

3mm×3mm DFNパッケージの デュアル1.3A、 1.2MHz昇圧/インバータ

特長

- スイッチング周波数: 1.2MHz
- 低 V_{CESAT} スイッチ: 330mV/1.3A
- 高出力電圧: 最大40V
- 広い入力範囲: 2.4V~16V
- 反転機能あり
- 3.3V入力で5V/630mA
- 5V入力で12V/320mA
- 5V入力で-12V/200mA
- 小型表面実装部品を使用
- 低いシャットダウン電流: <1μA
- 高さの低い (0.75mm) 10ピン3mm×3mm DFNパッケージ

アプリケーション

- 有機LED電源
- デジタル・カメラ
- 白色LED電源
- 携帯電話
- 医療用診断装置
- ±5Vまたは±12Vのローカル電源
- TFT-LCDバイアス電源
- xDSL電源

概要

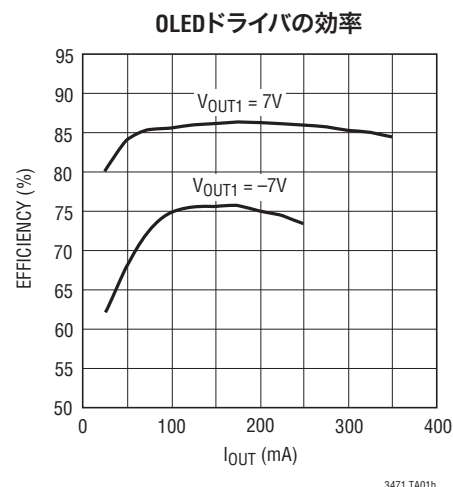
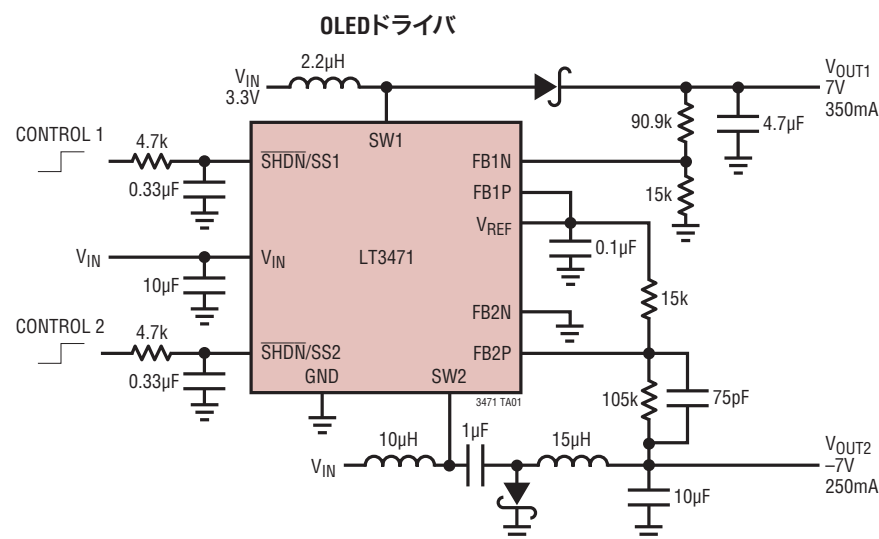
LT[®]3471デュアル・スイッチング・レギュレータは2つの42V/1.3Aスイッチとグランドまで検出可能な誤差アンプを組み合わせて昇圧と反転の機能を提供しています。低 V_{CESAT} のバイポーラ・スイッチを内蔵しているため、小さな実装面積で高電流を出力することができます。1.2MHzでスイッチングするので、小型で高さの低い低コストのインダクタとコンデンサを使用することができます。起動時の大きな突入電流はプログラム可能なソフトスタート機能を使って抑えられます。ソフトスタートでは外付けのRCによって電流のランプ・レートを設定します。固定周波数電流モードPWMアーキテクチャを採用しているため出力ノイズが低く予測可能となり、フィルタ処理が簡単です。

LT3471のスイッチは定格が42Vなので、±40Vまでの昇圧コンバータや、SEPICおよびフライバックのデザインに最適です。各チャネルは3.3Vの電源から5V(最大630mA)を発生することができます。SEPICのデザインでは4個のアルカリ電池から5V(510mA)を発生することができます。このデバイスは2つの昇圧コンバータ、1つの昇圧コンバータと1つのインバータ、または2つのインバータとして構成することができます。

LT3471は高さの低い(0.75mm)10ピン3mm×3mmのDFNパッケージで供給されます。

、LT、LTCおよびLTMはリニアテクノロジー社の登録商標です。他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

標準的応用例



3471fb

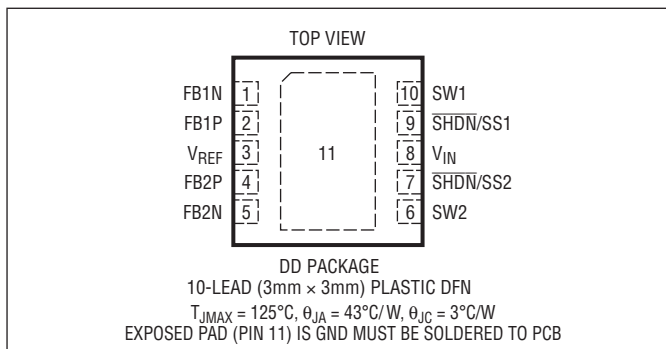
LT3471

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} 電圧	16V
SW1、SW2 電圧	-0.4V~42V
FB1N、FB1P、FB2N、FB2P 電圧	12Vまたは $V_{IN}-1.5V$
$\overline{SHDN}/SS1$ 、 $\overline{SHDN}/SS2$ 電圧	16V
V_{REF} 電圧	1.5V
最大接合部温度	125°C
動作温度範囲 (Note 2)	-40°C~85°C
保存温度範囲	-65°C~125°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
LT3471EDD#PBF	LT3471EDD#TRPBF	LBHM	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
鉛ベース仕様	テープアンドリール	製品マーキング	パッケージ	温度範囲
LT3471EDD	LT3471EDD#TR	LBHM	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°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。

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 $T_A = 25^{\circ}C$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = V_{SHDN} = 3V$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum Operating Voltage			2.1	2.4	V
Reference Voltage		0.991 0.987	1.000	1.009 1.013	V V
Reference Voltage Current Limit	(Note 3)	1	1.4		mA
Reference Voltage Load Regulation	$0mA \leq I_{REF} \leq 100\mu A$ (Note 3)		0.1	0.2	%/100 μA
Reference Voltage Line Regulation	$2.6V \leq V_{IN} \leq 16V$		0.03	0.08	%/V
Error Amplifier Offset	Transition from Not Switching to Switching, $V_{FBP} = V_{FBN} = 1V$		±2	±3	mV
FB Pin Bias Current	$V_{FB} = 1V$ (Note 3)		60	100	nA
Quiescent Current	$V_{SHDN} = 1.8V$, Not Switching		2.5	4	mA
Quiescent Current in Shutdown	$V_{SHDN} = 0.3V$, $V_{IN} = 3V$		0.01	1	μA
Switching Frequency		1	1.2	1.4	MHz
Maximum Duty Cycle		90 86	94		% %
Minimum Duty Cycle			15		%
Switch Current Limit	At Minimum Duty Cycle At Maximum Duty Cycle (Note 4)	1.5 0.9	2.05 1.45	2.6 2.0	A A
Switch V_{CESAT}	$I_{SW} = 0.5A$ (Note 5)		150	250	mV
Switch Leakage Current	$V_{SW} = 5V$		0.01	1	μA
$\overline{SHDN}/SS$ Input Voltage High		1.8			V

