

特長

- 小型のコンデンサやインダクタを使用
- 高周波数動作:最大4MHz
- 高いスイッチ電流:1.4A
- 低 $R_{DS(ON)}$ 内蔵スイッチ:0.110 Ω
- 高効率:最大95%
- V_{IN} :2.63V~5.5V
- セラミック・コンデンサで安定
- 電流モード動作による優れた入力および負荷過渡応答
- 短絡保護
- 低損失動作:100%デューティ・サイクル
- 低いシャットダウン電流: $I_Q \leq 1\mu A$
- 低消費電流:240 μA
- 出力電圧:0.8V~5V
- 低ノイズのパルススキップ動作
- 小型8ピンDFNパッケージ

アプリケーション

- ワイヤレスLAN電源
- ノートブック・コンピュータ
- デジタルカメラ
- 携帯電話
- ボード実装電源

概要

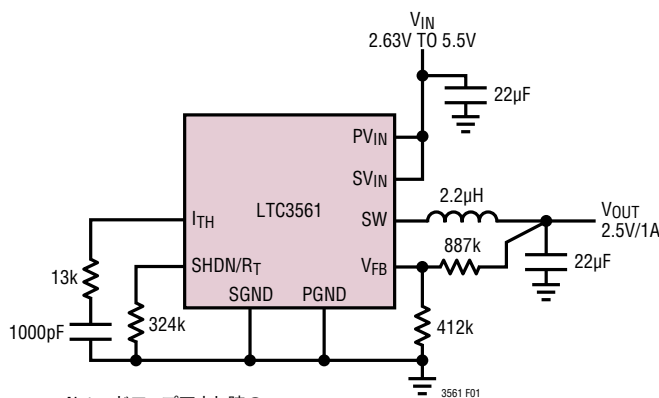
LTC[®]3561は、固定周波数同期整流式降圧DC/DCコンバータです。中電力アプリケーション向けのLTC3561は2.63V~5.5Vの入力電圧範囲で動作し、動作周波数を最大4MHzまで設定可能です。これにより、高さ2mm以下の小型で安価なコンデンサやインダクタを使用できます。出力電圧は0.8V~5Vの範囲で調整可能です。ピーク電流定格が1.4Aの同期整流式0.11 Ω パワー・スイッチを内蔵し、高効率を達成します。LTC3561は電流モード・アーキテクチャを採用し、外部補償機能を備えているので、広範囲の負荷および出力コンデンサに対して過渡応答を最適化できます。

バッテリー寿命を最大限に延ばすために、ドロップアウト時にPチャンネルMOSFETを連続的にオンします(100%デューティ・サイクル)。無負荷時の消費電流はわずか240 μA です。また、シャットダウン時のデバイスの消費電流は1 μA 以下です。

LTC、LT、LTC、LTMは、リニア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。5481178、6127815、6304066、6498466、6580258、6611131を含む米国特許によって保護されています。

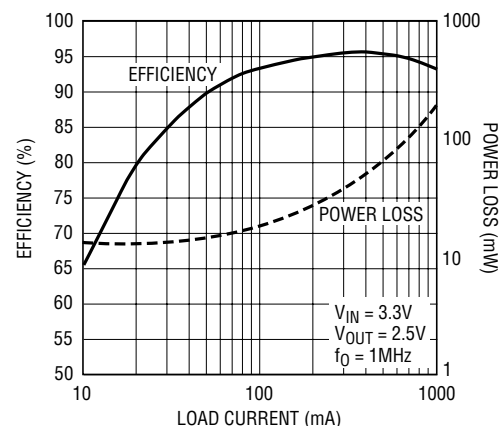
標準的応用例

2.5V/1A降圧レギュレータ



Note: ドロップアウト時の出力は入力電圧に追随

効率および電力損失と負荷電流



3561 TA01

3561f

LTC3561

絶対最大定格

(Note 1)

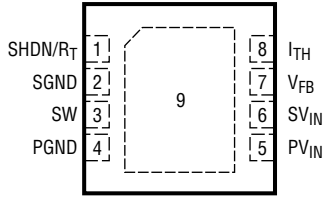
PV _{IN} 、SV _{IN} 電圧	-0.3V~6V
V _{FB} 、SHDN/R _T 電圧	-0.3V~(V _{IN} +0.3V)
I _{TH} 電圧	-0.3V~1.4V
SW電圧	-0.3V~(V _{IN} +0.3V)

動作環境温度範囲

(Note 2)	-40°C~85°C
接合部温度 (Note 5、8)	125°C
保管温度範囲	-65°C~125°C

パッケージ/発注情報

TOP VIEW



DD PACKAGE
8-LEAD (3mm × 3mm) PLASTIC DFN

T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 43°C/W, θ_{JC} = 3°C/W
EXPOSED PAD (PIN 9) MUST BE SOLDERED TO GROUND

ORDER PART NUMBER	DD PART MARKING
LTC3561EDD	LCJJ

Order Options Tape and Reel: Add #TR
Lead Free: Add #PBF Lead Free Tape and Reel: Add #TRPBF
Lead Free Part Marking: <http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/>

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。

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。別途規定されない限り、V_{IN} = 3.3V、R_T = 324k。 (Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V _{IN}	Operating Voltage Range		2.625		5.5	V
I _{FB}	Feedback Pin Input Current	(Note 3)			±0.1	μA
V _{FB}	Feedback Voltage	(Note 3)	● 0.784	0.8	0.816	V
ΔV _{LINEREG}	Reference Voltage Line Regulation	V _{IN} = 2.7V to 5V		0.04	0.2	%/V
ΔV _{LOADREG}	Output Voltage Load Regulation	I _{TH} = 0.36, (Note 3) I _{TH} = 0.84, (Note 3)	●	0.02	0.2	%
g _{m(EA)}	Error Amplifier Transconductance	I _{TH} Pin Load = ±5μA (Note 3)		800		μS
I _S	Input DC Supply Current (Note 4)					
	Active Mode	V _{FB} = 0.75V		240	350	μA
	Shutdown	V _{SHDN/RT} = 3.3V		0.1	1	μA
V _{SHDN/RT}	Shutdown Threshold High			V _{IN} - 0.6	V _{IN} - 0.4	V
	Active Oscillator Resistor			324k	1M	Ω
f _{OSC}	Oscillator Frequency	R _T = 324k (Note 7)	0.85	1	1.15	MHz
					4	MHz
I _{LIM}	Peak Switch Current Limit	I _{TH} = 1.3	1.4	1.7		A
R _{DS(ON)}	Top Switch On-Resistance (Note 6)	V _{IN} = 3.3V		0.11	0.15	Ω
	Bottom Switch On-Resistance (Note 6)	V _{IN} = 3.3V		0.11	0.15	Ω
I _{SW(LKG)}	Switch Leakage Current	V _{IN} = 6V, V _{ITH/RUN} = 0V, V _{FB} = 0V		0.01	1	μA
V _{UVLO}	Undervoltage Lockout Threshold	V _{IN} Ramping Down	2.375	2.5	2.625	V

Note 1: 絶対最大定格の欄に示す値を超えるストレスがかかった場合は、デバイスが回復不能な損傷を受ける恐れがある。また、絶対最大定格状態が長時間続くと、デバイスの信頼性や寿命に悪影響を与える恐れがある。どのピンも6Vを超えないものとする。

Note 2: LTC3561Eは、0°C~85°Cの範囲で仕様性能に適合することが保証されている。-40°C~85°Cの動作環境温度範囲での仕様は、設計、特性評価、および統計学的プロセスコントロールとの相関で確認されている。

Note 3: LTC3561は、V_{FB}を誤差アンプの中間点までサーボ制御する帰還ループ内でテストされている (V_{ITH} = 0.6V)。

Note 4: スイッチング周波数で発生するゲートチャージにより動作時消費電流が増加する。

3561f

電気的特性

Note 5: T_J は、環境温度 T_A および消費電力 P_D から次式により算出される。
LTC3561 EDD: $T_J = T_A + (P_D \cdot 43^\circ\text{C/W})$

