

特長

- 同期整流：最大効率97%
- スイッチ電流定格：2A
- 最高3MHzの固定周波数動作
- 広い入力範囲：0.5V ~ 5V
- 超低消費電流：38 μ A(バーストモード™動作)
- 可変出力電圧：2.6V ~ 5V
- 起動電圧：0.85V(標準)
- 外部ショットキ・ダイオードが不要
- 同期可能なスイッチング周波数
- バースト・モード・イネーブル制御
- リンギング防止制御によりスイッチング・ノイズを低減
- PGOOD出力
- OPTI-LOOP™補償
- 超低シャットダウン電流：<1 μ A
- 小型10ピンMSOPパッケージ

アプリケーション

- セルラー電話
- ハンドヘルド・コンピュータ
- MP3プレーヤ
- 双方向ページャ
- GPSレシーバ
- バッテリー・バックアップ電源

概要

LTC®3402は、高効率、固定周波数、昇圧DC/DCコンバータで、1V以下の入力電圧で動作します。このデバイスは、0.16 のNチャンネルMOSFETスイッチと0.18のPチャンネル同期式整流器を内蔵しています。スイッチング周波数は外付けタイミング抵抗で最高3MHzまでプログラムでき、発振器は外部クロックに同期可能です。外部ショットキ・ダイオードはオプションですが、使用すれば効率が改善します。

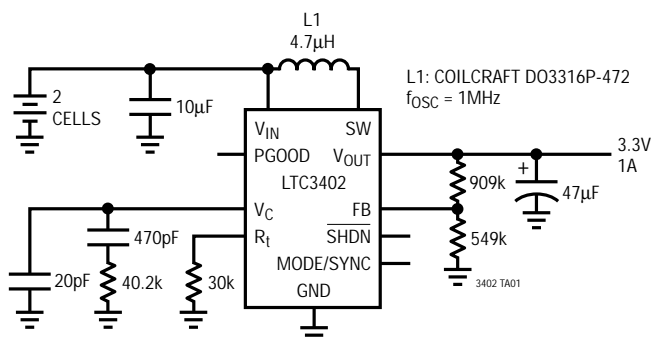
消費電流はバースト・モード動作時にはわずか38 μ Aで、携帯機器でのバッテリー寿命を最大限に延長します。バースト・モード動作はユーザによって制御され、MODE/SYNCピンを“H”にドライブすればイネーブルできます。MODE/SYNCピンをクロックに接続するか、“L”にドライブすると、固定周波数スイッチングがイネーブルされます。

他の特長としては、1 μ Aのシャットダウン機能、リンギング防止制御、オーブンドレインのパワーグッド出力、サーマル・シャットダウン、および電流制限があります。LTC3402は、熱特性に優れた10ピンMSOPパッケージで供給されます。低電流アプリケーションには、定格1AのLTC3401同期式昇圧コンバータを使用してください。

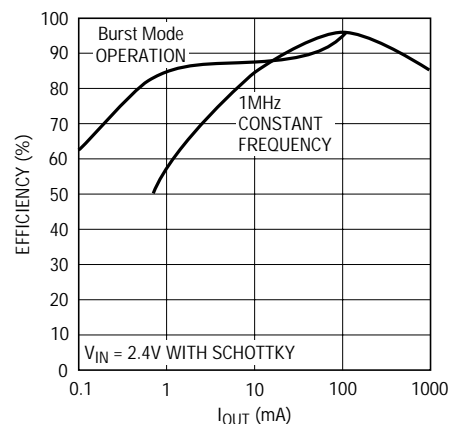
LT、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。
Burst ModeとOPTI-LOOPはリニアテクノロジー社の商標です。

標準的応用例

2セルからの3.3V/1A昇圧コンバータ



効率



3402 TA02

LTC3402

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} 、 V_{OUT} 電圧 - 0.5V ~ 6V

SW 電圧 - 0.5V ~ 6V

V_C 、 R_t 、FB、MODE、

SHDN 電圧 - 0.5V ~ (V_{OUT} ~ 0.3V)

PGOOD - 0.5V ~ 6V

動作温度範囲 (Note 2) - 40 ~ 85

保存温度範囲 - 65 ~ 125

リード温度 (半田付け、10秒) 300

パッケージ/発注情報

<p>MS10 PACKAGE 10-LEAD PLASTIC MSOP</p> <p>$T_{JMAX} = 125^{\circ}C$ $\theta_{JA} = 130^{\circ}C/W$ 1 LAYER BOARD $\theta_{JA} = 100^{\circ}C/W$ 4 LAYER BOARD</p>	ORDER PART NUMBER
	LTC3402EMS
	MS10 PART MARKING
	LTSK

インダストリアルおよびミリタリ・グレードは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 $T_A = 25$ での値。

注記がない限り $V_{IN} = 1.2V$ 、 $V_{OUT} = 3.3V$

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Minimum Start-Up Voltage	$I_{LOAD} = <1mA$		0.85	1.0	V	
Minimum Operating Voltage	(Note 4)	●		0.5	V	
Output Voltage Adjust Range		●	2.6	5	V	
Feedback Voltage		●	1.22	1.25	1.28	V
Feedback Input Current	$V_{FB} = 1.25V$		1	50	nA	
Quiescent Current—Burst Mode Operation	$V_C = 0V$, MODE/SYNC = 3.3V (Note 3)		38	65	μA	
Quiescent Current—SHDN	SHDN = 0V, Not Including Switch Leakage		0.1	1	μA	
Quiescent Current—Active	$V_C = 0V$, MODE/SYNC = 0V, $R_t = 300k$ (Note 3)		440	800	μA	
NMOS Switch Leakage			0.1	5	μA	
PMOS Switch Leakage			0.1	10	μA	
NMOS Switch On Resistance			0.16		Ω	
PMOS Switch On Resistance			0.18		Ω	
NMOS Current Limit		●	2	2.5	A	
NMOS Burst Current Limit			0.66		A	
Maximum Duty Cycle	$R_t = 15k$	●	80	85	%	
Minimum Duty Cycle		●		0	%	
Switching Frequency	$R_t = 15k$	●	1.6	2	2.4	MHz
MODE/SYNC Input High			1.4		V	
MODE/SYNC Input Low				0.4	V	
MODE/SYNC Input Current	$V_{MODE/SYNC} = 5.5V$		0.01	1	μA	
Error Amp Transconductance	$\Delta I = -5\mu A$ to $5\mu A$, $V_C = V_{FB}$		85		$\mu mhos$	
PGOOD Threshold	Referenced to Feedback Voltage		-6	-9	-12	%

