

ウォッチドッグ・タイマを備える 入力電圧範囲の広い昇降圧チャージポンプ

特長

- 動作範囲: 2.7V~38V(絶対最大定格42V)
- I_Q : 20 μ A(動作時)/1.5 μ A(シャットダウン時)
- 自動モード切り替え機能を備えるマルチモード昇降圧チャージポンプ(2:1, 1:1, 1:2)
- 12V入力5V出力時の効率: 81%
- 出力電流(I_{OUT}): 最大 500mA
- V_{OUT} : 固定 3.3V, 5V、または可変(2.5V~5V)
- 超低EMI放射
- ISO 26262システムでの診断範囲のための設計
- 過熱保護、過電圧保護、および短絡保護
- 動作接合部温度: 最大 150°C
- POR/ウォッチドッグ・コントローラ/外部タイミング制御
- 熱特性が改善された16ピンMSOPパッケージ

アプリケーション

- 自動車のECU/CANトランシーバの電源
- 産業/通信用ハウスキーピング電源
- 低消費電力の12V/5V変換

説明

LTC[®]3246は、ウォッチドッグ・タイマを内蔵したスイッチト・キヤパシタ昇降圧DC/DCコンバータです。このデバイスは、2.7V~38Vの入力から安定化された出力(3.3V, 5V、または可変)を生成します。スイッチト・キヤパシタの分数変換を使用して、広い入力電圧範囲にわたってレギュレーションを維持します。入力電圧と負荷の状態が変化するのに応じて内部回路が変換比を自動的に選択し、効率を最適化します。インダクタは必要ありません。

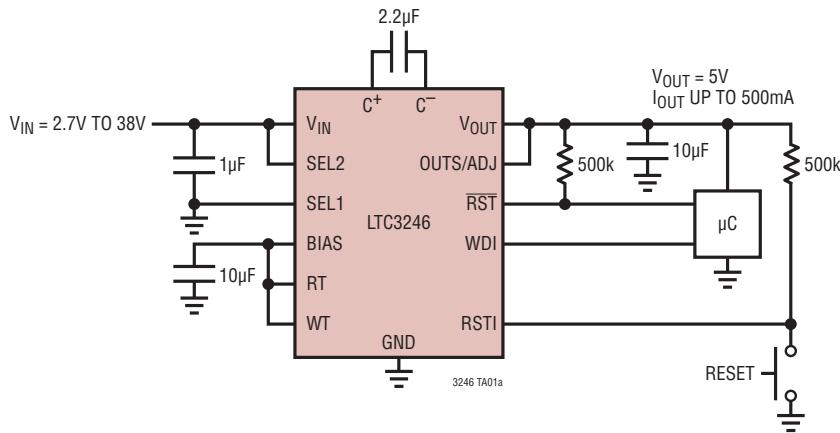
LTC3246のリセット時間およびウォッチドッグ・タイムアウトは、外付け部品を使用せずに設定するか、外付けコンデンサを使用して調整することができます。期間のあるウォッチドッグ機能を使用して、信頼性の高いアプリケーションを実現できます。リセット入力は、追加電源モニタに使用するか、プッシュボタン・リセットとして構成できます。

LTC3246は動作電流が小さく(無負荷時は20 μ A、シャットダウン時は1.5 μ A)、外付け部品点数が少ないので、スペースの制約がある低消費電力の自動車用/産業用アプリケーションに最適です。このデバイスは、短絡保護および過熱保護されており、熱特性が改善された16ピンMSOPパッケージで供給されます。

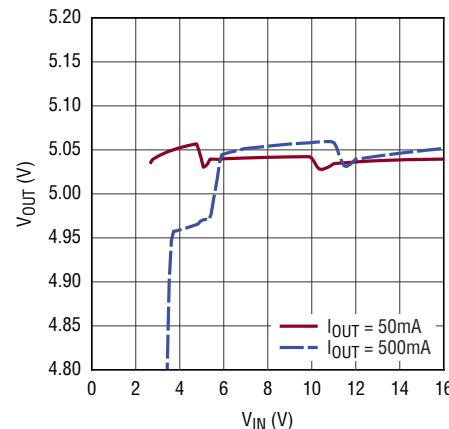
L、**LT**、**LTC**、**LTM**、Linear Technology、およびLinearのロゴは、アナログ・デバイセズ社の登録商標です。ThinSOTはアナログ・デバイセズ社の商標です。その他全ての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

プッシュボタン・リセットを備える安定化5V出力



出力電圧と入力電圧

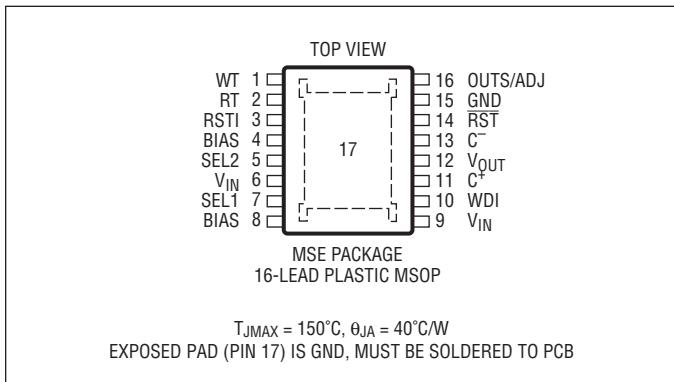


絶対最大定格

(Notes 1, 2)

V_{IN} , SEL1, SEL2, WDI	-0.3V~42V
V_{OUT} , OUTS/ADJ, RSTI, WT, RT, BIAS, \bar{RST}	-0.3V~6V
I_{RST}	10mA
V_{OUT} の短絡時間	無期限
リード温度(半田付け、10秒)	300°C
動作接合部温度範囲(Note 3, 4)	
(Eグレード/Hグレード)	-40°C~125°C
(Hグレード)	-40°C~150°C
(MPグレード)	-55°C~150°C
保存温度範囲	-65°C~150°C

ピン配置



発注情報 <http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC3246#orderinfo>

無鉛仕上げ	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
LTC3246EMSE#PBF	LTC3246EMSE#TRPBF	3246	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3246IMSE#PBF	LTC3246IMSE#TRPBF	3246	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3246HMSE#PBF	LTC3246HMSE#TRPBF	3246	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°C
LTC3246MPMSE#PBF	LTC3246MPMSE#TRPBF	3246	16-Lead Plastic MSOP	-55°C to 150°C

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。* 温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。
非標準の鉛仕上げ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。

無鉛仕上げ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/tapeandreel/>をご覧ください。

電気的特性

●は規定動作接合部温度範囲で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、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $C_{FLY} = 2.2\mu\text{F}$ 、 $C_{OUT} = 10\mu\text{F}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V_{IN}	Operating Input Voltage Range	(Note 5)	●	2.7	38	V	
V_{UVLO}	V_{IN} Undervoltage Lockout Threshold		●	2.35	2.7	V	
I_{VIN}	V_{IN} Quiescent Current Shutdown CP Enabled, Output in Regulation	$SEL1 = SEL2 = 0\text{V}$ $SEL1 = V_{IN}$ and/or $SEL2 = V_{IN}$, $RSTI = 5\text{V}$		1.5 20	3 30	μA μA	
V_{HIGH}	SEL1, SEL2 Input Voltage		●	1.1	1.6	V	
V_{LOW}	SEL1, SEL2 Input Voltage		●	0.4	0.8	V	
I_{LOW}	SEL1, SEL2 Input Current	$V_{PIN} = 0\text{V}$	●	-1	0	1	μA
I_{HIGH}	SEL1, SEL2 Input Current	$V_{PIN} = 38\text{V}$	●	0.5	1	2	μA

チャージポンプの動作

V_{OUTS_5}	V_{OUTS}/ADJ Regulation Voltage $SEL1 = 0\text{V}$, $SEL2 = V_{IN}$	$2.7\text{V} < V_{IN} < 38\text{V}$ (Notes 5, 6)	●	4.8	5.2	V	
V_{OUTS_3}	V_{OUTS}/ADJ Regulation Voltage $SEL1 = V_{IN}$, $SEL2 = V_{IN}$	$2.7\text{V} < V_{IN} < 38\text{V}$ (Notes 5, 6)	●	3.17	3.43	V	
V_{ADJ}	V_{OUTS}/ADJ Regulation Voltage $SEL1 = V_{IN}$, $SEL2 = 0\text{V}$	$2.7\text{V} < V_{IN} < 38\text{V}$ (Notes 5, 6)	●	1.08	1.11	1.14	V
I_{ADJ}	V_{OUTS}/ADJ Input Current $SEL1 = SEL2 = V_{IN}$		●	-50	0	+50	nA
I_{OUT_SCKT}	I_{VOUT} Short Circuit Foldback Current	$V_{OUT} = 0\text{V}$		250		mA	
R_{OUT}	Charge Pump Output Impedance	2:1 Step-Down Mode 1:1 Step-Down Mode, $V_{IN} = 5\text{V}$ 1:2 Step-Up Mode, $V_{IN} = 3\text{V}$, $V_{OUT} \geq 3.3\text{V}$ (Note 6)	●	1 1.2 4	8	Ω	
$V_{OUT_OV_RST}$	V_{OUT} Overvoltage Reset	% of Final Regulation Voltage at Which V_{OUT} Rising Makes \overline{RST} Go Low V_{OUT} Falling Makes \overline{RST} Go Hi-Z	● ●	109 106	111.5 108.5	% %	
$V_{OUT_UV_RST}$	V_{OUT} Undervoltage Reset	% of Final Regulation Voltage at Which V_{OUT} Rising Makes \overline{RST} Go Hi-Z V_{OUT} Falling Makes \overline{RST} Go Low	● ●	97.5 93	99 95	% %	
V_{OUT_PD}	V_{OUT} Pull-Down in Shut Down	$SEL1 = SEL2 = 0\text{V}$		100		k Ω	
V_{OUT_RIPPLE}	V_{OUT} Ripple Voltage	$C_{OUT} = 10\mu\text{F}$ $C_{OUT} = 22\mu\text{F}$		50 25		mV mV	

リセット・タイマ制御ピン(RT)

