

低ノイズ降圧 スイッチング・レギュレータ

1999年2月

特長

- プログラム可能な di/dt 制限
- 内部で dV/dt を制限
- 高入力電圧：最大48V
- ピーク・スイッチ電流定格：700mA
- 真の電流モード制御
- 固定動作周波数：100kHz
- 250kHzまで同期可能
- シャットダウン時に低消費電流：30 μ A
- 低熱抵抗16ピンSOパッケージ

アプリケーション

- 自動車電話およびGPS受信機
- テレコム用電源
- 工業用計装電源

概要

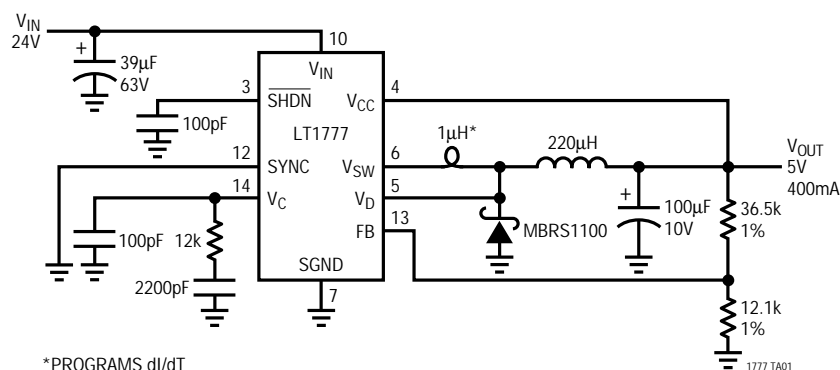
LT[®]1777は、ノイズに敏感なアプリケーション用に設計されたバック(降圧)レギュレータです。スイッチング・パスにある小さな外付けインダクタによってプログラムされる di/dt 制限回路を備えています。内部回路も制御された dV/dt ランプ・レートを生成します。

モノリシックのダイには、すべての発振器、制御および保護回路が内蔵されています。このデバイスは最大48Vの入力電圧を受け入れることができ、定格ピーク電流700mAのスイッチを内蔵しています。電流モード制御は卓越したダイナミック入力電源除去と短絡保護を提供します。内部制御回路には通常 V_{CC} ピンを通して電源が供給され、 V_{IN} 電源から直接流れる電流を最小限に抑えています(アプリケーション情報を参照)。ヒューズド・リードのSO16パッケージと100kHzのスイッチング周波数により、PCボードの面積要求を小さくすることができます。

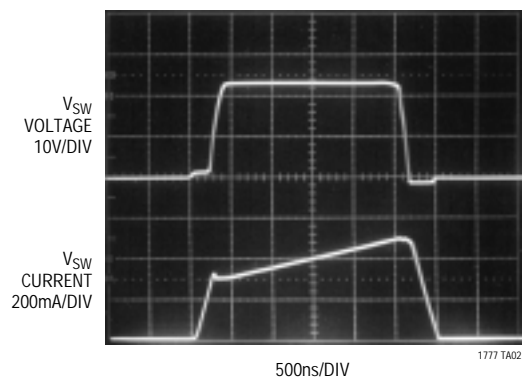
LT、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。

標準的応用例

低ノイズ5V降圧電源



V_{SW} スイッチング波形



LT1777

絶対最大定格

(Note 1)

電源電圧	48V
スイッチ電圧 ($V_{IN} - V_{SW}$) (Note 4)	51V
SHDN、SYNCピン電圧	7V
V_{CC} ピン電圧	30V
FBピン電圧	3.0V
動作接合部温度範囲	
LT1777C	0 ~ 125
LT1777I	- 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>S PACKAGE 16-LEAD PLASTIC SO</p> <p>$T_{JMAX} = 125^{\circ}C, \theta_{JA} = 50^{\circ}C/W^*$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1777CS LT1777IS</p> <p><small>*4本の角にあるピンは放熱のために、内部のダイ・アタッチ・パドルに接続しています。適切な放熱のために、これら4本のピンを拡張された基板のランドに接続してください。</small></p>
--	---

