

特長

- 小型MSOPパッケージで1.5Aスイッチを内蔵
- 1.25MHzの固定スイッチング周波数
- 広い動作電圧範囲: 3V~25V
- 高効率0.2Ωスイッチ
- 帰還リファレンス電圧: 1.2V
- 全体の出力電圧許容誤差: ±2%
- 高さの低い表面実装型部品を使用
- 低いシャットダウン電流: 6μA
- 外部同期可能: 1.5MHz~2MHz
- 電流モード・ループ制御
- デューティ・サイクル全域で一定の最大スイッチ電流*
- 熱特性が改善された露出パッド付き8ピン・プラスチックMSOPパッケージ

アプリケーション

- DSLモデム
- 携帯コンピュータ
- バッテリ駆動システム
- 配電

概要

LT[®]1961は1.25MHzのモノリシック昇圧スイッチング・レギュレータです。高効率の1.5A、0.2Ωスイッチに加え、高周波数の電流モード・スイッチング・レギュレータを構成するのに必要な制御回路をすべて内蔵しています。電流モード制御を採用しているので、過渡応答が高速で、優れたループ安定性が得られます。

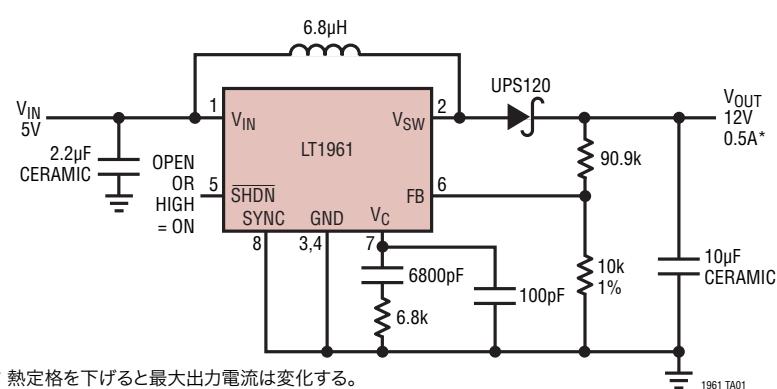
新しい設計技術を採用することで、広い動作電圧範囲において高周波数で高効率を達成します。低損失の内部レギュレータにより、24Vシステムからリチウムイオン・バッテリまでの広い入力範囲で一貫した性能を維持します。動作時の消費電流が1mAと低いので、特に低出力電流時に高効率を維持します。また、シャットダウン時には消費電流が6μAに低減されます。デューティ・サイクル全域で最大スイッチ電流を一定に保ちます。同期化により、外部ロジック・レベル信号を使用して内部発振周波数を1.5MHzから2MHzに上げることができます。

LT1961は露出パッドの8ピンMSOPパッケージで供給されます。完全なサイクル毎のスイッチ電流制限保護、サーマル・シャットダウン機能を搭載しています。高周波数動作により、入力および出力のフィルタリング部品を削減可能で、チップ・インダクタを使用できます。

L、LT、LTC、LTMはリニアテクノロジー社の登録商標です。
他のすべての商標はそれぞれの所有者に所有権があります.* 特許出願中

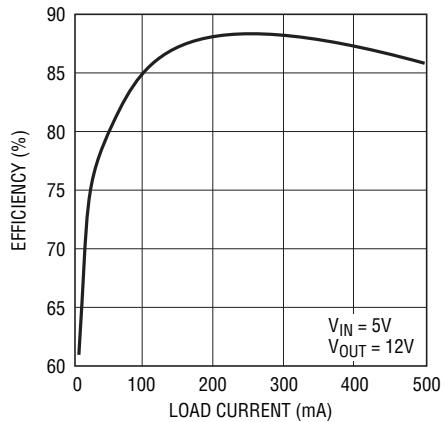
標準的応用例

5V~12V昇圧コンバータ



* 熱定格を下げるとき最大出力電流は変化する。

効率と負荷電流



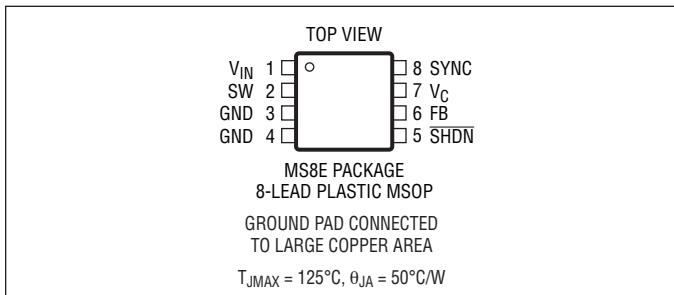
1961 TA01a

絶対最大定格

(Note 1)

入力電圧.....	25V
スイッチ電圧.....	35V
SHDNピン.....	25V
FBピン電流.....	1mA
SYNCピン電流.....	1mA
動作接合部温度範囲(Note 2)	
LT1961E、LT1961I.....	-40°C~125°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

鉛フリー仕上げ	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
LT1961EMS8E#PBF	LT1961EMS8E#TRPBF	LTQY	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT1961IMS8E#PBF	LT1961IMS8E#TRPBF	LTQY	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
鉛ベース仕上げ	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
LT1961EMS8E	LT1961EMS8E#TR	LTQY	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT1961IMS8E	LT1961IMS8E#TR	LTQY	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°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。*温度等級は出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

鉛フリーのマーキングに関する詳細は、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/>を参照してください。

テープ・アンド・リール仕様の詳細に関しては、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreel/>を参照してください。

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°Cでの値。

注記がない限り、V_{IN} = 15V、V_C = 0.8V、そしてSHDN、SYNCおよびスイッチはオープン状態。

PARAMETER	CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNITS
Recommended Operating Voltage		● 3		25	V
Maximum Switch Current Limit		● 1.5	2	3	A
Oscillator Frequency	3.3V < V _{IN} < 25V	● 1		1.5	MHz
Switch On Voltage Drop	I _{SW} = 1.5A	●	310	500	mV
V _{IN} Undervoltage Lockout	(Note 3)	● 2.47	2.6	2.73	V
V _{IN} Supply Current	I _{SW} = 0A	●	0.9	1.3	mA
V _{IN} Supply Current/ISW	I _{SW} = 1.5A		27		mA/A
Shutdown Supply Current	V _{SHDN} = 0V, V _{IN} = 25V, V _{SW} = 25V	●	6	20 45	μA μA
Feedback Voltage	3V < V _{IN} < 25V, 0.4V < V _C < 0.9V	● 1.182 1.176	1.2	1.218 1.224	V V

電気的特性

- は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。
- 注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_C = 0.8\text{V}$ 、そしてSHDN、SYNCおよびスイッチはオープン状態。

