

## 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
- 大出力露出パッド付きMS8Eパッケージ
- 広い動作電圧範囲:3V~25V
- 高効率0.22Ω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
- 全体的な出力許容誤差:2%
- 高さの低い表面実装部品を使用
- 低シャットダウン電流:6μA
- 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<sup>®</sup>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、高効率の1.5A、0.22Ω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。

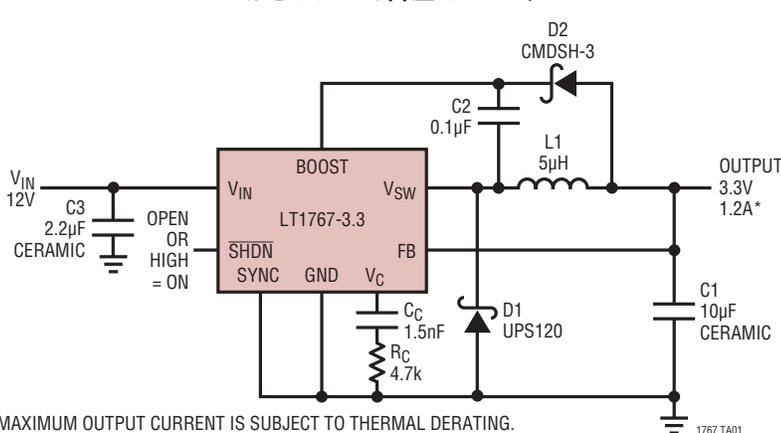
新しい設計技術によって、広い動作範囲にわたって、高いスイッチング周波数で高効率を実現しています。低損失の内部レギュレータによって、24Vシステムからリチウム・イオン電池まで、広い入力範囲にわたって、一貫した性能を維持します。動作電源電流は1mAで、特に低出力電流時の効率を改善します。シャットダウン時は、消費電流が6μAに減少します。最大スイッチ電流は全てのデューティ・サイクルで一定です。同期機能を使用して、外部ロジック・レベル信号により内部発振器を1.5MHz~2MHzに高めることができます。

LT1767は8ピンMSOPヒューズド・リードフレーム・パッケージ、および熱抵抗を低く抑えるための露出パッドを備えたパッケージで供給されます。完全なサイクル毎の電流制限、およびサーマル・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、およ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、LT、LTC、LTM、Linear Technology、LinearのロゴおよびBurst Mode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。6611131および6498466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

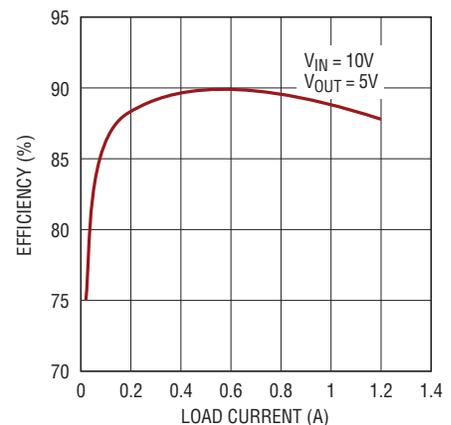
12Vから3.3Vへの降圧コンバータ



\*MAXIMUM OUTPUT CURRENT IS SUBJECT TO THERMAL DERATING.

1767 TA01

効率と負荷電流



1767 TA01a

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

## ピン配置



## 発注情報

無鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング	パッケージ	温度範囲
LT1767EMS8#PBF	LT1767EMS8#TRPBF	LTLS	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT1767EMS8-1.8#PBF	LT1767EMS8-1.8#TRPBF	LTWG	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT1767EMS8-2.5#PBF	LT1767EMS8-2.5#TRPBF	LTWD	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT1767EMS8-3.3#PBF	LT1767EMS8-3.3#TRPBF	LTWE	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT1767EMS8-5#PBF	LT1767EMS8-5#TRPBF	LTWF	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT1767EMS8E#PBF	LT1767EMS8E#TRPBF	LTZG	8-Lead Plastic MSOP, Exposed Pad	-40°C to 125°C
LT1767EMS8E-1.8#PBF	LT1767EMS8E-1.8#TRPBF	LTZH	8-Lead Plastic MSOP, Exposed Pad	-40°C to 125°C
LT1767EMS8E-2.5#PBF	LT1767EMS8E-2.5#TRPBF	LTZJ	8-Lead Plastic MSOP, Exposed Pad	-40°C to 125°C
LT1767EMS8E-3.3#PBF	LT1767EMS8E-3.3#TRPBF	LTZK	8-Lead Plastic MSOP, Exposed Pad	-40°C to 125°C
LT1767EMS8E-5#PBF	LT1767EMS8E-5#TRPBF	LTZL	8-Lead Plastic MSOP, Exposed Pad	-40°C to 125°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。  
非標準の鉛仕上げ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。

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

## 電気的特性

●は全動作温度範囲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、 $V_{IN}=15\text{V}$ 、 $V_C=0.8\text{V}$ 、 $\text{Boost}=V_{IN}+5\text{V}$ 、 $\overline{\text{SHDN}}$ 、 $\text{SYNC}$ 、および $\text{SW}$ はオープン。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS	
Maximum Switch Current Limit	$T_A = 0^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$ $T_A < 0^\circ\text{C}$		1.5	2	3	A	
			1.3		3	A	
Oscillator Frequency	$3.3\text{V} < V_{IN} < 25\text{V}$	●	1.1 1.1	1.25	1.4 1.5	MHz MHz	
Switch On Voltage Drop	$I_{SW} = -1.5\text{A}$ , $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$ and $-1.3\text{A}$ , $T_A < 0^\circ\text{C}$	●		330	400 500	mV 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	$V_{\overline{\text{SHDN}}} = 0\text{V}$ , $V_{IN} = 25\text{V}$ , $V_{SW} = 0\text{V}$	●		6	20 45	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$	
Feedback Voltage	$3\text{V} < V_{IN} < 25\text{V}$ , $0.4\text{V} < V_C < 0.9\text{V}$ (Note 3)	LT1767 (Adj)	●	1.182 1.176	1.2	1.218 1.224	V 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
		LT1767-5	●	4.9	5	5.1	V
FB Input Current	LT1767 (Adj)	●		-0.25	-0.5	$\mu\text{A}$	
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	$\text{k}\Omega$	
Error Amp Voltage Gain	$0.4\text{V} < V_C < 0.9\text{V}$		150	350			
Error Amp Transconductance	$\Delta I_{VC} = \pm 10\mu\text{A}$	●	500	850	1300	$\mu\text{Mho}$	
$V_C$ Pin Source Current	$V_{FB} = V_{NOM} - 17\%$	●	80	120	160	$\mu\text{A}$	
$V_C$ Pin Sink Current	$V_{FB} = V_{NOM} + 17\%$	●	70	110	180	$\mu\text{A}$	
$V_C$ 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	$V_C = 1.2\text{V}$ , $I_{SW} = 400\text{mA}$		85	90		%	
		●	80			%	
Minimum Boost Voltage Above Switch	$I_{SW} = -1.5\text{A}$ , $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$ and $-1.3\text{A}$ , $T_A < 0^\circ\text{C}$	●		1.8	2.7	V	
Boost Current	$I_{SW} = -0.5\text{A}$ (Note 4) $I_{SW} = -1.5\text{A}$ , $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$ and $-1.3\text{A}$ , $T_A < 0^\circ\text{C}$ (Note 4)	●		10	15	mA	
		●		30	45	mA	
$\overline{\text{SHDN}}$ Threshold Voltage		●	1.27	1.33	1.40	V	
$\overline{\text{SHDN}}$ Input Current (Shutting Down)	$\overline{\text{SHDN}} = 60\text{mV}$ Above Threshold	●	-7	-10	-13	$\mu\text{A}$	
$\overline{\text{SHDN}}$ Threshold Current Hysteresis	$\overline{\text{SHDN}} = 100\text{mV}$ Below Threshold	●	4	7	10	$\mu\text{A}$	
$\text{SYNC}$ Threshold Voltage				1.5	2.2	V	
$\text{SYNC}$ Input Frequency			1.5		2	MHz	
$\text{SYNC}$ Pin Resistance	$I_{\text{SYNC}} = 1\text{mA}$			20		$\text{k}\Omega$	

