

静止電流が3.3 μ Aの 40V、5A、2MHz降圧 スイッチング・レギュレータ

特長

- 超低静止電流:
 $I_q = 3.3\mu\text{A}$ (12V入力/3.3V出力時)
- 低リップルのBurst Mode[®]動作
出力リップル: $< 15\text{mV}_{\text{p-p}}$
- 広い入力電圧範囲:4.3V~40Vで動作
- 最大出力電流:5A
- 優れた起動性能およびドロップアウト性能
- 調整可能なスイッチング周波数:200kHz~2MHz
- 250kHz~2MHzの範囲で同期可能
- 高精度のプログラム可能な低電圧ロックアウト
- 低いシャットダウン電流: $I_q = 700\text{nA}$
- パワーグッド・フラグ
- ソフトスタート機能
- サーマル・シャットダウン保護
- SSピンで変更可能な電流制限フォールドバック
- 飽和スイッチ設計:75m Ω のオン抵抗
- 熱特性が改善された小型16ピンMSOPパッケージ
および3mm \times 5mmの24ピンQFNパッケージ

アプリケーション

- 自動車用バッテリーのレギュレーション
- 携帯型製品
- 産業用電源

 LT, LTC, LTM, Linear Technology, Linear のロゴおよび Burst Mode は Linear テクノロジー社の登録商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

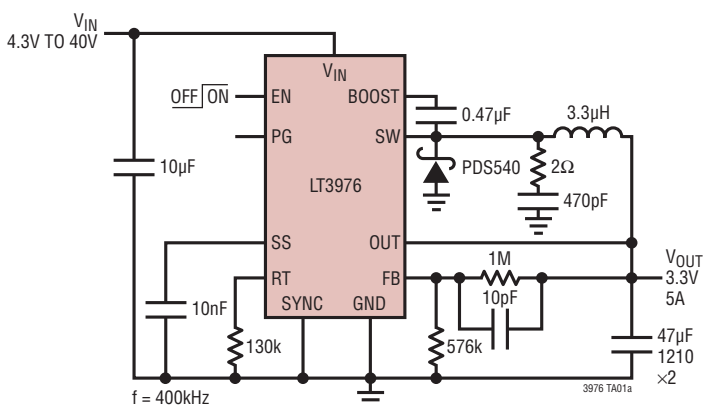
概要

LT[®]3976 は、40V までの広い入力電圧範囲で使用できる可変周波数モノリシック降圧スイッチング・レギュレータです。低静止電流の設計により、無負荷での安定化動作時に消費する電源電流はわずか3.3 μ A に過ぎません。低リップルの Burst Mode 動作により、標準的なアプリケーションでは出力リップルを15mV 未満に保ちつつ、低出力電流時には高い効率を維持します。LT3976 は最大5A の負荷電流を供給可能であり、短絡時の電力損失を制限するための電流制限フォールドバックを備えています。自動車のコールド・クランク時など、入力電圧が設定出力電圧より低くなると、低いドロップアウト電圧(500mV)が維持されます。

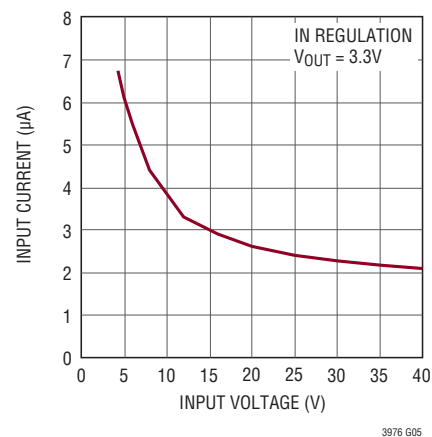
高速トランジェント応答と優れたループ安定性を確保するため、内部で補償された電流モード方式が使用されています。高効率の75m Ω スイッチに加えて、昇圧ショットキ・ダイオードを内蔵しています。高精度の1.02V しきい値を持つイネーブル・ピンは、マイクロコントローラから直接駆動することも、プログラム可能な低電圧ロックアウトとして使用することもできます。SSピンにコンデンサを接続すると、突入電流を制御することができます(ソフトスタート)。出力電圧が設定出力電圧の91.6%に達すると、パワーグッド・フラグによって信号が出力されます。LT3976 は、小型の16ピンMSOPパッケージと、3mm \times 5mmの24ピンQFNパッケージで供給され、どちらも熱抵抗を低く抑えるための露出パッドを備えています。

標準的応用例

3.3V降圧コンバータ



無負荷時電源電流



LT3976

絶対最大定格

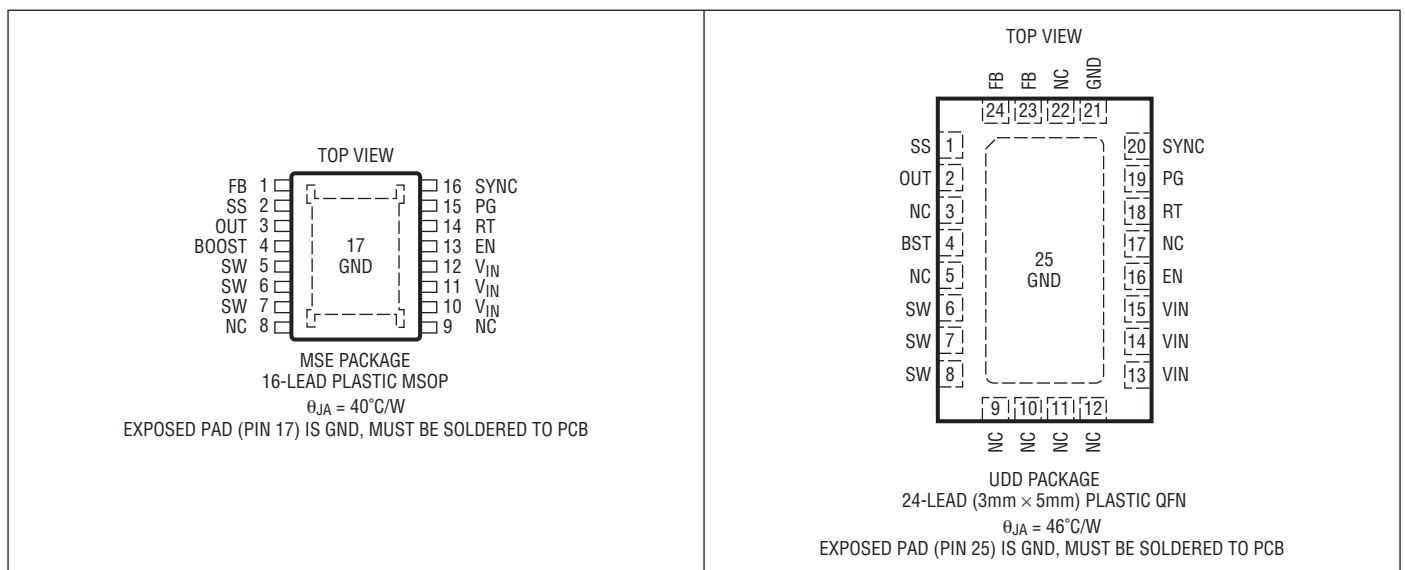
(Note 1)

V _{IN} 、EN の電圧 (Note 3)	40V
BOOSTピンの電圧	55V
SWピンを超える BOOSTピンの電圧	30V
FB、RT、SYNC、SS の電圧	6V
PG の電圧	30V
OUT の電圧	16V

動作接合部温度範囲 (Note 2)

LT3976E	-40°C ~ 125°C
LT3976I	-40°C ~ 125°C
LT3976H	-40°C ~ 150°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

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
LT3976EMSE#PBF	LT3976EMSE#TRPBF	3976	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT3976IMSE#PBF	LT3976IMSE#TRPBF	3976	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT3976HMSE#PBF	LT3976HMSE#TRPBF	3976	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°C
LT3976EUDD#PBF	LT3976EUDD#TRPBF	LGHV	24-Lead (3mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LT3976IUDD#PBF	LT3976IUDD#TRPBF	LGHV	24-Lead (3mm × 5mm) Plastic QFN	-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。* 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/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 (Note 2)。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum Input Voltage	(Note 3)	●		4	4.3	V
Dropout Comparator Threshold	($V_{IN} - \text{OUT}$) Falling		430	500	570	mV
Dropout Comparator Threshold Hysteresis				25		mV
Quiescent Current from V_{IN}	V_{EN} Low V_{EN} High, V_{SYNC} Low V_{EN} High, V_{SYNC} Low			0.7	1.3	μA
		●		1.6	2.7	μA
					30	μA
FB Pin Current	$V_{FB} = 1.5\text{V}$	●		0.1	12	nA
Feedback Voltage		●	1.183	1.197	1.212	V
			1.173	1.197	1.222	V
FB Voltage Line Regulation	$4.3\text{V} < V_{IN} < 40\text{V}$ (Note 3)			0.0003	0.01	%/V
Switching Frequency	$R_T = 11.8\text{k}$ $R_T = 41.2\text{k}$ $R_T = 294\text{k}$		1.8	2.25	2.7	MHz
			0.8	1	1.2	MHz
			160	200	240	kHz
Minimum Switch On-Time			120			ns
Minimum Switch Off-Time (Note 4)			150	200		ns
Switch Current Limit	$V_{FB} = 1\text{V}$		7.5	10	12.5	A
Foldback Switch Current Limit	$V_{FB} = 0\text{V}$			4.8		A
Switch V_{CESAT}	$I_{SW} = 1\text{A}$			80		mV
Switch Leakage Current				0.02	1	μA
Boost Schottky Forward Voltage	$I_{SH} = 100\text{mA}$			730		mV
Boost Schottky Reverse Leakage	$V_{REVERSE} = 12\text{V}$			0.02	2	μA
Minimum Boost Voltage (Note 5)		●		1.3	1.8	V
BOOST Pin Current	$I_{SW} = 1\text{A}$, $V_{BOOST} - V_{SW} = 3\text{V}$			20	32	mA
EN Voltage Threshold	EN Falling, $V_{IN} \geq 4.3\text{V}$	●	0.92	1.02	1.12	V
EN Voltage Hysteresis				60		mV
EN Pin Current				0.2	20	nA
PG Threshold Offset from V_{FB}	V_{FB} Falling		5	8.4	13	%
PG Hysteresis as % of Output Voltage				1.7		%
PG Leakage	$V_{PG} = 3\text{V}$			0.02	1	μA
PG Sink Current	$V_{PG} = 0.4\text{V}$	●	125	480		μA
SYNC Low Threshold			0.6	1.0		V
SYNC High Threshold				1.18	1.5	V
SYNC Pin Current	$V_{SYNC} = 6\text{V}$			0.1		nA
SS Source Current	$V_{SS} = 0.5\text{V}$		0.9	1.8	2.6	μA

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。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恐れがある。

Note 2: LT3976Eは、 $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の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的なプロセス・コントロールとの関連で確認されている。LT3976Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度

範囲で保証されている。LT3976Hは $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の全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は短くなる。 125°C を超える接合部温度では動作寿命がディレーティングされる。接合部温度 (T_J ($^\circ\text{C}$))は周囲温度 (T_A ($^\circ\text{C}$))および電力損失 (P_D (W))から次式に従って計算される。

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

ここで、 θ_{JA} ($^\circ\text{C}/\text{W}$)はパッケージの熱インピーダンスである。

電気的特性

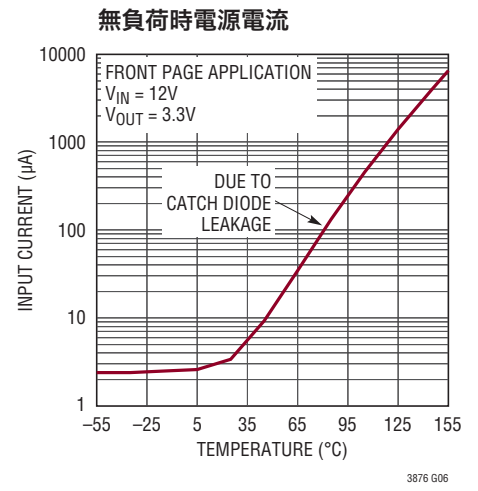
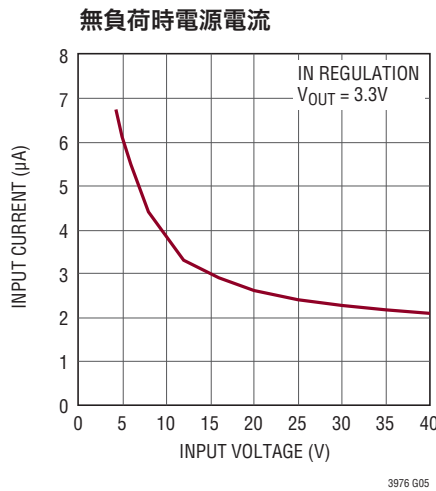
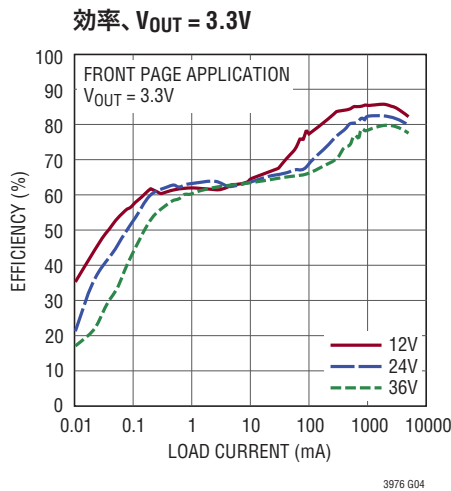
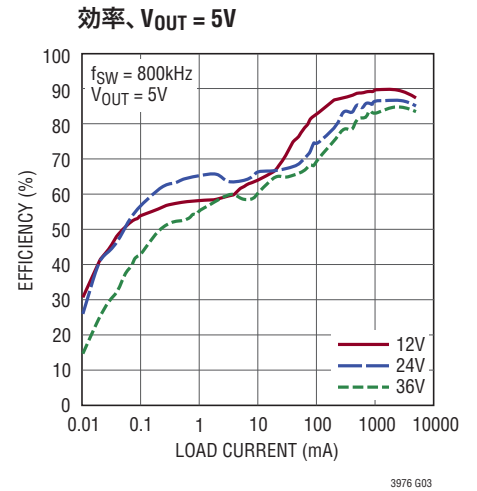
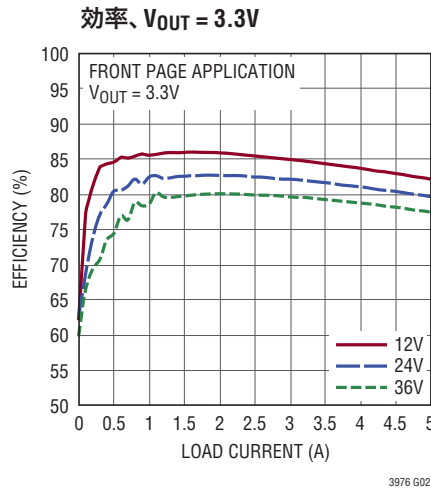
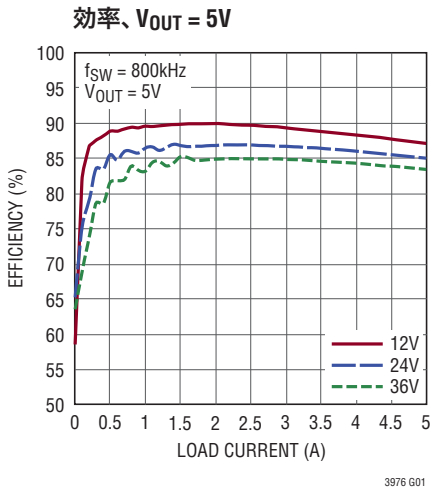
Note 3: 最小入力電圧はアプリケーション回路に依存する。

