

# 消費電流75µAの 33V、3.5A、2.4MHz 降圧スイッチング・レギュレータ

### 特長

- 広い入力範囲: 3.6V~33V動作 62Vまでの過渡電圧に対する 過電圧ロックアウト保護回路
- 出力電流:最大3.5A
- 低リップル(<15mV<sub>P-P</sub>)のBurst Mode<sup>®</sup>動作: 12V<sub>IN</sub>から3.3V<sub>OUT</sub>への変換時にI<sub>O</sub>が75µA
- 調整可能なスイッチング周波数:200kHz~2.4MHz
- 少ないシャットダウン電流:I<sub>0</sub> < 1µA</p>
- 昇圧ダイオード内蔵
- 250kHz~2MHzの範囲で同期可能
- パワーグッド・フラグ
- 飽和スイッチ設計:95mΩのオン抵抗
- 出力電圧:0.79V~30V
- 熱保護
- ソフトスタート機能
- 熱特性が改善された小型10ピンMSOP および(3mm×3mm)DFNパッケージ

# アプリケーション

- 車載バッテリの安定化
- 分配電源の安定化
- 産業用電源
- ACアダプタ・トランスの安定化

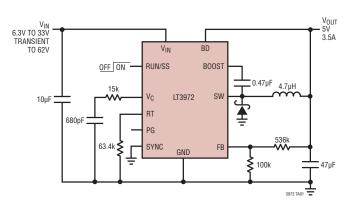
### 概要

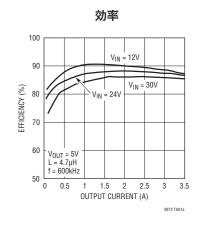
LT<sup>®</sup>3972は、33V(最大62V)までの入力電圧を使用可能な 可変周波数(200kHz~2.4MHz)モノリシック降圧スイッチン グ・レギュレータです。高効率の95mΩスイッチに加え、昇圧 ショットキー・ダイオード、必要な発振器、制御回路、ロジック 回路を1個のチップに搭載しています。電流モード方式を採用 することにより、高速過渡応答を実現し、優れたループ安定 性が得られます。低リップルのBurst Mode動作により、標準的 なアプリケーションにおいて出力リップルを15mV未満に保ち ながら、低出力電流で高効率を維持します。また、VOUTが3V を超える場合に出力からバイアス電流を流すことにより、低出 力電流時の効率をさらに向上させることができます。シャット ダウンによって入力電源電流を1µA未満まで低減するととも に、RUN/SSピンの抵抗とコンデンサによって出力電圧ランプ を制御します(ソフトスタート)。パワーグッド・フラグは、VOUT が設定された出力電圧の91%に達していることを知らせます。 LT3972は露出パッド付きの10ピンMSOPおよび3mm×3mm DFNパッケージで供給されるので、熱抵抗を小さく抑えること ができます。

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

### 標準的応用例

#### 5V降圧コンバータ





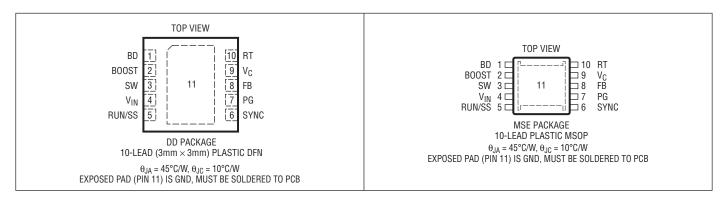


# 絶対最大定格 (Note 1)

V <sub>IN</sub> 、RUN/SSの電圧(Note 5)	62\
B00STピンの電圧	56\
SWピンを超えるBOOSTピン電圧	30\
FB、RT、V <sub>C</sub> の電圧	5\
PG、BD、SYNCの電圧	30\

重	b作接合部温度範囲(Note 2	)
	LT3972E	−40°C~125°C
	LT39721	−40°C~125°C
	LT3972H	−40°C~150°C
仔	学存温度範囲	−65°C~150°C
را	ード温度(半田付け、10秒)	
	(MSEのみ)	300°C

# ピン配置



### 発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LT3972EDD#PBF	LT3972EDD#TRPBF	LDXR	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LT3972IDD#PBF	LT3972IDD#TRPBF	LDXR	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LT3972EMSE#PBF	LT3972EMSE#TRPBF	LTDXS	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT3972IMSE#PBF	LT3972IMSE#TRPBF	LTDXS	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT3972HMSE#PBF	LT3972HMSE#TRPBF	LTDXS	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°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。 非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/ をご覧ください。 テープアンドリールの仕様の詳細については、http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree// をご覧ください。

# 電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外はT<sub>A</sub> = 25°Cでの値。注記がない限り、V<sub>IN</sub> = 10V、V<sub>RUN/SS</sub> = 10V、V<sub>BOOST</sub> = 15V、V<sub>BD</sub> = 3.3V。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum Input Voltage		•		3	3.6	V
V <sub>IN</sub> Overvoltage Lockout		•	33	35	37	V
Quiescent Current from V <sub>IN</sub>	V <sub>RUN/SS</sub> = 0.2V			0.01	0.5	μA
	V <sub>BD</sub> = 3V, Not Switching	•		30	65	μА
	V <sub>BD</sub> = 0, Not Switching			120	160	μA



# 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TA = 25℃での値。注記がない限り、V<sub>IN</sub> = 10V、V<sub>RUN/SS</sub> = 10V、V<sub>BOOST</sub> = 15V、V<sub>BD</sub> = 3.3V。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Quiescent Current from BD	V <sub>RUN/SS</sub> = 0.2V			0.01	0.5	μА
	V <sub>BD</sub> = 3V, Not Switching	•		90	130	μА
	V <sub>BD</sub> = 0, Not Switching			1	5	μА
Minimum Bias Voltage (BD Pin)				2.7	3	V
Feedback Voltage		•	780 775	790 790	800 805	mV mV
FB Pin Bias Current (Note 3)	$V_{FB} = 0.8V, V_C = 1.2V$	•		10	40	nA
FB Voltage Line Regulation	4V < V <sub>IN</sub> < 33V			0.002	0.01	%/V
Error Amp g <sub>m</sub>				500		μmho
Error Amp Gain				2000		
V <sub>C</sub> Source Current				60		μА
V <sub>C</sub> Sink Current				60		μA
V <sub>C</sub> Pin to Switch Current Gain				5.3		A/V
V <sub>C</sub> Clamp Voltage				2		V
Switching Frequency	R <sub>T</sub> = 8.66k R <sub>T</sub> = 29.4k R <sub>T</sub> = 187k		2.2 1.0 200	2.45 1.1 230	2.7 1.25 260	MHz MHz kHz
Minimum Switch Off-Time		•		60	150	nS
Switch Current Limit	Duty Cycle = 5%		4.6	5.4	6.2	А
Switch V <sub>CESAT</sub>	I <sub>SW</sub> = 3.5A			335		mV
Boost Schottky Reverse Leakage	$V_{BD} = 0V$			0.02	2	μА
Minimum Boost Voltage (Note 4)		•		1.5	2	V
BOOST Pin Current	I <sub>SW</sub> = 1A			35	50	mA
RUN/SS Pin Current	$V_{RUN/SS} = 2.5V$			5	8	μA
RUN/SS Input Voltage High					2.5	V
RUN/SS Input Voltage Low			0.2			V
PG Threshold Offset from Feedback Voltage	V <sub>FB</sub> Rising			65		mV
PG Hysteresis				10		mV
PG Leakage	$V_{PG} = 5V$			0.1	1	μA
PG Sink Current	$V_{PG} = 0.4V$	•	200	800		μА
SYNC Low Threshold			0.5			V
SYNC High Threshold					0.7	V
SYNC Pin Bias Current	V <sub>SYNC</sub> = 0V			0.1		μA

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスに永続的な損傷を与える可能性がある値。また、絶対最大定格状態が長時間続くと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

