

モノリシック1.5A、1.25MHz 降圧スイッチング・レギュレータ

特長

- 小型MSOP-8パッケージに1.5Aスイッチを内蔵
- 1.25MHz固定スイッチング周波数
- 広い動作電圧範囲：3V ~ 25V
- 高効率0.22 スイッチ
- 1.2V帰還リファレンス電圧
- 固定出力電圧：1.8V、2.5V、3.3V、5V
- 2%の出力電圧精度
- 高さの低い表面実装部品を使用
- 低シャットダウン電流：6 μ A
- 2MHzまで同期可能
- 電流モード・ループ制御
- 全てのデューティ・サイクルで一定の最大スイッチ電流*

アプリケーション

- DSLモデム
- ポータブル・コンピュータ
- ACアダプタ
- バッテリ電源機器
- 分配電源

概要

LT[®]1767は、1.25MHzのモノリシック降圧スイッチング・レギュレータです。高周波数電流モード・スイッチング・レギュレータを構成するのに必要な全ての制御回路と共に、1.5A、0.22 スイッチを内蔵しています。電流モード制御によって、高速過渡応答性と優れたループ安定性を実現します。

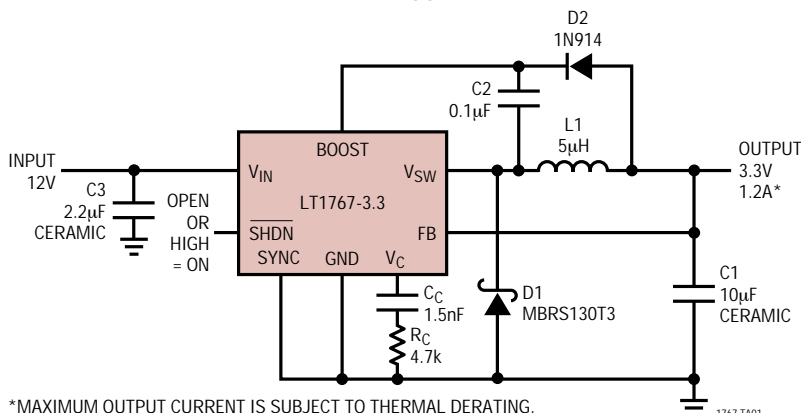
新しい設計技術によって、広い動作範囲にわたって、高いスイッチング周波数で高効率を実現しています。低損失の内部レギュレータによって、24Vからリチウム・イオン電池まで、広い入力範囲にわたって、一貫した性能を維持します。動作電源電流は1mAで、特に低出力電流時の効率を改善します。シャットダウン時は、消費電流が6 μ Aに減少します。最大スイッチ電流は全てのデューティ・サイクルで一定です。同期機能を使用して、外部ロジック・レベル信号により内部発振器を1.4MHz ~ 2MHzに高めることができます。

LT1767は8ピンMSOPヒューズド・リードフレーム・パッケージで供給されます。完全なサイクル毎の短絡保護、及びサーマル・シャットダウン機能を備えています。高周波動作により、入力、及び出力フィルタ部品に値の小さい物が使用でき、チップ・インダクタを使用できます。

LT、LTC、及びLTはリニアテクノロジー社の登録商標です。
*特許出願中

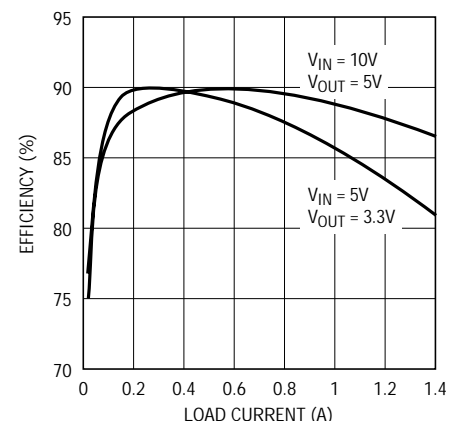
標準的応用例

12Vから3.3Vへの降圧コンバータ



*MAXIMUM OUTPUT CURRENT IS SUBJECT TO THERMAL DERATING.

効率と負荷電流



LT1767/LT1767-1.8/ LT1767-2.5/LT1767-3.3/LT1767-5

絶対最大定格

(Note 1)

入力電圧	25V
BOOSTピン電圧(SWピンを基準)	20V
最大BOOSTピン電圧	35V
SHDNピン電圧	25V
FBピン電圧	6V
FBピン電流	1mA
SYNCピン電流	1mA
動作接合部温度範囲(Note 2)	
LT1767E	- 40 ~ 125
保存温度範囲	- 65 ~ 150
リード温度(半田付け、10秒)	300

パッケージ / 発注情報

<p>TOP VIEW</p> <p>MS8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC MSOP</p> <p>$T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 200^{\circ}\text{C/W}$</p> <p>GROUND PIN CONNECTED TO LARGE COPPER AREA</p>	ORDER PART NUMBER
	LT1767EMS8 LT1767EMS8-1.8 LT1767EMS8-2.5 LT1767EMS8-3.3 LT1767EMS8-5
	MS8 PART MARKING
	LTLS LTWG LTWD LTWE LTWF

より広い動作温度範囲の製品に関しては、お問い合わせください。

電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味します。それ以外は $T_A=25^{\circ}\text{C}$ での値。
注記がない限り、 $V_{IN}=15\text{V}$ 、 $V_C=0.8\text{V}$ 、 $\text{Boost}=V_{IN}+5\text{V}$ 、 $\overline{\text{SHDN}}$ 、 SYNC 、及び SW はオープン。

PARAMETER	CONDITION		MIN	TYP	MAX	UNITS	
Maximum Switch Current Limit	$T_A = 0^{\circ}\text{C}$ to 125°C $T_A = < 0^{\circ}\text{C}$		1.5	2	3	A	
			1.3		3	A	
Oscillator Frequency	$3.3\text{V} < V_{IN} < 25\text{V}$		1.1	1.25	1.4	MHz	
		●	1.1		1.5	MHz	
Switch On Voltage Drop	$I_{SW} = -1.5\text{A}$, $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 125^{\circ}\text{C}$ and -1.3A , $T_A < 0^{\circ}\text{C}$			330	400	mV	
		●			500	mV	
V_{IN} Undervoltage Lockout	(Note 3)	●	2.47	2.6	2.73	V	
V_{IN} Supply Current	$V_{FB} = V_{NOM} + 17\%$	●		1	1.3	mA	
Shutdown Supply Current	$V_{SHDN} = 0\text{V}$, $V_{IN} = 25\text{V}$, $V_{SW} = 0\text{V}$	●		6	20	μA	
Feedback Voltage	$3\text{V} < V_{IN} < 25\text{V}$, $0.4\text{V} < V_C < 0.9\text{V}$	LT1767 (Adj)	●	1.182	1.2	1.218	V
			●	1.176		1.224	V
		LT1767-1.8	●	1.764	1.8	1.836	V
		LT1767-2.5	●	2.45	2.5	2.55	V
		LT1767-3.3	●	3.234	3.3	3.366	V
		●	4.9	5	5.1	V	
FB Input Current	LT1767 (Adj)	●		-0.25	-0.5	μA	
FB Input Resistance	LT1767-1.8	●	10.5	15	21	$\text{k}\Omega$	
	LT1767-2.5	●	14.7	21	30	$\text{k}\Omega$	
	LT1767-3.3	●	19	27.5	39	$\text{k}\Omega$	
	LT1767-5	●	29	42	60	$\text{k}\Omega$	
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	

電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味します。それ以外は $T_A=25$ での値。

注記がない限り、 $V_{IN}=15V$ 、 $V_C=0.8V$ 、 $Boost=V_{IN} + 5V$ 、SHDN、SYNC、及びSWはオープン。

PARAMETER	CONDITION		MIN	TYP	MAX	UNITS
V_C Pin Source Current	$V_{FB} = V_{NOM} - 17\%$	●	80	120	160	μA
V_C Pin Sink Current	$V_{FB} = V_{NOM} + 17\%$	●	70	110	180	μA
V_C Pin to Switch Current Transconductance				2.5		A/V
V_C Pin Minimum Switching Threshold	Duty Cycle = 0%			0.35		V
V_C Pin 1.5A I_{SW} Threshold				0.9		V
Maximum Switch Duty Cycle	$V_C = 1.2V$, $I_{SW} = 400mA$	●	85 80	90		% %
Minimum Boost Voltage Above Switch	$I_{SW} = -1.5A$, $0^\circ C \leq T_A \leq 125^\circ C$ and $-1.3A$, $T_A < 0^\circ C$	●		1.8	2.7	V
Boost Current	$I_{SW} = -0.5A$ (Note 4)	●		10	15	mA
	$I_{SW} = -1.5A$, $0^\circ C \leq T_A \leq 125^\circ C$ and $-1.3A$, $T_A < 0^\circ C$ (Note 4)	●		30	45	mA
SHDN Threshold Voltage		●	1.27	1.33	1.40	V
\overline{SHDN} Input Current (Shutting Down)	$\overline{SHDN} = 60mV$ Above Threshold	●	-7	-10	-13	μA
SHDN Threshold Current Hysteresis	$\overline{SHDN} = 100mV$ Below Threshold	●	4	7	10	μA
SYNC Threshold Voltage				1.5	2.2	V
SYNC Input Frequency			1.4		2	MHz
SYNC Pin Resistance	$I_{SYNC} = 1mA$			20		k Ω