ミリタリ・グレードに関してはお問い合わせください。

電気的特性

注記がない限り、 $V_{IN} = 24V$ 、 $T_J = 25$ 、 V_{SW} オープン、 $V_{CC} = 5V$ 、 $V_C = 1.4V$

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Power Supplies						
$V_{IN(MIN)}$	Minimum Input Voltage			6.7	7.0 7.4	V
I_{VIN}	V_{IN} Supply Current	$V_C = 0V$		620	800 900	μA
I_{VCC}	V_{CC} Supply Current	$V_C = 0V$		2.5	3.5 4.5	mA
V_{VCC}	V_{CC} Dropout Voltage	(Note 2)		2.8	3.1	V
	Shutdown Mode I_{VIN}	$V_{SHDN} = 0V$		30	50 75	μA
Feedback Amplifier						
V_{REF}	Reference Voltage		1.225 1.215	1.240	1.255 1.265	V
I_{IN}	FB Pin Input Bias Current			600	1500	nA
g_m	Feedback Amplifier Transconductance	$\Delta I_C = \pm 10\mu A$	400 200	650	1000 1500	μmho
I_{SRC}, I_{SNK}	Feedback Amplifier Source or Sink Current		60 45	100	170 220	μA
V_{CL}	Feedback Amplifier Clamp Voltage			2.0		V
	Reference Voltage Line Regulation	$12V \leq V_{IN} \leq 48V$			0.01	%/V
	Voltage Gain		200	600		V/V

電気的特性

注記がない限り、 $V_{IN} = 24V$ 、 $T_J = 25$ 、 V_{SW} オープン、 $V_{CC} = 5V$ 、 $V_C = 1.4V$

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Switch							
R_{ON}	Output Switch On Voltage	$I_{SW} = 0.5A$			1.0	1.5	V
I_{LIM}	Switch Current Limit	(Note 3)	●	0.55	0.70	1.0	A
	Output di/dt Sense Voltage		●	0.6	1.3	2.0	V
Current Amplifier							
	Control Pin Threshold	Duty Cycle = 0%		0.9	1.1	1.25	V
	Control Voltage to Switch Transconductance				2		A/V
Timing							
f	Switching Frequency		●	90	100	110	kHz
				85		115	kHz
	Maximum Switch Duty Cycle		●	85	90		%
Sync Function							
	Minimum Sync Amplitude		●		1.5	2.2	V
	Synchronization Range		●	130		250	kHz
	SYNC Pin Input R				40		k Ω
SHDN Pin Function							
V_{SHDN}	Shutdown Mode Threshold		●	0.2	0.5	0.8	V
	Upper Lockout Threshold	Switching Action On			1.260		V
	Lower Lockout Threshold	Switching Action Off			1.245		V
I_{SHDN}	Shutdown Pin Current	$V_{SHDN} = 0V$ $V_{SHDN} = 1.25V$			12	20	μA
					2.5	10	μA

は全温度範囲の規格値を意味する。
 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: 制御回路には V_{CC} から電源が供給される。
 Note 3: スイッチ電流制限はDC的に調整され、製造工程でテストされている。

インダクタのdi/dtレートは、実際のアプリケーションではいくらか高めの電流制限になる。
 Note 4: 通常動作中、 V_{SW} ピンはグランド電位より最大3V低くなってもかまわない。ただし、LT1777は反転DC/DC構成では使用できない。

ピン機能

GND (ピン1、8、9、16): これらのピンはパッケージのコーナーにあり、ダイ・パドルに物理的に接続されていて、内部で発生した熱を逃がすのに役立ちます。これらのピンはダイの基板に電氣的に接続されているので、グランド電位に保持しなければなりません。ローカル・グランド・プレーンに直接接続することを推奨します。

NC (ピン2、11、15): パッケージのピン2、11、15は無接続です。

SHDN (ピン3): このピンを標準0.5Vのシャットダウン・モード・スレッシュホールド以下にすると、レギュレータがターンオフし、 V_{IN} 入力電流は数十マイクロアンペアに減少します(シャットダウン・モード)。

このピンがシャットダウン・モード・スレッシュホールドより高く、ロックアウト・スレッシュホールドより低い電圧に保持されると、デバイスはスイッチング動作が禁止される場合(ロックアウト・モード)を除いて動作します。このピンを V_{IN} に接続される外部分割器でドライブすると、ユーザが調整可能な低電圧ロックアウトを実現できます。この動作は、標準6.7Vに設定される内部UVLOと論理ANDがとられ、最小 V_{IN} を6.7V以上に上昇させることができますがそれ以下にすることはできません(アプリケーション情報を参照)。

未使用時には、このピンはオープンにします。ただし、このピンは本質的にハイ・インピーダンスであり V_{SW} ノードからの結合の影響を受けやすいため、このピンをオープンしておくときは、標準100pF程度の小容量のコンデンサで接地することを推奨します。