PARAMETER	CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNITS
FB Input Current		● 0	-0.2	-0.4	μA
FB to V_C Voltage Gain	$0.4\text{V} < V_C < 0.9\text{V}$	150	350		
FB to V_C Transconductance	$\Delta I_{VC} = \pm 10\mu\text{A}$	● 500	850	1300	μMho
V_C Pin Source Current	$V_{FB} = 1\text{V}$	● -85	-120	-165	μA
V_C Pin Sink Current	$V_{FB} = 1.4\text{V}$	● 70	110	165	μA
V_C Pin to Switch Current Transconductance			2.4		A/V
V_C Pin Minimum Switching Threshold	Duty Cycle = 0%		0.3		V
V_C Pin 1.5A I_{SW} Threshold			0.9		V
Maximum Switch Duty Cycle	$V_C = 1.2\text{V}, I_{SW} = 100\text{mA}$ $V_C = 1.2\text{V}, I_{SW} = 1\text{A}, 25^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$ $V_C = 1.2\text{V}, I_{SW} = 1\text{A}, T_A \leq 25^\circ\text{C}$	● 80 75 70	90 80 75		%
SHDN Threshold Voltage		● 1.28	1.35	1.42	V
SHDN Input Current (Shutting Down)	SHDN = 60mV Above Threshold	● -7	-10	-13	μA
SHDN Threshold Current Hysteresis	SHDN = 100mV Below Threshold		4	7	μA
SYNC Threshold Voltage			1.5	2.2	V
SYNC Input Frequency			1.5	2	MHz
SYNC Pin Resistance	$I_{SYNC} = 1\text{mA}$		20		$\text{k}\Omega$

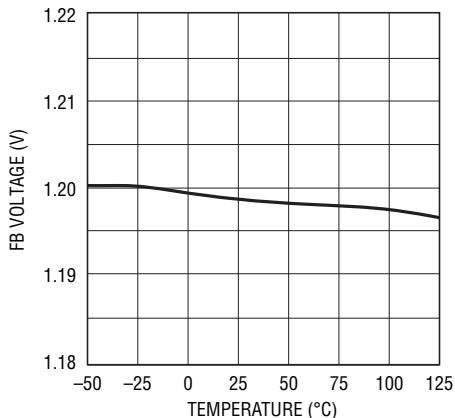
Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

Note 2: LT1961Eは $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 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。LT1961Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で性能が保証されている。

Note 3: 最小入力電圧は内部レギュレータがロックされる電圧と定義される。レギュレートされた出力を維持する実際の最小入力電圧は、出力電圧と負荷電流によって異なる。「アプリケーション情報」を参照のこと。

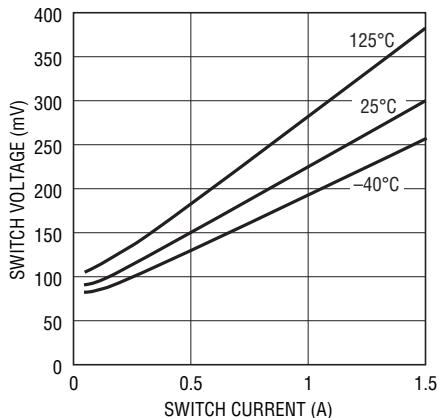
標準的性能特性

帰還電圧と温度



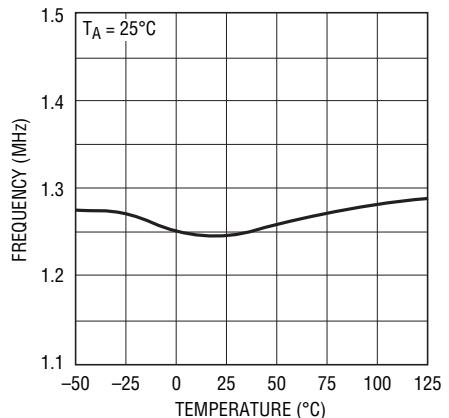
1961 G01

スイッチ・オン時の電圧降下



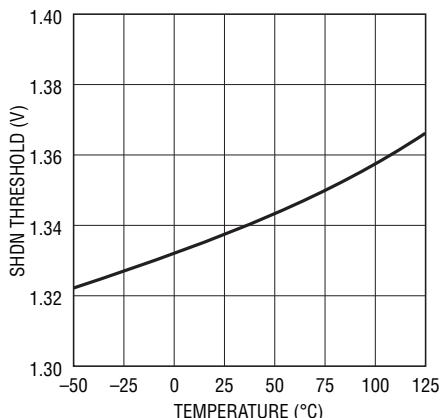
1961 G02

発振器周波数

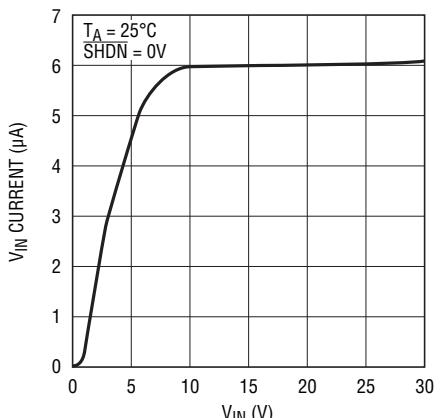


1961 G03

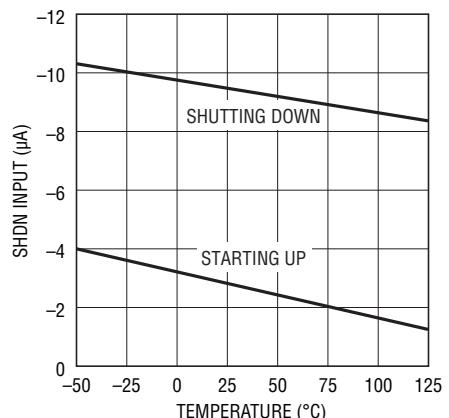
SHDNスレッショルドと温度



1961 G04

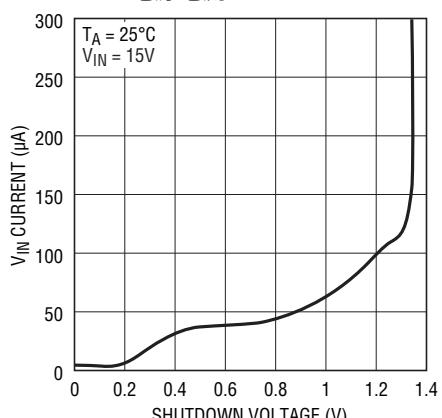
SHDN電源電流とV_{IN}

1961 G05

SHDN I_P電流と温度

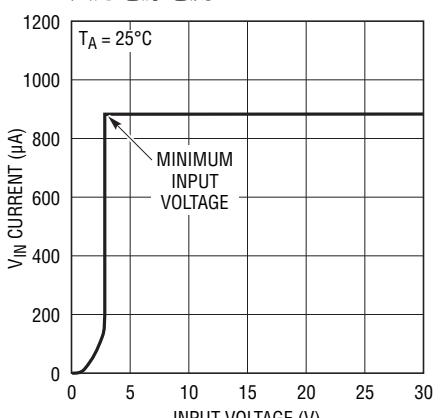
1961 G06

SHDN電源電流



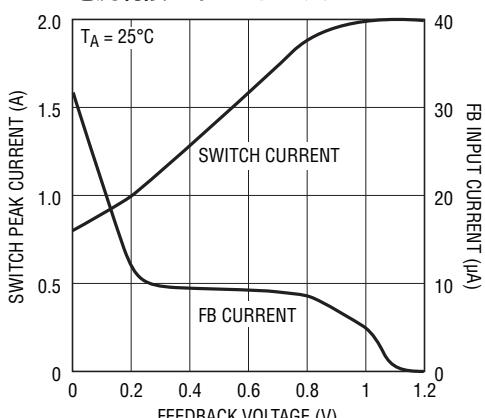
1961 G07

入力電源電流



1961 G08

電流制限フォールドバック



1961 G09

1961fa

ピン機能

FB: 外部電圧分割器でこのピンに 1.2V を発生させて、所定の出力電圧を設定するのに使用する帰還ピンです。FB ピンが 0.5V を下回ると必要に応じて起動時の電流制限を低減させることができます（「標準的性能特性」の項目の「電流制限フォールドバック」のグラフを参照）。この機能が動作するには、FB ピンに $5\text{k}\Omega$ 未満のインピーダンスが必要です。