Note 2:LT3972Eは0°C~125°Cの温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 -40°C~125°Cの動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT3972Iの仕様は-40°C~125°Cの温度範囲で保証されている。LT3972Hの仕様は-40°C~150°Cの動作温度範囲で保証されている。高い接合部温度は動作寿命に悪影響を及ぼす。接合部温度が125°Cを超えると、動作寿命は悪くなる。

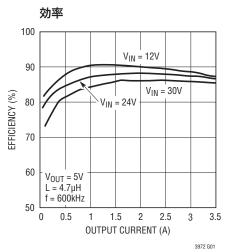
Note 3:バイアス電流はFBピンから流れ出す。

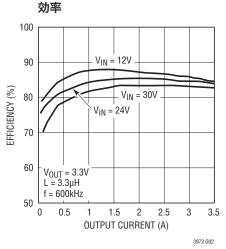
Note 4: これはスイッチが完全に飽和するのを保証するのに必要な、昇圧コンデンサの両端の最小電圧である。

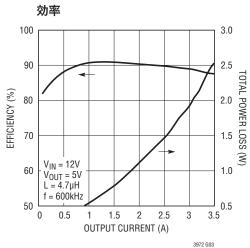
**Note 5:**  $V_{IN}$ ピンとRUN/SSピンの絶対最大電圧は、繰り返さない1秒間の過渡の場合は62V、連続動作では40Vである。

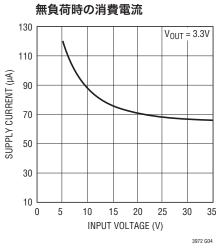


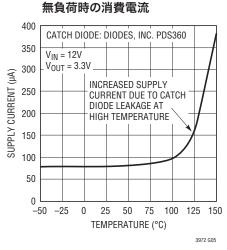
### 標準的性能特性 注記がない限り、TA = 25°C。

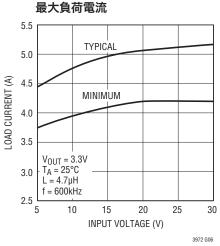


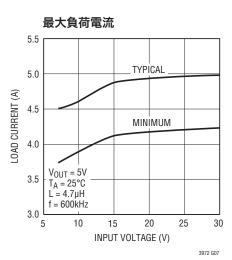


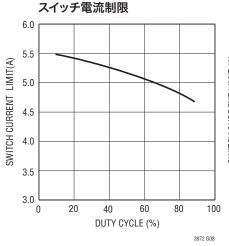


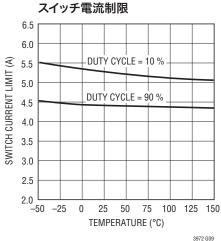






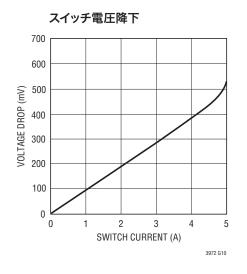


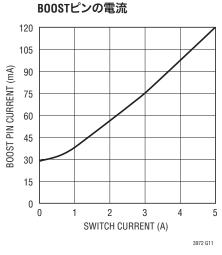


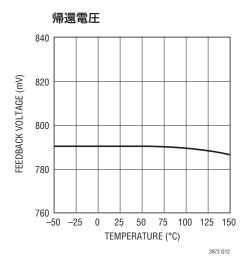


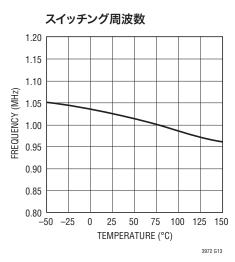


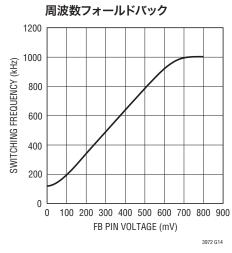
# 標準的性能特性 注記がない限り、TA = 25℃。

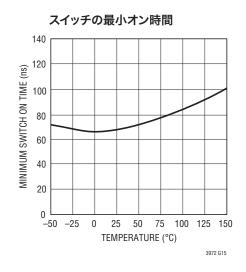


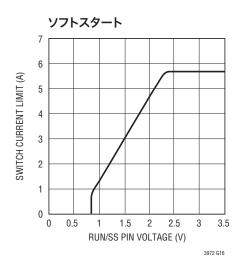


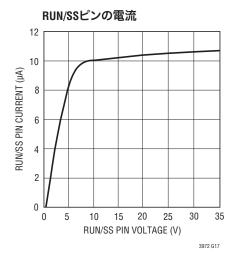


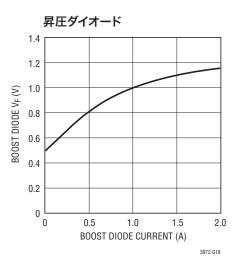






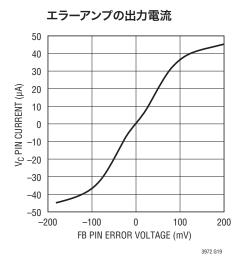


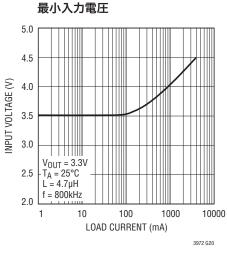


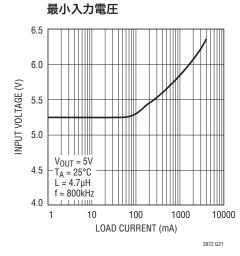


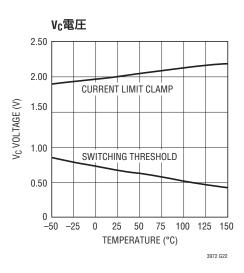


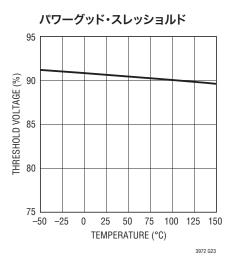
# 標準的性能特性 注記がない限り、TA = 25℃。

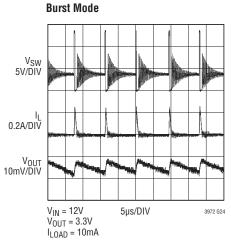




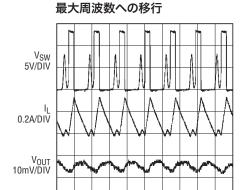








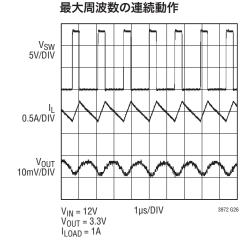
スイッチング波形:



1µs/DIV

 $\begin{aligned} &V_{IN} = 12V \\ &V_{OUT} = 3.3V \\ &I_{LOAD} = 110 \text{mA} \end{aligned}$ 

スイッチング波形:Burst Modeから



スイッチング波形:



### ピン機能

**BD(ピン1)**:このピンは昇圧ショットキー・ダイオードのアノードに接続されています。また、BDピンは内部レギュレータに電流を供給します。

BOOST(ピン2):このピンは、入力電圧より高いドライブ電圧を内部バイポーラNPNパワー・スイッチに供給するのに使用されます。

**SW(ピン3)**: SWピンは内部パワー・スイッチの出力です。このピンは、インダクタ、キャッチ・ダイオードおよび昇圧コンデンサに接続してください。

**V<sub>IN</sub>(ピン4)**: V<sub>IN</sub>ピンはLT3972の内部レギュレータおよび内部パワー・スイッチに電流を供給します。このピンはローカルでバイパスする必要があります。

**RUN/SS(ピン5)**: RUN/SSピンはLT3972をシャットダウン・モードにするのに使います。グランドに接続すると、LT3972がシャットダウンします。通常動作時は、2.5V以上の電圧に接続します。シャットダウン機能を使用しない場合は、このピンをV<sub>IN</sub>ピンに接続します。RUN/SSはソフトスタート機能も提供します。「アプリケーション情報」を参照してください。