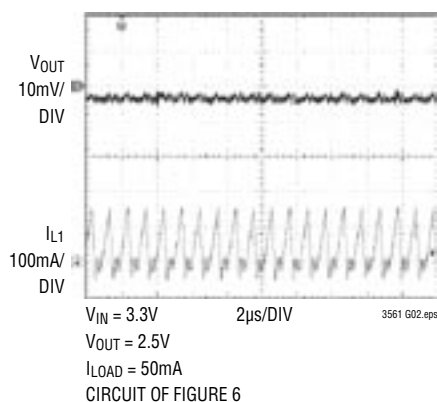
Note 6: スイッチ・オン抵抗は、ウェハ・レベルの測定との関連付けによって保証されている。

Note 7: 4MHzでの動作は設計により保証されているが、製品テストは行われず、デューティ・サイクル制限の影響を受ける(アプリケーション情報の項を参照)。

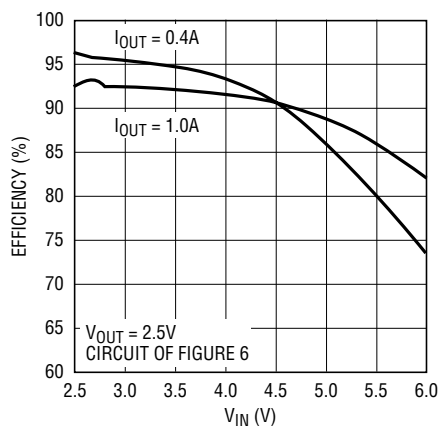
Note 8: このICには一時的な過負荷状態が生じた場合にデバイスを保護するための過熱保護機能が組み込まれており、接合部温度が 125°C を超えると作動する。作動時の最大接合部温度として指定された値を超えた状態でデバイスを使用し続けると、デバイスの信頼性が損なわれる恐れがある。

標準的性能特性

スイッチング波形

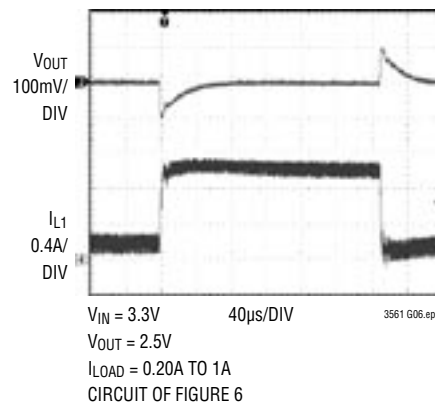


効率と V_{IN}

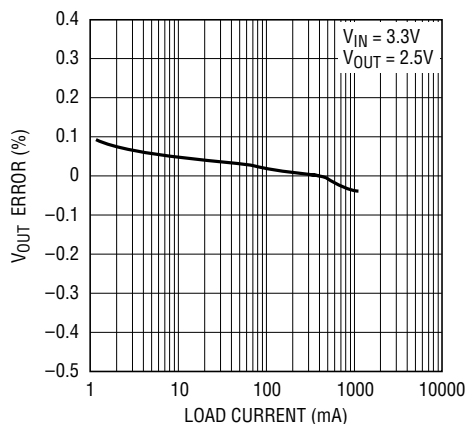


3561 G05

負荷ステップ

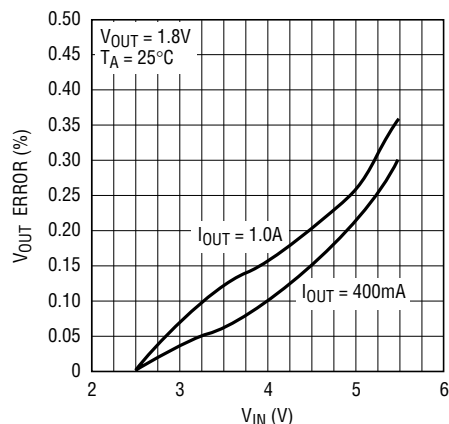


ロード・レギュレーション



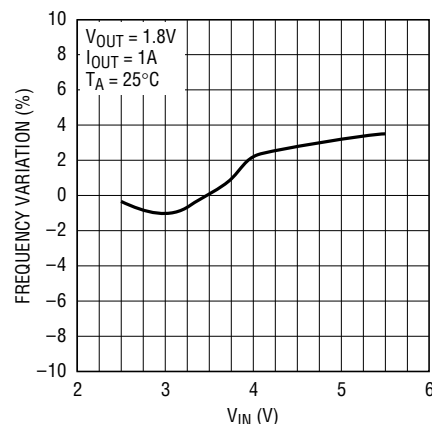
3561 G07

ライン・レギュレーション



3561 G08

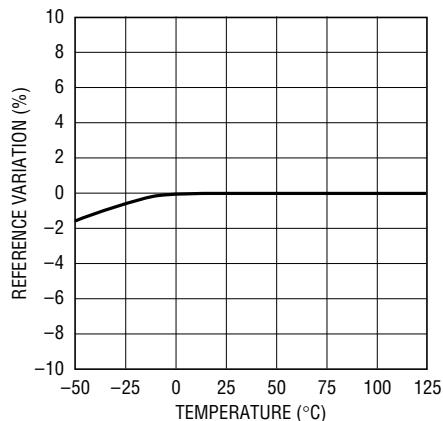
周波数と V_{IN}



3561 G09

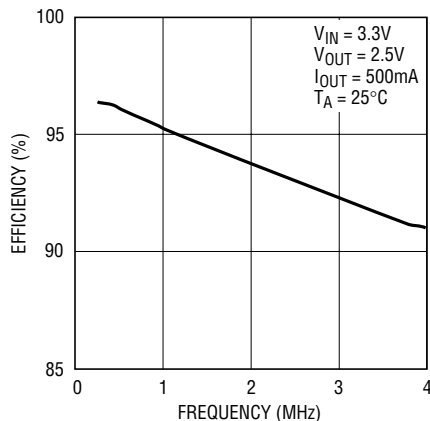
標準的性能特性

周波数変化と温度

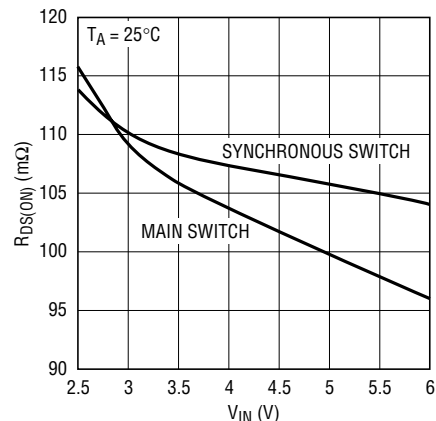


3561 G10

効率と周波数



3561 G11

R_{DS(ON)}とV_{IN}

3561 G12

ピン機能

SHDN/R_T(ピン1): シャットダウンおよびタイミング抵抗ピンのコンビネーション。発振器の周波数は、このピンからの抵抗をグラウンドに接続することによってプログラムします。このピンを強制的にSV_{IN}にすると、LTC3561はシャットダウンされます。シャットダウンされると、すべての機能が使用できなくなります。

SGND(ピン2): 信号グラウンド・ピン。すべての小信号部品と補償部品は、この接地に接続する必要があります(基板レイアウトに関する検討の項を参照)。

SW(ピン3): インダクタへのスイッチ・ノード接続。このピンは、PV_{IN}からPGNDまでの範囲で振幅します。

PGND(ピン4): 主電源グラウンド・ピン。C_{OUT}の(-)端子、およびC_{IN}の(-)端子に接続します。

PV_{IN}(ピン5): 主電源ピン。ピンに近い位置でPGNDにデカップリングする必要があります。

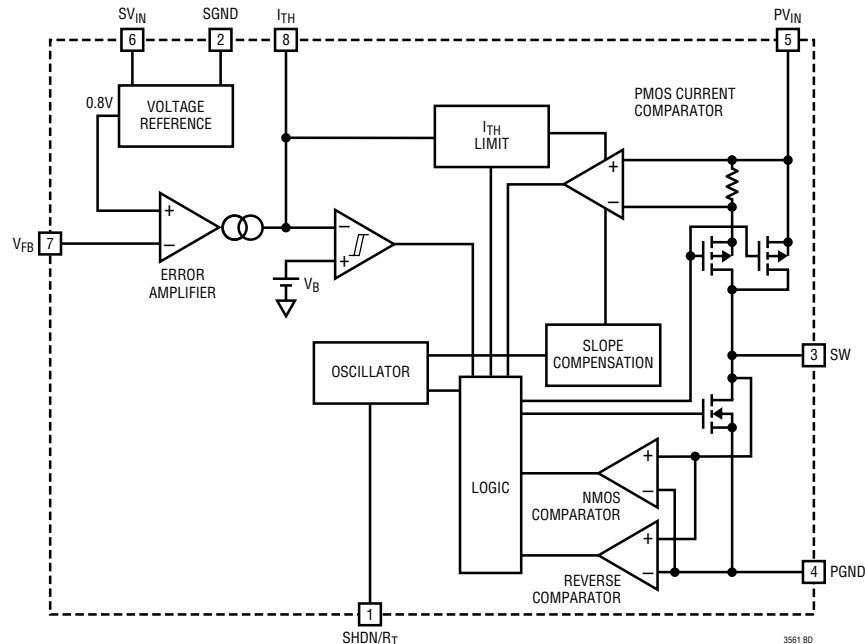
SV_{IN}(ピン6): 信号電源ピン。すべてのアクティブ回路への電源供給はこのピンから行います。ピンに近い位置でSGNDにデカップリングする必要があります。SV_{IN}はPV_{IN}以上でなければなりません。