V_{IN}: このピンは内部回路と内部レギュレータに電流を供給します。外部バイパス・コンデンサはこのピンの近くに配置してください。

GND: GND ピンのピン 3 とピン 4 と露出パッドをプリント基板上で接続します。GND は、安定化出力の基準となるため、負荷の GND 側が IC の GND と同じ電圧でないときは、ロード・レギュレーションが乱れます。この状態は、負荷電流が GND ピンと負荷グランド・ポイント間のメタル・パスを流れるときに発生します。GND ピンと負荷間のグランド・パスを短くし、可能であれば、グランド・プレーンを使用します。入力バイパスと GND ピン間の経路を短くしてください。露出パッドを広い銅箔エリアに接続して熱抵抗を改善します。

V_{SW}: スイッチ・ピンは、オンチップ・パワー NPN スイッチのコレクタであり、大量の電流が通過します。スイッチング部品までの配線を可能な限り短くして放射や電圧スパイクを最小限に抑えます。

SYNC: 同期ピンを使用して内部発振器と外部信号を同期させます。ロジックは直接互換性があり、デューティ・サイクルが 20% ~ 80% の任意の信号によってドライブすることができます。同期範囲は、最大 2MHz までの「初期」動作周波数に等しくなります。詳細は、「アプリケーション情報」の「同期」の項目を参照してください。使用していないときは、このピンは接地しておく必要があります。

SHDN: シャットダウン・ピンはレギュレータをオフにし、入力ドレイン電流を数マイクロアンペアに低減します。1.35V スレッショルドは正確な低電圧ロックアウト (UVLO) として機能し、入力電圧が所定のレベルになるまでレギュレータが動作しないようにします。レギュレータを動作モードにするには、フローティング状態にするか、"H" 状態にプルします。

V_C: V_C ピンは、誤差アンプの出力であり、ピーク・スイッチ電流コンパレータの入力です。通常、周波数補償に使用しますが、電流クランプまたは制御ループ変更にも使用することができます。このピンの電圧値は、非常に軽い負荷のときは約 0.3V、最大負荷時には 0.9V です。

ブロック図

LT1961 は固定周波数、電流モードの昇圧コンバータです。内部クロックとともに 2 つの帰還ループが内蔵されており、パワー・スイッチのデューティ・サイクルを制御します。通常の誤差アンプのほかにサイクル単位でスイッチ電流をモニタする電流検出アンプがあります。 R_S フリップ・フロップによってスイッチがオンされる発振器パルスに同期してスイッチ・サイクルが起動します。コンパレータの反転入力によって設定されたレベルにスイッチ電流が達するとフリップ・フロップがリセットされ、スイッチがオフします。誤差アンプの出力をを利用して出力電圧を制御し、スイッチ電流のトリップ・ポイントを設定します。この方式では、誤差アンプからの指令

は電圧ではなく、電流に対して行われ、出力に伝えられます。電圧供給システムでは、インダクタおよび出力コンデンサの共振周波数に低位相シフトを発生させるため、急激な 180° のシフトが生じます。電流供給システムでは、さらに低い周波数で 90° 位相シフトが発生しますが、LC 共振周波数を大幅に超えるまでさらに 90° シフトは生じません。このため、帰還ループの周波数補償がしやすく、より迅速な過渡応答が得られます。

シャットダウン・ピンに接続されたコンパレータにより内部レギュレータがオフになり、消費電流が削減されます。

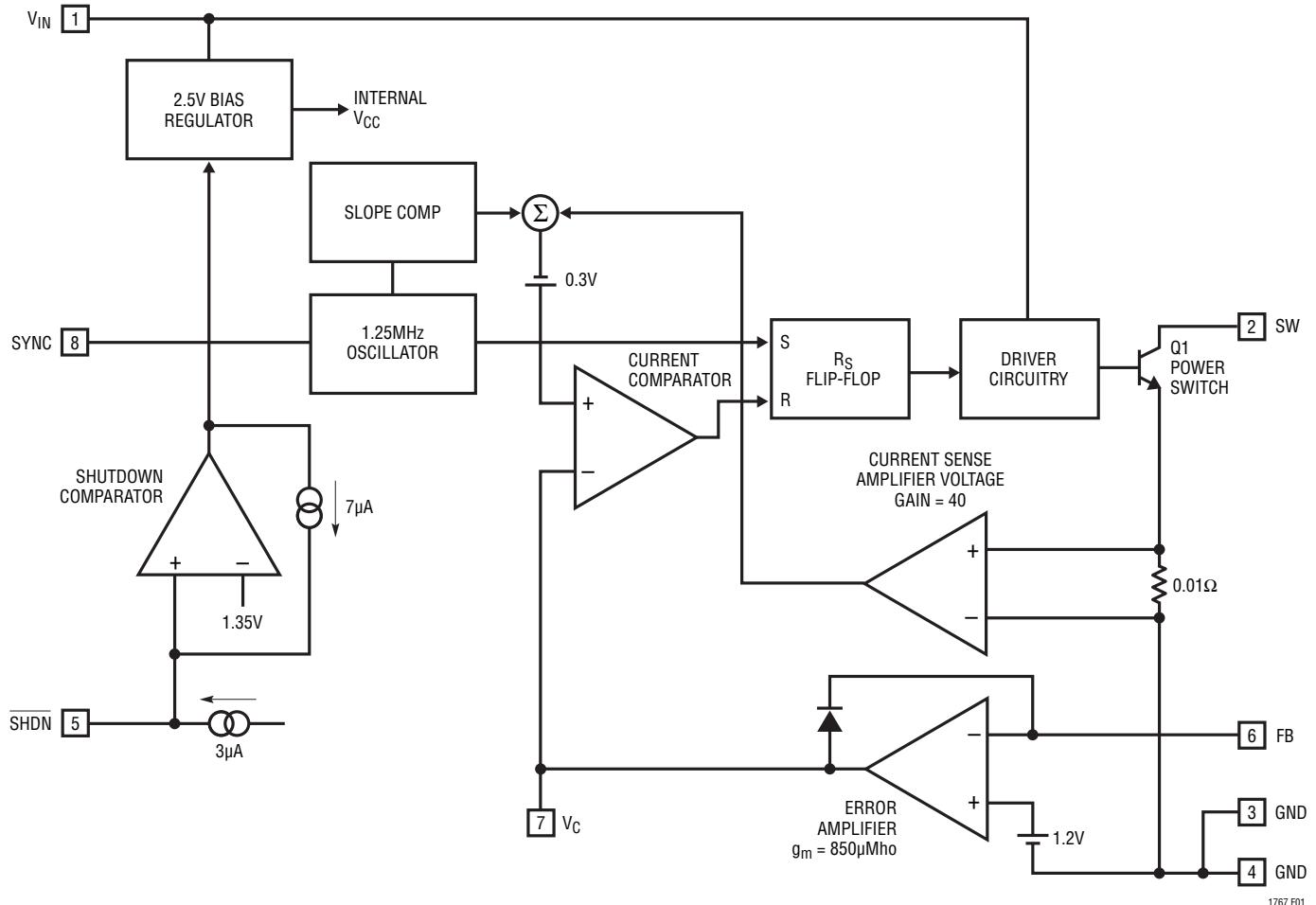


図1. ブロック図

アプリケーション情報

帰還抵抗網

FB ピンからグランドまでの抵抗 (R2) の参考値は 10k 1% です。これによって FB 入力バイアス電流の出力電圧に対する比率は、0.2% 未満になります。V_{OUT} と FB 間の抵抗 (R1) は以下の式で求められます。