SYNC(ピン6):このピンは外部クロック同期入力です。低出力負荷で低リップルのBurst Mode動作を行なう場合は、このピンを接地します。同期させるにはクロック・ソースに接続します。クロックのエッジの立ち上がり時間と立ち下がり時間は1µsより短くします。このピンを使用しない場合はGNDに接続します。「アプリケーション情報」の「同期」を参照してください。

**PG(ピン7)**: PGピンは内部コンパレータのオープンコレクタ出力です。FBピンが最終的な安定化電圧の9%以内になるまで、PGは"L"のままです。PG出力が有効なのは、 $V_{IN}$ が3.6Vより高く、RUN/SSが"H"のときです。

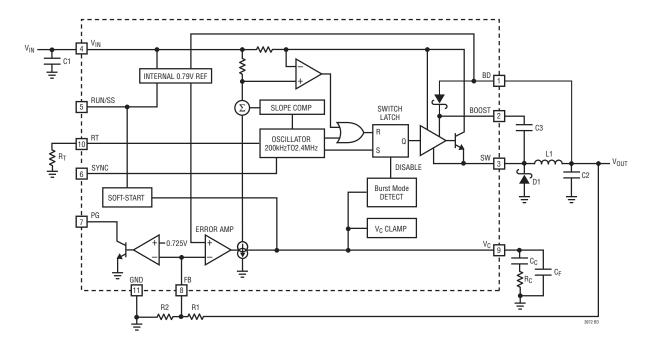
**FB(ピン8)**:LT3972はそのFBピンを0.790Vに安定化します。 帰還抵抗分割器のタップをこのピンに接続します。

V<sub>C</sub>(ピン9): V<sub>C</sub>ピンは内部エラーアンプの出力です。このピンの電圧がピーク・スイッチ電流を制御します。制御ループを補償するため、RCネットワークをこのピンからグランドに接続します。

RT(ピン10):発振器抵抗入力。このピンからグランドに抵抗を接続してスイッチング周波数を設定します。

**露出パッド(ピン11)**: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。

# ブロック図





### 動作

LT3972は固定周波数の電流モード降圧レギュレータです。RTによって周波数が設定される発振器により、RSフリップ・フロップがイネーブルされ、内部のパワー・スイッチがオンします。アンプとコンパレータが $V_{IN}$ 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。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、 $V_{C}$ ピンをサーボ制御します。エラーアンプの出力が上昇すると、出力に供給される電流が増加します。 $V_{C}$ 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 $V_{C}$ と、外付けの抵抗とコンデンサを使って $V_{C}$ ので、 $V_{C}$ と、大学で、 $V_{C}$ と、 $V_{C}$ と、V

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 $V_{IN}$ ピンから電力供給を受けますが、3Vを超える外部電圧にBDピンが接続されると、バイアス電力は外部ソース(通常は安定化された出力電圧)から供給されます。これにより、効率が改善されます。RUN/SSピンを使ってLT3972をシャットダウンすると出力が切断され、入力電流が $0.5\mu$ A未満に減少します。

スイッチ・ドライバは入力またはBOOSTピンのどちらかで動作します。外付けのコンデンサとダイオードを使って入力電源よ

り高い電圧をBOOSTピンに発生させます。これにより、ドライバは内部バイポーラNPNパワー・スイッチを完全に飽和させ、高い効率で動作させることができます。

効率をさらに上げるため、LT3972は軽負荷状態では自動的に Burst Mode動作に切り替わります。バーストとバーストの間に は、出力スイッチの制御に関連したすべての回路がシャットダ ウンし、標準的なアプリケーションでは入力電源電流が75μA に減少します。

FBピンの電圧が低いと、発振器はLT3972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。

LT3972は、FBピンが安定化電圧値の91%になるとトリップするパワーグッド・コンパレータを内蔵しています。PG出力はオープン・コレクタ・トランジスタで、出力が安定しているときオフしているので、外付け抵抗によってPGピンを"H"に引き上げることができます。LT3972がイネーブルされていてV<sub>IN</sub>が3.6Vを超えていると、パワーグッドは有効です。

LT3972は、V<sub>IN</sub>が標準35V(最小33V)を超えるとスイッチング 動作をディスエーブルする過電圧保護機能を搭載しています。 スイッチングがディスエーブルされると、LT3972は安全に最大 62Vの入力電圧を保持することができます。

### FB抵抗ネットワーク

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って設定されます。次式に従って1%抵抗を選択します。

$$R1 = R2 \left( \frac{V_{0UT}}{0.79V} - 1 \right)$$

参照名についてはブロック図を参照してください。

### スイッチング周波数の設定

LT3972は固定周波数PWMアーキテクチャを採用し、RTピンからグランドに接続した抵抗を使って200KHz~2.4MHzの範囲でスイッチングするように設定することができます。所期のスイッチング周波数に必要なRTの値を図1に示します。

R <sub>T</sub> の値(kΩ)
215
140
100
78.7
63.4
53.6
45.3
39.2
34
26.7
22.1
18.2
15
12.7
10.7
9.09

図1. スイッチング周波数とR<sub>T</sub>の値

### 動作周波数のトレードオフ

動作周波数の選択は、効率、部品サイズ、最小損失電圧、最大入力電圧の間のトレードオフになります。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。不利な点は、効率が下がり、最大入力電圧が下がり、損失電圧が大きくなることです。所定のアプリケーションの最大許容スイッチング周波数(f<sub>SW(MAX)</sub>)は次のように計算することができます。

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

ここで、V<sub>IN</sub>は標準入力電圧、V<sub>OUT</sub>は出力電圧、V<sub>D</sub>はキャッチ・ダイオードの電圧降下(約0.5V)、V<sub>SW</sub>は内部スイッチの電圧降下(最大負荷で約0.5V)です。この式は、高いV<sub>IN</sub>/V<sub>OUT</sub>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。また、次の項で示されているように、周波数を下げると、損失電圧を下げることができます。入力電圧範囲がスイッチング周波数に依存するのは、LT3972のスイッチの最小オン時間と最小オフ時間が限られているためです。スイッチは最小約150nsオンし、最小約150nsオフすることができます。25℃での標準的な最小オン時間は80nsです。これは、最小と最大のデューティサイクルが次のようになることを意味します。

 $DC_{MIN} = f_{SW}t_{ON(MIN)}$ 

 $DC_{MAX} = 1 - f_{SW} t_{OFF(MIN)}$ 

ここで、f<sub>SW</sub>はスイッチング周波数、t<sub>ON(MIN)</sub>は最小スイッチ・オン時間(約150ns)、t<sub>OFF(MIN)</sub>は最小スイッチ・オフ時間(約150ns)です。これらの式は、スイッチング周波数が低下するにつれてデューティサイクルの範囲が広がることを示しています。

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(次の項を参照)、インダクタとコンデンサの値が小さく保たれます。

#### 入力電圧範囲

LT3972のアプリケーションの最大入力電圧は、スイッチング 周波数、 $V_{IN}$ ピンとBOOSTピンの絶対最大定格、動作モード に依存します。

LT3972は最大33Vの入力電圧で動作可能で、最大62Vの入力電圧に耐えることができます。 $V_{IN}>35V$ (標準)(最小33V、最大37V)の場合、LT3972がスイッチをオフに保ち、出力が安定しない可能性があります。

最大62Vの入力で安全な動作を行うには、下記に従って37V で安全な動作を行えるようにショットキー・ダイオード、インダクタ・サイズ、スイッチング周波数を選択する必要があります。

出力が起動、短絡、または他の過負荷状態の間、スイッチング 周波数は次式に従って選択されます。



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

ここで、 $V_{IN(MAX)}$ は最大動作入力電圧、 $V_{OUT}$ 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0.5V)、 $f_{SW}$ は( $R_T$ によって設定される)スイッチング周波数、 $t_{ON(MIN)}$ は最小スイッチ・オン時間(約100ns)です。スイッチング周波数が高いほど最大動作入力電圧が下がることに注意してください。逆に、高い入力電圧で安全な動作を実現するには、スイッチング周波数を低くする必要があります。