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 $T_A = 25$ での値。
 注記がない限り $V_{IN} = 1.2V$ 、 $V_{OUT} = 3.3V$

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PGOOD Low Voltage	$I_{PGOOD} = 1mA$ $V_{OUT} = 1V$, $I_{PGOOD} = 20\mu A$		0.1	0.2	V
			0.1	0.4	V
PGOOD Leakage	$V_{PGOOD} = 5.5V$		0.01	1	μA
SHDN Input High	$V_{IN} = V_{SHDN}$	1			V
SHDN Input Low				0.4	V
SHDN Input Current	$V_{SHDN} = 5.5V$		0.01	1	μA

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命を損なう可能性がある値。

Note 2: LTC3402Eは0 ~ 70 の温度範囲で仕様性能に適合することが保証されている。-40 ~ 85 の動作温度範囲での規格は設計、特性評価および統計的プロセス・コントロールとの相関で確認されている。

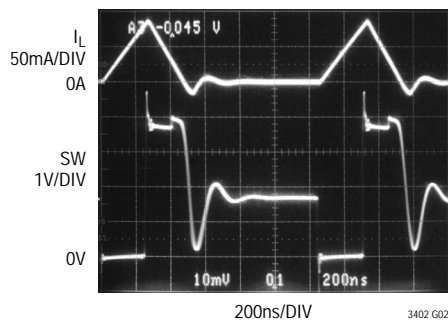
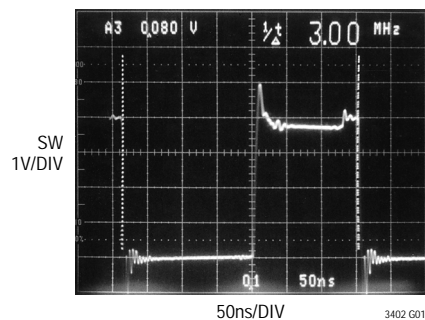
Note 3: 電源電流は出力ピンにブートストラップされ、アプリケーションでは (V_{OUT}/V_{IN}) 効率だけ入力電源に反映されるため、電流は V_{OUT} ピンで測定される。出力はスイッチングしていない。

Note 4: 出力が起動すると、ICは V_{IN} 電源に依存しなくなる。

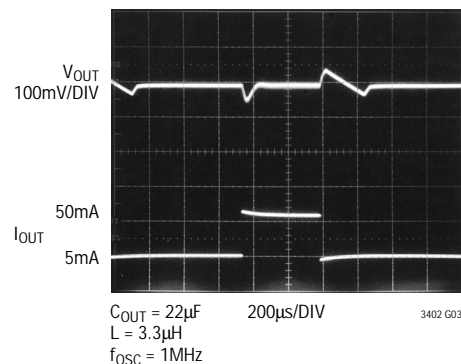
標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25$)

不連続モード時のSWピン
 およびインダクタ電流 I_L 、
 リンギング制御回路により、
 高周波数のリンギングを除去

SWピンのスイッチング波形

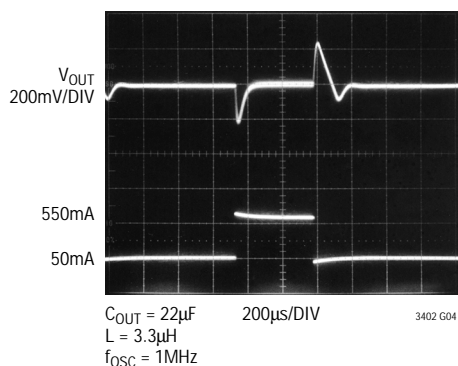


過渡応答 (5mA - 50mA)

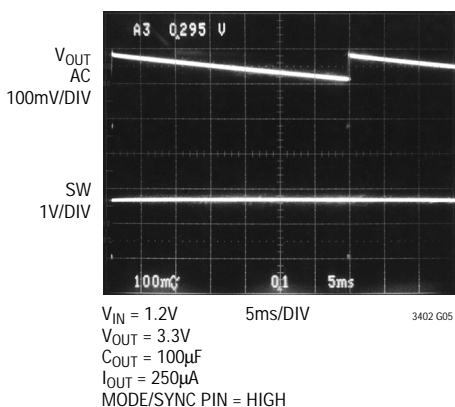


標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$)

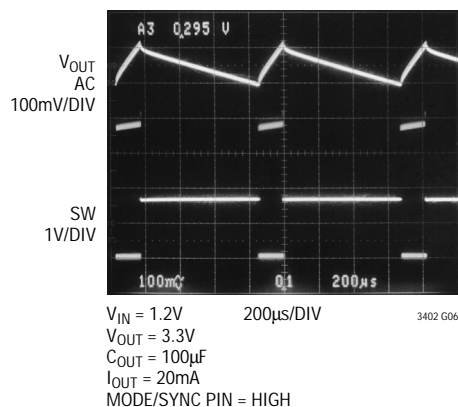
過渡応答 (50mA - 500mA)



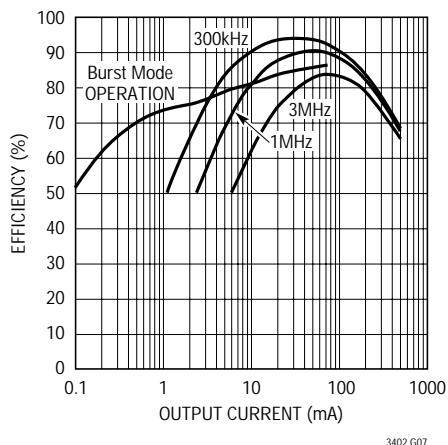
バースト・モード動作



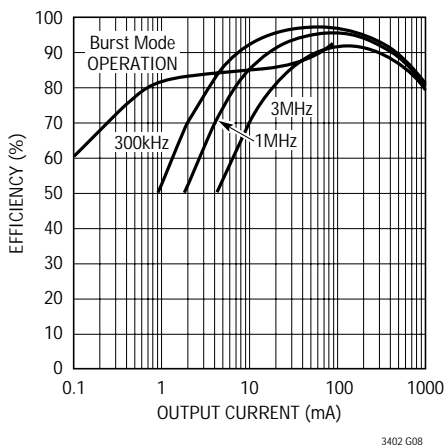
バースト・モード動作



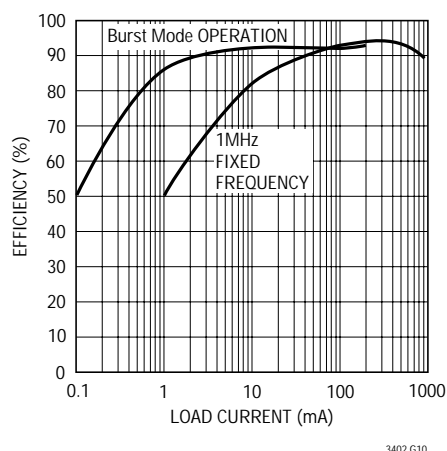
コンバータの効率 (1.2Vから3.3V)