$I_{RT(UP)}$	RT Pull-Up Current	$V_{RT} = 0.3\text{V}$	●	-2	-3.1	-4.2	μA
$I_{RT(DOWN)}$	RT Pull-Down Current	$V_{RT} = 1.3\text{V}$	●	2	3.1	4.2	μA
$I_{RT(INT)}$	Internal RT Detect Current	$V_{RT} = V_{BIAS}$	●	0.4	1		μA
$V_{RT(INT)}$	RT Internal Timer Threshold	V_{RT} Rising	●	2.0	2.4	2.65	V

リセット・タイマ入力(RSTI)

V_{RSTI_H}	RSTI Input High Voltage		●	1.22	1.27	V	
V_{RSTI_L}	RSTI Input Low Voltage		●	1.05	1.2	V	
I_{RSTI_H}	RSTI Input High Current	$RSTI = 5\text{V}$	●	-1	0	1	μA
I_{RSTI_L}	RSTI Input Low Current	$RSTI = 0\text{V}$	●	-1	0	1	μA

リセットのタイミング

$t_{RST(INT)}$	Internal Reset Timeout Period	$V_{RT} = V_{BIAS}$		150	200	270	ms
$t_{RST(EXT)}$	Adjustable Reset Timeout Period	$C_{RT} = 2.2\text{nF}$	●	14	21	28	ms
t_{RSTIL}	RSTI Low to \overline{RST} Asserted		●	5	20	40	μs

電気的特性

●は規定動作接合部温度範囲で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、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $C_{FLY} = 2.2\mu\text{F}$ 、 $C_{OUT} = 10\mu\text{F}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
リセット出力(RST)						
$V_{OL(RST)}$	Output Voltage Low RST	$I_{RST} = 2\text{mA}$	●	0.1	0.4	V
$I_{OH(RST)}$	RST Output Voltage High Leakage	$V_{RST} = 5\text{V}$	●	-1	0	1
ウォッチドッグのタイミング						
$t_{WDU(INT)}$	Internal Watchdog Upper Boundary	$V_{WT} = V_{BIAS}$	●	1.2	1.6	2.2
$t_{WDL(INT)}$	Internal Watchdog Lower Boundary	$V_{WT} = V_{BIAS}$	●	37.5	50	68
$t_{WDR(EXT)}$	External Watchdog Timeout Period	$C_{WT} = 2.2\text{nF}$	●	100	160	220
$t_{WDU(EXT)}$	External Watchdog Upper Boundary		●	$t_{WDR(EXT)} \cdot (128/129)$		
$t_{WDL(EXT)}$	External Watchdog Lower Boundary		●	$t_{WDR(EXT)} \cdot (5/129)$		
ウォッチドッグ・タイマ入力(WDI)						
V_{IH}	WDI Input High Voltage		●	1.1	1.6	V
V_{OL}	WDI Input Low Voltage		●	0.4	0.8	V
I_{IH}	WDI Input High Current	$V_{WDI} = 38\text{V}$	●	-1	0	1
V_{OL}	WDI Input Low Current	$V_{WDI} = 0\text{V}$	●	-1	0	1
$t_{PW(WDI)}$	Input Pulsewidth		●	400		ns
ウォッチドッグ・タイマ制御ピン(WT)						
$I_{WT(UP)}$	WT Pull-Up Current	$V_{WT} = 0.3\text{V}$	●	-2	-3.1	-4.2
$I_{WT(DOWN)}$	WT Pull-Down Current	$V_{WT} = 1.3\text{V}$	●	2	3.1	4.2
$I_{WT(INT)}$	Internal WT Detect Current	$V_{WT} = V_{BIAS}$	●	0.4	1	μA
$V_{WT(INT)}$	WT Internal Timer Threshold	V_{WT} Rising	●	2	2.2	2.65

Note 1:「絶対最大定格」のセクションに記載された値を超えるストレスはデバイスに回復不可能な損傷を与える可能性がある。また、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おそれがある。

Note 2:注記がない限り、全ての電圧はGNDを基準にしている。

Note 3: LTC3246Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部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。LTC3246Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。LTC3246Hは $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で保証されている。LTC3246MPは $-55^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で保証されている。接合部温度が高いと動作寿命が短くなる。 125°C を超える接合部温度では動作寿命はディレーティングされる。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗および他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。

接合部温度(T_J (°C))は周囲温度(T_A (°C))および電力損失(P_D (W))から次式に従って計算される。

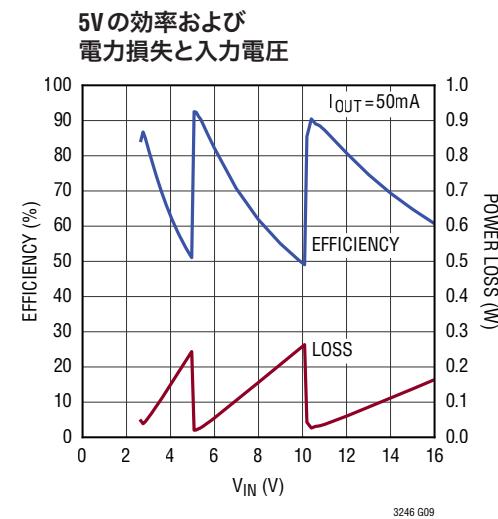
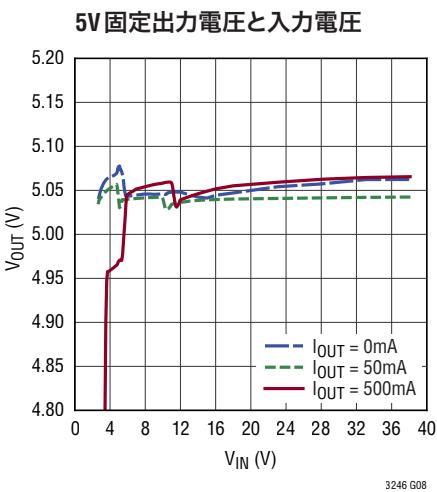
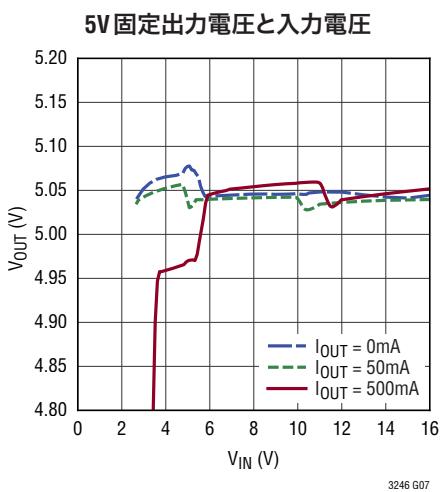
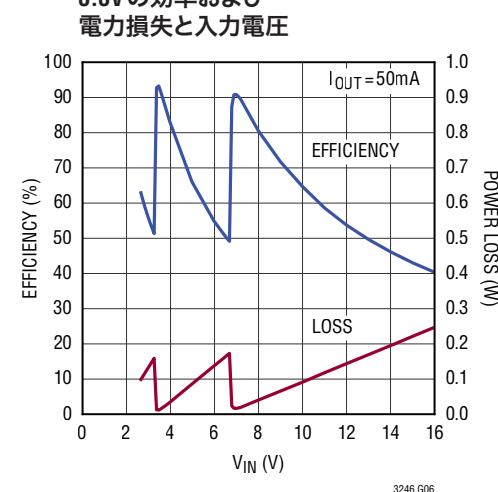
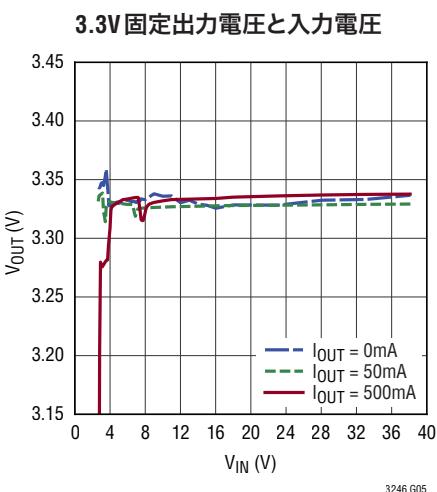
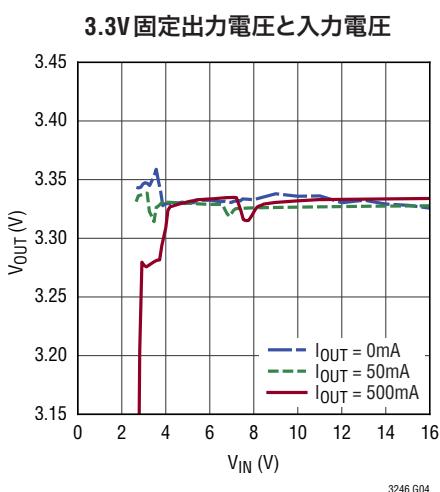
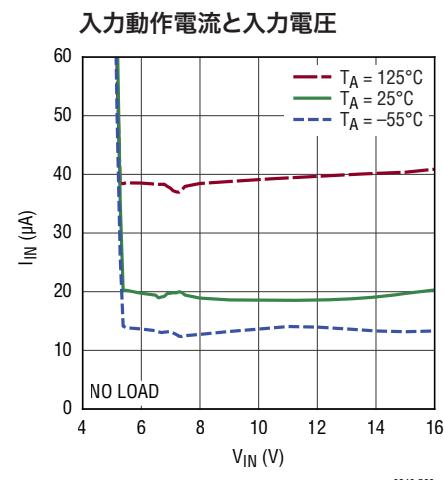
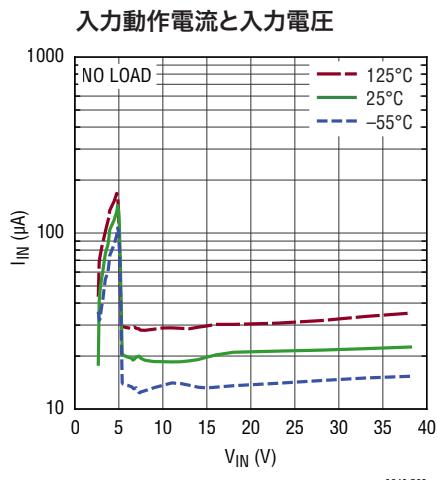
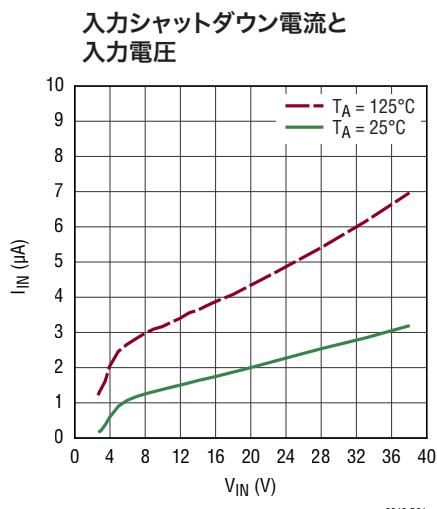
$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$$

