイッチング・ダイオードに接続します。

**BOOST (ピン6) :**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。

**BIAS (ピン7) :**BIASピンはショットキー・ダイオードを介してBOOSTに接続されています。OUTに接続してください。

**GND (ピン8、15、露出パッドのピン17) :**グラウンド。両方のGNDピンと露出パッドを直接グラウンド・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、グラウ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、パッケージを回路基板に半田付けする必要があります。

**R<sub>T</sub> (ピン9) :**R<sub>T</sub>ピンを使って内部発振器の周波数を設定します。500kHzのスイッチング周波数の場合、80.6kの抵抗をR<sub>T</sub>からGNDに接続します。

**SHDN (ピン10) :**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・スレッシュホールドは精確な低電圧ロックアウトとして機能します。LT3474/LT3474-1をシャットダウンするには0.3Vより下に引き下げます。LT3474/LT3474-1をイネーブルするには2.65Vより上に引き上げます。SHDN機能を使わない場合はV<sub>IN</sub>に接続してください。

**REF (ピン11) :**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<sub>ADJ</sub>ピンに接続して1Aの出力電流を得るか、抵抗分割器を使ってV<sub>ADJ</sub>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します。

**V<sub>C</sub> (ピン12) :**V<sub>C</sub>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<sub>ADJ</sub> (ピン13) :**V<sub>ADJ</sub>ピンは電流アンプへの内部電圧の入力です。1Aの出力電流を得るには、V<sub>ADJ</sub>ピンをREFピンに接続します。もっと低い出力電流の場合、次式に従ってV<sub>ADJ</sub>ピンをプログラムします。

$$I_{LED} = 1A \cdot V_{ADJ}/1.25V.$$

**PWM (ピン14) :**PWMピンはV<sub>C</sub>ピンの内部回路への接続を制御します。PWMピンが“L”のとき、V<sub>C</sub>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します。