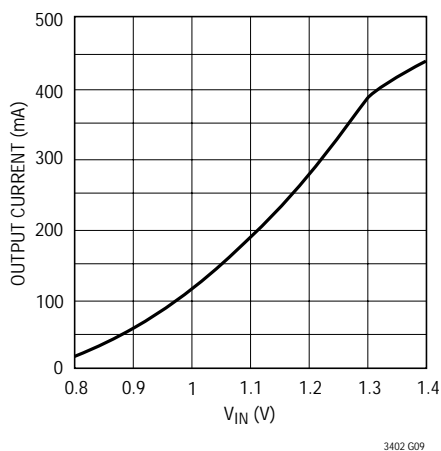
コンバータの効率 (2.4Vから3.3V)



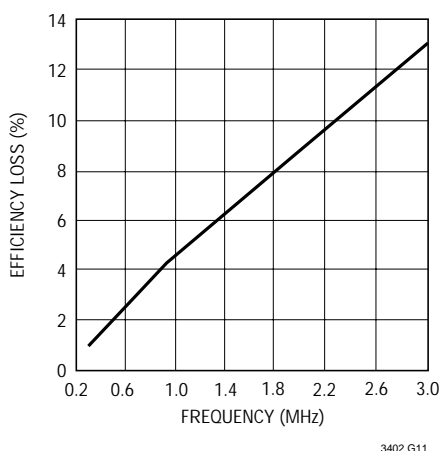
コンバータの効率 (3.6Vから5V)



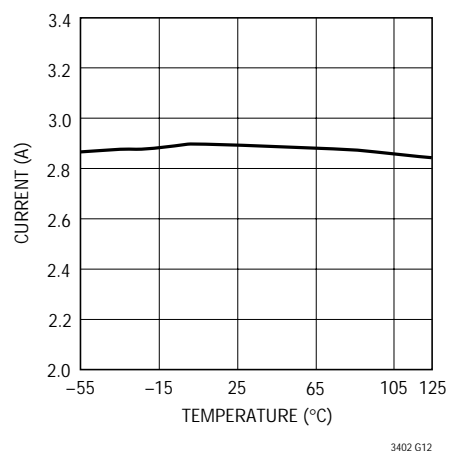
スタートアップ電圧とIOUT



効率損失 (ショットキ・ダイオード無し) と周波数

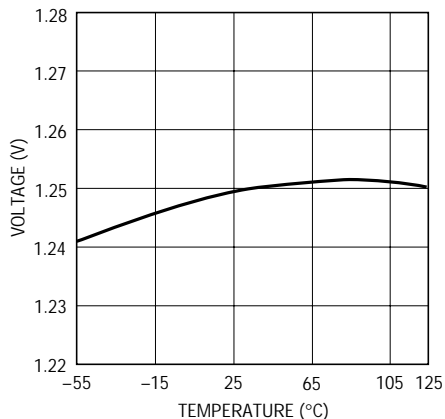


電流制限



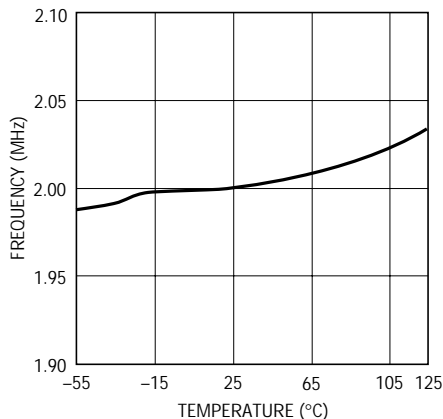
標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$)