出力が安定していて、短絡、起動、過負荷などが発生する恐れがなければ、スイッチング周波数に関係なく、最大33Vの入力電圧過渡を許容できます。このモードでは、LT3972は出力を安定状態に保つために(スイッチング・パルスをスキップする)パルス・スキップ動作を行う可能性があります。このモードでは、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より大きくなります。

最小入力電圧は、LT3972の約3.6Vの最小動作電圧またはその最大デューティサイクルのいずれかによって決まります(前項の式を参照)。デューティサイクルによる最小入力電圧は次のとおりです。

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT} + V_{D}}{1 - f_{SW} t_{OFF(MIN)}} - V_{D} + V_{SW}$$

ここで、V<sub>IN(MIN)</sub>は最小入力電圧、t<sub>OFF(MIN)</sub>は最小スイッチ・オフ時間(150ns)です。スイッチング周波数が高いほど、最小入力電圧が高くなることに注意してください。損失電圧を下げたい場合は、低いスイッチング周波数を使います。

#### インダクタの選択

所定の入力電圧と出力電圧に対して、インダクタの値とスイッチング周波数によってリップル電流が決まります。リップル電流ΔI<sub>L</sub>はV<sub>IN</sub>またはV<sub>OUT</sub>が高いほど増加し、インダクタンスが大きいほど、またスイッチング周波数が高いほど減少します。リップル電流を選択するには、次式を出発点にします。

 $\Delta I_L = 0.4(I_{OUT(MAX)})$ 

ここで、I<sub>OUT(MAX)</sub>は最大出力負荷電流です。十分な出力電流を保証するには、ピーク・インダクタ電流はLT3972のスイッチ電流制限値(I<sub>LIM</sub>)より小さくなければなりません。ピーク・インダクタ電流は次のようになります。

 $I_{L(PEAK)} = I_{OUT(MAX)} + \Delta I_{L}/2$ 

ここで、 $I_{L(PEAK)}$ はピーク・インダクタ電流、 $I_{OUT(MAX)}$ は最大出力負荷電流、 $\Delta I_{L}$ はインダクタ・リップル電流です。LT3972のスイッチ電流制限値( $I_{LIM}$ )は、低デューティサイクルでは少なくとも5.5Aですが、直線的に低下してDC = 0.8では4.5Aになります。最大出力電流はインダクタ・リップル電流に応じて変動します。

 $I_{OUT(MAX)} = I_{LIM} - \Delta I_{L}/2$ 

十分な最大出力電流(IouT(MAX))を実現するインダクタ・リップル電流を必ず選択してください。

最大 $V_{IN}$ で最大インダクタ・リップル電流が発生します。リップル電流が規定された最大値を超えないようにするには、次式に従ってインダクタの値を選択します

$$L = \left(\frac{V_{OUT} + V_{D}}{f_{SW}\Delta I_{L}}\right) \left(1 - \frac{V_{OUT} + V_{D}}{V_{IN(MAX)}}\right)$$

ここで、 $V_D$ はキャッチ・ダイオードの電圧降下(約0.4V)、 $V_{IN(MAX)}$ は最大入力電圧、 $V_{OUT}$ は出力電圧、 $f_{SW}$ は(RTによって設定された)スイッチング周波数、Lは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。フォールト状態(起動時または短絡時)や高入力電圧(>30V)で堅牢な動作を実現するには、飽和電流を5Aより大きくします。高い効率を保つには、直列抵抗(DCR)が0.1Ω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。適している種類と製造供給元のリストを表1に示します。

表1. インダクタの製造供給元

VENDOR	URL	PART SERIES	TYPE
Murata	www.murata.com	LQH55D	Open
TDK	www.componenttdk.com	SLF10145	Shielded
Toko	www.toko.com	D75C D75F	Shielded Open
Sumida	www.sumida.com	CDRH74 CR75 CDRH8D43	Shielded Open Shielded
NEC	www.nec.com	MPLC073 MPBI0755	Shielded Shielded

もちろん、このように簡単な設計ガイドでは、個々のアプリケー ションに最適なインダクタを常に提供できるとはかぎりませ ん。インダクタの値を大きくすると最大負荷電流がわずかに増 加し、出力電圧リップルが減少します。負荷が3.5Aより小さい 場合、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。この場合、物理的に小さいインダクタを 使うことができます。あるいは、DCRの小さいものを使って効 率を上げることができます。このデータシートの「標準的性能 特性」のいくつかのグラフには、いくつかのよく使われる出力電 圧に対して、入力電圧とインダクタ値の関数としての最大負荷 電流が示されています。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ます。問題はありませんが、最大負荷 電流がさらに減少します。最大出力電流と不連続モード動作 の詳細については、「アプリケーションノート44」をご覧くださ い。最後に、50%を超えるデューティサイクル(VOUT/VIN > 0.5) では、低調波発振を防ぐために必要な最小インダクタンスが あります。AN19を参照してください。

### 入力コンデンサ

X7RまたはX5Rタイプのセラミック・コンデンサを使ってLT3972回路の入力をバイパスします。Y5Vタイプは温度や加えら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。10μF~22μFのセラミック・コンデンサはLT3972をバイパスするのに適しており、リップル電流に容易に対応できます。低いスイッチング周波数を使用すると、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かったり、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。これには高性能では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入力電源から高速の立ち上がりと立ち下がりを伴うパルス電流が流れます。その結果LT3972に生じる電圧リップルを低減し、非常に高い周波数のこのスイッチング電流を狭いローカル・ループに閉じ込めてEMIを最小限に抑えるために入力コンデンサが必要です。10μFのコンデンサはこの役目を果たしますが、それがLT3972とキャッチ・ダイオードの近くに配置された場合に限られます(「PCBレイアウト」を参照)。2番目の注意点は、セラミックの入力コンデンサとLT3972の最大入力電圧定格の関係に関するものです。セラミックの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高い(減衰しにくい)タンク回路を形成します。LT3972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倍のリンギングが生じて、LT3972の電圧定格を超える恐れがあります。この状況は容易に避けられます(「安全な活線挿入」を参照)。

スペースに敏感なアプリケーションでは、LT3972の入力のローカル・バイパスに4.7µFのセラミック・コンデンサを使うことができます。ただし、入力容量が小さいと、入力電流リップルと入力電圧リップルが増加し、他の回路にノイズが結合することがあります。また、電圧リップルが大きくなると、LT3972の最小動作電圧が約3.7Vに上がります。

#### 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。インダクタとともに、出力コンデンサはLT3972が生成する方形波をフィルタ処理してDC出力を生成します。この機能では出力コンデンサが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、過渡負荷に電流を供給してLT3972の制御ループを安定させるためにエネルギーを蓄積することです。セラミック・コンデンサの等価直列抵抗(ESR)は非常に小さいので、最高のリップル性能を実現します。次の値が出発点として最適です。

$$C_{OUT} = \frac{100}{V_{OUT}f_{SW}}$$

ここで、fswの単位はMHz、CoutはµFで表した推奨出力容量です。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、過渡応答が良くなります。補償ネットワークもループ帯域幅を保つように調整されていると、もっと大きな値のコンデンサを使って過渡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、過渡性能が低下します。「周波数補償」を参照して、適切な保証ネットワークを選択してください。



#### 表2. コンデンサの製造供給元

VENDOR	PHONE	URL	PART SERIES	COMMANDS
Panasonic	(714) 373-7366	www.panasonic.com	Ceramic, Polymer, Tantalum	EEF Series
Kemet	(864) 963-6300	www.kemet.com	Ceramic, Tantalum	T494, T495
Sanyo	(408) 749-9714	www.sanyovideo.com	Ceramic, Polymer, Tantalum	POSCAP
Murata	(408) 436-1300	www.murata.com	Ceramic	
AVX		www.avxcorp.com	Ceramic, Tantalum	TPS Series
Taiyo Yuden	(864) 963-6300	www.taiyo-yuden.com	Ceramic	