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

## 電気的特性

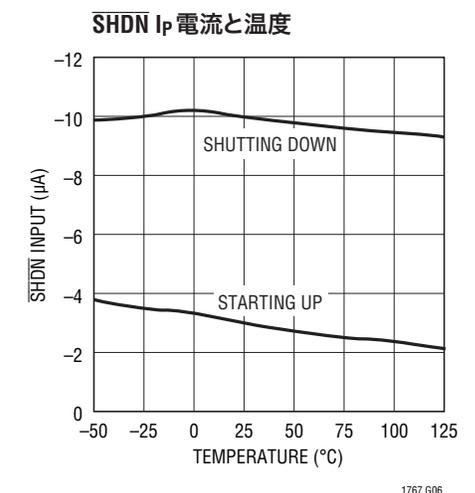
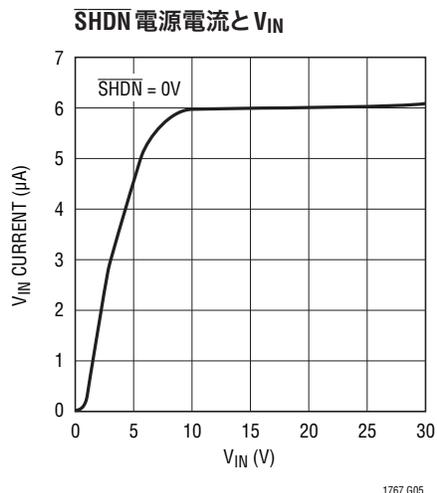
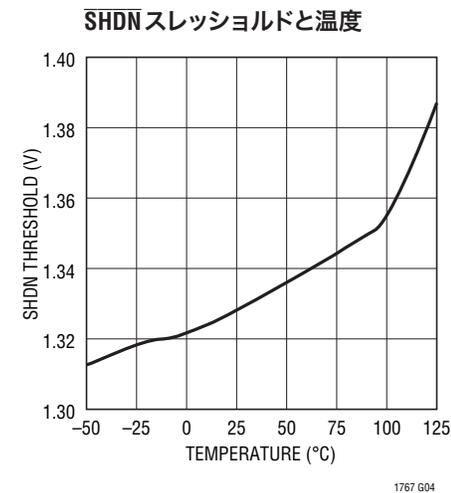
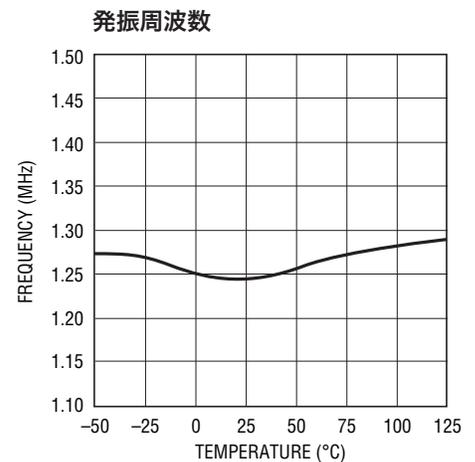
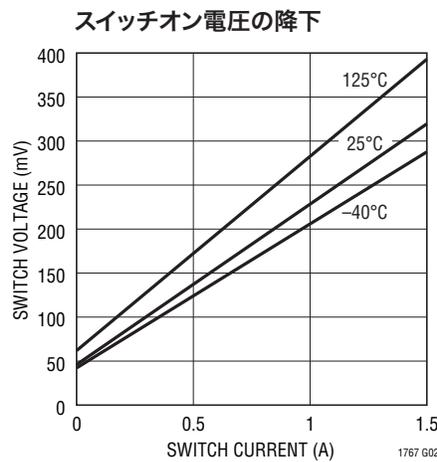
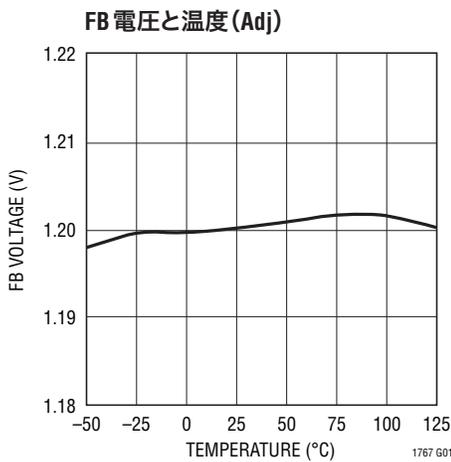
**Note 1:** 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

**Note 2:** LT1767Eは0°C～125°C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°C～125°Cの動作温度範囲の仕様は、設計、特性評価、および統計的プロセス・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。

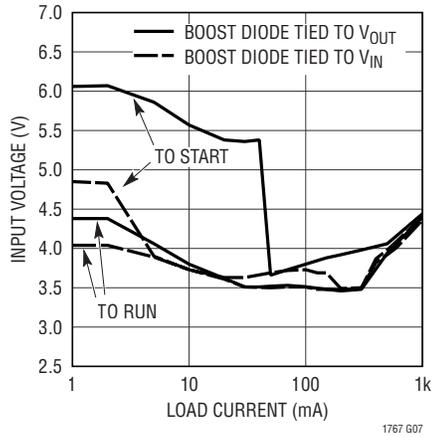
**Note 4:** 電流はスイッチ・サイクルのオン期間にのみBOOSTピンに流れます。