Note 4: LT3976は、昇圧コンデンサの電圧が十分な場合、最大デューティ・サイクルを高くする回路を備えている。詳細については「アプリケーション情報」のセクションを参照。

Note 5: これは、スイッチが完全に飽和するのを保証するのに必要な、昇圧コンデンサの最小電圧である。

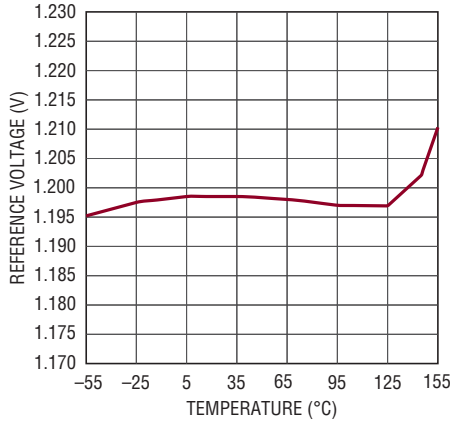
Note 6: このデバイスは短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能を備えている。過熱保護がアクティブなとき、接合部温度は最大動作接合部温度を超える。規定された絶対最大動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうか、またはデバイスに永続的損傷を与える恐れがある。

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



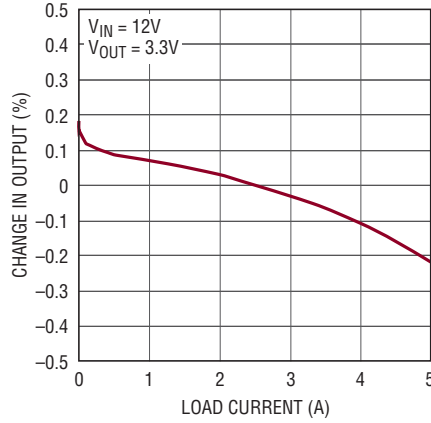
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

リファレンス電圧



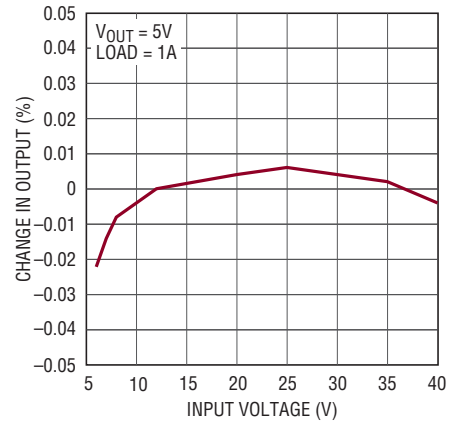
3976 G07

負荷レギュレーション



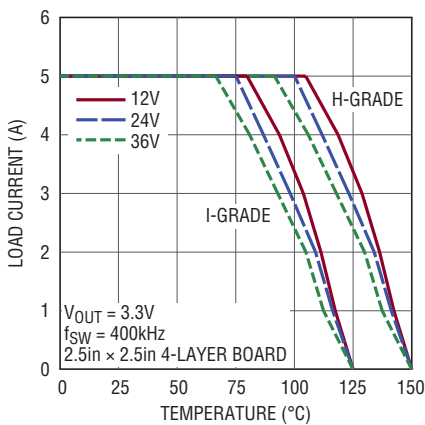
3976 G08

入力レギュレーション



3976 G09

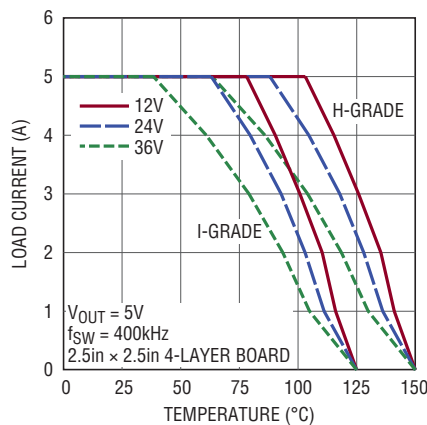
サーマル・ディレーティング



LIMITED BY MAXIMUM JUNCTION TEMPERATURE
 $\Theta_{JA} = 40^\circ\text{C/W}$

3976 G10

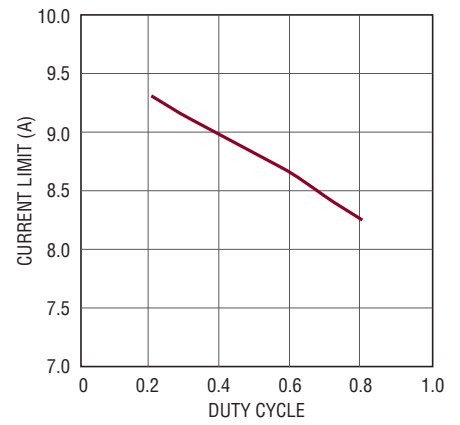
サーマル・ディレーティング



LIMITED BY MAXIMUM JUNCTION TEMPERATURE
 $\Theta_{JA} = 40^\circ\text{C/W}$

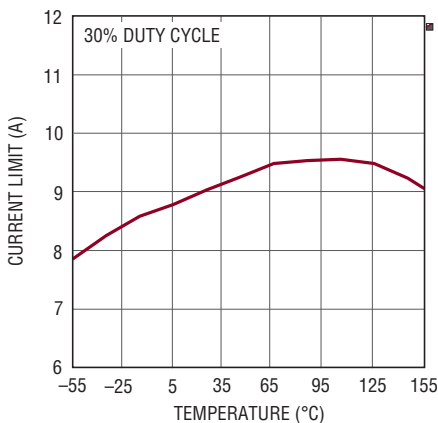
3976 G11

スイッチ電流制限



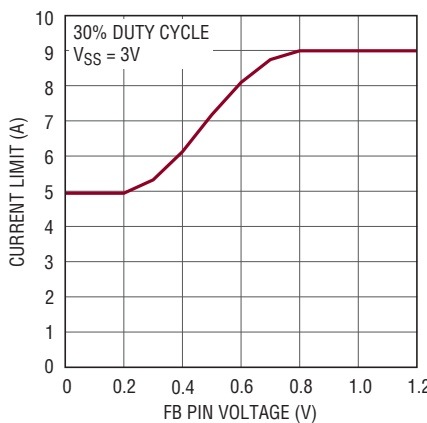
3976 G12

スイッチ電流制限



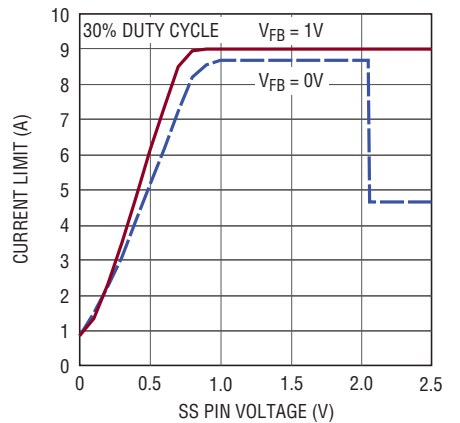
3976 G13

電流制限フォールドバック



3976 G14

ソフトスタート

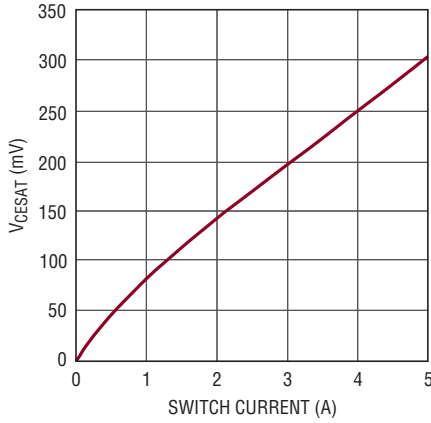


3976 G15

LT3976

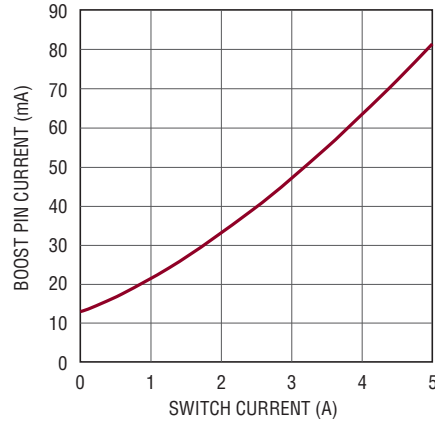
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

スイッチの V_{CESAT}



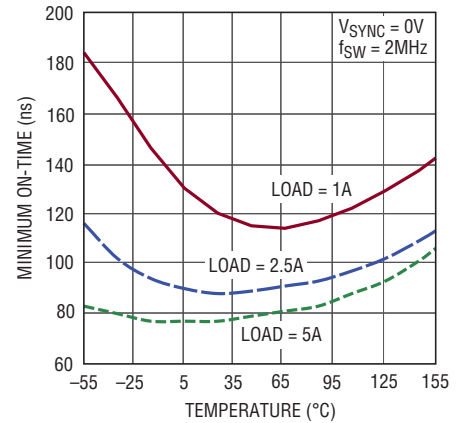
3976 G16

BOOSTピンの電流



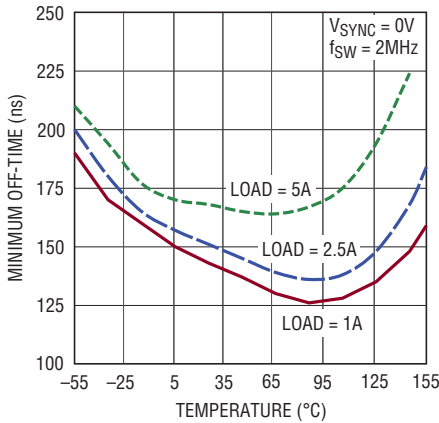
3976 G17

最小オン時間



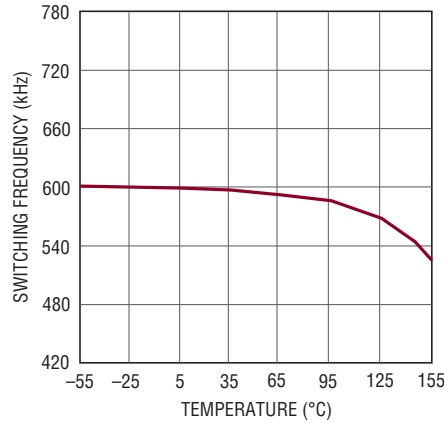
3976 G18

最小オフ時間



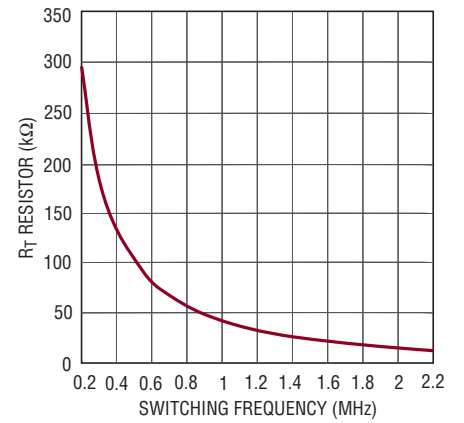
3976 G19

スイッチング周波数



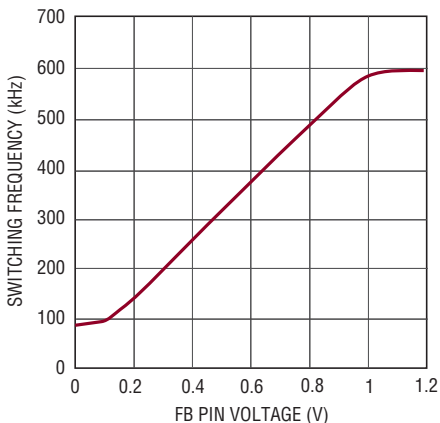
3976 G20

R_T 設定スイッチング周波数



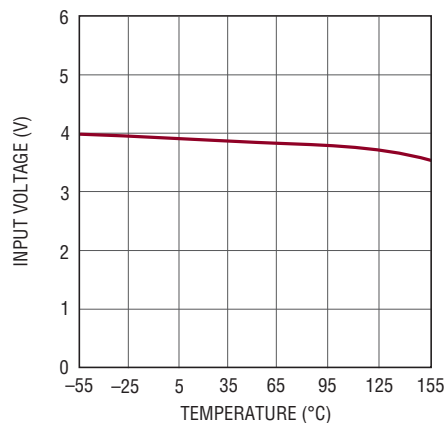
3976 G21

周波数フォールドバック



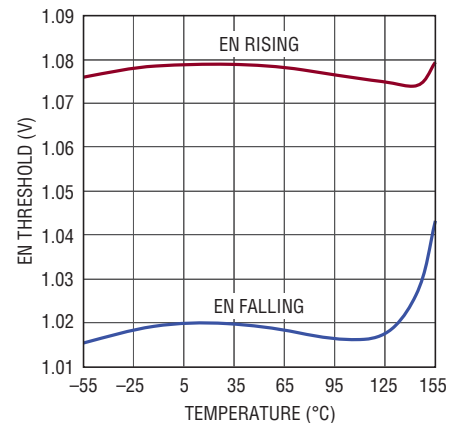
3976 G22

内部低電圧ロックアウト (UVLO)



3976 G23

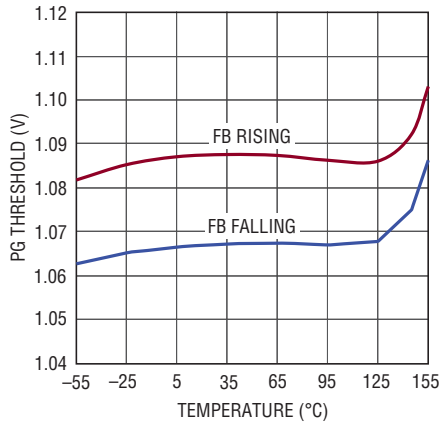
ENのしきい値



3976 G24

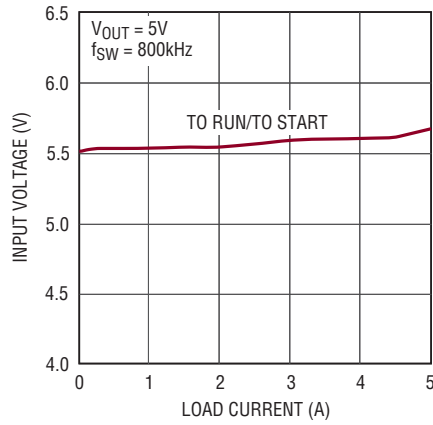
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