3471fb

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、 $V_{IN} = V_{SHDN} = 3\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SHDN Input Voltage Low	Quiescent Current $\leq 1\mu\text{A}$			0.3	V
SHDN Pin Bias Current	$V_{SHDN} = 3\text{V}$, $V_{IN} = 4\text{V}$ $V_{SHDN} = 0\text{V}$		22 0	36 0.1	μA μA

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恐れがある。

Note 2: LT3471Eは $0^\circ\text{C} \sim 70^\circ\text{C}$ 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。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ 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。

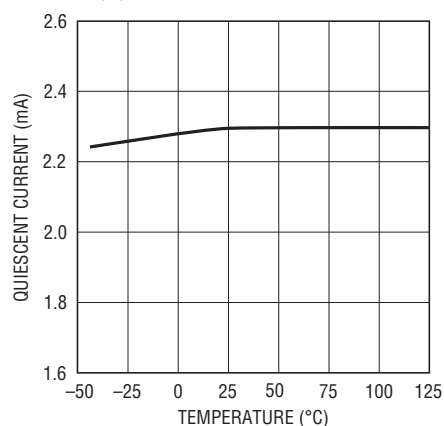
Note 3: 電流はピンから流れ出す。

Note 4: 保証電流リミットとデューティ・サイクルの関係については「標準的性能特性」を参照。

Note 5: V_{CESAT} はウェハ・レベルで全数テストされている。

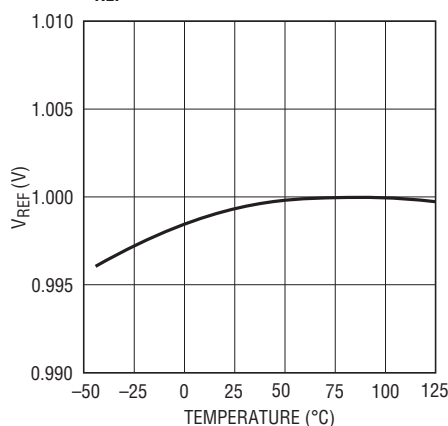
標準的性能特性

消費電流と温度



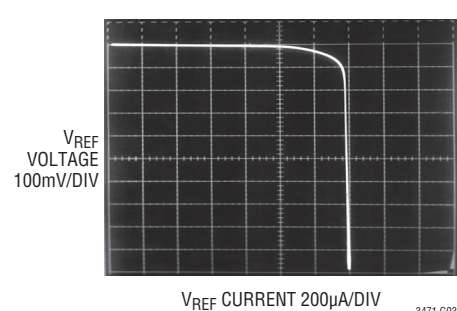
3471 G01

V_{REF} 電圧と温度



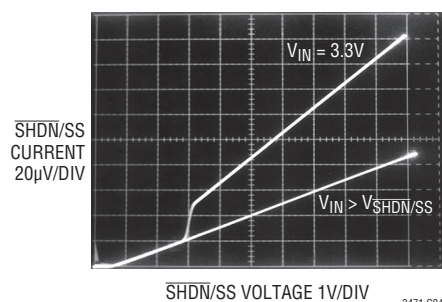
3471 G02

V_{REF} 電圧と V_{REF} 電流



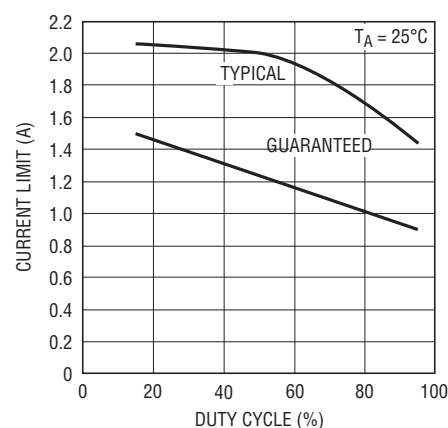
3471 G03

SHDN/SS電流とSHDN/SS電圧



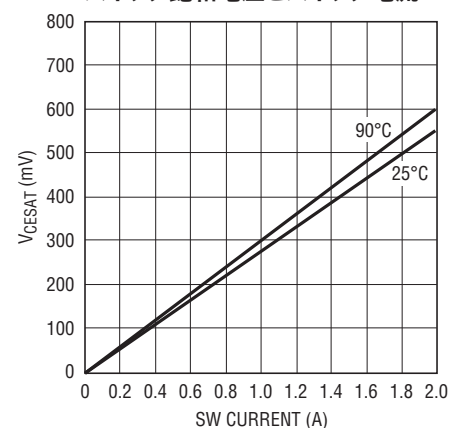
3471 G04

電流制限とデューティ・サイクル



3471 G05

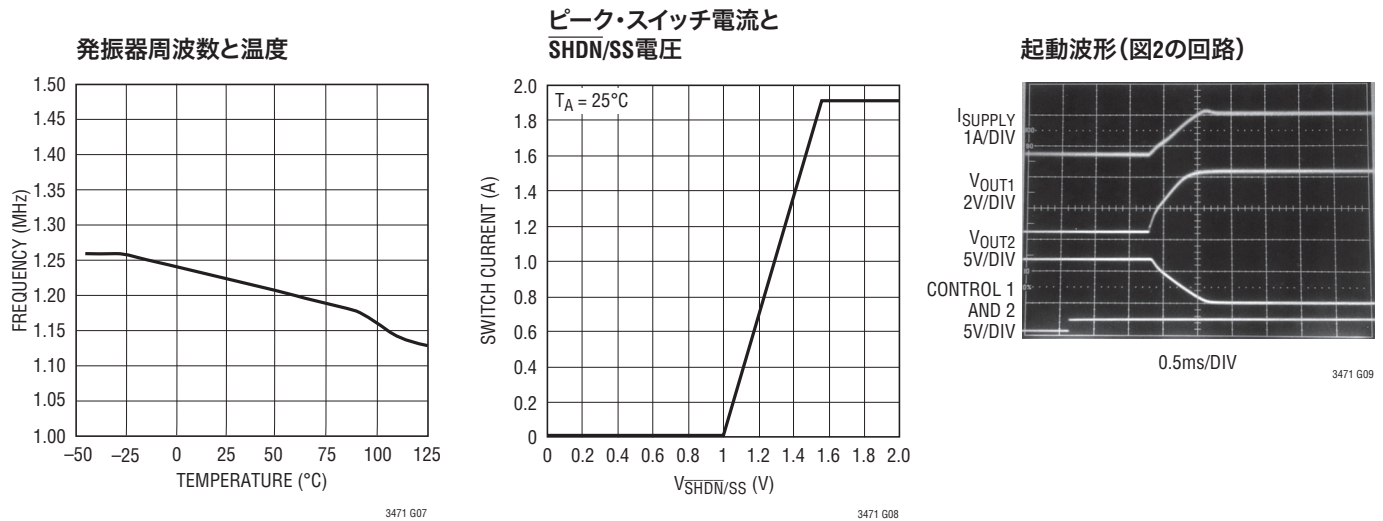
スイッチ飽和電圧とスイッチ電流



3471 G06

3471fb

標準的性能特性



ピン機能

FB1N(ピン1): スイッチャ1の負帰還ピン。抵抗分割器のタップをここに接続します。FB1Nのトレース面積をできるだけ小さくします。 $V_{OUT} = V_{FB1P}(1 + R1/R2)$ に設定するか、あるいは反転トポロジーではグラウンドに接続します。

FB1P(ピン2): スイッチャ1の正帰還ピン。 V_{REF} または V_{REF} を分圧した電圧のどちらかに接続するか、または反転トポロジーでは抵抗分割器のタップに接続します。