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命を損なう恐れがある値。

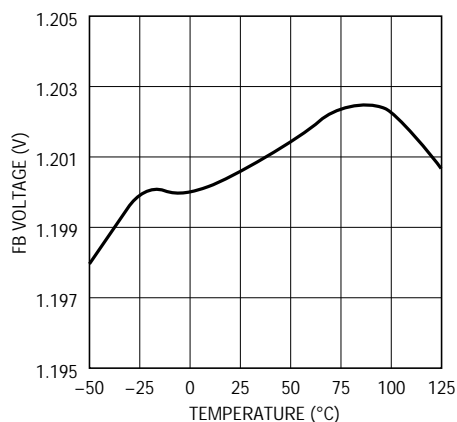
Note 2: LT1767Eは0 ~ 125 の温度範囲で仕様性能に適合することが保証されている。-40 ~ 125 の動作温度範囲の仕様は、設計、特性評価、及び統計的プロセス・コントロールとの相関によって保証されています。

Note 3: 最小入力電圧は、内部レギュレータがロックアウトに入る電圧として定数されています。安定化出力を維持する為の実際の最小入力電圧は、出力電圧と負荷電流に依存します。アプリケーション情報を参照。

Note 4: 電流はスイッチ・サイクルのオン期間にのみBOOSTピンに流れます。

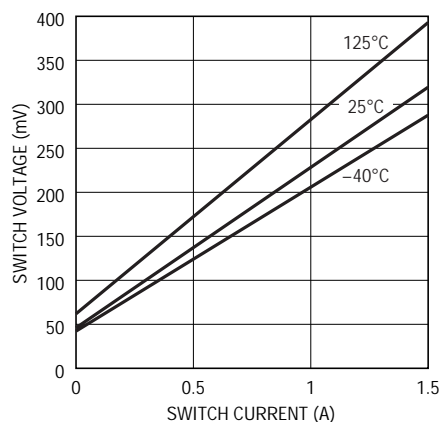
標準的性能特性

FB電圧と温度



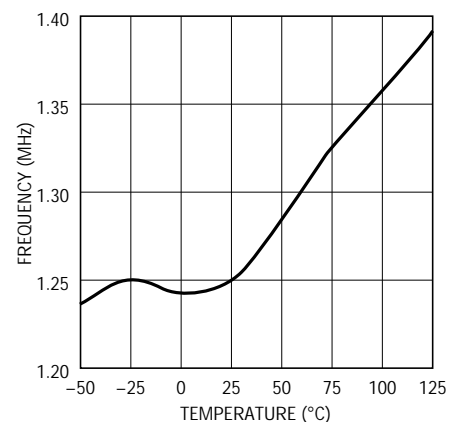
1767 G01

スイッチオン電圧の降下



1767 G02

発振周波数

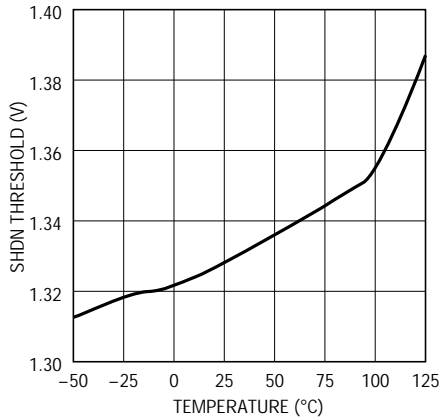


1767 G06

LT1767/LT1767-1.8/ LT1767-2.5/LT1767-3.3/LT1767-5

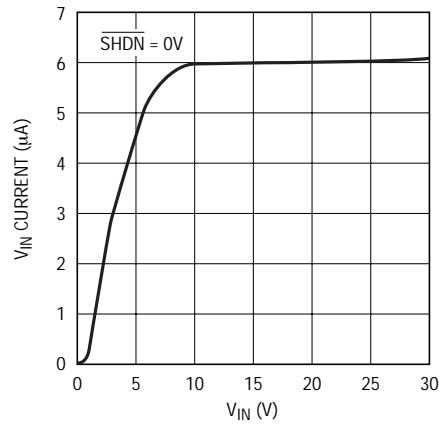
標準的性能特性

SHDNスレッシュホールドと温度



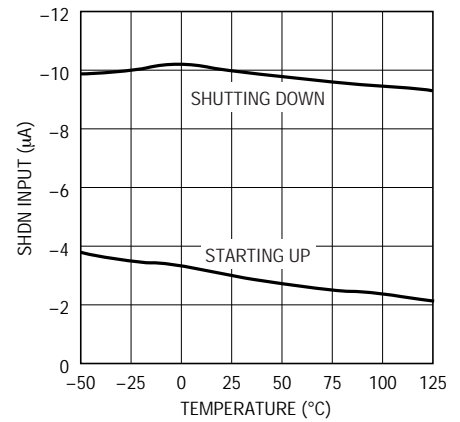
1767 G04

SHDN電源電流と V_{IN}



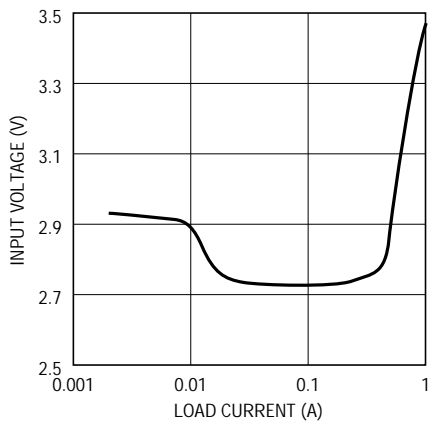
1767 G05

SHDN I_P 電流と温度



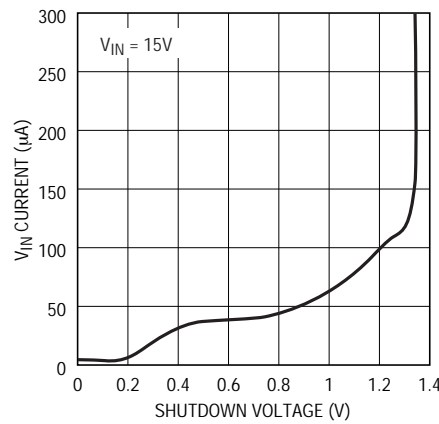
1767 G03

2.5V出力に対する最小入力電圧



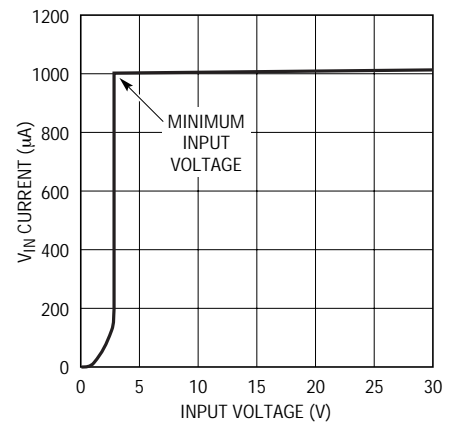
1767 G07

SHDN電源電流



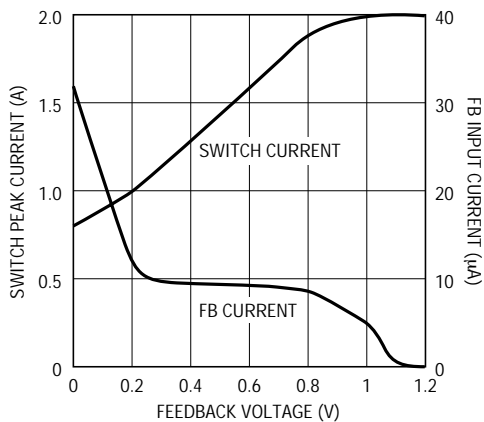
1767 G08

入力電源電流



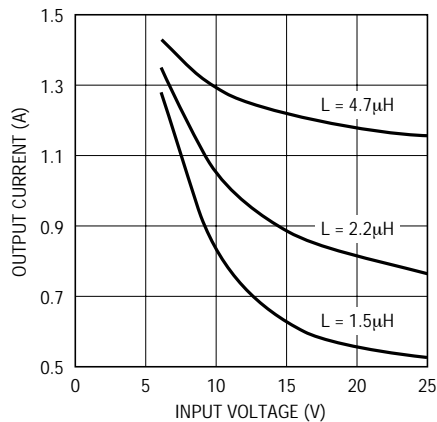
1767 G09

電流制限フォールドバック



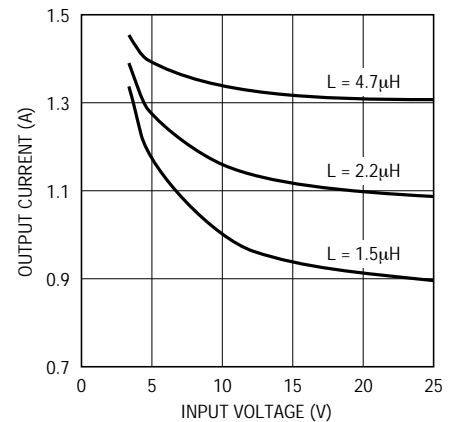
1767 G10

最大負荷電流 ($V_{OUT}=5V$)