ブロック図

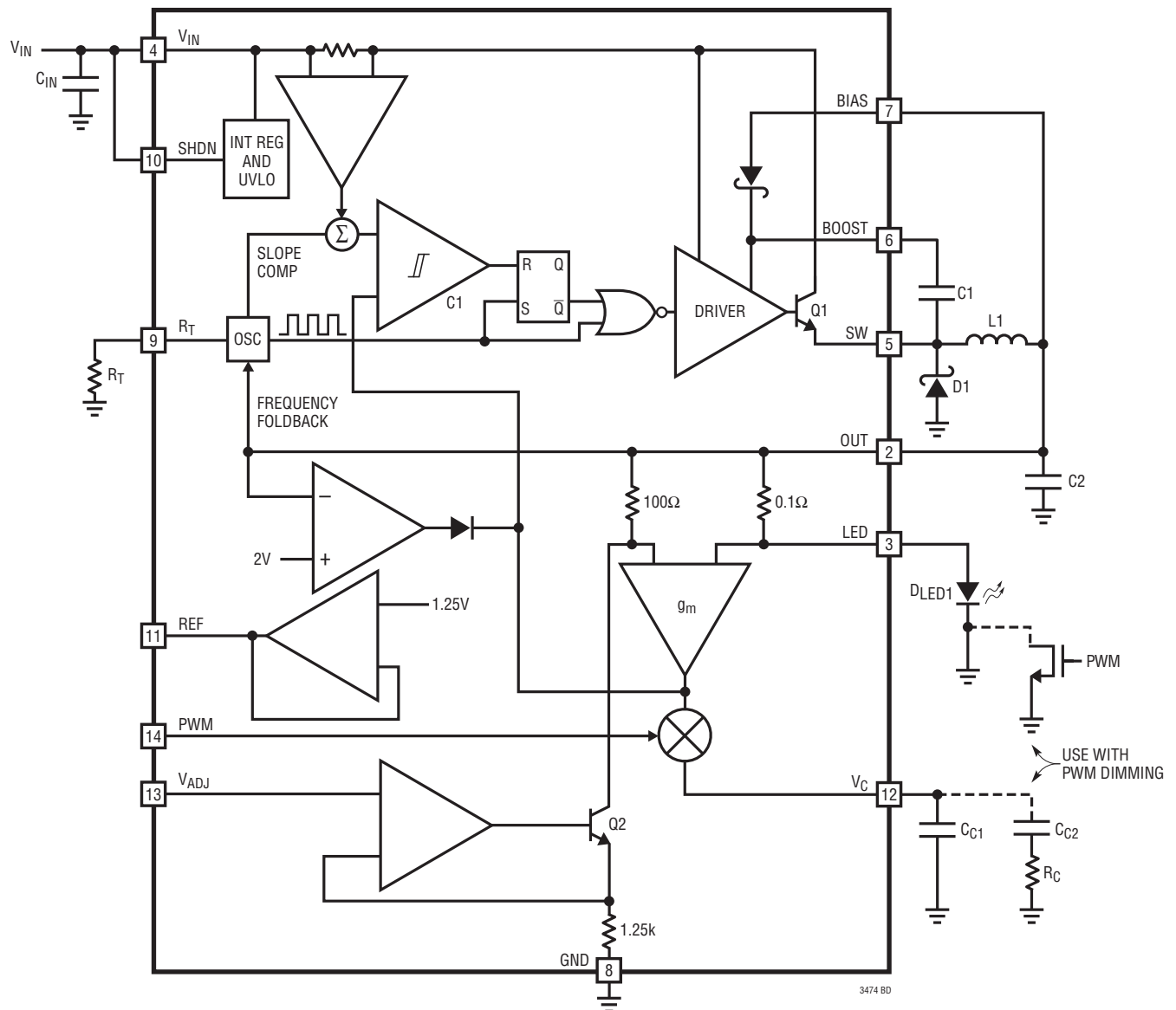


図1. ブロック図



## アプリケーション情報

### 動作

LT3474は固定周波数、電流モードのレギュレータで、継続して1A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ているとLT3474はシャットダウンし、 $V_{IN}$ 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1.5V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2.65V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ごと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、サイクルごと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 $V_C$ 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・ダイオードを通して流れ、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、 $V_C$ ピンの電圧により、インダクタを通して出力に流れる電流が制御されます。内部誤差アンプは $V_C$ 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。 $V_C$ ピンのスイッチング・スレッショルドは0.8Vで、1.9Vのアクティブ・クランプにより出力電流を制限します。

$V_{ADJ}$ 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 Q2は100 $\Omega$ の抵抗を通して $V_{ADJ}$ ピンの電圧に比例した電流を流します。gmアンプは $V_C$ ピンをサーボ制御して、0.1 $\Omega$ の抵抗とLEDピンを通して流れる電流を設定します。0.1 $\Omega$ 抵抗両端の電圧降下が100 $\Omega$ 抵抗両端の電圧降下にくらぶとき、サーボループが平衡状態になります。

REFピンを $V_{ADJ}$ ピンに接続するとLEDピンの電流が1A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1A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 $V_{ADJ}$ ピンを最大1.25Vの電圧源に直接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、 $V_C$ 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イスエーブルされます。このように、 $V_C$ 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精確に直線的な関係が生じ、広く精確な調光範囲が可能になります。

$R_T$ 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。非常に低い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、 $V_{OUT}$ は低い電圧になります。NPN Q2は $V_{OUT}$ の電圧が十分でない(1.7V)、正しく動作することができません。 $V_{OUT}$ が2Vを超してQ2が正しく動作するまで、コンパレータが $V_{OUT}$ を検知して $V_C$ 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。 $V_{OUT}$ 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20% ( $V_{OUT} = 0V$ 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。



## アプリケーション情報

スイッチ・ドライバは $V_{IN}$ 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内部ショットキー・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ることができ、効率的な動作を実現します。

### 開放回路保護

LT3474は開放回路保護を内蔵しています。LEDが無かったり、故障して開放回路になると、LT3474はLEDピンの電圧を14Vにクランプします。すると、スイッチング・レギュレータはサイクルをスキップして入力電流を制限します。LT3474-1は開放回路保護機能を搭載していません。LT3474-1では、BOOSTピンの絶対最大電圧を超えないように注意してください。 $V_{IN}$ が25Vより高い場合は、(図2に示すように)外部の開放回路保護回路が必要となる場合があります。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。

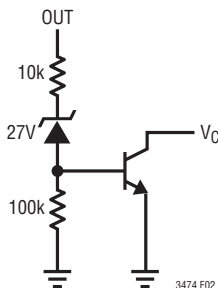


図2. LT3474-1用の外部過電圧保護回路

$V_{IN}$ が3.5V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る場合は、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2.65V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10.3μAが流れます。