V_{FB}(ピン7): 出力に接続された外部抵抗分圧器からの帰還電圧を受け取ります。このピンの公称電圧は0.8Vです。

I_{TH}(ピン8): 誤差アンプ補償点。電流コンパレータのしきい値は、この制御電圧とともに増加します。このピンの公称電圧範囲は0V~1.5Vです。

露出パッド(ピン9): PCBへの熱接続。定格熱性能を得るには、このピンをグラウンドに半田付けする必要があります。

ブロック図



動作

LTC3561は、固定周波数の電流モード・アーキテクチャを使用しています。動作周波数は、 R_T 抵抗の値によって決定されます。

出力電圧は、 V_{FB} ピンに帰還される外部抵抗分圧器によって設定されます。誤差アンプが分圧された出力電圧を0.8Vの基準電圧と比較し、それに応じてピーク・インダクタ電流を調整します。

主制御ループ

通常動作中、 V_{FB} 電圧が基準電圧よりも低いと、クロック・サイクルの開始時にトップ電源スイッチ(PチャンネルMOSFET)がオンになります。インダクタと負荷への電流は、制限値に達するまで増加し続けます。スイッチがオフになると、次のクロック・サイクルまで、インダクタに蓄えられたエネルギーがボトム・スイッチ(NチャンネルMOSFET)を通じて負荷へ流れこみます。

ピーク・インダクタ電流は、誤差アンプの出力である I_{TH} ピンの電圧によって制御されます。このアンプは、 V_{FB} ピンの電圧と0.8Vの基準電圧とを比較します。負荷電流が増加すると、 V_{FB} 電圧は基準電圧よりもわずかに低下します。この電圧低下に基づき、平均インダクタ電流が新しい負荷電流に見合う値になるまで、誤差アンプが I_{TH} 電圧を増加させます。負荷電流が小さい場合はインダクタ電

流が不連続になり、出力の安定を保つためにパルスがスキップされます。

主制御ループは、 $SHDN/RT$ ピンを SV_{IN} にすればシャットダウンされます。シャットダウン後はデジタル・ソフトウェアスタートが有効になり、クロック・サイクルが1024を超えるか、出力が安定するか whichever is earlier の時点で達するまで、ピーク・インダクタ電流が徐々に増加していきます。ソフトスタートは、 I_{TH} ピンの電圧を徐々に増加させることによって延長できます(アプリケーション情報の項を参照)。

ドロップアウト動作

入力電源電圧が出力電圧に向かって低下していくと、デューティ・サイクルは100%まで増加します。これがドロップアウト状態です。ドロップアウト状態ではPMOSスイッチがオンのままとなり、出力電圧は、入力電圧から内部PチャンネルMOSFETとインダクタによる電圧降下を減じた値に等しくなります。

入力電圧低下時の動作

LTC3561には低電圧ロックアウト回路が組み込まれており、入力電圧が2.5Vを下回ると、不安定な動作を防ぐためにこの回路がLTC3561の動作を停止します。

アプリケーション情報

LTC3561の一般的な応用回路を図4に示します。外部部品の選択は負荷要求に基づいて行い、最初にインダクタL1を選定します。L1が決定すれば、C_{IN}とC_{OUT}を選択することができます。

動作周波数

動作周波数の選択は、効率と部品サイズのトレードオフになります。動作周波数を高くすれば、インダクタやコンデンサの容量を小さく抑えることができます。動作周波数を低くすれば、内部のゲートチャージ損失を減らすことによって効率を上げることができますが、インダクタンスや静電容量をより大きくして出力リップル電圧を低く抑える必要があります。

LTC3561の動作周波数f₀は、R_Tピンとグランドの間に接続される外部抵抗によって決まります。抵抗の値は、発振器内の内部タイミング・コンデンサの充放電に使用するランプ電流を設定し、次の式によって求めることができます。

$$R_T = 9.78 \cdot 10^{11} (f_0)^{-1.08} (\Omega)$$

あるいは、図1を使って選択できます。

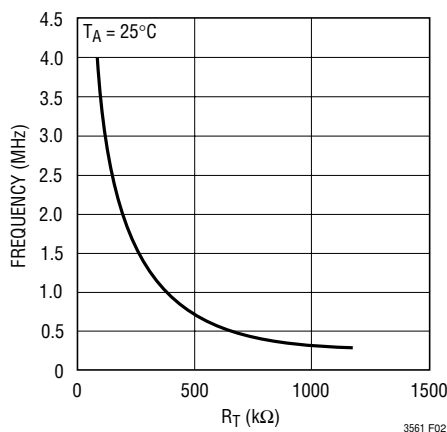


図1. 周波数とR_T

使用可能な最大動作周波数は、最小オンタイムとデューティ・サイクルの制約を受けます。最大周波数は次式で算出できます。

$$f_{0(\text{MAX})} \approx 6.67 \cdot (V_{\text{OUT}} / V_{\text{IN}(\text{MAX})}) \text{ (MHz)}$$

R_Tの抵抗値が大きいため、最小周波数はリークとノイズ・カップリングによって制限されます。

インダクタの選択

インダクタは動作周波数には影響しませんが、その値はリップル電流に直接影響します。インダクタ・リップル電流ΔI_Lはインダクタンスが高くなると減少し、V_{IN}またはV_{OUT}が高くなると増加します。

$$\Delta I_L = \frac{V_{\text{OUT}}}{f_0 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right)$$

ΔI_Lが大きな値となってもよければインダクタンスを低くすることができますが、この場合は出力電圧リップルとコア損失が大きくなり、供給できる出力電流は小さくなってしまいます。

リップル電流を設定する上で妥当なスタート点はΔI_L = 0.4 × I_{OUT}(MAX)で、この場合のI_{OUT}(MAX)は1Aです。リップル電流ΔI_Lは、最大入力電圧時に最大値を取ります。リップル電流を指定最大値未満に抑えるには、次の式に従ってインダクタの値を選ぶ必要があります。

$$L = \frac{V_{\text{OUT}}}{f_0 \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}(\text{MAX})}} \right)$$

インダクタ・コアの選択

コアの素材や形状が異なる場合は、インダクタにおけるサイズと電流、および価格と電流の関係も異なります。フェライトやパーマロイを使用したトロイド・コアやシールド・ポット・コアは小型で放出エネルギーも大きくありませんが、一般に、同様の電気的特性を有する粉末鉄コア使用のインダクタよりも高価です。どちらのタイプのインダクタを使用するかは、LTC3561にどのような動作をさせるかということよりも、価格とサイズに関する要求や放射電磁界/EMI要求によるところが大きくなります。LTC3561アプリケーションに適した表面実装インダクタの代表的な例を表1に示します。

アプリケーション情報

表1. 代表的な表面実装インダクタ

製造者	製品番号	値	最大 DC		
			電流	DCR	高さ
Toko	A914BYW-2R2M-D52LC	2.2μH	2.05A	49mΩ	2mm
Coilcraft	D01608C-222	2.2μH	2.3A	70mΩ	3mm
Coilcraft	LP01704-222M	2.2μH	2.4A	120mΩ	1mm
Sumida	CDRH2D18/HP-2R2	2.2μH	1.6A	48mΩ	2mm
Taiyo Yuden	N05DB2R2M	2.2μH	2.9A	32mΩ	2.8mm
Murata	LQN6C2R2M04	2.2μH	3.2A	24mΩ	5mm
Cooper	SD3112-2R2	2.2μH	1.1A	140mΩ	1.2mm
TDK	VL3010AT-2R2M1R0	2.2μH	1.0A	100mΩ	1.0mm
EPCO	B82470A1222M	2.2μH	1.6A	90mΩ	1.2mm