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



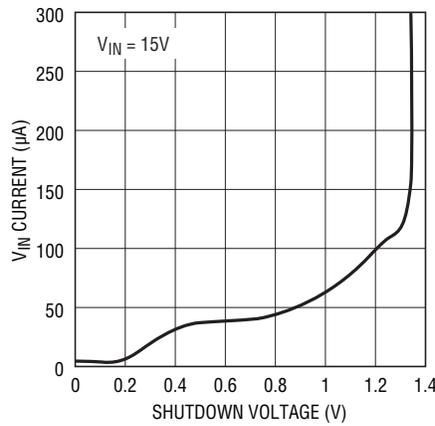
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$

3.3V出力に対する最小入力電圧



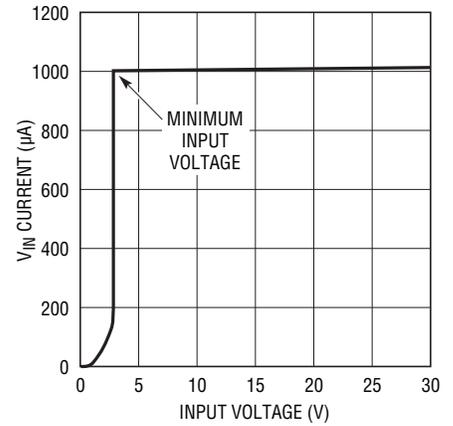
1767 G07

SHDN電源電流



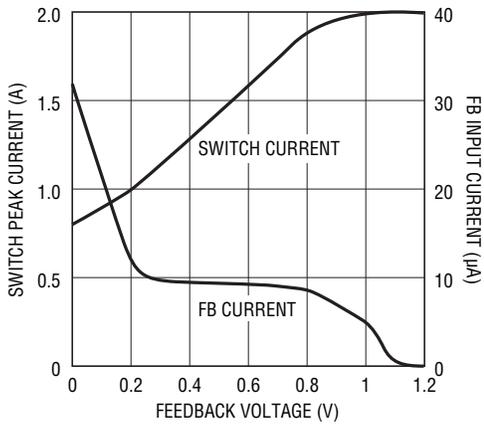
1767 G08

入力電源電流



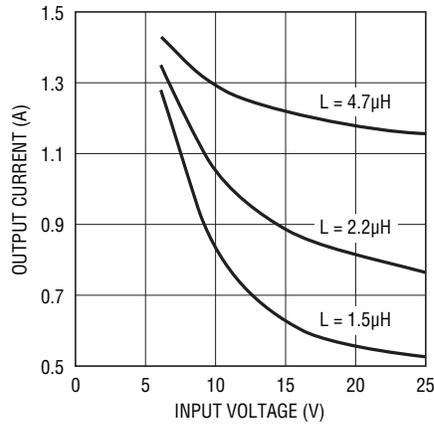
1767 G09

電流制限フォールバック



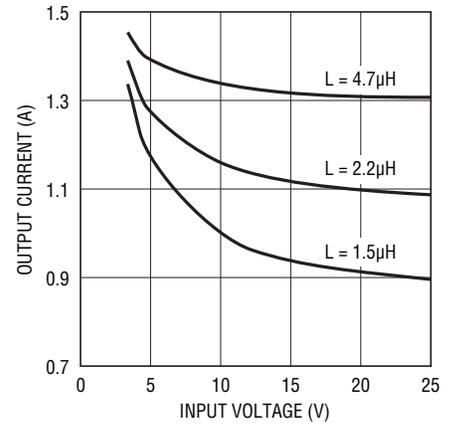
1767 G10

最大負荷電流 ( $V_{OUT}=5\text{V}$ )



1767 G11

最大負荷電流 ( $V_{OUT}=2.5\text{V}$ )



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、および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 $\Omega$ 以下(出力可変製品のみ)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 $\Omega$ のFETに近いものになります。

**V<sub>IN</sub>:** 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<sub>CE</sub>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“グラウンド”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ピンと負荷グラウ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ウンド・パスを短くし、可能であればグラウンド・プレーンを使用します。入力バイパスとGNDピンの間の経路は短くします。MS8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。MS8Eパッケージの露出パッドもGNDに接続されています。熱抵抗を改善するためには、このパッドを広い面積の銅に接続する必要があります。

**V<sub>sw</sub>:** 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<sub>BR</sub><0.8Vの外部のキャッチ・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、グラウ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 $\mu$ A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<sub>C</sub>:** V<sub>C</sub>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。グラウンド電位にすれば、出力をシャットオフできます。

## 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RS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が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、スイッチを飽和することができ、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。