次式にしたがって抵抗を選択します。

$$R2 = \frac{2.65V}{\frac{V_{TH} - 2.65V}{R1} - 10.3\mu A}$$

$V_{TH}$  = 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。

$$V_{TH} = 8V$$

$$R1 = 100k$$

$$R2 = \frac{2.65V}{\frac{8V - 2.65V}{100k} - 10.3\mu A} = 61.9k$$

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。

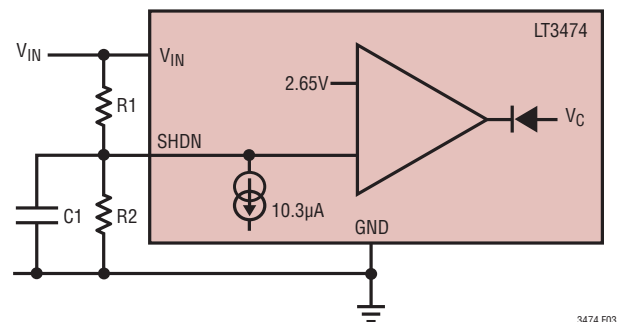


図3. 低電圧ロックアウト

## アプリケーション情報

### スイッチング周波数の設定

LT3474には固定周波数アーキテクチャが使われており、RT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。タイミング抵抗に流れ込む電流を使って内部発振器のコンデンサが充電されます。特定の動作周波数に対するRT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RT値を表1に示します。

表1. スwitchング周波数

SWITCHING FREQUENCY (MHz)	RT (kΩ)
2	10
1.5	18.7
1	33.2
0.7	52.3
0.5	80.6
0.3	147
0.2	232

### 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。LT3474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LT3474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)で、 $V_{SW}$ 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なります。

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

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

ここで、 $t_{OFF(MIN)}$  は200nsに等しく、 $f$ はスイッチング周波数です。

例： $f = 500\text{kHz}$ 、 $V_{OUT} = 4\text{V}$

$$DC_{MAX} = 1 - 200\text{ns} \cdot 500\text{kHz} = 0.90$$

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

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。

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

ここで、 $DC_{MIN} = t_{ON(MIN)} \cdot f$

ここで、 $t_{OFF(MIN)}$  は160nsに等しく、 $f$ はスイッチング周波数です。

例： $f = 500\text{kHz}$ 、 $V_{OUT} = 2.5\text{V}$

$$DC_{MIN} = 160\text{ns} \cdot 500\text{kHz} = 0.08$$

$$V_{IN(MAX)} = \frac{2.5\text{V} + 0.4\text{V}}{0.08} - 0.4\text{V} + 0.4\text{V} = 36\text{V}$$

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。回路は絶対最大定格までの過渡入力に耐えることができます。

## 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適しています。

$$L = (V_{OUT} + V_F) \cdot \frac{900\text{kHz}}{f}$$

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 $\mu\text{H}$ です。この値では、最大負荷電流は、入力電圧には無関係に、1.1Aとなります。インダクタのRMS電流定格は最大負荷電流より大きくなければならず、その飽和電流は少なくとも30%大きくなければなりません。最高の効率を得るには、直列抵抗(DCR)を $0.2\Omega$ 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2.5A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 ( $\mu\text{H}$ )	$I_{RMS}$ (A)	DCR ( $\Omega$ )	HEIGHT (mm)
<b>Sumida</b>				
CR43-3R3	3.3	1.44	0.086	3.5
CR43-4R7	4.7	1.15	0.109	3.5
CDRH4D16-3R3	3.3	1.1	0.063	1.8
CDRH4D28-3R3	3.3	1.57	0.049	3
CDRH4D28-4R7	4.7	1.32	0.072	3
CDRH5D28-100	10	1.3	0.048	3
CDRH5D28-150	15	1.1	0.076	3
CDRH73-100	10	1.68	0.072	3.4
CDRH73-150	15	1.33	0.13	3.4
<b>Coilcraft</b>				
D01606T-332	3.3	1.3	0.1	2
D01606T-472	4.7	1.1	0.12	2
D01608C-332	3.3	2	0.08	2.9
D01608C-472	4.7	1.5	0.09	2.9
MOS6020-332	3.3	1.8	0.046	2
MOS6020-472	10	1.5	0.05	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。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。上述の簡単な規則と異なるインダクタンスの場合、最大負荷電流は入力電圧に依存することに注意してください。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、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、リニアテクノロジー社の「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。「アプリケーションノート19」を参照してください。

インダクタを流れる電流は三角波で、その平均値は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す。LT3474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、LT3474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LT3474のスイッチング周波数で、 $L$ 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。