1767 G11

最大負荷電流 ($V_{OUT}=2.5V$)



1767 G12

ピン機能

FB : 帰還ピンは、希望の出力電圧でこのピンに1.2Vを生成する外付け抵抗分圧器を使用して出力電圧を設定するのに使用します。1.8V、2.5V、3.3V、及び5Vの固定出力製品は抵抗分圧器を内蔵しており、FBピンは直接出力に接続します。必要ならば起動時、あるいは短絡時にFBピンを0.5V以下にすることにより、電流制限を低減できます(標準的性能特性セクションの電流制限フォールドバックのグラフを参照)。この機能を動作させるには、FBピンに5K 以下のインピーダンスが必要です。

BOOST : BOOSTピンを使用して、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・スイッチに供給します。この電圧を印可しなければ、標準スイッチ電圧損失は約1.5Vとなります。この電圧を印可することにより、スイッチの飽和と電圧損失は、0.22 のFETに近いものになります。

V_{IN} : これは内蔵のパワーNPNスイッチのコレクタです。このピンは内部回路と内部レギュレータに電源を供給します。NPNスイッチがオン、オフすると、このピンに高いdi/dtエッジが発生します。外部バイパス・コンデンサとキャッチ・ダイオードをこのピンの近くに接続してください。このパスの全てのトレース・インダクタンスはスイッチ・オフで電圧スパイクを生成し、内部NPN両端のV_{CE}電圧を上昇させます。

GND : GNDピンは安定化出力の基準であるため、負荷の“グランド”エンドがICのGNDピンと同じ電圧でない場合は、ロード・レギュレーションに問題が生じます。この状態は、GNDピンと負荷グランド点の間の金属パスを負荷電流、あるいはそのほかの電流が流れる時に発生します。GNDピンと負荷の間のグランド・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。パッケージのGNDピンは直接内部タブに接続されています。熱抵抗を改善するためには、このピンは広い面積の銅に接続する必要があります。

V_{SW} : このスイッチ・ピンは、内部パワーNPNスイッチのエミッタです。このピンはスイッチ・オン時間に入力ピン電圧までドライブされます。スイッチ・オフ時間にはインダクタ電流がスイッチ・ピンを負にドライブします。負電圧は、V_{BR}<0.8Vのキャッチ・ダイオードでクランプしなければなりません。

SYNC : SYNCピンは、内部発振器を外部信号に同期させるのに使用します。このピンはロジック・レベルとコンパチブルで、デューティ・サイクルが20%から80%の信号でドライブできます。同期範囲は初期動作周波数から2MHzまでの範囲です。詳細については、アプリケーション情報の同期のセクションを参照してください。このピンを使用しない時は、グランドに接続してください。

SHDN : シャットダウン・ピンは、レギュレータをオフして、入力ドレイン電流を数uAまで低減するのに使用します。1.33Vのスレッシュホールドは正確な低電圧ロックアウト(UVLO)として機能することができ、入力電圧があらかじめ決められたレベルに達するまでレギュレータが動作しない様にします。レギュレータを動作モードにするには、このピンをフロートさせるか、“H”にしてください。

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もあります。このピンは通常周波数補償用に使用されますが、電流クランプ、あるいは制御ループのオーバーライドとしての2重の機能を実行することができます。このピンは非常に軽い負荷の時には約0.35Vに留まりますが、最大負荷時は0.9Vになります。グランド電位にすれば、出力をシャットオフできます。

LT1767/LT1767-1.8/ LT1767-2.5/LT1767-3.3/LT1767-5

ブロック図

LT1767は固定周波数の電流モード降圧コンバータです。つまり、パワー・スイッチのデューティ・サイクルを制御する為の内部クロックと2つの帰還ループがあります。通常の誤差アンプの他に、サイクル単位でスイッチ電流をモニタする電流センスアンプがあります。スイッチ・サイクルは発振器パルスが R_S フリップ・フロップをセットすると、スイッチがターンオンして開始します。スイッチ電流がコンパレータの反転入力によって定められたレベルに達するとフリップフロップがリセットされ、スイッチはオフします。出力電圧は、誤差アンプの出力を使用して、スイッチの電流トリップ点を設定することにより、制御されます。この手法では、誤差アンプは電圧ではなく、出力に供給する電流を制御します。電圧モード制御ではインダクタと出力コンデンサの共振周波数までは位相シフトは小さく、共振周波数を

超えると、急激に180°の位相シフトが発生します。電流モード制御では、共振周波数よりかなり低い周波数でも90°の位相シフトがありますが、LC共振周波数よりはるかに高い周波数まで、位相シフトがさらに90°追加されることはありません。このため、帰還ループの周波数補償はるかに簡単になり、過渡応答を早くすることができます。

BOOSTピンを使用して、スイッチ・ドライバに入力電圧より高い電圧を供給すると、スイッチを飽和させることができ、高いスイッチ効率が達成できます。このブースト電圧は外部のコンデンサとダイオードで発生させます。シャットダウン・ピンに接続されたコンパレータが内部レギュレータをオフして、電源電流を低減します。