入力コンデンサ(C_{IN})の選択

連続モードにおけるコンバータの入力電流は矩形波であり、そのデューティ・サイクルはほぼV_{OUT}/V_{IN}に等しくなります。大きな過渡電圧の発生を防ぐためには、最大RMS電流に合わせてサイズを決定した低等価直列抵抗(ESR)の入力コンデンサを使用する必要があります。最大RMSコンデンサ電流は次式で求められます。

$$I_{RMS} \approx I_{MAX} \frac{\sqrt{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}}$$

ここで、最大平均出力電流I_{MAX}は、ピーク電流からピーク間リップル電流の1/2を減じた値に等しくなります。すなわち、I_{MAX} = I_{LIM} - ΔI_L / 2 です。

この式は、V_{IN} = 2 V_{OUT}のときに最大値を取ります。ここで、I_{RMS} = I_{OUT} / 2です。この場合、条件を大きく外れたとしてもそれほど有利には働かないので、設計にはこの簡単な最悪条件が広く使用されます。リップル電流に関するコンデンサ・メーカーの定格値は、多くの場合、2000時間の寿命を前提としたものに過ぎません。したがって、より大幅なコンデンサの性能低下を見込むか、要求条件より高い使用温度範囲のコンデンサを選ぶことが望まれます。また、サイズや高さに関する設計上の要求を満たすために、いくつかのコンデンサを並列で使用することもできます。オール・セラミック・コンデンサ・ソリューションを使用しない場合は、高周波でのデカップリングのために、V_{IN}に0.1μFから1μFのセラミック・コンデンサを追加することも推奨されます。

出力コンデンサ(C_{OUT})の選択

C_{OUT}の選択は、電圧リップルと過渡負荷ステップを最小限に抑えるために必要なESRを基準に行います。通常、ESRに関する要求を満足すれば、その容量はフィルタリングに関しても妥当な値となります。出力リップル(ΔV_{OUT})は次式で求められます。

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8f_0 C_{OUT}} \right)$$

ここで、f = 動作周波数、C_{OUT} = 出力容量、ΔI_L = インダクタのリップル電流です。ΔI_Lは入力電圧とともに増加するので、出力リップルは最大入力電圧時に最大となります。ΔI_L = 0.3 • I_{LIM}の場合、V_{IN}最大時に出力リップルは100mV未満となり、次の場合にf₀ = 1MHzとなります。

$$ESR_{C_{OUT}} < 150m\Omega$$

C_{OUT}に対するESRの要求が満足されれば、オール・セラミック・ソリューションの場合を除いて、一般にRMS電流定格はI_{RIPPLE(P-P)}要求をはるかに上回ります。

表面実装アプリケーションにおいては、アプリケーションの容量、ESR、あるいはRMS電流の取扱いに関する要求を満たすために、複数のコンデンサを並列にして使用しなければならないことがあります。アルミニウム電解コンデンサ、特殊ポリマ・コンデンサ、セラミック・コンデンサ、ドライ・タンタル・コンデンサなどは、すべて表面実装パッケージがあります。サンヨーのOS-CON半導体誘電コンデンサは、あらゆるアルミニウム電解コンデンサのうちESR(サイズ)が最も低い製品ですが、価格が多少高くなります。サンヨーPOSCAPなどの特殊ポリマ・コンデンサは、極めて低いESRを実現していますが、容量密度は他のタイプのものよりも劣ります。タンタル・コンデンサは最も高い容量密度を備えていますが、ESRが大きく、スイッチング電源に使用する場合はサージ・テストを行う必要があります。最も優れたものは表面実装タンタル・コンデンサのAVX TPSシリーズで、ケース高2mm~4mmのものを選択できます。アルミニウム電解コンデンサはESRが極めて大きく、多くの場合、コスト要求の厳しいアプリケーションに使われますが、リップル電流の定格値や長期的な信頼性に関して十分な検討が必要です。セラミック・コンデンサはESRもコストも最も低いのが特徴ですが、容量密度は最も低く高い電圧係数および温度係数を持ち、圧電効果により可聴振動を発生します。

アプリケーション情報

さらに、セラミック・コンデンサはQの値が大きいので、トレース・インダクタンスと相まって大きなリングングを招く恐れがあります。その他のタイプのコンデンサとしては、パナソニックの特殊ポリマ(SP)コンデンサがあります。

ほとんどの場合は、高周波デカップリングのため、LTC3561に近い位置に0.1μFから1μFのセラミック・コンデンサを主要コンデンサと並列に置くことも必要になります。

入力および出力用セラミック・コンデンサ

現在では、より容量が大きく、安価でケース・サイズも小さいセラミック・コンデンサを使用できるようになりました。これらのコンデンサはESRが非常に小さいので、スイッチング・レギュレータへの使用に適しているように思えます。しかし残念ながら、ESRがあまりに低いために、ループの安定性に関する問題を引き起こす恐れがあります。固体タンタル・コンデンサのESRは、5kHzから50kHzの範囲で「ゼロ」ループを生成するので、ループ位相マージンを許容範囲に収める上で有効です。セラミック・コンデンサは300kHzを超えるまで容量性を保ち、通常、ESRの影響を受ける前にESLによって共振します。また、セラミック・コンデンサは温度による影響を受けやすいので、設計時は動作温度範囲全域にわたってループの安定性を確認する必要があります。これらのコンデンサは温度と電圧による影響を受けやすいので、その影響を最小限に抑えるために、X5RまたはX7Rのみに使用を限る必要があります。望ましいコンデンサの例としては、太陽誘電、TDK、ムラタなどの製品が挙げられます。

入力および出力コンデンサにセラミック・コンデンサのみを使用する場合は、十分に注意を払う必要があります。入力にセラミック・コンデンサを使用し、ウォール・アダプタなどの長いワイヤを通じて電源を供給する場合は、出力側の負荷ステップによってV_{IN}ピンにリングングが発生する可能性があります。軽度のものであれば、リングングが出力に与える影響は、ループの不安定と誤解される程度でしかありませんが、最悪の場合は、機器を損傷させるほど大きな入力リングングが生じる恐れもあります。

セラミック・コンデンサはESRが非常に小さいので、これを補うため、入力および出力コンデンサに関しては電荷蓄積に関する要求を満足しなければなりません。負荷ステップ中、出力コンデンサは瞬時に電流を供給して、帰還ループによってスイッチ電流が負荷に対応できるだけの十分な値に増加するまで負荷を受け持たなければなりません。帰還ループによる対応に必要な時間は、補償部品と

出力コンデンサのサイズによって決まります。通常、負荷ステップに対応するには3~4サイクル必要ですが、出力が線形に低下するのは最初のサイクルだけです。出力垂下V_{DRROOP}の値は、通常、最初のサイクルにおける線形低下の2~3倍です。したがって、コンデンサ・サイズの最初の設定値としては、次の値が妥当です。

$$C_{OUT} \approx 2.5 \frac{\Delta I_{OUT}}{f_0 \cdot V_{DRROOP}}$$

デューティ・サイクルや負荷ステップに関する要求によつては、より大きな容量が必要になることもあります。

ほとんどのアプリケーションでは電源インピーダンスが非常に小さいので、入力コンデンサは、単に高周波バイパスを提供するために必要となるに過ぎません。このような条件下においては、通常、10μFのセラミック・コンデンサで十分です。

出力電圧の設定

LTC3561は、図4に示すように、帰還ピンV_{FB}と信号グラウンドの間に0.8Vの基準電圧を発生させます。出力電圧は、次式に従って抵抗分圧器により設定されます。

$$V_{OUT} \approx 0.8V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

これらの抵抗における電流を小さい値に保てば(5μA未満)効率を最大限まで高めることができますが、あまり小さくし過ぎると、浮遊容量によってノイズの問題が生じたり、誤差アンプ・ループの位相マージンが低下したりする結果となります。

周波数応答を改善するために、フィードフォワード・コンデンサC_Fを使用することもできます。V_{FB}ラインは、インダクタやSWラインなどのノイズ源から離すよう、十分に注意を払う必要があります。