V_{REF} (ピン3): 1.00Vリファレンス・ピン。1mAまでの電流を供給することができます。このピンを“H”に引き上げないでください。**0.01 μ F~1 μ F**でローカルにバイパスする必要があります。0.1 μ Fのセラミック・コンデンサを推奨します。このピンは正帰還リファレンスとして使うか、または小さなリファレンス電圧として抵抗分割器をここに接続します。

FB2P(ピン4): スイッチャ2用であること以外はFB1Pと同じ。

FB2N(ピン5): スイッチャ2用であること以外はFB1Nと同じ。

SW2(ピン6): スイッチャ2のスイッチ・ピン(内蔵NPNパワー・スイッチのコレクタ)。インダクタ/ダイオードをここに接続し、このピンに接続するメタル・トレースの面積を最小にしてEMIを最小に抑えます。

SHDN/SS2(ピン7): シャットダウンとソフトスタートのピン。デバイスをイネーブルするには1.8V以上の電圧に接続します。シャットダウンするにはグラウンドに接続します。外付けのRC回路を使ってこのピンの電圧をゆっくり1.8Vまでランプアップさせるときソフトスタート機能が動作します。

V_{IN} (ピン8): 入力電源。ローカルにバイパスする必要があります。

SHDN/SS1(ピン9): スイッチャ1用であること以外はSHDN/SS2と同じ。注: どちらのSHDN/SSピンを“H”にしてもデバイスをイネーブルします。各スイッチャはそれぞれのSHDN/SSピンによって個別にイネーブルされます。

SW1(ピン10): スイッチャ1用であること以外はSW2と同じ。

露出パッド(ピン11): グラウンド。ローカル・グラウンド・プレーンに直接接続します。このグラウンド・プレーンは最適な熱特性を得るためのヒートシンクとしても機能します。

ブロック図

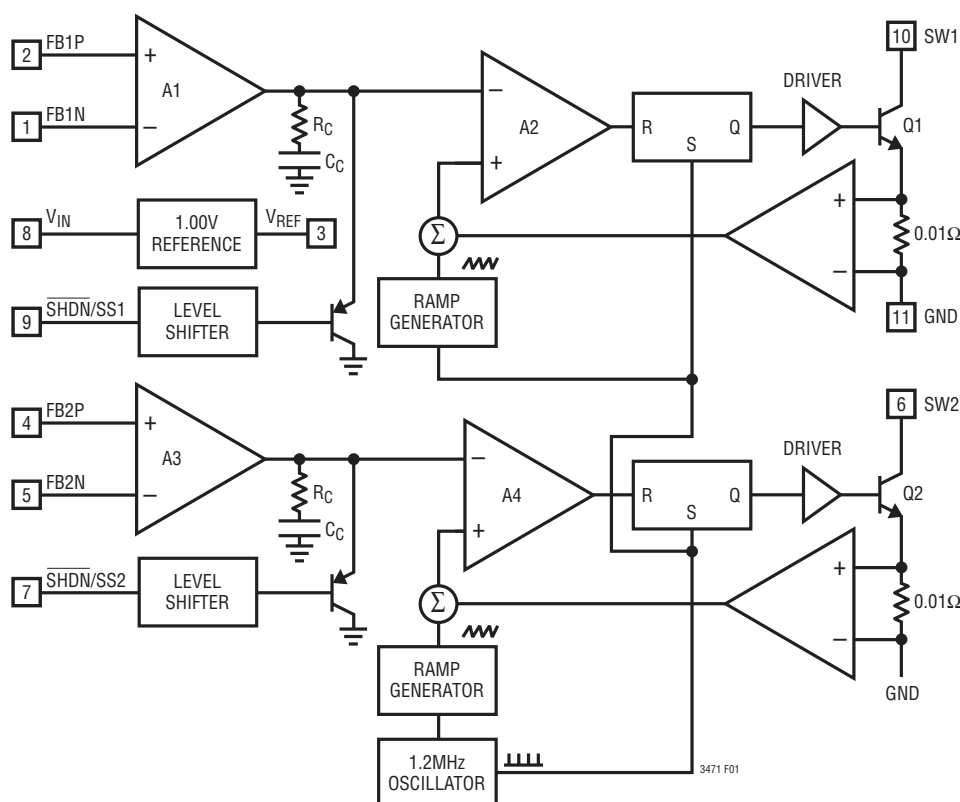


図1. ブロック図

動作

LT3471は固定周波数の電流モード制御方式を使ってすぐれたライン・レギュレーションとロード・レギュレーションを実現します。ブロック図を参照してください。発振器の各サイクルの開始点でSRラッチがセットされ、パワー・スイッチQ1 (Q2) をオンします。スイッチ電流に比例した電圧が安定化ランプに加算され、その和がPWMコンパレータA2 (A4) のプラス端子に与えられます。この電圧がA2 (A4) のマイナス入力レベルを超すとSRラッチはリセットされ、パワー・スイッチQ1 (Q2) をオフします。A2 (A4) のマイナス入力レベルは誤差アンプA1 (A3) によって設定され、負帰還電圧と正帰還電圧 (通常はリファレンス電圧 V_{REF} に接続されています) の差を単に増幅したものです。このようにして、誤差アンプは正しいピーク電流レベルを設定し、出力を安定化された状態に保ちます。誤差アンプの出力が上がると出力に供給される電流が増えます。同様に、誤

差が減少すると供給される電流が減ります。各スイッチャは独立して機能しますが、それらは同じ発振器を共有しているので常に同期しています。デバイスをイネーブルするにはどちらかの $\overline{SHDN}/SS$ ピンを1.8Vより上にします。デバイスをディスエーブルするには両方の $\overline{SHDN}/SS$ ピンを接地します。LT3471のソフトスタート機能は、コンパレータA1とA2の出力電圧の上昇量を制限してピーク・スイッチ電流を制限することにより、クリーンな立上り状態を実現します。各スイッチャのソフトスタート機能はそのスイッチャの $\overline{SHDN}/SS$ ピンを (たとえば、RCネットワークを使って) ゆっくりランプアップさせることによりイネーブルされます。抵抗とコンデンサの標準的値は4.7kと0.33 μ Fなので、スタートアップ時間はミリ秒のオーダーです。LT3471はブロック図には示されていない電流制限回路を備えています。スイッチ電流は常時モニタされ、最大スイッチ電流 (標準1.6A)

動作

を超えないように制限されます。スイッチ電流がこの値に達すると、コンパレータA2(A4)の状態にかかわらずSRラッチがリセットされます。サーマル・シャットダウン回路もブロック図に示されていません。デバイスの温度が約160°Cを超すと、コン

パレータA2とA4の状態にかかわらず両方のSRラッチがリセットされます。この電流制限とサーマル・シャットダウン回路により、パワー・スイッチとLT3471に接続されている外付け部品が保護されます。

アプリケーション情報

デューティ・サイクル

LT3471の最大デューティ・サイクルは標準で94%です。特定のアプリケーションのデューティ・サイクルは次式で与えられます。

$$DC = \frac{|V_{OUT}| + |V_D| - |V_{IN}|}{|V_{OUT}| + |V_D| - |V_{CESAT}|}$$

ここで、 V_D はダイオードの順方向電圧降下、 V_{CESAT} は最悪条件(1.3A)で330mVです。

LT3471はもっと高いデューティ・サイクルで使うことができますが、実際のデューティ・サイクルが減少するように、不連続導通モードで動作させる必要があります。

出力電圧の設定

出力電圧の設定は使われるトポロジに依存します。通常の非反転昇圧レギュレータのトポロジでは次のようになります。

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

ここで、 V_{FBN} はR1とR2のあいだに接続されています(例については「標準的アプリケーション」のセクションを参照)。

次の式に従ってR1とR2の値を選択します。

$$R1 = R2 \left[\left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} \right) - 1 \right]$$