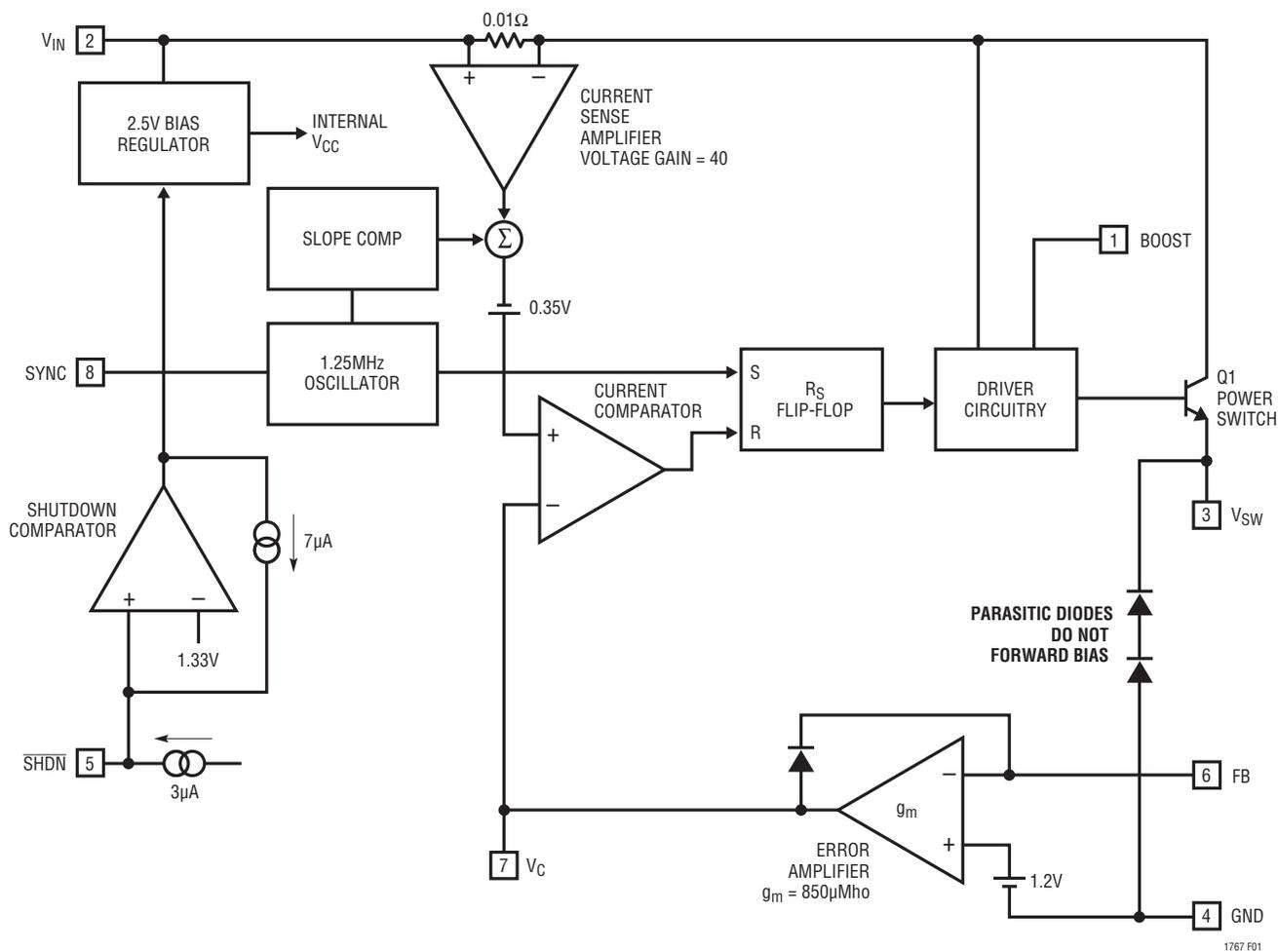


図1. ブロック図

## 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ピンからグラウンドに接続する抵抗(R2)の推奨値は10kΩ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<sub>OUT</sub>からFBピンに接続する抵抗(R1)は次式の通りです。

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

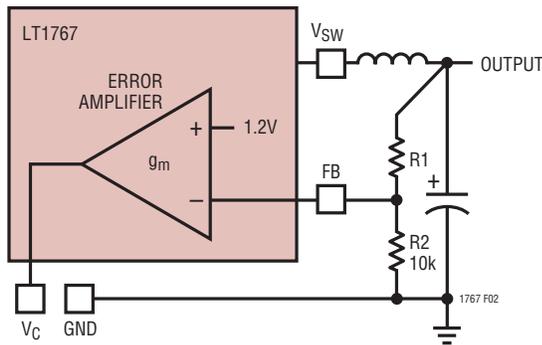


図2. 帰還回路

### 入力電圧範囲

LT1767のアプリケーションの入力電圧範囲は出力電圧、V<sub>IN</sub>ピンとBOOSTピンの絶対最大定格および動作周波数に依存します。

最小入力電圧はLT1767の2.73Vの最小動作電圧またはその最大デューティ・サイクルのどちらかによって決まります。デューティ・サイクルは内部スイッチがオンしている時間の割合であり、入力電圧と出力電圧によって決まります。

$$DC = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{SW} + V_D}$$

ここで、V<sub>D</sub>はキャッチ・ダイオードの順方向電圧降下(約0.4V)で、V<sub>SW</sub>は内部スイッチの電圧降下(最大負荷で約0.4V)です。したがって、最小入力電圧は次のようになります。

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

ここで、出力電流が0.5Aより小さいときはDC<sub>MAX</sub> = 0.80、負荷がもっと大きいときはDC<sub>MAX</sub> = 0.75です。LT1767が外部クロックに同期しているときは最大デューティ・サイクルが小さくなり、DC<sub>MAX</sub> = 1 - 0.25μs・f<sub>CLK</sub>となります。

最大入力電圧はV<sub>IN</sub>ピンとBOOSTピンの絶対最大定格および最小デューティ・サイクルDC<sub>MIN</sub> = 0.16によって決まります。

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

入力電圧が12Vのときは、実際の最小出力電圧は1.8Vです。LT1767が同期しているときは最小デューティ・サイクルが大きくなり、DC<sub>MIN</sub> = 0.11μs・f<sub>CLK</sub>となります。これは動作入力電圧に対する制限であることに注意してください。出力が短絡しなければ、回路はV<sub>IN</sub>ピンとBOOSTピンの絶対最大定格までの過渡入力に耐えます。

さらに広い入力電圧範囲が必要な場合は、このデータシートの最終頁の関連製品をご検討ください。

### 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、およ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、およびターンオン・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

## アプリケーション情報

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 $\mu$ F～4.7 $\mu$ 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、およびサージ定格を満足させるには、22 $\mu$ F～470 $\mu$ Fの容量が必要です。リップル定格、およ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、および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にデイレート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。電流波形は三角波で、RMS値は次式で与えられます。

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

LT1767はセラミック、およ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。標準的なセラミック出力コンデンサの範囲は4.7 $\mu$ F～47 $\mu$ 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、高負荷アプリケーションに適したバルク容量特性を重視して選択されます。容量値ではなく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 $\Omega$ 以下の22 $\mu$ F～500 $\mu$ Fのタンタル・コンデンサが必要です。

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。

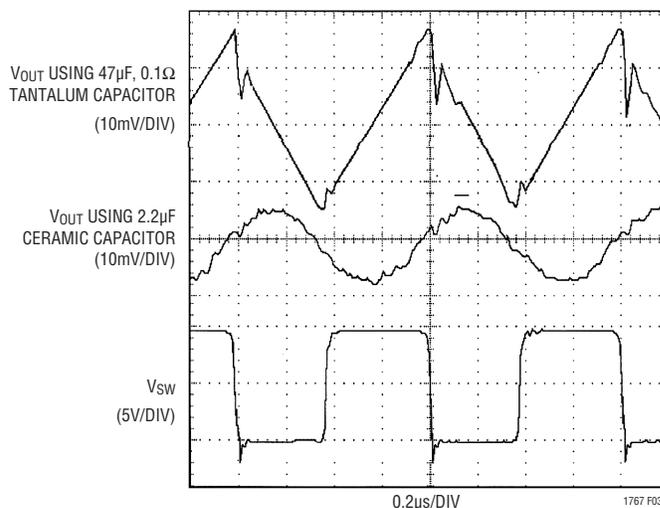


図3. 出力リップル電圧波形

## 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・トゥ・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。

ほとんどのアプリケーションでは、出力インダクタは1 $\mu$ H～10 $\mu$ 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・トゥ・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、不連続動作に移行する電流値が小さくなります。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・トゥ・ピーク・リップル(右の項×2)が最大スイッチ電流より小さいことを示しています。