Note 4:このデバイスには、短時間の過負荷状態の間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 150°C を超える。規定された最大動作接合部温度を超えた状態で動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがある。

Note 5: 150°C の最大動作接合部温度を超えてはならない。入力電圧、出力電流、および周囲温度の組み合わせによっては接合部温度が 150°C を超える可能性があるので、避けなければならない。最大動作条件の計算の詳細については「熱管理」のセクションを参照。

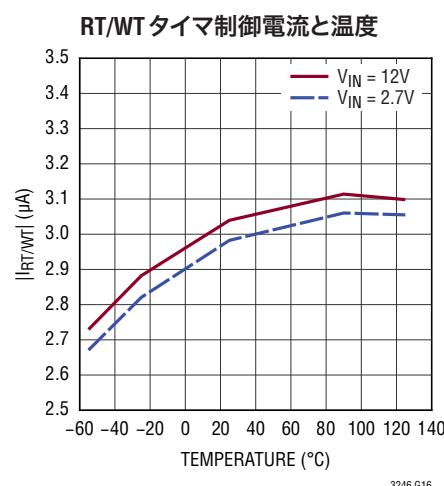
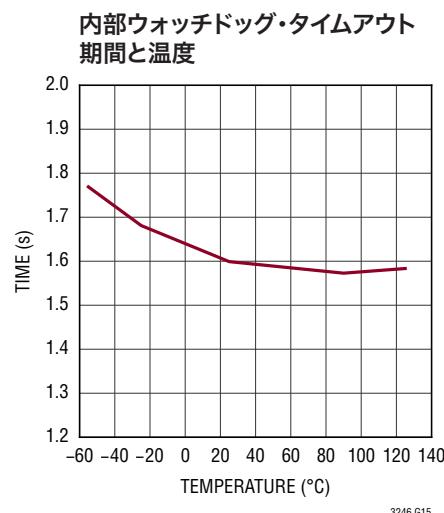
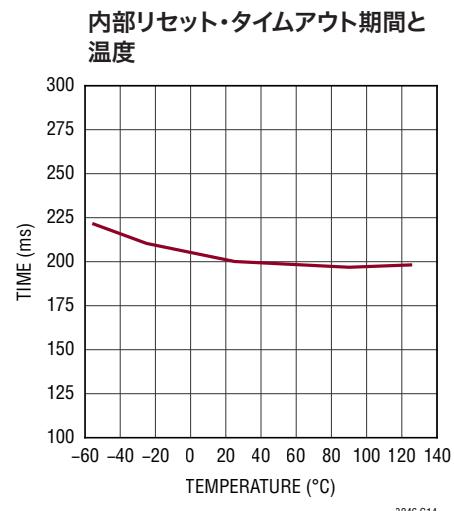
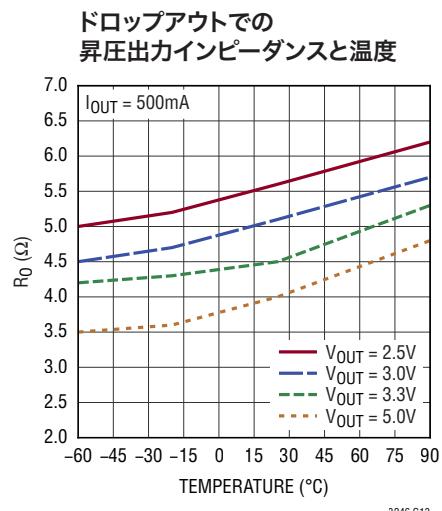
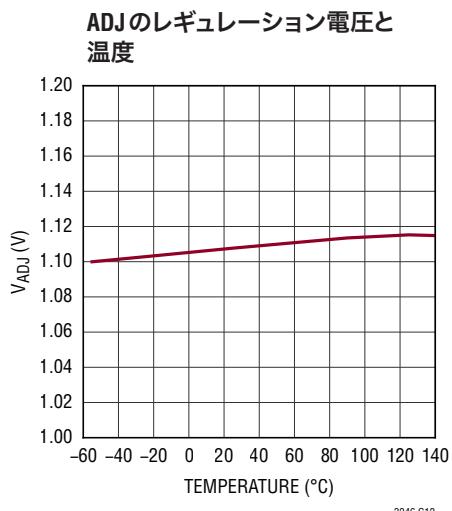
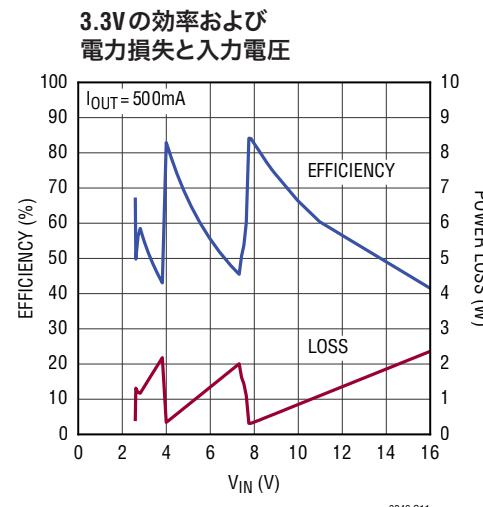
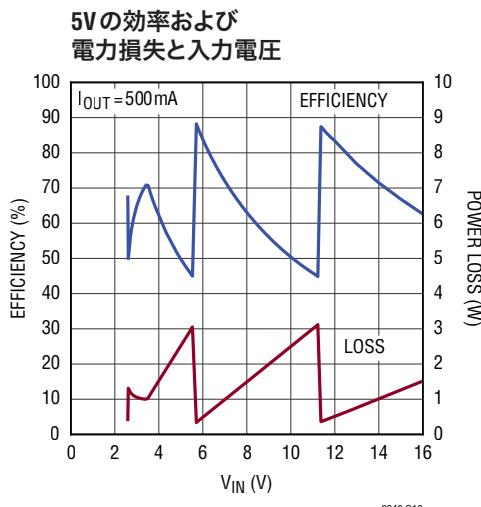
Note 6: LTC3246は、あらゆる負荷条件で出力電圧を安定化しようとするが、他のレギュレータと同様に、負荷に対して不十分な電源電圧が存在する場合、出力がドロップアウトする。低い入力動作電圧で使用可能な負荷電流の計算については、「 V_{OUT} のレギュレーション」のセクションを参照。また、3.3V未満の出力電圧での標準的なインピーダンス値については、「ドロップアウトでの昇圧出力インピーダンスと温度」を参照。

標準的性能特性

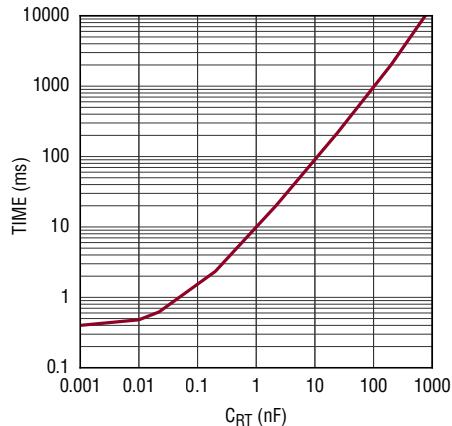
注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

標準的性能特性

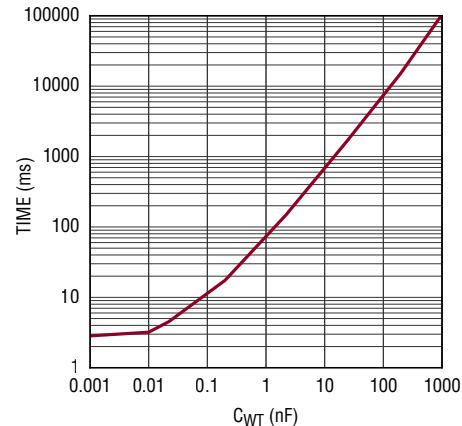
注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。



標準的性能特性

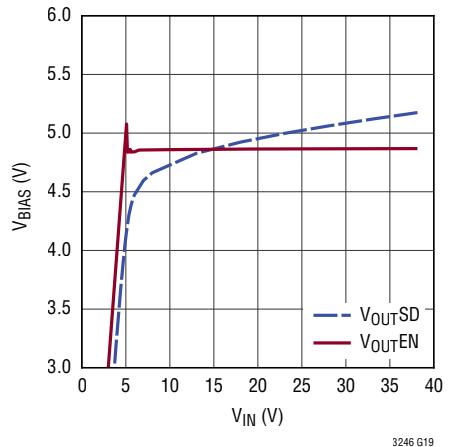
注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。リセット・タイムアウト期間と
 C_{RT} の容量