R2の適切な値は15kです。この値は抵抗分割器を流れる電流を1.00V/15k = 67μAに設定します。

V_{FBP} は通常は単に $V_{REF} = 1.00V$ に接続しますが、 V_{FBP} は V_{REF} を分圧した電圧、または帰還ピンの絶対最大定格を超えない限り(「絶対最大定格」を参照)他の電圧に接続することもできます。

反転トポロジの場合、 V_{FBN} はグランドに接続し、 V_{FBP} はR1とR2のあいだに接続します。R2は V_{FBP} と V_{REF} のあいだ、R1は V_{FBP} と V_{OUT} のあいだに接続します(例については「標準的アプリケーション」のセクションを参照)。この場合、次のようになります。

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(\frac{R1}{R2} \right)$$

次の式に従ってR1とR2の値を選択します。

$$R1 = R2 \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} \right)$$

R2の適切な値は15kです。この値は抵抗分割器を流れる電流を1.00V/15k = 67μAに設定します。

スイッチング周波数とインダクタの選択

LT3471は1.2MHzでスイッチングするので、小さな値のインダクタを使うことができます。4.7μHまたは10μHで通常十分です。飽和せずに少なくとも1.4Aを扱えるインダクタを選び、 I^2R 電力損失を低く抑えるため、そのインダクタのDCR(銅線抵抗)が低いことを確認します。各インダクタが全スイッチ電流の半分しか流さないSEPICトポロジのようなアプリケーションでは、インダクタに要求される処理電流は大きくないことに注意してください。効率を上げるには、似た値のインダクタで、大きさの大きなものを使います。多くの製造元からサイズと形の異なるものが豊富に提供されています。フェライト・コアのような、1.2MHzでの損失が小さなコア材を選択します。

表1. インダクタの製造元

Sumida	(847) 956-0666	www.sumida.com
TDK	(847) 803-6100	www.tdk.com
Murata	(714) 852-2001	www.murata.com

アプリケーション情報

ソフトスタートとシャットダウン

デバイスをシャットダウンするには両方の $\overline{\text{SHDN}}$ /SSピンを接地します。片方のスイッチャだけをシャットダウンする場合、シャットダウンする方のスイッチャの $\overline{\text{SHDN}}$ /SSピンを接地します。ソフトスタート機能を使うと起動時に電源から流れる突入電流を制限することができます。どちらかのスイッチャにソフトスタート機能を使用するには、そのスイッチャの $\overline{\text{SHDN}}$ /SSピンをゆっくりランプアップします。そのスイッチャのコンパレータ(スイッチャ1とスイッチ2のそれぞれA1とA3)の出力の電圧上昇速度は、 $\overline{\text{SHDN}}$ /SSピンが約1.1Vに達した後 $\overline{\text{SHDN}}$ /SSピンの電圧上昇速度に追従します。 $\overline{\text{SHDN}}$ /SSピンの電圧が1.8Vを超すとソフトスタート機能は終了します。「標準的性能特性」のセクションの「ピーク・スイッチ電流と $\overline{\text{SHDN}}$ /SS電圧」のグラフを参照してください。 $\overline{\text{SHDN}}$ /SSピンの電圧上昇速度は制御信号と $\overline{\text{SHDN}}$ /SSピンのあいだに接続した簡単なRCネットワークを使って簡単に制御することができます。このRCネットワークの標準的値は4.7k Ω と0.33 μF なので、スタートアップ時間はミリ秒のオーダーです。このRC時定数を調節してスタートアップ時間を変えることができます。異なった抵抗値を使う場合、「ピーク・スイッチ電流と $\overline{\text{SHDN}}$ /SS電圧」のグラフと「 $\overline{\text{SHDN}}$ /SS電流と $\overline{\text{SHDN}}$ /SS電圧」のグラフ(両方とも「標準的性能特性」のセクションにあります)を考慮に入れてください。 $\overline{\text{SHDN}}$ /SSピンを外から見たときのインピーダンスは $\overline{\text{SHDN}}$ /SSが V_{IN} より上か下かに依存します。通常 $\overline{\text{SHDN}}$ /SSは V_{IN} より上にはドライブされませんので、そのインピーダンスはダイオードに直列な100k Ω のように見えます。 $\overline{\text{SHDN}}$ /SSピンの電圧が V_{IN} より高いと、そのインピーダンスはダイオードに直列な50k Ω のように見えます。この100k Ω または50k Ω のインピーダンスは、RCソフトスタート・ネットワークのRにあまりにも大きな値を選ぶと、わずかにスタートアップ時間に影響を与えることがあります。別の検討事項として、ソフトスタート機能が V_{REF} のコンデンサではなくRCネットワークによって支配されるようにソフトスタート時間を選択します。「アプリケーション情報」の「 V_{REF} 電圧リファレンス」のセクションを参照してください。

The soft-start feature is of particular importance in applications where the switch will see voltage levels of 30V or higher. In these applications, the simultaneous presence of high current and voltage during startup may cause an overstress condition to the switch. Therefore, depending on input and output voltage conditions, higher RC time constant values may be necessary to improve the ruggedness of the design.

コンデンサの選択

出力リップル電圧を下げるため、出力には低ESR(等価直列抵抗)のコンデンサを使います。多層セラミック・コンデンサはESRが非常に小さく、小型パッケージのものが入手できるので最適です。X5R誘電体やそれに続くX7R誘電体は広い電圧範囲と温度範囲にわたって容量を保持するので最も好まれます。ほとんどのアプリケーションでは4.7 μF ~15 μF の出力コンデンサで十分ですが、出力電流が非常に小さなシステムでは1 μF または2.2 μF の出力コンデンサしか必要としないかもしれません。固体タンタル・コンデンサあるいはOS-CONコンデンサを使うこともできますが、セラミック・コンデンサよりも大きなボード面積を占め、ESRが大きくなります。必ず電圧定格が十分大きなコンデンサを使ってください。

セラミック・コンデンサは入力デカップリング用コンデンサとしても最適で、LT3471にできるだけ近づけて配置します。ほとんどのアプリケーションでは4.7 μF ~10 μF の入力コンデンサで十分です。セラミック・コンデンサの製造元をいくつか表2に示します。全セラミック部品の詳細については製造元へお問い合わせください。

表2. セラミック・コンデンサの製造元

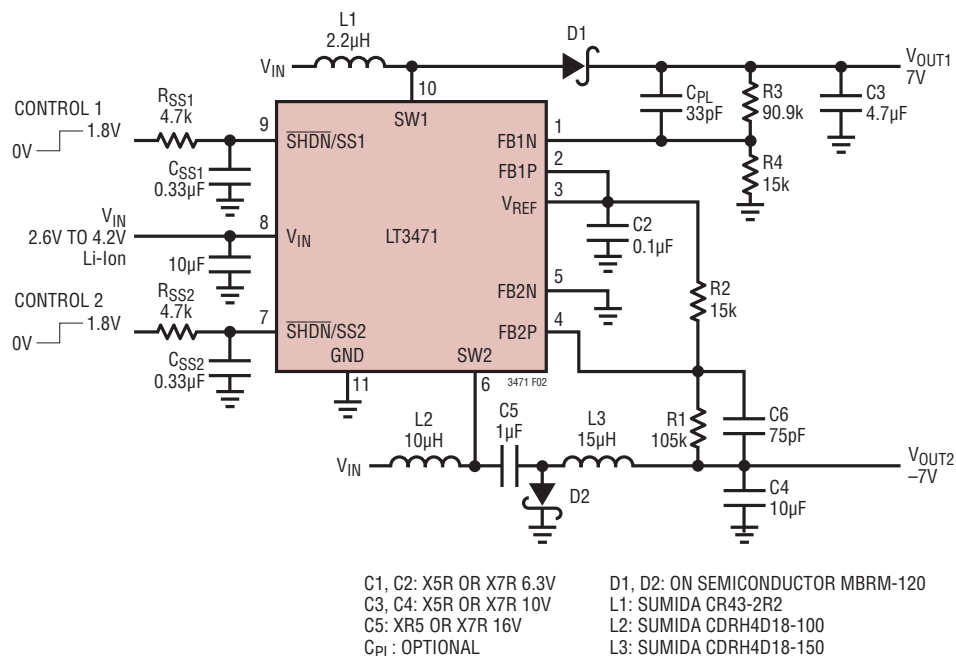
Taiyo Yuden	(408) 573-4150	www.t-yuden.com
AVX	(803) 448-9411	www.avxcorp.com
Murata	(714) 852-2001	www.murata.com