## アプリケーション情報

連続モード

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

次のときは、不連続動作になります。

$$I_{OUT(DIS)} = \frac{(V_{OUT})}{2(L)(f)}$$

$V_{IN} = 8V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $L = 3.3\mu H$ の場合、次のようになります。

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

$$= 1.5 - 0.23 = 1.27A$$

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  $\mu H$  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ない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インダクタは継続的な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。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ーズド・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1

PART NUMBER	VALUE ( $\mu H$ )	Isat(Amps)	DCR ( $\Omega$ )	HEIGHT (mm)
<b>Coiltronics</b>				
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
<b>Murata</b>				
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	0.09	2.6
<b>Sumida</b>				
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

## アプリケーション情報

### 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UPS120、あるいはモトローラ社製の互換品MBRM120LTI/MBRM130LTIです。このダイオードの定格は、平均順方向電流が2Aで、逆電圧が20V/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。

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

### 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CMD5H-3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<sub>IN</sub>よりほぼV<sub>OUT</sub>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×V<sub>IN</sub>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1Ω以下でなければなりません。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、およ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。

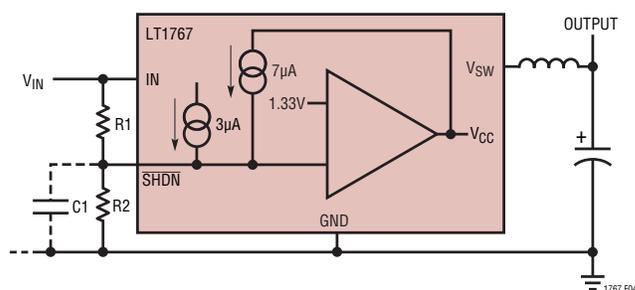


図4. 低電圧ロックアウト

入力電圧が2.6Vの最小V<sub>IN</sub>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。3μA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(標準的性能特性のグラフを参照)。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。

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

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

V<sub>H</sub> - オン・スレッシュホールド

V<sub>L</sub> - オフ・スレッシュホールド

## アプリケーション情報

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3.75V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

$$V_H = 4.75V$$

$$V_L = 3.75V$$

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

$$R2 = \frac{1.33V}{\frac{(4.75V - 1.33V)}{143k} + 3\mu A} = 49.4k$$

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。

## 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、ワーストケースの高い自己発振周波数(1.5MHz)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、通常ナノ秒範囲になっています。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ウンド・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。

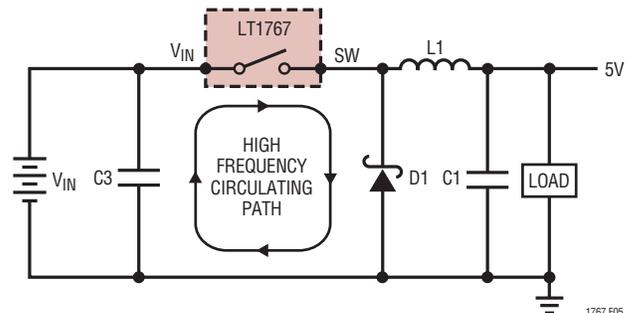


図5. 高速スイッチング・パス

V<sub>C</sub> 部品、およびFB 部品は、スイッチ・ノード、およびブースト・ノードからできるだけ大きな銅領域に半田付けし、グラウンド・プレーンへのフィードスルーをパッドの下に配置すると、温度が下がり、LT1767の電力容量が増えます。露出していないパッケージの場合、ピン4はパッケージ内部のパッドに直接接続されています。このピンを同様に扱うと、ダイの温度が下がります。

ボード・レイアウトは熱抵抗にも大きな影響を与えます。露出パッドをできるだけ大きな銅領域に半田付けし、グラウンド・プレーンへのフィードスルーをパッドの下に配置すると、温度が下がり、LT1767の電力容量が増えます。露出していないパッケージの場合、ピン4はパッケージ内部のパッドに直接接続されています。このピンを同様に扱うと、ダイの温度が下がります。

アプリケーション情報

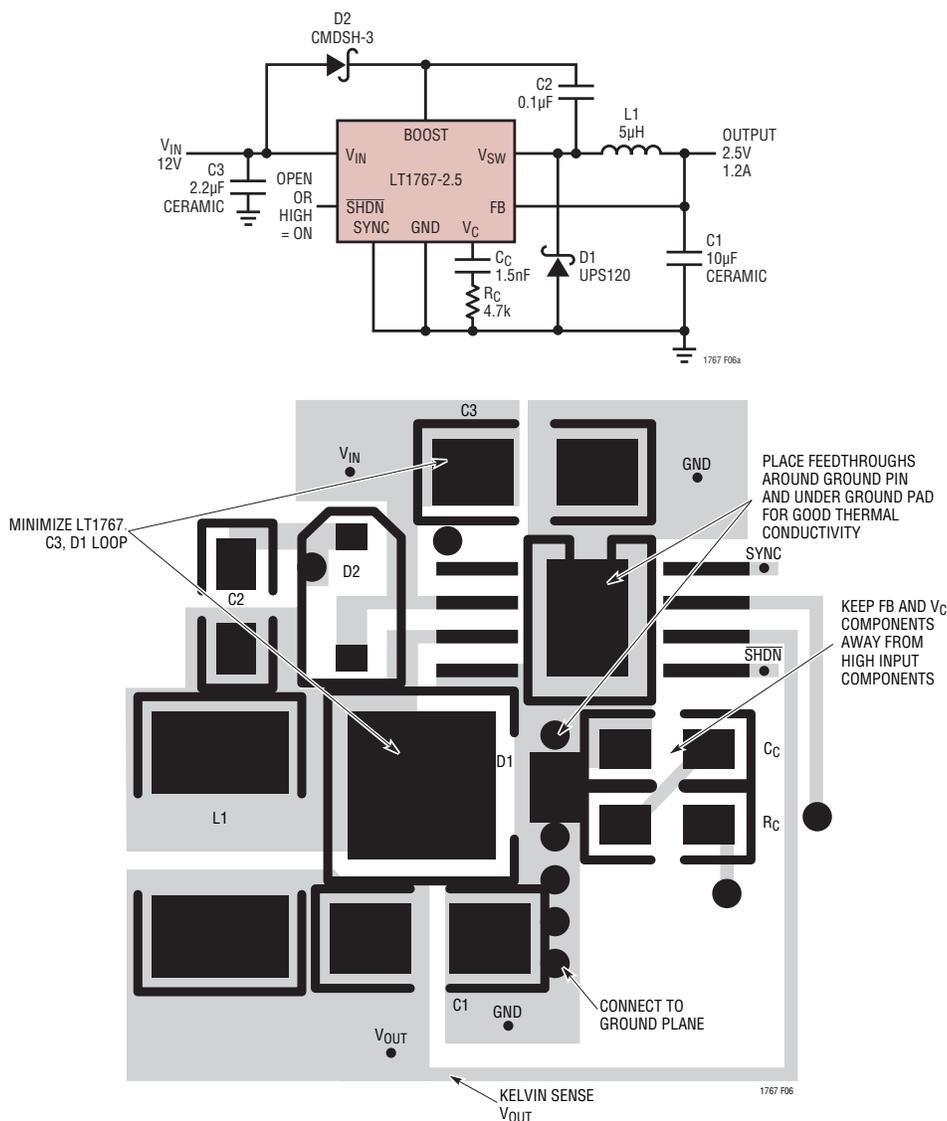


図6. 標準的なアプリケーションと推奨レイアウト(上面のみを示す)