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高い電圧定格のコンデンサが必要なことがあります。高性能タンタル・コンデンサや電解コンデンサを出力コンデンサに使うことができます。ESRが小さいことが重要ですから、スイッチング・レギュレータ用のものを選択します。供給元によってESRが規定されている必要があり、0.05Ω以下のものにします。このタイプのコンデンサはセラミック・コンデンサより大きく、容量も大きくなります。これはESRを小さくするためコンデンサを大きくする必要があるからです。コンデンサの製造供給元のリストを表2に示します。

#### キャッチ・ダイオード

キャッチ・ダイオードはスイッチ・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。

### $I_{D(AVG)} = I_{OUT} (V_{IN} - V_{OUT})/V_{IN}$

ここで、IOUTは出力負荷電流です。公称動作に必要な電流定格より大きな電流定格のダイオードを検討する唯一の理由は、出力が短絡したときのワーストケース条件に対応するためです。この場合、ダイオード電流は標準ピーク・スイッチ電流まで増加します。ピーク逆電圧はレギュレータの入力電圧に等しくなります。逆電圧定格が入力電圧より大きいショットキー・ダ

イオードを使います。LT3972は過電圧保護機能によってV<sub>IN</sub> >35V時にスイッチをオフに保つので、V<sub>IN</sub>が最大62Vの場合でも40V定格のショットキーを使用できます。いくつかのショットキー・ダイオードとその製造供給元を表3に示します。

表3. ダイオードの製造供給元

PART NUMBER	V <sub>R</sub> (V)	I <sub>AVE</sub> (A)	V <sub>F</sub> AT 3A (mV)
On Semiconductor MBRA340	40	3	500
Diodes Inc. PDS340 B340A B340LA	40 40 40	3 3 3	500 500 450

#### セラミック・コンデンサ

セラミック・コンデンサは小さく堅牢で、非常に小さいESRを実現します。ただし、セラミック・コンデンサには圧電特性があるので、LT3972に使用すると問題を生じることがあります。Burst Mode動作のとき、LT3972のスイッチング周波数は負荷電流に応じて変動し、非常に軽い負荷ではLT3972はセラミック・コンデンサを可聴周波数で励起し、可聴ノイズを発生することがあります。LT3972はBurst Mode動作では低い電流制限値で動作するので、普通に聴くとノイズは一般に非常に静かです。これが許容できない場合、高性能のタンタル・コンデンサまたは電解コンデンサを出力に使用します。

### 周波数補償

LT3972は電流モード制御を使って出力を安定化します。これにより、ループ補償が簡素化されます。特に、LT3972は安定動作のために出力コンデンサのESRを必要としないので、自由にセラミック・コンデンサを使用して出力リップルを下げ、回路のサイズを小さくすることができます。図2に示されているように、周波数補償はVcピンに接続された部品によって実現されます。通常、コンデンサ(Cc)と抵抗(Rc)を直列にグランドに接続して使います。さらに、小さな値のコンデンサを並列に接続することができます。このコンデンサ(CF)はループ補償の一部ではなく、スイッチング周波数のノイズを除くのに使われ、位相リード・コンデンサが使われているか、または出力コンデンサのESRが大きい場合にだけ必要です。

ループ補償により安定性と過渡性能が決まります。補償ネッ トワークの設計はいくらか複雑で、最適値はアプリケーション に、特に出力コンデンサの種類に依存します。実際的な手法 としては、このデータシートの回路の中の、目的のアプリケー ションに似た回路から出発し、補償ネットワークを調整して 性能を最適化します。次に、負荷電流、入力電圧、温度など全 ての動作条件にわたって安定性をチェックします。LT1375の データシートにはループ補償のさらに詳細な説明が含まれ ており、過渡負荷を使った安定性のテスト方法が説明されて います。LT3972の制御ループの等価回路を図2に示します。エ ラーアンプは出力インピーダンスが有限のトランスコンダクタ ンス・アンプです。変調器、パワー・スイッチおよびインダクタで 構成される電源部分はVCピンの電圧に比例した出力電流を 生成するトランスコンダクタンス・アンプとしてモデル化されま す。出力コンデンサはこの電流を積分し、Vcピンのコンデンサ (CC)はエラーアンプの出力電流を積分するのでループに2つ のポールが生じることに注意してください。ほとんどの場合、ゼ ロが1つ必要で、出力コンデンサのESRまたはCcに直列接続 された抵抗RCによって生じます。この簡単なモデルは、インダ クタの値が大きすぎず、ループのクロスオーバー周波数がス イッチング周波数よりはるかに低い限り有効です。帰還分割器 の位相リード・コンデンサ(C<sub>PL</sub>)によって過渡応答が改善されることがあります。負荷電流を1Aから3Aにステップさせてから再度1Aに戻したときの過渡応答を図3に示します。

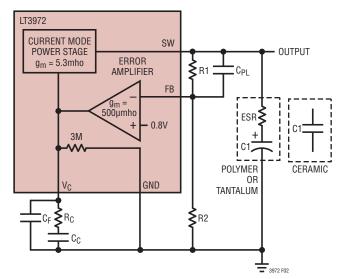


図2. ループ応答モデル

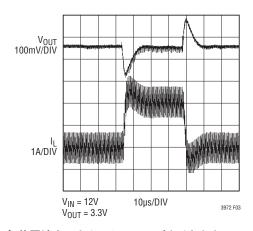


図3. 負荷電流を1Aから3Aにステップさせたときの、 表紙のLT3972アプリケーションの過渡負荷応答。Vout = 5V



#### 低リップルBurst Modeとパルス・スキップ・モード

LT3972は低リップルBurst Modeまたはパルス・スキップ・モードのどちらでも動作可能で、SYNCピンを使って選択します。 詳細は「同期」を参照してください。

軽負荷での効率を向上させるため、LT3972は低リップルBurst Modeで動作可能で、入力消費電流を最小限に抑えながら、 出力コンデンサを適切な電圧に充電された状態に保ちます。 LT3972はBurst Mode動作の間、1サイクルのバーストで電流 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負荷に供給されます。LT3972は1 個の低電流パルスで電力を出力に供給するので、標準的なア プリケーションでは出力リップルが15mVより低く保たれます。 さらに、VINとBDの消費電流はスリープ時間の間それぞれ標 準で30µAと90µAに減少します。負荷電流が無負荷状態に向 かって減少するにつれて、LT3972がスリープ・モードで動作す る時間の割合が増加し、平均入力電流が大きく減少するので 非常に小さい負荷でも高効率になります。図4を参照してくださ い。大きい出力負荷(表紙のアプリケーションでは140mAを超 える)では、LT3972はRT抵抗で設定された周波数で動作し、 標準的なPWMモードで動作します。PWMと低リップルBurst Modeの間の移行はシームレスで、出力電圧を乱しません。

低消費電流にする必要がなければ、LT3972はパルス・スキップ・モードで動作可能です。このモードの利点はLT3972がBurst Modeの場合よりも少ない出力負荷電流で最大周波数

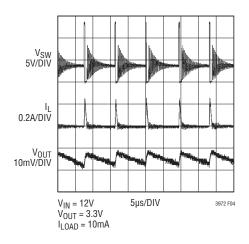


図4. Burst Mode動作

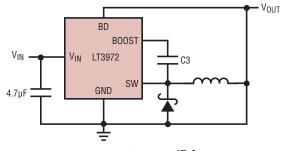
の標準的なPWM動作に入ることです。表紙のアプリケーション回路は、約60mAより大きな出力負荷では最大周波数でスイッチングします。パルス・スキップ・モードを選択するには、SYNCピンにクロック信号または0.9Vより高いDC電圧を印加します。