PGのしきい値



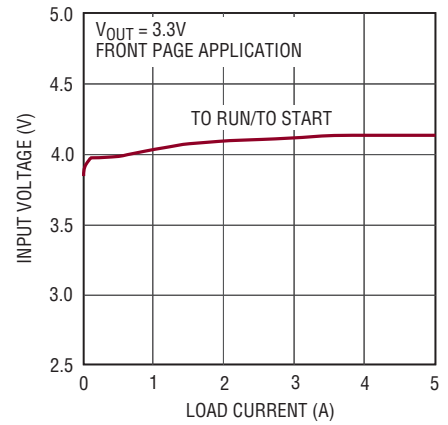
3976 G25

最小入力電圧、 $V_{OUT} = 5V$



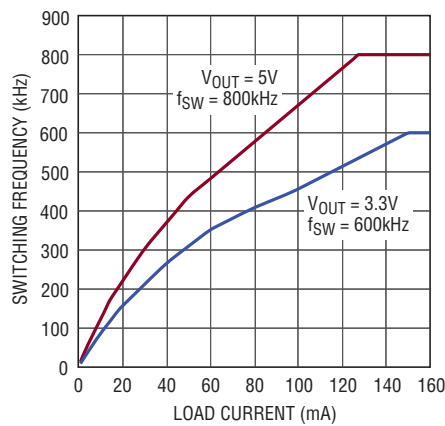
3976 G26

最小入力電圧、 $V_{OUT} = 3.3V$



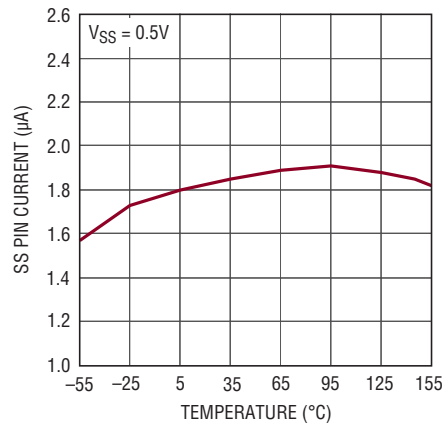
3976 G27

バースト周波数



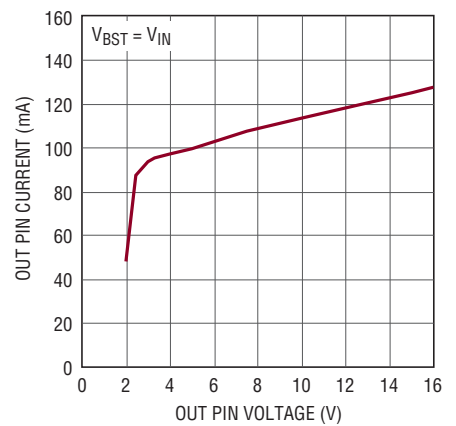
3976 G28

SSピンの電流



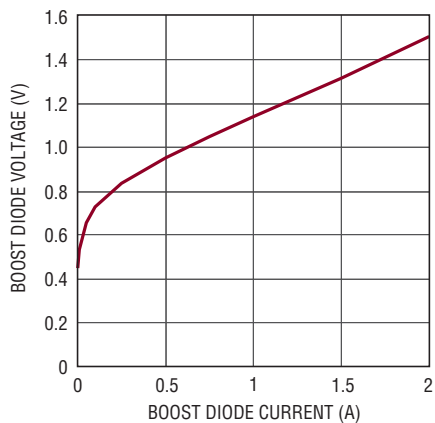
3976 G29

昇圧コンデンサ・チャージャ



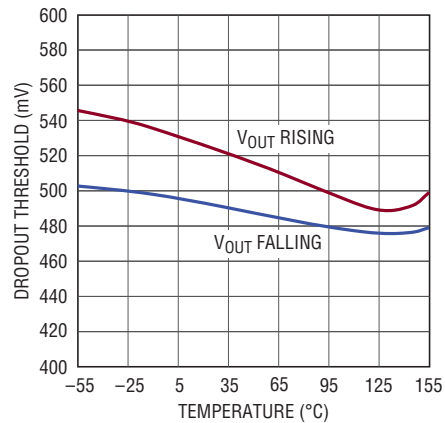
3976 G30

昇圧ダイオードの順方向電圧



3976 G31

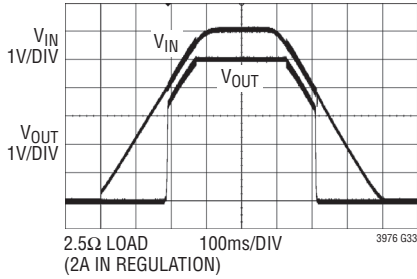
ドロップアウト・コンパレータのしきい値



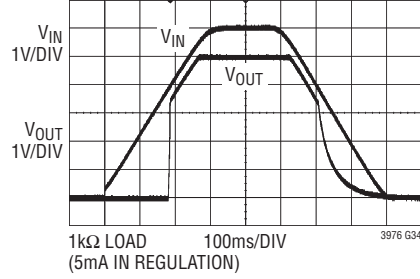
3976 G32

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

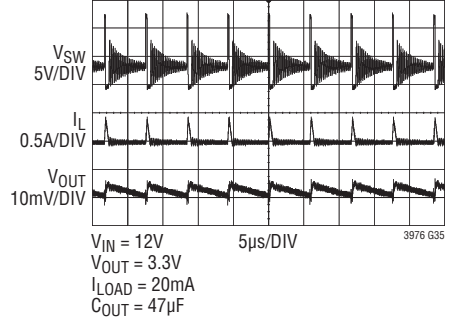
起動/ドロップアウト特性



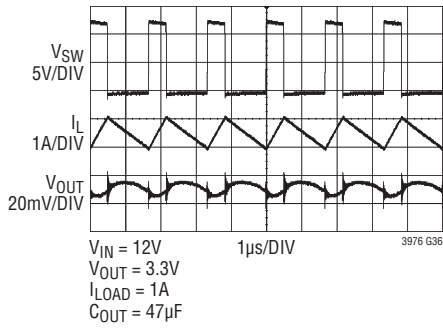
起動/ドロップアウト特性



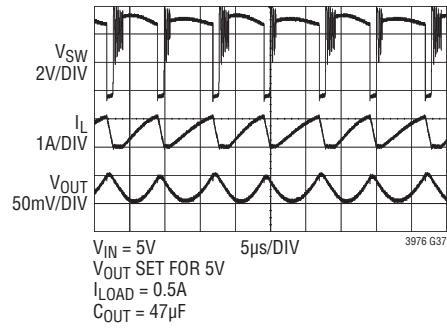
Burst Mode 動作の
スイッチング波形



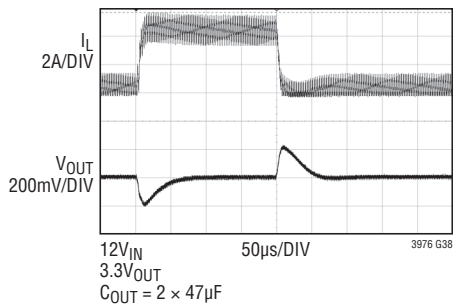
最大周波数でのスイッチング波形



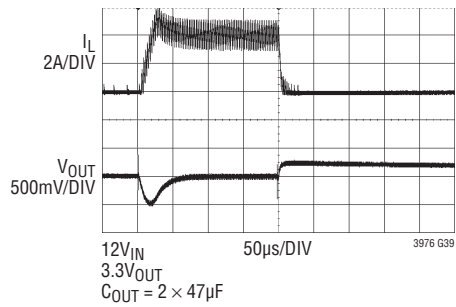
ドロップアウト・スイッチング波形



負荷トランジェント応答:
0.5A ~ 4.5A



負荷トランジェント応答:
10mA ~ 4A



ピン機能 (MSE/UDD)

FB (ピン1/ピン23、24) : LT3976はFBピンの電圧を1.197Vに安定化します。帰還抵抗分割器のタップをこのピンに接続します。また、位相リード・コンデンサをFBと出力の間に接続します。このコンデンサは標準10pFです。

SS (ピン2/ピン1) : コンデンサをSSピンとグランドの間に接続して、起動時にLT3976のピーク電流制限値を徐々に増加させます。このピンには内部に1.8 μ Aのプルアップ電流源があります。低電圧ロックアウトまたはサーマル・シャットダウン中にENピンが“L”になると、ソフトスタート・コンデンサはアクティブに放電します。ソフトスタートをディスエーブルするには、このピンをフロートさせます。

OUT (ピン3/ピン2) : このピンは、 V_{IN} とOUTの間の最小ドロップアウトを500mVに保つドロップアウト・コンパレータに対する入力です。OUTピンは内蔵昇圧ダイオードのアノードに接続されます。また、このピンはOUTピンの電圧が3.2Vより高いと、LT3976の内部レギュレータに電流を供給します。設定出力電圧が16Vより低い場合は、このピンを出力に接続します。

BOOST (ピン4/ピン4) : このピンは入力電圧より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。

SW (ピン5、6、7/ピン6、7、8) : SWピンは内部パワー・スイッチの出力です。これらのピンは、インダクタ、キャッチ・ダイオード、およびブースト・コンデンサに接続します。すべての条件で堅牢性を確保するには、GNDとの間にRCスナバ回路が必要です。標準的な値は2 Ω と470pFです。

NC (ピン8、9/ピン3、5、9~12、17、22) : 接続なし。これらのピンは内部回路に接続されていません。

V_{IN} (ピン10、11、12/ピン13、14、15) : V_{IN} ピンはLT3976の内部回路および内部パワー・スイッチに電流を供給します。これらのピンは短い距離でバイパスする必要があります。

EN (ピン13/ピン16) : このピンが“L”のときデバイスはシャットダウン状態になり、このピンが“H”のときアクティブになります。ヒステリシスのあるしきい値電圧は上昇時1.08V、下降時1.02Vです。 V_{IN} が4.3Vより高いときだけENのしきい値は正確です。 V_{IN} が3.9Vより低い場合、内部UVLOによってデバイスをシャットダウンします。シャットダウン機能を使用しない場合、 V_{IN} に接続します。

RT (ピン14/ピン18) : RTとグランドの間に抵抗を接続してスイッチング周波数を設定します。

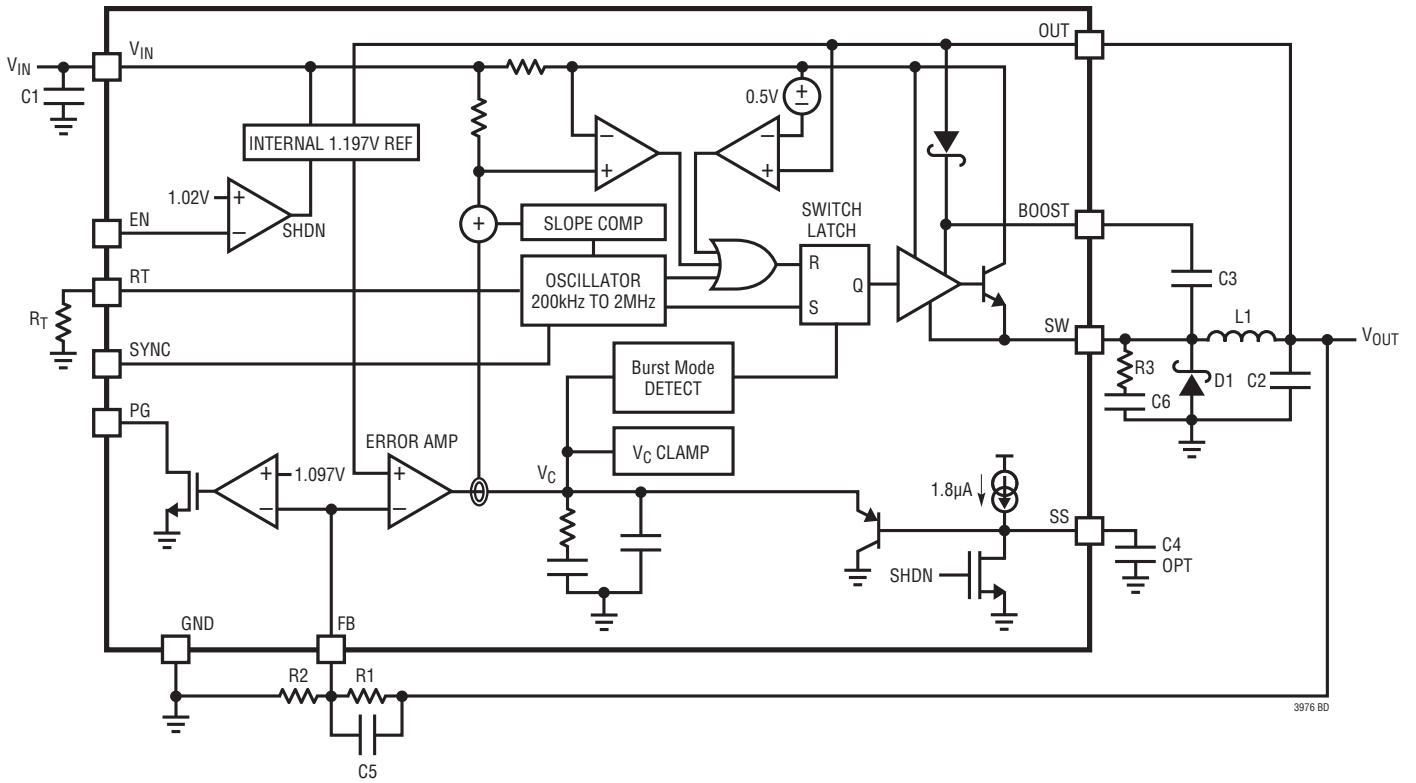
PG (ピン15/ピン19) : PGピンは内部コンパレータのオープンドレイン出力です。PGOODはFBピンが最終安定化電圧の8.4%以内に入るまで“L”に保たれます。 V_{IN} が2Vより高い場合、PGOODは正確です。

SYNC (ピン16/ピン20) : これは外部クロック同期入力です。低出力負荷での低リップルBurst Mode動作では、このピンを接地します。同期させるにはクロック信号源に接続します。そうすると、低出力負荷ではパルス・スキップが行われます。パルス・スキップ・モードでは、負荷なしの標準アプリケーションで静止電流が11 μ Aに増加します。このピンはフロート状態にしないでください。