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 ( $\approx 0.27\Omega$  - 高温時)

17ns = 等価スイッチ電流/電圧オーバーラップ時間

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 $40^{\circ}C/W$ になります。プレーンを使用しない場合、熱抵抗は約 $150^{\circ}C/W$ 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、およ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 $\Omega$ と仮定)

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

ボードの標準熱抵抗は $35^{\circ}C/W$ です。周囲温度が $65^{\circ}C$ の場合、次式の様になります。

$$T_j = 65 + 40 (0.4) + 35 (0.39) = 95^{\circ}C$$

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って出力を安定化します。そのためループ補償が簡素化されます。特に、LT1767は安定動作のために出力コンデンサのESR (等価直列抵抗)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7に示されているように、周波数補償は $V_C$ ピンに接続された部品によって与えられます。一般に、コンデンサ( $C_C$ )と抵抗( $R_C$ )を直列にグラウンドに接続して使います。さらに、小さな値のコンデンサ( $C_F$ )を並列に接続することができます。

LT1767の制御ループの等価回路を図7に示します。誤差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。モジュレータ、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 $V_C$ ピンの電圧に比例した出力電流を発生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、 $V_C$ ピンのコンデンサ( $C_C$ )は誤差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 $C_C$ に直列な抵抗 $R_C$ 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かぎり有効です。帰還分割器の両端の位相リード・コンデンサ( $C_{PL}$ )によって過渡応答が改善される

## アプリケーション情報

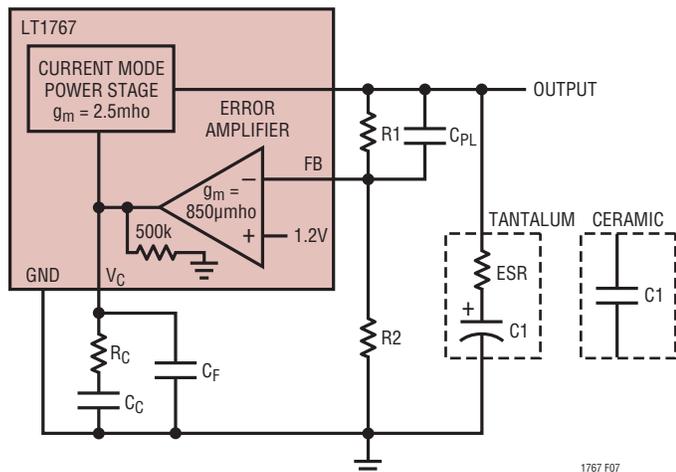


図7. ループ応答のモデル

ことがあります。オプションのコンデンサ ( $C_F$ ) を補償回路に並列に接続することもあります。このコンデンサはループ補償の一部ではなく、スイッチング周波数でのノイズを除去します。このコンデンサが必要となるのは、位相リード・コンデンサが使用されている場合か、出力コンデンサの ESR が大きい場合だけです。

ESR の仕様が約  $50\text{m}\Omega$  より大きな出力コンデンサの場合、1 個のコンデンサを補償に使用することができます。セラミック出力コンデンサの場合、補償ネットワークにゼロを付加する抵抗を追加します。データシートの表紙の回路のトランジェント応答を図 8 に示します。

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、およ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。詳細については、アプリケーション・ノート 76 を参照してください。

### 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  $6\mu\text{A}$  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

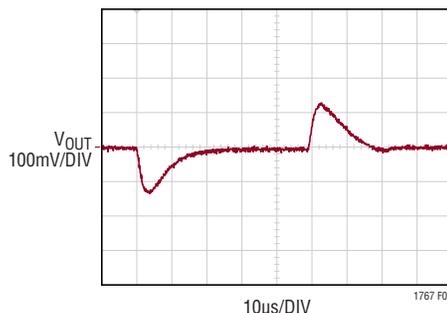


図8. オシログラフは0.3Aから1Aへの負荷電流のトランジェントに対する出力電圧応答を示している。補償ネットワークにより高速減衰応答となる。(表紙の回路図、12V入力から3.3V出力)

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。このよう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、 $V_C$  ピンを介してスイッチ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、 $Q_1$  はオフし、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。

$$\text{RiseTime} = \frac{(R_4)(C_{SS})(V_{OUT})}{(V_{BE})}$$

図10の値を使用すると、次のようになります。

$$\text{RiseTime} = \frac{(47 \cdot 10^3)(15 \cdot 10^{-9})(5)}{0.7} = 5\text{ms}$$

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

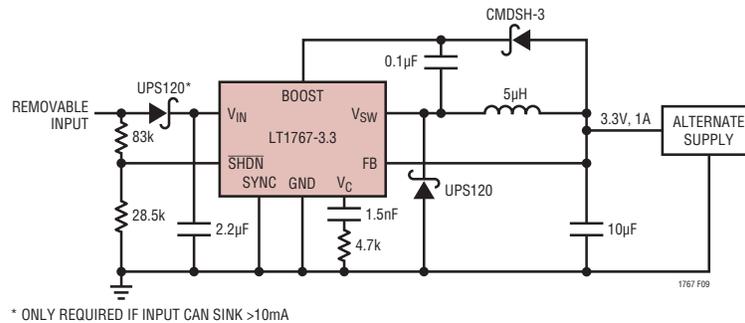
## アプリケーション情報

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

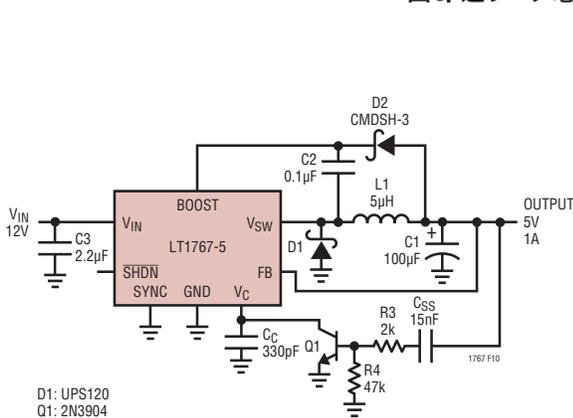
図11の回路は、1つの磁気素子で正、負両方の5V出力を発生します。図に示す2つのインダクタは、実際には2巻線の1つの標準的なBH Electronics インダクタです。5V出力のトポロジーは標準降圧コンバータです。-5Vトポロジーは、C4がない場合は単に降圧コンバータにフライバック巻線を結合したものです。C4はSEPIC (Single-Ended Primary Inductance Converter) トポロジを形成しており、レギュレーションを改善し、L1のリプル電流を低減します。C4がない場合、相対ロー