#### BOOSTピンとBIASピンに関する検討事項

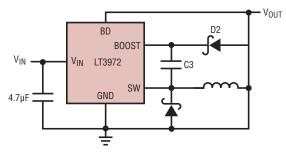
入力電圧より高い昇圧電圧を生成するために、コンデンサC3 と内部昇圧ショットキー・ダイオード(「ブロック図」を参照)が 使用されます。ほとんどの場合、0.22µFのコンデンサで問題な く動作します。図2に昇圧回路の構成方法を3つ示します。最 高の効率を得るには、BOOSTピンはSWピンより2.3V以上高 くする必要があります。3V以上の出力の場合、標準回路(図 5a)が最適です。2.8V~3Vの出力には、1µFの昇圧コンデンサ を使います。2.5Vの出力は特殊なケースです。なぜなら、2.5V の出力は、内部昇圧ダイオード使用時に昇圧されるドライブ 段をサポートするのにかろうじて使えるからです。2.5Vの出力 で信頼性の高いBOOSTピン動作を実現するには、(ON SemiconductorのMBR0540のような)条件に合った外付けショット キー・ダイオードと1µF昇圧コンデンサを使用します(図5bを 参照)。さらに低い出力電圧の場合、昇圧ダイオードは入力(図 5c)または2.8Vより高い別の電源に接続することができます。 BDをVINに接続すると最大入力電圧が28Vに下がります。電 圧の低い方の電圧源からBOOSTピンの電流とBDピンの消 費電流が供給されるので、図5aの回路の方が効率が高くなり ます。BOOSTピンとBDピンの最大電圧定格を超えないように することも必要です。

LT3972のアプリケーションの最小動作電圧は、前の項で説明されているように、最小入力電圧(3.6V)と最大デューティサイクルによって制限されます。正しく起動するために、最小入力電圧は昇圧回路によっても制限されます。入力電圧がゆっくりランプアップするか、出力が既に安定している状態でRUN/SSピンを使ってLT3972をオンする場合、昇圧コンデンサが十分充電されないことがあります。昇圧コンデンサはインダクタに蓄えられたエネルギーによって充電されるので、昇圧回路を適切に動作させるには、回路は何らかの最小負荷電流を必要とします。この最小負荷は、入力電圧、出力電圧および昇圧回路の構成によって決まります。回路が起動した後は、最小負荷電流は通常ゼロになります。起動および動作に必要な最小負荷電流と入力電圧の関係をプロットしたものを図6に示

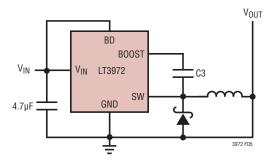
LINEAR



(5a)V<sub>OUT</sub> > 2.8Vの場合



(5b)2.5V < V<sub>OUT</sub> < 2.8Vの場合



(5c)V<sub>OUT</sub> < 2.5V、V<sub>IN(MAX)</sub>=30Vの場合

#### 図5. 昇圧電圧を生成する3つの回路図

します。多くの場合、放電した出力コンデンサがスイッチャの 負荷となり、スイッチャが起動可能になります。プロットは $V_{\rm IN}$ が非常にゆっくりランプアップするワーストケースの状態を示しています。起動電圧がもっと低い場合は、昇圧ダイオードを $V_{\rm IN}$ に接続することができます。ただし、この場合、入力範囲がBOOSTピンの絶対最大定格の半分に制限されます。

軽負荷ではインダクタ電流は不連続になり、事実上のデューティサイクルが非常に大きくなることがあります。このため最小入力電圧がVourより約300mV高い電圧まで減少します。負荷電流がもっと多い場合は、インダクタ電流は連続しており、

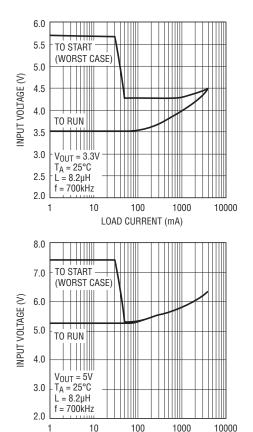


図6. 最小入力電圧は出力電圧、負荷電流および昇圧回路に依存する

LOAD CURRENT (mA)

3972 F06

デューティサイクルはLT3972の最大デューティサイクルによって制限されるので、安定化を維持するにはもっと高い入力電圧が必要です。

#### ソフトスタート

RUN/SSピンを使ってLT3972をソフトスタートさせることができるので、起動時の最大入力電流が減少します。RUN/SSピンの電圧をランプアップさせるため、このピンは外付けのRCフィルタを通してドライブされます。ソフトスタート回路を使った場合の起動とシャットダウンの波形を図7に示します。大きなRC時定数を選択すると、オーバーシュートなしに、出力を安定化するのに必要な電流までピーク起動電流を減らすことができます。RUN/SSピンが2.5Vに達したとき20µAを供給できるように抵抗の値を選択します。



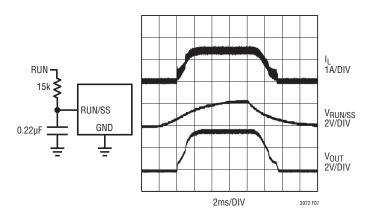


図7. LT3972をソフトスタートさせるには抵抗と コンデンサをRUN/SSピンに追加する

### 同期

低リップルBurst Mode動作を選択するには、SYNCピンを0.5Vを下回る電圧(グランドまたはロジック出力が使用可能)に接続します。

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、LT3972の発振器を外部周波数に同期させることができます。方形波の振幅は、0.3Vを下回る谷値と0.8Vを上回る(最大6V)ピーク値が必要です。

LT3972は外部クロックに同期している間は、低出力負荷で Burst Modeになることはなく、パルスをスキップして安定化を 維持します。

LT3972は250kHz~2MHzの範囲で同期可能です。LT3972のスイッチング周波数が最小同期入力を20%下回るように $R_T$ 抵抗を選択します。たとえば、同期信号が250kHz以上であれば、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、出力が安定状態に近づいたことをPGフラグが示すときだけLT3972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なインダクタの値を選択する必要があります。「インダクタの選択」を参照してください。スロープ補償が $R_T$ の値によって設定されることに注意することも重要です。同期周波数が $R_T$ によって設定される周波数よりはるかに高いと、スロープ補償が大きく減少するので、低調波発振を防ぐにはインダクタを大きくする必要があるかもしれません。

#### 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、LT3972降 圧レギュレータは出力の短絡に耐えます。LT3972に入力が加 わっていないときに出力が高く保持されるシステムでは、考慮 すべき状況がもう1つあります。これはバッテリや他の電源が LT3972の出力とダイオードOR接続されているバッテリ充電ア プリケーションやバッテリ・バックアップ・システムで生じること があります。VINピンがフロート状態で、RUN/SSピンが(ロジッ ク信号によって、あるいはVINに接続されているため)"H"に保 たれていると、SWピンを通してLT3972の内部回路に静止電 流が流れます。この状態で数mAの電流を許容できるシステム であればこれは問題ありません。RUN/SS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VINを接地すると、出力からSWピンおよ びV<sub>IN</sub>ピンを通ってLT3972内部の寄生ダイオードに大きな電 流が流れる可能性があります。入力電圧が印加されていると きだけ動作し、短絡入力や逆入力に対して保護する回路を図 8に示します。

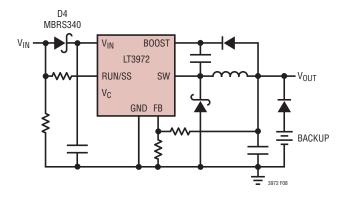


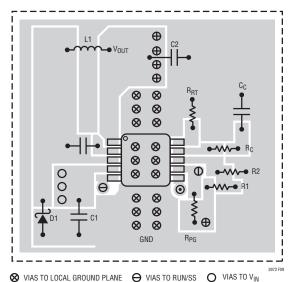
図8. ダイオードD4は、出力に接続されたバックアップ用 バッテリが短絡入力によって放電するのを防ぐ。 また、回路を逆入力から保護する。LT3972は入力が供給 されているときだけ動作する

#### PCBのレイアウト

動作を最適化し、EMIを最小限に抑えるには、プリント回路基板のレイアウト時に注意が必要です。推奨部品配置とトレース、グランド・プレーンおよびビアの位置を図9に示します。大きなスイッチング電流がLT3972のV<sub>IN</sub>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)に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