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

## アプリケーション情報

出力を安定化された状態に保つには、このピーク電流はLT3474のスイッチ電流リミット $I_{LIM}$ より小さくしなければなりません。SW1の場合、 $I_{LIM}$ は低デューティ・サイクルでは少なくとも1.6A (125°Cでは1.5A) ですが、直線的に低下してDC = 0.8では1.15A (125°Cでは1.08A) 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。

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

$$= 1.6A \cdot (1 - 0.35 \cdot DC) - \frac{\Delta I_L}{2}$$

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LT3474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2.2μF以上のセラミック・コンデンサを使ってLT3474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ともなうパルス電流が流れます。そのためLT3474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。RMS入力は次のようになります。

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

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。最大負荷電流が1Aであることを考慮すると、RMSリップル電流は常に0.5Aより小さくなります。

LT3474はスイッチング周波数が高いので、入力コンデンサのエネルギー蓄積の必要条件が緩和され、必要な容量は10μF以下になります。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たぶん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。

## アプリケーション情報

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あります。電源が瞬時に投入されると(たとえば、オンしている電源に回路を差し込む場合)、このタンクがリングングを生じて入力電圧が倍になり、LT3474を傷めることがあります。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。他の種類や値でもうまく動作しますが、出力リップルと過渡性能のあいだのトレードオフについて以下説明します。

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LT3474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。LT3474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)があってもなくても正常に動作します。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に入ります。

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。

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

ここで、 $\Delta I_L$ 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。

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

セラミック・コンデンサはサイズが小さくESRが低いのでLT3474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 $C_{\text{OUT}}$ 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



アプリケーション情報

ダイオードの選択

キャッチ・ダイオード (図1のD1) はスイッチ・オフ時間のあいだ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。

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

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。

LT3474のPWMモードを使う場合、逆方向漏れ電流の小さなダイオードを選択します。

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。

表4. ショットキー・ダイオード

PART NUMBER	V <sub>R</sub> (V)	I <sub>AVE</sub> (A)	V <sub>F</sub> at 0.5A (mV)	V <sub>F</sub> at 1A (mV)
On Semiconductor				
MBR0520L	20	0.5	385	
MBR0540	40	0.5	510	620
MBRM120E	20	1		530
MBRM140	40	1		550
Diodes Inc.				
B0530W	30	0.5	430	
B120	20	1		500
B130	30	1		500
B140 HB	40	1		530
International Rectifier				
10BQ030	30	1		420

## アプリケーション情報

### BOOSTピンとBIAS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内部ダイオードにより、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、0.22μFのコンデンサでうまく動作します。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。2.8V以上の出力の場合、標準回路(図4a)が最適です。もっと低い出力電圧の場合、BIASピンは入力に接続することができます(図4b)。

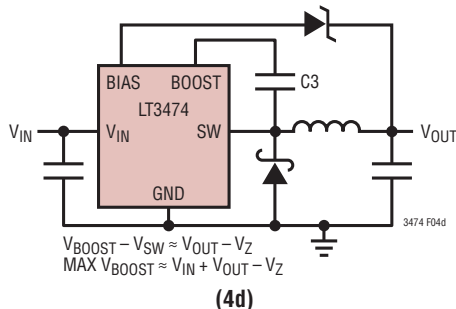
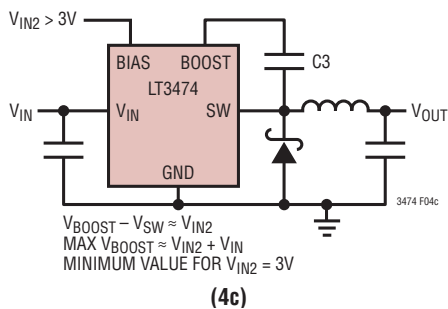
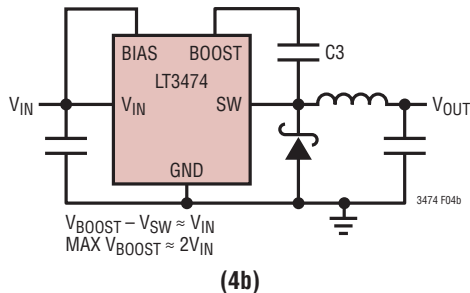
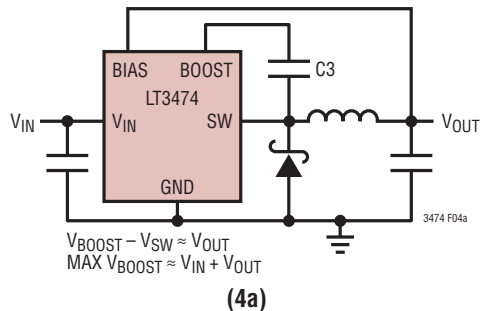