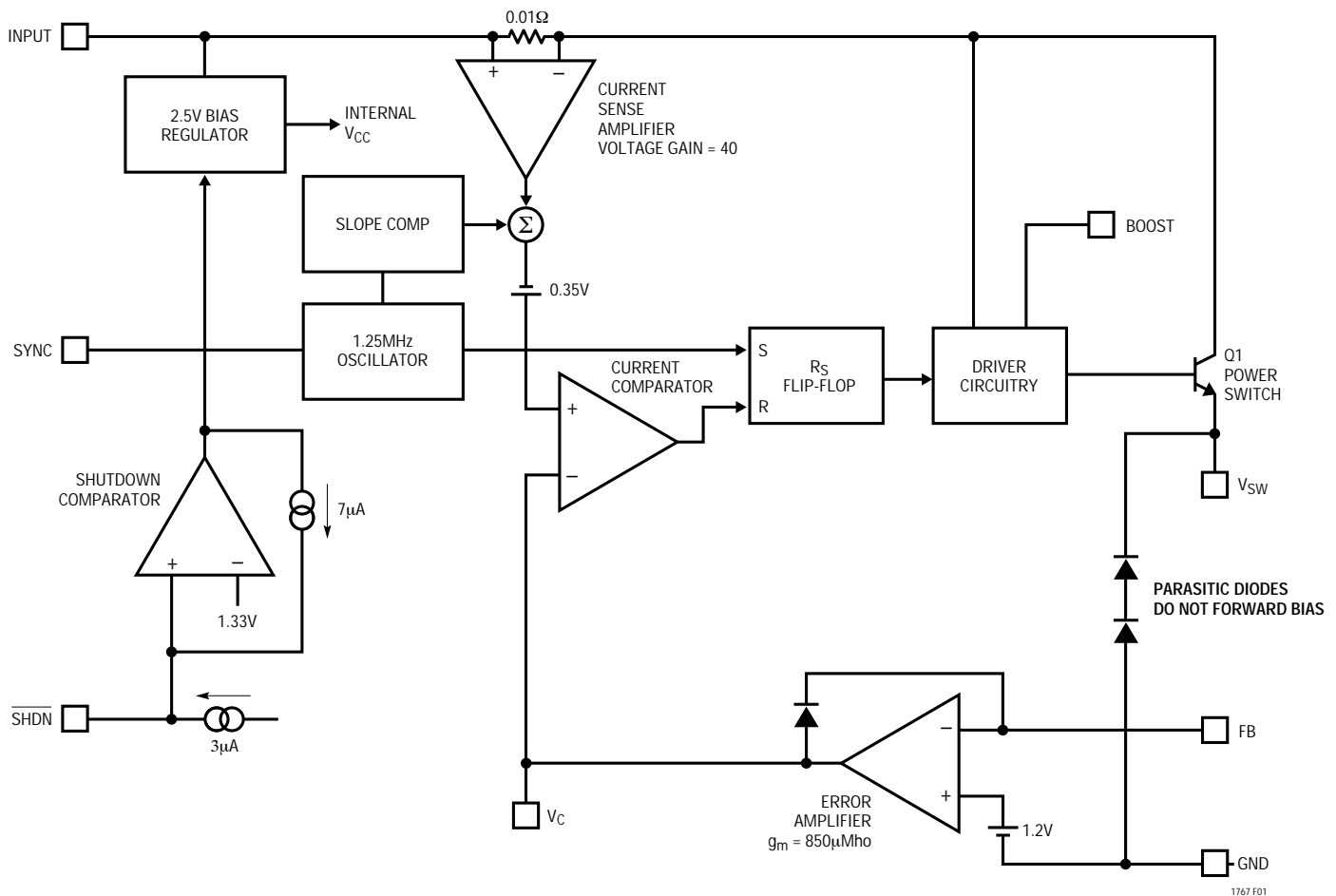


図1 ブロック図

アプリケーション情報

FB抵抗ネットワーク

1.8V、2.5V、3.3V、あるいは5Vの出力電圧が必要な場合は、それぞれ-1.8、-2.5、-3.3、-5の出力電圧固定製品をご使用ください。FBピンは直接出力に接続します(必要な分圧抵抗が内蔵されています)。他の出力電圧が必要な場合、出力可変製品をご使用頂き、外部に分圧抵抗を接続してください。FBピンからグランドに接続する抵抗(R2)の推奨値は10K です。これにより、FBピンの入力バイアス電流が出力電圧に与える影響を0.25%以下に低減します。V_{OUT}からFBピンに接続する抵抗(R1)は次式の通りです。

$$R1 = \frac{R2(V_{OUT} - 1.2)}{1.2 - R2(0.25\mu A)}$$

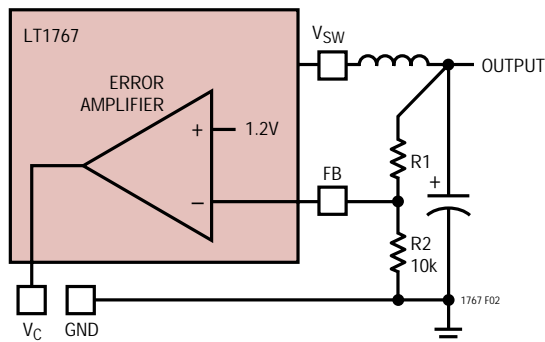


図2 帰還回路

入力コンデンサ

降圧レギュレータは入力電源からパルス状の電流が流れます。これらのパルスの立ち上がり、及び立ち下がり時間は非常に高速です。この為、LT1767の入力において生じる電圧リップルを低減し、さらにスイッチング電流を狭いループに局所化することによって、EMIを最小限に抑えるには入力コンデンサが必要です。RMSリップル電流は次式から計算できます。

$$I_{RIPPLE(RMS)} = I_{OUT} \sqrt{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})/V_{IN}^2}$$

容量が大きく、低コストのセラミック・コンデンサがより小型のサイズで供給されるようになりました。これらは本質的に高周波容量性で、リップル電流定格、及びターンオン・サージの問題を大部分解消するので、入力のバイパスに最適です。スイッチング周波数が高い場合、入力コンデンサのエネルギー蓄積要件が緩和されるため、大部分のアプリケーションでは1 μ F ~ 4.7 μ Fの値が適しています。容量の絶対値は重要でなく、ループ安定

性に大きく影響しないので、Y5V、または類似タイプのセラミック・コンデンサが使用できます。ある電圧を出力するのにLT1767が必要な最低入力電圧付近で動作しなければならない場合には、より大きな容量が必要になることがあります。これは、過剰なリップルにより、電圧が最小動作電圧以下に降下して、動作が不安定になるのを防止するためです。

タンタル・コンデンサを使用する場合、ESRを最小化し、リップル電流定格、及びサージ定格を満足させるには、22 μ F ~ 470 μ Fの容量が必要です。リップル定格、及びサージ定格を超えない様、注意してください。AVX社のTPSシリーズ、及びKemet社のT495シリーズはサージ定格が決められています。AVX社は、高サージ・アプリケーションの場合は、コンデンサ動作電圧を2:1にディレーティングすることを推奨しています。

出力コンデンサ

入力コンデンサとは異なり、出力コンデンサのRMSリップル電流は通常非常に低い為、リップル電流定格が問題になることはありません。電流波形は3角波で、RMS値は次式で与えられます。

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

LT1767はセラミック、及びタンタルの両方のコンデンサで動作します。セラミック・コンデンサは一般的にサイズが小さく、ESR(等価直列抵抗)が非常に低く、高周波特性が良好な為、選択され、出力リップル電圧を低減します。ESRが小さい為、タンタル・コンデンサに共通するループ周波数応答の有用なゼロが除去されてしまいます。これを補償するには、V_Cループ補償ポール周波数を1/10(標準)に低減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の範囲は1 μ F ~ 10 μ Fです。容量の絶対値によって出力段のポール周波数が決まるので、温度安定性に優れたX7R、またはX5Rタイプのセラミックが推奨されます。

タンタル・コンデンサは一般的に、高過渡負荷アプリケーションに適したパルク容量特性を重視して選択されます。絶対値ではなくESRによって、1.25MHzでの出力リップルが決まります。標準的なLT1767のアプリケーションでは、ESRが0.3以下の22 μ F ~ 500 μ Fのタンタル・コンデンサが必要です(表2を参照)。

LT1767/LT1767-1.8/ LT1767-2.5/LT1767-3.3/LT1767-5

アプリケーション情報

表2 表面実装型個体タンタル・コンデンサのESRとリップル電流

E Case Size	ESR (Max, Ω)	Ripple Current (A)
AVX TPS, Sprague 593D	0.1 to 0.3	0.7 to 1.1
AVX TAJ	0.7 to 0.9	0.4
D Case Size		
AVX TPS, Sprague 593D	0.1 to 0.3	0.7 to 1.1
C Case Size		
AVX TPS	0.2 (typ)	0.5 (typ)

図3は、200mAのリップル電流でのセラミック・コンデンサとタンタル・コンデンサの出力リップルを比較したものです。

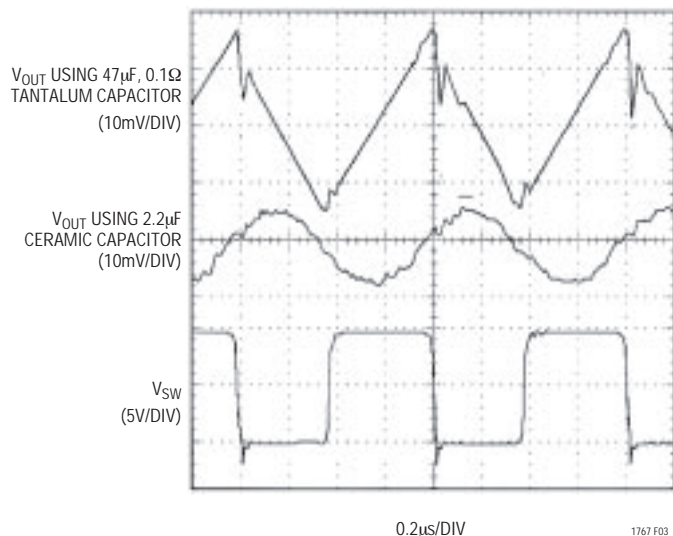


図3 出力リップル電圧波形

インダクタの選択と最大出力電流

降圧コンバータの最大出力電流は、最大スイッチ定格 (I_p) からピーク・ツー・ピーク・インダクタ電流の1/2を差し引いたものと同じ値です。従来の設計では、スロープ補償を導入すると、最大スイッチ電流が低下していました。デューティ・サイクルが50%以上の場合、低調波発振と呼ばれる現象を回避する為に、スロープ補償が必要です(詳細はアプリケーション・ノート19を参照)。LT1767は、全てのデューティ・サイクルでスイッチ電流を一定に維持する新しい回路技術を内蔵しています(特許出願中)。

ほとんどのアプリケーションでは、出力インダクタは $1\mu\text{H} \sim 10\mu\text{H}$ の範囲になります。インダクタの物理的サイズを小さくするには低い値を選びます。高い値を選べば、ピーク・ツー・ピーク・リップル電流が減少するので、高い出力電流が可能になります。

以下の式は、連続モード動作での最大出力電流を与えますが、ピーク・ツー・ピーク・リップル(右の項 $\times 2$) が最大スイッチ電流より小さいことを示しています。

$$I_{\text{OUT(MAX)}} = I_p - \frac{(V_{\text{OUT}})(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}{2(L)(f)(V_{\text{IN}})}$$

連続モード

For $V_{\text{IN}} = 8\text{V}$, $V_{\text{OUT}} = 5\text{V}$ and $L = 3.3\mu\text{H}$,

$$I_{\text{OUT(MAX)}} = 1.5 - \frac{(5)(8 - 5)}{2(3.3 \cdot 10^{-6})(1.25 \cdot 10^6)(8)}$$

$$= 1.5 - 0.23 = 1.27\text{A}$$

ワーストケース(出力電流が最小の時)条件は、入力電圧が最大の時であることに注意してください。同じ回路で入力電圧が15Vの場合、最大出力電流はわずか1.1Aになります。