シャットダウンとソフトスタート

SHDN/R_Tピンは、発振器の周波数を設定するほか、LTC3561をシャットダウンするという2つの目的のために使用します。このピンには、図2(a)および2(b)に示すように、いくつかの方法で制御ロジックをインターフェイス接続することができます。

I_{TH}ピンは主にループ補償に使用しますが、ソフトスタート時間を増やすために使用することもできます。

アプリケーション情報

ソフトスタートは、ピーク・インダクタ電流を徐々に増加させることによって、 V_{IN} のサージ電流を減らします。また、このピンを使用して電源シーケンシングを行うこともできます。LTC3561はデジタル・ソフトスタート機能を内蔵しており、図3に示すように、 I_{TH} のクランプを1024クロック・サイクルにわたって段階的に増加させます。

ソフトスタート時間は、図2(c)に示すように、スタートアップ時の I_{TH} の電圧を漸増させることによって延長できます。 I_{TH} の電圧がその動作範囲を通じて漸増するに従って、内部ピーク電流制限値もそれに比例して線形に増加していきます。

過渡応答の確認

OPTI-LOOP補償を行えば、広範な種類の負荷と出力コンデンサに対して過渡応答を最適化することができます。 I_{TH} ピンは、制御ループの挙動最適化に使用できるだけでなく、DC結合やACフィルタを伴う閉ループの応答テスト点としても使用できます。このテスト点におけるDCステップ、立ち上がり時間、およびセトリングには、実際の閉ループ応答が正確に反映されます。支配的な二次系を想定した場合、このピンにおいて確認されたオーバーシュートの比率を使用すれば、位相マージンや減衰係数を予測することができます。また、このピンにおける立ち上がり時間を調べれば、帯域幅を予測することも可能です。

最初のページに示した回路の I_{TH} 外部部品は、ほとんどのアプリケーションにとっての適切な出発点となります。直列R-Cフィルタは、主極ゼロ点ループ補償を設定します。最終的なPCレイアウトが完了して出力コンデンサの

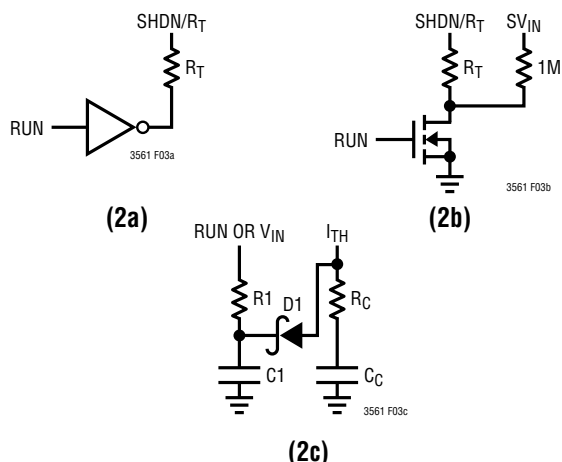


図2. SHDN/R_Tピンのインターフェイス接続と外部ソフトスタート

具体的なタイプと値が決まれば、過渡応答を最適化するために、値に多少の変更を加えることができます(推奨値の0.5倍から2倍)。ループ帰還率の位相は出力コンデンサのタイプと値によってさまざまに変化するので、出力コンデンサは適切なものを選ぶ必要があります。出力電流パルスが全負荷電流の20%~100%で、その立ち上がり時間が1 μ sから10 μ sであれば、帰還ループを乱すことなく、ループ全体に安定感をもたらすような I_{TH} ピンの波形と出力電圧を生成することができます。

スイッチング・レギュレータが負荷電流のステップに反応するには、数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 V_{OUT} はすぐに $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ に等しい量だけシフトします。ここで、ESRは C_{OUT} の等価直列抵抗です。また、 ΔI_{LOAD} は C_{OUT} の充電または放電を開始し、 V_{OUT} を安定した状態に戻すために、レギュレータが使用する帰還誤差信号を生成します。この復帰時間中に、安定性の問題を示す V_{OUT} のオーバーシュートやリングングを監視することができます。

初期の出力電圧ステップは帰還ループの帯域幅内に収まらないことがあるので、標準的な二次オーバーシュートとDCの比率を使用して位相マージンを決定することはできません。ループの利得はRとともに増大し、ループの帯域幅はCが減少すると増大します。Cの減少とRの増大が同率であればゼロ周波数は同じ値に保たれ、位相も、帰還ループの最も重要な周波数範囲で同一に保たれます。さらに、図5に示すように、フィードフォワード・コンデンサ C_F を追加して高周波応答を改善することができます。コンデンサ C_F は、R2とともに高周波ゼロを発生させることによって位相を前進させ、位相マージンを改善します。

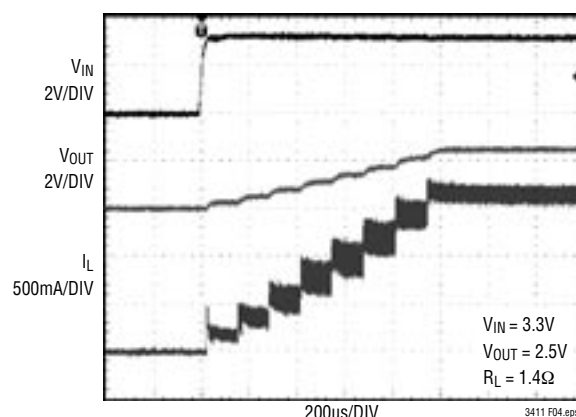


図3. デジタル・ソフトスタート

アプリケーション情報

出力電圧のセトリング挙動は閉ループ系の安定性に関係しており、実際の総合的電源性能を示すものとなります。制御ループ理論の検討を含む補償部品最適化の詳細については、リニアテクノロジー・アプリケーション・ノート76を参照してください。

降圧レギュレータはドロップアウト時にも完全な出力電流を供給できる能力を備えています。入力電圧 V_{IN} が V_{OUT} に向かって低下していくと、インダクタにかかる電圧が低下するため、負荷ステップ能力も低下する点に留意する必要があります。ドロップアウト点付近で大きな負荷ステップ能力が求められるアプリケーションでは、SEPIC、Zeta、シングル・インダクタの正の昇降圧など、異なるトポロジを使用する必要があります。

大容量(1 μ F超)の入力コンデンサを備えた負荷にスイッチ接続すると、アプリケーションによってはさらに大きな過渡現象が発生することがあります。放電した入力コンデンサは実質的に C_{OUT} と並列接続状態になるため、 V_{OUT} は急速に低下します。負荷を接続するスイッチの抵抗が小さく、しかもドライブが速いと、どんなレギュレータを使用してもこの問題を防止するだけの十分な電流を供給することはできません。解決策は、負荷スイッチ・ドライブのオン速度を制限することです。ホットスワップ・コントローラは特にこの目的のために設計されたもので、通常、電流制限、短絡保護、ソフトスタートなどの機能を備えています。

効率の検討

スイッチングレギュレータのパーセント効率は、出力電力を入力電力で除して100%を乗じた値に等しくなります。効率を低下させている要素と大幅な改善を実現する手段を明らかにする方法として有効なのは、多くの場合、個々の損失を解析することです。パーセント効率は次式で表わされます。

$$\%Efficiency = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

ここで、L1、L2等は、個々の損失を入力電力に対するパーセンテージで表わした値です。

損失は回路内のすべての電力消費要素において発生しますが、通常、LTC3561の回路における主要な損失源は次の4つで構成されます。すなわち、1) LTC3561の V_{IN} 電流、2) スwitchング損失、3) I^2R 損失、4) その他の損失、です。

- 1) V_{IN} 電流は電気的特性の項に記載したDC電源電流であり、MOSFETドライバと制御回路の電流は含まれません。 V_{IN} 電流は小さな損失(0.1%未満)を発生させ、この損失は V_{IN} に従って増加します。これは無負荷状態であっても同じです。
- 2) スwitchング電流は、MOSFETドライバ電流と制御回路電流の和です。MOSFETドライバ電流は、電源MOSFETのゲート容量のswitchングによる電流です。MOSFETゲートを“L”から“H”に、さらに再び“L”に切り替えるたびに、微小電荷 dQ が V_{IN} からグラウンドに移動します。この際の dQ/dt が V_{IN} からの電流であり、通常はDCバイアス電流よりもはるかに大きな値となります。連続モードにおいては $I_{GATECHG} = f_o (Q_T + Q_B)$ であり、ここで Q_T と Q_B は、内部のトップおよびボトムMOSFETスイッチのゲートチャージです。ゲートチャージ損失は V_{IN} に比例するので、その影響は電源電圧が高くなるに従って顕著になります。
- 3) I^2R 損失は内部スイッチのDC抵抗 R_{SW} と、外部インダクタのDC抵抗 R_L から計算されます。連続モードでは、インダクタ L を流れる平均出力電流 I は、内部のトップ・スイッチとボトム・スイッチ間でチョップ制御されます。