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。



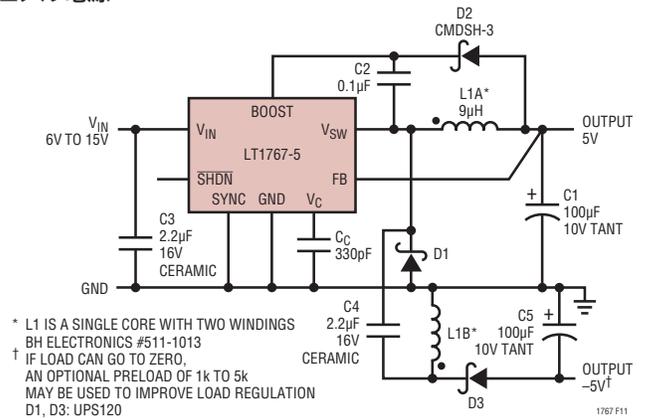
\* ONLY REQUIRED IF INPUT CAN SINK >10mA

図9. 逆リーク電流6µAのデュアル電源



D1: UPS120  
Q1: 2N3904

図10. 可変ソフトスタート付き降圧コンバータ



\* L1 IS A SINGLE CORE WITH TWO WINDINGS  
BH ELECTRONICS #511-1013  
† IF LOAD CAN GO TO ZERO,  
AN OPTIONAL PRELOAD OF 1k TO 5k  
MAY BE USED TO IMPROVE LOAD REGULATION  
D1, D3: UPS120

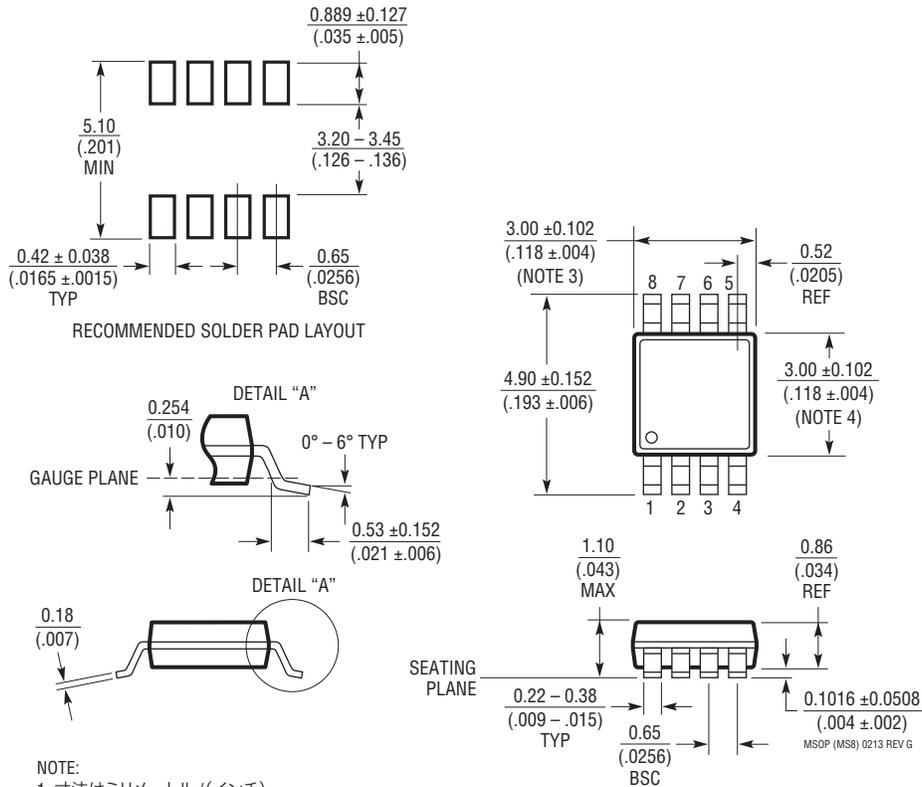
図11. デュアル出力SEPICコンバータ

パッケージ

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

**MS8 Package**  
**8-Lead Plastic MSOP**

(Reference LTC DWG # 05-08-1660 Rev G)



NOTE:

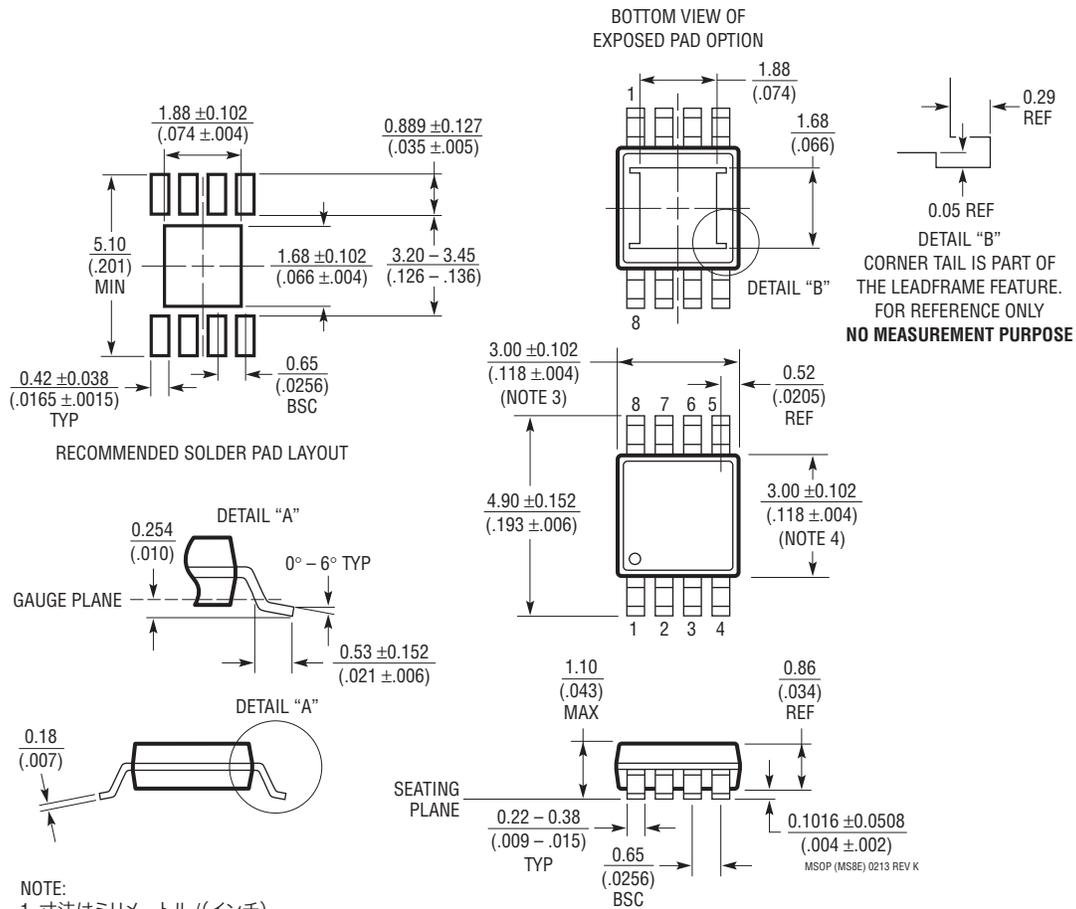
1. 寸法はミリメートル/(インチ)
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない  
モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで 0.152mm (0.006") を超えないこと
4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない  
リード間のバリまたは突出部は、各サイドで 0.152mm (0.006") を超えないこと
5. リードの平坦度(成形後のリードの底面)は最大 0.102mm (0.004") であること