インダクタを選択する際は、最大負荷電流、コア損失、銅損失、許容部品高さ、出力電圧リップル、EMI、インダクタのフォールト電流、飽和、そして言うまでもなくコストを検討する必要があります。これらの多少複雑で矛盾する条件に対処する方法として、以下の手順が推奨されます。

1. 最大負荷電流のグラフから μH 単位で値を選択します。軽負荷時に小さなインダクタを選択すると、不連続モードになる場合がありますが、LT1767はどちらもモードでも十分動作するように設計されています。

平均インダクタ電流が負荷電流と等しいと仮定し、インダクタが連続フォールト条件に耐えなければならぬかどうかを決定します。例えば、最大負荷電流が0.5Aの場合、0.5Aインダクタは2Aの過負荷条件で故障することがあります。また、入力電圧が高い時に、入力を瞬時に印可したり、シャットダウンから解除したりすると、インダクタが飽和する恐れがあります。このようなアプリケーションでは、図10に示すソフトスタート回路を使用してください。

2. インダクタが飽和しないよう保証するために、全負荷電流でのピーク・インダクタ電流を計算してください。ピーク電流は、特にインダクタが小さく、負荷が軽い時に出力電流より大幅に高くなる可能性があるため、この手順を省略してはいけません。

アプリケーション情報

鉄粉コアはソフトに飽和する為に許容され、他方、フェライト・コアは急激に飽和します。その他のコア材の飽和はこれらの中間になります。

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

V_{IN} =最大入力電圧

f =スイッチング周波数(1.25MHz)

3. 高い磁界を放射するロッドやバレルなどの“オープン”コア形状でよいか、あるいはEMI問題を防止する為にトロイダルコアの様なクロズド・コアが必要か判断してください。ロッドやバレルは安価で小型な為、魅力的ですが、磁界放射が問題となるかどうか計算するのに役立つガイドラインがなく、判断に迷います。

4. 最初の選択を行った後、出力電圧リップル、セカンド・ソースなど、二次的な事項を検討してください。最終的な選択に不安がある時は、リニアテクノロジーのアプリケーション・エンジニアにご相談ください。広範なインダクタ・タイプを扱った経験のあるエンジニアが高さの低い部品、表面実装部品などの最新の開発状況をご説明します。

表3

PART NUMBER	VALUE (uH)	I _{RMS} (Amps)	DCR (Ω)	HEIGHT (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
Murata				
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
Sumida				
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

キャッチ・ダイオード

推奨されるキャッチ・ダイオード(D1)は、ショットキ1N5818、あるいはモトローラ社製の互換品MBR130です。このダイオードの定格は、平均順方向電流が1Aで、逆電圧が30Vです。また、標準順方向電圧は1Aで0.5Vです。このダイオードはスイッチ・オフ時間中のみ導通します。ピーク逆電圧はレギュレータの入力電圧と等しくなります。また、通常動作時の平均順方向電流は次式で計算できます。

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

この式では、入力電圧対出力電圧の比が4.3 : 1を超えない限り、最大負荷電流を1.3Aにしても、1Aより大きな値にはなりません。大容量ダイオードを検討する唯一の理由は、入力電圧が高く、出力が短絡状態になったワーストケース条件です。短絡状態では、ダイオード電流はピーク・スイッチ電流制限によって決定される2Aの標準値まで増加します。これは短時間は安全ですが、これらの条件下で連続動作に耐えなければならない場合は、ダイオード・メーカーにお問い合わせください。

BOOSTピン

大部分のアプリケーションでは、ブースト用部品として0.1μFのコンデンサとダイオード1N914、あるいは1N4148を使用します。アノードは通常、安定化出力電圧に接続され、出力段をドライブするために V_{IN} よりほぼ V_{OUT} だけ高い電圧を生成します。スイッチを完全に飽和させておくには、出力ドライバに全オン期間で2.7V以上の余裕が必要です。但し、出力段はオン期間中にブースト・コンデンサを放電します。出力電圧が3.3V以下の場合、他のブースト電源を使用することを推奨します。ブースト・ダイオードは入力に接続できますが、 $2 \times V_{IN}$ のブースト電圧がBOOSTピンの絶対最大定格を超えない様、配慮しなければなりません。スイッチ・ドライバへの電圧の追加は、電力損失を増加させ、効率を低下させます。独立電源が利用できる場合は、ローカル・バイパス・コンデンサを接続して使用することができます。

大部分のアプリケーションでは、0.1μFのブースト・コンデンサが推奨されます。ほとんど全タイプのフィルム・コンデンサ、あるいはセラミック・コンデンサが適していますが、スイッチのオフ期間中に完全に再充電できる様にするために、ESRは1以下でなければなりません。

アプリケーション情報

コンデンサの値は、オン時間700ns、ブースト電流50mA、放電リップル0.7Vというワーストケース条件から得られます。コンデンサの精度、ESR、及び温度の影響などの二次的要因の為に、この値を2倍にして、ガードバンドを設けます。要求条件が厳しくない場合は、ブースト・コンデンサ値を低減できますが、回路の動作や、効率は改善されません。入力電圧が低く、負荷条件も低い場合、コンデンサ値を大きくすると、放電リップルが減少し、起動時動作が改善されます。

シャットダウンと低電圧ロックアウト

図4に、低電圧ロックアウト(UVLO)機能をLT1767に付加する方法を示します。一般に、UVLOは入力電源が電流制限されているか、あるいは比較的高いソース・インピーダンスをもっている場合に使用されます。スイッチング・レギュレータはソースから一定の電力を取り出すため、ソース電圧が低下すると、ソース電流は増加します。これはソースに対して負の抵抗負荷の様にみえるため、ソースが電流制限されるか、または低ソース電圧状態で“L”にラッチされる可能性があります。UVLOは、レギュレータがこの様な問題が発生する可能性のあるソース電圧で動作するのを防止します。

入力電圧が2.6Vの最小 V_{IN} より低くなると、内部コンパレータは強制的にデバイスをシャットダウン状態にします。この機能を使用して、バッテリー動作システムの過放電を防止することができます。調整可能なUVLOスレッシュホールドが必要な場合は、シャットダウン・ピンを使用できます。シャットダウン・ピン・コンパレータのスレッシュホールド電圧は1.33Vです。3 μ A内部電流源はデフォルトにより、オープン・ピン状態で動作します(標準的性能のグラフを参照)。SHDNスレッシュホールドには

電流ヒステリシスが付加されます。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。

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

$$R2 = \frac{1.33V}{\left(\frac{V_H - 1.33V}{R1}\right) + 3\mu A}$$

V_H - オン・スレッシュホールド

V_L - オフ・スレッシュホールド

例：入力が4.75Vを超えるまではスイッチングを開始せず、入力が4.25V以下に低下したらスイッチングを停止しなければならない場合

$$V_H = 4.75V$$

$$V_L = 4.25V$$

$$R1 = \frac{4.75V - 4.25V}{7\mu A} = 71.4k$$

$$R2 = \frac{1.33V}{\left(\frac{4.75V - 1.33V}{71.4k}\right) + 3\mu A} = 26.1k$$

抵抗からSHDNピンまでの接続を短くし、プレーン間、あるいはスイッチング・ノードまでの表面容量が最小になる様にしてください。高抵抗値を使用する場合は、スイッチング・ノードとの結合問題を回避する為に、1nFのコンデンサを使用して、SHDNピンをバイパスしなければなりません。

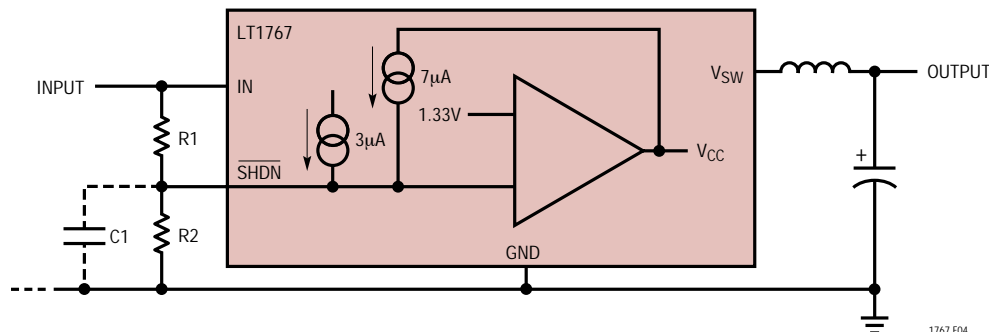


図4 低電圧ロックアウト

アプリケーション情報

同期

SYNCピンは内部発振器を外部信号に同期させるのに使用します。SYNC入力は、20%から80%のデューティ・サイクルで、ロジック・レベル“L”から最大同期スレッシュホールドを通過しなければなりません。この入力は、ロジック・レベル出力から直接ドライブできます。同期範囲は初期動作周波数から2MHzまでです。つまり、最小実用同期周波数は標準動作周波数(1.25MHz)ではなく、初期動作周波数の**最大値**(1.4MHz)に等しいことを意味します。高い同期周波数では、低調波スイッチングの防止に使用する内部スロープ補償の振幅が低下する為、1.6MHzを超える周波数で同期させる場合は注意が必要です。この種の低調波スイッチングは、入力電圧が出力電圧の2倍より低い時にだけ発生します。インダクタ値が高いほど、この問題が解消される傾向があります。この原因は不十分なスロープ補償であると決めつける前に、まず周波数補償のセクションに記載されている別の低調波スイッチングの原因についての説明を参照してください。アプリケーション・ノート19に、スロープ補償に関する詳細が記載されています。