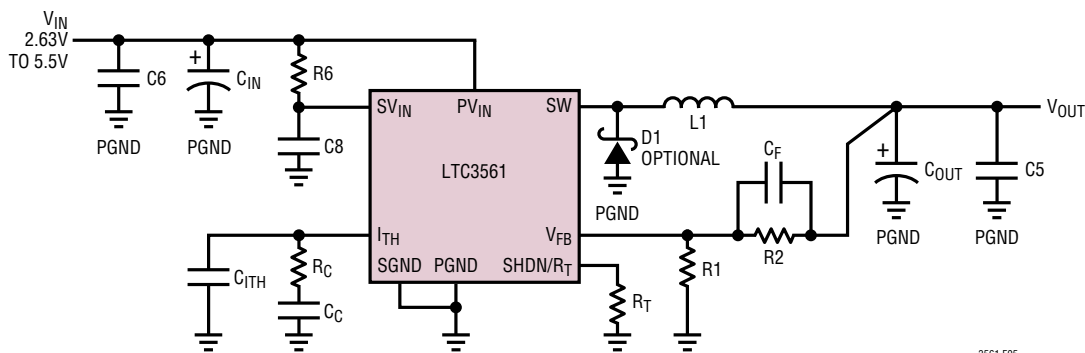


図4. LTC3561の一般的な接続図

3561 F05

3561f

アプリケーション情報

したがって、SWピンに対する直列抵抗は、次式のとおり、トップおよびボトムMOSFET両方の $R_{DS(ON)}$ とデューティ・サイクル(DC)の関数となります。

$$R_{SW} = (R_{DS(ON)TOP})(DC) + (R_{DS(ON)BOT})(1 - DC)$$

トップおよびボトムMOSFETの $R_{DS(ON)}$ は、標準的性能特性の項に示す特性曲線から知ることができます。したがって、 I^2R 損失は次式から求められます。

$$I^2R \text{ losses} = I_{OUT}^2(R_{SW} + R_L)$$

- 4) 携帯用システムにおいては、銅トレースの抵抗や内部バッテリーの抵抗などといったその他の「隠れた」損失が効率の低下を招くことがあります。システムの設計においては、これらの「システム」レベルの損失を含めることが非常に重要です。内部バッテリーやヒューズの抵抗による損失は、スイッチング周波数における C_{IN} の電荷蓄積が適切で、ESRが非常に低ければ、最小限に抑えることができます。また、デッドタイム中のダイオード導通損失やインダクタ・コア損失を含むその他の損失は、一般に、4)項に分類される損失を合計したもののうちの2%未満に過ぎません。

熱に関する検討

LTC3561は効率が高いため、大量の熱を発生することはほとんどありません。しかし、周囲温度が高い環境下で、ドロップアウト時のように電源電圧が低くデューティ・サイクルが高い条件の下にLTC3561を使用するようなアプリケーションでは、熱損失がデバイスの最大接合部温度を超えることも考えられます。接合部温度が約150°Cに達すると両方の電源スイッチがオフになり、SWノードはハイ・インピーダンスになります。

LTC3561が最大接合部温度を超えてしまうのを防ぐには、ある種の熱解析を行う必要があります。この熱解析の目標は、電力損失が最大接合部温度を超えるようなものかどうかを判断することにあります。温度上昇は次式で与えられます。

$$T_{RISE} = P_D \cdot \theta_{JA}$$

ここで、 P_D はレギュレータの消費電力、 θ_{JA} はダイの接合部から周囲温度に至るまでの熱抵抗です。

接合部温度 T_J は次式で与えられます。

$$T_J = T_{RISE} + T_{AMBIENT}$$

例として、入力電圧3.3V、負荷電流1Aで、LTC3561がドロップアウト状態にある場合を考えてみます。標準的性能特性の項にあるスイッチ抵抗のグラフによれば、Pチャンネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$ 抵抗は0.11Ωです。したがって、この時の電力損失は次式で与えられます。

$$P_D = I^2 \cdot R_{DS(ON)} = 110\text{mW}$$

DD8パッケージの接合部-周囲間の熱抵抗 θ_{JA} は、43°C/W程度です。よって、70°Cの周囲温度で作動しているレギュレータの接合部温度は、おおむね次の値となります。

$$T_J = 0.11 \cdot 43 + 70 = 74.7^\circ\text{C}$$

上記の接合部温度は25°Cにおける $R_{DS(ON)}$ から求めたものであり、 $R_{DS(ON)}$ は温度上昇に伴って増加するので、より高い温度における $R_{DS(ON)}$ に基づいて接合部温度を計算し直す必要があります。しかしこの場合は十分な余裕があり、実際の接合部温度が最大接合部温度である125°Cを超えることはないと思なして差し支えありません。

設計例

設計例として、リチウムイオン・バッテリーを使用する携帯用アプリケーションにLTC3561を使う場合を考えます(参考用に図4を参照)。バッテリーは $V_{IN} = 2.5\text{V} \sim 4.2\text{V}$ を供給します。負荷はアクティブ・モードで最大1A、スタンバイ・モードで10mAを必要とします。出力電圧は $V_{OUT} = 2.5\text{V}$ です。

最初にタイミング抵抗を計算します。

$$R_T = 9.78 \cdot 10^{11} (1\text{MHz})^{-1.08} = 323.8\text{k}$$

したがって、標準値である324kを使用します。次に、最大 V_{IN} でリップル電流が約40%となるようにインダクタ値を計算します。

$$L = \frac{2.5\text{V}}{1\text{MHz} \cdot 400\text{mA}} \cdot \left(1 - \frac{2.5\text{V}}{4.2\text{V}}\right) = 2.5\mu\text{H}$$

ベンダーから入手可能なインダクタでこれに最も近いものは2.2μHで、この場合、最大リップル電流は次のようになります。

$$\Delta I_L = \frac{2.5\text{V}}{1\text{MHz} \cdot 2.2\mu\text{H}} \cdot \left(1 - \frac{2.5\text{V}}{4.2\text{V}}\right) = 460\text{mA}$$

アプリケーション情報

コストを考慮して、セラミック・コンデンサを使用します。C_{OUT}は、ESR要求ではなく、負荷ステップによる垂下を基に選択します。出力垂下が5%の場合は次のようになります。

$$C_{OUT} \approx 2.5 \frac{1A}{1MHz \cdot (5\% \cdot 2.5V)} = 20\mu F$$

最も近い標準値は22 μ Fです。リチウムイオン・バッテリーの出力インピーダンスは極めて小さいので、C_{IN}は通常10 μ Fです。ノイズの多い環境では1 Ω /0.1 μ FのR6/C8フィルタを使ってSV_{IN}をPV_{IN}からデカップリングする方法が有効ですが、通常は必要ありません。

以上で、R1とR2の値を選択することにより出力電圧をプログラムすることができます。高い効率を維持するには、これらの抵抗を流れる電流を小さく抑える必要があります。0.8Vの帰還電圧で電流値を2 μ Aにすると、R1はおおよそ400kになります。これに近い標準1%抵抗は412kで、このときのR2は887kです。

補償については、負荷ステップ応答を検討することによって、これらの部品に対して最適化する必要がありますが、LTC3561の場合、13k Ω と1000pFのフィルタから始めるのが妥当でしょう。出力コンデンサは、負荷ステップに対する実際のアンダーシュートに応じて大きくしなければなりません。

