



高電圧1.5A、200kHz降圧 スイッチング・レギュレータ

2001年3月

特長

- 広い入力範囲：5.5V～60V
- 1.5Aピーク・スイッチ電流
- 小型16ピンSSOPパッケージ
- 200kHzの固定スイッチング周波数
- 飽和型スイッチ設計：0.2
- 全デューティ・サイクル範囲でピーク・スイッチ電流を維持
- 実効電源電流：2.5mA
- シャットダウン電流：25 μ A
- 1.2Vの帰還リファレンス電圧
- 同期が容易
- サイクル毎の電流制限

アプリケーション

- 高電圧機器、産業用機器および自動車用機器
- ポータブル・コンピュータ
- バッテリ駆動システム
- バッテリ・チャージャ
- 配電システム

概要

LT[®]1766は200kHzモノリシック降圧スイッチング・レギュレータで、60Vまでの入力電圧を許容します。必要な発振器、コントロール、およびロジック回路とともに、1.5A、0.2 の高効率スイッチをダイに内蔵しています。高速過渡応答および優れたループ安定性を実現するため、トポロジーは電流モードです。

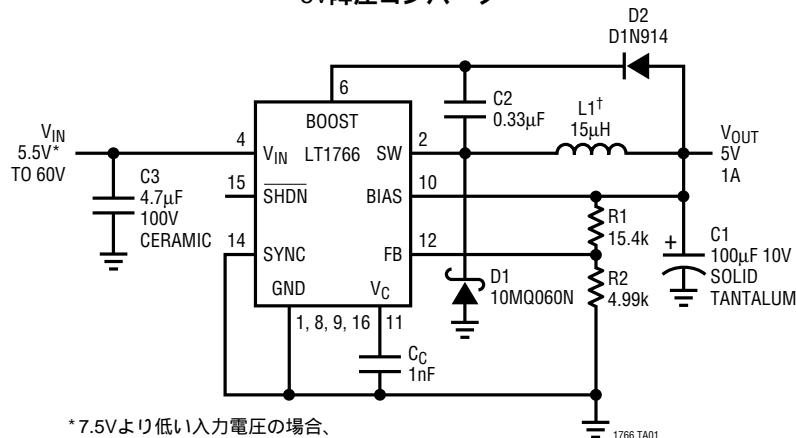
特殊な設計技法および新しい高電圧プロセスにより、広い入力範囲にわたって高効率が実現されています。出力を使って回路をバイアスし、電源ブースト・コンデンサを使って電源スイッチを飽和させることにより、効率は広い出力電流範囲にわたって維持されます。特許を取得した回路が、全デューティ・サイクル範囲にわたってピーク・スイッチ電流を維持します。シャットダウン・ピンが電源電流を25 μ Aまで下げ、ロジック・レベルの外部入力を使って、SYNCピンを228kHz～700kHzで同期させることができます。

LT1766はヒューズド・リード16ピンSSOPパッケージで供給されます。

LT、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。

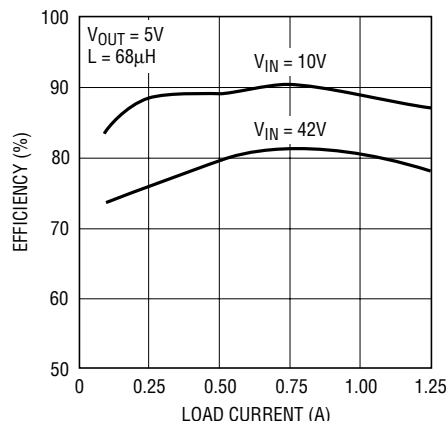
標準的応用例

5V降圧コンバータ



*7.5Vより低い入力電圧の場合、制限が加えられることがある
†0.6Aを超える負荷電流の場合はL1を30 μ Hへ上げ、1Aを超える場合は60 μ Hへ上げる

効率と負荷電流



1766 TA02

LT1766

絶対最大定格 (Note 1)

入力電圧 (V_{IN})	60V
SWピンBOOSTピン間電圧	35V
BOOSTピン電圧	68V
SYNC電圧	7V
SHDN電圧	6V
BIASピン電圧	48V
FBピン電圧/電流	3.5V/2mA
動作接合部温度範囲	
LT1766EGN (Note 8)	- 40 ~ 125
LT1766IGN (Note 8)	- 40 ~ 125
保存温度範囲	- 65 ~ 150
リード温度(半田、10秒).....	300

パッケージ/発注情報

<p>GN PACKAGE 16-LEAD PLASTIC SSOP $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 95^{\circ}C/W$</p>	ORDER PART NUMBER
	LT1766EGN LT1766IGN
	GN PART MARKING
	1766 1766I

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 $T_J = 25$ での値。
注記がない限り、 $V_{IN} = 15V$ 、 $V_C = 1.5V$ 、 $SHDN = 1V$ 、Boost o/c、SW o/c。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Reference Voltage (V_{REF})	$5.5V \leq V_{IN} \leq 60V$	1.204	1.219	1.234	V
	$V_{OL} + 0.2 \leq V_C \leq V_{OH} - 0.2$	1.189		1.249	V
FB Input Bias Current			0.5	1.5	μA
Error Amp Voltage Gain	(Note 2)	200	400		V/V
Error Amp g_m	$dI(V_C) = \pm 10\mu A$	1500	2000	3000	μMho
		1000		3200	μMho
V_C to Switch g_m			1.7		A/V
EA Source Current	FB = 1V	125	225	400	μA
EA Sink Current	FB = 1.4V	100	225	450	μA
V_C Switching Threshold	Duty Cycle = 0		0.9		V
V_C High Clamp	SHDN = 1V		2.1		V
Switch Current Limit	V_C Open, Boost = $V_{IN} + 5V$, FB = 1V	1.5	2	3	A
Switch On Resistance	$I_{SW} = 1.5A$, Boost = $V_{IN} + 5V$ (Note 7)		0.2	0.3	Ω
				0.4	Ω
Maximum Switch Duty Cycle	FB = 1V	93	96		%
		90			%
Switch Frequency	V_C Set to Give DC = 50%	184	200	216	kHz
		172	200	228	kHz
f_{SW} Line Regulation	$5.5V \leq V_{IN} \leq 60V$		0.05	0.15	%/V
f_{SW} Shifting Threshold	Df = 10kHz		0.8		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 $T_J = 25$ での値。
 注記がない限り、 $V_{IN} = 15V$ 、 $V_C = 1.5V$ 、 $SHDN = 1V$ 、Boost o/c、SW o/c。

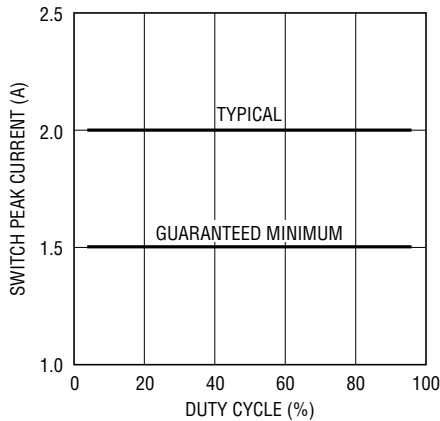
PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum Input Voltage	(Note 3)	●	4.6	5.5		V
Minimum Boost Voltage	(Note 4) $I_{SW} \leq 1.5A$	●	1.8	3		V
Boost Current (Note 5)	Boost = $V_{IN} + 5V$, $I_{SW} = 0.5A$	●		12	25	mA
	Boost = $V_{IN} + 5V$, $I_{SW} = 1.5A$	●		45	70	mA
Input Supply Current (I_{VIN})	(Note 6) $V_{BIAS} = 5V$			1.4	2.2	mA
Bias Supply Current (I_{BIAS})	(Note 6) $V_{BIAS} = 5V$			2.9	4.2	mA
Shutdown Supply Current	$SHDN = 0V$, $V_{IN} \leq 60V$, $SW = 0V$, V_C Open	●		25	75 200	μA μA
Lockout Threshold	V_C Open	●	2.3	2.38	2.46	V
Shutdown Thresholds (LT1766 Only)	V_C Open, Shutting Down	●	0.15	0.37	0.6	V
	V_C Open, Starting Up	●	0.25	0.45	0.6	V
Minimum SYNC Amplitude		●		1.5	2.2	V
SYNC Frequency Range			228		700	kHz
SYNC Input Resistance				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に影響を及ぼす値。
 Note 2: 下方クランプ・レベルより200mV高い電圧から、上方クランプ・レベルより200mV低い電圧に等しい V_C スイングで利得は測定される。
 Note 3: 最小入力電圧は直接測定されないが、他のテストによって保証される。内部バイアス・ラインがまだ安定化されており、したがって基準電圧と発振器が一定に保たれているときの電圧として定飲されている。安定化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依存する。アプリケーション情報を参照。
 Note 4: これは、内部パワー・スイッチが完全に飽和するのを保証するのに必要なブースト・コンデンサの両端の最小電圧である。
 Note 5: ブースト電流は、BOOSTピンを入力電圧より5V高く保った状態で、このピンへ流れ込む電流である。この電流はスイッチ・オン時間の間だけ流れる。
 Note 6: 入力電源電流は、スイッチングがディスエーブルされた状態でBIASピンを5Vに保ったとき、入力ピンに流れる静止電流である。バイアス電源電流

は、BIASピンを5Vに保ったときBIASピンに流れる電流である。入力を基準にした全電源電流は、入力電源電流(I_{VIN})にバイアス電源電流(I_{BIAS})の一部を加算して計算する。
 $I_{TOTAL} = I_{VIN} + (I_{BIAS})(V_{OUT}/V_{IN})$
 $V_{IN} = 15V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $I_{VIN} = 1.4mA$ 、 $I_{BIAS} = 2.9mA$ のとき、 $I_{TOTAL} = 2.4mA$ となる。
 Note 7: スイッチ・オン抵抗は、 V_{IN} とSWの間の電圧を強制電流(1.5A)で割って計算する。他の電流でのスイッチ電圧のグラフについては、標準性能特性を参照。
 Note 8: LT1766EGNは、0 ~ 125 の接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。-40 ~ 125 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。LT1766IGNは、-40 ~ 125 の全動作接合部温度範囲で保証され、テストされている。