レイアウトの検討

他の高周波スイッチング・レギュレータと同様、レイアウトを検討する際は、最良の電氣的、熱的、およびノイズに関する性能を達成できる様、配慮する必要があります。最高の効率を実現するために、スイッチの立ち上がり時間と立ち下がり時間は、通常nsecオーダーになっています。放射ノイズと伝導ノイズの両方を防止する為には、図5に示す高速スイッチング電流経路はできるだけ短くしなければなりません。これは図6の推奨レイア

ウトで実現されています。この経路を短くすると、約25nH/inchの寄生トレース・インダクタンスも低下します。スイッチ・オフ時は、この寄生トレース・インダクタンスによって、LT1767のスイッチの両端にフライバック・スパイクが発生します。高電流、および高入力電圧で動作している時、レイアウトが不適切であれば、このスパイクによってLT1767の両端に絶対最大定格を超える電圧が発生することがあります。スイッチ回路の下には常にグランド・プレーンを使用し、インタプレーン・カップリングと全体のノイズを防止してください。

V_C部品、およびFB部品は、スイッチ・ノード、及びブースト・ノードからできる限り遠ざけてください。LT1767のピン配置は、これを実現し易い様に設計されています。これらの部品のグランドは、スイッチ電流経路から分離してください。これを行わないと、動作が不安定になったり、低調波の様な発振が起きたりします。

ボード・レイアウトは熱抵抗にも大きな影響を与えます。ピン4(GND)は、LT1767のダイの下を通る連続した銅プレートです。これはパッケージから出る熱の最良の熱経路です。ピン4からボードまでの熱抵抗を低減すると、ダイの温度が下がり、LT1767の電力処理能力が向上します。このピン4周辺の銅面積をできる限り広く取れば、これが達成されます。また、ピン4の下や、周辺からグランド・プレーンに、半田で満たされたフィードスルーをいくつか追加しても役立ちます。キャッチ・ダイオード、及びコイルの端子も同様に処理すると、他の熱の影響が防止されます。

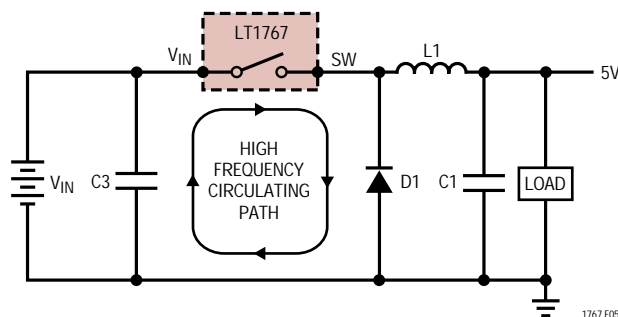


図5 高速スイッチング・パス

アプリケーション情報

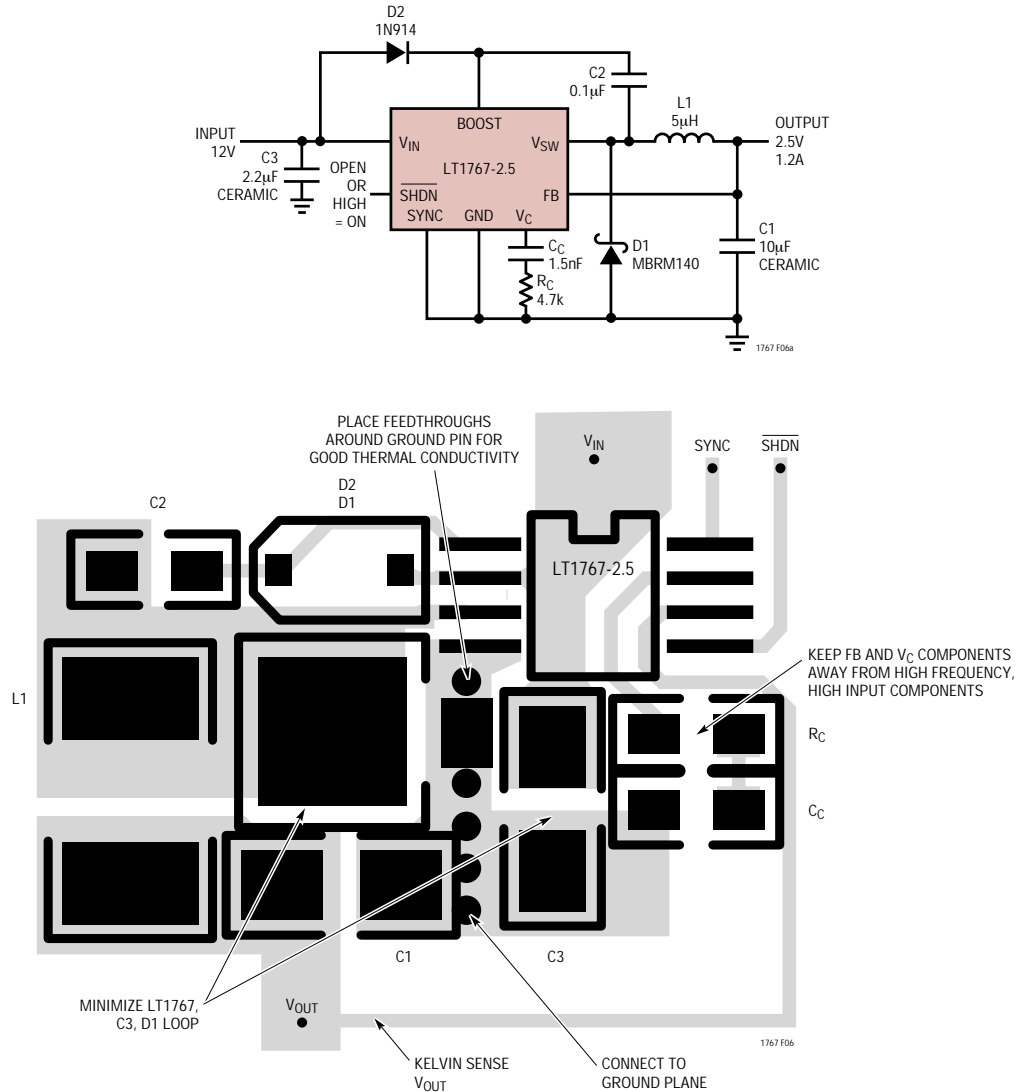


図6 標準的なアプリケーションと推奨レイアウト(上面のみを示す)

熱に関する計算

LT1767のチップの消費電力は、スイッチDC損失、スイッチAC損失、ブースト回路電流、入力消費電流の4種類の要素で構成されます。以下にこれら各損失の計算方法を示します。これらの式は連続モード動作を仮定していますので、軽負荷電流時の効率を計算するのには使用できません。

スイッチ損失:

$$P_{SW} = \frac{R_{SW}(I_{OUT})^2(V_{OUT})}{V_{IN}} + 17ns(I_{OUT})(V_{IN})(f)$$

$V_{BOOST}=V_{OUT}$ 時の場合のブースト電流損失:

$$P_{BOOST} = \frac{V_{OUT}^2(I_{OUT}/50)}{V_{IN}}$$

消費電流損失:

$$P_Q = V_{IN}(0.001)$$

R_{SW} =スイッチ抵抗(≈0.27 - 高温時)

17ns=等価スイッチ電流 / 電圧オーバラップ時間

f=スイッチング周波数

アプリケーション情報

例： $V_{IN} = 10V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $I_{OUT} = 1A$ の場合

$$P_{SW} = \frac{(0.27)(1)^2(5)}{10} + (17 \cdot 10^{-9})(1)(10)(1.25 \cdot 10^6)$$

$$= 0.135 + 0.21 = 0.34W$$

$$P_{BOOST} = \frac{(5)^2(1/50)}{10} = 0.05W$$

$$P_Q = 10(0.001) = 0.01W$$

全消費電力は、 $0.34 + 0.05 + 0.01 = 0.4W$ です。

LT1767のパッケージの熱抵抗は内部プレーン、または裏面プレーンの存在に影響されます。パッケージの下側を全てプレーンにした場合、熱抵抗は約110 /Wになります。プレーンを使用しない場合、熱抵抗は約150 /Wまで増加します。ダイ温度を計算するには、適切な熱抵抗値を使用し、最悪時の周囲温度に加算してください。