EA FB 電圧



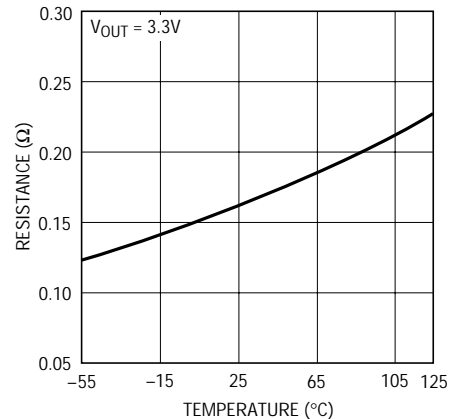
3402 G13

発振器周波数精度



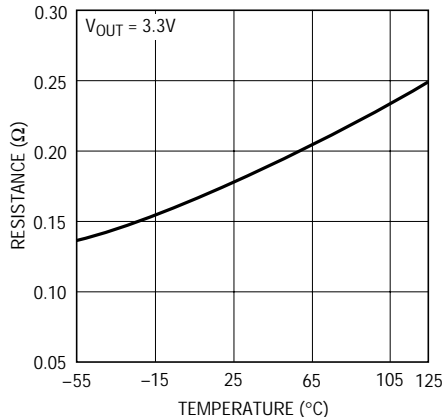
3402 G14

NMOS $R_{DS(ON)}$



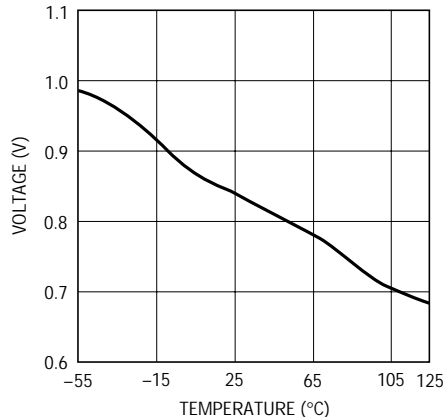
3402 G22

PMOS $R_{DS(ON)}$



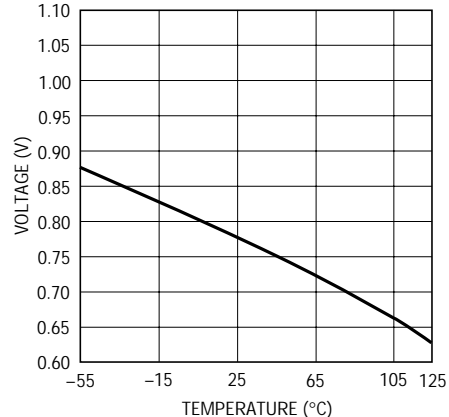
3402 G16

スタートアップ電圧



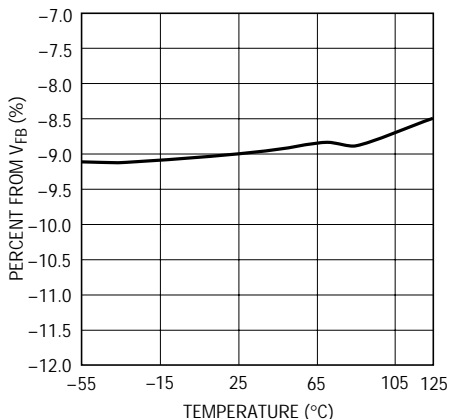
3402 G17

シャットダウン・スレッシュホールド



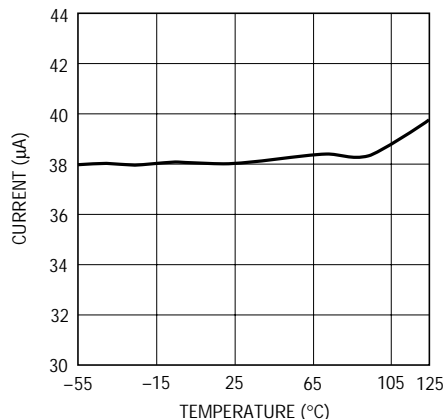
3402 G18

PGOODスレッシュホールド



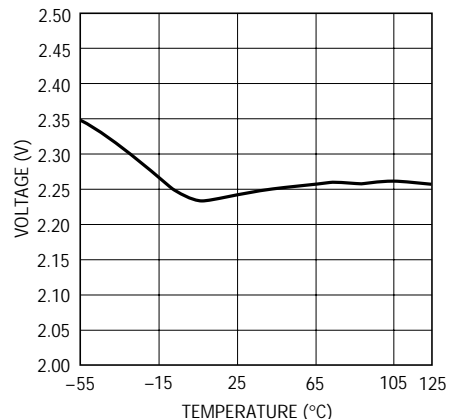
3402 G19

バースト・モード動作電流



3402 G20

V_{OUT} ターンオフ電圧



3402 G21

ピン機能

R_t (ピン1): 発振周波数をプログラムするタイミング抵抗。

$$f_{OSC} = \frac{3 \cdot 10^{10}}{R_t} \text{ Hz}$$

MODE/SYNC (ピン2): バースト・モードの選択および発振器の同期化。

MODE/SYNC = “H”。バースト・モード動作をイネーブルします。インダクタ・ピーク電流が電流制限値の1/3となり、各サイクルごとにゼロ電流に戻ります。バースト・モード動作時は、可変周波数動作となり、軽負荷時の効率が大幅に向上します。バースト・モード動作は、デバイスが起動した後でのみ開始することを推奨します。

MODE/SYNC = “L”。バースト・モード動作をディスエーブルし、低ノイズ、固定周波数動作を継続します。

MODE/SYNC = 外部クロック。内部発振器の同期化とバースト・モード動作のディスエーブル。同期化するには、100ns ~ 2μsのクロック・パルス幅が必要です。

V_{IN} (ピン3): 入力電源ピン。

SW (ピン4): スイッチ・ピン。このピンにはインダクタとオプシオンのショットキ・ダイオードを接続します。EMIおよび高周波リングングを低減するために、トレース長を短くしてください。不連続インダクタ電流時は、IC内部の制御されたインピーダンスがSWピンと V_{IN} ピンの間で接続状態となり、インダクタとSWノード容量との共振タンクによる高周波リングングを除去し、それによってEMI放射を低減します。

GND (ピン5): ICの信号グランドとパワー・グランド。

PGOOD (ピン6): パワーグッド・コンパレータ出力。このオープン・ドレイン出力は、 V_{FB} が制御電圧より9%以上低くなると、“L”になります。

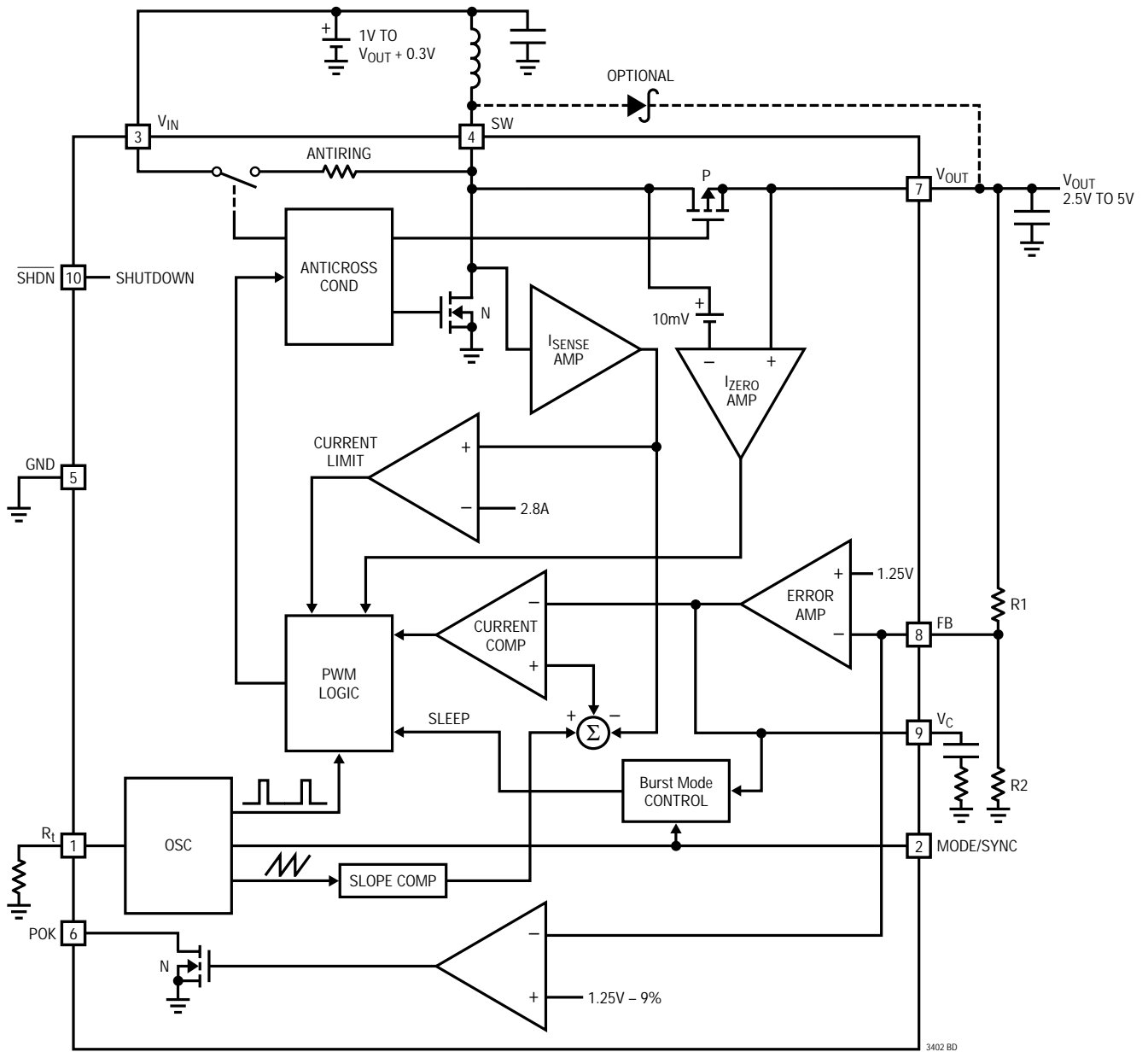
V_{OUT} (ピン7): 同期式整流器の出力およびICのブートストラップ電源。