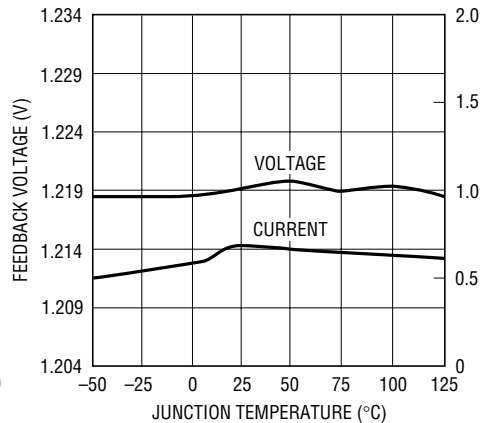
標準性能特性

スイッチのピーク電流リミット



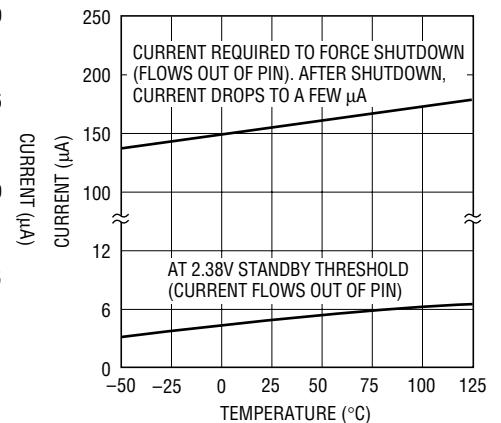
1766 G01

FBピンの電圧と電流



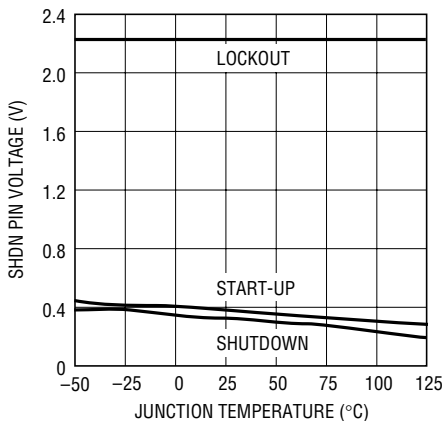
1766 G02

SHDNピンのバイアス電流



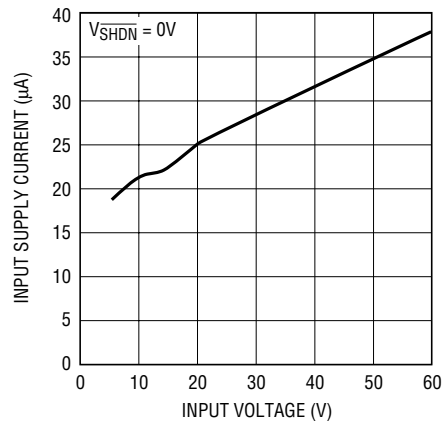
1766 G03

ロックアウト・スレッシュホールドとシャットダウン・スレッシュホールド



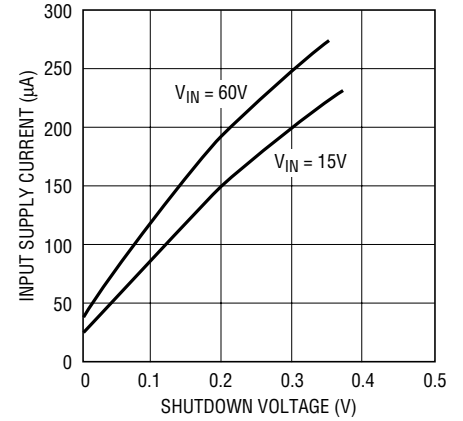
1766 G04

シャットダウン電源電流



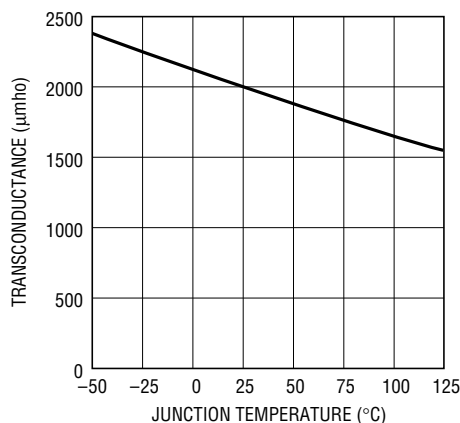
1766 G05

シャットダウン電源電流



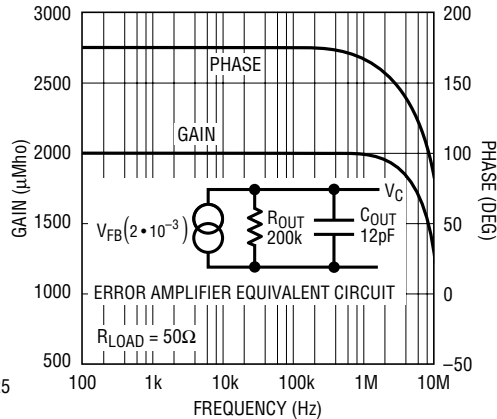
1766 G06

誤差アンプの相互コンダクタンス



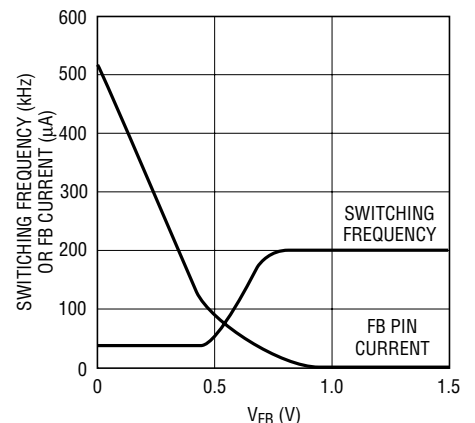
1766 G07

誤差アンプの相互コンダクタンス



1766 G08

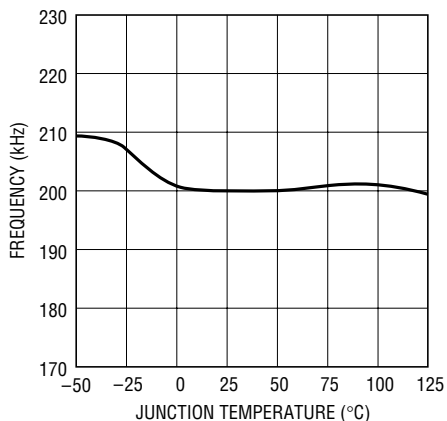
周波数フォールドバック



1766 G09

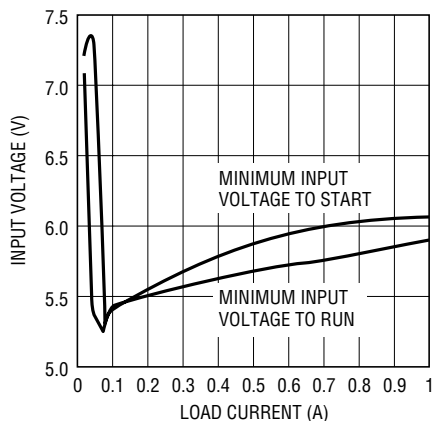
標準性能特性

スイッチング周波数



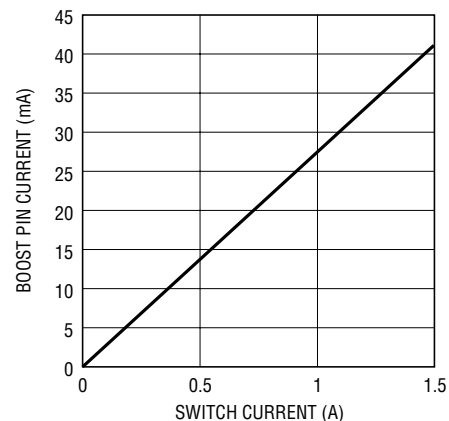
1766 G10

5V出力での最小入力電圧



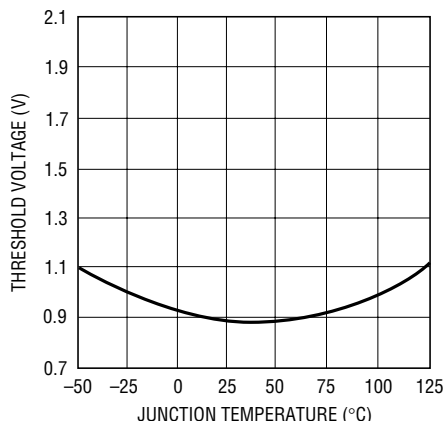
1766 G11

BOOSTピン電流



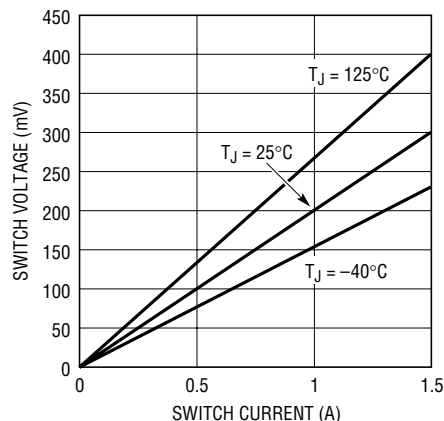
1766 G12

V_Cピン・シャットダウン・スレッシュホールド



1766 G13

スイッチ電圧降下



1766 G14

ピン機能

GND(ピン1, 8, 9, 16): GNDピン接続は出力制御の基準点として機能するので、負荷の「グランド」端がICのGNDピンと同じ電位でないと、ロード・レギュレーションが悪影響を受けます。この状態は、負荷電流あるいは他の電流がGNDピンと負荷グランド間のメタル・パスを流れるとき生じます。GNDピンと負荷グランド間のパスを短くし、可能ならばグランド・プレーンを使用します。GNDピンはヒートシンクとしても機能するので、熱抵抗を下げるため、広い銅プレーンへ半田付けします。

SW(ピン2): このスイッチ・ピンは内蔵パワーNPNスイッチのエミッタです。このピンはスイッチ・オン時間の間入力ピンの電圧までドライブされます。インタ

フェース電流はスイッチ・オフ時間の間このスイッチ・ピンを負にドライブします。負電圧は外部キャッチ・ダイオードによってクランプされます。最大許容負スイッチ電圧は - 0.8Vです。

NQ(ピン3, 5, 7, 13): 接続なし。NC

V_{IN}(ピン4): これは内蔵パワーNPNスイッチのコレクタです。BIASピンに電圧が加わっていないとき、V_{IN}から内部制御回路へ電力が供給されます。スイッチがオン・オフする間、高速のdi/dtエッジが発生します。V_{IN}ピンから入力バイパス・コンデンサを通り、キャッチ・ダイオードを通して再度SWへ至るパスを短く保ちます。

ピン機能

スイッチ・オフ時に電圧スパイクを生じ、内部NPNの両端の V_{CE} 電圧を増加させます。

BOOST(ピン6): このBOOSTピンを使って、入力電圧よりも高いドライブ電圧を内部バイポーラNPNパワー・スイッチへ与えます。この追加電圧がないと、標準的なスイッチ電圧損失は約1.5Vになります。追加のBOOST電圧によってスイッチは飽和することができ、電圧損失は0.2 のFET構造の場合とほぼ同じになりますが、はるかに小さなダイ面積ですみます。

BIAS(ピン10): 高入力電圧および軽負荷電流で動作しているときの効率を改善するためにBIASピンは使われます。このピンを安定化された出力電圧へ接続すると、大部分の内部回路には入力電源からではなく出力電圧から動作電流が供給されます。このアーキテクチャにより、入力電圧が出力電圧よりもはるかに高いとき、とくに効率が向上します。このモードの動作のための最小出力電圧設定は3.3Vです。

V_C (ピン11): V_C ピンは誤差アンプの出力で、ピーク・スイッチ電流コンパレータの入力です。これは周波数補償に普通使われますが、電流をクランプしたり、制御ループを無効にするのにも使うことができます。 V_C は軽負荷では約0.9Vで、最大負荷では2.1Vです。これをグランドへドライブして、レギュレータをシャットオフすることができますが、“H”へドライブする場合は電流を4mAへ制限しなければなりません。

FB(ピン12): 外部電圧分割器を使って出力電圧を設定するのにこのフィードバック・ピンを使います。この電圧分割器は所望の出力電圧設定のためにこのピンに1.22Vを発生します。FBピンにより、3つの追加機能が実現されます。このピンの電圧が0.6Vより低くなると、スイッチ電流制限が下がり、外部SYNC機能がディスエーブルされます。0.8Vより下では、スイッチング周波数も低下します。詳細については、アプリケーション情報のピン機能を参照してください。

SYNC(ピン14): 内部発振器を外部信号へ同期させるのにSYNCピンを使います。ロジック・レベルに直接適合しており、10%~90%のデューティ・サイクルのどんな信号からでもドライブできます。同期範囲は初期動作周波数から700kHzまでです。詳細についてはアプリケーション情報の同期の箇所を参照してください。