$$R1 = \frac{R2(V_{OUT} - 1.2)}{1.2 - R2(0.2\mu A)}$$

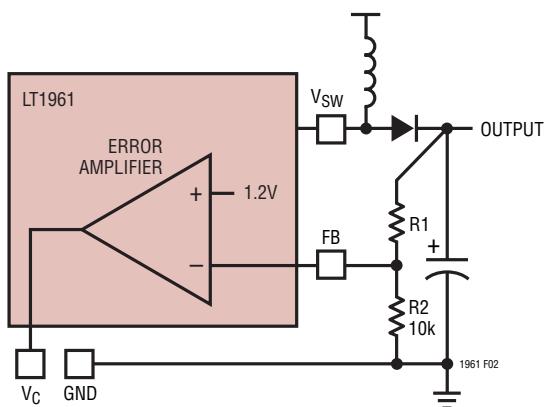


図2. 帰還ネットワーク

出力コンデンサ

昇圧レギュレータは出力に対してパルス単位で電流を供給します。これらのパルスの立ち上がり時間と立ち下がり時間は非常に高速です。これによって生じる電圧リップルを低減するのに出力コンデンサが必要になります。RMS リップル電流は以下の式から求められます。

$$I_{RIPPLE(RMS)} = I_{OUT} \sqrt{(V_{OUT} - V_{IN}) / V_{IN}}$$

LT1961 は、出力コンデンサとしてセラミック・コンデンサ、タンタル・コンデンサのいずれでも動作します。セラミック・コンデンサは通常、サイズが小さいこと、ESR (等価直列抵抗) が非常に低いこと、高周波数におけるパフォーマンスのよさ、出力リップル電圧を低減するなどの理由で選ばれます。ESR が小さいためにループ周波数応答における有効なゼロ点が除去されてしまします。これはタンタル・コンデンサの場合も同様です。これを補償するために、V_C ループ補償極周波数を通常、1/10 にする必要があります。標準的なセラミック出力コ

ンデンサは、1μF ~ 10μF の範囲にあります。容量の絶対値で出力段の極周波数が定義されるため、良好な温度安定性を持つ X7R または X5R タイプのセラミックを推奨します。

タンタル・コンデンサは通常、大きな容量特性を必要とするときに使用され、負荷過渡が大きいアプリケーションで有効です。絶対値よりも ESR が 1.25MHz における出力リップルを規定します。ESR を最小限にし、リップルの電流定格を満足させるには、22μF ~ 100μF の範囲の値のコンデンサが一般的に必要とされます。リップルの定格を超えないように注意してください。

表1. 表面実装固体タンタル・コンデンサのESRとリップル電流

Eケース・サイズ	ESR(最大, Ω)	リップル電流(A)
AVX TPS, Sprague 593D	0.1~0.3	0.7~1.1
AVX TAJ	0.7~0.9	0.4
Dケース・サイズ		
AVX TPS, Sprague 593D	0.1~0.3	0.7~1.1
Cケース・サイズ		
AVX TPS	0.2(標準)	0.5(標準)

入力コンデンサ

出力コンデンサとは違って入力コンデンサの RMS リップル電流は十分に小さいため、リップル電流定格は問題になりません。電流波形は三角波であり、RMS 値は次の式で与えられます。

$$I_{RIPPLE(RMS)} = \frac{0.29(V_{IN})(V_{OUT} - V_{IN})}{(L)(f)(V_{OUT})}$$

スイッチング周波数が高くなると、入力コンデンサの蓄積エネルギー条件は軽減するため、ほとんどのアプリケーションでは、1μF ~ 4.7μF の値で十分です。容量の絶対値はさほど重要ではなく、ループの安定性に大きな影響をきたさないので、Y5V または類似タイプのセラミックスを使用することができます。出力または LT1961 において最小入力電圧に近いところでの動作が必要な場合は、大きめの値が必要になることがあります。これは最小動作電圧を下回る過度なリップルが誤動作の原因となるため、それを防止するためです。

アプリケーション情報

インダクタの選択と最大出力電流

インダクタを選択するにあたっては、最小インダクタンスに制約を与える条件が2つあります。所定の出力電流、そして低調波発振の回避です。極めて大きなインダクタを用いた標準昇圧コンバータ構成における LT1961 の最大出力電流は次式で与えられます。

$$I_{OUT(MAX)} = 1.5A \frac{V_{IN} \cdot \eta}{V_{OUT}}$$

ここで、 η = コンバータの効率（大電流で通常 0.87）。

インダクタンスの値が小さくなると、リップル電流が増大し、 $I_{OUT(MAX)}$ が減少します。所定の出力電流の最小インダクタンスは、次式で与えられます。

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN}(V_{OUT} - V_{IN})}{2V_{OUT}(f) \left(1.5 - \frac{(V_{OUT})(I_{OUT})}{V_{IN} \cdot \eta} \right)}$$

2つめの条件である低調波発振の回避は、動作デューティ・サイクルが 50% を超えたときに実現させる必要があります。LT1961 に内蔵されているスロープ補償回路によって低調波発振が防止され、最大 0.7A_{P-P} のインダクタ・リップル電流が実現します。このときの最小インダクタ値は次式で得られます。

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN}(V_{OUT} - V_{IN})}{0.7V_{OUT}(f)}$$

これらの条件によって絶対最小インダクタンスが規定されます。ただし、一般的には、過剰な出力ノイズを防止し、安定性を得る上での困難を回避するためには、リップル電流は平均インダクタ電流の 40% を超えないようにすることを推奨します。インダクタ・リップルは、次式で得られます。

$$I_{P-P Ripple} = \frac{V_{IN}(V_{OUT} - V_{IN})}{V_{OUT}(L)(f)}$$

最小インダクタンスの推奨値は、次式のようになります。

$$L_{MIN} = \frac{(V_{IN})^2(V_{OUT} - V_{IN})}{0.4(V_{OUT})^2(I_{OUT})(f)}$$

インダクタ値は、出力電圧リップルやフィルタ条件などの他の要素によってさらに調整が必要になることがあります。さらにインダクタンスは DC 電流や製造の許容値によっても大幅に降下することも念頭に入れてください。

飽和による効率の低下を防ぐためにもインダクタの定格はピーク動作電流よりも高く設定する必要があります。ピーク・インダクタ電流は次式で計算することができます。

$$I_{LPK} = \frac{(V_{OUT})(I_{OUT})}{V_{IN} \cdot \eta} + \frac{V_{IN}(V_{OUT} - V_{IN})}{2V_{OUT}(L)(f)}$$

さらにインダクタの DC 抵抗も考慮してください。インダクタの抵抗は、コンバータ全体の効率の低下に直接関係してきます。

最適なインダクタのメーカーとしては、Coilcraft, Coiltronics, Dale, スミダコーポレーション、東光、村田製作所、パナソニックなどがあります。

表2.