V_{CC} (ピン4): スwitching電源の出力から内部制御回路に電源を供給するピンです。このピンを適切に使用すると全体的な電源効率が向上します。起動時には、内部制御回路には V_{IN} から直接電源が供給されます。出力コンデンサが V_{CC} ピンから2.54cm以上離れている場合は、このピンに別の0.1 μ Fのバイパス・コンデンサが必要な場合があります。

V_{α} (ピン5): このピンは小さな外付けセンス・インダクタとともに使用され、電源パスの di/dt を制限します。このセンス・インダクタは、 V_{SW} 出力ノードとフリーホイーリング(パワー)ダイオードのカソード間に配置さ

れ、 V_D ピンはダイオードに接続されます。インダクタ両端の電圧が $\pm 2V_{BE}$ に達すると、 di/dt の制限に応じて出力トランジスタへのドライブが除去または供給されず(アプリケーション情報を参照)。

V_{SW} (ピン6): これは出力スイッチのエミッタ・ノードで、大きな電流が流れます。電磁放射や電圧スパイクを最小限に抑えるため、スイッチング部品に接続されるトレースを可能な限り短くしてください。

SGND (ピン7): デバイスの信号グランド・ピンです。内部リファレンスおよび帰還アンプはこれを基準にします。FB分割器および V_C 補償コンデンサのグランド・パス接続には大きなグランド電流が流れないようにしてください。

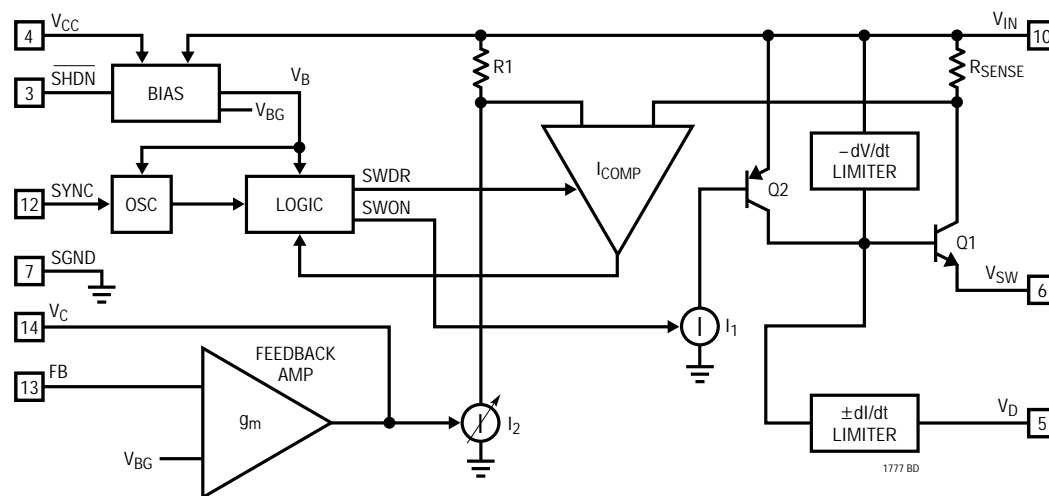
V_{IN} (ピン10): 出力スイッチ用の高電圧電源ピンです。このピンは起動時または V_{CC} ピンがオープンの場合に、内部制御回路にも電源を供給します。このピンには入力リップル電流条件に適合する高品質のバイパス・コンデンサが必要です(アプリケーション情報を参照)。

SYN (ピン12): 内部発振器を外部周波数基準に同期させるピンです。このピンはロジックレベル・コンパチブルで、デューティ・サイクルが10%から90%の信号でドライブできます。FBピンの電圧が発振器が低速になるほど低下すると、同期機能は内部でディスエーブルされます。使用しない場合、このピンはグランドに接続しておきます。