SHDN(ピン15): レギュレータをターンオフし、入力ドレイン電流を数マイクロアンペアへ減らすのにSHDNピンを使います。このピンには2つのスレッシュホールドがあります。1つはスイッチングをディスエーブルするための2.38Vで、もう1つは完全なマイクロパワー・シャットダウンを強制するための0.4Vです。2.38Vのスレッシュホールドは正確な低電圧ロックアウト(UVLO)として機能します。これは入力電圧が予め決められたレベルに達するまで、レギュレータが電力を供給しないようにするのに使われることがあります。

ブロック図

LT1766は固定周波数、電流モード降圧コンバータです。これは、内部クロックおよび、パワー・スイッチのデューティ・サイクルを制御する2つのフィードバック・ループを備えていることを意味します。通常の誤差アンプに加えて、サイクル毎にスイッチ電流をモニターする電流センス・アンプを備えています。スイッチ・サイクルは、 R_S フリップ・フロップをセットしてスイッチをターンオンする発振器パルスで開始されます。スイッチ電流がコンパレータの反転入力によって設定されるレベルに達すると、フリップ・フロップはリセットされ、スイッチがターンオフします。誤差アンプの出力を使ってスイッチ電流のトリップ・ポイントを設定することにより、出力電圧を制御します。このテクニックは、誤差アンプが電圧ではなくて、出力へ供給される電流を支配することを意味します。電圧帰還型システムでは、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が小さく、そこを超すと突然180°のシフトが起きます。電流帰還型システムでは、はるかに低い周波数で90°の位相シフトが起きますが、LC共振周波数をはるかに超えるまでは追加の90°シフトは起きません。このため、帰還ループの周波数補償ははるかに容易となり、過渡応答もはるかに速くなります。

LT1766の大部分の回路は内部の2.9Vバイアス電源で動作します。このバイアス・レギュレータは通常レギュレータ入力ピンから電力供給を受けませんが、3Vを超す外部電圧へBIASピンが接続されると、バイアス電力は外部ソース(普通は安定化された出力電圧)から電力供給を受けます。これにより、BIASピン電圧がレギュレータ入力電圧より低いと、効率が改善されます。

アプリケーション情報

FBピンが0.8Vより低くなると、Q1が電流を流し始め、約1.4kHz/μAの率で周波数を下げます。適当な周波数フォールドバックを(最悪短絡条件で)実現するため、外部分割器のテブナン抵抗は、FBピンが0.44Vのときこのピンから115μA引き出すのに十分なだけ小さくしなければなりません($R_{DIV} \leq 3.8k$)。結局、周波数と電流制限の減少は出力電圧分割器のインピーダンスによって影響されます。分割器のインピーダンスは決定的に重要ではないとはいえ、抵抗を推奨値よりも大きくして、高い入力電圧で短絡状態が生じる場合は注意が必要です。高周波ピックアップが増加し、周波数と電流のフォールドバックによって与えられる保護機能が低下します。

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に電流を流します。これらのパルスの立上り時間と立下り時間は非常に高速です。このため、LT1766の入力に生じるリップル電圧を減少させスイッチング電流を狭いローカル・ループへ強制してEMIを最小限に押さえるために、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。

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

セラミック・コンデンサは入力バイパス用に理想的です。200kHzのスイッチング周波数では、入力コンデンサのエネルギー蓄積条件は、4.7μF ~ 20μFの範囲の値がほとんどのアプリケーションに適していることを示しています。LT1766の出力が要求する最小入力に近いところで動作する必要がある場合、大きな値が必要かもしれません。これは、過度のリップルのために入力が最小動作電圧より低くなり、動作が不安定になるのを防ぐためです。

どのようにLT1766回路に電源が投入されるかにしたがって、入力電圧の過渡状態をチェックする必要があるかもしれません。

入力過渡電圧は入力電圧ステップによって、あるいはACアダプタのような既に電源の入っているソースへLT1766コンバータを接続することによって生じることがあります。入力電圧を急に印加すると、入力リードに大きなサージ電流が流れ、リードの寄生インダクタンスにエネルギーを蓄積します。このエネルギーにより、入力電圧が入力電源のDCレベルを超えてスイングし、入力コンデンサとLT1766の最大電圧定格を超えるおそれがあります。

入力過渡電圧を押さえる簡単な方法として、小さなアルミ電解コンデンサを低ESR入力コンデンサと並列に追加します。選択されたコンデンサのESRは、入力リードのインダクタンスと入力コンデンサの形成する共振回路をクリティカルに減衰するのに適当な大きさでなければなりません。ESRの標準値は0.5 ~ 2 の範囲となり、容量は5μF ~ 50μFの範囲となります。

タンタル・コンデンサを使う場合、ESRを小さくし、リップル電流定格とサージ定格に適合するために22μF ~ 470μFの範囲の値が一般に必要です。リップル定格とサージ定格を超えないように注意が必要です。AVX TPSシリーズおよびKemet T495シリーズはサージ定格が規定されています。AVXは、高サージのアプリケーションでは2:1の割合でコンデンサの動作電圧を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

出力コンデンサは一般に等価直列抵抗(ESR)によって選択されます。これによって出力リップル電圧が決まるからです。低いESRを得るには体積が必要なので、物理的に小さなコンデンサのESRは高くなります。LT1766の標準的アプリケーションでは、ESRの範囲は0.05 ~ 0.2 です。標準的出力コンデンサは、0.1 以下のESRが保証されているAVX type TPS(10Vで100μF)です。これは“D”サイズの表面実装型固体タンタル・コンデンサです。TPSコンデンサは低ESR用に特に製造され、テストされているので、一定の体積では最低のESRを与えます。マイクロファラッド表示のこの値そのものは特に重要というわけではなく、22μFから500μFを超す値まで問題なく動作しますが、ESRの自然法則を欺くことはできません。小さな22μF固体タンタル・コンデンサを見つけても、そのESRは高く、出力リップル電圧はひどいことになるでしょう。代表的な表面実装型固体タンタル・コンデンサを表2に示します。

表2. 表面実装型固体タンタル・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 to 0.3	0.7 to 1.1
AVX TAJ	0.7 to 0.9	0.4
Dケース・サイズ		
AVX TPS, Sprague 593D	0.1 to 0.3	0.7 to 1.1
Cケース・サイズ		
AVX TPS	0.2 (typ)	0.5 (typ)

アプリケーション情報

固体タンタル・コンデンサは高いサージ電流が流れると故障しやすいと多くのエンジニアが聞かされてきました。これは歴史的には正しく、TPSタイプのコンデンサはサージ耐久性に関して特にテストされていますが、出力コンデンサに関しては、サージ耐久性は決定的に重要な問題ではありません。固体タンタル・コンデンサは非常に高いターンオン・サージでは故障しますが、このサージはレギュレータの出力では生じません。レギュレータの出力が完全に短絡されたときのような高放電サージではコンデンサは損傷を受けません。

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十分低いので、リップル電流定格は問題になりません。電流波形は標準200mA_{RMS}の三角波です。これを計算する式は次のとおりです。

出力コンデンサのリップル電流 (RMS) :

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

セラミック・コンデンサ

高容量の低価格セラミック・コンデンサが今では入手できるようになりました。これらは高周波動作が優れており、小型で、ESR(等価直列抵抗)が非常に低いので一般に選択されます。低いESRにより出力リップル電圧が下がりますが、他方、ループ周波数応答で役立つゼロ(これはタンタル・コンデンサでは共通に見られます)を取り除いてしまいます。これを補償するため、V_C補償用コンデンサC_Cに直列に抵抗R_Cを接続することができます。ただし、この抵抗は誤差アンプの高周波利得(スイッチング周波数での利得を含む)を設定するので注意が必要です。誤差アンプの利得がスイッチング周波数で十分高ければ、出力リップル電圧は(セラミック出力コンデンサの場合小さいとはいえ)依然レギュレータの適切な動作に影響を与えることがあります。V_Cピンに生じる可能性のあるリップルを制御するため、R_C/C_Cネットワークに並列にフィルタ・コンデンサC_Fを置くことを推奨します。LT1766は、22μFのセラミック出力コンデンサおよび、C_C = 10nF、R_C = 2.2kおよびC_F = 1nFのV_Cコンポーネント値を使って安定化することができます。

出力リップル電圧

LT1766の標準的出力リップル電圧波を図3に示します。リップル電圧は出力コンデンサの高周波インピーダ

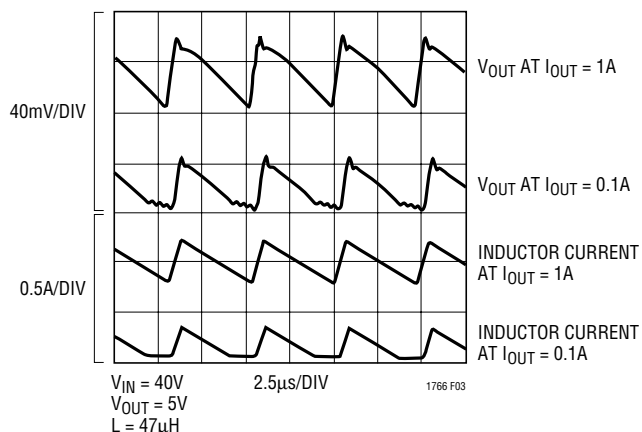


図3 . LT1766のリップル電圧波形

ンスとインダクタを流れるリップル電流によって決まります。インダクタを通り出力コンデンサへ流れ込むピーク・ツー・ピーク・リップル電流は次式で表されます。

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

高周波スイッチャの場合、リップル電流のスルーレートの和も関係しており、次式で計算することができます。

$$\Sigma \frac{dl}{dt} = \frac{V_{\text{IN}}}{L}$$

ピーク・ツー・ピーク出力リップル電圧は、ピーク・ツー・ピーク・リップル電流にESRを乗じて生じる三角波と、寄生インダクタンス(ESL)とリップル電流のスルーレートによって生じる方形波との和です。容量性リアクタンスはESRあるいはESLに比べて小さいものと仮定しています。

$$V_{\text{RIPPLE}} = (I_{\text{P-P}})(\text{ESR}) + (\text{ESL})\Sigma \frac{dl}{dt}$$

例 : V_{IN}=40V、V_{OUT}=5V、L= 47μH、ESR=0.1、ESL = 10nHの場合 :

$$I_{\text{P-P}} = \frac{(5)(40 - 5)}{(40)(47 \cdot 10^{-6})(200 \cdot 10^3)} = 0.465\text{A}$$

$$\Sigma \frac{dl}{dt} = \frac{40}{47 \cdot 10^{-6}} = 10^6 \cdot 0.85$$

$$V_{\text{RIPPLE}} = (0.465\text{A})(0.1) + (10 \cdot 10^{-9})(10^6)(0.85) = 0.0465 + 0.0085 = 55\text{mV}_{\text{P-P}}$$

アプリケーション情報

インダクタの選択

大部分のアプリケーションでは、出力インダクタは15μH～100μHの範囲に収まります。インダクタの物理的サイズを小さくするため、小さな値を選びます。大きな値はLT1766スイッチを流れるピーク電流(1.5Aに制限されています)を減らすので、出力電流を増やすことができます。大きな値は出力リップル電圧も減らし、コア損失を減らします。標準性能特性セクションのグラフは、インダクタのサイズと入力電圧に対する最大出力負荷電流を示しています。

インダクタを選択するときは、最大負荷電流、コア損失と銅損失、部品の許容できる高さ、出力電圧リップル、EMI、インダクタのフォールト電流、飽和、さらに当然コストについて考慮する必要があります。これらの複雑で相反する要求条件を調整する方法として以下の手順を推奨します。