3246 G17

ウォッチドッグ・タイムアウト期間と
 C_{WT} の容量

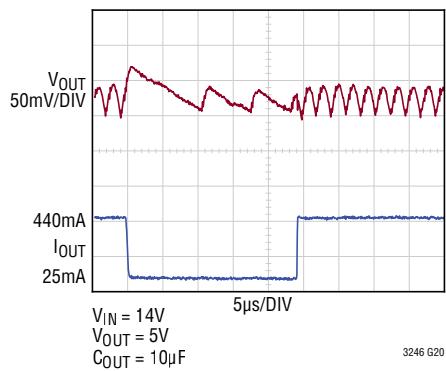
3246 G18

BIAS出力電圧と入力電圧



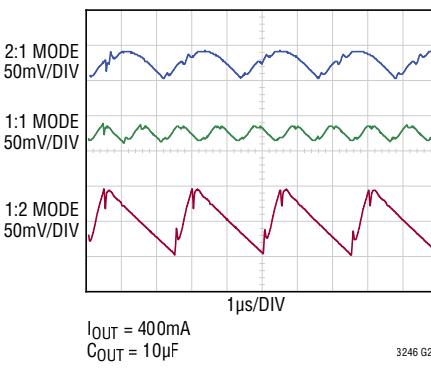
3246 G19

出力トランジエント応答



3246 G20

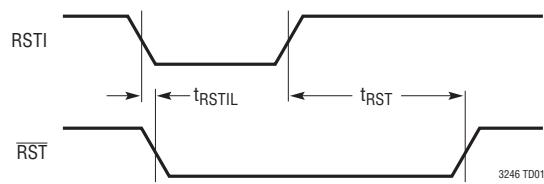
出力電圧リップル



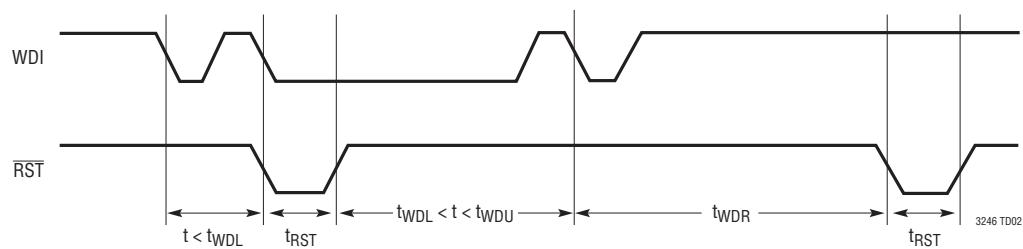
3246 G21

タイミング図

チャージポンプ出力のリセットのタイミング



ウォッチドッグのタイミング



ピン機能

WT(ピン1): ウオッチドッグ・タイマの制御ピン。外付けコンデンサ(C_{WT})をGNDに接続して、ウォッチドッグの上側境界タイムアウト時間を設定します(6ページの「ウォッチドッグ・タイマアウト期間とWT容量」のグラフを参照)。WTをBIASに接続すると、約1.6秒のタイムアウトを生成します。WTとWDIをGNDに接続すると、ウォッチドッグ・タイマをディスエーブルします。

RT(ピン2): リセット・タイムアウト制御ピン。外付けコンデンサ(C_{RT})をGNDに接続して、リセット・タイムアウト時間を設定します(6ページの「リセット・タイマアウト期間とRT容量」のグラフを参照)。RTをBIASに接続すると、約200msのリセット・タイムアウトを生成します。

RSTI(ピン3): リセット・ロジック・コンパレータ・ピン。RSTI入力は、リファレンスしきい値(標準1.2V)と比較されます。RSTIがリファレンス電圧を下回ると、デバイスはリセット状態に移行し、 \bar{RST} ピンが“L”になります。RSTIの電圧がリファレンス電圧を超え、 V_{OUT} がレギュレーション状態になると、リセット・タイマが開始します。リセット期間がタイム・アウトするまで、 \bar{RST} ピンは“L”になります。RSTIは高インピーダンス・ピンであり、有効なレベルに駆動する必要があります。フロート状態にしないでください。

BIAS(ピン4, 8): 内部バイアス電圧。BIASピンは内部動作専用であり、外部から負荷を与えたり、駆動したりしないでください。10 μ F以上のセラミック・コンデンサを使用してBIASをバイパスします。

SEL2(ピン5): ロジック入力ピン。SEL1/SEL2の動作ロジックについては表1を参照してください。SEL2ピンは、SEL1ピンと共にチャージポンプをイネーブルおよびディスエーブルします。SEL2ピンにはグランドへの1 μ A(標準)のプルダウン電流が流れているので、38Vの入力を V_{IN} にピンストラップすることができます。

V_{IN} (ピン6, 9): 電源入力ピン。チャージポンプとICの制御回路両方の入力電圧。 V_{IN} ピンは2.7V～38Vで動作します。全ての V_{IN} ピンは、相互に接続し、1 μ F以上のセラミック・コンデンサを使用してバイパスします。

SEL1(ピン7): ロジック入力ピン。SEL1/SEL2の動作ロジックについては表1を参照してください。SEL1ピンは、SEL2ピンと共にチャージポンプをイネーブルおよびディスエーブルします。SEL1ピンにはグランドへの1 μ A(標準)のプルダウン電流が流れているので、38Vの入力を V_{IN} にピンストラップすることができます。

表 1. V_{OUT} の動作モード

SEL2	SEL1	モード
“L”	“L”	Shutdown
“L”	“H”	Adjustable V_{OUT}
“H”	“L”	Fixed 5V
“H”	“H”	Fixed 3.3V

WDI(ピン10): ウォッチドッグ・ロジックの入力ピン。ウォッチドッグ・タイマがディスエーブルされていない場合、立ち下がりエッジがウォッチドッグの上側境界時間未満の時間内で発生するように、WDIを駆動する必要があります。そうしないと、 \bar{RST} が“L”にアサートされます。WDI期間は、ウォッチドッグの下側境界時間を超える必要もあり、立ち下がりエッジのみが考慮されます。WTとWDIをGNDに接続すると、ウォッチドッグ・タイマをディスエーブルします。WDIは高インピーダンス・ピンであり、有効なレベルに駆動する必要があります。フロート状態にしないでください。

C+(ピン11): フライング・コンデンサの正端子のみに接続します。外部から負荷を与えたり、駆動したりしないでください。

V_{OUT} (ピン12): チャージポンプの出力電圧。SEL1またはSEL2のいずれかがロジック“H”的場合、チャージポンプ出力がイネーブルされます。

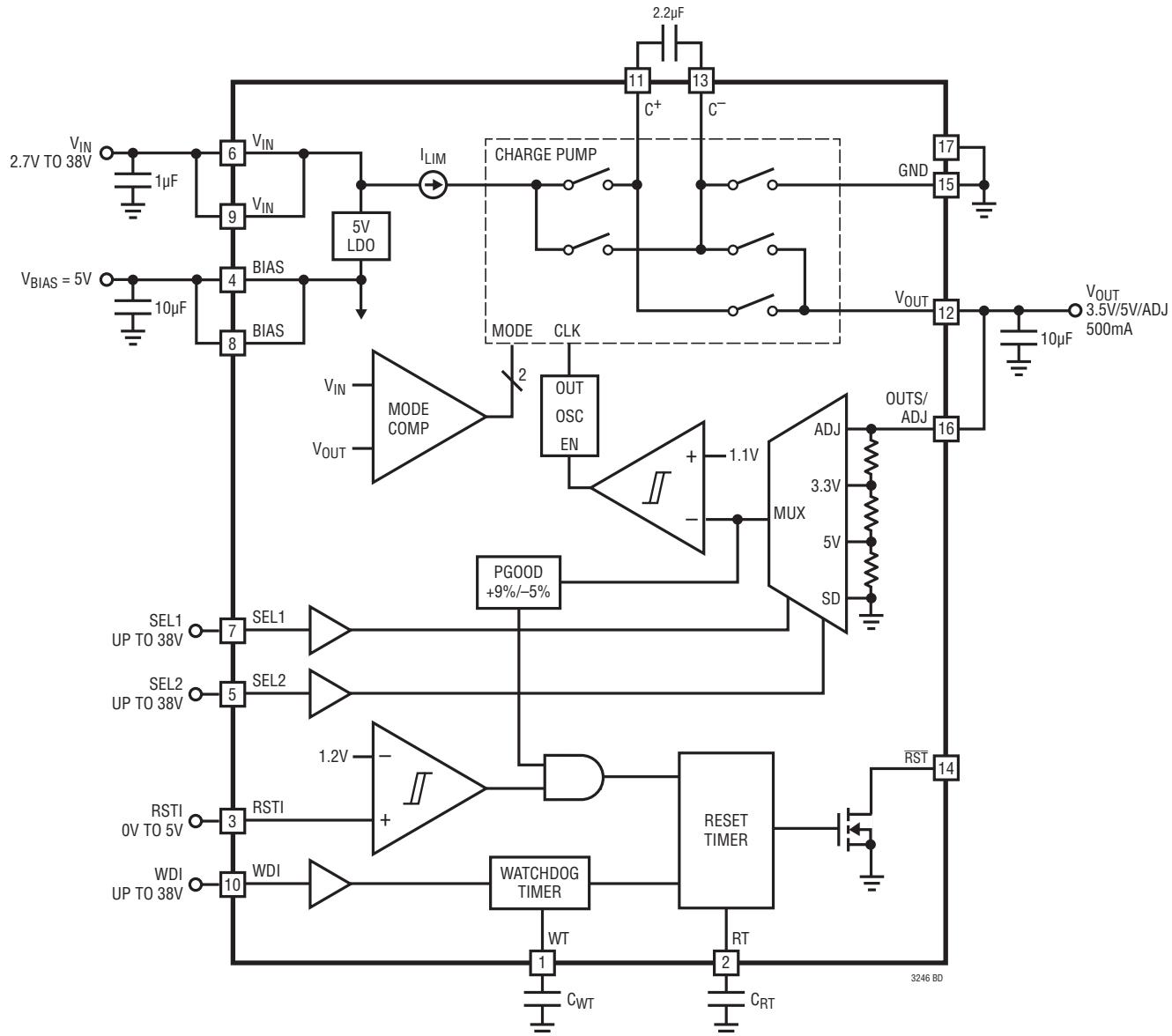
C-(ピン13): フライング・コンデンサの負端子のみに接続します。外部から負荷を与えたり、駆動したりしないでください。

\bar{RST} (ピン14): オープンドレインのロジック出力をリセットします。 \bar{RST} ピンは、リセット期間中に低インピーダンスになり、ウォッチドッグ期間中に高インピーダンスになります。 \bar{RST} は、外付け抵抗を使用して低電圧源(V_{OUT} など)にプルアップされるよう意図されています。

GND(ピン15/露出パッド): グランド・ピン。パッケージの露出パッドはグランドになっており、正常な機能と定格の熱性能を確保するため、プリント回路基板のグランド・プレーンに半田付けする必要があります。

OUTS/ADJ(ピン16): V_{OUT} 検出/調整入力ピン。このピンは、5Vまたは3.3Vの固定出力の V_{OUT} 検出(OUTS)と、外部帰還による可変出力の調整(ADJ)の機能を行います。デバイスが可変モードでイネーブルされると、ADJピンは1.1Vにサーボ制御されます。(OUTS/ADJはSEL1ピンとSEL2ピンで選択される。表1を参照)必要に応じて、OUTS/ADJを V_{OUT} または外付け抵抗分割器に接続します。