図4. Boost電圧の発生

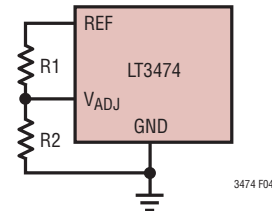
ます(図4b)。BOOSTピンの電流が低い電圧源からくるので、図4aの回路の方が効率が高くなります。最後に、BIASピンは少なくとも3Vある別の電圧源に接続することができます(図4c)。たとえば、LEDがオンしているとき常に3.3Vのソースがオンしているなら、BIASピンをこの3.3V出力に接続することができます。出力電圧がさらに高いLT3474-1アプリケーションでは、BOOSTピンの電圧を絶対最大定格より低く保つために追加のツェナーダイオードが必要になる場合があります(図4d)。いずれにせよ、必ずBOOSTピンの最大電圧を51Vより小さくし、BOOSTピンとSWピンのあいだの電圧差を25Vより小さくします。

### LED電流のプログラミング

LED電流はV<sub>ADJ</sub>ピンの電圧を調節して設定することができます。1AのLED電流の場合、V<sub>ADJ</sub>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、次式に従ってV<sub>ADJ</sub>をプログラムします。

$$I_{LED} = \frac{1A \cdot V_{ADJ}}{1.25V}$$

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)。V<sub>ADJ</sub>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。

$$R2 = \frac{V_{ADJ}}{\frac{1.25V - V_{ADJ}}{R1} + 50nA}$$



## アプリケーション情報

V<sub>ADJ</sub>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250μAの電流制限を超えないようにするため、直列抵抗値が5.11k以上の抵抗を使います。

### 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<sub>ADJ</sub>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、35mA以上のLED電流をプログラムします。最大電流調光比(I<sub>RATIO</sub>)は最大LED電流(I<sub>MAX</sub>)と最小LED電流(I<sub>MIN</sub>)から次のように計算することができます。

$$\frac{I_{MAX}}{I_{MIN}} = I_{RATIO}$$

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。PWM信号が“L”になると、NFETがオフしてLEDをオフし、出力コンデンサは充電されたままになります。PWMピンも“L”に引き下げられますので、V<sub>C</sub>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。起動時に適切な動作を行なうために、図7

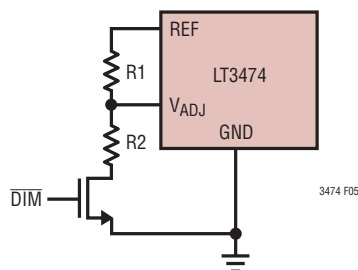


図6. NFETと抵抗分割器を使った調光

に示す(V<sub>C</sub>ピンに接続された)C-RCストリングを使用してください。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。セtring時間がこのように高速なので、LT3474はわずか40μsの短いPWMパルス幅を使ってダイオード電流の制御を維持することができます。NFETを省いて、代わりにLEDのカソードをGNDに接続する場合は、1ms以上のPWMパルス幅を使用してください。最大PWM調光比(PWM<sub>RATIO</sub>)を次のように最大PWM周期(t<sub>MAX</sub>)と最小PWMパルス幅(t<sub>MIN</sub>)から計算することができます。

$$\frac{t_{MAX}}{t_{MIN}} = PWM_{RATIO}$$

全調光比(DIM<sub>RATIO</sub>)はPWM調光比と電流調光比の積です。

例: I<sub>MAX</sub> = 1A, I<sub>MIN</sub> = 0.1A, t<sub>MAX</sub> = 12ms, t<sub>MIN</sub> = 40μs