1. 高負荷に対して小さなインダクタを選択すると、不連続モードの動作になることがありますが、LT1766はどちらのモードでも問題なく動作するように設計されています。

平均インダクタ電流は負荷電流に等しいと仮定して、連続フォールト状態に耐える必要があるかどうか決定してください。たとえば、最大負荷電流が0.5Aならば、0.5Aのインダクタは連続2Aの負荷状態には耐えられないかもしれません。LT1766にはフォールドバック電流制限が備わっているので、実際には完全な短絡状態はインダクタに対してもっと穏やかです。

2. 全負荷電流でのピーク・インダクタ電流を計算して、インダクタが飽和しないようにします。特に小さいインダクタで負荷が軽い場合、ピーク電流は出力電流よりもかなり高くなることがあるので、このステップを省かないでください。鉄粉コアはゆるやかに飽和するのでゆとりがありますが、フェライト・コアは急速に飽和します。他のコア材はこれらの中間に位置します。次の式では連続モード動作を仮定していますが、不連続モードの上側での誤差は僅少なので、すべての条件でこの式を使うことができます。

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

V_{IN} = 最大入力電圧

f = スイッチング周波数, 200kHz

表3

ベンダー/ PART NO.	値 (μH)	I _{RMS} (A)	DCR (Ω)	高さ (mm)
Coiltronics				
CTX15-1P	15	1.4	0.087	4.2
CTX15-1	15	1.1	0.08	4.2
CTX33-2P	33	1.3	0.126	6
CTX33-2	33	1.4	0.106	6
UP2-330	33	2.4	0.099	5.9
UP2-470	47	1.9	0.146	5.9
UP2-680	68	1.7	0.19	5.9
UP2-101	100	1.4	0.277	5.9
スミダ機械				
CDRH6D28-150M	15	1.4	0.076	3
CDRH6D38-150M	15	1.6	0.062	4
CDRH6D28-330M	33	0.97	0.122	3
CDRH104R-330M	33	2.1	0.069	3.8
CDRH125-330M	33	2.1	0.044	6
CDRH104R-470M	47	2.1	0.095	3.8
CDRH125-470M	47	1.8	0.058	6
CDRH6D38-680M	68	0.75	0.173	4
CDRH104R-680M	68	1.5	0.158	3.8
CDRH125-680M	68	1.5	0.093	6
CDRH104R-101M	100	1.35	0.225	3.8
CDRH125-101M	100	1.3	0.120	6
Coilcraft				
DT3316P-153	15	1.8	0.06	5
DT3316P-333	33	1.3	0.09	5
DT3316P-473	47	1	0.11	5

3. ロッドやバレルのような(磁界放射が高い)「オープン」なコア形状を設計が許容できるかどうか、それともEMIの問題を防ぐためにトロイドのような密閉コアを必要とするか決定します。ロッドやバレルは非常に安価で小型ですが、磁気放射がいつ問題になるかを計算するのに役立つガイドラインが無いため、この決定は困難です。

4. 最初の選択をおこなったら、出力電圧リップル、セカンドソースなどの二次的事項について検討します。最終的な選択に迷う場合、弊社の応用技術部へご相談ください。弊社の専門スタッフは多種のインダクタに精通しており、ロープロフィール、表面実装などの最新動向についてご紹介できます。

アプリケーション情報

最大出力負荷電流

降圧コンバータの最大負荷電流は最大スイッチ電流定格 (I_P) によって制限されます。LT1766の電流定格は1.5Aです。ほとんどの電流モード・コンバータとは異なり、LT1766の最大スイッチ電流制限は高デューティ・サイクルで低下しません。ほとんどの電流モード・コンバータでは、50%を超すデューティ・サイクルではピーク・スイッチ電流が低下します。これは電流モード・コンバータの低調波発振を防ぐために必要なスロープ補償の影響です。(詳細な分析についてはアプリケーションノート19を参照してください。)

LT1766は、スロープ補償が提供する周波数補償に影響を与えることなく、ピーク・スイッチ電流に対するスロープ補償の影響をキャンセルする回路(特許取得)を使って全デューティ・サイクル範囲にわたってピーク・スイッチ電流制限を維持することができます。

インダクタが無限に大きければ最大負荷電流は最大スイッチ電流に等しくなるでしょうが、有限のインダクタ・サイズでは、最大負荷電流はピーク・ツー・ピーク・インダクタ電流の半分だけ小さくなります。次式では連続モード動作を仮定しており、右側の項は当然 I_P の半分より小さいことを意味しています。

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

$V_{OUT} = 5V$ 、 $V_{IN} = 8V$ 、 $L = 20\mu H$ の場合は次のようになります。

$$I_{OUT(MAX)} = 1.5 - \frac{(5)(8-5)}{2(20 \cdot 10^{-6})(200 \cdot 10^3)(8)}$$

$$= 1.5 - 0.24 = 1.26A$$

高い入力電圧ではインダクタのリプル電流が増加するため、利用できる負荷電流は少なくなることにご注意してください。 $V_{IN} = 15V$ ではデューティ・サイクルは33%で、他の条件が同じ場合、次のようになります。

$$I_{OUT(MAX)} = 1.5 - \frac{(5)(15-5)}{2(20 \cdot 10^{-6})(200 \cdot 10^3)(15)}$$

$$= 1.5 - 0.42 = 1.08A$$

与えられた一組の条件での実際のピーク・スイッチ電流を計算するには次式を使います。

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

不連続動作を使える軽負荷の場合、最大負荷電流は次に等しくなります。

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

短絡に対する配慮

LT1766は電流モードのコントローラです。サイクル毎に、ピーク電流に達すると出力スイッチをターンオフする電流コンパレータへの入力として、 V_C ノードの電圧を使います。したがって、 V_C ノードの内部クランプ(公称2V)が出力スイッチのピーク電流制限として機能します。この動作がスイッチ電流制限の仕様になります。こうして、利用可能な最大出力電力はスイッチ電流制限によって決まります。

短絡状態で制御可能性の問題が生じることがあります。電源出力が短絡すると、帰還アンプが制御電圧 V_C をそのピーク電流制限値まで上昇させて低出力電圧に応答します。理想的には、出力スイッチがターンオンし、その後その電流が V_C で示される値を超えるとターンオフします。ただし、電流コンパレータにも、出力スイッチのターンオフにも有限の応答時間がかかります。その結果、最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ が必要となります。したがって、ダイオードの順方向電圧プラス $I \cdot R$ 電圧降下 ($V_F + I \cdot R$) に対する V_{IN} の比率が大きいと、制御が失われる可能性があります。制御を維持するのに必要な条件を数式で表すと次のようになります。

$$f \cdot t_{ON} \leq \frac{V_F + I \cdot R}{V_{IN}}$$

ここで、

f = スイッチング周波数

t_{ON} = スイッチ・オン時間

V_F = ダイオードの順方向電圧

V_{IN} = 入力電圧

$I \cdot R$ = インダクタの $I \cdot R$ の電圧降下

アプリケーション情報

この条件が守られないと、電流は I_{PK} で制限されず、サイクル毎にもっと高い値へ次第に上がっていきます。LT1766の公称周波数200kHz、40Vの V_{IN} 、さらに、たとえば0.7Vの $(V_F + I \cdot R)$ を使うと、制御を維持するための最大 t_{ON} は約90nsとなり、受け入れられないほど短い時間になるでしょう。

このジレンマに対する解決策は、FBピンの電圧が異常に低くなり、ある種の短絡状態を示したら、発振器を減速することです。FB電圧が正常値の約2/3まで下がるまでは発振器周波数は影響されません。この点より低くなると、発振器周波数はほぼ直線的に約40kHzの限界まで低下します。短絡状態でのこの発振器周波数により、有効最小オン時間で制御を維持することができます。

$[V_{IN} / (V_{OUT} + V_F)]$ の比 > 10の場合、ソフトスタート回路を使って、起動時あるいは出力の短絡からの回復期に出力コンデンサの充電速度を制御し、それによってピーク・インダクタ電流に対する制御を追加することを推奨します。このデータシートの後の方にある「可変ソフトスタート機能付き降圧コンバータ」の箇所を参照してください。

キャッチ・ダイオード

高効率動作にはショットキ・ダイオードが必要です。このダイオードの順方向電圧降下は小さいのでDCスイッチング損失は小さく、逆回復時間は大きくないのでAC動作は害を与えません。ショットキ・ダイオードは一般に逆電圧定格が60V、あるいは100Vのものまで入手でき、価格的にも他のタイプと競合できます。

いわゆる「超高速」リカバリ・ダイオードの使用は一般に推奨しません。連続モードで動作しているとき、「超高速」ダイオードが示す逆回復時間はゴムばちんこ式の影響を生じます。内部パワー・スイッチはダイオードを回復させようと試みて V_{IN} 電流を増加させながらダイオードへ注入します。ダイオードがついにターンオフすると、数十ナノ秒後、 V_{SW} ノード電圧は極端に高い dV/dt で（おそらく5V/ns、それどころか10V/nsで！）上昇していきます。実際のリード・インダクタンスでは、 V_{SW} ノードは簡単に V_{IN} レールをオーバーシュートすることがあります。この結果、RFIの問題が生じ、オーバーシュートが大きいと、IC自体を損傷することがあります。

キャッチ・ダイオード(D1)には、International Rectifierの10MQ060Nショットキ・ダイオードを推奨します。これは1.5Aの平均順方向電流および60Vの逆電圧で定格が規定されています。1.5Aで標準順方向電圧は0.63Vです。ダイオードはスイッチ・オフ時間の間だけ電流を流します。ピーク逆電圧はレギュレータの入力電圧に等しくなります。通常動作時の平均順方向電流は次式で計算することができます。

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

この式からは、1.5Aの最大負荷電流では1.5Aを越す値は出てきません。大きなダイオードを考慮する唯一の理由は、高入力電圧で出力が短絡状態になる最悪条件です。短絡状態では、ダイオード電流はピーク・スイッチ電流制限で決まる2Aの標準値まで増加します。これは短時間は問題ありませんが、このような状態での連続動作を許容しなければならない場合は、ダイオードの製造元へ問い合わせる方が賢明でしょう。

BOOSTピン

ほとんどのアプリケーションでは、ブースト用部品は0.33 μ Fのコンデンサと1N914ダイオードです。アノードは通常安定化出力電圧へ接続され、出力段をドライブするために、 V_{IN} より約 V_{OUT} 高い電圧を発生します。ただし、スイッチのオン時間の間、出力段はブースト・コンデンサを放電します。スイッチを完全に飽和させるため、出力ドライバはこの期間を通じて少なくとも3Vのゆとりを必要とします。出力電圧が3.3Vより低い場合、代わりにブースト電源を使うことを推奨します。ブースト・ダイオードは入力へ接続することもできますが、 V_{IN} の2倍のブースト電圧がBOOSTピンの絶対最大定格を超えないように注意する必要があります。さらに、スイッチ・ドライバの両端の追加電圧は電力損失を増加させ、効率を下げます。独立した電源が利用できれば、それをローカルなバイパス・コンデンサとともに使うことができます。

ほとんどのアプリケーションでは、0.33 μ Fのブースト・コンデンサを推奨します。ほとんどのタイプの薄膜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、スイッチのオフ時間の間に完全に再充電でき

アプリケーション情報

るようにESRは<1 である必要がありますコンデンサの値は、4700nsのオン時間、42mAのブースト電流、および0.7Vの放電リップルという最悪条件から得られます。厳しくない条件ではブースト・コンデンサの値を下げる事ができるでしょうが、回路動作や効率は改善されません。低入力電圧で低負荷の条件では、コンデンサの値を大きくすると放電リップルが下がり、起動動作が改善されます。