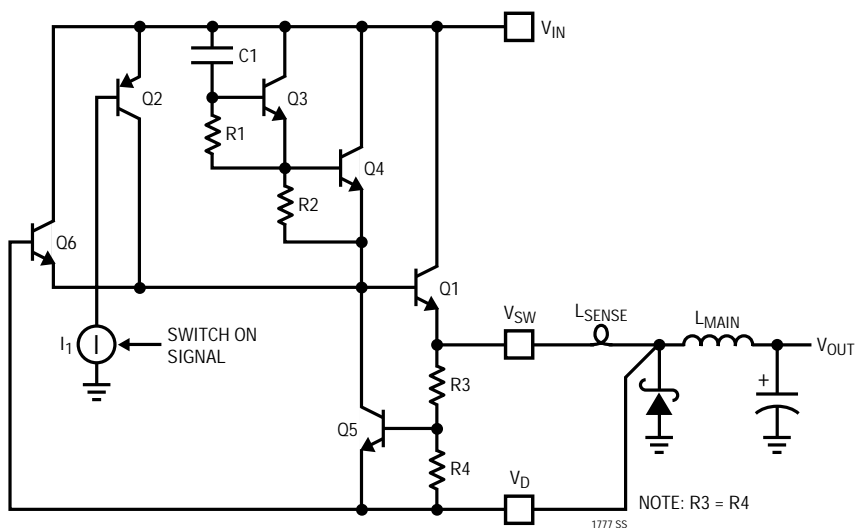
FB (ピン13): 帰還アンプの反転入力です。このアンプの非反転入力は、内部で1.24Vリファレンスに接続されています。この電圧が異常に低い(たとえば、標準の2/3以下)ときには、内部発振器の周波数も低下させます。この機能は適切な短絡保護を維持するのに有効です。このピンに高速ノイズが結合すると異常動作を引き起こすおそれがあります(スイッチ・ノードの検討事項のセクションを参照)。

V_{α} (ピン14): このピンは帰還アンプ出力と電流コンパレータ入力を兼用する制御電圧ピンです。ループ全体の周波数補償は、このノードとグランドの間にコンデンサ(あるいはほとんどのケースでは直列R/C組合せ)を接続して行います。このピンに高速ノイズが結合すると異常動作を引き起こすおそれがあります(スイッチ・ノードの検討事項のセクションを参照)。

ブロック図



出力段の簡略図



動作

LT1777は低ノイズ動作用に設計された電流モード降圧スイッチング・レギュレータICです。ブロック図にシステムの全体を示します。それぞれのブロックは分かりやすく、従来の設計に見られるブロックに類似しており、内部バイアス・レギュレータ、発振器、ロジック、帰還アンプがあります。新規部分には、 di/dt および dV/dt のスイッチング・レート制限回路を含む専用出力スイッチ・セクションが含まれています。

LT1777の動作は従来の電流モード・スイッチャと非常によく似ていますが、主な相違点は専用出力スイッチのセクションです。スペースの制約からこの説明では電流モード・スイッチャ/コントローラやバック・トポロジーの基本については繰り返して述べません。これらの点に関する情報は、アプリケーション・ノート19に記載されています。

出力段は、PNPトランジスタQ2のベースをドライブしている電流源 I_1 によって提供されます。Q2のコレクタがNPN出力デバイスQ1のベースをドライブします。スイッチ・ターンオン時に、PNP Q2のベース/コレクタ容量が dV/dt レートを制限するように働きます。ただし、スイッチがターンオフするときは、Q1のコレクタ/ベース容量の電圧スルーレートに対する自然の制限のみで同じデバイスをドライブします。他方、出力負荷レベルとQ1のにより、ターンオフ電圧のスルーレートはターンオン・レートより一般的により高速です。スイッチ・ターンオフ時の電圧スルーレートを制限するために、特別な機能が用意されています。これは、「 $-dV/dt$ リミッタ」のブロックに示してあります。

$-dV/dt$ リミッタの詳細は、出力段の簡略図に記載されています。トランジスタQ3、Q4は、入力が小容量コン

デンサC1で V_{IN} 電源レールに結合されたダーリントン構成で接続されています。負電圧スルーレートとこのコンデンサ値の積は電流に等しく、エミッタ/ベース抵抗R1を流れるこの電流がダイオード1個分の電圧降下を超えるとQ3とQ4がターンオンして出力デバイスQ1にベース・ドライブを与え、 $-dV/dt$ レートを制限します。

電圧レートだけでなく、電流スルーレートもノイズを低減するために制御する必要があります。これは、「 $\pm di/dt$ リミッタ」のブロック図のセクションで行われます。この回路の詳細は、出力段の簡略図に記載されています。「センス・インダクタ」と呼ぶ小さな値のインダクタが従来式のバック・トポロジーに追加されています。このインダクタはLT1777に外付けされるので、インダクタンス値はユーザが選択可能なため、アプリケーションに応じて最適化を図ることができます。電流スルー・リミッタの動作は以下のとおりです。センス・インダクタとインダクタの di/dt の積は、よく知られた公式 $V = (L)(di/dt)$ に応じた電圧を発生します。回路の残り部分は、センス・インダクタ両端の電圧が $\pm 2V_{BE}$ になると、必要に応じてドライブ電流が供給または除去され、電流スルーレートを制限するように構成されています。実際のセンシングは、 V_{SW} という出力ノードと V_D という新しいノード間で実行されます。