LINEAD

さくします。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Vcノードをシールドするように、FBノードとVcノードは小さくします。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。熱抵抗を低く保つには、グランド・プレーンをできるだけ広げ、基板内の追加グランド・プレーンや裏側へのサーマル・ビアをLT3972の下や近くに追加します。



Outside Section Control of the Contr

⊕ VIAS TO V<sub>OUT</sub> 
• VIAS TO SYNC 
• VIAS TO PG 
• OUTLINE OF LOCAL GROUND PLANE

図9. 優れたPCBレイアウトによる適切な低EMI動作の保証

### 安全な活線挿入

セラミック・コンデンサはサイズが小さく、堅牢で低インピー ダンスなので、LT3972の回路の入力バイパス・コンデンサに 最適です。ただし、LT3972が通電中の電源に挿入されると、 これらのコンデンサは問題を生じることがあります(詳細につ いてはリニアテクノロジー社の「アプリケーションノート88」を 参照)。低損失のセラミック・コンデンサは電源に直列の浮遊 インダクタンスと結合して減衰の小さなタンク回路を形成し、 LT3972のV<sub>IN</sub>ピンの電圧に公称入力電圧の2倍に達するリン ギングを生じる可能性があり、このリンギングがLT3972の定 格を超えてデバイスを損傷する恐れがあります。入力電源の 制御が十分でなかったり、ユーザーがLT3972を通電中の電 源に差し込んだりする場合、このようなオーバーシュートを防 ぐように入力ネットワークを設計する必要があります。LT3972 の回路が24Vの電源に6フィートの24番ゲージのより対線で 接続されるとき生じる波形を図10に示します。最初のプロット は入力に4.7µFのセラミック・コンデンサを使った場合の応答 です。入力電圧は50Vに達するリンギングを生じ、入力電流の ピークは26Aに達します。良いソリューションを図10bに示しま す。電圧オーバーシュートを抑えるため、0.7Ω抵抗が入力に直 列に追加されています(ピーク入力電流も減少します)。0.1µF のコンデンサによって高周波フィルタ機能が改善されていま す。高い入力電圧の場合、効率に与える影響は小さく、24V電 源で動作しているとき最大負荷の5V出力の効率は1.5%下が ります。

#### 高温に関する検討事項

LT3972の温度を上げないため、PCBはヒートシンクを搭載する必要があります。パッケージ底面の露出パッドをグランド・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・ビアを使って下の大きな銅層に接続します。これらの層はLT3972が発生する熱を分散させます。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。これらの手順により、ダイ(つまり接合部)から周囲への熱抵抗をθJA = 35°C/W以下に減らすことができます。100LFPMのエアフローにより、この熱抵抗をさらに25%下げることができます。エアフローを増やすと、さらに熱抵抗が下がります。LT3972は出力電流能力が大きいので、接合部温度が125°Cの絶対最大定格を超えて上昇するのに十分な熱を放散する可能性があります。高い周囲温度で動作させるときは、周囲温度が125°Cに近づくにつれて、最大負荷電流をディレーティングする必要があります。

LT3972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

引いて推定することができます。ダイ温度は、LT3972の電力損失に(接合部から周囲への)熱抵抗を掛けて計算します。

#### 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などのスイッチング・レギュレータの詳細な説明と設計情報が含まれています。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掲載されています。「デザインノート100」には降圧レギュレータを使ってバイポーラ出力電源を生成する方法が示されています。

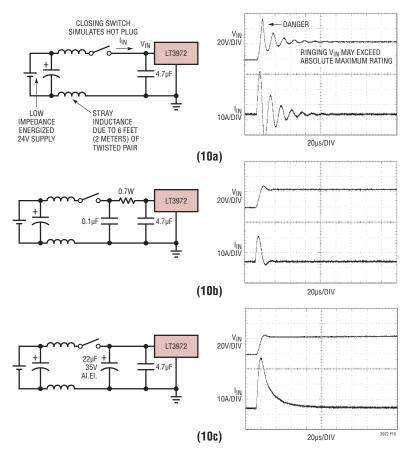
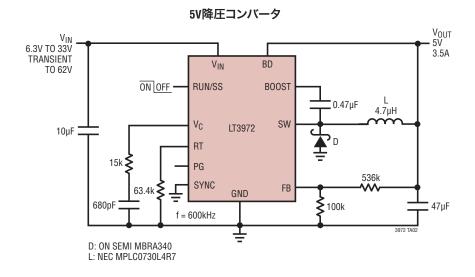
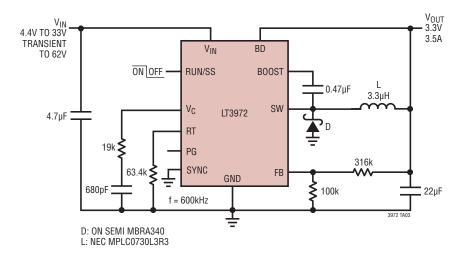


図10. 入力ネットワークを正しく選択すると、LT3972を通電中の電源に接続したとき入力電圧のオーバーシュートを防ぎ、信頼性の高い動作を保証する

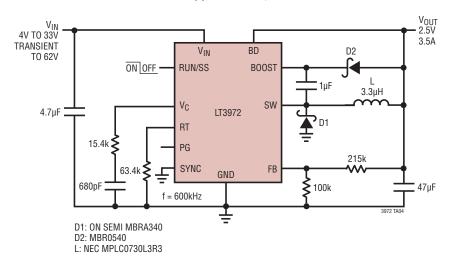
LINEAR



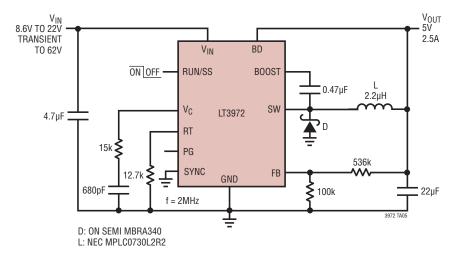
#### 3.3V降圧コンバータ



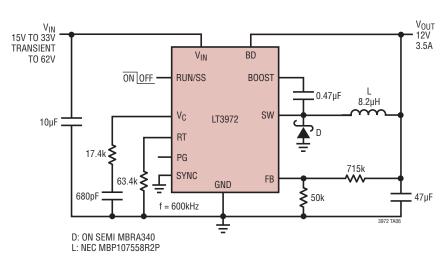
### 2.5V降圧コンバータ



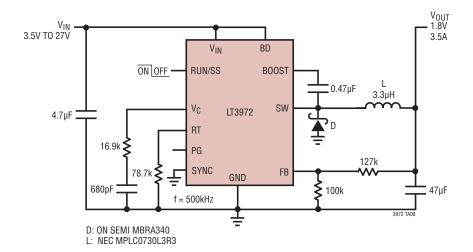
#### 5V、2MHz降圧コンバータ



### 12V降圧コンバータ



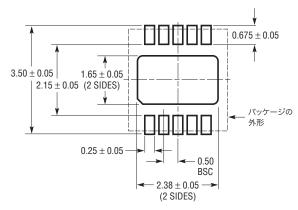
#### 1.8V降圧コンバータ



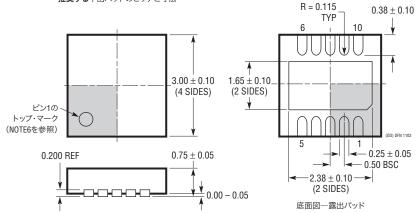
### パッケージ

### DDパッケージ 10ピン・プラスチックDFN (3mm×3mm)

(Reference LTC DWG # 05-08-1699)