シャットダウン機能と低電圧ロックアウト

低電圧ロックアウト(UVLO)をLT1766へ追加する方法を図4に示します。UVLOは、入力電源が電流制限されているか、あるいは入力電源のソース抵抗が比較的高い状況で通常使用されます。スイッチング・レギュレータはソースから一定の電力を引き出すので、ソース電圧が低下するにつれ、ソース電流が増加します。この現象はソースからは負の抵抗負荷のように見えるため、低いソース電圧状態では、ソースが電流制限したり、あるいは低電圧にラッチすることがあります。これらの問題が発生するおそれのある状況では、UVLOはレギュレータがソース電圧で動作しないようにします。

ロックアウトのスレッシュホールド電圧は約2.38Vです。このスレッシュホールドで、5.5μAのバイアス電流がこのピンから流れ出します。このピンが開放状態だと、内部で発生する電流は、シャットダウン・ピンをデフォルトの“H”状態へ強制するのに使われます。低シャットダウン電流が問題ではないとき、この電流に起因する誤差は、R_{LO}を10k以下にすることによって小さくすることができます。シャットダウン電流が問題ならば、R_{LO}を100kへ上げることができますが、初期バイアス電流に起因す

る誤差と温度による変化を考慮に入れる必要があります。

$$R_{LO} = 10k \text{ to } 100k \text{ (25k suggested)}$$

$$R_{HI} = \frac{R_{LO}(V_{IN} - 2.38V)}{2.38V - R_{LO}(5.5\mu A)}$$

$$V_{IN} = \text{最小入力電圧}$$

抵抗からシャットダウン・ピンへの接続は短くし、スイッチング・ノードのプレーン間容量あるいは表面容量を小さくします。高い抵抗値が使われる場合、シャットダウン・ピンを1000pFのコンデンサでバイパスして、スイッチ・ノードからのカップリングの問題を防ぎます。低電圧ロックアウト・ポイントでヒステリシスが望まれる場合、出力ノードへ抵抗R_{FB}を追加することができます。抵抗値は次式で計算できます。

$$R_{HI} = \frac{R_{LO}[V_{IN} - 2.38(\Delta V/V_{OUT} + 1) + \Delta V]}{2.38 - R_{LO}(5.5\mu A)}$$

$$R_{FB} = (R_{HI})(V_{OUT}/\Delta V)$$

R_{LO}には25kを推奨

V_{IN} = 入力電圧がトリップ・レベルまで下がってきて、そこでスイッチングが停止する入力電圧。

ΔV = 入力電圧レベルのヒステリシス

例：出力電圧は5Vで、入力電圧が12Vよりも低くなるとスイッチングが停止し、入力が再度13.5Vまで上がらないかぎり再始動しないようにします。したがって、ΔVは1.5Vで、V_{IN} = 12Vです。R_{LO} = 25kとします。

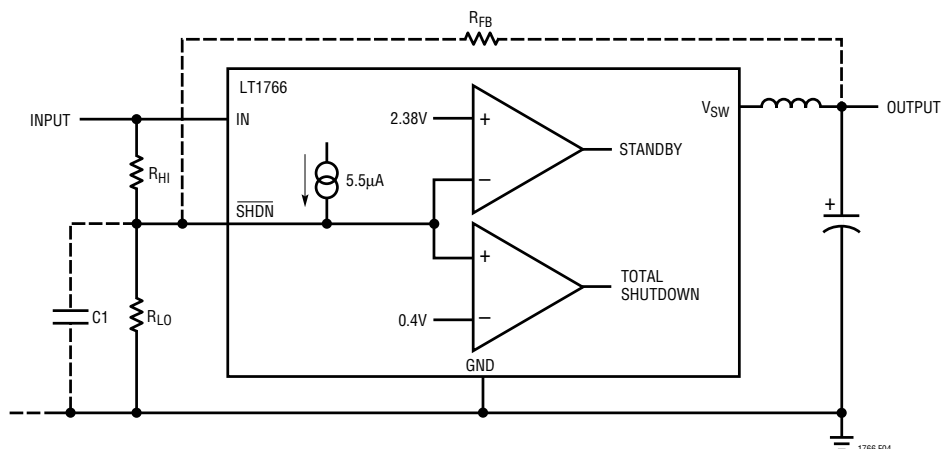


図4．低電圧ロックアウト

アプリケーション情報

$$R_{HI} = \frac{25k[12 - 2.38(1.5/5 + 1) + 1.5]}{2.38 - 25k(5.5\mu A)}$$

$$= \frac{25k(10.41)}{2.24} = 116k$$

$$R_{FB} = 116k(5/1.5) = 387k$$

同期

SYNC入力は、10% 90%の間のデューティ・サイクルで、ロジック・レベル“L”から出発して最大同期レシオー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することができます。同期範囲は初期動作周波数から700kHzまでの範囲に等しくなります。つまり、実際上の最小同期周波数は標準動作周波数の200kHzではなく、ワーストケースの高自励発振周波数(228kHz)に等しくなります。高い同期周波数では、低調波スイッチングを防止するのに使われる内部スローブ補償の振幅が減少するため、265kHzを超える周波数に同期するときは注意が必要です。このタイプの低調波スイッチングは出力電圧の2倍より低い入力電圧でだけ起きます。インダクタ値が高いと、この問題は起きない傾向があります。原因は不十分なスローブ補償であると決めてかかる前に、低調波スイッチングの全く別の原因について解説している「周波数補償」のセクションも参照してください。スローブ補償の詳細についてはアプリケーションノート19で解説されています。

起動時に、FBピンによって V_C がクランプされていると(図2のQ2を参照)同期機能はディスエーブルされます。このため、短絡した出力状態で周波数フォールドバックが動作します。通常動作時、FBピンが0.6Vに達するまでスイッチング周波数は内部発振器によって制御され、その後、SYNCピンが動作状態になります。同期が不要なら、このピンはグランドへ接続します。

レイアウトの検討事項

どんな高周波スイッチャの場合でもそうですが、レイアウトを検討するとき、電気、熱およびノイズに関する最適性能を達成するには注意を払う必要があります。最大効率を得るため、スイッチの立上り時間と立下り時間は通常ナノ秒の範囲です。放射ノイズと導通ノイズの両方

を防止するため、図5に示されている高速スイッチング電流パスはできるだけ短くします。これは図6の推奨レイアウトで実現されています。このパスを短くすると、約25nH/インチの寄生トレース・インダクタンスも減少します。スイッチがオフするとき、この寄生インダクタンスにより、LT1766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。高い電流および入力電圧で動作するとき、レイアウトが良くないと、このスパイクはLT1766の絶対最大定格を超える電圧をLT1766の両端に発生させるおそれがあります。プレーン間のカップリングおよび全体のノイズを防ぐため、スイッチャ回路の下には常にグランド・プレーンを使います。

V_C とFBに関連する部品はスイッチ・ノードおよびブースト・ノードからできるだけ離して配置します。LT1766のピン配置はこれをしやすいようにデザインされています。これらの部品のグランドはスイッチ電流パスから離します。そうしないと、安定性が悪くなり、低調波のような発振が起きます。

ボードのレイアウトは熱抵抗にも大きく影響します。1、8、9、16、およびGNDの各ピンはLT1766のダイの下を通る連続した銅プレートです。これはパッケージの最良の放熱パスとして機能します。1、8、9、および16の各ピンからボードへの熱抵抗を減らすと、温度が下がり、LT1766の電力許容量が増加します。これは、これらのピンの周りにできるだけ大きな銅領域を設けることによって達成されます。これら四隅のピンの下および周囲からグランド・プレーンに半田で埋めた複数のフィードスルーを追加しても効果があります。キャッチ・ダイオードおよびコイル終端部を同様に処理すると、他の熱の影響を減らします。

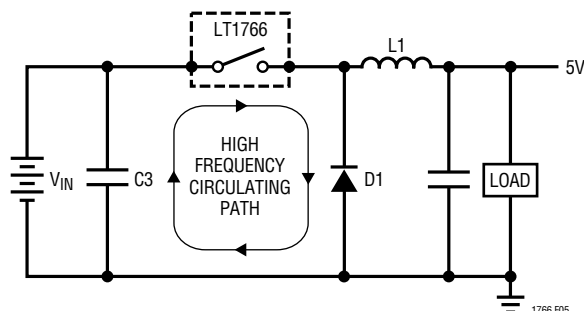


図5. 高速スイッチング・パス

アプリケーション情報

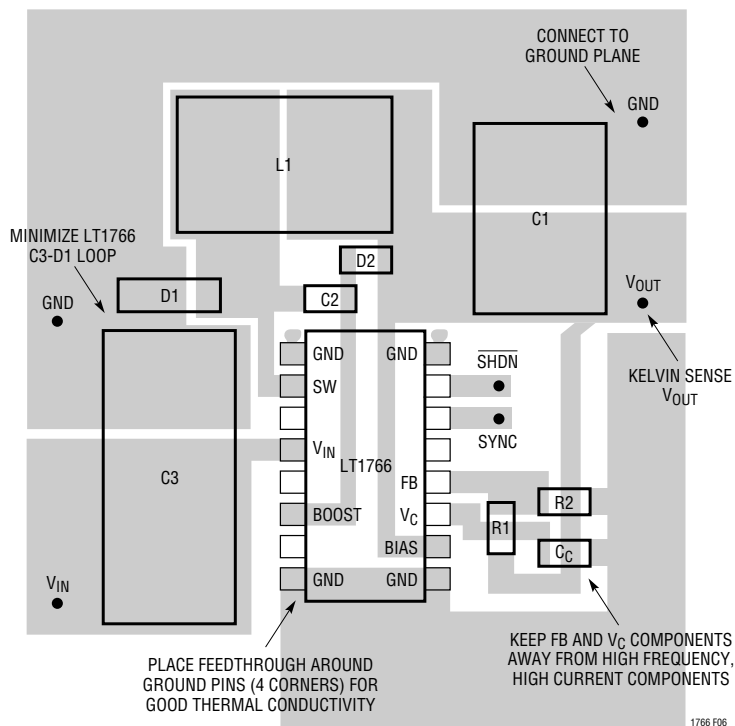


図6．推奨レイアウト(トップサイドのみ图示)

寄生共振

共振、つまり「リングング」はスイッチ・ノードにときどき見られることがあります(図7参照)。スイッチの立上り時間に続く非常に高い周波数のリングングは、スイッチ、ダイオード、および入力コンデンサの各リード・インダクタンスとダイオードの容量によって引き起こされます。ショットキ・ダイオードの接合容量“Q”は非常に高く、高い周波数で励起されると多サイクルのリングングを生じることがあります。入力コンデンサ、ダイオード、およびスイッチ・パスの全リード長が1インチあると、そのインダクタンスは約25nHになります。これは、スイッチがオフすると、入力電圧に加えて、NPN出力デバイスの両端にスパイクを生じます。大きな電流では、このスパイクはレイアウトが良くないと10V~20V、あるいはさらに高くなることもあり、絶対最大スイッチ電圧を超えるおそれがあります。動作を安定させるため、スイッチ、キャッチ・ダイオード、および入力コンデンサの周囲のパスはできるだけ短くします。スパイクを見るには、>100MHzのオシロスコープを使う必要があります。波形はパッケージのリード上で観測します。さらに、このスイッチ・オフ・スパイクにより、SWノードがグランドより低い電圧へ下がります。LT1766