製品番号	値(μH)	$I_{SAT(DC)}$ (Amps)	$DCR(\Omega)$	高さ(mm)
Coiltronics				
TP1-2R2	2.2	1.3	0.188	1.8
TP2-2R2	2.2	1.5	0.111	2.2
TP3-4R7	4.7	1.5	0.181	2.2
TP4-100	10	1.5	0.146	3.0
村田製作所				
LQH1C1R0M04	1.0	0.51	0.28	1.8
LQH3C1R0M24	1.0	1.0	0.06	2.0
LQH3C2R2M24	2.2	0.79	0.1	2.0
LQH4C1R5M04	1.5	1	0.09	2.6
スミダコーポレーション				
CD73-100	10	1.44	0.080	3.5
CDRH4D18-2R2	2.2	1.32	0.058	1.8
CDRH5D18-6R2	6.2	1.4	0.071	1.8
CDRH5D28-100	10	1.3	0.048	2.8
Coilcraft				
1008PS-272M	2.7	1.3	0.14	2.7
LP01704-222M	2.2	1.6	0.12	1.0
LP01704-332M	3.3	1.3	0.16	1.0

アプリケーション情報

キャッチ・ダイオード

ここで使用しているキャッチ・ダイオード (D1) は、UPS120 または 1N5818 ショットキー・ダイオードです。1A 平均順方向電流および 20V/30V 逆電圧で定格としてあります。標準順方向電圧は、0.5V/1A です。ダイオードは、スイッチオフ時ののみ電流を流します。ピーク逆電圧は、レギュレータ出力電圧と等価になります。通常動作における平均順方向電流は、出力電流と等価になります。

シャットダウンと低電圧ロックアウト

LT1961 に低電圧ロックアウト (UVLO) をかける方法を図 4 に示します。通常、UVLO は入力が「電流制限」されているか、ソース抵抗が比較的高いときに使用されます。スイッチング・レギュレータがソースから得る電力は一定です。したがって、ソース電圧が降下するとその分、ソース電流は増加します。これは、ソースに対する負の抵抗負荷に似ており、ソースによって電流制限したり、低いソース電圧状態で "L" にラッチします。UVLO を使用することでこれらの問題が発生するソース電圧での動作を防止します。

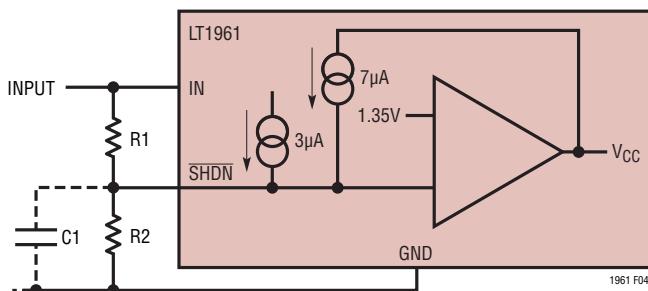


図4. 低電圧ロックアウト

2.6V の最小 V_{IN} を下回ると内部コンパレータが強制的に部品をシャットダウンします。この機能を使用することによってバッテリ駆動のシステムの過度な放電を防ぐ

ことができます。調整可能な UVLO スレッショルドが必要なときは、シャットダウン・ピンを使用することができます。シャットダウン・ピン・コンパレータのスレッショルド電圧は、1.35V です。3µA の内部電流ソースは、オープン・ピン状態を初期化して動作状態とします（「標準的性能特性」のグラフを参照）。SHDN スレッショルドを上回ると、電流ヒステリシスが追加されます。これを使用して、次式により UVLO の電圧ヒステリシスを設定することができます。

$$R1 = \frac{V_H - V_L}{7\mu A}$$

$$R2 = \frac{1.35V}{\frac{(V_H - 1.35V)}{R1} + 3\mu A}$$

V_H - ターンオン・スレッショルド

V_L - ターンオフ・スレッショルド

例：入力が 4.75V を上回るとスイッチングを開始し、3.75V を下回ると停止する場合。

$$V_H = 4.75V$$

$$V_L = 3.75V$$

$$R1 = \frac{4.75V - 3.75V}{7\mu A} = 143k$$

$$R2 = \frac{1.35V}{\frac{(4.75V - 1.35V)}{143k} + 3\mu A} = 50.4k$$

抵抗と \overline{SHDN} ピン間の接続を短くし、スイッチング・ノードの平面間あるいは表面の容量は必ず最小限にしてください。抵抗値を高くするときは、 \overline{SHDN} ピンを 1nF コンデンサでバイパスし、スイッチ・ノードによる結合の問題を防止するようにしてください。

アプリケーション情報

同期

SYNC ピンを使用して内部発振器と外部信号を同期させます。SYN の入力は、20% ~ 80% のデューティ・サイクルで同期スレッショルドを最大にした状態で、ロジック・レベル "L" で送出する必要があります。この入力は、ロジック・レベル出力から直接ドライブすることができます。同期範囲は、最大 2MHz までの「初期」動作周波数に等しくなります。このことは、実用的な「最小」同期周波数は、標準の 1.25MHz ではなく、ワーストケースの自己発振高周波数 (1.5MHz) と等価であることを意味します。1.7MHz を上回る周波数の同期をとるときは、同期周波数が高くなると、低調波スイッチング防止に使用する内部スロープ補償の振幅が減衰するので注意してください。インダクタの値を大きくすると、この問題が軽減される傾向があります。その原因が不十分なスロープ補償にあるかどうかを決定する前に低調波スイッチングがまったく違った原因で生じていることを述べた「周波数補償」の項目も参照してください。スロープ補償に関しては、「アプリケーション・ノート 19」に詳細な説明があります。

レイアウトに関する検討事項

どの高周波数スイッチングにも言えることですが、レイアウトを検討するときは、最適な電気的、熱的そしてノイズ・パフォーマンスが得られるように注意する必要があります。効率を最大限にするには、スイッチングの立ち上がり時間と立ち下がり時間は通常ナノ秒の範囲です。ノイズの放射と伝導を防ぐには、図 5 に示すように高速スイッチング電流経路は、できるだけ短くしておく

必要があります。これを具体的に示したものが図 6 のレイアウト例です。この経路を短くすることによって寄生トレス・インダクタンスを約 25nH/inch だけ軽減することができます。スイッチ・オフ時にこの寄生インダクタンスによって LT1961 スイッチにライバック・スパイクが発生します。大電流での出力電圧のもとで動作時にレイアウトが不十分な場合、このスパイクによって LT1961 に生じる電圧は、絶対最大定格を超える可能性があります。スイッチング回路では、平面間の結合や総合的なノイズを防止するためにグランド・プレーンを必ず使用するようしてください。

V_C および FB 部品は、できるだけスイッチ・ノードから離して配置してください。LT1961 のピンアウトはこの点を考慮して設計されています。これらの部品のグランドは、スイッチの電流経路から分離してください。これらの点を遵守しないと安定性を欠き、低調波のような発振が生じます。

ボード・レイアウトも熱抵抗に大きな影響を及ぼします。露出パッドは、LT1961 ダイの下部を通る銅板です。これがパッケージの放熱のための最良のサーマル・パスです。パッドをボードに半田付けすることによってダイの温度を下げ、LT1961 の電力機能を増大させることができます。このパッド周辺にはできる限り、銅エリアを多く使用してください。パッドの下部および周間に半田付けによる複数の貫通路をグランド・プレーンに向けて設けても構いません。キャッチ・ダイオードとインダクタ終端に対して同様の処理を行うことによってさらに放熱効果を得ることができます。