FB (ピン8): 帰還ピン。ここに抵抗分割器のタップを接続します。出力電圧は、2.6V ~ 5Vの範囲で調整できます。帰還リファレンス電圧は、標準で1.25Vです。

V_{α} (ピン9): 誤差アンプ出力。このピンに周波数補償ネットワークを接続して、ループを補償します。ガイドラインとして、「帰還ループの補償」のセクションを参照してください。

SHDN (ピン10): シャットダウン。このピンをグランドに接続すると、ICがシャットダウンします。イネーブルするには1V以上の電圧に接続します。 V_{IN} に1MΩを接続すれば十分です。 V_{OUT} に抵抗(5MΩ)を追加すれば、ICは起動後、低い電圧で動作できるようになります。

ブロック図



アプリケーション情報

詳細説明

LTC3402は、携帯機器などのアプリケーション用の高効率、低ノイズ電源を提供します。アダプティブ・スロープ補償を備えた電流モード・アーキテクチャによって、スロープ補償を容易にし、優れた負荷過渡応答を実現します。低 $R_{DS(ON)}$ 、低ゲート電荷同期スイッチによって、高効率のパルス幅変調制御をおこないます。

同期型PMOSスイッチの両端にショットキ・ダイオードを接続する必要はありませんが、接続すればNMOSからPMOSへ遷移する際のブレイク-ピフォア-メイク時間(標準20ns)中の電圧降下が小さくなります。ショットキ・ダイオードを追加すると、ピーク効率が通常1%~2%向上します。このICの消費電流は38 μ Aと低く、バースト・モード動作に入ったときに軽負荷時の効率が高くなります。

低電圧スタート・アップ

LTC3402は、標準0.85Vの入力電圧で起動するよう設計されています。このデバイスは、負荷がある状態で起動できます(起動と入力電圧のグラフを参照)。出力電圧が2.3Vのスレッシュホールドを超えると、ICは V_{IN} ではなく、 V_{OUT} から自己給電します。このとき、内部回路は V_{IN} 入力電圧に依存しないため、大容量入力コンデンサは不要です。入力電圧は、動作に影響を及ぼすことなく、0.5V以下に低下することができますが、低電圧で出力に十分なエネルギーを供給する電源が得られるかどうかによってアプリケーションは制限されます。

低ノイズ固定周波数動作

発振器。動作周波数は、 R_T ピンからグラウンドに接続された抵抗によって設定され、 $f = 3 \cdot 10^{10} / R_T$ となります。内部調整されたタイミング・コンデンサがIC内部にあります。発振器は、MODE/SYNCピンに挿入された外部クロックに同期させることができます。発振器を同期させるときには、自走周波数を所要同期周波数より約30%低い周波数に設定しなければなりません。同期パルス幅を2 μ s以下に保持すると、バースト・モード動作が確実にディスエーブルされます。

電流センス。無損失電流センスでは、ピーク電流信号を電圧に変換して、内部スロープ補償に加算します。この加算された信号が誤差アンプ出力と比較され、PWMの

ためのピーク電流制御コマンドを出力します。IC内のスロープ補償は入力および出力電圧に適応します。したがって、このコンバータは適正な量のスロープ補償を与えて安定性を確保し、余分な補償によってコンバータ内で位相マージンの損失が生じることがありません。

誤差アンプ。誤差アンプは、 $g_m = 0.1\text{ms}$ の相互コンダクタンス・アンプです。 V_C ピンからグラウンドの間に簡単な補償ネットワークが配置されています。

電流制限。電流制限アンプは、電流がスレッシュホールドを超えると、NMOSスイッチをシャットオフします。出力までの電流アンプの遅延は、標準50nsです。

ゼロ電流アンプ。ゼロ電流アンプは、出力へのインダクタ電流をモニタし、インダクタ電流が50mA以下になると同期式整流器をシャットオフして、負のインダクタ電流が流れるのを防止します。

リングング防止回路。リングング防止回路は、不連続モード動作中にインダクタの両端にインピーダンスを置いて、SWピンのリングングを減衰させます。 LC_{SW} リングング($L =$ インダクタ、 $C_{SW} =$ スイッチ・ピンの容量)は低エネルギーですが、EMI放射の原因になる可能性があります。

バースト・モード動作

バースト・モード動作時には、ICは出力が安定化されるまでエネルギーを供給し、安定化されたらスリープ・モードに入ります。スリープ・モードでは、出力はオフ状態で、ICの消費電流はわずか38 μ Aです。このモードでは、出力リップルは負荷電流によって変化する周波数成分を含んでおり、定常状態のリップルは通常3%以下です。

デバイスが出力にエネルギーを供給する間、ピーク電流は電流制限値の1/3になり、インダクタ電流は各サイクルごとにゼロ電流で終了します。このモードでの最大出力電流は次式で与えられます。

$$I_{OUT(MAXBURST)} \approx \frac{V_{IN}}{6 \cdot V_{OUT}} \text{ Amps}$$

バースト・モード動作はユーザが制御し、MODE/SYNCピンを“H”にするとイネーブルされ、“L”にするとディスエーブルされます。デバイスが起動した後でバースト・モード動作にすることを推奨します。