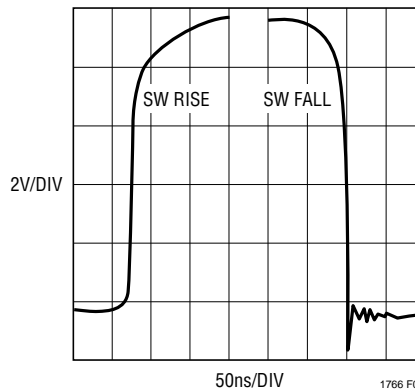


図7．スイッチ・ノード共振

はこの問題を緩和する特殊な回路を内蔵していますが、0.8Vを超す負電圧が10ns以上続くことは避けるべきです。100MHzのオシロスコープは、図7の立下りエッジの細部をかるうじて見ることができる速さしかないことに注意してください。

スイッチ・オフ時間の途中でインダクタ電流がゼロに下がるほど負荷電流が十分小さいとスイッチ・オフ時間の間、はるかに低い周波数の第二のリングングが見られません(図8参照)。

アプリケーション情報

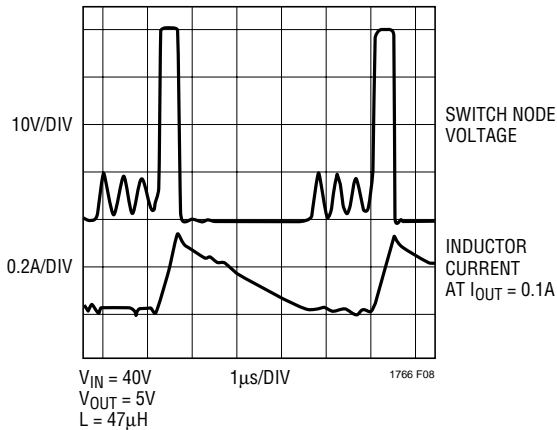


図8. 不連続モードのリングング

スイッチとダイオードの容量はインダクタと共振して1MHz～10MHzの減衰リングングを生じます。このリングングはレギュレータに害を与えることはなく、EMIに大きく寄与することが示されたことはありません。これを抵抗スナバで押さえようとすると効率が下がります。

熱計算

LT1766の電力消費はDC損失、スイッチのAC損失、ブースト回路の電流、および入力消費電流の4つのソースに起因します。これらの各損失の計算方法を下の式に示します。これらの式は連続モード動作を仮定しているので、軽負荷電流での効率の計算には使用しないでください。

スイッチ損失：

$$P_{SW} = \frac{R_{SW}(I_{OUT})^2(V_{OUT})}{V_{IN}} + t_{EFF}(1/2)(I_{OUT})(V_{IN})(f)$$

消費電流損失：

$$P_{BOOST} = \frac{V_{OUT}^2(I_{OUT}/36)}{V_{IN}}$$

Quiescent current loss:

$$P_Q = V_{IN}(0.0015) + V_{OUT}(0.003)$$

R_{SW} = スイッチ抵抗(≈0.3)hot

t_{EFF} = 実効スイッチ電流/電圧オーバーラップ時間
 $= (t_r + t_f + t_{lr} + t_{lf})$

$t_r = (V_{IN}/1.2)ns$

$t_f = (V_{IN}/1.7)ns$

$t_{lr} = t_{lf} = (I_{OUT}/0.05)ns$

f = スイッチ周波数

例： $V_{IN} = 40V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $I_{OUT} = 1A$ とすると：

$$P_{SW} = \frac{(0.3)(1)^2(5)}{40} + (97 \cdot 10^{-9})(1/2)(1)(40)(200 \cdot 10^3)$$

$$= 0.04 + 0.388 = 0.43W$$

$$P_{BOOST} = \frac{(5)^2(1/36)}{40} = 0.02W$$

$$P_Q = 40(0.0015) + 5(0.003) = 0.08W$$

全電力消費は $0.43 + 0.02 + 0.08 = 0.53W$ となります。

LT1766のパッケージの熱抵抗は内部プレーンあるいは裏面プレーンによって影響を受けます。GN16パッケージの十分なプレーンでは熱抵抗は約85 /Wになります。プレーンが無いと熱抵抗は約95 /Wに増加します。ダイ温度を計算するには、所期のパッケージに固有の熱抵抗値を使い、最悪周囲温度を加算してください。

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

GN16パッケージ($\theta_{JA} = 85$ /W)の場合、70 の周囲温度では次のようになります。

$$T_J = 70 + 85(0.53) = 115^\circ C$$

入力電圧と動作周波数の検討事項

LT1766の絶対最大入力電源電圧は60Vに規定されています。これは内部半導体接合部のブレイクダウン効果のみに基づいています。内部電力消費により、特定のアプリケーションで適用可能な実際の最大 V_{IN} はこれよりも低いことがあります。

内部電力損失の詳細な理論的基礎は「熱計算」のセクションで説明されています。ACスイッチング損失は動作周波数と出力電流の両方に比例することに注意してください。ACスイッチング損失の大部分は入力電圧の二乗にも比例します。

アプリケーション情報

たとえば、 $V_{IN} = 40V$ 、 $1A$ で $V_{OUT} = 5V$ 、 $f_{OSC} = 200kHz$ の組合せは容易に実現可能ですが、同時に V_{IN} を $60V$ へ、 f_{OSC} を $700kHz$ へ上げることは不可能です。にもかかわらず、 $60V$ までの入力過渡電圧は、その結果生じる内部消費の増加がダイ温度をかなり上げるほど長い時間は続かないと仮定すれば通常許容できます。

第二の検討事項は制御性です。 V_{IN} から V_{OUT} への降圧比が大きいと、それに対応して狭い最小スイッチ・オン時間を必要としますので、潜在的に制限が生じます。(連続モード動作を仮定して)これに対する近似式は下のようになります。

$$\text{Min } t_{ON} = \frac{V_{OUT} + V_F}{V_{IN}(f_{OSC})}$$

ここで、

V_{IN} = 入力電圧

V_{OUT} = 出力電圧

V_F = ショットキ・ダイオード順方向電圧降下

f_{OSC} = スイッチング周波数

LT1766では実現できないほど短いオン時間を発生するようにLT1766が要求されると、潜在的に制御性の問題が生じます。フィードバック動作が低下し、ある種のサイクル・スキッピングあるいは奇数/偶数サイクル動作が現れるポイントまで V_C 制御電圧が減少します。

要約すると次のようになります。

1. 高い V_{IN} 、高い V_{OUT} 、さらに高い f_{OSC} という条件を同時に満たすことは内部消費のため実際にはできないことを認識してください。「熱計算」のセクションで内部電力を推算する基礎について説明してあります。疑わしい場合はプロトタイプ電源を作成して動作させ、許容できる動作であることを検証します。
2. 高い V_{IN} 、低い V_{OUT} 、高い f_{OSC} を同時に要求すると、最小スイッチ・オン時間が受け入れられないほど短くなる場合があります。正しい出力電圧が通常は維持されるとはいえ、サイクル・スキッピングや奇数/偶数サイクル動作が生じます。

周波数補償

周波数応答の理論的分析を始める前に、ボードのレイアウトが良くなければ良くないほど、回路を安定化するの

が困難になることを思い出してください。このことはほとんどすべての高周波アナログ回路について当てはまりますので、まず「レイアウトの検討事項」のセクションを読んでください。安定性の問題として現れる、よくあるレイアウトの誤りは、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、大きなスイッチ電流を流しているグラウンド・トラックへ V_C 補償を接続することです。さらに、理論的分析では非理想的な部品の1次動作だけしか考慮されません。これらの理由により、量産用のレイアウトと部品を使って安定性の最終チェックをおこなうことが重要です。

LT1766では電流モード制御が使われています。このため、インダクタに関連した位相シフトの問題の多くが緩和されます。基本的なレギュレータ・ループを図9に示します。LT1766は、2つの g_m ブロック、誤差アンプ、およびパワー段として考えることができます。

$1nF$ の V_C コンデンサと、標準 $100\mu F$ のタンタル出力コンデンサを使った場合の全ループ応答を図10に示します。応答は次の項で設定されます。

誤差アンプ：DC利得は g_m および $R_O = 2000\mu \cdot 200k = 400$ によって設定されます。ポールは C_C および $R_O = 1/(2\pi \cdot 200k \cdot 1000p) = 796Hz$ によって設定されます。ユニティ・ゲインは C_C および $g_m = 2000\mu/(2\pi \cdot C_C) = 318kHz$ によって設定されます。

パワー段：DC利得は g_m および R_L (10 を仮定) $= 2 \cdot 10 = 20$ によって設定されます。ポールは C_{OUT} および $R_L = 1/(2\pi \cdot 100\mu \cdot 10) = 159Hz$ によって設定されます。ユニティ・ゲインは C_{OUT} および $g_m = 2/(2\pi \cdot 100\mu) = 3.18kHz$ によって設定されます。

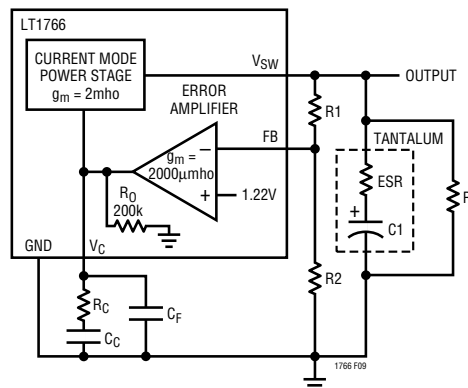


図9．ループ応答モデル

アプリケーション情報

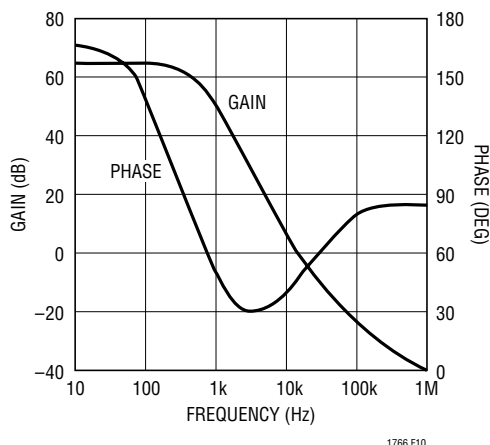


図10．全ループ応答

タンタル出力コンデンサ：ゼロは C_{OUT} および $C_{OUT} ESR = 1/(2\pi \cdot 100\mu \cdot 0.1) = 15.9\text{kHz}$ によって設定されます。

タンタル出力コンデンサのESRによって生じるゼロは安定性を維持するうえで非常に役立ちます。過渡応答を改善する必要がある場合は、補償コンデンサに直列に抵抗 (R_C) を接続して、ゼロをループへ追加することができます。 R_C の値が増加するにつれ、過渡応答は一般に改善されますが、2つの効果が R_C の値を制限します。第一に、出力コンデンサESRと大きな R_C の組合せは、ループ利得がロールオフするのを完全に止めてしてしまうことがあります。第二に、ループ利得がスイッチング周波数で十分ロールされないと、低調波発振に似た不安定なデューティ・サイクルのスイッチングを引き起こすほど、出力リップルが V_C ピンを攪乱します。これは出力では明らかではないかもしれませんが、小信号解析では、連続時間系が仮定されているため、このことは示されません。必要なら、さらにコンデンサ (C_F) を追加して、標

準的にはスイッチング周波数の1/5のところにポールを形成します ($R_C = \sim 5\text{k}$ ならば、 $C_F = \sim 800\text{pF}$)。

ループの安定性をチェックするには、アプリケーションの電圧、電流、および温度の各全範囲にわたって回路を動作させる必要があります。どんな過渡負荷を適用しても、過渡動作が十分減衰しているか出力電圧をモニタします。