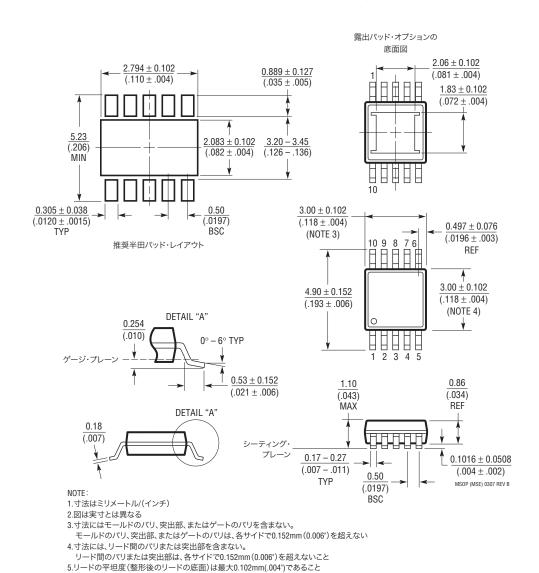


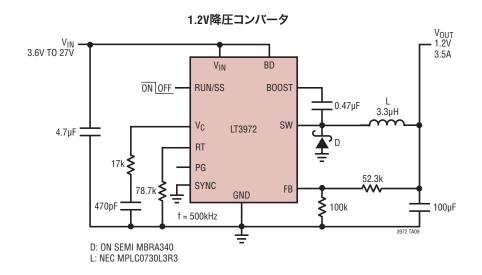
#### NOTE

- 1. 図はJEDECパッケージ外形MO-229のパリエーション(WEED-2)になる予定。 パリエーションの指定の現状についてはLTCのWebサイトのデータシートを参照。
- 2. 図は実寸とは異なる
- 3. すべ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パリを含まない。 モールドのパリは(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. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

# パッケージ

#### MSEパッケージ 10ピン・プラスチックMSOP、露出ダイ・パッド (Reference LTC DWG # 05-08-1664 Rev B)





# 関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1933	SOT-23の500mA (I <sub>OUT</sub> )、 500kHz降圧スイッチング・レギュレータ	$V_{\text{IN}}$ : 3.6V~36V、 $V_{\text{OUT}(\text{MIN})}$ = 1.2V、 $I_{\text{Q}}$ = 1.6mA、 $I_{\text{SD}} < 1 \mu \text{A}$ 、ThinSOT <sup>TM</sup> パッケージ
LT1936	36V、1.4A (I <sub>OUT</sub> )、 500kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 3.6 $V$ ~36 $V$ , $V_{OUT(MIN)}$ = 1.2 $V$ , $I_Q$ = 1.9 $mA$ , $I_{SD}$ < 1 $\mu A$ , $MS8E$ パッケージ
LT1940	デュアル25V、1.4A (I <sub>OUT</sub> )、 1.1MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 3.6V $\sim$ 25V、 $V_{OUT(MIN)}$ = 1.2V、 $I_Q$ = 3.8mA、 $I_{SD}$ < 30 $\mu$ A、TSSOP16Eパッケージ
LT1976/LT1967	60V、1.2A (I <sub>OUT</sub> )、200kHz/500kHz高効率降圧 DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	$V_{\text{IN}}$ :3.3V $\sim$ 60V、 $V_{\text{OUT}(\text{MIN})}$ = 1.2V、 $I_{\text{Q}}$ = 100 $\mu$ A、 $I_{\text{SD}}$ < 1 $\mu$ A、TSSOP16Eパッケージ
LT3434/LT3435	60V、2.4A (I <sub>OUT</sub> )、200kHz/500kHz高効率降圧 DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	$V_{\text{IN}}$ :3.3V $\sim$ 60V、 $V_{\text{OUT}(\text{MIN})}$ =1.2V、 $I_{\text{Q}}$ =100 $\mu$ A、 $I_{\text{SD}}$ <1 $\mu$ A、TSSOP16パッケージ
LT3437	60V、400mA (I <sub>OUT</sub> )、マイクロパワー降圧 DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	$V_{\text{IN}}$ : 3.3 $V$ ~60 $V$ , $V_{\text{OUT(MIN)}}$ = 1.25 $V$ , $I_{\text{Q}}$ = 100 $\mu$ A, $I_{\text{SD}}$ < 1 $\mu$ A, 3mm×3mm DFN10パッケージとTSSOP16Eパッケージ
LT3480	36V (60Vまで過渡保護)、2A (I <sub>OUT</sub> )、2.4MHz、 高効率降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	$V_{IN}:3.6V\sim38V$ 、 $V_{OUT(MIN)}=0.78V$ 、 $I_{Q}=70\mu A$ 、 $I_{SD}<1\mu A$ 、3mm×3mm DFN10およびMSOP10Eパッケージ
LT3481	34V (36Vまで過渡保護)、2A (I <sub>OUT</sub> )、2.8MHz、 高効率降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	V <sub>IN</sub> :3.6V~34V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.26V、I <sub>Q</sub> = 50µA、 I <sub>SD</sub> < 1µA、3mm×3mm DFN10およびMSOP10Eパッケージ
LT3493	36V、1.4A (I <sub>OUT</sub> )、750kHz 高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{\text{IN}}$ : 3.6 $V$ ~36 $V$ 、 $V_{\text{OUT}(\text{MIN})}$ = 0.8 $V$ 、 $I_{\text{Q}}$ = 1.9 $m$ A、 $I_{\text{SD}}$ < 1 $\mu$ A、2 $m$ m×3 $m$ m DFN6パッケージ
LT3505	36V (40Vまで過渡保護)、1.4A (I <sub>OUT</sub> )、3MHz、 高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{\text{IN}}$ : 3.6 $V\sim$ 34 $V$ , $V_{\text{OUT}(\text{MIN})}$ = 0.78 $V$ , $I_{\text{Q}}$ = 2 $\text{mA}$ , $I_{\text{SD}}$ = 2 $\text{\mu}$ A, 3 $\text{mm}$ ×3 $\text{mm}$ DFN8およびMSOP8Eパッケージ
LT3508	デュアル36V (40Vまで過渡保護)、1.4A (I <sub>OUT</sub> )、3MHz、 高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{\text{IN}}$ :3.7V $\sim$ 37V、 $V_{\text{OUT}(\text{MIN})}$ = 0.8V、 $I_{\text{Q}}$ = 4.6mA、 $I_{\text{SD}}$ = 1 $\mu$ A、4mm $\times$ 4mm QFN24およびTSSOP16Eパッケージ
LT3680	36V、3.5A、2.4MHz、低消費電流(<75µA)降圧 DC/DCコンバータ	V <sub>IN</sub> :3.6V~36V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.8V、I <sub>Q</sub> = 75µA、 I <sub>SD</sub> < 1µA、3mm×3mm DFN10およびMS10Eパッケージ
LT3684	34V (36Vまで過渡保護)、2A (I <sub>OUT</sub> )、2.8MHz、 高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{\text{IN}}$ : 3.6 $V\sim$ 34 $V$ , $V_{\text{OUT}(\text{MIN})}$ = 1.26 $V$ , $I_{\text{Q}}$ = 850 $\mu$ A, $I_{\text{SD}}$ < 1 $\mu$ A, 3mm × 3mm DFN10およびMSOP10Eパッケージ
LT3685	デュアル36V (60Vまで過渡保護)、2A (I <sub>OUT</sub> )、2.4MHz、 高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{\rm IN}$ : 3.6 $V$ $\sim$ 38 $V$ , $V_{\rm OUT(MIN)}$ = 0.78 $V$ , $I_{\rm Q}$ = 70 $\mu$ A, $I_{\rm SD}$ $<$ 1 $\mu$ A, 3mm $\times$ 3mm DFN10およびMSOP10Eパッケージ
LT3693	36V、3.5A、2.4MHz降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 3.6 $V\sim$ 36 $V$ , $V_{OUT(MIN)}$ = 0.8 $V$ , $I_Q$ = 1.3 $m$ A, $I_{SD}$ < 1 $\mu$ A, 3 $mm \times$ 3 $mm$ DFN10およびMS10Eパッケージ

ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。

LT 0908 • PRINTED IN JAPAN © LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 2008