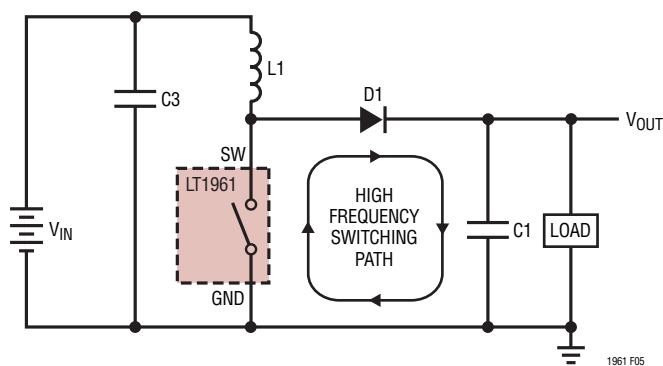


図5. 高速スイッチング・パス

アプリケーション情報

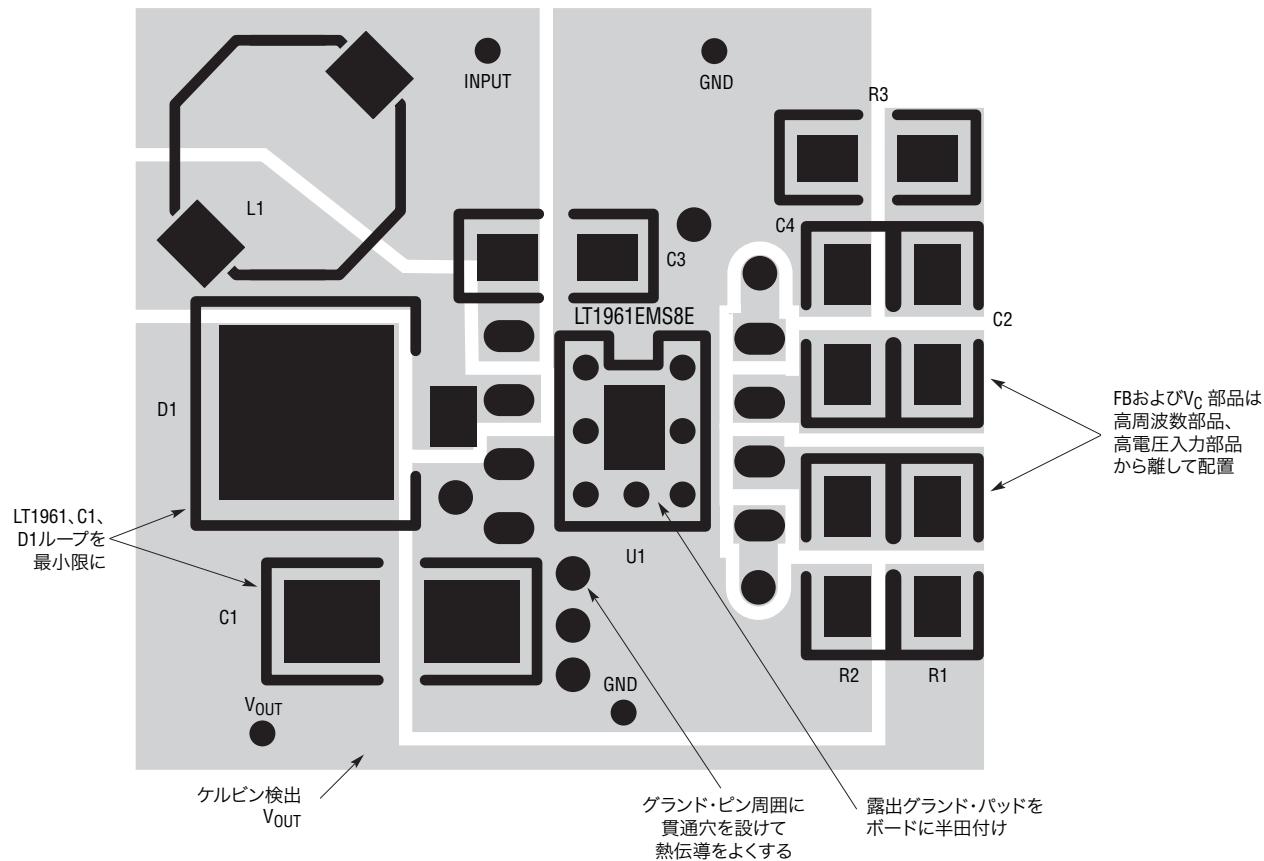
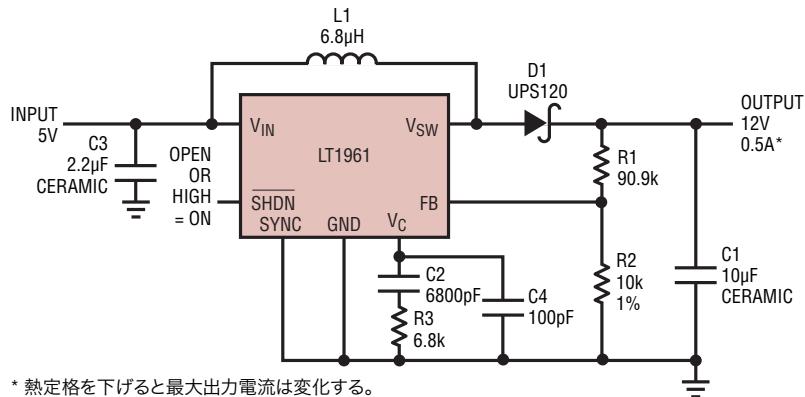


図6. 標準的なアプリケーションと参考レイアウト(平面図のみを表示)

アプリケーション情報

熱の計算

LT1961 チップの電力消費は、スイッチ DC 損失、スイッチ AC 損失、ドライブ電流、入力消費電流の 4つによって生じます。下記の式でそれぞれの損失を計算することができます。これらの式では、連続的な動作モードを前提としており、軽負荷電流における効率計算には使用できません。

$$\text{DC, duty cycle} = \frac{(V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}})}{V_{\text{OUT}}}$$

$$I_{\text{SW}} = \frac{(V_{\text{OUT}})(I_{\text{OUT}})}{V_{\text{IN}}}$$

スイッチ損失：

$$P_{\text{SW}} = (\text{DC})(I_{\text{SW}})^2(R_{\text{SW}}) + 17n(I_{\text{SW}})(f)(V_{\text{OUT}})(f)$$

V_{IN} 損失：

$$P_{\text{VIN}} = \frac{(V_{\text{IN}})(I_{\text{SW}})(\text{DC})}{50} + 1\text{mA}(V_{\text{IN}})$$

R_{SW} = スイッチ抵抗 ($\approx 0.27\Omega$ ホット)

例 : V_{IN} = 5V、V_{OUT} = 12V および I_{OUT} = 0.5A

総合電力消費 = 0.23 + 0.31 + 0.07 + 0.005 = 0.62W

LT1961 パッケージの熱抵抗は、内部プレーンまたは裏面のプレーンの存在に影響を受けます。パッケージの下部が全面的にプレーンの場合は、熱抵抗は約 $50^{\circ}\text{C}/\text{W}$ です。ダイの温度を計算するには、次式のように最適な熱抵抗値を使用してそれにワースト・ケースの周囲温度を加算します。

$$T_J = T_A + \theta_{JA}(P_{\text{TOT}})$$

真のダイ温度値が必要なときは、SYNC ~ GND ピン間の抵抗の測定値を使用します。デバイスに電源を通電しない状態で所定の温度範囲の SYNC ピンの抵抗値をまず恒温槽で校正します。同じ測定値を実際の使用状況で使用してダイの温度を調べます。