簡略ブロック図



アプリケーション情報

通常動作

LTC3246は、スイッチト・キャパシタによるDC/DC変換を使用することにより、インダクタ・ベースの回路における効率を向上するとともに、リニア・レギュレータのコストと簡易性の利点を実現します。LTC3246は、内部スイッチ・ネットワークと分割変換比を使って、さまざまなV_{IN}と出力負荷の条件で高い効率とレギュレーションを達成します。

内部制御回路により、V_{IN}と負荷の条件に基づいて適切な変換比が選択されます。このデバイスには3つの可能な変換モードがあります。2:1の降圧モード、1:1の降圧モード、および1:2の昇圧モードです。3つ全てのモードでの動作に必要なものは1個の外付けフライング・コンデンサだけです。V_{IN}が望みのV_{OUT}の2倍より高い電圧の場合、2:1のモードを選択します。V_{IN}がV_{OUT}の2倍とV_{OUT}の間の電圧を下回る場合、1:1のモードを選択します。V_{IN}が望みのV_{OUT}の電圧を下回る場合、1:2のモードを選択します。内部モード制御ロジックが、あらゆる負荷条件に対して出力レギュレーションを維持します。

出力電圧がレギュレーション電圧を下回った場合、出力電圧を検出して電荷転送をイネーブルすることによって、レギュレーションを達成します。チャージポンプは、イネーブルされると、フライング・コンデンサへの電流を制御して、従来のスイッチト・キャパシタ・チャージポンプの出力リップルを超える出力リップルを制限します。このデバイスには2つのSELピンがあり、出力レギュレーション(5V固定、3.3V固定、または可変)およびシャットダウンを選択します。

チャージポンプは約450kHzの公称周波数で動作しますが、実際の出力リップル周波数は、出力負荷、動作モード、および出力容量によって変化します。

LTC3246は、システムの高い信頼性を必要とするアプリケーション向けに設計されています。このデバイスは、出力電源モニタ回路とウォッチドッグ・タイミング回路を内蔵しており、過電圧保護機能、短絡保護機能、および過熱保護機能も備えています。

V_{OUT}のレギュレーションとモード選択

出力電圧が設定されたレギュレーション電圧を下回った場合、出力電圧を検出して電荷転送をイネーブルすることによって、レギュレーションを達成します。1サイクル当たりに転送される電荷量は、出力リップルを最小限に抑えるために、入力範囲全体にわたって制御されます。レギュレーション電圧(固定

5V、固定3.3V、または可変)は、「ピン機能」セクションの表1に従って、SEL1ピンおよびSEL2ピンを介して選択します。

最適な変換比は、V_{IN}、V_{OUT}、および出力条件に基づいて選択されます。デフォルトの変換比を選択するために2つの内部コンパレータが使用されています。変換比の切り替えポイントが最適化され、レギュレーションを維持しながら、あらゆる電源と負荷の条件で最大効率が得られます。各コンパレータにはヒステリシスも備わっており、遷移点に達したときのモード間の発振が生じる傾向を抑えます。

LTC3246は、動作範囲全体(2.7V～38V)にわたって出力を安定化しようとしていますが、他のレギュレータと同様に、動作負荷に対して不十分な電源電圧が存在する場合、出力電圧がレギュレーション状態から外れます。入力電圧が低下すると、LTC3246は最終的に1:2の昇圧モードに移行します。入力電圧がさらに低下すると、出力は最終的にレギュレーション状態から外れます。この時点で、1:2の昇圧チャージポンプのインピーダンスは、次のように計算できます。

$$R_{\text{OUT}} = \frac{2 \cdot V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{I_{\text{OUT}}}$$

特定の入力電圧に対して出力がドロップアウトする出力電流を決定するために、この式を次式のように書き換えることができます。

$$I_{\text{OUT}} = \frac{2 \cdot V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{R_{\text{OUT}}} \quad (I_{\text{OUT}} \leq 500\text{mA})$$

5Vの出力電圧、3Vの入力電圧で、標準的な1:2の昇圧チャージポンプのインピーダンスが4Ωの場合、ドロップアウト時の出力電流は、およそ次のようになります。

$$I_{\text{OUT}} = \frac{2 \cdot 3 - 4.8}{4} \text{mA} = 312\text{mA}$$

したがって、このデバイスは通常、ドロップアウトせずに300mAを出力できます。控えめに考えて、1:2の昇圧チャージポンプの最大インピーダンス8Ωを使用すると、より保守的な156mAの出力電流が得られます。

LTC3246と直列に接続された電源のインピーダンスを2倍にして、1:2の昇圧チャージポンプのインピーダンスに加える必要があります。規定された出力インピーダンスを実現するには、規定されたC_{OUT}およびC_{FLY}の容量を備えることも重要です。ユーザーは、ドロップアウトを観察することによって、特定のアプリケーションの出力インピーダンスを計算できます。

アプリケーション情報

短絡保護/過熱保護

LTC3246は、短絡発生時にデバイスを保護するために、V_{OUT}出力とBIAS出力の両方に短絡電流制限機能を内蔵しています。短絡状態の間、デバイスは自動的に両方の出力からの出力電流を制限します。

LTC3246は、接合部温度が過熱しきい値(標準で175°C)を超えるとデバイスをシャットダウンする過熱保護の機能を備えています。すなわち、周囲温度が過度に高い場合や、IC内部に過度の電力損失が生じた場合にICを保護するサーマル・シャットダウン機能が備えられています。接合部温度が約165°Cまで下がると、電荷の転送が再開します。

過熱保護が作動しているとき、接合部温度は規定の動作温度範囲を超えていません。過熱保護および短絡保護が想定しているのは、瞬間的な過負荷状態が通常動作の範囲外で発生した場合です。規定された最大動作条件を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがあります。

出力電圧の設定(OUTS/ADJピン)

LTC3246の出力電圧は、3.3V固定出力、5V固定出力、ならびに外付け抵抗分割器によって設定される可変出力と、非常に柔軟に設定できます。必要な出力安定化方法はSELピンによって選択されます。

固定出力を選択するには、図1に示すように、OUTS(OUTS/ADJピン)をV_{OUT}に短絡するだけです。3.3V固定出力動作はSEL1ピンとSEL2ピンの両方を“H”に駆動することによってイネーブルされ、5V固定出力動作はSEL2を“H”に、SEL1を“L”に駆動することによって選択されます。SEL1とSEL2の両方を“L”に駆動するとデバイスがシャットダウンし、約80kΩの内部インピーダンスによって、V_{OUT}が“L”に引き下げられます。

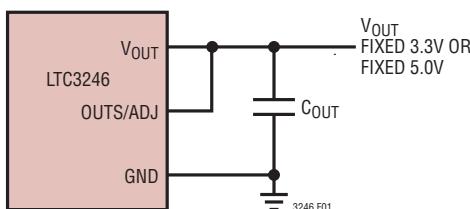


図1. 固定出力動作

可変出力の設定は、図2に示すように、ADJ(OUTS/ADJピン)をV_{OUT}とGNDの間の抵抗分割器に接続することによって行われます。可変出力動作はSEL1を“H”に、SEL2を“L”に駆動することによってイネーブルされます。SEL1とSEL2の両方を“L”に駆動するとデバイスがシャットダウンし、約80kΩの内部インピーダンスによって、V_{OUT}が“L”に引き下げられます。

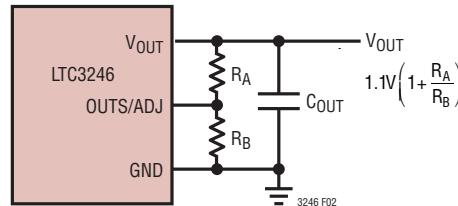


図2. 可変出力動作

可変動作を使用すると、出力(V_{OUT})は2.5V～5Vに安定化するように設定できます。設定範囲が制限されているので、V_{OUT}ピンがオーバーストレスになることなくV_{OUT}に必要な動作電圧が得られます。

必要な可変出力電圧は、R_AとR_Bに対して次式を解くことによって設定されます。

$$\frac{R_A}{R_B} = \frac{V_{OUT}}{1.1V} - 1$$

R_Bを1k～1Mの範囲に設定し、R_Aを求めます。無負荷時動作電流の合計に抵抗分割器の電流が加わることに注意してください。したがって、R_Bの値を大きくするほど動作電流が小さくなります。

2:1の降圧チャージポンプの動作

入力電源が出力電圧の約2倍より高い場合、LTC3246は2:1の降圧モードで動作します。電荷の転送は2つのフェーズで行われます。最初のフェーズでは、フライング・コンデンサ(C_{FLY})がV_{IN}とV_{OUT}の間に接続されます。このフェーズでC_{FLY}が満充電されて電流がV_{OUT}に供給されます。次のフェーズでは、フライング・コンデンサ(C_{FLY})はV_{OUT}とGNDの間に接続されます。最初のフェーズでC_{FLY}に蓄積された電荷が次のフェーズでV_{OUT}に転送されます。2:1の降圧モードの場合、入力電流は総出力電流の約半分になります。2:1での効率(η)とデバイスの電力損失(P_D)はほぼ次のようにになります。

アプリケーション情報

$$\eta \equiv \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT}}{V_{IN} \cdot \frac{1}{2} I_{OUT}} = \frac{2V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$P_D = \left(\frac{V_{IN}}{2} - V_{OUT} \right) I_{OUT}$$

1:1の降圧チャージポンプの動作

入力電源が出力電圧の約2倍より低く、設定された出力電圧より高い場合、LTC3246は1:1の降圧モードで動作します。この安定化方法はリニア・レギュレータに非常に似ています。発振器の周期のほとんどで、電荷がV_{IN}からV_{OUT}に直接供給されます。電荷の転送は、この周期の終了時に一時的に中断されます。1:1の降圧モードの場合、入力電流は総出力電流にはほぼ等しくなります。したがって、1:1での効率(η)とデバイスの電力損失(P_D)はほぼ次のようにになります。

$$\eta \equiv \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT}}{V_{IN} \cdot I_{OUT}} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$P_D = (V_{IN} - V_{OUT}) I_{OUT}$$