低ESRの(セラミック)コンデンサと高ESRの(タンタルあるいはOS-CON)コンデンサのどちらを使うかの決定が、システム全体の安定性に影響を与えることがあります。容量自体とともに、コンデンサのESRがシステムのゼロに影響を与えます。タンタル・コンデンサやOSCONコンデンサの場合、ESRの値が大きいため、このゼロは低い周波数に位置しますが、セラミック・コンデンサのゼロははるかに高い周波数のところにあるので一般に無視することができます。

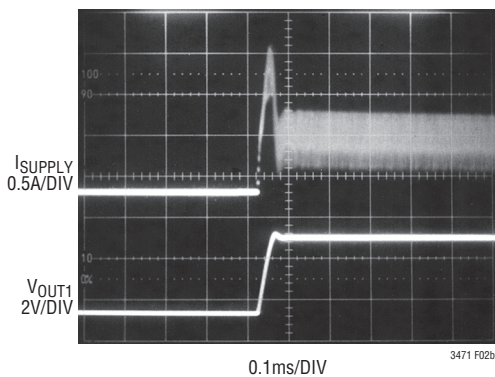
図2に示されているように V_{OUT} と V_{FB} の間に抵抗(R_3)と並列にコンデンサ(C_{PL})を置くことにより、位相リード・ゼロを意図的に導入することができます。ゼロの周波数は次式で定まります。

$$f_z = \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot C_{\text{PL}}}$$

アプリケーション情報



ソフトスタートRCネットワークなしの
図2の回路の起動時の電源電流



ソフトスタートRCネットワーク付きの
図2の回路の起動時の電源電流

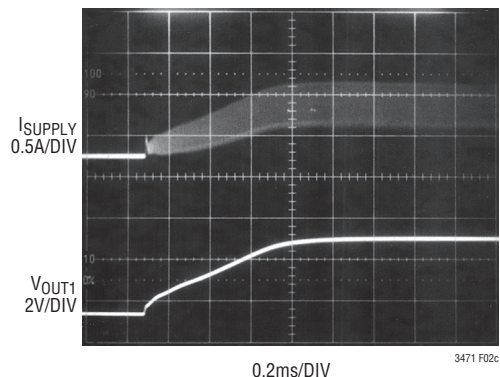


図2. リチウムイオンLEDドライバ

アプリケーション情報

この抵抗とコンデンサの値を適当に選ぶことにより、ゼロの周波数を調整してコンバータ全体の位相マージンを改善することができます。ゼロの周波数の標準的目標値は35kHz～55kHzです。位相リード・コンデンサ C_{PL} がない場合の、図2の昇圧コンバータの過渡応答を図3に示します。多くのアプリケーションで問題ないとはいえ、出力電圧とインダクタ電流の両方に2、3個の「バンプ」が見られることから明らかなように、位相マージンが十分ではありません。 C_{PL} に33pFのコンデンサを使うと十分な位相マージンが得られます。このことは、図4の応答の減衰が大きくオーバーシュートが小さいことに示されています。

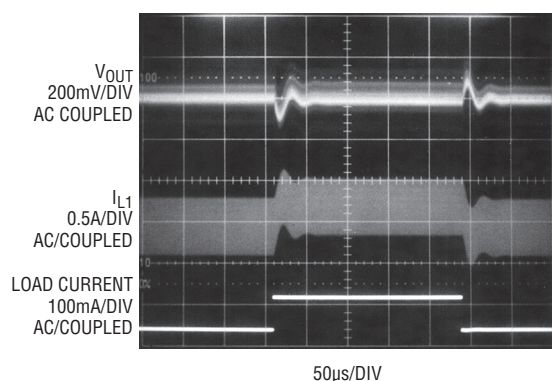


図3. 位相リード・コンデンサなしの図2の昇圧コンバータの過渡応答

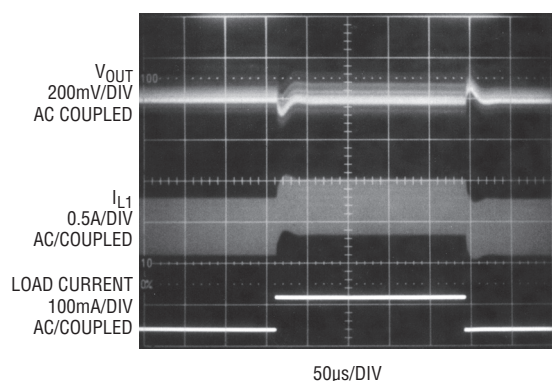


図4. 33pF位相リード・コンデンサ付きの図2の昇圧コンバータの過渡応答

V_{REG}電圧リファレンス

LT3471のピン3は1.00Vまで分圧されたバンドギャップ電圧リファレンスで、外部で利用するためバッファが付いています。このピンは小さくても0.01μF、大きくても1μFでバイパスする必要があります。これによりこのピンのノイズが減るとともに安定性が保証されます。バッファには少なくとも1mA (標準1.4mA) の電流制限が組み込まれています。つまり、このピンは補助回路の外部リファレンスとして使えるだけでなく、このピンを誤差アンプの帰還ピンの1つとして使うとソフトスタート機能を実現できます。ソフトスタート時間は「ソフトスタートとシャットダウン」のセクションで解説したRC時定数によって通常支配されます。ただし、V_{REG}ピンのバッファの電流リミットは有限なので、バイパス・コンデンサを充電するのにいくらか時間がかかります。この間、V_{REG}ピンの電圧はランプアップし、このアクションは回路をソフトスタートさせる代替手段として機能します。最大の推奨バイパス・コンデンサ(1μF)を使うと、V_{REF}ピンから与えられるワーストケース(最長)のソフトスタート機能は次のようになります。

$$\frac{1\mu\text{F} \cdot 1.00\text{V}}{1.0\text{mA}} = 1.0\text{ms}$$

RCネットワークがLT3471のソフトスタートを支配するように、ソフトスタート時間がこの時間より長くなるようなRCネットワークを選択するか、またはV_{REF}ピンにもっと小さな(ただし常に0.01μFよりは大きい)バイパス・コンデンサを選択します。V_{REF}ピンの電圧を分圧して誤差アンプの帰還ピンの1つに使うこともできます。これはLEDドライバのアプリケーションに特に役立ちます。この場合、LEDチェーンのセンス抵抗両端に電圧リファレンスを使ってLEDを流れる電流を設定します。小さなリファレンスまたは分圧したリファレンスを使うとセンス抵抗で浪費される電力が減ります。LEDドライブ・アプリケーションの例については、「標準的アプリケーション」のセクションを参照してください。