スイッチがターンオンした場合、PNP Q2が電流ドライブを行います。 V_{SW} の電圧が V_D より $2V_{BE}$ 高くなると、トランジスタQ5がターンオンし、Q1のベースからQ2のドライブの一部を取り除きます。ターンオフの場合も同様に、 V_{SW} ノードが V_D より $2V_{BE}$ 低くなると、トランジスタQ6がターンオンし、必要に応じてQ1のベースをドライブします。正味の効果は、外部センス・インダクタ値に逆比例するレートで、スイッチ・ノードの di/dt を両方向で制限することです。

アプリケーション情報

低ノイズ動作の基本

スイッチング電源回路は、効率 (P_{OUT}/P_{IN}) が高いため、多くの場合はリニア・トポロジよりも好まれます。ただし、電圧および電流スルーレートの標準的に高速であるため、一般に「RFI」と呼ばれる「無線周波数」干渉問題が発生することがよくあります。LT1777は、RFI放出による最高周波数の高調波を除去するために、電圧スルーレートを抑え、電流スルーレートをユーザがプログラムできるように設計されています。これらの最高周波数成分は通常、最も厄介なものです。最適な動作は、受動部品の選択や適切なプリント回路ボードのレイアウト手法などの適切な回路設計を組み合わせることによって得られます。

RFIの放出には伝導と放射の2種類があります。伝導型の干渉は、空中を伝搬する放射型の干渉の逆に、直接「ワイヤ」を流れます。伝導型のRFIは、スイッチング電源によって入力電圧電源ノード、出力ノード、またはその両方で発生する可能性があります。これは、一般にバイパス・コンデンサの残留高周波数インピーダンス (ESR) を流れる脈流によって発生します。

放射型の干渉には電気 (E界) または磁気 (B界) の2種類があります。E界干渉は、大きな電圧振幅で高速にスイッチングするノードの浮遊容量結合に起因します。LT1777では、これには V_{SW} ノードと V_D ノードが含まれます。これらのノードに接続されるすべてのトレースの長さや面積を小さくすれば、E界放射が抑えられます。スイッチング回路の下に必ずグランド・プレーンを使用して、プレーン間の結合を防止する必要があります。これらのノードは入力電圧とほぼ同じ電圧範囲で振幅しますが、LT1777では dV/dt レートが制限されるので、発生したE界RFIの最高周波数成分を低減します。

B界RFIは、問題を及ぼす回路で生成された高周波数磁界が単純に結合したものです。高周波数磁界は、比較的高速で変化する電流によって形成されます。LT1777の高速電流スイッチング・パスを図1に示します。これには、入力コンデンサ、出力スイッチ、センス・インダクタ、出力ダイオードが含まれます。通常のスイッチング電源の動作には、出力スイッチと出力ダイオード間で電流を高速に切り替えることが必要です。LT1777は外付けセンス・インダクタを使用して、最大許容 dI/dt レート

を設定します。これによって発生するB界RFIの最高周波数成分を減衰させます。RFIの発生を抑えるには、パスのリード長も短くする必要があります。

磁気RFIの第2の発生源はメイン (パワー) インダクタです。幸い、メイン・インダクタでの三角波電流には本質的に、基本周波数とより低い低調波に集中する磁界エネルギーを発生する傾向があります。しかしメイン・インダクタには比較的強力な磁界が存在するため、特にメイン・インダクタが開放型構造の場合には結合問題が生じる可能性があります。いわゆるロッド型またはパレル型インダクタは、物理的に小さく最も効率的ですが、その磁界はデバイス自体からはるかに離れたところまで及びます。トロイドなどの閉鎖型インダクタには磁界の漏洩がほとんどありません。これらは、一般に低ノイズ動作が必要な場合に好まれます。

センス・インダクタでは、メイン・インダクタよりもさらに電流スルーレートが高くなります。ただし、センス・インダクタは物理的に小型で、メイン・インダクタよりも低インダクタンスです。これらの要因が磁気干渉問題の発生を抑える傾向があります。それでも敏感なアプリケーションには、磁気閉鎖型構造のセンス・インダクタを選択できます。