1:2の昇圧チャージポンプの動作

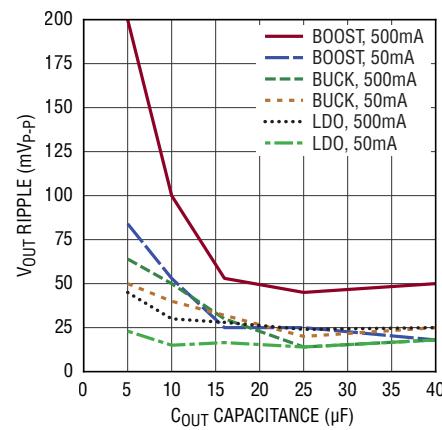
入力電源が出力電圧より低い場合、LTC3246は1:2の昇圧モードで動作します。電荷の転送は2つのフェーズで行われます。最初のフェーズでは、フライング・コンデンサ(C_{FLY})がV_{IN}とGNDの間に接続されます。このフェーズでC_{FLY}は満充電されます。次のフェーズでは、フライング・コンデンサ(C_{FLY})はV_{IN}とV_{OUT}の間に接続され、最初のフェーズでC_{FLY}に蓄積された電荷がV_{OUT}に転送されます。1:2の昇圧モードの場合、入力電流は総出力電流のはぼ2倍になります。したがって、1:2での効率(η)とデバイスの電力損失(P_D)はほぼ次のようになります。

$$\eta \equiv \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT}}{V_{IN} \cdot 2I_{OUT}} = \frac{V_{OUT}}{2V_{IN}}$$

$$P_D = (2V_{IN} - V_{OUT}) I_{OUT}$$

V_{OUT}のリップルとコンデンサの選択

LTC3246と一緒に使用されるコンデンサの種類と容量により、出力リップルおよびチャージポンプの能力が決まります。C_{OUT}の値により、与えられた負荷電流に対する出力リップルの大きさが直接制限されます。出力リップルは、出力容量と共に減少し、出力容量が約20μFになった時点で、出力ピーク・トゥ・ピーク・リップルはほぼ一定になります。出力リップルと出力容量のグラフについては、図3を参照してください。



3246 TA01b

図3. 標準的なV_{OUT}のリップル電圧とC_{OUT}の容量

出力のノイズとリップルを低減するため、C_{OUT}に低ESR(等価直列抵抗が0.1Ω未満)のセラミック・コンデンサ(10μF以上)を使用することを推奨します。レギュレーション電圧に対するリップル電圧の割合が増えると、性能が低下します。そのため、最適な性能を実現するには、低いV_{OUT}に対してC_{OUT}を増やすのが最善です。タンタル・コンデンサとアルミ・コンデンサは、セラミック・コンデンサと並列に使用して総容量を増加することができますが、ESRが大きいので単独で使用することは推奨しません。

V_{OUT}の過電圧保護

内部コンパレーターはV_{OUT}で電圧をモニタし、V_{OUT}が過電圧しきい値(標準5.9V)を超えた場合に電荷転送を防ぎます。VOUTS/ADJピンがグランドに短絡したり、V_{OUT}に接続されないなどの�オルトが発生した場合に、デバイスの損傷を防ぐために、過電圧保護が安全機能として追加されています。出力が約5.75Vに低下すると、電荷転送が開始します。

アプリケーション情報

V_{IN} コンデンサの選択

LTC3246で採用されている有限な電荷転送アーキテクチャでは、電流スパイクが鋭い従来の安定化チャージポンプよりも、入力ノイズ・フィルタリングの必要性がはるかに小さくなります。LTC3246の入力電流は、動作モードに応じて、サイクルごとに約1A～0Aの範囲で変化する可能性があります。ESRを小さくすると、入力電流の変化によって生じる電圧ステップが低減されますが、コンデンサの容量の絶対値によってリップルのレベルが決まります。入力バイパスに必要な容量の合計と種類は、印加される電源のインピーダンスならびに V_{IN} ノードにもともとあるバイパスに大きく依存します。入力ノイズを最適化してリップルを低減するため、 C_{IN} のバイパスに低ESRセラミック・コンデンサを使用することを推奨します。 C_{IN} のセラミック・コンデンサと並列に電解コンデンサやタンタル・コンデンサを使って総容量を増加することができますが、電解コンデンサやタンタル・コンデンサはESRが大きいため、入力バイパスに単体で使用することは推奨しません。LTC3246は1μF未満のコンデンサで動作しますが、電源のインピーダンスによっては、入力ノイズが出力まで通り抜けることにより性能が低下する可能性があります。最高の性能を得るには、 C_{IN} の総容量を1μF以上にすることを推奨します。

フライング・コンデンサの選択

フライング・コンデンサには必ずセラミック・コンデンサを使用してください。チャージポンプの能力はフライング・コンデンサによって制御されます。定格出力電流を得るために、設定された V_{OUT} に等しいバイアス電圧のときの全動作温度でフライング・コンデンサが1μF以上の容量を持つ必要があります（「セラミック・コンデンサの選択のガイドライン」を参照）。アプリケーションが100mA以下の出力電流しか必要としない場合、フライング・コンデンサの最小値は0.2μFまで低減できます。セラミック・コンデンサの電圧定格は $V_{OUT} + 1V$ 以上になります。

セラミック・コンデンサの選択のガイドライン

コンデンサは材質が異なると、温度や電圧が上がるにつれて異なる率で容量を失います。例えば、X5RまたはX7Rの材料で製造されたセラミック・コンデンサは-40°C～85°Cの範囲で容量のほとんどを維持できますが、Z5U型またはY5V型のコンデンサは同じ範囲でかなりの容量を失います（標準で

60%～80%の損失）。Z5UおよびY5Vのコンデンサは電圧係数も非常に高く、定格電圧が印加されるとさらに60%以上の容量を失うことがあります。したがって、異なるコンデンサを比較するときは、規定の容量値を検討するより、与えられたケースサイズに対して得られる容量を比較する方が多くの場合適切です。例えば、定格電圧および定格温度の条件において、0805ケースに入った、4.7μF、10VのY5Vセラミック・コンデンサは、同じケースで供給される1μF、10VのX5RまたはX7Rよりも容量が大きいとは限りません。実際、バイアスおよび温度の全範囲にわたって、1μF、10VのX5RまたはX7Rセラミック・コンデンサは4.7μF、10VのY5Vよりも大きな容量が得られます。全動作温度および全バイアス電圧にわたって要件を満たす最小容量を確保するのにどの値のコンデンサが必要かを決めるには、コンデンサ・メーカーのデータシートを調べます。セラミック・コンデンサのメーカーとその連絡先を以下に示します。

メーカー	Webサイト
AVX	www.avxcorp.com
Kemet	www.kemet.com
Murata	www.murata
Taiyo Yuden	www.t-yuden.com
TDK	www.tdk.com
Wurth Elektronik	www.we-online.com

BIASピンおよびコンデンサの選択

LTC3246のBIASピンは、 V_{IN} から給電される内部低ドロップアウト(LDO)レギュレータによって生成される5V出力です。BIAS電圧は、内部低電圧回路の電源として使用されます。BIASピンのコンデンサは、LDO出力を安定化し、過渡状態の間にリップルを最小限に抑えるために必要です。5Vのバイアス電圧で、全温度範囲で2μF以上の容量を持つ低ESRセラミック・コンデンサを使用する必要があります。BIASの電圧がLDOから供給されるため、 V_{IN} が5V未満に低下すると、BIASの電圧は V_{IN} とともに低下します。これは正常であり、予想される動作です。BIASピンの電圧は内部回路専用であり、外部から負荷を与えないでください。

アプリケーション情報

リセット生成($\overline{\text{RST}}$ 入力、 $\overline{\text{RST}}$ 出力)

RSTI がしきい値(標準1.2V)を下回った場合、または V_{OUT} が過電圧しきい値を超えるか低電圧しきい値を下回った場合、LTC3246は必ず $\overline{\text{RST}}$ オープン・ドレイン出力を“L”に引き下げます。 RSTI がしきい値を超えて V_{OUT} がレギュレーション状態(過電圧しきい値と低電圧しきい値の範囲内)になると、 $\overline{\text{RST}}$ は、リセット・タイムアウト期間(t_{RST})の間、“L”にアサートされたままになります。 $\overline{\text{RST}}$ は、リセット・タイムアウト期間の終了時に高インピーダンスになることによって、デアサートします。

リセット・タイムアウトは、外付け部品を使用しないで内部タイマを使用するか、RTピンとGNDの間に外付けコンデンサに接続することによって設定される調整可能なタイマを使用するように構成できます。グリッチ・フィルタは、誤ってトリガすることのない信頼性の高いリセット動作を保証します。

初期電源投入時に、 V_{IN} が V_{IN} 低電圧ロックアウトしきい値を下回っている間、 $\overline{\text{RST}}$ 出力は“L”にアサートされます。 V_{IN} が低電圧ロックアウトしきい値を下回っている間、 V_{OUT} および RSTI の状態は $\overline{\text{RST}}$ に影響を与えません。リセット・タイムアウト期間は、 V_{IN} が低電圧ロックアウトしきい値を超えるまで開始できません。

V_{OUT} の低電圧/過電圧リセット

内蔵された V_{OUT} 電源モニタは、 $\overline{\text{RST}}$ が高インピーダンスになる前に V_{OUT} がレギュレーション状態になることを保証します。このモニタは、過電圧フォルトと低電圧フォルトの両方を検出します。

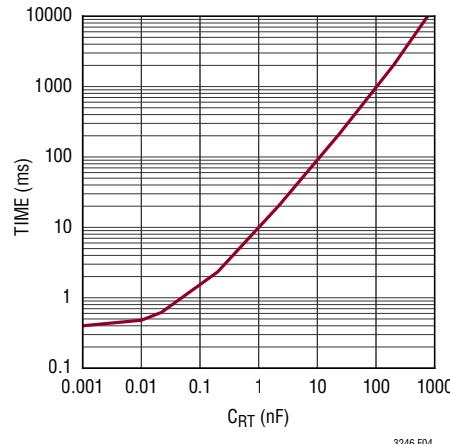
V_{OUT} が過電圧しきい値を超えるか、低電圧しきい値を下回った場合、デバイスはフォルトを検出して $\overline{\text{RST}}$ を“L”に引き下げます。 V_{OUT} が過電圧しきい値と低電圧しきい値の範囲内になると、フォルト状態は解消されます。

デバイスの動作範囲内の負荷トランジエントは、設計によってフォルトとして検出されません。

リセット・タイミング・コンデンサの選択

リセット・タイムアウト期間は、固定された内部タイマに設定するか、またはさまざまなアプリケーションに対応するために、コンデンサを使用して設定できます。RTピンとGNDの間にコンデンサ C_{RT} を接続して、リセット・タイムアウト期間(t_{RST})を設定します。