アプリケーション情報

ダイオードの選択

LT3471と一緒に使うダイオードにはショットキー・ダイオードを推奨します。高い効率を得るには、オン・セミコンダクタのMBRM120など、高電流での熱特性がすぐれたダイオードを使います。これは20Vダイオードです。スイッチ電圧が20Vを超える場合、MBRM140(40Vダイオード)を使います。これらのダイオードは1.0Aの平均順方向電流を扱うように定格が規定されています。ダイオードの平均順方向電流が0.5A未満のアプリケーションには、PhilipsのPMEG2005、3005、または4005(それぞれ20V、30V、または40Vのダイオード)を使います。

レイアウトのためのヒント

LT3471は高速で動作するので、ボードのレイアウトに細心の注意が必要です。レイアウトに注意を払わないと記載されているとおりの性能を得られません。推奨部品配置を図5に示します。

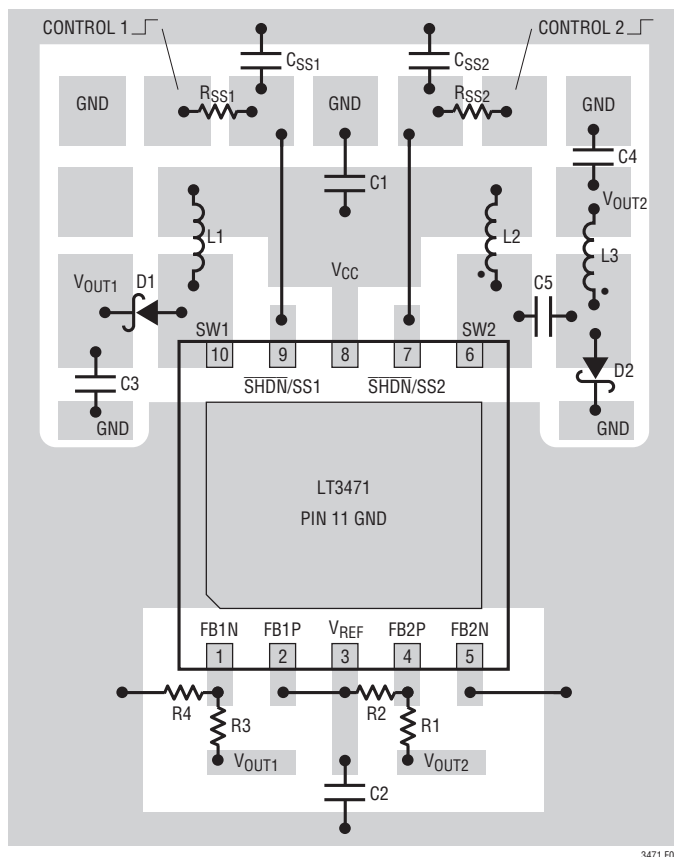
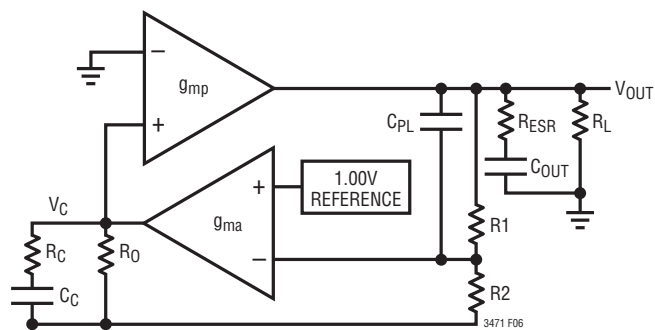


図5. SW1に昇圧コンバータ、SW2にインバータを配置した推奨レイアウト。すべての高電流経路のために(多層基板を使って)それぞれ分離されたグラウンド・リターンに注意

補償理論

他のすべての電流モード・スイッチング・レギュレータと同様、LT3471を安定して効率よく動作させるには補償が必要です。LT3471には2個の帰還ループが使われています。補償の不要な高速電流ループと、補償の必要な低速電圧ループです。標準ボード図の分析方法を使って、電圧帰還ループを理解し、調節することができます。

どんな帰還ループの場合でもそうですが、ループ内の多様な素子が利得や位相に与える影響を知ることが決定的に重要です。昇圧コンバータの主要な等価素子を図6に示します。高速電流制御ループのため、ICの電力段、インダクタ、およびダイオードは等価トランスコンダクタンス・アンプ g_{mp} で置き換えています。 g_{mp} は電流源として機能し、出力電流は V_C 電圧に比例します。 g_{mp} の最大出力電流はICの電流制限によって有限であることに注意してください。



- C_C : 補償コンデンサ
- C_{OUT} : 出力コンデンサ
- C_{PL} : 位相リード・コンデンサ
- g_{ma} : IC内のトランスコンダクタンス・アンプ
- g_{mp} : 電力段のトランスコンダクタンス・アンプ
- R_C : 補償抵抗
- R_L : $I_{LOAD(MAX)}$ で割った V_{OUT} として定義された出力抵抗
- R_O : g_{ma} の出力抵抗
- $R1, R2$: 帰還抵抗分圧器ネットワーク
- R_{ESR} : 出力コンデンサのESR

図6. 昇圧コンバータの等価モデル

アプリケーション情報

図6から、DC利得、ポール、およびゼロは以下のように計算されます。

$$\text{出力のポール : } P1 = \frac{2}{2 \cdot \pi \cdot R_L \cdot C_{OUT}}$$

$$\text{誤差アンプのポール : } P2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_O \cdot C_C}$$

$$\text{誤差アンプのゼロ : } Z1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_C \cdot C_C}$$

$$\text{DC利得 : } A = \frac{V_{REF}}{V_{OUT}} \cdot g_{ma} \cdot R_O \cdot g_{mp} \cdot R_L \cdot \frac{1}{2}$$

$$\text{ESRのゼロ : } Z2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR} \cdot C_{OUT}}$$

$$\text{RHPのゼロ : } Z3 = \frac{V_{IN}^2 \cdot R_L}{2 \cdot \pi \cdot V_{OUT}^2 \cdot L}$$

$$\text{高周波数のポール : } P3 > \frac{f_S}{3}$$

$$\text{位相リードのゼロ : } Z4 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1 \cdot C_{PL}}$$

$$\text{位相リードのポール : } P4 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{PL} \cdot \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}}$$

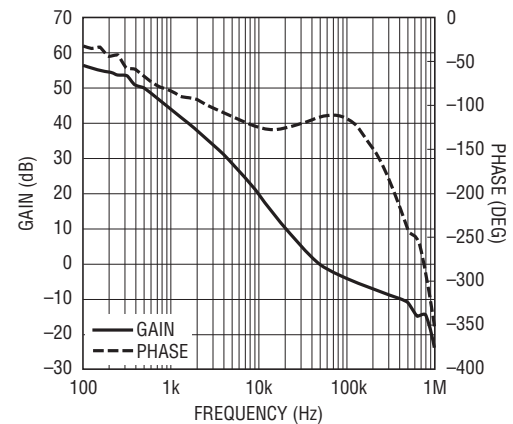
電流モードのゼロは右半平面のゼロで、これは帰還制御の設計では問題になることがありますが、外部部品を適切に選択して調整可能です。

図2の回路を一例として使って、図7に示されているボーデ図を描くのに使われたパラメータを表3に示します。

表3. ボーデ図のパラメータ

Parameter	Value	Units	Comment
R_L	20	Ω	アプリケーションに固有
C_{OUT}	4.7	μF	アプリケーションに固有
R_{ESR}	10	m Ω	アプリケーションに固有
R_O	0.9	M Ω	調整不可
C_C	90	pF	調整不可
C_{PL}	33	pF	調整可
R_C	55	k Ω	調整不可
$R1$	90.9	k Ω	調整可
$R2$	15	k Ω	調整可
V_{OUT}	7	V	アプリケーションに固有
V_{IN}	3.3	V	アプリケーションに固有
g_{ma}	50	μmho	調整不可
g_{mp}	9.3	mho	調整不可
L	2.2	μH	アプリケーションに固有
f_S	1.2	MHz	調整不可