$$I_{RATIO} = \frac{1A}{0.1A} = 10:1$$

$$PWM_{RATIO} = \frac{12ms}{40\mu s} = 300:1$$

$$DIM_{RATIO} = 10 \cdot 300 = 3000:1$$

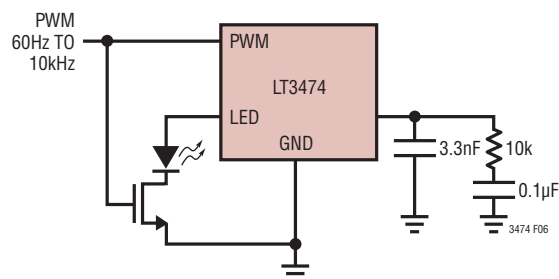


図7. PWM信号を使った調光

## アプリケーション情報

### LED電圧範囲

LT3474は2.4V～12VのLED電圧をドライブ可能で、LT3474-1は2.4V～30VのLED電圧をドライブ可能です。LT3474-1では内部出力クランプが無効なので、OUT、LEDまたはBOOSTピンの絶対最大定格を超えないように注意が必要です。標準的応用例に、外付け出力クランプを追加した例を示します。温度または部品の変化によってLED電圧が2.4Vを下回る可能性がある場合は、直列抵抗を追加して全体電圧を2.4V以上にしてください。

### 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や面積をできるだけ小さくし、常にスイッチング・レギュレータの下グラウンド・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 $R_T$ (図1参照)のグラウンド接続はGNDピンに直接接続し、他のどんな部品とも共有しないようにして、クリーンなノイズの無い接続とします。

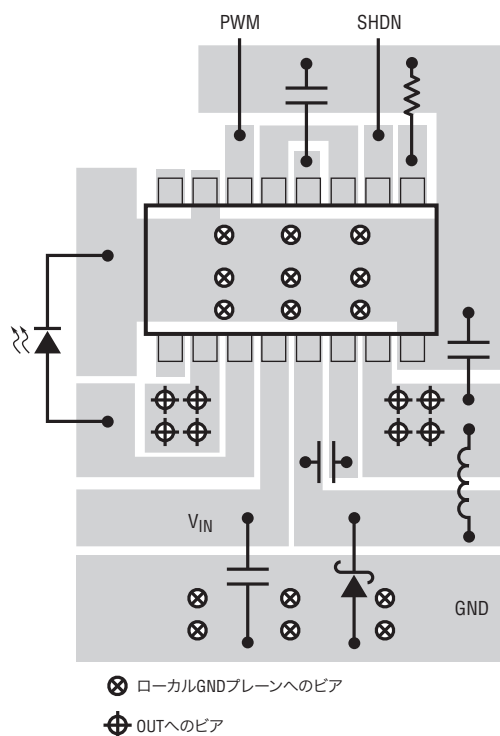
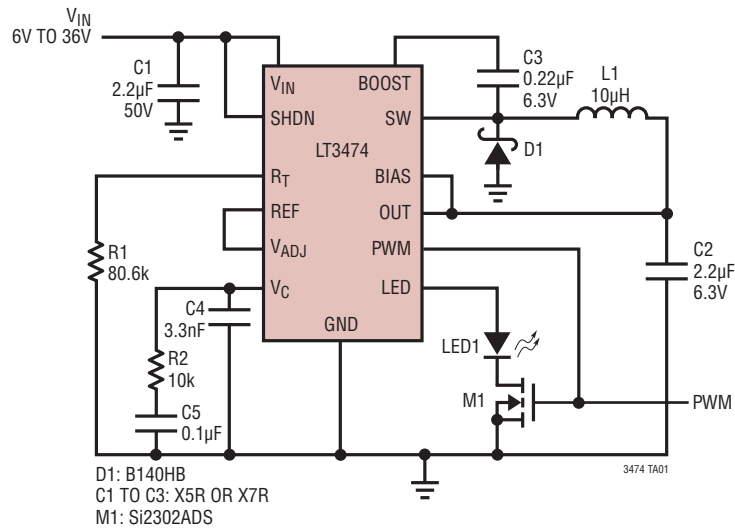