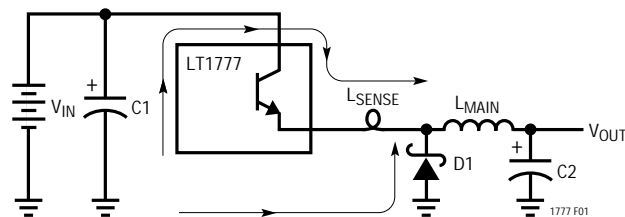


図1. 高速電流スイッチング・パス

センス・インダクタの選択

LT1777は外付けセンス・インダクタを使用し、以下の公式に従って電流のランプ・レートの理論的な制限値を設定します。

$$\text{Max } dI/dt = \frac{2V_{BE}}{L_{SENSE}}$$

アプリケーション情報

センス・インダクタ値の決定には、全体の効率 (P_{OUT}/P_{IN}) とスイッチ電流スルーレート間のトレードオフの評価が含まれます。センス・インダクタが大きいと、電流スルーレートが低下し、高周波数RFI放出が少なくなりますが、効率が犠牲になります。

検討すべきは与えられたアプリケーションでのセンス・インダクタ値の許容範囲です。センス・インダクタには最小制限はなく、値がゼロでもかまいません。(言い換えると、物理的にセンス・インダクタが存在せず短絡に置き換えられます。)これは与えられた状況で可能な最高の効率になります。明白な電流スルーレートは存在しませんが、LT1777では電圧スルーレートが本質的に抑えられており、多くの場合は他の標準スイッチング・レギュレータより低ノイズの電源動作が可能です。

センス・インダクタの最大許容値以下であれば、これはスイッチング・サイクルの通常部分において、メイン・インダクタの電流ランプ・レートによって決定されます。スイッチ電流のスルーレートをメイン・インダクタで規定される電流スルーレートに制限するのは一般に慎重過ぎます。これは潜在的に三角電流波形を生じることになります。ノイズ性能が多少向上しても大幅に効率が低下します。数学的に述べると、メイン・インダクタでの最大スルーレートは、最大入力電圧が以下のときに発生します。

$$\frac{dI}{dt} = \frac{\text{Max } V_{IN} - V_{OUT}}{L_{MAIN}}$$

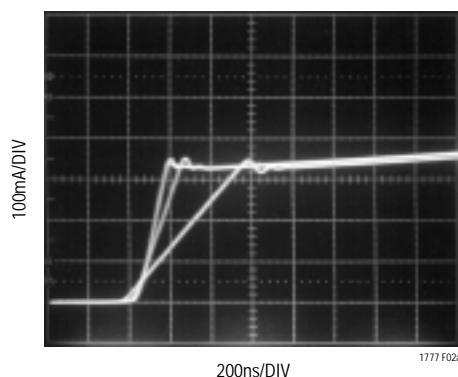
センス・インダクタには、印加電圧の $2V_{BE}$ が加わりません。これは最も高いときで $1.0V$ 程度です。慎重を期して、さらに $1/2$ を使用すると、センス・インダクタの最大値は以下ようになります。

$$\frac{0.5V}{L_{SENSE}} = \frac{\text{Max } V_{IN} - V_{OUT}}{L_{MAIN}} \quad \text{または、}$$

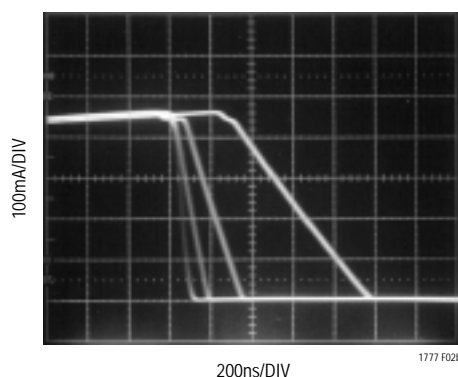
$$\text{Max } L_{SENSE} = L_{MAIN} \left(\frac{0.5V}{\text{Max } V_{IN} - V_{OUT}} \right)$$

一例として、最大入力電圧 $36V$ 、出力電圧 $5V$ 、メイン・インダクタ値 $220\mu H$ では、推奨するセンス・インダクタの最大値は $3.5\mu H$ になります。