アプリケーション情報

部品の選択

インダクタの選択

LTC3402は高周波動作のため、小型表面実装インダクタを使用できます。最小インダクタンス値は、動作周波数に比例し、次式によって制限されます。

$$L > \frac{3}{f} \mu\text{H} \text{ and } L > \frac{V_{\text{IN(MIN)}} \cdot (V_{\text{OUT(MAX)}} - V_{\text{IN(MIN)}})}{f \cdot \text{Ripple} \cdot V_{\text{OUT(MAX)}} \text{H}$$

ここで、

f = 動作周波数 (Hz)

Ripple = 許容インダクタ電流リップル (A)

$V_{\text{IN(MIN)}}$ = 最小入力電圧 (V)

$V_{\text{OUT(MAX)}}$ = 最大出力電圧 (V)

インダクタ電流リップルは、一般に最大インダクタ電流の20% ~ 40%に設定されます。

高効率を実現するには、フェライトなどの高周波コア材のインダクタを選択して、コア損失を低減してください。インダクタは、 I^2R 損失を低減するために、ESR 等価

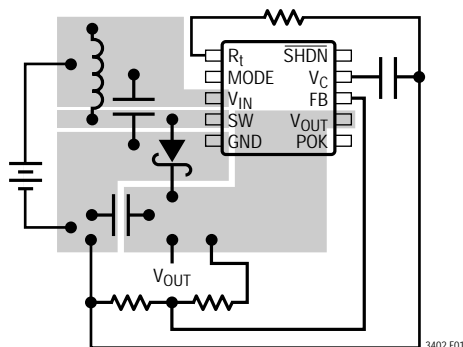


図1. 推奨部品配置。高電流を流すトレースは直線にする。FBピンとV_Cピンのトレース面積を小さくする。バッテリーへのリード線の長さはできる限り短くする

直列抵抗が低く、また飽和せずに最大負荷時のピーク・インダクタ電流を流すことができなければなりません。モールド型チョークコイルやチップ・インダクタは一般に、1A ~ 2Aの範囲のピーク・インダクタ電流に対応するのに十分なコアを持っていません。放射ノイズを抑えるために、トロイド、壺型コア、またはシールドされたボビン・インダクタを使用してください。推奨部品および部品業者については表1のリストを参照してください。

出力コンデンサの選択

出力電圧リップルには3つの成分があります。コンデンサのバルク値は、各サイクルごとにコンデンサの充電によるリップルを低減するよう設定します。充電による最大リップルは次式で与えられます。

$$V_{\text{R(BULK)}} = \frac{I_{\text{P}} \cdot V_{\text{IN}}}{C_{\text{OUT}} \cdot V_{\text{OUT}} \cdot f} V$$

ここで、

I_{P} = ピーク・インダクタ電流

ほとんどの電源コンバータでは、ESRが通常、リップルの最も支配的なファクタです。コンデンサのESRによるリップルは、単純に次式で与えられます。

$$V_{\text{R(ESR)}} = I_{\text{P}} \cdot R_{\text{ESR}} V$$

ここで、

R_{ESR} = コンデンサの直列抵抗

低ESRのコンデンサを使用して、出力電圧リップルを最小限に抑えなければなりません。表面実装アプリケーションでは、AVX TPSシリーズのタンタル・コンデンサ、三洋電機のPOSCAP、あるいは太陽誘電のセラミック・コンデンサを推奨します。スルーホール・アプリケーションには、小型で低ESRの三洋電機のOS-CONコンデンサが適しています。

表1. インダクタ業者の情報

SUPPLIER	PHONE	FAX	WEBSITE
Coilcraft	(847) 639-6400	(847) 639-1469	www.coilcraft.com
Coiltronics	(516) 241-7876	(516) 241-9339	www.coiltronics.com
Murata	(814) 237-1431 (800) 831-9172	(814) 238-0490	www.murata.com
Sumida	USA: (847) 956-0666 Japan: 81-3-3607-5111	(847) 956-0702 81-3-3607-5144	www.japanlink.com sumida

アプリケーション情報

レイアウトによっては、 V_{OUT} ピンおよびGNDピンのできる限り近くに、 $1\mu\text{F}$ の低ESRコンデンサを配置しなければなりません。

入力コンデンサの選択

入力フィルタ・コンデンサは、入力ソースから流れるピーク電流を低減し、入力スイッチング・ノイズを低減します。このICは一度出力が安定化されると、 0.5V 以下の電圧で動作できるため、入力コンデンサに対する要求がかなりゆるく、大部分のアプリケーションでは $4.7\mu\text{F}$ が推奨されます。

出力ダイオード

同期型PMOSスイッチに並列にショットキ・ダイオードを接続する必要はありませんが、接続すればNMOSからPMOSへ遷移する際のブレイク・ビフォア・メイク時間(標準 20ns)中の電圧降下が小さくなります。ショットキ・ダイオードを追加すると、ピーク効率が向上します(「効率損失(ショットキ・ダイオードなし)と周波数」のグラフを参照)。MBR0520L、1N5817、あるいは同等のショットキ・ダイオードを使用してください。回復時間が遅いと効率が損なわれるため、通常の整流ダイオードは使用しないでください。

動作周波数の選択

コンバータの動作周波数を選択する場合、検討事項がいくつかあります。まず、どんなスペクトル・ノイズも許容できない敏感な周波数帯域を特定することです。たと

えば、RF通信を搭載する製品では、 455kHz のIF周波数はどんなノイズに対しても敏感なので、 600kHz 以上のスイッチングが望まれます。 1.1MHz までの周波数に敏感な通信もあります。この場合は、 2MHz のコンバータ周波数を使用できます。

2つ目はコンバータの物理的なサイズです。動作周波数が高くなると、インダクタおよびフィルタ・コンデンサの値とサイズが小さくなります。ゲート電荷によるスイッチング損失は周波数に比例して増加するため、トレードオフは効率です。たとえば図2(2.4Vから3.3Vのコンバータ)の場合、 100mA での効率は、 2MHz では 300kHz に比べ5%低くなっています。

動作周波数に関するもう1つの検討事項は、アプリケーションが「パルス・スキップ」を許容できるかどうかということです。このモードでは、コンバータの最小オン時間がデューティ・サイクルをサポートできないため、コンバータのリプルが増加し、出力リップルの低周波数成分が生じます。物理的なサイズが重要な多くのアプリケーションでは、コンバータをこのモードで動作させることができます。このモードに入らないほうが望ましいアプリケーションでは、最大動作周波数は次式で与えられます。

$$f_{\text{MAX_NOSKIP}} = \frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}} \cdot t_{\text{ON(MIN)}}} \text{ Hz}$$