図6は、この設計例の完全な回路図を示したものです。

基板レイアウトに関する検討

プリント基板をレイアウトする場合は、以下のチェックリストを使用してLTC3561が適切な動作をするようにす

る必要があります。これらの項目は、図5のレイアウト図中にも示されています。レイアウト時には以下の項目を確認してください。

1. コンデンサC_{IN}は、電源V_{IN}(ピン5)と電源グランド(ピン4)にできるだけ近い位置で接続されているか。このコンデンサは、内部パワーMOSFETとそれらのドライバにAC電流を供給します。
2. C_{OUT}とL1は近い位置で接続されているか。C_{OUT}の(-)端子はPGNDおよびC_{IN}の(-)端子に電流を戻します。
3. 抵抗分圧器R1とR2は、C_{OUT}の(+)端子と、SGND(ピン2)の近くで終端されたグランド・ラインの間に接続する必要があります。帰還信号V_{FB}はSWライン(ピン3)のようなノイズの多い部品やトレースから離して配線し、トレース長をできるだけ短くします。
4. 敏感な部品はSWピンから離して配置します。入力コンデンサC_{IN}、補償コンデンサC_CとC_{ITH}、およびその他すべての抵抗R1、R2、R_T、R_Cは、SWトレースおよびインダクタL1から離して配線します。
5. グランドにはグランド・プレーンを使用するのが望ましい方法ですが、利用できない場合は信号グランドと電源グランドを分離し、小信号部品は1点でSGNDピンに戻して、さらにこの点をPGNDピンに接続します。
6. すべての層のすべての未使用領域を銅で覆います。これにより、電源部品の温度上昇を抑えることができます。これらの銅領域は入力電源の1つ、すなわち、PV_{IN}、PGND、SV_{IN}またはSGNDのいずれかに接続する必要があります。

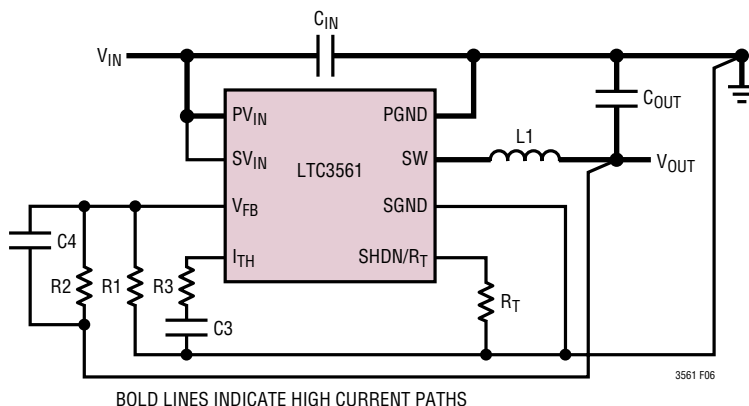
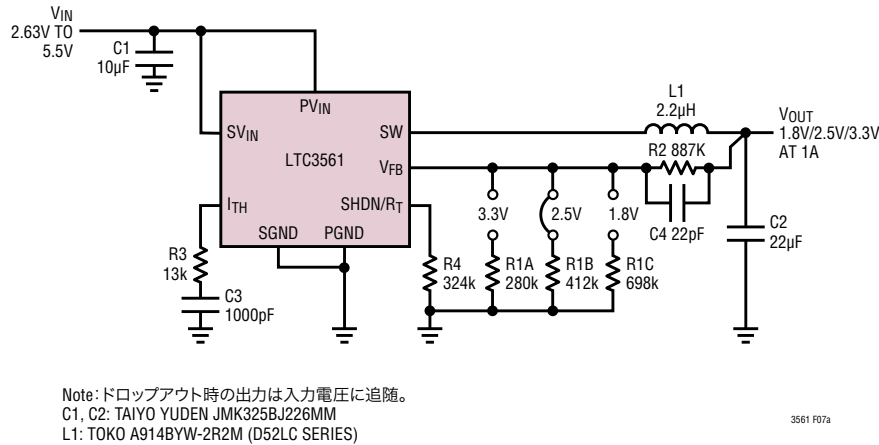


図5. LTC3561レイアウト図(基板レイアウト・チェックリストを参照)

標準的応用例



効率と負荷電流

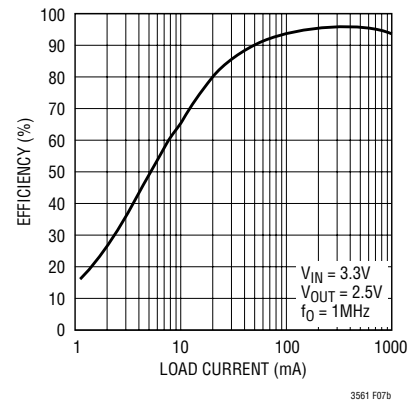
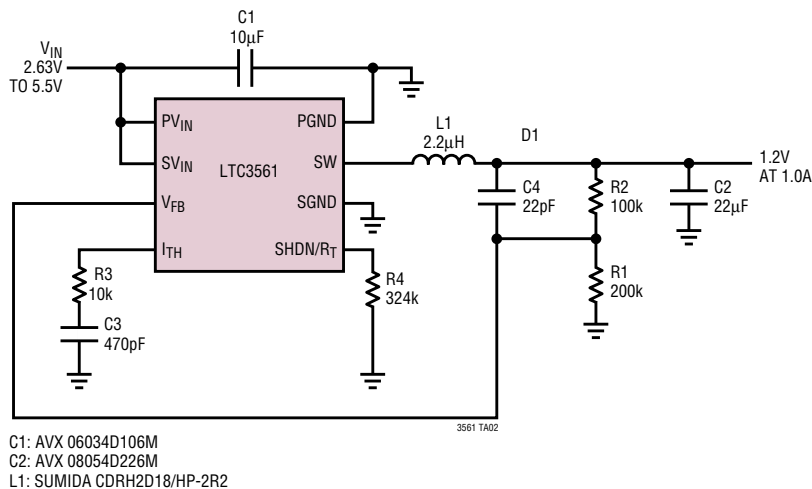
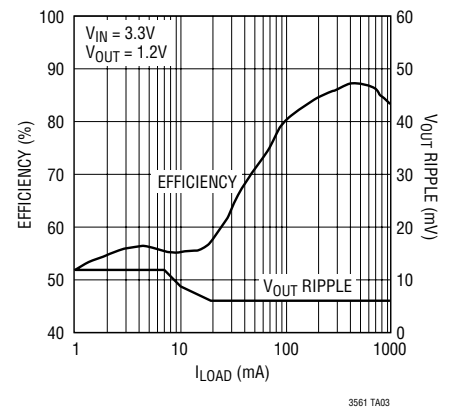