GND (露出パッド・ピン17/ピン21、露出パッド・ピン25) : グランド。露出パッドはPCBに半田付けする必要があります。

LT3976

ブロック図



動作

LT3976は固定周波数の電流モード降圧レギュレータです。周波数がRTで設定される発振器により、RSフリップ・フロップがセットされ、内部のパワー・スイッチがオンします。アンプおよびコンパレータは V_{IN} ピンとSWピンの間を流れる電流をモニタし、この電流が V_C の電圧によって決まるレベルに達するとスイッチをオフします(「ブロック図」を参照)。エラーアンプは、FBピンに接続された外付け抵抗分割器を介して出力電圧を測定し、 V_C ノードをサーボ制御します。エラーアンプの出力が増加すると出力に供給される電流が増加します。エラーアンプの出力が減少すると供給される電流が減少します。 V_C ピンのアクティブ・クランプによって電流制限が行われます。 V_C ピンはSSピンの電圧によってもクランプされます。外付けのコンデンサを使ってSSピンに電圧ランプを発生させることによってソフトスタートを実現します。

内部レギュレータが制御回路に電力を供給します。このバイアス・レギュレータは、通常 V_{IN} ピンから電力を供給されますが、3.2Vより高い外部電圧にOUTピンを接続すると、バイアス電力は外部電源(通常は安定化出力電圧)から供給されます。これにより効率が改善されます。

ENピンが“L”になると、LT3976はシャットダウンし、入力から700nAが流れます。ENピンが1.02Vより低くなると、スイッチング・レギュレータはシャットダウンします。ENピンが1.08Vを超えると、スイッチング・レギュレータはアクティブになります。この正確なしきい値により、プログラム可能な低電圧ロックアウトが可能になります。

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、ドライバは内蔵のバイポーラNPNパワー・スイッチを完全に飽和させ、高い効率で動作させることができます。

効率をさらに最適化するため、LT3976は軽負荷状態ではBurst Mode動作に自動的に切り替わります。

バーストとバーストの間は、出力スイッチの制御に関連した全ての回路がシャットダウンし、入力電源電流が1.7 μ Aに減少します。標準的なアプリケーションでは、無負荷で安定化しているとき電源から3.3 μ Aを消費します。

FBピンの電圧が低いと、発振器はLT3976の動作周波数を下げます。この周波数フォールドバックは起動時および過負荷時の出力電流を制御するのに役立ちます。

LT3976は最大5Aの出力電流を供給できます。電流制限フォールドバック機能は、過負荷状態の間電流を抑制して電力損失を制限します。SSピンの電圧が2Vより低い場合、LT3976は、起動の妨げにならないように電流制限フォールドバック回路を無効にします。サーマル・シャットダウンは、特に周囲温度が上昇した環境で、過度の電力損失からデバイスを保護します。

入力電圧がプログラムされた出力電圧に向かって減少すると、LT3976はスイッチのオフ時間をスキップし始めてスイッチング周波数を下げ、出力の安定化を維持します。入力電圧がプログラムされた出力電圧より低くなると、出力電圧は入力電圧より500mV低い電圧に安定化されます。この強制された最小ドロップアウト電圧により、デューティ・サイクルが制限され、ドロップアウト状態の間昇圧コンデンサを充電された状態に保ちます。十分な昇圧電圧が維持されるので、内部スイッチは十分飽和することができ、低ドロップアウト特性を実現します。

LT3976は、FBピンが安定化電圧値の91.6%になると作動するパワーグッド・コンパレータを搭載しています。PG出力はオープンドレイン・トランジスタであり、出力が安定化しているときはオフしているので、外付け抵抗によりPGピンを“H”に引き上げることができます。 V_{IN} が2Vより高い場合、パワーグッドは有効です。LT3976がシャットダウンすると、PGピンはアクティブに“L”に引き下げられます。

アプリケーション情報

超低静止電流の達成

軽負荷での効率を上げるため、LT3976は低リップルのBurst Modeで動作し、入力静止電流を最小に抑えながら、出力コンデンサを望みの出力電圧に充電された状態に保ちます。LT3976は、Burst Mode動作では単一電流パルスを出力コンデンサに供給し、それに続くスリープ期間には出力コンデンサから出力電力が供給されます。LT3976はスリープ・モードでは1.7 μ Aを消費しますが、電流パルスを供給するため全回路をオンすると、スイッチ電流に加えて数mAの入力電流を消費します。したがって、安定化しているときの全静止電流は1.7 μ Aより大きくなります。

出力負荷が減少すると、単一電流パルスの周波数が低下し(図1を参照)、LT3976がスリープ・モードで動作する時間の割合が高まるので、軽負荷での効率ははるかに高くなります。パルスの間隔を最大にすることにより、コンバータの静止電流は1.7 μ Aの理想値に近づきます。したがって、軽負荷時の静止電流の性能を最適化するには、帰還抵抗分割器の電流とキャッチ・ダイオードの逆電流を最少にする必要があります。これらは負荷電流として出力に現れるからです。LT3976の超低静止電流性能を利用するアプリケーションでは、できるだけ大きな帰還抵抗と漏れ電流の少ないショットキ・キャッチ・ダイオードを使います。帰還抵抗はできれば数M Ω 程度、ショット

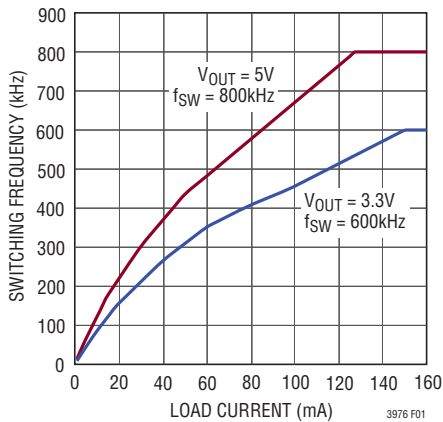


図1. Burst Mode動作でのスイッチング周波数

キ・キャッチ・ダイオードは室温での標準逆漏れ電流が数 μ A未満のものにします。これら2つの検討事項は、「FBの抵抗回路網」および「キャッチ・ダイオードの選択」のセクションで再度取り上げます。

パルス周波数を下げるもうひとつの方法は各単一電流パルスを大きくすることであることに注意してください。ただし、これによりサイクルごとに出力コンデンサに供給される電力が増えるので、出力電圧リップルが増加します。電流パルスの大きさは、標準的アプリケーションでの出力リップルが15mVを下回るように選択されています。図2を参照してください。

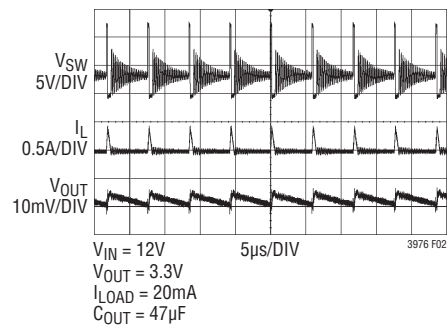


図2. Burst Mode動作

Burst Mode動作では、バースト周波数と各パルスで供給される電荷量が出力容量によって変化することはありません。したがって、出力電圧リップルは出力容量に反比例します。22 μ Fの出力コンデンサを使う標準的アプリケーションでは、出力リップルは約10mV、47 μ Fの出力コンデンサでは出力リップルは約5mVです。出力容量を増やすことで出力電圧リップルを下げ続けることができます。ただし、出力コンデンサESRおよびESLの影響を最小限に抑えるように注意する必要があります。

高い出力負荷(表紙のアプリケーションでは150mA以上)では、LT3976はR_T抵抗でプログラムされた周波数で動作し、標準的PWMモードで動作します。PWMと低リップルBurst Mode動作の間の移行はシームレスで、出力電圧を乱しません。

Burst Mode動作が適切に行われるようにするには、SYNCピンを接地する必要があります。外部クロックに同期していると、LT3976は軽負荷でパルス・スキップを行います。非常に軽負

アプリケーション情報

荷では、デバイスは一群のパルス間でスリープ状態になるため、静止電流は低いですが、Burst Modeでの動作ほど低くはありません。外部クロックに同期しているときの標準的アプリケーションの静止電流は、負荷なしで11 μ Aです。SYNCピンのDC電圧を“H”に保持することは、出力リップルあるいは最大周波数に対する最小負荷の面で利点を生じないので、推奨されません。

FBの抵抗回路網

出力電圧は、出力とFBピンの間に接続した抵抗分割器を使用して設定します。次式に従って抵抗の値を選択します。

$$R1 = R2 \left(\frac{V_{OUT}}{1.197V} - 1 \right)$$

参照名については「ブロック図」を参照してください。出力電圧の精度を保つため、誤差1%の抵抗を推奨します。

FBの抵抗分割器の合計抵抗は、低電流性能を上げるため、できるだけ大きくなるように選択します。抵抗分割器は出力に小さな負荷を生じますが、軽負荷での低電源電流を最適化するためにこの負荷を最小にする必要があります。

大きなFB抵抗を使うときは、10pFの位相リード・コンデンサをV_{OUT}からFBに接続します。

スイッチング周波数の設定

LT3976には固定周波数PWMアーキテクチャが使われており、RTピンからグラウンドに接続した抵抗を使って、200kHz～2MHzの範囲でスイッチングするようにプログラムすることができます。望みのスイッチング周波数に必要なR_Tの値を表1に示します。

望みのスイッチング周波数に必要なR_Tの値を推定するには、次式を使用します。

$$R_T = \frac{51.1}{(f_{sw})^{1.09}} - 9.27$$

ここで、R_Tの単位はk Ω 、f_{sw}の単位はMHzです。

表1. スwitchング周波数とR_Tの値

スイッチング周波数 (MHz)	R _T の値 (k Ω)
0.2	294
0.3	182
0.4	130
0.6	78.7
0.8	54.9
1.0	41.2
1.2	32.4
1.4	26.1
1.6	21.5
1.8	17.8
2.0	14.7
2.2	12.4

動作周波数の妥協点

動作周波数は、効率、部品サイズ、最小損失電圧、および最大入力電圧の間の兼ね合いで選択します。高周波数動作の利点は、小さな値のインダクタとコンデンサを使用できることです。欠点は、効率が低く、最大入力電圧が低いことです。与えられたアプリケーションで許容される最高スイッチング周波数(f_{sw(MAX)})は、次式で計算できます。

$$f_{sw(MAX)} = \frac{V_{OUT} + V_D}{t_{ON(MIN)} (V_{IN} - V_{SW} + V_D)}$$

ここで、V_{IN}は標準入力電圧、V_{OUT}は出力電圧、V_Dはキャッチ・ダイオードの電圧降下(約0.5V)、V_{sw}は内部スイッチの電圧降下(最大負荷で約0.3V)です。この式は、高いV_{IN}/V_{OUT}比を安全に実現するには、スイッチング周波数を下げる必要があることを示しています。これは、LT3976の最小オン時間が制限されるためです。最小オン時間は温度に強く依存します。標準の最小オン時間の曲線を使ってアプリケーションの最大温度に対して設計を行い、デバイス間のばらつきを考慮して約30%加算します。最小オン時間を考慮して達成できる最小デューティ・サイクルは次のとおりです。

$$DC_{MIN} = f_{sw} \cdot t_{ON(MIN)}$$

ここで、f_{sw}はスイッチング周波数、t_{ON(MIN)}は最小スイッチ・オン時間です。

アプリケーション情報

スイッチング周波数の選択が適切だと、適切な入力電圧範囲が可能になり(次の2つのセクションを参照)、インダクタとコンデンサの値が小さく保たれます。

最大入力電圧範囲

LT3976は40Vまでの入力電圧で動作可能です。通常動作時の V_{IN} の許容される最大値($V_{IN(OP-MAX)}$)は、多くの場合、 V_{IN} ピンの絶対最大定格ではなく、最小デューティ・サイクルによって制限されます。この値は次式を使用して計算できます。

$$V_{IN(OP-MAX)} = \frac{V_{OUT} + V_D}{f_{SW} \cdot t_{ON(MIN)}} - V_D + V_{SW}$$

ここで、 $t_{ON(MIN)}$ は最小スイッチ・オン時間です。高い入力電圧で通常動作を実現するには、スイッチング周波数を低くします。

選択されたスイッチング周波数に関係なく、回路は最大動作入力電圧を超える V_{IN} ピンとBOOSTピンの絶対最大定格までの入力に耐えます。ただし、 V_{IN} が $V_{IN(OP-MAX)}$ より高いこのようなトランジェントの間、LT3976は出力を安定化された状態に保つためにスイッチング・パルスをいくつかスキップするパルス・スキップ動作に入ります。出力電圧リップルとインダクタ電流リップルが通常動作時より大きくなります。 V_{IN} が $V_{IN(OP-MAX)}$ より高いときは過負荷にしないでください。

電流制限のピーク値は10Aなので、起動時または過負荷状態時でのスイッチ・ノードのスルーレートは非常に高速です。これらの状態における高い電圧では、LT3976の堅牢性を確保するため、スイッチ・ノードにRCスナバ回路が必要です。スナバ回路の標準的な値は 2Ω と470pFです。スナバ回路の接続法については、「標準的応用例」のセクションを参照してください。

最小入力電圧範囲

最小入力電圧は、LT3976の4.3Vの最小動作電圧、最大デューティ・サイクル、または強制された最小ドロップアウト電圧のいずれかによって決まります。3.3Vと5Vの出力での全負荷範囲にわたる最小入力電圧については、「標準的性能特性」のセクションを参照してください。

デューティ・サイクルは、クロックの周期に対する、内部スイッチがオンしている時間の割合です。多くの固定周波数レギュレータとは異なり、LT3976は複数クロック・サイクルの間オンし続けることにより、デューティ・サイクルを高くすることができます。昇圧コンデンサ(ブロック図のC3)の電圧が十分であれば、LT3976は各クロック・サイクルの終点でスイッチをオフしません。やがて、昇圧コンデンサの電圧が低下し、リフレッシュが必要になります。すると、スイッチがオフするので、インダクタ電流により昇圧コンデンサを再充電することができます。これにより、最大デューティ・サイクルが次のように制限されます。

$$DC_{MAX} = \frac{\beta_{SW}}{\beta_{SW} + 1}$$

ここで、 β_{SW} は内部パワー・スイッチのベータに等しくなります。パワー・スイッチのベータは通常は50であるため、 DC_{MAX} は約98%になります。したがって、最小入力電圧はおおよそ次のようになります。

$$V_{IN(MIN1)} = \frac{V_{OUT} + V_D}{DC_{MAX}} - V_D + V_{SW}$$

ここで、 V_{OUT} は出力電圧、 V_D はキャッチ・ダイオードの電圧降下、 V_{SW} は内部スイッチの電圧降下、 DC_{MAX} は最大デューティ・サイクルです。

最小入力電圧に影響を与える最後の要素は最小ドロップアウト電圧です。OUTピンが出力に接続されていると、LT3976は、出力が V_{IN} の500mV下より低く保たれるように出力を安定化します。このように最小ドロップアウト電圧が強制されるのは、次のセクションで説明する理由によります。これにより、最小入力電圧が次のように制限されます。

$$V_{IN(MIN2)} = V_{OUT} + V_{DROPOUT(MIN)}$$

ここで、 V_{OUT} は設定出力電圧、 $V_{DROPOUT(MIN)}$ は最小ドロップアウト電圧(500mV)です。

これらの要素を組み合わせると、全体の最小入力電圧が導き出されます。

$$V_{IN(MIN)} = \text{Max}(V_{IN(MIN1)}, V_{IN(MIN2)}, 4.3V)$$

アプリケーション情報

最小ドロップアウト電圧

低ドロップアウト電圧を達成するには、内部パワー・スイッチが常に完全に飽和できる必要があります。つまり、 V_{IN} より高い基本ドライブ電圧を供給する昇圧コンデンサは、起動時には常に十分に充電できる必要があります、その後も全ての動作状態で充電を維持する必要があります。