センス・インダクタ値に対する回路動作の様子を、図2のオシロスコープ写真に示します。センス・インダクタの値を $0\mu H$ 、 $0.47\mu H$ 、 $1\mu H$ 、 $2.2\mu H$ にすることができる点を除いて、回路と動作条件は本データ・シートの最初のページにある標準応用例に類似しています。図2aは、電流波形の立上りエッジ(ターンオン)を拡大したものです。 $0\mu H$ と $0.47\mu H$ の値で dI/dt が約 $2.2A/\mu s$ 、 $1\mu H$ で $1.4A/\mu s$ 、 $2.2\mu H$ で $0.6A/\mu s$ であることがわかります。図2bは、電流波形の立下りエッジ(ターンオフ)です。 $0\mu H$ 、 $0.47\mu H$ 、 $1\mu H$ 、 $2.2\mu H$



(a)立上りエッジ



(b)立上りエッジ

図2. V_{SW} ノード電流動作と L_{SENSE} 値。 $L_{SENSE} = 0\mu H$ 、 $0.47\mu H$ 、 $1.0\mu H$ 、 $2.2\mu H$

アプリケーション情報

の4つのセンス・インダクタ値では、 di/dt はそれぞれ約4.5A/ μ s、2.2A/ μ s、1.4A/ μ s、0.6A/ μ sです。

これらの写真はセンス・インダクタンスには最小有効値があり、これは室温での標準部品の場合には0.47 μ Hであることを示しています。この値のインダクタは、立下りエッジ・レートに対してはわずかな効果がありますが、本質的に立上りエッジには効果はありません。センス・インダクタンスの最小有効値とは、この値よりもはるかに小さなインダクタは、実質的にゼロ・インダクタンスと同等であり、有用な目的は何もないことを意味します。

要約すると、

1. LT1777は外付けセンス・インダクタを使用し、以下の公式に従って電流ランプ・レートに理論的な制限を設定します。

$$\text{Max } di/dt = \frac{2V_{BE}}{L_{SENSE}}$$

2. センス・インダクタの許容範囲は、最小値ゼロから以下の式による最大値までです。

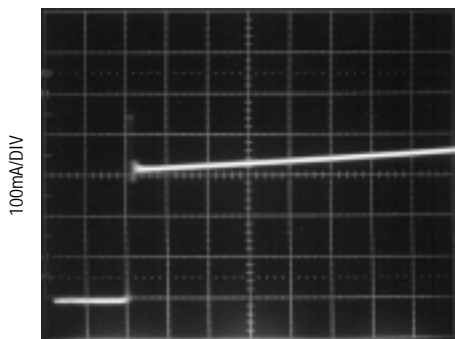
$$\text{Max } L_{SENSE} = L_{MAIN} \left(\frac{0.5V}{\text{Max } V_{IN} - V_{OUT}} \right)$$

3. 最小有効インダクタ値は標準0.47 μ Hです。

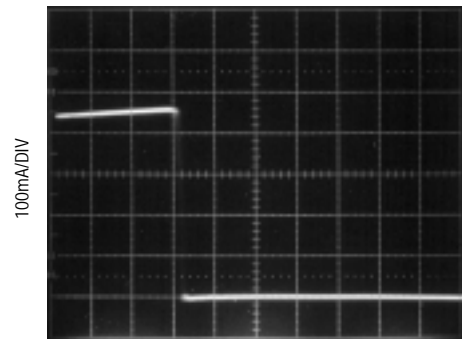
高調波動作

LT1676はLT1777の高効率バージョンです。図3の追加オシロスコープ写真は、LT1777に代えてLT1676を使用したときの電流波形の立上りエッジと立下りエッジを示します(LT1676ではセンス・インダクタは使用しません)。LT1676の電流波形の立上りエッジと立下りエッジは、LT1777が0 μ Hのセンス・インダクタを使用するときでも、LT1777よりもはるかに高速です。10%から90%までの立上り時間/立下り時間は10ns~20nsのオーダーで、200ns/DIVの水平スイープ・レートで正確に測定するには速すぎます。