図4に、目的のリセット・タイムアウト期間を、タイマ・コンデンサの値の関数として示します。外付けコンデンサを使用せずにRTを開放のままにすると、約0.5msのリセット・タイムアウトが生じます。RTをBIASに短絡すると、約0.2秒のリセット・タイムアウトを生成します。



3246 F04

図4. リセット・タイムアウト期間と C_{RT} の容量

$\overline{\text{RST}}$ の出力特性

$\overline{\text{RST}}$ はオープン・ドレイン・ピンであるため、ロジック電源に接続された外付けプルアップ抵抗を必要とします。 $\overline{\text{RST}}$ は、このピンの電圧制限を順守している限り、任意の有効なロジック・レベル(V_{OUT} など)にプルアップすることができます(「絶対最大定格」のセクションを参照)。

ウォッチドッグ・タイマ(WDI入力、 $\overline{\text{RST}}$ 出力)

LTC3246は、アプリケーションのロジックまたはマイクロプロセッサを継続的にモニタして、意図しないロックアップまたはクラッシュからの回復を助けるために自動リセットを発行できる、期間のあるウォッチドッグ機能を備えています。 RSTI 入力がしきい値よりも高く保たれた状態で、アプリケーションは、ウォッチドッグ・タイマをクリアするために、ウォッチドッグ入力(WDIピン)のロジック状態を定期的に切り替える必要があります。特に、WDIピンでの連続する立ち下がりエッジの間隔を、ウォッチドッグの下側境界よりも長く、ただしウォッチドッグの上側境界よりも短くする必要があります。この条件が保たれている限り、 $\overline{\text{RST}}$ は高インピーダンスのままになります。

立ち下がりエッジがウォッチドッグの下側境界の前に到着した場合、またはWDIに立ち下がりエッジが現れずにウォッチドッグ・タイマが上側境界に達した場合、ウォッチドッグ・タイマはリセット状態に直ちに移行して、リセット・タイムアウト期

アプリケーション情報

間の間 \overline{RST} が“L”にアサートされます。リセット・タイムアウトが完了すると、 \overline{RST} は解放されて“H”になり、ウォッチドッグ・タイマが再開されます。

電源投入時に、 \overline{RST} が“L”にアサートされている間、ウォッチドッグ・タイマはクリアされたままになります。リセット・タイマがタイムアウトすると、 \overline{RST} はすぐに“H”になり、ウォッチドッグ・タイマが起動します。

ウォッチドッグ・タイムアウト期間の設定

ウォッチドッグの上側境界(t_{WDLU})および下側境界(t_{WDL})は、デバイスの外部では観察することができず、デバイスのウォッチドッグ・タイムアウト期間(t_{WDR})のみを、 \overline{RST} ピンを介して観察することができます。ウォッチドッグの上側境界(t_{WDLU})は、ウォッチドッグ・タイムアウト期間(t_{WDR})の1ウォッチドッグ・クロック・サイクル前に発生します。**内部**ウォッチドッグ・タイムアウト期間は、8193クロック・サイクルで構成されるため、**内部**ウォッチドッグ上側境界時間は、内部ウォッチドッグ・タイムアウト期間と本質的に同じになります。反対に、**外部**ウォッチドッグ・タイムアウト期間は129クロック・サイクルで構成されるため、**外部**ウォッチドッグ上側境界を、次式に従ってより正確に計算する必要があります。

$$t_{WDL(EXT)} = t_{WDR(EXT)} \cdot \frac{128}{129}$$

外部ウォッチドッグの下側境界($t_{WDL(EXT)}$)は、ウォッチドッグ・タイムアウト期間($t_{WDR(EXT)}$)に入つて5クロック・サイクルで発生します。従って、**外部**ウォッチドッグの下側境界は、**外部**ウォッチドッグ・タイムアウト期間から次式に従って計算できます。

$$t_{WDL(EXT)} = t_{WDR(EXT)} \cdot \frac{5}{129}$$

内部ウォッチドッグの下側境界は、**内部**ウォッチドッグ・タイムアウト期間から次式に従って計算できます。

$$t_{WDL(INT)} = \frac{t_{WDR(INT)}}{32}$$

ウォッチドッグの上側境界は調整可能で、ソフトウェアの実行に合うように最適化することができます。ウォッチドッグの上側境界は、WTピンとGNDピンの間にコンデンサ(C_{WT})を接続することによって調整します。

図5に、おおよその外部ウォッチドッグ・タイムアウト期間を、ウォッチドッグ・コンデンサの関数として示します。WTをBIASに短絡することによって、約50msの上側ウォッチドッグ・タイムアウト期間および約1.6秒の下側ウォッチドッグ・タイムアウト期間を設定します。

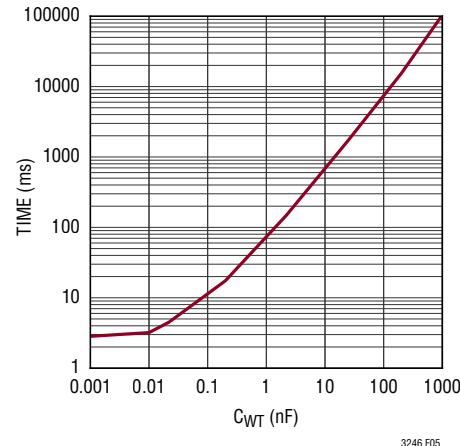


図5. 外部ウォッチドッグ・タイムアウト期間と C_{WT} の容量

レイアウトに関する検討事項

LTC3246によって高いスイッチング周波数とトランジエント電流が生じるので、最適な性能を引き出すには基板のレイアウトに注意が必要です。適正なグランド・プレーンを与え、全てのコンデンサへの配線を短くすれば性能が最適化され、ノイズが低減されるので、あらゆる条件で十分なレギュレーションが得られます。

外付け抵抗分割器を接続してLTC3246を使用する場合、ADJ (OUTS/ADJピン) ノードまでの浮遊容量を最小限に抑えることが重要です。ADJから C^+ または C^- までの浮遊容量は性能を大幅に低下させるので、最小限に抑えるか必要に応じてシールドします。外付けタイミング・コンデンサを使用してタイミングの変動を最小限に抑えると、WTおよびRTから C^+ および C^- への浮遊容量を最小限に抑えます。

熱管理/サーマル・シャットダウン

LTC3246内部の電力損失によって、PC基板への良好な熱接続が行われた状態で、接合部-周囲間温度は静止空気中で40°C/W(標準)の比率で上昇します。ダイ・パッド(ピン17)を複数のビアを使ってデバイスの下の大きなグランド・プレーン

アプリケーション情報

に接続すると、パッケージとPC基板の熱抵抗を大きく減らすことができます。基板レイアウトに不備があり、ダイ・パッド(ピン17)を大きなグランド・プレーンに接続しないと、接合部-周囲間熱インピーダンスが $40^{\circ}\text{C}/\text{W}$ を大幅に超える可能性があります。デバイスおよびPC基板上に良好なエアフローが存在する状態では、 $40^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 未満の熱上昇率を得ることも可能です。

入力動作範囲が広いので、規定動作接合部温度を超えてサーマル・シャットダウン(標準 175°C)に達する可能性もあります。 150°C の動作接合部温度を超えないようにするために、使用可能な出力電流と周囲温度を図6および図7に示します。

これらの図では、ワーストケースの動作条件および $40^{\circ}\text{C}/\text{W}$ の熱インピーダンスを仮定しています。グラフに示した線の下では、常に安全に動作します。この線の上の動作は条件付きであり、ユーザーの責任で、デバイスが 150°C の動作接合部温度を長時間超えないように、ワーストケースの動作条件(温度と電力)を計算してください。

「2:1の降圧チャージポンプの動作」、「1:1の降圧チャージポンプの動作」、および「1:2の昇圧チャージポンプの動作」のセクションでは、各モードの電力損失(P_D)を計算する式が与えられています。

例えば、通常動作時の最大電力損失(P_D)を 1.2W とすると、接合部-周囲間温度は次の値に上昇します。

$$T_{JA} = 1.2\text{W} \cdot 40^{\circ}\text{C}/\text{W} = 48^{\circ}\text{C}$$

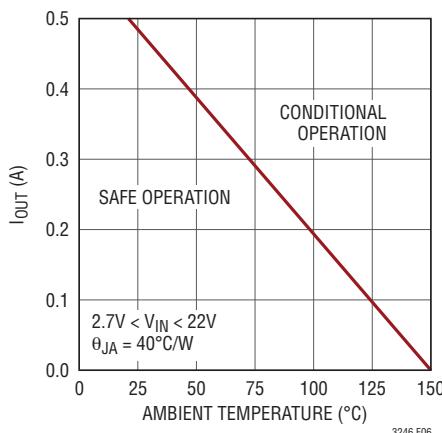


図6. 5V出力動作と周囲温度

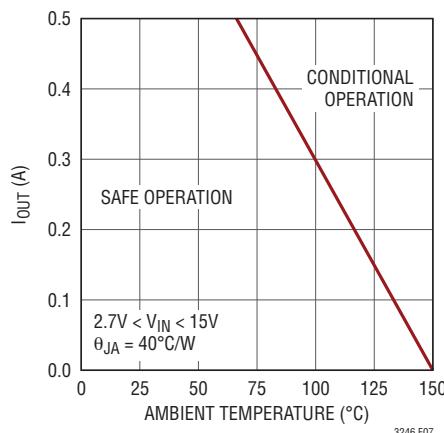


図7. 3.3V出力動作と周囲温度

したがって、接合部温度が 150°C 未満を維持する場合、この状態での周囲温度が 102°C を超えることはなく、周囲温度が約 127°C を超えると、デバイスはサーマル・シャットダウンからの出入りを繰り返します。