起動時に、軽負荷状態のようにインダクタ電流が不十分だと、昇圧コンデンサを充電できません。LT3976は、昇圧コンデンサが充電されていないことを検出すると、OUTピンの100mA（標準）プルダウン電流をアクティブにします。OUTピンが出力に接続されていると、この追加の負荷によってインダクタ電流が増加し、昇圧コンデンサを十分に充電できます。昇圧コンデンサが充電されると、この電流源はオフし、デバイスは再びBurst Modeに入ることができます。

ドロップアウト状態の間負荷に関係なく昇圧コンデンサの充電を維持するために、最小ドロップアウト電圧が強制されます。OUTピンが出力に接続されていると、LT3976は次のように出力を安定化します。

$$V_{IN} - V_{OUT} > V_{DROPOUT(MIN)}$$

ここで、 $V_{DROPOUT(MIN)}$ は500mVです。500mVのドロップアウト電圧がデューティ・サイクルを制限し、定期的にスイッチを強制的にオフして昇圧コンデンサを充電します。昇圧コンデンサの両端に十分な電圧が維持されるので、スイッチを十分に飽和することができ、内部スイッチの電圧降下が低く保たれ、良好なドロップアウト性能が得られます。起動時およびドロップアウト状態での、 V_{IN} に対する V_{OUT} の全体的様子を図3に示します。

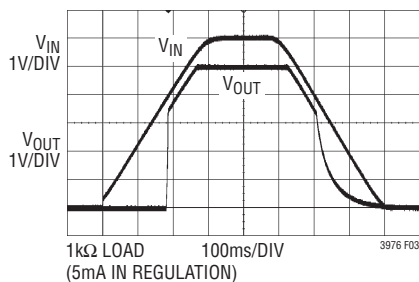


図3. V_{IN} に対する V_{OUT}

規定のドロップアウト電圧500mVは、 V_{IN} と V_{OUT} の差の最小値であることに注意してください。マルチメータで V_{OUT} に対する V_{IN} を測定する際は、入力のリプル電圧の2分の1と出力のリプル電圧の2分の1を加算する必要があるため、測定された値は500mVより高くなります。データシートに規定されている通常のセラミック・コンデンサでは、このドロップアウト電圧の測定値は高負荷時に約650mVになります。バルク電解容量が入力と出力に追加されていると、電圧リプル（およびそれ以降の測定されるドロップアウト電圧）が大幅に減少することがあります。また、高電流でのドロップアウト動作時に入力と出力に高いリプル電圧がかかると、オーディオ・ノイズが発生することがあります。入力と出力にバルク容量を追加して電圧リプルを軽減することにより、このノイズを大幅に軽減できます。

インダクタの選択と最大出力電流

与えられた入力電圧と出力電圧に対して、インダクタの値と動作周波数によってリプル電流が決まります。リプル電流は V_{IN} または V_{OUT} が高いほど増加し、インダクタンスが高いほど、またスイッチング周波数が高いほど減少します。最初に選択するインダクタの値としては、次の値が適切です。

$$L = \frac{V_{OUT} + V_D}{2f_{sw}}$$

ここで、 f_{sw} はMHzで表したスイッチング周波数、 V_{OUT} は出力電圧、 V_D はキャッチ・ダイオードの電圧降下（約0.5V）、 L は μH で表したインダクタの値です。

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、その飽和電流は約30%大きくなければなりません。フォルト状態（起動または過負荷時）や高入力電圧（>30V）で安定した動作を実現するには、飽和電流を13Aより大きくします。高い効率を保つには、直列抵抗（DCR）が0.1 Ω より小さく、コア材が高周波アプリケーション向けのものにします。インダクタ・メーカーのリストを表2に示します。

アプリケーション情報

表2. インダクタのメーカー

メーカー	URL
Coilcraft	www.coilcraft.com
スミダ電機	www.sumida.com
東光	www.tokoam.com
Würth Elektronik	www.we-online.com
Coiltronics	www.cooperet.com
村田製作所	www.murata.com

インダクタの値は、望みの最大出力電流 ($I_{OUT(MAX)}$) を供給するのに十分な大きさにする必要があります。この電流は、スイッチ電流制限 (I_{LIM}) およびリップル電流の関数です。

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

LT3976はデバイス自体とシステムを過負荷フォルトおよび短絡フォルトから保護するためにピーク・スイッチ電流を制限します。LT3976のスイッチ電流制限 (I_{LIM}) は低デューティ・サイクルでは標準 10A ですが、直線的に低下して、DC = 0.8 では 8A になります。

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。

$$\Delta I_L = \frac{(1-DC) \cdot (V_{OUT} + V_D)}{L \cdot f_{sw}}$$

ここで、 f_{sw} は LT3976 のスイッチング周波数、DC はデューティ・サイクル、L はインダクタの値です。したがって、LT3976 が供給できる最大出力電流は、スイッチ電流制限、インダクタの値、入力電圧、および出力電圧に依存します。目的のアプリケーションで使用されるスイッチング周波数と最大入力電圧が与えられているとき、インダクタのリップル電流が十分な最大出力電流 ($I_{OUT(MAX)}$) を許容しない場合は、インダクタの値を大きくする必要が生じる可能性があります。

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大きなリップル電流で動作させることができます。これにより、物理的に小さなインダクタ、または DCR が小さいインダクタ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、インダクタンスが小さ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動作の詳細については、弊社の「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% を超える場合 ($V_{OUT}/V_{IN} > 0.5$) は、低調波発振を防ぐため最小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）。

インダクタを選択する 1 つの方法として、上述の簡単な規則から始めて、利用可能なインダクタを調べ、コストやスペースの目標に適合するものを選択します。次に、上の式を使って、LT3976 が必要な出力電流を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。

電流制限フォールドバックと過熱保護

全てのデューティ・サイクルおよび電流制限の分布で 5A の最大出力電流を確保し、適切なインダクタ・リップル電流を許容するように、LT3976 のピーク電流制限は大きめになっています。電流制限が大きいと、短絡フォルト時に LT3976 とインダクタおよびキャッチ・ダイオードに過度の電力損失と温度上昇が発生することがあります。この電力損失を制限するために、FB ピンの電圧が 0.8V より低くなると、LT3976 は電流制限のフォールドバックを開始します。LT3976 は通常はピーク電流制限を 10A から 5A に約 50% 下げます。

起動時に、出力電圧と FB ピンの電圧が低いと、電流制限フォールドバックのために LT3976 が大きい負荷で起動できなくなる可能性があります。この問題を避けるために、SS ピンが 2V を超えて充電されるまで、LT3976 の電流制限フォールドバックはデイスエーブルされます。したがって、ソフトスタート・コンデンサを使用すると、LT3976 が起動している間は電流制限フォールドバック機能は無効になります。

LT3976 は、電力損失の高い時間中、特に周囲温度が高い環境でデバイスをさらに保護するサーマル・シャットダウン機能を備えています。サーマル・シャットダウン機能は、LT3976 の過熱状態を検出してデバイスをシャットダウンし、スイッチングを停止します。過熱状態が解消して LT3976 が冷却されると、デバイスは再起動し、スイッチングを再開します。サーマル・シャットダウンが発生すると、ソフトスタート・コンデンサはアクティブに放電します。

アプリケーション情報

入力コンデンサ

LT3976回路の入力は、X7RまたはX5Rタイプのセラミック・コンデンサを使用してバイパスします。Y5Vタイプは、温度や印加される電圧が変化すると性能が低下するので使用しないでください。LT3976をバイパスするには4.7μF～10μFのセラミック・コンデンサが適しており、リップル電流を容易に処理できます。低いスイッチング周波数を使うと(オン時間が長くなるので)、大きな入力容量が必要になることに注意してください。入力電源のインピーダンスが高いか、長い配線やケーブルによる大きなインダクタンスが存在する場合、追加のバルク容量が必要になることがあります。これには性能の高くない電解コンデンサを使うことができます。

降圧レギュレータには、立ち上がり時間と立ち下がり時間が非常に短いパルス電流が入力電源から流れます。そのために生じるLT3976の電圧リップルを減らし、非常に高い周波数のこのスイッチング電流を狭い範囲のループに押し込めてEMIを抑えるために、入力コンデンサが必要です。10μFのコンデンサをこの用途に使用できますが、LT3976の近くに配置できる場合に限り「プリント回路基板のレイアウト」のセクションを参照)。セラミック入力コンデンサに関する2番目の注意点は、LT3976の最大入力電圧定格に関することです。セラミック入力コンデンサは、トレースやケーブルのインダクタンスと結合して、質の良い(減衰の小さな)タンク回路を形成します。LT3976の回路を通電中の電源に差し込むと、入力電圧に公称値の2倍のリングングが生じて、LT3976の電圧定格を超える恐れがあります。入力電源の制御が十分でない場合や、ユーザーがLT3976を通電中の電源に差し込む場合、このようなオーバーシュートを防ぐように入力回路網を設計する必要があります。詳細な説明に関しては、弊社の「アプリケーションノート88」を参照してください。

出力コンデンサと出力リップル

出力コンデンサには2つの基本的な機能があります。出力コンデンサは、インダクタとともに、LT3976が発生する方形波をフィルタで除去してDC出力を生成します。この機能では出力コンデンサは出力リップルを決定するので、スイッチング周波数でのインピーダンスが低いことが重要です。2番目の機能は、トランジェント負荷を満たしてLT3976の制御ループを安定させるためにエネルギーを蓄えることです。セラミック・コンデンサの等価直列抵抗(ESR)は非常に小さいため、最良のリップル性能が得られます。出発点としては、次の値が適当です。

$$C_{OUT} = \frac{300}{V_{OUT} \cdot f_{sw}}$$

ここで、 f_{sw} の単位はMHz、 C_{OUT} はμF単位の推奨出力容量です。X5RまたはX7Rのタイプを使ってください。この選択により、出力リップルが小さくなり、トランジェント応答が良くなります。出力と帰還ピンとの間の位相リード・コンデンサ(標準10pF)と組み合わせて、もっと高い値のコンデンサを使うとトランジェント性能を改善することができます。スペースとコストを節約するため、もっと小さな値の出力コンデンサを使うこともできますが、トランジェント性能が低下します。

コンデンサを選択するときは、データシートを注意深く調べて、動作条件(加えられる電圧や温度)での実際の容量を確認してください。物理的に大きなコンデンサまたは電圧定格が高いコンデンサが必要なことがあります。表3にいくつかのコンデンサ・メーカーを示します。

表3. 推奨セラミック・コンデンサ・メーカー

メーカー	URL
AVX	www.avxcorp.com
村田製作所	www.murata.com
太陽誘電	www.t-yuden.com
Vishay Siliconix	www.vishay.com
TDK	www.tdk.com

セラミック・コンデンサ

LT3976は、ドロップアウト時にセラミック・コンデンサをオーディオ周波数で励起することがあります。高負荷では、これは許容されません。単にバルク入力容量を入力と出力に追加すれば、電圧リップルは大きく減少し、これらのノードで生成される可聴ノイズを許容されるレベルまで下げられます。

セラミック・コンデンサに関する最後の注意点は、LT3976の最大入力電圧定格に関係します。前に述べたように、入力セラミック・コンデンサはトレースやケーブルのインダクタンスと結合して、質の良い(減衰の小さな)タンク回路を形成します。LT3976の回路を通電中の電源に差し込むと、入力電圧に公称値の2倍のリングングが生じて、LT3976の定格を超える恐れがあります。入力電源の制御が十分でない場合や、ユーザーがLT3976を通電中の電源に差し込む場合、このようなオーバーシュートを防ぐように入力回路網を設計する必要があります。詳細な説明に関しては、弊社の「アプリケーションノート88」を参照してください。

アプリケーション情報

キャッチ・ダイオードの選択

キャッチ・ダイオード(ブロック図のD1)はスイッチ・オフ時間の間だけ電流を流します。通常動作時の平均順方向電流は次式で計算することができます。

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

ここで、 I_{OUT} は出力負荷電流です。キャッチ・ダイオードは、幅広い入力電圧範囲で安定して動作するように、電流定格がアプリケーションの出力負荷電流に等しいかそれより大きいものを選びます。ダイオードの最大電流が標準ピーク・スイッチ電流まで増加する可能性があるワーストケースの過負荷シナリオでは、さらに大きな電流定格のダイオードを選ぶこともできます。電流制限フォールドバックがあるため、短絡はワーストケース条件ではありません。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。最大40Vまでの入力では、40Vダイオードが適しています。

さらに逆漏れ電流にも配慮が必要です。キャッチ・ダイオードが逆バイアスされると、どんな漏れ電流も負荷電流として現れます。軽負荷状態で動作しているとき、LT3976によって消費される低電源電流は、逆漏れ電流が最も少ないキャッチ・ダイオードを使うことにより最適化されます。漏れ電流の少ないショットキ・ダイオードは、多くの場合ある一定の電流で順方向電圧降下が大きくなるので、低負荷と高負荷の効率の間に妥協点が存在することがあります。多くの場合、特定の出力電圧での、逆バイアス定格が大きいショットキ・ダイオードの漏れ電流は、逆バイアス定格が小さいダイオードに比べて小さくなります。したがって、ダイオードのサイズを代価にして優れた漏れ電流性能を達成することができます。いくつかのショットキ・ダイオードとそのメーカーを表4に示します。

BOOSTピンとOUTピンに関する検討事項

入力電圧より高い昇圧電圧を発生させるため、コンデンサC3と内部昇圧ショットキ・ダイオード(「ブロック図」を参照)が使われます。ほとんどの場合、0.47 μ Fのコンデンサで問題なく動作します。効率を最大限に高めるには、BOOSTピンの電圧はSWピンより1.8V以上高くなければなりません。またLT3976がオフ時間をスキップして非常に高いデューティ・サイクルを達成するには、BOOSTピンの電圧はSWピンより2.6V以上高くなければなりません。3.2V～16Vの出力では、OUTピンを出力に接続した標準回路(図4a)を推奨します。3.2V未満

表4. ショットキ・ダイオード。示されている逆電流値は25°Cでの逆電流と逆電圧の標準曲線に基づいた推定値である。

製品番号	V_R (V)	I_{AVE} (A)	5A TYP、 25°Cでの V_F (mV)	5A MAX、 25°Cでの V_F (mV)	$V_R = 20V$ 、 25°Cでの I_R (μ A)
On Semiconductor					
MBR540T3	40	5	450	500	120
Diodes Inc.					
B540C	40	5	510	550	2
PDS540	40	5	480	520	4
PDS560	60	5	610	670	0.9
SBR8A45SP5	45	8	450	—	18
SBR8AU60P5	60	8	400	—	60