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

## パッケージ

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

### MS8E Package 8-Lead Plastic MSOP, Exposed Die Pad (Reference LTC DWG # 05-08-1662 Rev K)



**NOTE:**

1. 寸法はミリメートル/(インチ)
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない  
モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで 0.152mm (0.006") を超えないこと
4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない  
リード間のバリまたは突出部は、各サイドで 0.152mm (0.006") を超えないこと
5. リードの平坦度 (成形後のリードの底面) は最大 0.102mm (0.004") であること
6. 露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない  
露出パッドのモールドのバリは各サイドで 0.254mm (0.010") を超えないこと

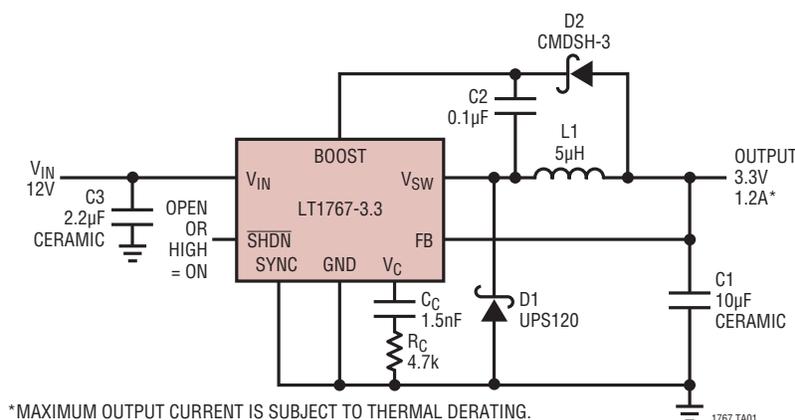
改訂履歴 (改訂履歴は Rev B から開始)

REV	日付	概要	ページ番号
B	11/14	図とグラフを明確化。	1
		「発注情報」を明確化。	2
		Note 1 を明確化。	3
		3.3V <sub>OUT</sub> のグラフの最大入力電圧を明確化。	5
		「入力電圧範囲」セクションを追加。	8
		図5を明確化。	12
		「周波数補償」の説明の明確化。	14
		「関連製品」セクションの明確化。	20

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

## 標準的応用例

12V入力、3.3V出力の降圧コンバータ



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1936	36V、1.5A、500kHz、降圧スイッチング・レギュレータ	最大効率90%、 $V_{IN} = 3.6V \sim 36V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 1.2V$ 、 $I_Q = 1.8mA$ 、 $I_{SC} < 1\mu A$ 、MSOP-8E
LT3505	36V、1.2A、3MHz、降圧スイッチング・レギュレータ	最大効率90%、 $V_{IN} = 3.6V \sim 36V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.78V$ 、 $I_Q = 2mA$ 、 $I_{SC} < 2\mu A$ 、3mm×3mm DFN-8、MSOP-8E
LTC3600	1本の抵抗で設定可能な15V、1.5A、4MHz、レール・トゥ・レール同期整流式降圧レギュレータ	最大効率95%、 $V_{IN} = 4V \sim 15V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0V$ 、 $I_Q = 700\mu A$ 、 $I_{SC} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-12、MSOP-12E
LTC3621/ LTC3621-2	17V、1.5A、1/2.25MHz、同期整流式降圧レギュレータ	最大効率95%、 $V_{IN} = 2.7V \sim 17V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $I_Q = 3.5\mu A$ 、 $I_{SC} < 1\mu A$ 、2mm×3mm DFN-6、MSOP-8E
LTC3624/ LTC3624-2	17V、2A、1/2.25MHz、同期整流式降圧レギュレータ	最大効率95%、 $V_{IN} = 2.7V \sim 17V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $I_Q = 3.5\mu A$ 、 $I_{SC} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-8
LTC3622/ LTC3622-2	17V、デュアル1A ( $I_{OUT}$ )、1/2.25MHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	最大効率95%、 $V_{IN} = 2.7V \sim 17V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $I_Q = 5\mu A$ 、 $I_{SC} < 1\mu A$ 、3mm×4mm DFN-14
LTC3646/ LTC3646-1	40V、1A ( $I_{OUT}$ )、4MHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	最大効率95%、 $V_{IN} = 4V \sim 40V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ 、 $I_Q = 140\mu A$ 、 $I_{SC} < 8\mu A$ 、3mm×4mm DFN-14、MSOP16E
LT3685	36V (60Vの過渡電圧)、2A ( $I_{OUT}$ )、2.44MHz、降圧DC/DCコンバータ	最大効率90%、 $V_{IN} = 3.6V \sim 36V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.79V$ 、 $I_Q = 0.9mA$ 、 $I_{SC} < 14\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10、MSOP-10E
LT3508	36V、デュアル1.4A、2.5MHz降圧レギュレータ	最大効率90%、 $V_{IN} = 3.7V \sim 36V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 2mA$ 、 $I_{SC} < 1\mu A$ 、4mm×4mm QFN-24、TSSOP-16E

1767fb