バックアップ用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備えたシステム(たとえば、ACアダプタ入力付きの電池駆動デバイス)では、LT1766の入力を接続しないでLT1766の出力をバックアップ電源で高い電圧に保つことができます。この状態では、SWピンは V_{IN} ピンに電流をソースします。SHDNピンがグランドに保たれていると、25 μA のシャットダウン電流だけが2番目の電源からSWピンを介して流れます。SHDNピンがフロート状態では、LT1766は1.5mAの静止動作電流を消費します。 V_{IN} ピンは入力ラインに接続された他のどの部品にも電流をソースします。この負荷が10mAより大きいとき、あるいは入力がグランドへ短絡される可能性があるときは、図11に示すように、直列ショットキ・ダイオードを追加する必要があります。これらの保護策があれば、出力を V_{IN} の絶対最大定格以下の電圧に保つことができます。

可変ソフトスタート機能付き降圧コンバータ

大きな容量性負荷あるいは高い入力電圧は、起動時に高い入力電流を生じることがあります。コンデンサの充電速度を制御することにより、起動時の出力の dv/dt を制限する回路を図12に示します。

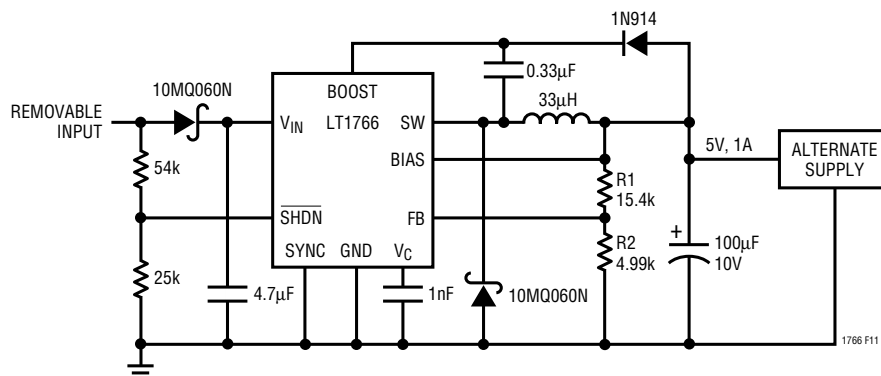


図11．逆リーク電流25 μA のデュアル・ソース電源

アプリケーション情報

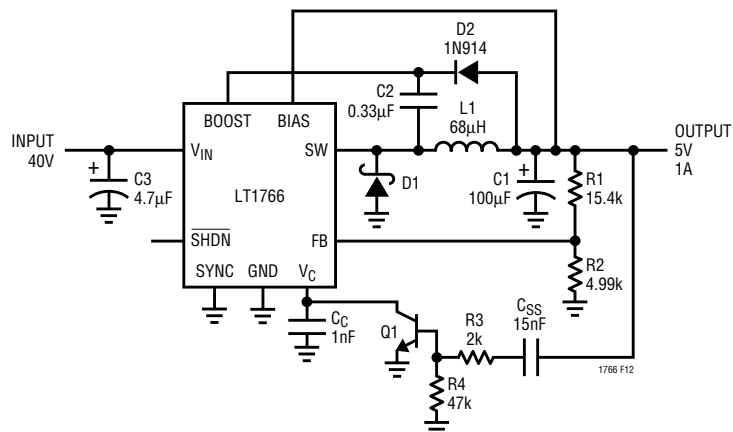


図12 . 可変ソフトスタート機能付き降圧コンバータ

この降圧コンバータは、R3、R4、C_{SS}およびQ1を追加した標準的構成です。出力が上昇し始めるとQ1がターンオンし、V_cピンを通してスイッチ電流を安定化して出力のdv/dtを一定に保ちます。出力の立ち上がり時間は、R4とQ1のV_{BE}によって決まる、C_{SS}を流れる電流によって制御されます。出力が安定化するとQ1はターンオフし、回路は正常に動作します。R3はQ1のベースを過渡現象から保護します。

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

図10に示されている値を使うと次のようになります。

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

ランプの傾斜は線形で、立ち上がり時間は100msのレベルが可能です。回路は電圧で制御されているので、ランプ・レートは負荷特性の影響を受けず、最大出力電流は変化しません。この回路の変種は、複数のレギュレータの出力のシーケンス制御に利用することができます。

デュアル出力のSEPICコンバータ

図13の回路は磁気部品1個でプラス5Vとマイナス5Vの両方を発生します。示されている2個のインダクタは実際には1個の標準的Coiltronicsインダクタの2つの巻線にすぎません。5V出力のトポロジは標準的降圧コンバータです。-5V出力のトポロジは、C4がなかったとしたら、降圧コンバータと結合した単純なフライバック巻

線となるでしょう。C4によりSEPIC (single-ended primary inductance converter)トポロジが構成され、これはレギュレーションを改善してL1のリップル電流を減らします。C4が無いと、L1Aと比べたL1Bの電圧振幅は、相対負荷損失および結合損失のため変化するでしょう。C4は低インピーダンス経路を形成し、L1Bの電圧振幅を等しくし、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・オン時間の間L1Bには電流が流れないため、すべてのコンバータのエネルギーはL1Aにだけ保存されます。スイッチ・オフでは、エネルギーは磁気結合によりL1Bへ転送され、-5Vレールへ電力を供給します。C4はスイッチ・オン時間の間L1Bをプラスへ引き上げ、電流が流れるようにし、エネルギーをL1BとC4に蓄積します。スイッチ・オフでは、L1BとC4の両方に蓄えられたエネルギーが-5Vレールへ電力を供給します。これにより、L1A内の電流が減少し、L1Bの電流波形が方形波から三角波へ変化します。最大出力電流を含む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。

正 - 負コンバータ

図14の回路は、接地したインダクタを使った古典的な正 - 負トポロジです。このトポロジでは、ICチップがそのフィードバック信号を得る方法が標準的手法と異なります。というのは、LT1766は正のフィードバック信号しか受け入れないからです。グランド・ピンは安定化された負出力へ接続する必要があります。抵抗分割器をFBピンへ接続すると適当なフィードバック電圧がチップへ与えられます。

アプリケーション情報

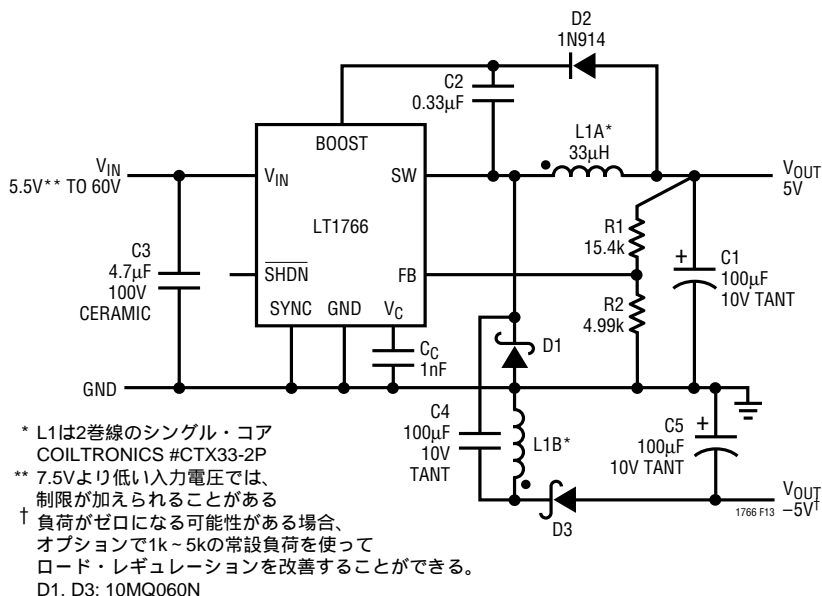


図13 . デュアル出力のSEPICコンバータ

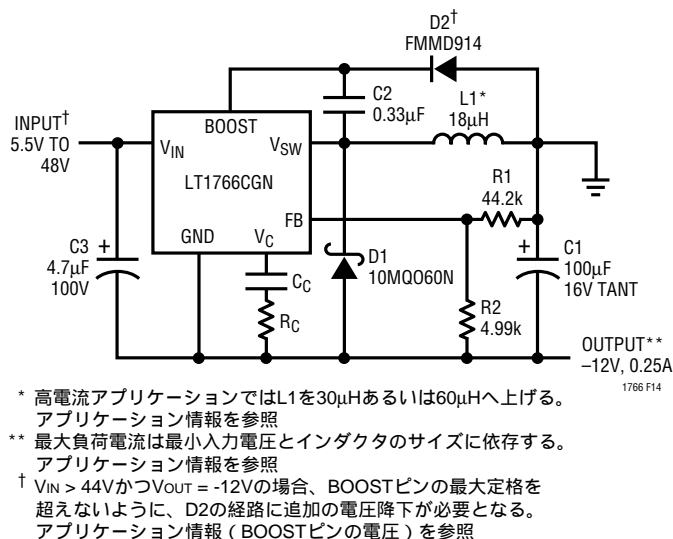


図14 . 正 - 負コンバータ

極性反転レギュレータは、基本的なスイッチング・ネットワークに関して、降圧レギュレータと異なります。電流は、負荷電流よりはるかに大きなピーク・ツー・ピーク振幅の方形波として出力に供給されます。これは、インダクタ値が大きくても、最大負荷電流がLT1766の1.5Aの最大スイッチ電流よりはるかに小さくなることを意味します。これと比較して、降圧コンバータは、負荷電流に等しいDCレベルに重ね合わせた三角波として電流を出力へ供給するので、大きなインダクタを使えば負

荷電流を1.5Aに近づけることができます。正 - 負コンバータの出力リップル電圧は降圧コンバータの場合よりもはるかに高くなります。出力コンデンサのリップル電流もはるかに大きくなります。次の式を使って正 - 負コンバータの最大負荷電流を計算することができます。

$$I_{MAX} = \frac{\left[I_P - \frac{(V_{IN})(V_{OUT})}{2(V_{OUT} + V_{IN})(f)(L)} \right] (V_{OUT})(V_{IN} - 0.3)}{(V_{OUT} + V_{IN} - 0.3)(V_{OUT} + V_F)}$$

I_P = 最大スイッチ電流定格
 V_{IN} = 最小入力電圧
 V_{OUT} = 出力電圧
 V_F = キャッチ・ダイオード順方向電圧
 0.3 = 1.5Aでのスイッチ電圧降下

例: $V_{IN(MIN)} = 40V$ 、 $V_{OUT} = 12V$ 、 $L = 68\mu H$ 、 $V_F = 0.63V$ 、 $I_P = 1.5A$ の場合: $I_{MAX} = 0.847A$

出力分割器

V_{OUT} へ接続された抵抗(R2)は約5kへ設定します。R1は次式で計算されます。

$$R1 = \frac{R2(V_{OUT} - 1.22)}{1.22}$$

アプリケーション情報

インダクタの値

降圧コンバータとは異なり、正 - 負コンバータは出力リップル電圧を下げるのに大きなインダクタ値を使うことはできません。200kHzでは、150μHより大きな値にしても出力リップルはほとんど変化しません。40V ~ -12Vのコンバータのピーク・ツー・ピーク出力リップル電圧とインダクタの値の関係を図15のグラフに示します。したがって、インダクタは、ピーク・スイッチ電流定格を超えないようにすることを基準にして選択されます。この基準では、使用可能な最低のインダクタンス値が選択されますが、場合によっては(出力負荷電流が低い場合)、この基準が与える値は不必要に高いリップル電圧を生じることがあります。多くの場合、出力リップルを下げる妥協値が選ばれます。グラフから見るように、大きなインダクタはリップルを任意に低くはしませんが、小さなインダクタは高いリップルを生じます。