図6. セラミック・コンデンサを使用した汎用降圧レギュレータ

実装面積の小さい降圧



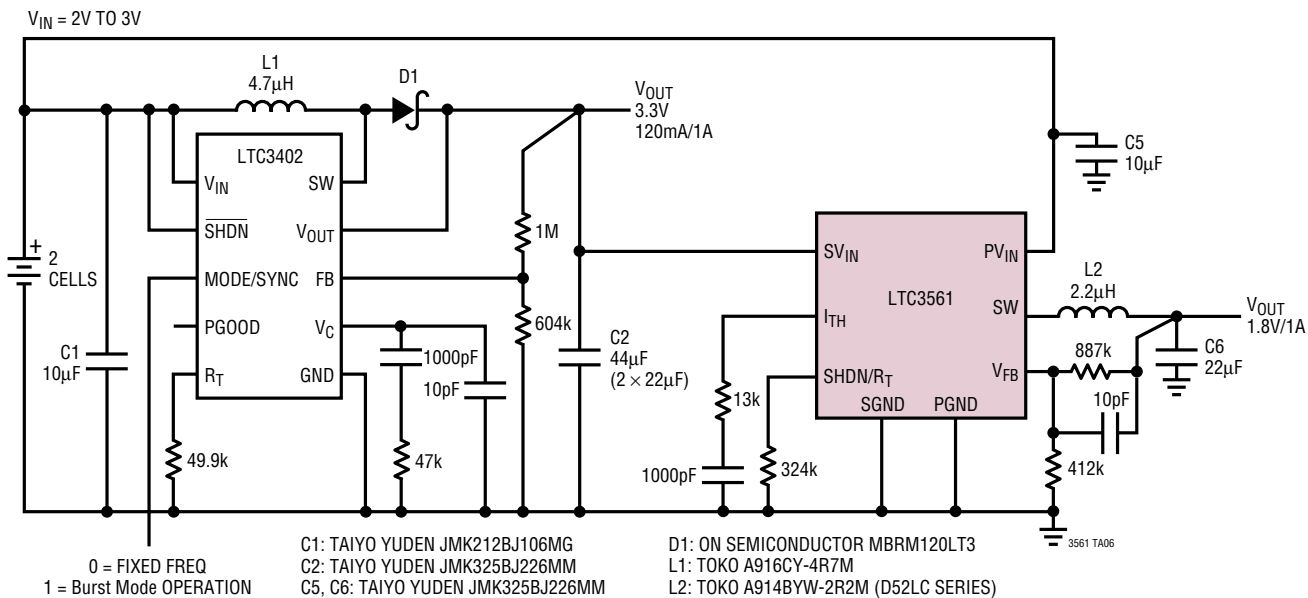
効率とVOUTリップル



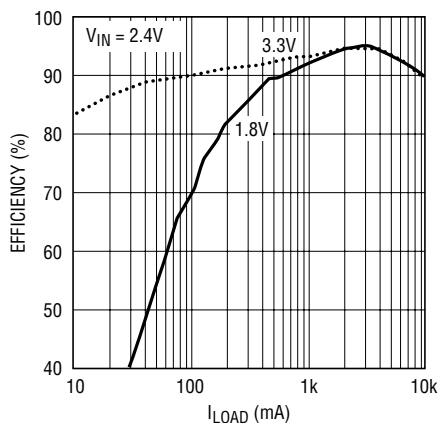
LTC3561

標準的応用例

すべてにセラミック・コンデンサを使用した2セル型3.3Vおよび1.8Vコンバータ



効率とV_{OUT}リップル

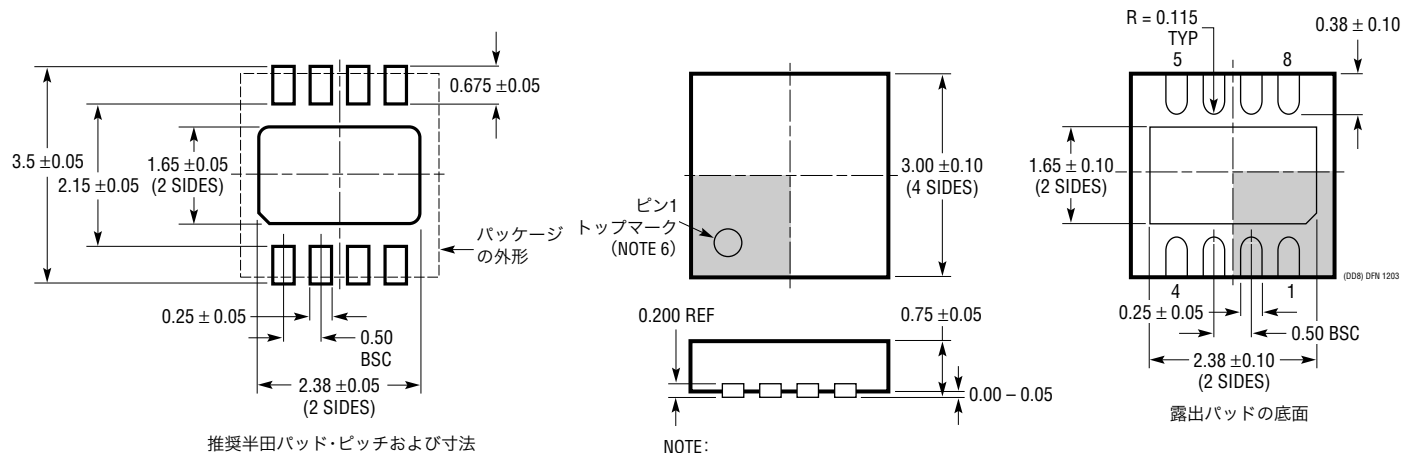


3561 TA07

3561f

パッケージ情報

DDパッケージ
8ピン・プラスチックDFN (3mm×3mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1698)



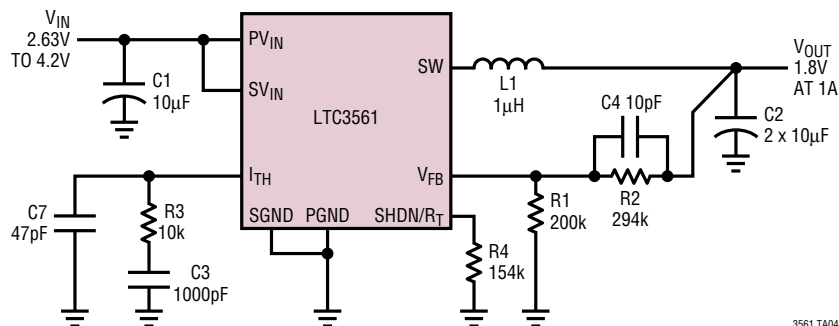
NOTE:

1. 図はJEDECパッケージ・アウトラインM0-229のバリエーションWEED-1に含めるよう提案されている。
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. 網掛けの部分はパッケージのトップとボトムのピン1の位置の参考に過ぎない。

LTC3561

標準的応用例

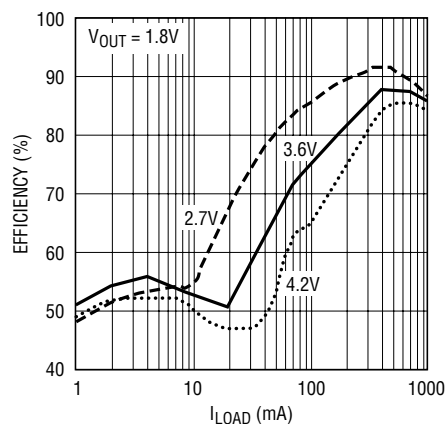
高さ1mm、2MHz、リチウム・イオンから1.8Vのコンバータ



C1, C2: AVX 08056D106M
L1: TDK VLF3010ATIR5NIRZ

3561 TA04

効率と負荷電流



3561 TA05

関連製品

製品番号	概要	備考
LTC1879	1.2A (I _{OUT})、550kHz同期降圧DC/DCコンバータ	効率95%、V _{IN} :2.7V~10V、V _{OUT(MIN)} :0.8V、I _Q :15µA、I _{SD} <1µA、TSSOP16
LTC3405/LTC3405A	300mA (I _{OUT})、1.5MHz同期降圧DC/DCコンバータ	効率95%、V _{IN} :2.7V~6V、V _{OUT(MIN)} :0.8V、I _Q :20µA、I _{SD} <1µA、ThinSOT™
LTC3406/LTC3406B	600mA (I _{OUT})、1.5MHz同期降圧DC/DCコンバータ	効率95%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} :0.6V、I _Q :20µA、I _{SD} <1µA、ThinSOT
LTC3407	600mA (I _{OUT})、1.5MHzデュアル同期降圧DC/DCコンバータ	効率95%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} :0.6V、I _Q :40µA、I _{SD} <1µA、10ピンMSまたはDFN
LTC3407-2	800mA (I _{OUT})、2.25MHzデュアル同期降圧DC/DCコンバータ	効率95%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} :0.6V、I _Q :40µA、I _{SD} <1µA、10ピンMSまたはDFN
LTC3410	300mA (I _{OUT})、2.25MHz同期降圧DC/DCコンバータ	効率96%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} :0.8V、I _Q :26µA、I _{SD} <1µA、6ピンSC70
LTC3411	1.25A (I _{OUT})、4MHz同期降圧DC/DCコンバータ	効率95%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} :0.8V、I _Q :60µA、I _{SD} <1µA、10ピンMSまたはDFN
LTC3412	2.5A (I _{OUT})、4MHz同期降圧DC/DCコンバータ	効率95%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} :0.8V、I _Q :60µA、I _{SD} <1µA、TSSOP16E
LTC3413	3A (I _{OUT} Sink/Source)、2MHzモノリシック同期レギュレータ、DDR/QDRメモリ終端用	効率90%、V _{IN} :2.25V~5.5V、V _{OUT(MIN)} :V _{REF} /2、I _Q :280µA、I _{SD} <1µA、TSSOP16E
LTC3440	600mA (I _{OUT})、2MHz同期昇降圧DC/DCコンバータ	効率95%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} :2.5V、I _Q :25µA、I _{SD} <1µA、10ピンMS

ThinSOTはLinear Technology社の商標です。

3561f

16

リニアテクノロジー株式会社

〒102-0094 東京都千代田区紀尾井町3-6秀和紀尾井町パークビル8F
TEL 03-5226-7291・FAX 03-5226-0268・www.linear-tech.co.jp

0406・PRINTED IN JAPAN

LINEAR
TECHNOLOGY

© LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 2006