では、内部ショットキ・ダイオードは昇圧コンデンサを十分に充電できないことがあります。16Vを超えると、OUTピンの絶対最大定格に違反します。2.5V～3.2Vの出力では、外付けショットキの順方向電圧降下は内部昇圧ダイオードよりはるかに低くなるため、出力に対して外付けショットキ・ダイオードを接続すれば十分です。

2.5V未満の出力電圧では、2つのオプションがあります。外付けショットキ・ダイオードは、入力から(図4c)または外部電圧源から(図4d)昇圧コンデンサを充電できます。外部電圧源から昇圧コンデンサを充電する方が、入力から充電するより効率が高いため、外部電圧源を使うオプションを推奨します。ただし、すべてのシステムでこのような電圧レールを利用できるとは限りません。16Vを超える出力電圧では、外部電圧源からの外付けショットキ・ダイオードを使用して昇圧コンデンサを充電します(図4e)。外部電圧源を使用するアプリケーションでは、電源電圧は3.1V～16Vにします。入力を使用する場合は、入力電圧が27Vを超えないようにします。どの場合でも、BOOSTピンの最大電圧定格を超えてはなりません。

出力が16Vを超える場合は、OUTピンを出力に接続することはできません。OUTピンを出力に接続すると、OUTピンの絶対最大定格に違反します。この場合は、OUTピンをGNDに接続します(図4e)。これにより、ドロップアウト回路がスイッチング動作を妨げないようにし、100mAのアクティブなプルダウンに電力が供給されることを防ぎます。出力が16Vを超え、OUTピンが接地されている場合、ドロップアウト回路は接続されないため、最小ドロップアウトは500mVではなく約1.5Vになることに注意してください。出力が3.2V未満であり、外付

アプリケーション情報

けのショットキ・ダイオードを使って昇圧コンデンサを充電する場合は、LT3976の最小入力電圧が最小ドロップアウト電圧によってではなく4.3Vの最小電圧によって制限される場合でも、OUTピンを出力に接続する必要があります。

OUTピンが出力に接続されていると、100mAのアクティブ負荷が軽負荷起動時に昇圧コンデンサを充電します。また、強制された500mVの最小ドロップアウト電圧が、全ての動作状態で昇圧コンデンサを充電された状態に保ちます(「最小ドロップアウト電圧」のセクションを参照)。これにより、優れた起動性能およびドロップアウト性能が得られます。3.3V出力と5V出力での最小入力電圧を図5に示します。

イネーブルおよび低電圧ロックアウト

LT3976は、ENピンが“L”のときシャットダウン状態になり、ENピンが“H”のときアクティブになります。ENコンパレータの下降時しきい値は1.02Vで、60mVのヒステリシスがあります。シャットダウン機能を使わない場合、ENピンはVINに接続することができます。

図6に示すように、低電圧ロックアウト(UVLO)をLT3976に追加できます。通常、UVLOは、入力電源の電流が制限されているか、入力電源のソース抵抗が比較的高い状況で使用されます。スイッチング・レギュレータは電源から一定の電力を引き出すため、電源電圧が低下するにつれ、電源電流が増

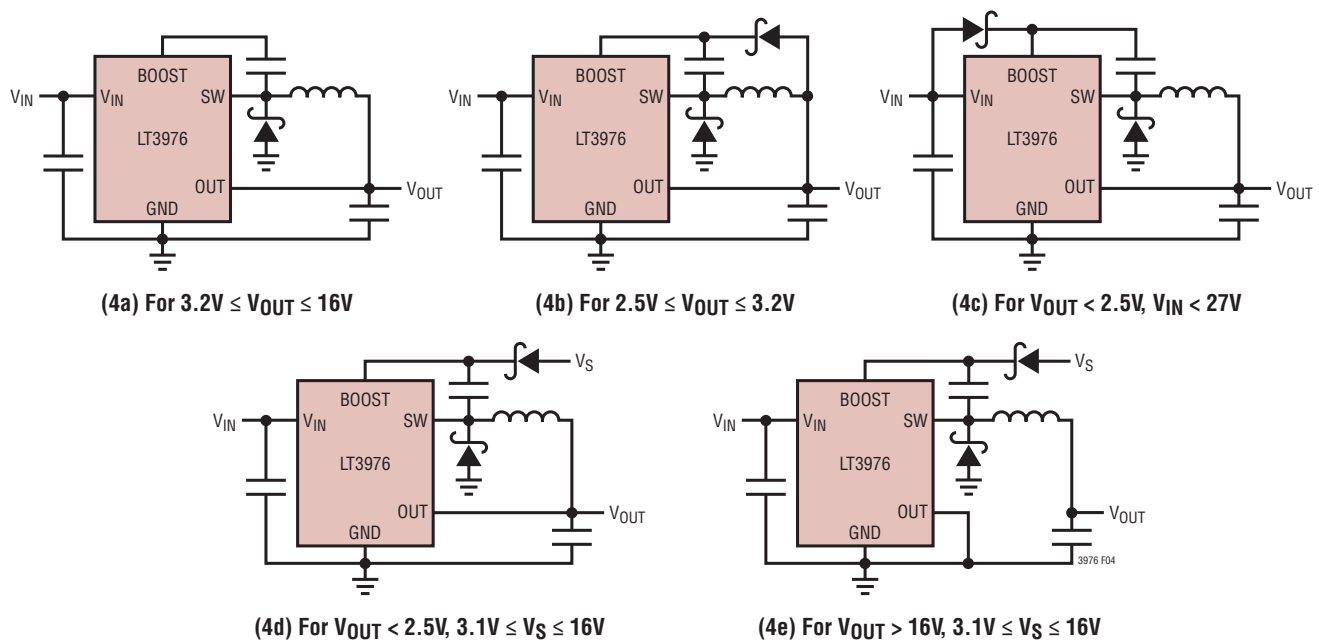


図4. 昇圧電圧を発生させる5つの回路

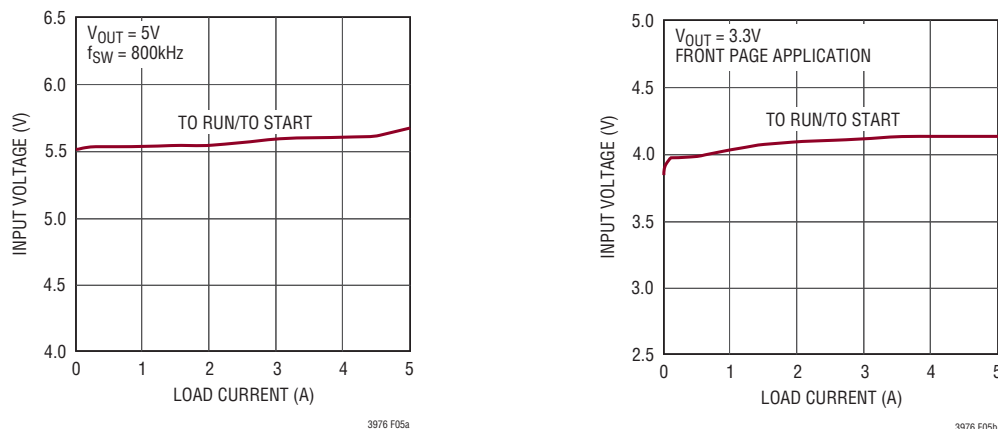


図5. 最小入力電圧は出力電圧および負荷電流に依存

アプリケーション情報

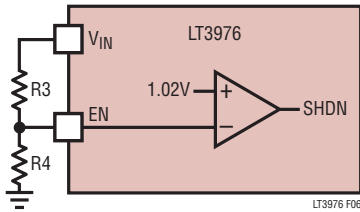


図6. 低電圧ロックアウト

加します。この現象は電源からは負の抵抗負荷のように見えるため、電源電圧が低い状態では、電源が電流を制限するか、または低電圧にラッチする原因になることがあります。UVLOにより、この問題が発生する恐れのある電源電圧では、レギュレータは動作しません。UVLOしきい値は、次式を満足するようにR3とR4の値を設定することにより調整できます。

$$V_{UVLO} = V_{EN(THRESH)} \left(\frac{R3 + R4}{R4} \right)$$

ここで、 $V_{EN(THRESH)}$ はENピンの下降時しきい値です。この値は約1.02Vであり、 V_{IN} が V_{UVLO} より低くなると、この値でスイッチングは停止します。コンパレータのヒステリシスのため、入力が V_{UVLO} より約6%高くなるまでスイッチングは開始しないことに注意してください。

軽負荷電流に対してBurst Modeで動作しているとき、UVLOの抵抗回路網を流れる電流はLT3976が消費する電源電流より簡単に大きくなる場合があります。したがって、UVLOの抵抗を大きくして低負荷での効率に対する影響を最小に抑えます。

ソフトスタート

SSピンを使って起動時およびリセット時の最大入力電流を抑えることにより、LT3976をソフトスタートさせることができます。1.8 μ Aの内部電流源が外部コンデンサを充電して、SSピンに電圧ランプを発生させます。SSピンは内部の V_C ノードをクランプし、それによって電流制限値を徐々に増加させます。SSピンが約1.5V以上のとき最大電流制限値に達します。十分大きなコンデンサを選択することにより、出力はオーバーシュートなしにレギュレーションに達することができます。負荷が1.65 Ω で、SSに10nFのコンデンサを使った標準的アプリケーションにおいて、ENピンを7msの間“H”に引き上げたときの起動波形を図7に示します。

ENピンが“L”のとき、またはサーマル・シャットダウン中は、外付けSSコンデンサはアクティブに放電します。SSピン上のアクティブなプルダウンの抵抗は約150 Ω です。

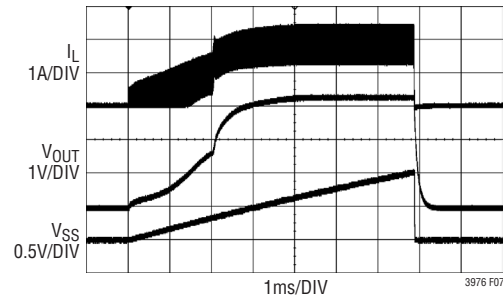


図7. SSに10nFのコンデンサを使った表紙のアプリケーションのソフトスタート波形。1.65 Ω の負荷抵抗を使い、ENを約7msのパルスで“H”にドライブ

同期

低リップルBurst Mode動作を選択するには、SYNCピンを0.5Vより下に接続します（これにはグランドまたはロジックの出力を使うことができます）。

デューティ・サイクルが20%～80%の方形波をSYNCピンに接続することにより、LT3976の発振器を外部周波数に同期させることができます。方形波の振幅には、0.5Vより低い谷と1.5Vより高い山（最大6V）が必要です。

LT3976は、外部クロックに同期しているときは低出力負荷でパルスをスキップしてレギュレーションを維持します。非常に軽負荷では、デバイスはパルスのグループ間でスリープ状態になるため、静止電流は低いですが、Burst Modeでの動作ほど低くはなりません。外部クロックに同期しているときの標準的アプリケーションの静止電流は、負荷なしで11 μ Aです。SYNCピンのDC電圧を“H”に保持することは、出力リップルあるいは最大周波数に対する最小負荷の面で利点を生じないので、推奨されません。SYNCピンはフロート状態にしないでください。

LT3976は250kHz～2MHzの範囲にわたって同期させることができます。 R_T 抵抗は、LT3976のスイッチング周波数を最低同期入力より20%低く設定するように選択します。たとえば、同期信号が250kHz以上になる場合は、（スイッチング周波数が）200kHzになるように R_T を選択します。信頼性が高く安全な動作を保証するため、出力電圧が安定化状態に近づいたことをPGフラグが示すときだけLT3976は同期します。したがって、 R_T 抵抗で設定された周波数で必要な出力電流を供給するのに十分大きいインダクタ値を選択する必要があります（「インダクタの選択」のセクションを参照）。スロープ補償は R_T の値によって設定され、低調波発振を防ぐのに必要な最小スロープ補償はインダクタのサイズ、入力電圧、および出

アプリケーション情報

力電圧によって決まります。同期周波数はインダクタの電流波形のスロープを変えないので、インダクタが R_T で設定される周波数での低調波発振を防ぐのに十分な大きさであれば、スロープ補償は全同期周波数で十分です。

パワーグッド・フラグ

PGピンは、出力電圧が安定化状態にあることをユーザーに指示するオープンドレイン出力です。FBピン電圧によって決まる安定化電圧より出力が8.4%以上低いときは、PGピンは“L”になり、パワーグッド状態でないことを示します。それ以外の場合は、PGピンは高インピーダンスになり、プルアップ抵抗によって“H”に引き上げられることができます。PGピンは、LT3976がイネーブルされ、 V_{IN} が4.3Vより高いときのみ、出力電圧と正確なリファレンスを比較します。デバイスがシャットダウンされると、PGはアクティブに“L”に引き下げられ、LT3976が出力を安定化していないことを示します。アクティブなプルダウン・デバイスを完全にオンにするには、入力電圧が1.4Vより高くなければなりません。入力電圧が上昇するときのPGピンの状態を図8に示します。

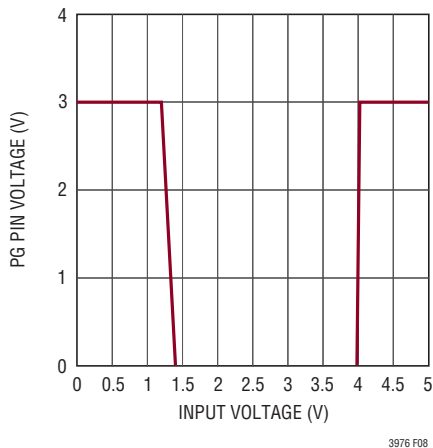


図8. PGピンが150k抵抗を介して3Vに接続されているときのPGピンの電圧と入力電圧。FBピンの電圧は1.15V

短絡入力と逆入力に対する保護

過度に飽和しないようにインダクタを選択すると、LT3976降圧レギュレータは出力の短絡に耐え、電力損失は電流制限フォールドバックによって制限されます(「電流制限フォールドバックと過熱保護」のセクションを参照)。LT3976に入力が加

わっていないときに出力が高く保たれるシステムでは、別の状況を考慮する必要があります。この状況は、バッテリー充電アプリケーション、またはバッテリーや他の電源がLT3976の出力とダイオードOR接続されているバッテリー・バックアップ・システムで発生することがあります。 V_{IN} ピンをフロート状態にすることができる場合で、EN/UVLOピンが(ロジック信号によって、あるいは V_{IN} に接続されているために)“H”に保持されていると、SWピンを介してLT3976の内部回路に静止電流が流れます。この状態で数 μA の電流を許容できるシステムであれば、問題ありません。ENピンを接地すれば、SWピンの電流は実質的にゼロに低下します。ただし、出力を高く保持した状態で V_{IN} を接地すると、ENに関係なく、出力からSWピンおよび V_{IN} ピンを通して、LT3976内部の寄生ダイオードに電流が流れる可能性があります。入力電圧が存在するときのみ動作し、短絡入力や逆入力から保護する回路を図9に示します。