周波数補償

ループ周波数補償は、RC ネットワークと直列に接続された誤差アンプの出力 (V_C ピン) で行われます。メインの極は、誤差アンプの直列コンデンサと出力インピーダンス ($\approx 500\text{k}\Omega$) によって形成されます。極は、2Hz ~ 20Hz の範囲に収まります。直列抵抗で 1kHz ~ 5kHz のところに「ゼロ点」が生成され、それによってループの安定性と過渡応答が改善されます。メインの補償コンデンサの 1/10 のサイズの 2 つめのコンデンサを使用して V_C ピンのスイッチング周波数リップルを軽減させることもあります。V_C ピンのリップルは、出力電圧リップルによって生じます。これは出力デバイダによって減衰しますが、誤差アンプによって倍増します。2 つめのコンデンサがない場合は、V_C ピンのリップルは、次式のようになります。

$$V_C \text{ Pin Ripple} = \frac{1.2(V_{\text{RIPPLE}})(g_m)(R_C)}{(V_{\text{OUT}})}$$

V_{RIPPLE} = 出力リップル (V_{P-P})

g_m = 誤差アンプ・トランスクタンス
($\approx 850\mu\text{mho}$)

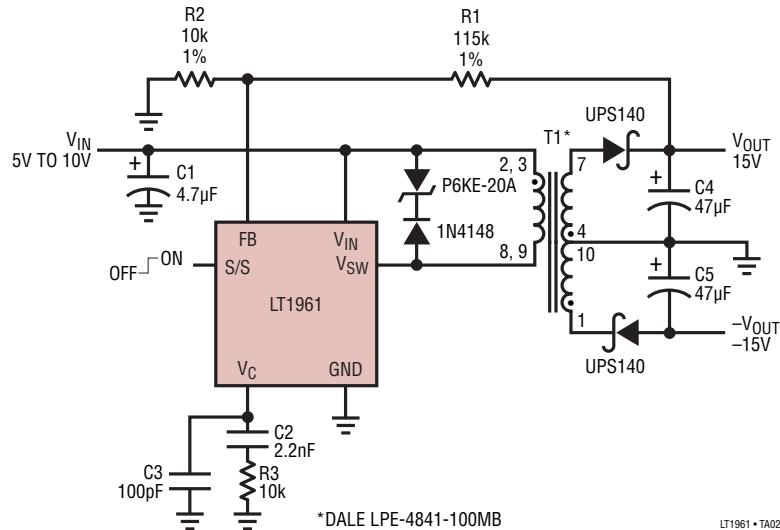
R_C = V_C ピンの直列抵抗

V_{OUT} = DC 出力電圧

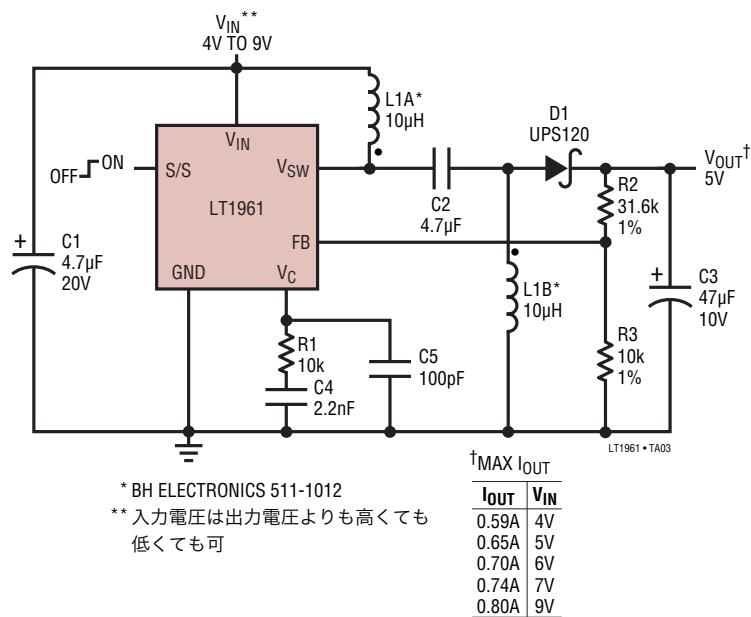
不規則なスイッチングを防止するために、V_C ピンのリップルは、50mV_{P-P} 未満に抑えてください。ワースト・ケースの V_C ピン・リップルは、最大出力負荷電流で発生し、また、品質の劣化した (ESR が高い) 出力コンデンサが使用されたときもその電流が増大します。V_C ピンに 47pF コンデンサを付加するだけでスイッチング周波数のリップルを数ミリボルトに減少させることができます。低い値の R_C でも V_C ピンのリップルを減少させることはできますが、この場合、ループ位相余裕が十分ではありません。