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

周囲温度を推定する際は、キャッチ・ダイオード、及びインダクタ付近でも電力が消費されていることも考慮してください。

$$P_{DIODE} = \frac{(V_F)(V_{IN} - V_{OUT})(I_{LOAD})}{V_{IN}}$$

V_F = ダイオードの順方向電圧(1A時0.5Vと仮定)

$$P_{DIODE} = \frac{(0.5)(12 - 5)(1)}{12} = 0.29W$$

キャッチ・ダイオードの順方向電圧が、システム全体の効率に大きな損失をもたらすことに注意してください。より大型で、 V_F の低いダイオードを使用すれば、効率を数%向上させることができます。

$$P_{INDUCTOR} = (I_{LOAD}) (L_{DCR})$$

L_{DCR} = インダクタのDC抵抗(0.1 と仮定)

$$P_{INDUCTOR} = (1) (0.1) = 0.1W$$

ボードの標準熱抵抗は35 /Wです。周囲温度が65 の場合、次式のようになります。

$$T_J = 65 + 110 (0.4) + 35 (0.39) = 123^\circ C$$

ダイ温度は低入力電圧で最も高くなる為、熱計算には連続最低入力動作電圧を使用してください。実際のダイ温

度を知りたい場合、SYNCピンとGNDピン間の抵抗の測定値を使用できます。最初に、オープンの中でデバイスに電源を供給しないで、温度に対するSYNCピンの抵抗を調べます。次に、動作中にSYNCピンの抵抗を測定することによって、ダイ温度を知ることができます。

周波数補償

周波数応答の理論的な解析を始める前に、「ボード・レイアウトが不適切であればあるほど、回路が安定しにくくなる。」ということをお出ししてください。これは、ほとんど全ての高周波アナログ回路に当てはまります。「**レイアウトの検討**」の項を最初に読んでください。安定性の問題として現れる一般的なレイアウト・エラーとして、入力デカップリング・コンデンサやキャッチ・ダイオードを遠くに配置したり、大きなスイッチング電流が流れるグラウンド・トラックに V_C 補償を接続するといったことが上げられます。また、理論的な解析では部品の1次の非理想特性しか考慮されません。このような理由から、最終的な安定性のチェックは量産用レイアウトと部品を用いて行うことが重要です。

LT1767は電流モード制御を使用しています。電流モード制御は、インダクタに伴う多くの位相シフト問題を軽減します。基本レギュレータ・ループとタンタル、及びセラミックの両方のコンデンサの等価回路を図7に示します。LT1767は2つの g_m ブロック(誤差アンプと電力段)とみなすことができます。

330pFの V_C コンデンサと標準100 μ Fのタンタル出力コンデンサを使った全ループ応答を図8に示します。応答は以下の条件によって設定されます。

誤差アンプ:

g_m 及び R_L によって設定されるDC利得= $850\mu \cdot 500K = 425$
 C_F 及び R_L によって設定されるポール= $(2 \cdot 500K \cdot 330p)^{-1} = 965Hz$
 C_F 及び g_m によって設定されるユニティゲイン= $(2 \cdot 330p \cdot 850\mu^{-1})^{-1} = 410kHz$

電力段:

g_m 及び R_L (10 と仮定)によって設定されるDC利得= $2.5 \cdot 10 = 25$
 C_{OUT} 及び R_L によって設定されるポール= $(2 \cdot 100\mu \cdot 10)^{-1} = 159Hz$
 C_{OUT} 及び g_m によって設定されるユニティゲイン= $(2 \cdot 100\mu \cdot 2.5^{-1})^{-1} = 3.98kHz$

タンタル出力コンデンサ

C_{OUT} 及び C_{ESR} によって設定されるゼロ= $(2 \cdot 100\mu \cdot 0.1)^{-1} = 15.9kHz$

アプリケーション情報

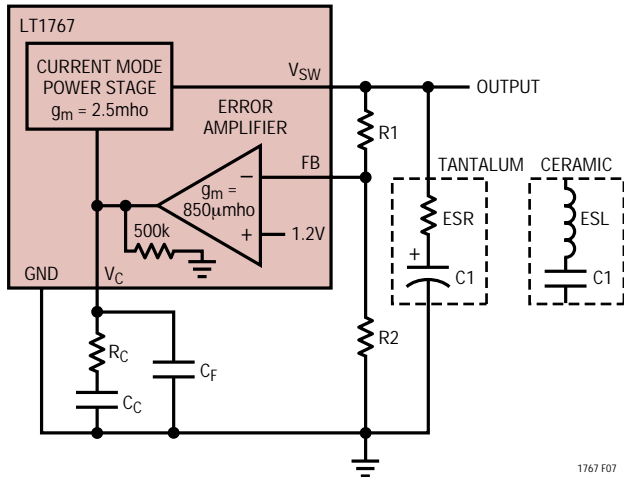


図7 ループ応答のモデル

タンタル出力コンデンサのESRが形成するゼロは、安定性を維持するのに非常に役立ちます。セラミック出力コンデンサはESRが低いため、ゼロがありませんが、ESLによって支配されます。これらは1MHz～10MHzの範囲でノッチを形成します。ゼロがない場合、 V_C ポールが支配的になるようにしなければなりません。2.2nFの標準値によって、これを達成することができます。

より良好な過渡応答が必要な場合、補償コンデンサと直列に抵抗(R_C)を使用して、ループにゼロを付加することができます。 R_C の値が増加すると、一般に過渡応答が改善されますが、 R_C 値は2つの作用によって制限されます。1つは、出力コンデンサのESRと大きな値の R_C の組み合わせによっては、ループ利得が完全にロールオフを停止する場合があります。もう1つは、ループ利得がスイッチング周波数で十分にロールされない場合、出力リップルによって、低調波発振に似た不安定なデューティ・サイクル・スイッチングを引き起こすほど、 V_C ピンが不安定になることです。これは出力ではわからない場合があります。小信号解析の場合は、連続時間システムを想定しているため、これが示されません。必要なら、コンデンサ(C_F)を追加して、標準的にはスイッチング周波数の1/5の周波数にポールを形成することができます($R_C \sim 5K$ の場合、 $C_F \sim 100pF$)。

ループ安定性をチェックする時は、アプリケーションの全電圧、全電流、及び全温度範囲にわたって回路を動作させなければなりません。過渡負荷を印可し、出力電圧をモニターして、減衰特性が十分であることを確認してください。

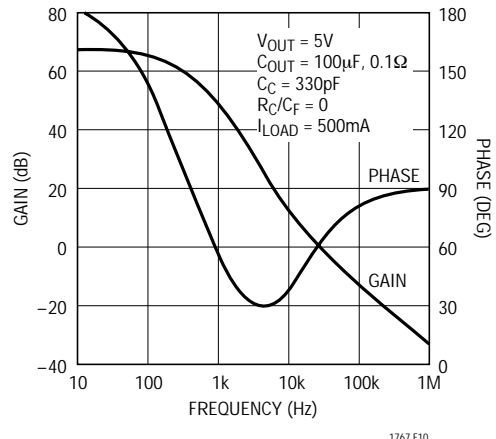


図8 全ループ応答

バックアップ出力レギュレータ付きコンバータ

主電源とバックアップ電源を持つシステム、例えばACアダプタ入力付きバッテリー動作デバイスでは、LT1767の入力を切り離し、バックアップ電源によって出力を維持することができます。この状態では、SWピンが V_{IN} ピンに電流を供給します。SHDNピンがグランドに保持されている場合、二次電源からSWピンを通して6µAのシャットダウン電流だけが流れます。SHDNピンがフロート状態の時、LT1767が消費する電流は1mAです。 V_{IN} ピンは、入力ラインに接続された他の部品にも電流をソースします。この負荷が10mAを超えたり、あるいは入力がグランドに短絡されたりする可能性がある場合は、図9に示す様にショットキ・ダイオードを直列に付加しなければなりません。この様な安全対策によって、出力を V_{IN} の絶対最大定格値までの電圧に保持することができます。

可変ソフトスタート付き降圧コンバータ

大容量の負荷、または高い入力電圧により、起動時に高い入力電流が発生することがあります。図10に示す回路は、起動時に出力の dv/dt を制限し、コンデンサの充電速度を制御します。降圧コンバータは標準的な構成をしており、 R_3 、 R_4 、 C_{SS} 、 Q_1 が追加されています。出力が立ち上がり始めると、 Q_1 はオンし、 V_C ピンを介して出力電流を安定化することにより、出力の dv/dt を一定に維持します。出力の立ち上がり時間は、 C_{SS} を流れる電流によって制御されます。この電流値は R_4 と Q_1 の V_{BE} によって決まります。出力が安定化されると、 Q_1 はオンし、回路は正常に動作します。 R_3 は Q_1 のベースの過渡保護に使用されます。