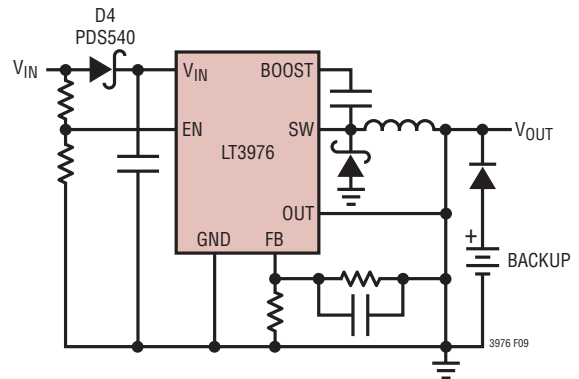


図9. ダイオードD4は、出力に接続されたバックアップ用バッテリーが短絡入力によって放電するのを防ぐ。また、逆入力から回路を保護する。LT3976は入力が与えられているときだけ動作する

プリント回路基板のレイアウト

適切に動作させ、EMIを最小にするには、プリント回路基板のレイアウト時に注意が必要です。適切なPCBレイアウトの例として、推奨部品配置と、トレース、グラウンド・プレーン、およびビアの位置を図10に示します。大きなスイッチング電流がLT3976の V_{IN} ピンとSWピン、キャッチ・ダイオード(D1)および入力コンデンサ(C1)を流れることに注意してください。これらの部品が形成するループは、できるだけ小さくしてください。これらの部品とインダクタおよび出力コンデンサは回路基板の同じ側に配置し、それらをその層で接続します。これらの部品

アプリケーション情報

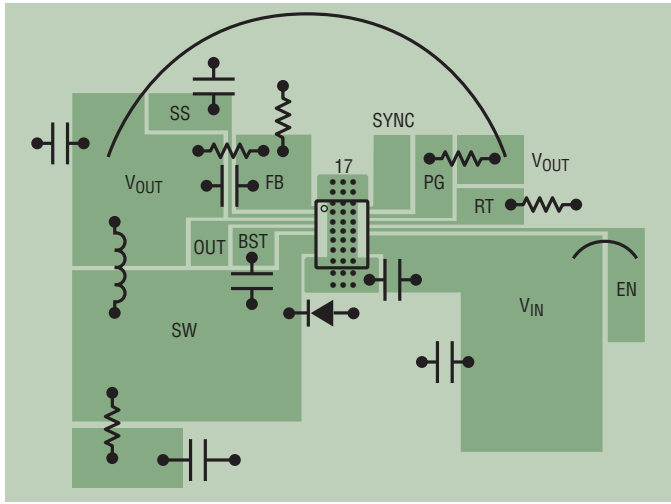


図10. 適切なPCB設計を示すレイアウト

の下には切れ目のないローカル・グランド・プレーンを配置します。SWノードとBOOSTノードはできるだけ小さくします。最後に、グランド・トレースがSWノードとBOOSTノードからFBノードとRTノードをシールドするように、FBノードとRTノードを小さく保ちます。パッケージ底面の露出パッドは、ヒートシンクとして機能するように、グランド・プレーンに半田付けする必要があります。熱抵抗を小さく保つには、グランド・プレーンをできるだけ広げ、LT3976の下や近くから回路基板内および裏側の追加グランド・プレーンまでサーマル・ビアを追加します。

高温に関する検討事項

周囲温度が高い場合は、PCBのレイアウトに注意を払い、LT3976が十分放熱できるようにします。パッケージ底面の露出パッドはグランド・プレーンに半田付けする必要があります。このグランドはサーマル・ビアを使って下の広い銅層に接続します。これらの層はLT3976が発生する熱を放散します。ビアを追加すると、熱抵抗をさらに減らすことができます。高い周囲温度で動作させるときは、周囲温度が最大接合部温度の定格に近づくとつれて最大負荷電流の定格出力を下げます。(「標準的性能特性」セクションの「サーマル・デレーティング」曲線を参照してください。)

LT3976内部の電力損失は効率測定から計算される総電力損失からキャッチ・ダイオードの損失とインダクタの損失を差し引いて推測することができます。ダイ温度は、LT3976の電力損失に、接合部から周囲雰囲気までの熱抵抗を掛けて計算します。

3.3Vおよび5VアプリケーションでのLT3976の温度上昇をサーマル・カメラで測定しており、結果を図11に示します。

パワー・ショットキ・ダイオードの漏れ電流は、接合部温度とともに指数関数的に増加することにも注意してください。パワー・スイッチが閉じると、パワー・ショットキ・ダイオードはパワー・コンバータの出力フィルタ段に並列になります。その結果、ダイオードの漏れ電流の増加によって実質的に負荷が増加し、それに応じて入力静止電流が増加します。したがって、キャッチ・ショットキ・ダイオードは慎重に選択し、高温での軽負荷時電源電流の過度の増加を防ぐ必要があります。

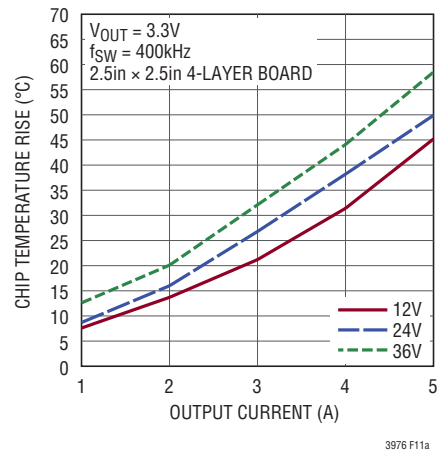


図11a. 最初のページの応用例でのLT3976の温度上昇

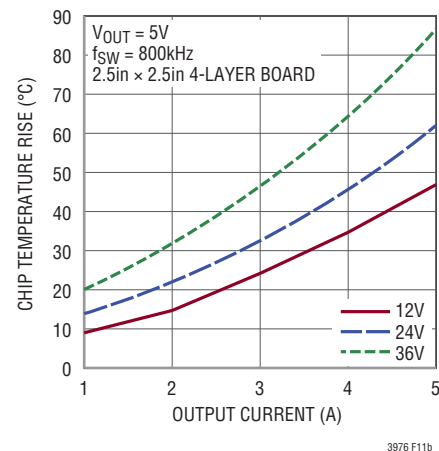


図11b. 5V出力アプリケーションでのLT3976の温度上昇

アプリケーション情報

QFNパッケージのフォルト耐性

QFNパッケージは個々のフォルト状態に耐えられるよう設計されています。隣接する2つのピンを互いに短絡するか、1つのピンをフロート状態のままにしても、出力電圧が上昇したりLT3976レギュレータが損傷することはありません。ただし、このフォルト耐性を実現するため、アプリケーション回路はこのセクションで説明するいくつかの必要条件を満たす必要があります。

隣接ピンの短絡の影響を表5に、フロート・ピンの影響を表6に、それぞれ示します。

アプリケーション回路によるフォルト耐性の実現という点で、検討が必要な項目が3つあります。それは、SS-OUTピン間の短絡、RT-PGピン間の短絡、およびPG-SYNCピン間の短絡

です。出力電圧が6V未満の場合はアプリケーション回路を通常どおり準備できます(図12a参照)。SSピンとOUTピンを短絡してもSSピンの絶対最大定格である6Vには違反せず、PGピンをRTピンまたはSYNCピンに短絡してもこれらの各ピンが絶対最大定格の6Vには違反しないからです。

出力電圧が6Vより高い場合、SSピンがOUTピンに短絡したときにSSピンの絶対最大定格に違反する問題を解決する最善の方法は、OUTピンをGNDに接続することです。OUTピンを接地すると、LT3976のドロップアウト性能を損なうことに注意してください。OUTピンを接地する場合は、出力、 V_{IN} 、または別の電圧源にショットキ・ダイオードを外付けして昇圧コンデンサを充電する必要があります。PGピンのプルアップ抵抗を大きくしてSYNCピンとGNDの間に抵抗を追加する必要があります。

表5. ピン間の短絡の影響

ピン	影響
SS-OUT間	V_{OUT} が6V以下の場合、 V_{OUT} はレギュレーション電圧より低くなる場合があります。出力電圧が6Vより高い場合は、SSピンの絶対最大定格に違反するので、OUTピンはGNDに接続する必要があります(「フォルト耐性」セクションの説明を参照)。
V_{IN} -EN間	影響なし。ほとんどのアプリケーションでは、ENピンは V_{IN} に接続されています。ENピンをロジック信号で駆動する場合、ユーザーは信号を発生している回路が V_{IN} の最大値に耐えられることを確認しておく必要があります。
RT-PG間	PGピンがフロート状態の場合は影響なし。PGピンのプルアップ抵抗とRTピンの抵抗によって形成される抵抗分割器によってRTピンの絶対最大定格に違反しないようにしている限り、PGピンをプルアップ抵抗で出力に接続している場合、 V_{OUT} はレギュレーション電圧より低い電圧に低下します(「フォルト耐性」セクションの説明を参照)。いずれの場合にも、出力電圧がレギュレーション電圧より低くなるとスイッチング周波数は大幅に高くなるので、最小オン時間の条件に違反する場合、LT3976はパルス・スキップ・モードに移行することがあります。
PG-SYNC間	PGピンがフロート状態の場合は影響なし。SYNCピンとGNDの間に抵抗があるか、SYNCピンがGNDに接続されている限り、PGピンをプルアップ抵抗で出力に接続している場合、影響はありません。これは、PGピンのプルアップ抵抗とSYNCピンからGNDまでの抵抗によって形成される抵抗分割器によって、SYNCピンが絶対最大定格に違反しないようにすることが目的です(「フォルト耐性」セクションの説明を参照)。

表6. フロート・ピンの影響

ピン	影響
SS	影響なし。ソフトスタート機能は機能しません。
OUT	V_{OUT} がレギュレーション電圧より低くなる場合があります。OUTピンの接続を切ると、昇圧コンデンサを充電できないのでパワー・スイッチが完全に飽和できず、電力損失が増加します。
BOOST	V_{OUT} がレギュレーション電圧より低くなる場合があります。BOOSTピンの接続を切ると、昇圧コンデンサを充電できないのでパワー・スイッチが完全に飽和できず、電力損失が増加します。
SW	影響なし。SWピンはいくつかあります。
V_{IN}	影響なし。 V_{IN} ピンはいくつかあります。
EN	V_{OUT} がレギュレーション電圧より低くなる場合があります。アプリケーション回路がフロート状態のENピンとどのように結合するかによって、デバイスは正常に機能する可能性もシャットダウンする可能性もあります。
RT	V_{OUT} がレギュレーション電圧より低くなる場合があります。
PG	影響なし。
SYNC	影響なし。アプリケーション回路がフロート状態のSYNCピンとどのように結合するかによって、LT3976はBurst Mode動作になる場合もパルス・スキップ・モードになる場合もあります。
FB	影響なし。FBピンは2つあります。
GND	影響なし。GND接続箇所はいくつかあります。露出パッドをフロート状態にすると、熱性能は低下します。

アプリケーション情報

あります。これにより、PGピンがSYNCピンまたはRTピンに短絡すると抵抗分割器が形成されるので、SYNCピンとRTピンの電圧はその絶対最大定格値より低い値に保たれます。このアプリケーションを図12bに示します。外付けのショットキ・ダイオードは、BOOSTピンの絶対最大定格に違反しないように接続する必要があります。SYNCピンが接地されるか、PGピンがフロート状態のままになる場合は、いずれもフォルト耐性のある回路になるので、SYNCピンの抵抗を取り除いてもかまいません。

リニアテクノロジー社の他の出版物

「アプリケーションノート」の19、35、および44には、降圧レギュレータやその他のスイッチング・レギュレータの詳細な説明と設計情報が記載されています。LT1376のデータシートには、出力リップル、ループ補償、および安定性のテストに関するさらに広範な説明が記載されています。「デザインノート318」には、降圧レギュレータを使用して両極出力電源を生成する方法が示されています。

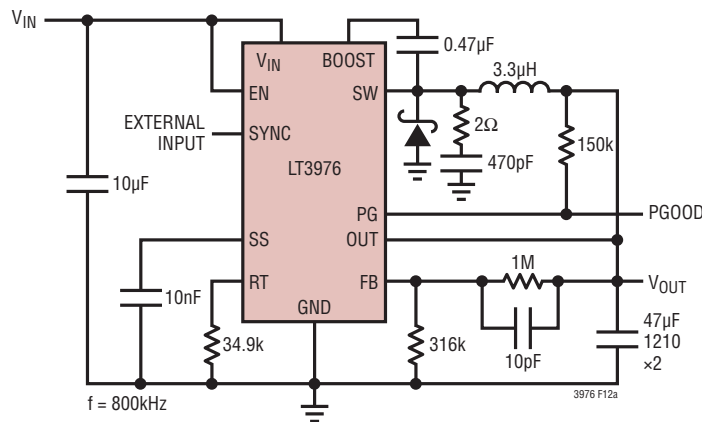


図12a. $V_{OUT} < 6V$ の場合のフォルト耐性
(注記: $V_{OUT} < 3.3V$ の場合は外付けの昇圧ショットキ・ダイオードが必要)

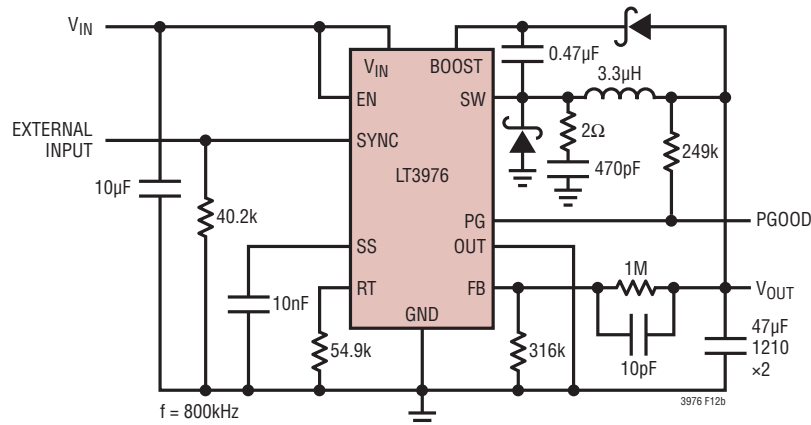
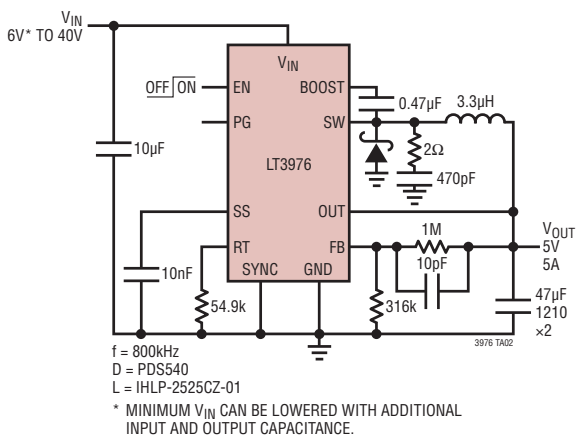


図12b. $V_{OUT} < 27V$ の場合のフォルト耐性
(注記: $V_{OUT} < 3V$ の場合は外付けの昇圧ショットキ・ダイオードを入力に接続)