図7から、利得が0dBに達するときの位相は -115° で、位相マージンが 65° になります。これは十分すぎるほどです。クロスオーバー周波数は50kHzです。

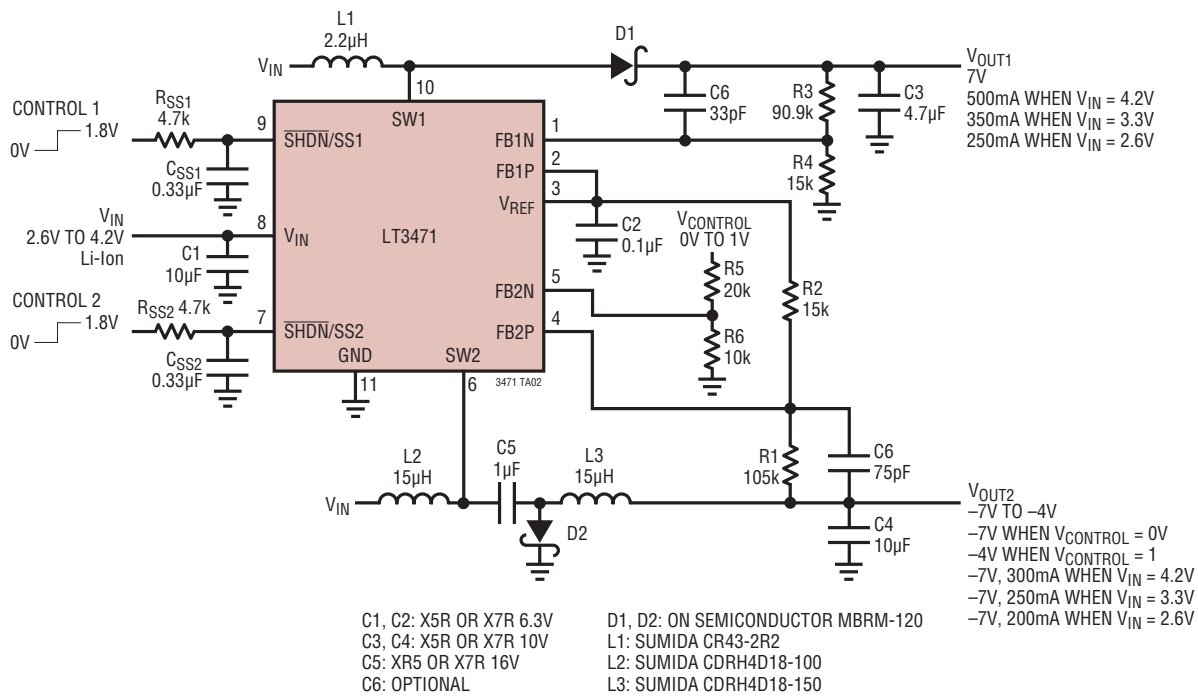


3471 F07

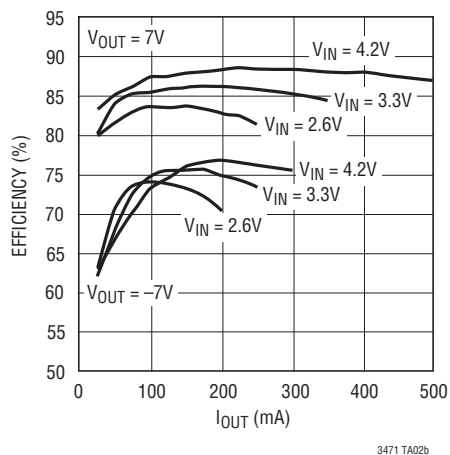
図7. 3.3Vから7Vのアプリケーションのボーデ図

標準的応用例

リチウムイオン・バッテリーを使ったOLEDドライバ

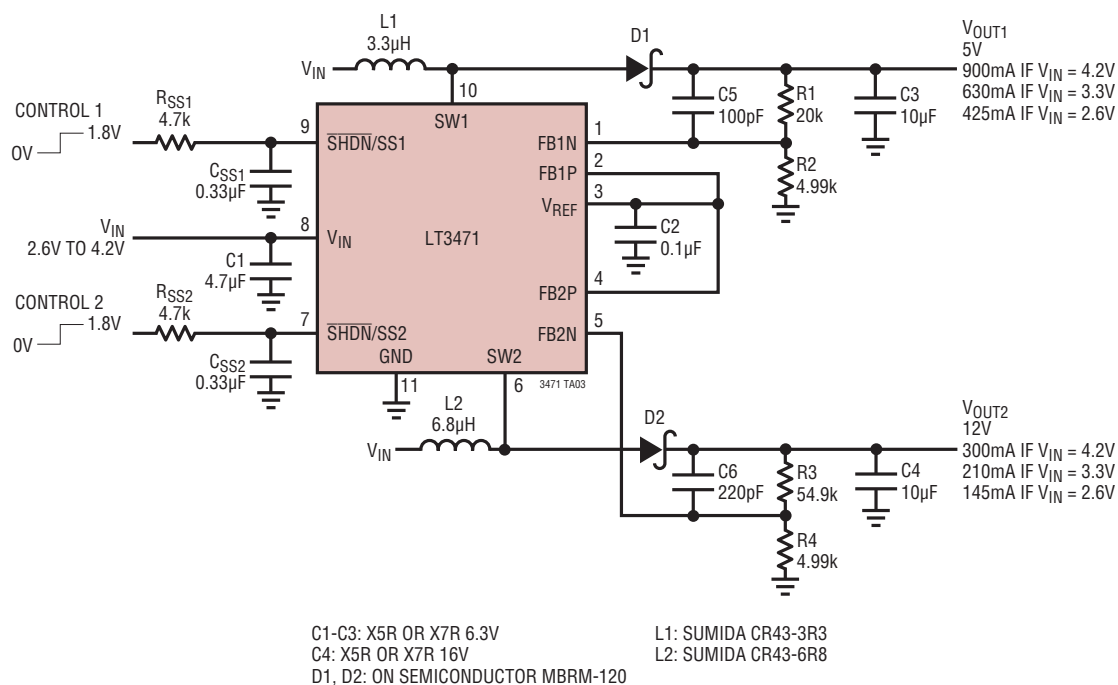


リチウムイオン・バッテリーを使ったOLEDドライバの効率



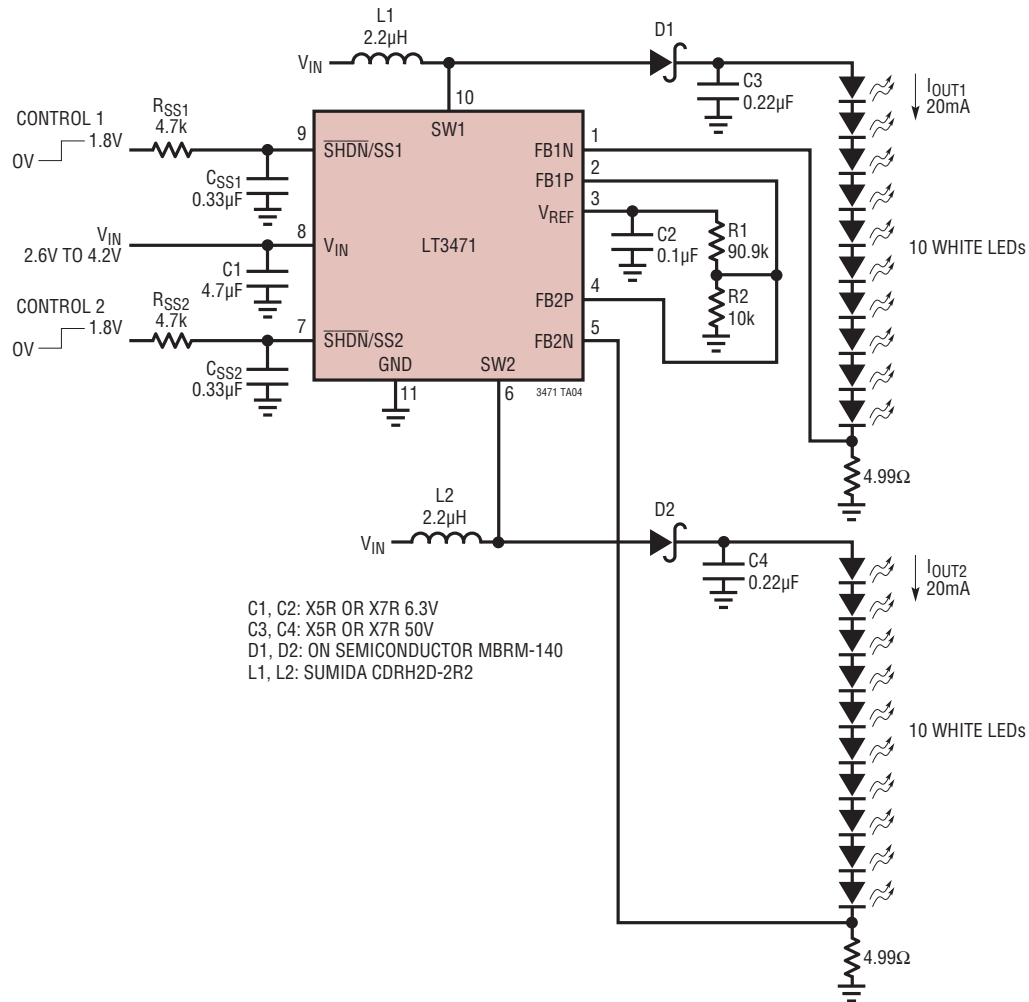
標準的応用例

単一リチウムイオン・セルから5V、12Vの昇圧コンバータ



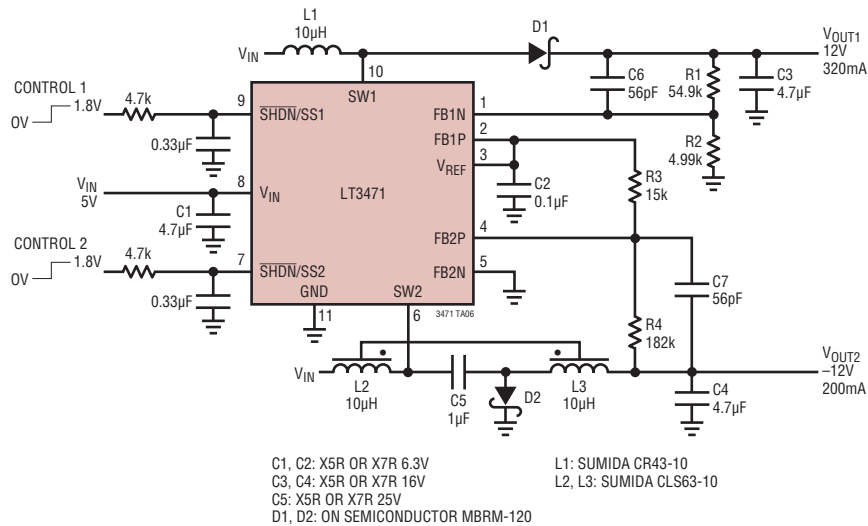
標準的応用例

リチウムイオン・バッテリーを使った20個の白色LED用ドライバ



標準的応用例

5V～±12Vデュアル電源用昇圧/反転コンバータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1611	500mA (I _{sw}), 1.4MHz、高効率マイクロパワー反転DC/DCコンバータ	V _{IN} : 1.1V～10V, V _{OUT(MAX)} = -34V, I _Q = 3mA, I _{SD} < 1µA, ThinSOTパッケージ
LT1613	500mA (I _{sw}), 1.4MHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 0.9V～10V, V _{OUT(MAX)} = 34V, I _Q = 3mA, I _{SD} < 1µA, ThinSOTパッケージ
LT1614	750mA (I _{sw}), 600kHz、高効率マイクロパワー反転DC/DCコンバータ	V _{IN} : 1V～12V, V _{OUT(MAX)} = -24V, I _Q = 1mA, I _{SD} < 10µA, MS8, S8パッケージ
LT1615/LT1615-1	300mA/80mA (I _{sw})、高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 1V～15V, V _{OUT(MAX)} = 34V, I _Q = 20µA, I _{SD} < 1µA, ThinSOTパッケージ
LT1617/LT1617-1	350mA/100mA (I _{sw})、高効率マイクロパワー反転DC/DCコンバータ	V _{IN} = 1.2V～15V, V _{OUT(MAX)} = -34V, I _Q = 20µA, I _{SD} < 1µA, ThinSOTパッケージ
LT1930/LT1930A	1A (I _{sw})、1.2MHz/2.2MHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 2.6V～16V, V _{OUT(MAX)} = 34V, I _Q = 4.2mA/5.5mA, I _{SD} < 1µA, ThinSOTパッケージ