アプリケーション情報

$$\text{立ち上がり時間} = \frac{(R4)(C_{SS})(V_{OUT})}{(V_{BE})}$$

図10の値を使用すると、次のようになります。

$$\text{立ち上がり時間} = \frac{(47 \cdot 10^3)(15 \cdot 10^{-9})(5)}{0.7} = 5\text{ms}$$

ランプは直線的であり、100msオーダーの立ち上がり時間が可能です。回路は電圧制御されるので、ランプ・レートは負荷特性に影響されず、最大出力電流も変化しません。この回路は、複数のレギュレータ出力のシーケンス制御用に変形して使用することができます。

デュアル出力SEPICコンバータ

図11の回路は、1つの磁気素子で正、負両方の5V出力を発生します。図に示す2つのインダクタは、実際には2巻線の1つの標準的なBH Electronicsインダクタです。5V出力のトポロジは標準降圧コンバータです。-5Vトポロジは、C4がない場合は単に降圧コンバー

タにフライバック巻線を結合したものです。C4はSEPIC (Single-Ended Primary Inductance Converter) トポロジを形成しており、レギュレーションを改善し、L1のリップル電流を低減します。C4がない場合、相対ローディング損失とカップリング損失の為に、L1Bの電圧振幅はL1Aと異なります。C4はL1Bで等しい電圧振幅を維持する為に、低インピーダンス・パスを供給し、レギュレーションを改善します。フライバック・コンバータでは、スイッチ・オン期間中、L1Bには電流が流れない為、コンバータの全エネルギーはL1Aだけに蓄えられます。スイッチ・オフ時に、エネルギーは磁気結合によって、L1Bに受け渡され、-5Vレールに電流を供給します。C4はスイッチ・オン期間中に、L1Bを正にし、電流が流れる様にして、L1BとC4にエネルギーを蓄積します。スイッチ・オフで、L1BとC4の両方に蓄えられているエネルギーが-5Vレールに電源を供給します。これによってL1Aの電流が減少し、L1B電流波形は方形波から三角波に変化します。最大出力電流を含め、この回路の詳細については、デザイン・ノート100を参照してください。

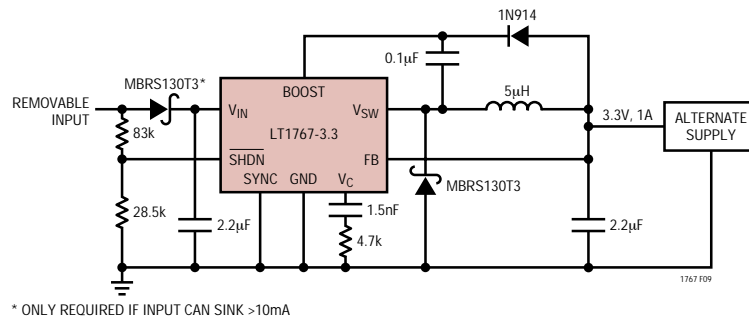


図9 逆リーク電流6µAのデュアル電源

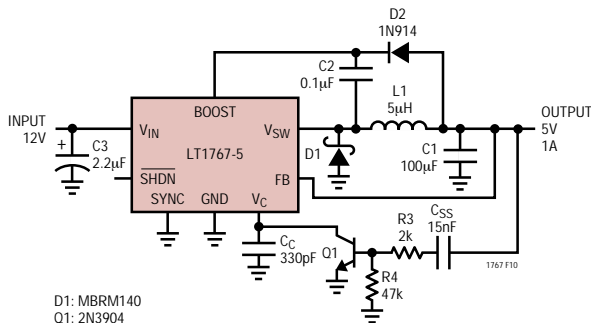


図10 可変ソフトスタート付き降圧コンバータ

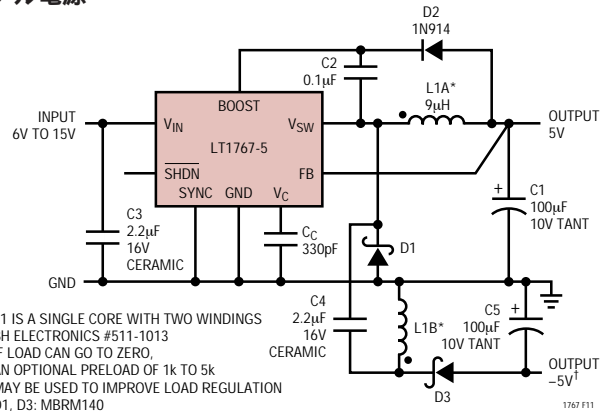
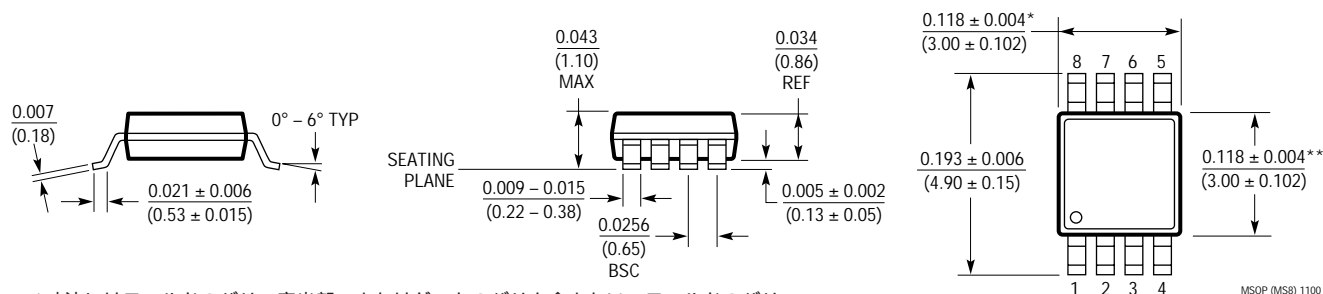


図11 デュアル出力SEPICコンバータ

LT1767/LT1767-1.8/ LT1767-2.5/LT1767-3.3/LT1767-5

パッケージ

MS8パッケージ
8ピン・プラスチックMSOP
(Reference LTC DWG # 05-08-1660)



*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片側で0.006"(0.152mm)を超えないこと。
**寸法にはリード間のバリ、または突出部を含まない。リード間のバリ、または突出部は片側で0.006"(0.152mm)を超えないこと。

関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1370	高効率DC/DCコンバータ	42V、6A、500kHzスイッチ
LT1371	高効率DC/DCコンバータ	35V、3A、500kHzスイッチ
LT1372/LT1377	500kHz/1MHz高効率1.5Aスイッチング・レギュレータ	昇圧トポロジー
LT1374	高効率降圧スイッチング・レギュレータ	25V、4.5A、500kHzスイッチ
LT1375/LT1376	1.5A降圧スイッチング・レギュレータ	500kHz、同期可能、SO-8パッケージ
LT1507	1.5A降圧スイッチング・レギュレータ	500kHz、4V ~ 16V入力、SO-8パッケージ
LT1576	1.5A降圧スイッチング・レギュレータ	200kHz、EMIの発生を低減
LT1578	1.5A降圧スイッチング・レギュレータ	200kHz、EMIの発生を低減
LT1616	600mA降圧スイッチング・レギュレータ	1.4MHz、4V ~ 25V入力、SOT-23パッケージ
LT1676/LT1776	高入力範囲、降圧スイッチング・レギュレータ	60V入力、700mAスイッチ内蔵
LTC1735	高効率同期式降圧コントローラ、N-Chドライブ	バースト・モード™動作、16ピン細型SSOP
LTC1735-1	パワー・グッド出力付き高効率降圧コントローラ	出力フォールト保護、16ピンSSOP、及びSO-8
LTC1877	高効率モノリシック降圧レギュレータ	550kHz、MS8、最大10Vの V_{IN} 、 $I_Q=10\mu A$ 、 $V_{IN}=5V$ で最大600mAの I_{OUT}
LTC1878	高効率モノリシック降圧レギュレータ	550kHz、MS8、最大6Vの V_{IN} 、 $I_Q=10\mu A$ 、 $V_{IN}=3.3V$ で最大600mAの I_{OUT}
LTC3401	1セル、高電流(1A)、マイクロパワー、同期式3MHz昇圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}=0.5V \sim 5V$ 、最大効率97%、100kHz ~ 3MHzで同期可能な発振器
LTC3402	1セル、高電流(2A)、マイクロパワー、同期式3MHz昇圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}=0.7V \sim 5V$ 、最大効率95%、100kHz ~ 3MHzで同期可能な発振器
LTC3404	1.4MHz高効率、モノリシック同期式降圧レギュレータ	最大効率95%、100%デューティ・サイクル、 $I_Q=10\mu A$ $V_{IN}=2.65V \sim 6V$

Burst Modelはリニアテクノロジー社の商標です。