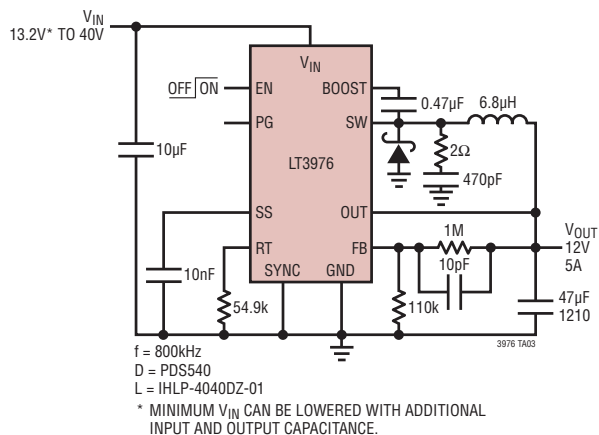
図12. QFNパッケージのLT3976を使用してフォルト耐性(FMEA)を実現する2つの回路例

標準的応用例

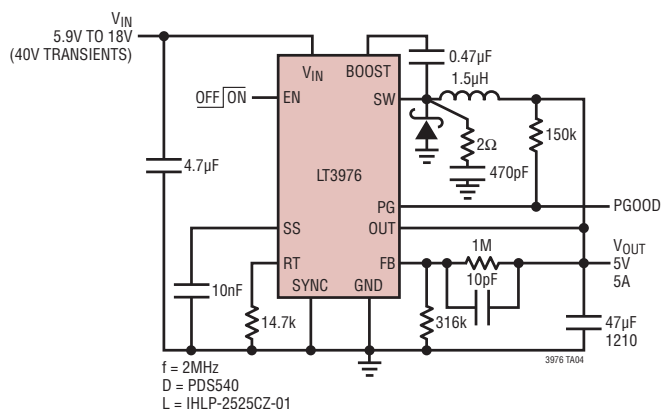
5V 降圧コンバータ



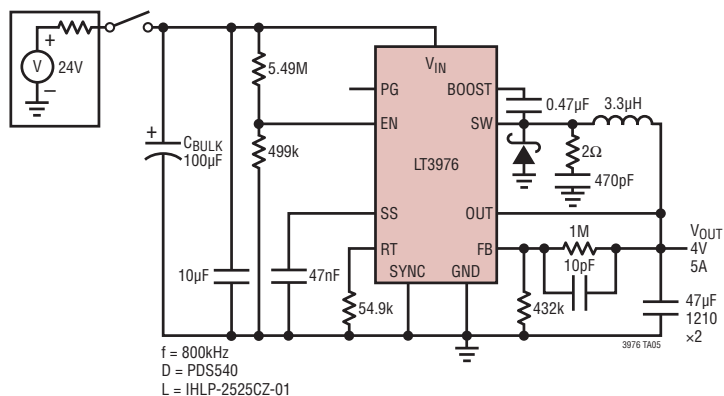
12V 降圧コンバータ



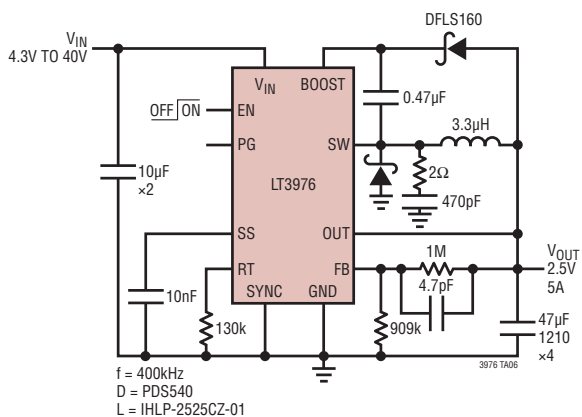
パワーグッド付き 5V、2MHz 降圧コンバータ



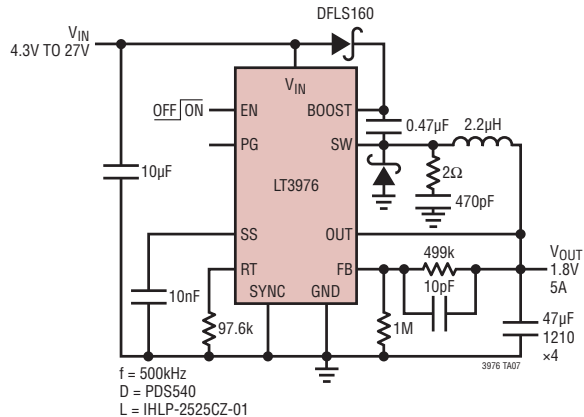
入力電源が高インピーダンスの場合の 4V 降圧コンバータ



2.5V 降圧コンバータ



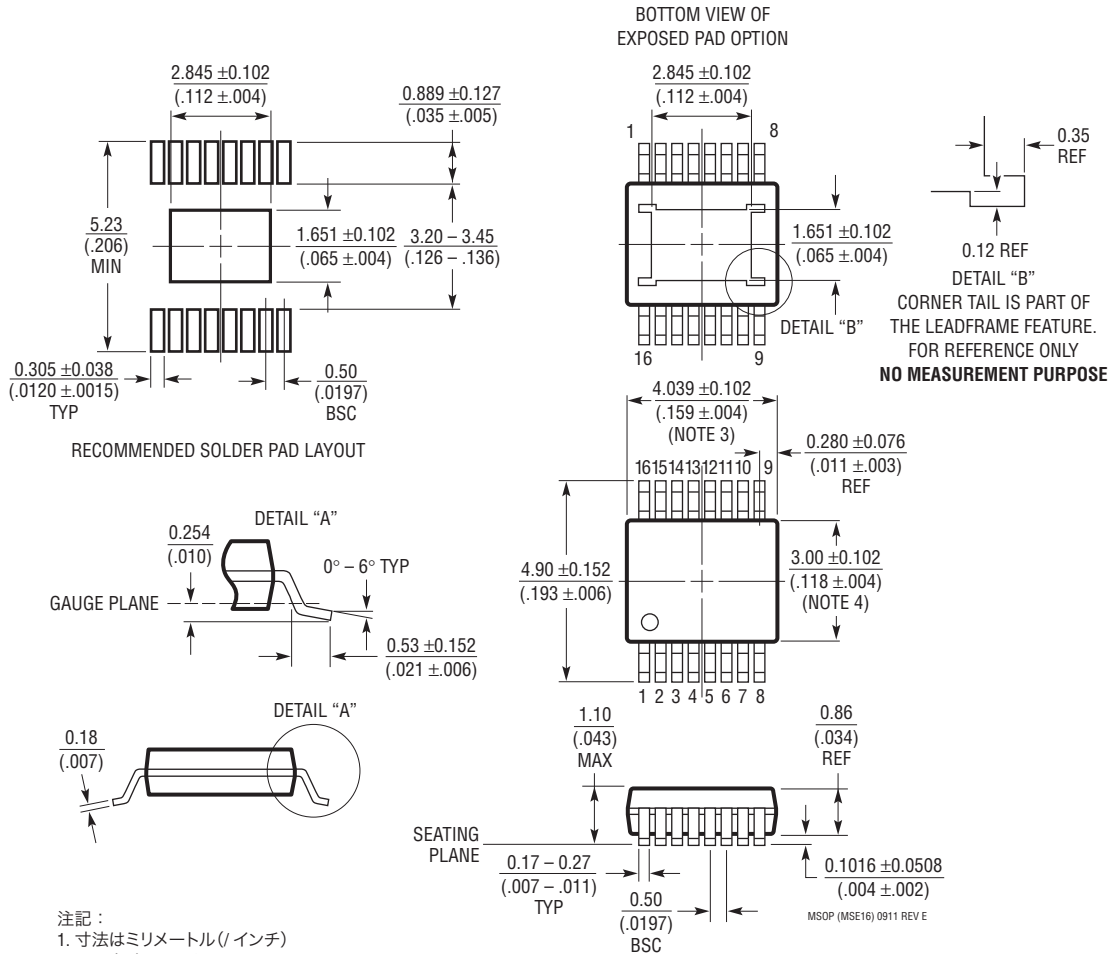
1.8V 降圧コンバータ



パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/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 E)



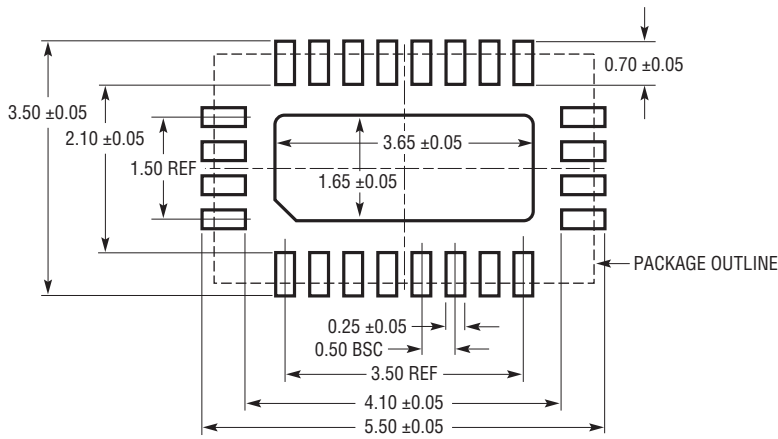
注記:

1. 寸法はミリメートル(インチ)
2. 図は実寸とは異なる
3. 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
4. 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
5. リードの平坦度 (成形後のリードの底面) は最大 0.102mm (0.004") であること
6. 露出パッドの寸法には、モールドフラッシュを含む。
E-PAD 上のモールドフラッシュは、各サイドで 0.254mm (.010") を超えないこと。

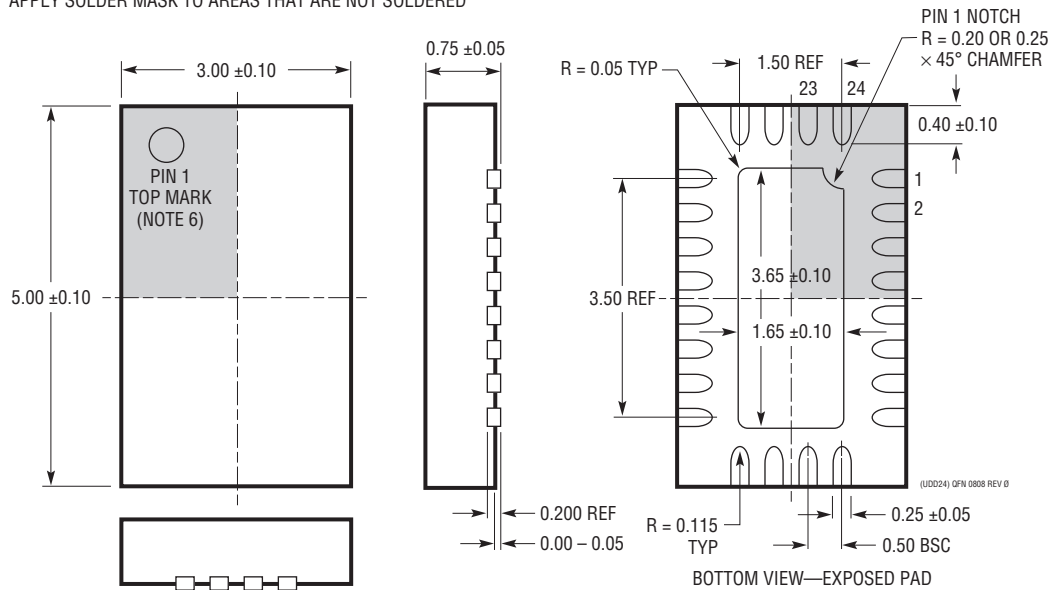
パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/>を参照してください。

UDD Package
24-Lead Plastic QFN (3mm × 5mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1833 Rev 0)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS
 APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



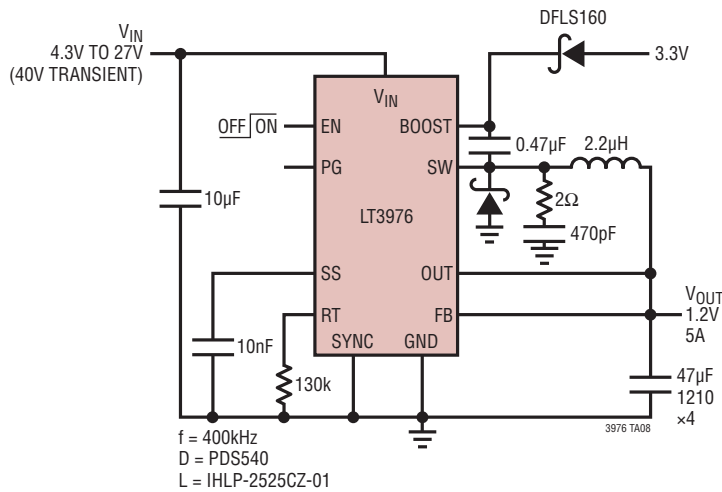
注記：

1. 図は JEDEC のパッケージ外形ではない
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで 0.15mm を超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 灰色の部分はパッケージのトップとボトムのパイン 1 の位置の参考に過ぎない

LT3976

標準的応用例

1.2V 降圧コンバータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT3480	36V (60V までのトランジェント保護あり)、2A (I_{OUT})、2.4MHz 高効率降圧 DC/DC コンバータ (Burst Mode [®] 動作可能)	$V_{IN} = 3.6V \sim 38V$ (トランジェントは最大 60V)、 $V_{OUT(MIN)} = 0.78V$ 、 $I_Q = 70\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10、MSOP-10E
LT3980	58V (80V までのトランジェント保護あり)、2A (I_{OUT})、2.4MHz 高効率降圧 DC/DC コンバータ (Burst Mode 動作可能)	$V_{IN} = 3.6V \sim 58V$ (トランジェントは最大 80V)、 $V_{OUT(MIN)} = 0.79V$ 、 $I_Q = 75\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×4mm DFN-16、MSOP-16E
LT3971	静止電流がわずか 2.8µA の 38V、1.2A (I_{OUT})、2MHz 高効率降圧 DC/DC コンバータ	$V_{IN} = 4.2V \sim 38V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 1.2V$ 、 $I_Q = 2.8\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10、MSOP-10E
LT3991	静止電流がわずか 2.8µA の 55V、1.2A (I_{OUT})、2MHz 高効率降圧 DC/DC コンバータ	$V_{IN} = 4.2V \sim 55V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 1.2V$ 、 $I_Q = 2.8\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10、MSOP-10E
LT3970	静止電流がわずか 2.5µA の 40V、350mA (I_{OUT})、2MHz 高効率降圧 DC/DC コンバータ	$V_{IN} = 4.2V \sim 40V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 1.2V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 0.7\mu A$ 、2mm×3mm DFN-10、MSOP-10E
LT3990	静止電流がわずか 2.5µA の 62V、350mA (I_{OUT})、2.2MHz 高効率降圧 DC/DC コンバータ	$V_{IN} = 4.2V \sim 62V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 1.2V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 0.7\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10、MSOP-16E