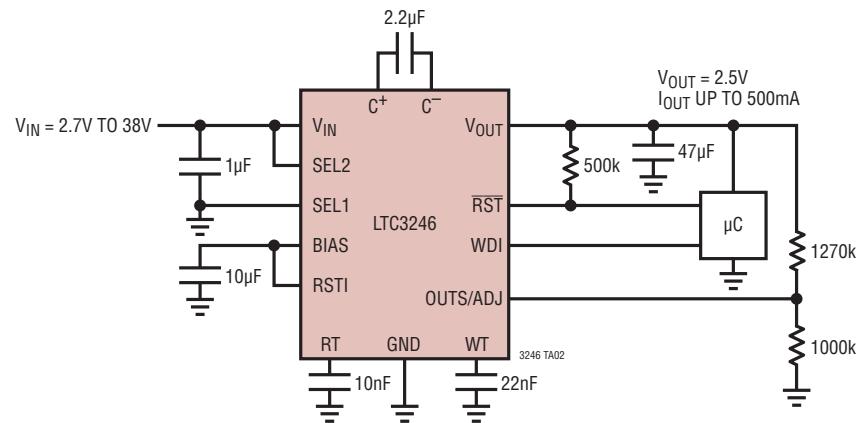
全てのアプリケーション(特に、良好なエアフローが存在するアプリケーション)は、規定された $40^{\circ}\text{C}/\text{W}$ とはわずかに異なる熱上昇率を持っています。特定のアプリケーション回路の実際の熱上昇率の計算は非常に複雑なので、ここでは示しませんが、熱上昇率をアプリケーションで測定することはできます。この測定を行うには、まず最終的なアプリケーション回路を取得し、既知の電力損失(P_D)でLTC3246をイネーブルし、LTC3246がシャットダウンするまでゆっくりと周囲温度を上げます。この温度をT1として書き留めます。次に、デバイスから負荷を取り除き、LTC3246が再びシャットダウンするまでゆっくりと周囲温度を上げます。この温度をT2として書き留めます。熱上昇率は次式で計算することができます。

$$\theta_{JA} = P_D / (T_2 - T_1)$$

アプリケーションの最大安全動作温度を決定する別の方針は、ワーストケースの動作電力損失で動作するように LTC3246を構成することです。その後、LTC3246がシャットダウンするまで、ゆっくりと周囲温度を上げます。この時点で、LTC3246の接合部温度は約 175°C になります。そのため、このシャットダウン温度から単純に 25°C を引いた値が、アプリケーションの安全動作温度になります。

標準的応用例

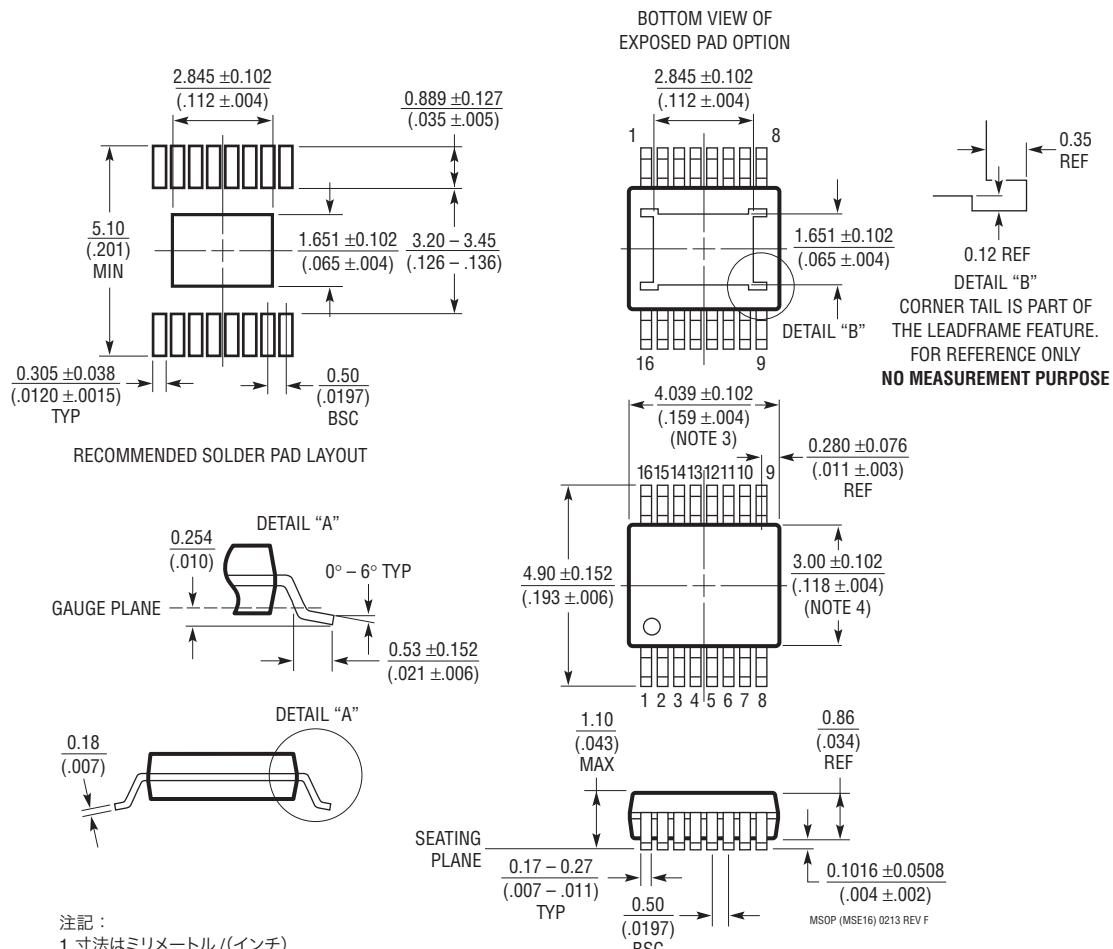
外部でウォッチドッグ・タイミングが設定された安定化2.5V出力



パッケージの寸法

最新のパッケージ図は、<http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC3246#packaging> を参照してください。

**MSE Package
16-Lead Plastic MSOP, Exposed Die Pad
(Reference LTC DWG # 05-08-1667 Rev F)**



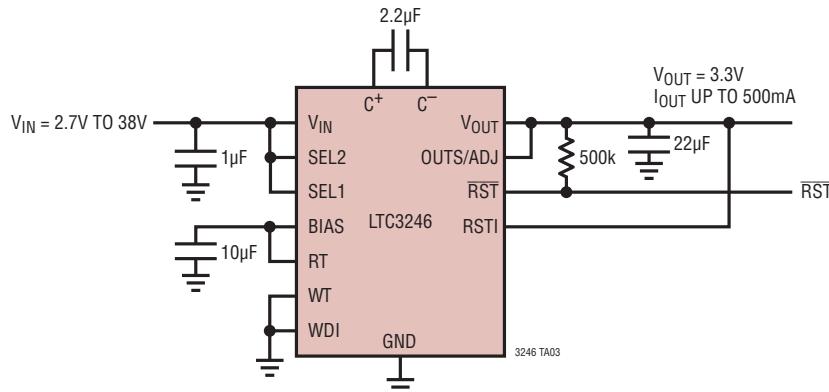
注記：

- 寸法はミリメートル/(インチ)
- 図は実寸とは異なる
- 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、各サイドで 0.152mm(0.006")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、各サイドで 0.152mm(0.006")を超えないこと
- リードの平坦度(整形後のリードの底面)は最大 0.102mm(0.004")であること
- 露出パッドの寸法には、モールドのバリを含む。
E-PAD 上のモールドのバリは、各サイドで 0.254mm(0.010")を超えないこと

LTC3246

標準的応用例

ウォッ奇ドッグ タイミングがディスエーブルされてリップルが減少した3.3V出力



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3204-3.3/ LTC3204B-3.3/ LTC3204-5/ LTC3204B-5	(2mm × 2mm) DFN パッケージの 低ノイズ安定化チャージポンプ	V_{IN} : 1.8V ~ 4.5V (LTC3204B-3.3)、2.7V ~ 5.5V (LTC3204B-5)、 $I_Q = 48\mu A$ 、 Burst Mode動作のないBバージョン、6ピン(2mm × 2mm) DFNパッケージ
LTC3440	600mA (I_{OUT})、2MHz同期整流式 昇降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 V_{IN} : 2.5V ~ 5.5V、 $V_{OUT(MIN)} = 2.5V$ 、 $I_Q = 25\mu A$ 、 $I_{SD} \leq 1\mu A$ 、 10ピンMSパッケージ
LTC3441	大電流、マイクロパワー、1MHz同期 整流式昇降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 V_{IN} : 2.5V ~ 5.5V、 $V_{OUT(MIN)} = 2.5V$ 、 $I_Q = 25\mu A$ 、 $I_{SD} \leq 1\mu A$ 、 DFNパッケージ
LTC3443	大電流、マイクロパワー、600kHz同期 整流式昇降圧DC/DCコンバータ	96%の効率、 V_{IN} : 2.4V ~ 5.5V、 $V_{OUT(MIN)} = 2.4V$ 、 $I_Q = 28\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、 DFNパッケージ
LTC3240-3.3/ LTC3240-2.5	3.3V/2.5V昇圧/降圧チャージポンプ・ DC/DCコンバータ	V_{IN} : 1.8V ~ 5.5V、 $V_{OUT(MAX)} = 3.3V/2.5V$ 、 $I_Q = 65\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、2mm × 2mm DFNパッケージ
LTC3260	低ノイズの2電源反転チャージポンプ	V_{IN} 範囲: 4.5V ~ 32V、 $I_Q = 100\mu A$ 、100mAチャージポンプ、50mA正電圧LDO、 50mA負電圧LDO
LTC3261	高電圧、低 I_Q の反転型チャージポンプ	V_{IN} 範囲: 4.5V ~ 32V、 $I_Q = 60\mu A$ 、100mAチャージポンプ
LTC3245	高電圧、低ノイズの250mA昇降圧 チャージポンプ	V_{IN} 範囲: 2.7V ~ 38V、 V_{OUT} の範囲: 2.5V ~ 5V、 $I_Q = 18\mu A$ 、 $I_{SD} = 4\mu A$ 、 3mm × 4mm DFNおよび12ピンMSEパッケージ
LTC3255	入力電圧範囲の広いフォルト保護 された50mA降圧チャージポンプ	V_{IN} 範囲: 4V ~ 48V、 V_{OUT} の範囲: 2.4V ~ 15V、 $I_Q = 20\mu A$ 、10ピン3mm × 3mm DFNおよびMSEパッケージ
LTC3256	ウォッ奇ドッグ・タイマを備える入力 電圧範囲の広いデュアル出力350mA 降圧チャージポンプ	V_{IN} 範囲: 5.5V ~ 38V、 V_{OUT} の範囲: 5V/3.3V、 $I_Q = 18\mu A$ 、16ピンMSEパッケージ