図8. 推奨部品配置

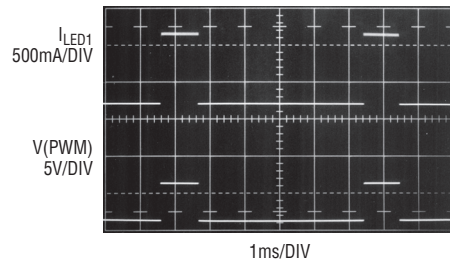
# LT3474/LT3474-1

## 標準的応用例

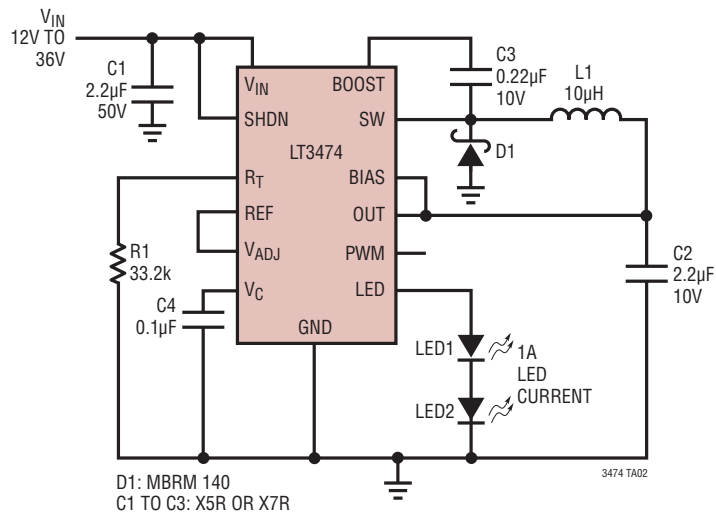
PWM調光付き降圧1A LEDドライバ



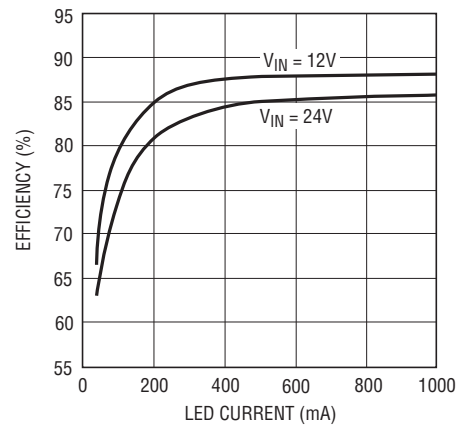
PWMモードのLED電流



出力に2個のLEDを直列接続した  
降圧1A LEDドライバ



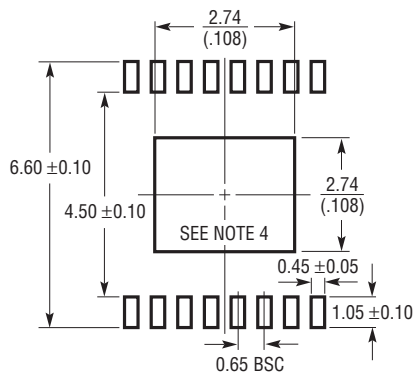
効率、2個のLEDの出力



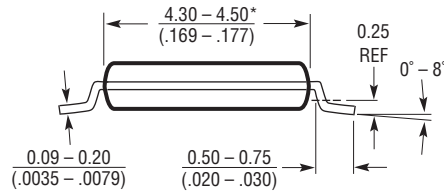
3474 G01

# 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BA



推奨半田パッド・レイアウト

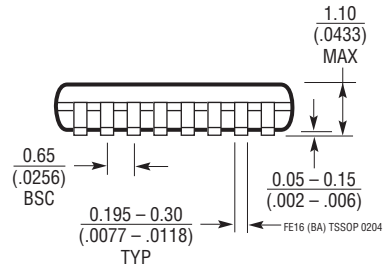
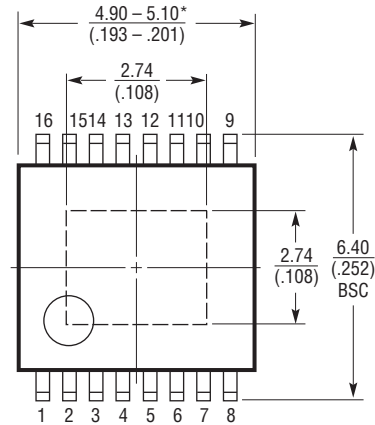