必要な最小インダクタ・サイズの計算では、面倒なことに、スイッチ電流が1.5Aになる臨界点でスイッチャは連続モードになるかそれとも不連続モードになるかを最初に知る必要があります。最初のステップでは、次の式を使って、スイッチャが連続モードを使わなければならない負荷電流を計算します。負荷電流がこれよりも小さければ、不連続モードの式を使って必要な最小インダクタを計算します。負荷電流がこれよりも大きければ、連続モードの式を使います。

連続モードが必要な出力電流：

$$I_{CONT} = \sqrt{\frac{(V_{IN})^2(I_P)^2}{4(V_{IN} + V_{OUT})(V_{IN} + V_{OUT} + V_F)}}$$

不連続モードの最小インダクタ：

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

連続モードの最小インダクタ：

$$L_{MIN} = \frac{(V_{IN})(V_{OUT})}{2(f)(V_{IN} + V_{OUT}) \left[I_P - I_{OUT} \left(1 + \frac{(V_{OUT} + V_F)}{V_{IN}} \right) \right]}$$

LT1766を使った40V ~ -12Vコンバータで、ピーク・スイッチ電流が1.5Aで0.63Vのキャッチ・ダイオードを使った場合：

$$I_{CONT} = \sqrt{\frac{(40)^2(1.5)^2}{4(40+12)(40+12+0.63)}} = 0.573A$$

これは、0.25Aの負荷電流の場合、不連続モードを使うことができ、必要な最小インダクタは次式で求まることを示しています。

$$L_{MIN} = \frac{2(12)(0.25)}{(200 \cdot 10^3)(1.5)^2} = 13.3\mu H$$

実際には、損失や値のバラツキに対応するため、インダクタは計算された最小値よりも約30%ほど大きくする必要があります。これは、このアプリケーションの最小インダクタは18μHであることを示していますが、リップル電圧のチャートを見ると、60μHのインダクタを使うと出力リップル電流を1/2に減らせることを示しています。この場合、最終決定を下すための目安はありません。リップルを小さめにする必要があれば大きなインダクタは有効ですから、それを選択するのがよいでしょう。リップルがそれほど重要でなければ、小さいインダクタを使うのがよいでしょう。リップルがきわめて重要な場合、いずれにせよ追加のフィルタが必要となるので、小さな値のインダクタが使えるでしょう。出力コンデンサが出力リップル電圧を決定する他の重要な要素であることを忘れないでください。グラフ(図15)に示されているリップルは、コンデンサのESRが0.1 の場合です。

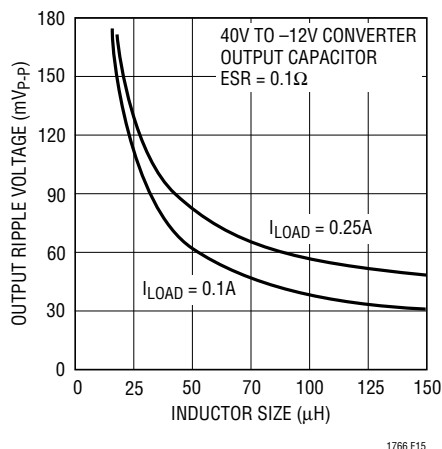


図15 . 正 - 負コンバータのリップル電圧

アプリケーション情報

これはAVX type TPSの“D”サイズあるいは“E”サイズの表面実装型タンタル・コンデンサの場合は妥当ですが、最終的に選択されたコンデンサのESR特性を注意深く検討する必要があります。

入力コンデンサと出力コンデンサのリップル電流

正 - 負コンバータは、入力コンデンサと出力コンデンサの両方で高いリップル電流が生じます。コンデンサの寿命を長く保つには、この電流のRMS値はコンデンサの高周波リップル電流定格よりも低くしなければなりません。次式はRMSリップル電流のおおよその値を与えます。この式は連続モードおよび大きなインダクタ値を仮定しています。小さなインダクタは、とくに不連続モードでは、これよりいくらか高いリップル電流を生じます。厳密な式は非常に複雑で、アプリケーションノート44の29ページと30ページに示されています。ここでの目的のためには、単に見込み係数(ff)を加えておきました。ff値は、高い負荷電流で $L \geq 15\mu\text{H}$ の場合は約1.2です。低い負荷電流で小さなインダクタの場合は約2.0に増加します。

$$\text{コンデンサI}_{\text{RMS}} = (\text{ff})(I_{\text{OUT}}) \sqrt{\frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}}$$

$$\text{ff} = 1.2 \sim 2.0$$

ダイオード電流

平均ダイオード電流は負荷電流に等しくなります。ピーク・ダイオード電流はそれよりかなり高くなります。

ピーク・ダイオード電流：

$$\begin{aligned} \text{Continuous Mode} &= I_{\text{OUT}} \frac{(V_{\text{IN}} + V_{\text{OUT}})}{V_{\text{IN}}} + \frac{(V_{\text{IN}})(V_{\text{OUT}})}{2(L)(f)(V_{\text{IN}} + V_{\text{OUT}})} \\ \text{Discontinuous Mode} &= \sqrt{\frac{2(I_{\text{OUT}})(V_{\text{OUT}})}{(L)(f)}} \end{aligned}$$

起動時や出力過負荷状態では、平均ダイオード電流が正常な負荷の場合よりもはるかに大きくなることもあるこ

とを忘れないでください。定格が1A未満のダイオードを使う場合、とくに連続過負荷状態を許容する必要がある場合は注意が必要です。

BOOSTピンの電圧

デバイスのGNDピン電圧を基準にして、BOOSTピンの電圧がその絶対最大定格68Vを超えないようにするには、ブースト電圧の発生に関して注意する必要があります。図1に示されているブースト電圧を発生する従来の方法の場合、スイッチ・オン時間の間のBOOSTピンの電圧は次式で概算されます。

$$V_{\text{BOOST}}(\text{GND pin}) = (V_{\text{IN}} - V_{\text{GNDPIN}}) + V_{\text{C2}}$$

ここで、

$$\begin{aligned} V_{\text{C2}} &= (D2+) - V_{\text{D2}} - (D1+) + V_{\text{D1}} \\ &= \text{「ブースト」コンデンサ両端の電圧です。} \end{aligned}$$

図14に示されている正 - 負コンバータの場合、従来のBuck出力ノードは接地されており $(D2+) = 0\text{V}$ 、キャッチダイオード $(D1+)$ は負出力 $= V_{\text{OUT}} = -12\text{V}$ に接続されています。ここではGNDピンが -12V ですが、この状態で絶対最大定格も守られなければなりません。 $V_{\text{D1}} = V_{\text{D2}}$ では次のようになることが分ります。

$$V_{\text{C2}} = (D2+) - (D1+) = |V_{\text{OUT}}| = 12\text{V}$$

デバイスに許容される最大 V_{IN} 電圧は(GNDピンが -12V で)48Vです。

BOOSTピン電圧の絶対最大定格を超えることなしに許容される最大 V_{IN} 電圧は次式で与えられます。

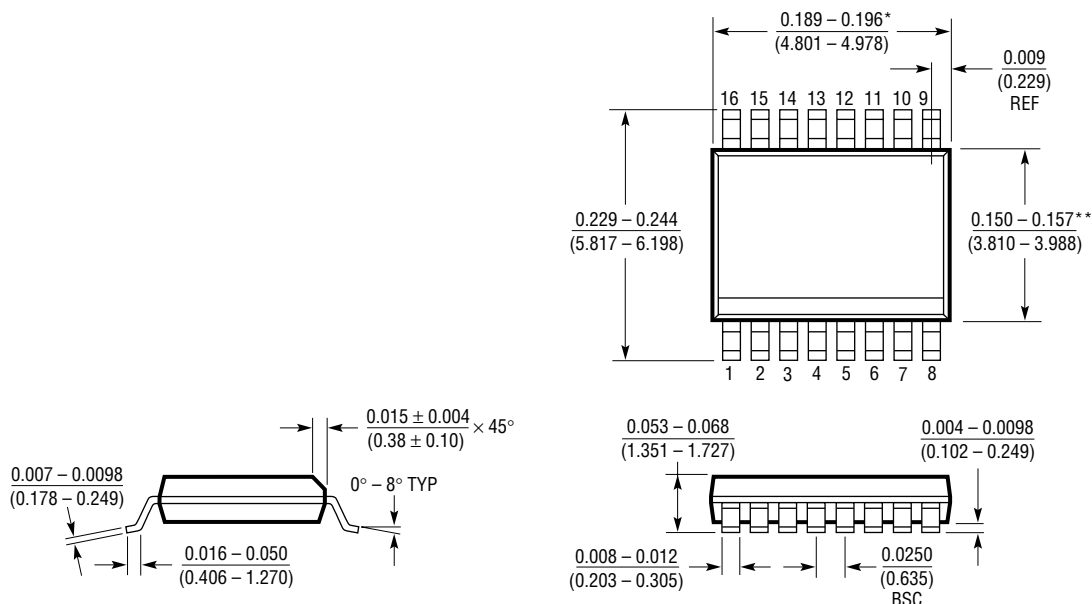
$$\begin{aligned} V_{\text{IN}}(\text{MAX}) &= \text{Boost}(\text{Max}) + (V_{\text{GNDPIN}}) - V_{\text{C2}} \\ &\geq V_{\text{IN}}(\text{MAX}) = 68 = (-12) - 12 = 44\text{V} \end{aligned}$$

利用可能な V_{IN} 電圧を上げるには、 V_{C2} を下げる必要があります。これは、D2に直列にツェナー・ダイオード V_{Z1} (アノードはC2+へ)を接続することによって実現できます。

Note：電気的特性のところでは“ $V_{\text{BOOST(MIN)}}$ ”と呼ばれている、「ブースト」コンデンサの最小 V_{C2} を維持するには、 V_{Z1} の最大リミットを守る必要があります。

パッケージ寸法 注記がない限り寸法はインチ(ミリメートル)

GNパッケージ
16ピン・プラスチックSSOP(細型0.150)
(LTC DWG # 05-08-1641)



* 寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは各サイドで0.006" (0.152mm) を超えないこと。
** 寸法にはリード間のバリを含まない。リード間のバリは各サイドで0.010" (0.254mm) を超えてはならない。

GN16 (SSOP) 1098

関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1074/LT1076	降圧スイッチング・レギュレータ	40V入力、100kHz、5Aおよび2A
LT1082	1A高電圧、高効率スイッチング電圧レギュレータ	3V ~ 75V入力、60kHz動作
LTC [®] 1149	高効率同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ	外部FETスイッチ、V _{IN} :最大48V
LT1176	降圧スイッチング・レギュレータ	PDIP LT1076、V _{IN} :最大35V
LT1339	高電力同期式DC/DCコントローラ	外部FETスイッチ、V _{IN} :最大60V
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	ブースト・トポロジー、V _{IN} :最大30V
LTC1435/LTC1436	高効率降圧コンバータ	外部スイッチ、低ノイズ、V _{IN} :最大36V
LT1676	広入力範囲、高効率、降圧スイッチング・レギュレータ	7.4V ~ 60V入力、100kHz動作、700mA内部スイッチ
LT1776	広入力範囲、高効率、降圧スイッチング・レギュレータ	7.4V ~ 60V入力、200kHz動作、700mA内部スイッチ
LT1777	低ノイズ降圧レギュレータ	最大48V動作、制御された電圧スルーレートと電流スルーレート

Burst Modeはリニアテクノロジー社の商標です。