ここで、 $t_{\text{ON(MIN)}}$ = 最小オン時間 = 120ns

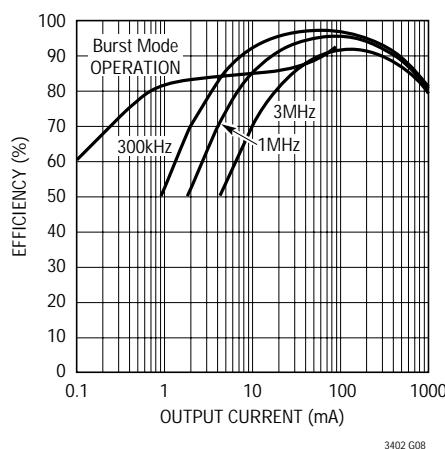


図2. コンバータの効率(2.4Vから3.3V)

アプリケーション情報

帰還ループを閉じる

LTC3402は、内部アダプティブ・スロープ補償付き電流モード制御を使用しています。電流モード制御によって、電圧モード・コントローラで見られるインダクタと出力コンデンサによる2次フィルタが除去され、単一ポール・フィルタ応答に簡略化されます。変調器制御から出力へのDC利得と誤差アンプの開ループ利得の積がシステムのDC利得に等しくなります。

$$G_{DC} = G_{CONTROL} \cdot G_{EA}$$

$$G_{CONTROL} = \frac{2 \cdot V_{IN}}{I_{OUT}}, \quad G_{EA} \approx 2000$$

出力フィルタのポールは、次式で与えられます。

$$f_{FILTERPOLE} = \frac{I_{OUT}}{\pi \cdot V_{OUT} \cdot C_{OUT}} \text{ Hz}$$

ここで、 C_{OUT} は出力フィルタ・コンデンサです。

出力フィルタのゼロは、次式で与えられます。

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

ここで、 R_{ESR} はコンデンサの等価直列抵抗です。

昇圧レギュレータ・トポロジーの厄介な特徴は、右半平面(RHP)のゼロで、次式で与えられます。

$$f_{RHPZ} = \frac{V_{IN}^2 R_O}{2\pi L V_O^2} \text{ Hz}$$

負荷が重い場合、比較的低い周波数でこの位相遅れによる利得の増加が発生することがあります。ループ利得は通常、RHPゼロ周波数の前にロールオフします。

標準的な誤差アンプ補償を図3に示します。ループ・ダイナミクスの式は、次のとおりです。

$$f_{POLE1} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^6 \cdot C_{C1}} \text{ Hz}$$

これはきわめてDCに近い値です。

$$f_{ZERO1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_Z \cdot C_{C1}} \text{ Hz}$$

$$f_{POLE2} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_Z \cdot C_{C2}} \text{ Hz}$$

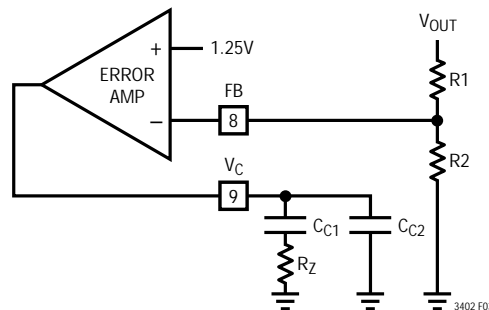
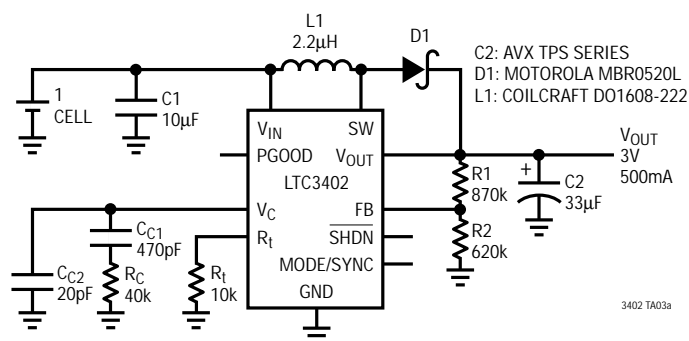


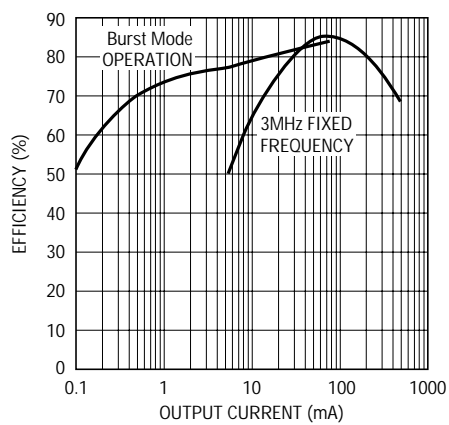
図3.