### NOTE:

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

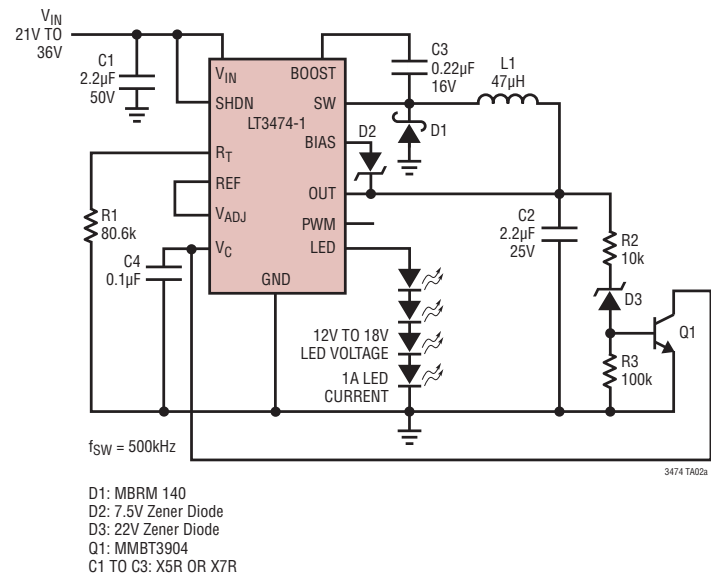
### 4. 露出パッド接着のための推奨最小PCBメタルサイズ

\* 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



## 標準的応用例

出力に4個のLEDを直列接続した降圧1A LEDドライバ



## 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	$V_{IN}$ : 1.6V~18V、 $V_{OUT(MAX)}$ = 36V、 $I_Q$ = 1.8mA、 $I_{SD}$ = <1µA、MS10パッケージ
LT1766	60V、1.2A ( $I_{OUT}$ )、200kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 5.5V~60V、 $V_{OUT(MAX)}$ = 1.20V、 $I_Q$ = 2.5mA、 $I_{SD}$ = 25µA、TSSOP16/Eパッケージ
LT1956	60V、1.2A ( $I_{OUT}$ )、500kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 5.5V~60V、 $V_{OUT(MAX)}$ = 1.20V、 $I_Q$ = 2.5mA、 $I_{SD}$ = 25µA、TSSOP16/Eパッケージ
LT1961	1.5A ( $I_{SW}$ )、1.25MHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 3V~25V、 $V_{OUT(MAX)}$ = 35V、 $I_Q$ = 0.9mA、 $I_{SD}$ < 6µA、MS8Eパッケージ
LT1976/ LT1977	60V、1.2A ( $I_{OUT}$ )、200kHz/500kHz高効率降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode <sup>®</sup> 動作付き	$V_{IN}$ : 3.3V~60V、 $V_{OUT(MAX)}$ = 1.20V、 $I_Q$ = 100µA、 $I_{SD}$ = <1µA、TSSOP16Eパッケージ
LT3430/ LT3431	60V、2.5A ( $I_{OUT}$ )、200kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 5.5V~60V、 $V_{OUT(MAX)}$ = 1.20V、 $I_Q$ = 2.5µA、 $I_{SD}$ = <25µA、TSSOP16/Eパッケージ
LT3433	60V、400mA $I_{OUT}$ 、200kHz高効率昇圧/降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	$V_{IN}$ : 4V~60V、 $V_{OUT}$ : 3.3V~20V、 $I_Q$ = 100µA、 $I_{SD}$ = <1µA、TSSOP16Eパッケージ
LT3434/ LT3435	60V、2.5A ( $I_{OUT}$ )、200kHz/500kHz高効率降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	$V_{IN}$ : 3.3V~60V、 $V_{OUT(MAX)}$ = 1.20V、 $I_Q$ = 100µA、 $I_{SD}$ = <1µA、TSSOP16Eパッケージ
LTC3453	1MHz、800mA同期式昇降圧高電力LEDドライバ	$V_{IN}$ : 2.7V~5.5V、 $V_{OUT(MAX)}$ = 5.5V、 $I_Q$ = 2.5mA、 $I_{SD}$ = <6µA、QFNパッケージ
LT3467/ LT3467A	1.1A ( $I_{SW}$ )、1.3MHz/2.1MHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ、内蔵ソフトスタート付き	$V_{IN}$ : 2.4V~16V、 $V_{OUT(MAX)}$ = 40V、 $I_Q$ = 1.2mA、 $I_{SD}$ = <1µA、ThinSOT <sup>™</sup> パッケージ
LT3477	3A、42V、3MHz昇圧レギュレータ、デュアルのレール・トゥ・レール電流センス付き	$V_{IN}$ : 2.5V~25V、 $V_{OUT(MAX)}$ = 40V、 $I_Q$ = 5mA、 $I_{SD}$ = <1µA、QFNとTSSOP16E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	$V_{IN}$ : 2.5V~24V、 $V_{OUT(MAX)}$ = 40V、 $I_Q$ = 6.5mA、 $I_{SD}$ = <1µA、DFNとTSSOPパッケージ

Burst Modeはリニアテクノロジー社の登録商標です。  
ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。