標準的応用例

デュアル出力フライバック・コンバータ



LT1961 • TA02

4V～9V_{IN}/5V_{OUT} SEPICコンバータ**

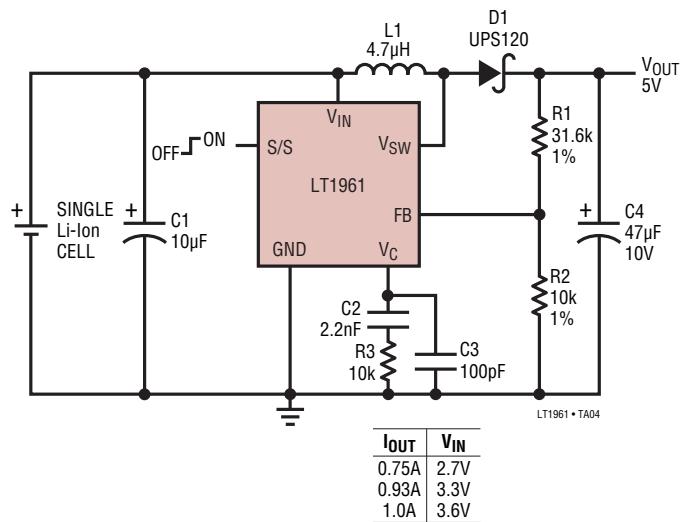
* BH ELECTRONICS 511-1012

** 入力電圧は出力電圧よりも高くても
低くても可

I_{OUT}	V_{IN}	$I_{MAX\ OUT}$
0.59A	4V	
0.65A	5V	
0.70A	6V	
0.74A	7V	
0.80A	9V	

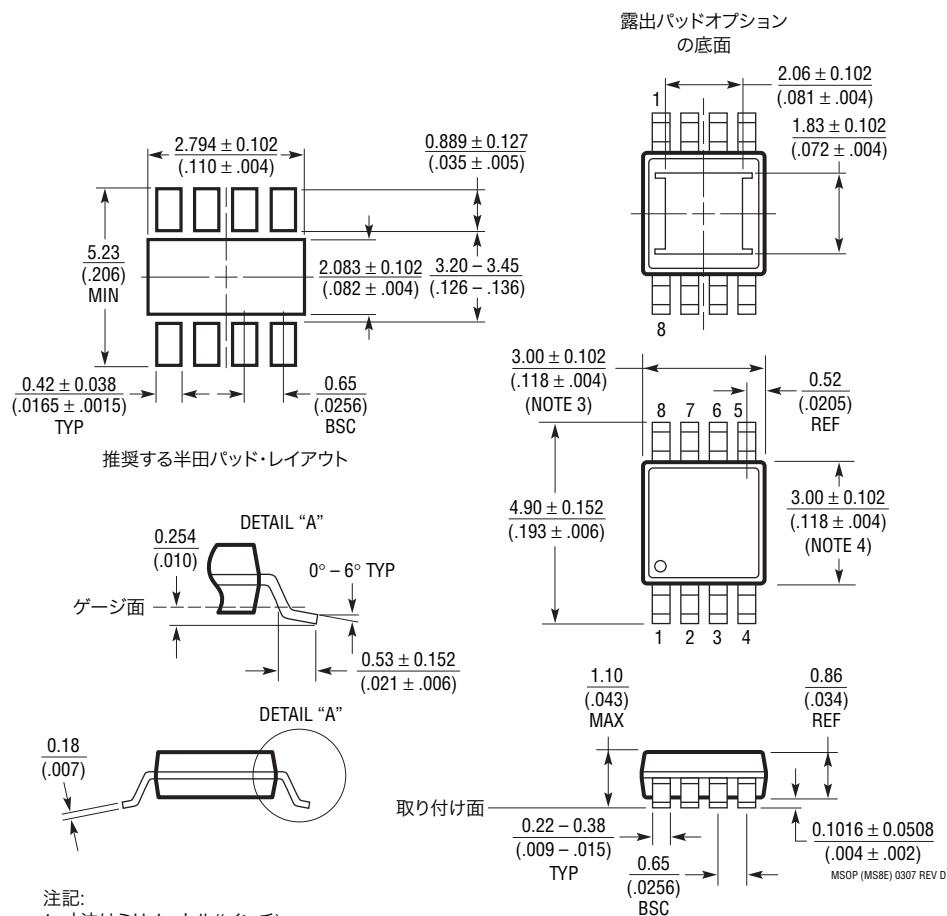
標準的応用例

リチウムイオン1セル～5V



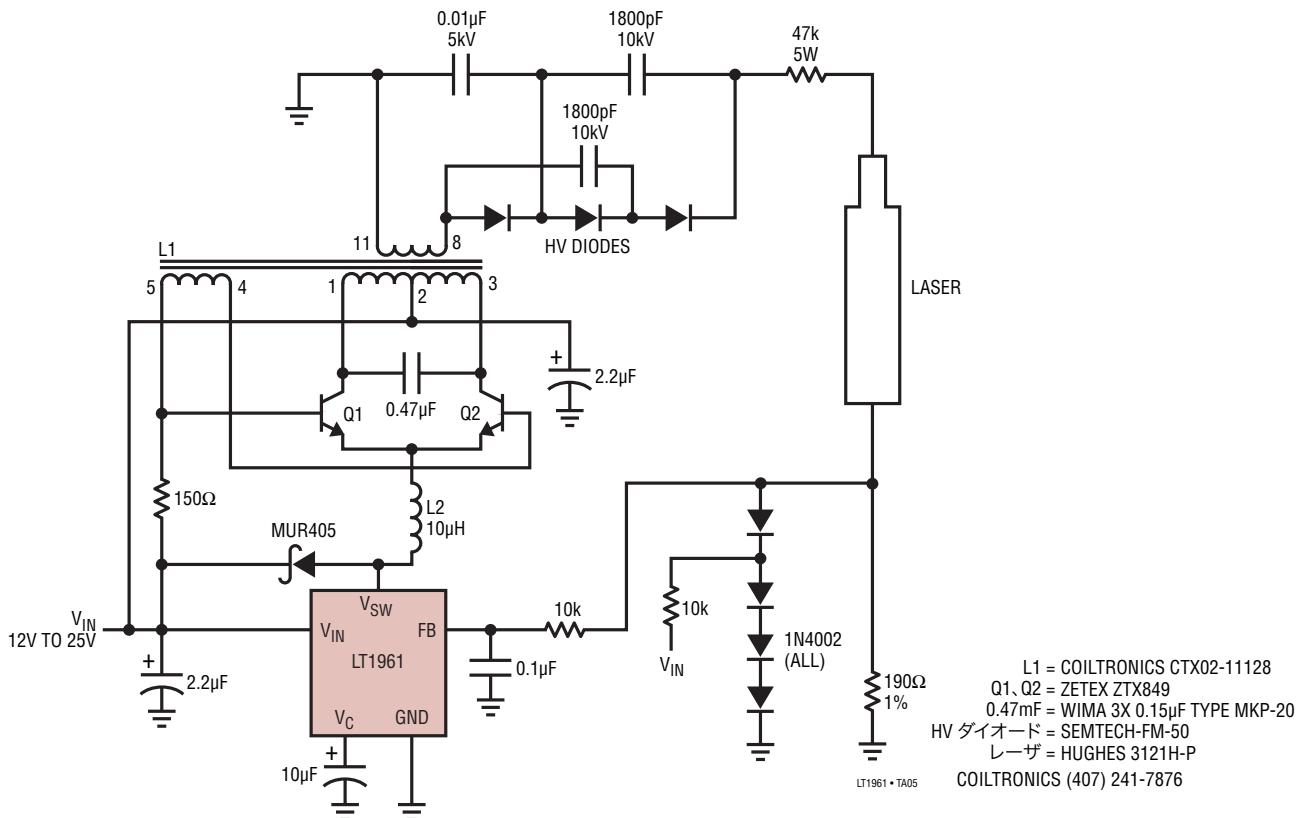
パッケージ寸法

**MS8Eパッケージ
8ピン・プラスチックMSOP、露出ダイ・パッド**
(Reference LTC DWG # 05-08-1662 Rev D)



標準的応用例

高電圧レーザ電源



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1308A	600kHz、2A昇圧レギュレータ	30Vスイッチ、 V_{IN} = 1V~6V、低バッテリ・コンパレータ、S8パッケージ
LT1310	4.5MHz、1.5A昇圧、位相ロック・ループ付き	34Vスイッチ、 V_{IN} = 2.75V~18V、 V_{OUT} 最大35V、MS10Eパッケージ
LT1370	高効率DC/DCコンバータ	42Vスイッチ、6A、500kHzスイッチ、DDパック、TO-220パッケージ
LT1371	高効率DC/DCコンバータ	35Vスイッチ、3A、500kHzスイッチ、DDパック、TO-220パッケージ
LT1372/LT1377	500kHzおよび1MHz高効率1.5Aスイッチング・レギュレータ	昇圧トポジ、 $V_{IN(MIN)}$ = 2.7V、S8パッケージ
LT1946/LT1946A	1.2MHz/2.7MHz、1.5A、モノリシック昇圧レギュレータ	V_{IN} = 2.6V~16V、 V_{OUT} 最大34V、内蔵SS、MS8パッケージ
LTC3400/ LTC3400B	1.2MHz、600mA、同期昇圧	V_{IN} = 0.85V~5V、 V_{OUT} 最大5.5V、最大95%までの効率、ThinSOTパッケージ
LTC3401	1セル、大電流(1A)、マイクロパワー、同期3MHz 昇圧DC/DCコンバータ	V_{IN} = 0.85V~5V、 V_{OUT} 最大5.5V、最大97%までの効率 同期可能、100kHz~3MHzの発振器、MS10パッケージ
LTC3402	1セル、大電流(2A)、マイクロパワー、同期3MHz 昇圧DC/DCコンバータ	V_{IN} = 0.85V~5V、 V_{OUT} 最大5.5V、最大95%までの効率 同期可能、100kHz~3MHzの発振器、MS10パッケージ
LTC3405/ LTC3405A	1.5MHz高効率、 I_{OUT} = 300mA、モノリシック同期 降圧レギュレータ	V_{IN} = 2.5V~5.5V、 V_{OUT} 最大0.8V、最大95%までの効率、100% デューティ・サイクル、 I_Q = 20μA、ThinSOTパッケージ

ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。

1961fa