標準的応用例

1セルから3V/500mA、3MHz昇圧コンバータ

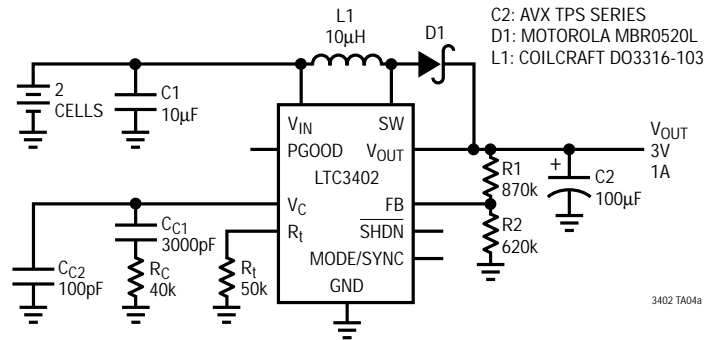


効率

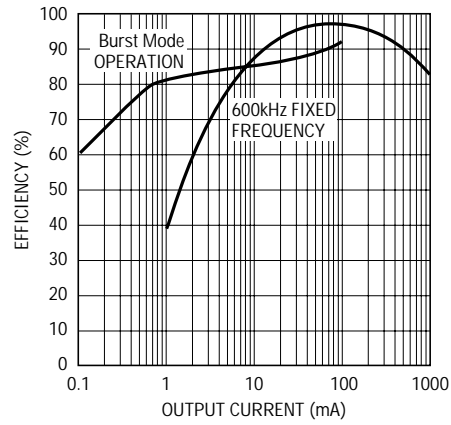


標準的応用例

2セルから3V/1A、600kHz昇圧コンバータ

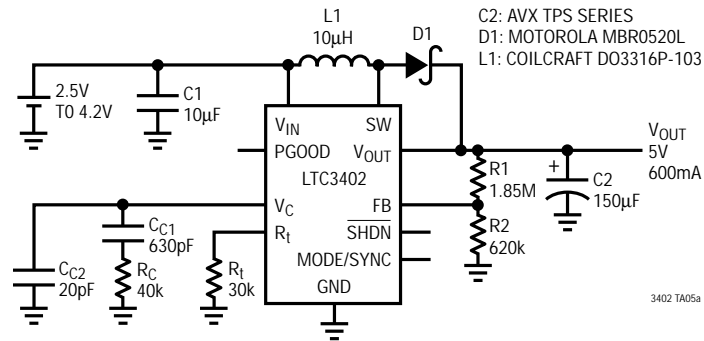


効率

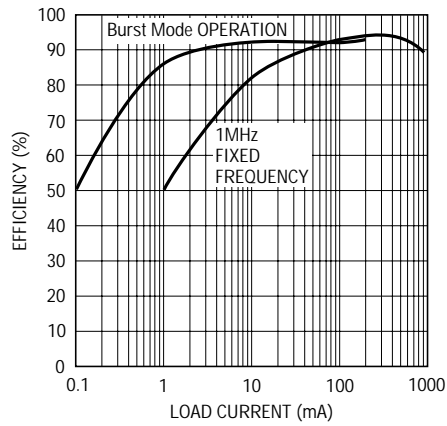


標準的応用例

リチウムイオンから5V/600mA、1MHz昇圧コンバータ

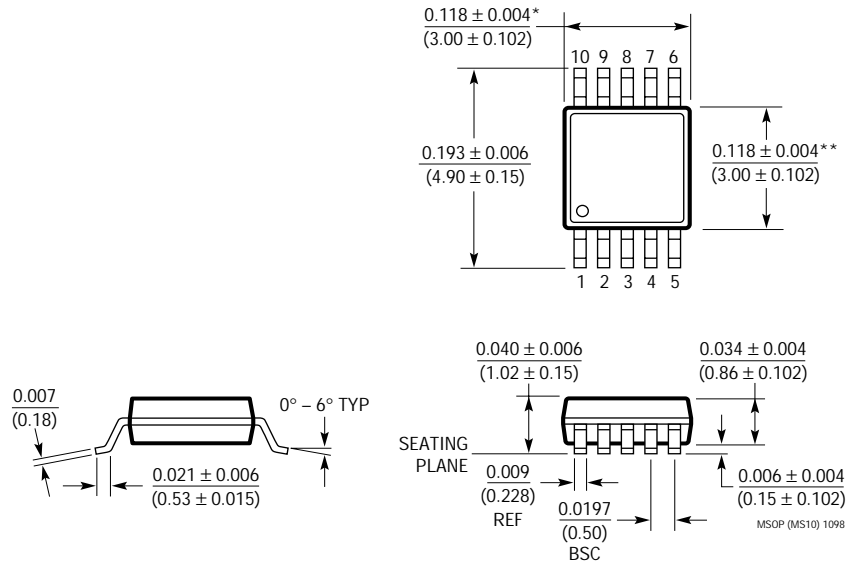


効率



パッケージ概要 注記がない限り寸法はインチ(ミリメートル)

MS10パッケージ 10ピン・プラスチックMSOP (LTC DWG # 05-08-1661)

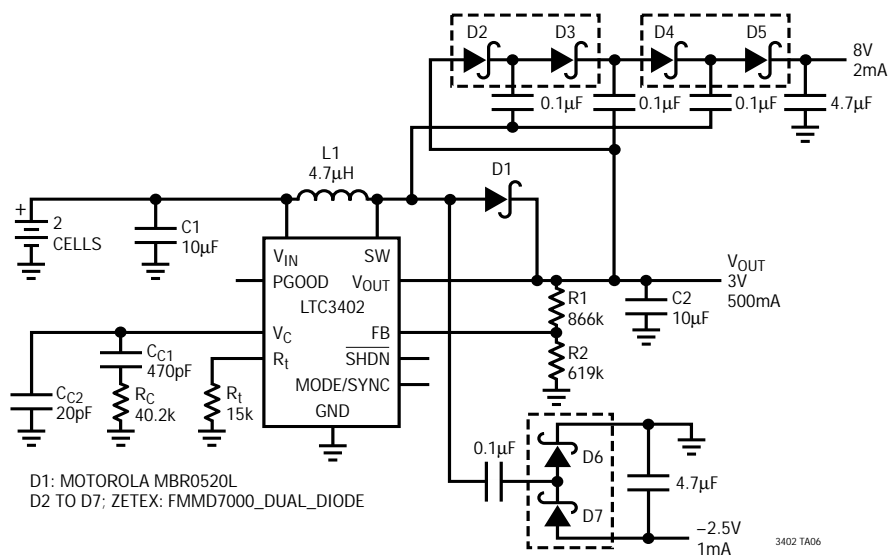


*寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない。モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは片側で0.006" (0.152mm) を超えないこと。

**寸法にはリード間のバリまたは突出部を含まない。リード間のバリまたは突出部は片側で0.006" (0.152mm) を超えないこと。

標準的応用例

トリプル出力コンバータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT [®] 1306	同期整流式、固定周波数昇圧DC/DCコンバータ	内部2Aスイッチ、最小1.8VのV _{IN}
LT1308A/LT1308B	高電流マイクロパワー、1セル、600kHz DC/DCコンバータ	Li-Ion 1セルから5V/1A、V _{OUT} 最大34V
LT1613	1.4MHz、1セル動作DC/DCコンバータ、SOT-23	最小1.1VのV _{IN} 、1セルから3V/30mA出力
LT1615	マイクロパワー昇圧DC/DCコンバータ、SOT-23	I _Q = 20µA、1µAのシャットダウン電流、最小1VのV _{IN}
LT1619	高効率昇圧DC/DCコントローラ	1Aゲート・ドライブ、1.1V ~ 20V入力、ゲート・ドライブ用個別V _{CC}
LTC1872	SOT-23昇圧DC/DCコントローラ	550kHz、2.5V ~ 9.8V入力
LT1930	1.2MHz、1セル動作DC/DCコンバータ、SOT-23	V _{IN} = 2.6V ~ 16V、3.3V入力から5V/450mA
LT1949	600kHz、1AスイッチPWM DC/DCコンバータ	1A、0.5 /30Vの内部スイッチ、最小1.5VのV _{IN} 、シャットダウン時にもアクティブなバッテリー電圧低下検知器
LTC3401	1セル、高電流(1A)マイクロパワー、同期式3MHz昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 0.5V ~ 5V、最大効率97%、100kHz ~ 3MHzに同期可能な発振器