LT1931/LT1931A	1A (I _{sw})、1.2MHz/2.2MHz、高効率マイクロパワー反転DC/DCコンバータ	V _{IN} = 2.6V～16V, V _{OUT(MAX)} = -34V, I _Q = 5.8mA, I _{SD} < 1µA, ThinSOTパッケージ
LT1943 (クワッド)	クワッド昇圧、2.6A降圧、2.6A昇圧、0.3A昇圧、0.4A反転 1.2MHz TFT DC/DCコンバータ	V _{IN} = 4.5V～22V, V _{OUT(MAX)} = 40V, I _Q = 10µA, I _{SD} < 35µA, TSSOP28Eパッケージ
LT1945 (デュアル)	デュアル出力、昇圧/反転、350mA (I _{sw})、固定オフ時間、高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 1.2V～15V, V _{OUT(MAX)} = ±34V, I _Q = 40µA, I _{SD} < 1µA, 10ピンMSパッケージ
LT1946/LT1946A	1.5A (I _{sw})、1.2MHz/2.7MHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 2.45V～16V, V _{OUT(MAX)} = 34V, I _Q = 3.2mA, I _{SD} < 1µA, MS8パッケージ
LT3436	3A (I _{sw})、1MHz、34V昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 3V～25V, V _{OUT(MAX)} = 34V, I _Q = 0.9mA, I _{SD} < 6µA, TSSOP16Eパッケージ
LT3462/LT3462A	300mA (I _{sw})、1.2MHz/2.7MHz、内蔵ショットキー・ダイオード付き高効率反転DC/DCコンバータ	V _{IN} = 2.5V～16V, V _{OUT(MAX)} = -38V, I _Q = 2.9mA, I _{SD} < 1µA, ThinSOTパッケージ
LT3463/LT3463A	デュアル出力、昇圧/反転、250mA (I _{sw})、固定オフ時間、内蔵ショットキー・ダイオード付き高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 2.3V～15V, V _{OUT(MAX)} = ±40V, I _Q = 40µA, I _{SD} < 1µA, DFNパッケージ
LT3464	85mA (I _{sw})、内蔵ショットキー・ダイオードと PNP切断回路付き高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 2.3V～10V, V _{OUT(MAX)} = 34V, I _Q = 25µA, I _{SD} < 1µA, ThinSOTパッケージ