この時間を基準とする分析では、LT1777の電流波形が標準的な高効率の降圧コンバータよりも低ノイズであることを示していますが、周波数領域を基準とし直接比較して調べることを希望するユーザもあります。図4a、4b、4cに電流波形のスペクトル分析を示します。水平軸は2MHz/DIV(0MHz~20MHz)、垂直軸は10dB/DIVです。写真はすべて、 $V_{IN} = 24V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ で400mAのときのものです。図4aは比較のために用意したLT1676のもので、図4bと図4cはLT1777のもので、センス・インダクタはそれぞれ0 μ Hと2.2 μ Hです。センス・インダクタがない状態で、LT1676からLT1777に目を移すと、高周波数エネルギーが減少していますが、2.2 μ Hのセンス・インダクタではさらに改善が見られます。たとえば、LT1777は10MHzでは0 μ Hで約 - 10dB、2.2 μ Hで約 - 25dBの改善が見られます。



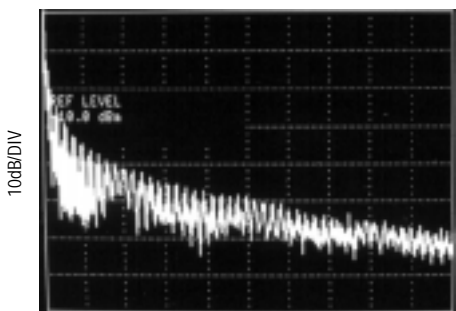
(a) 立上りエッジ



(b) 立下りエッジ

図3. LT1676の電流波形(比較用)

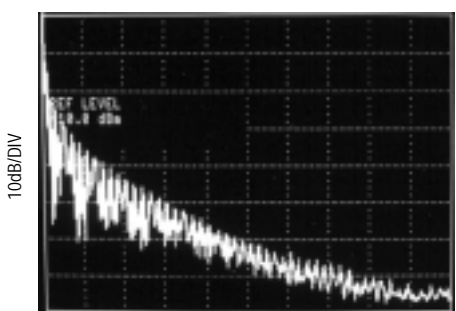
アプリケーション情報



0MHz to 20MHz (2MHz/DIV)

1777 F04a

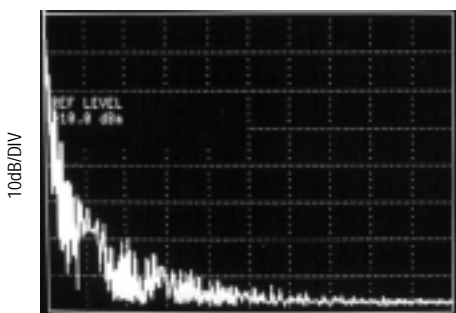
(a) L_{SENSE} = 比較用



0MHz to 20MHz (2MHz/DIV)

1777 F04b

(b) L_{SENSE} = 0 μ HのLT1777



0MHz to 20MHz (2MHz/DIV)

1777 F04c

(c) L_{SENSE} = 2.2 μ HのLT1777

図4. 図2および図3の電流波形のスペクトル分析 ($V_{IN} = 24V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $I_{OUT} = 400mA$)

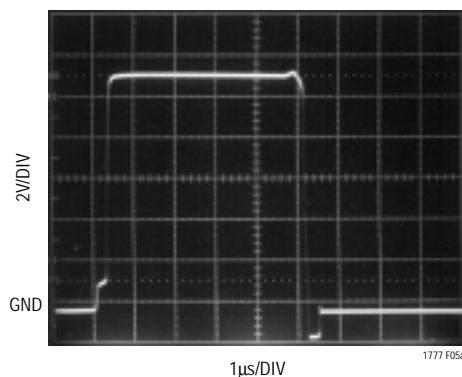
電圧波形

電流の動きとは異なり、LT1777の電圧スルーレートはユーザが設定できません。部品の選択やその他の処置は必要ありません。しかし、標準的な動きを調べることは有益です。図5のオシロスコープ写真は、入力電圧が12Vと36Vのときの V_{SW} の電圧波形を示しています。前

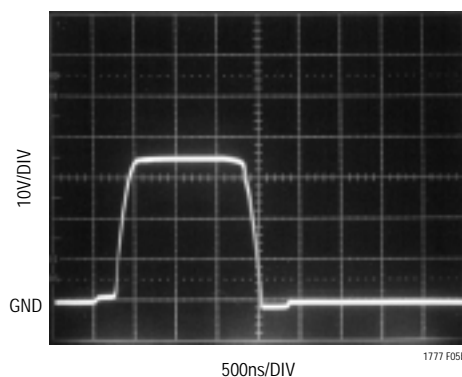
述したとおり、この回路は本データシートの最初のページに記載されている標準応用回路例で、出力負荷は400mAです。

図5aで V_{IN} が12Vの場合は、比較的矩形の電圧波形を示しています。制限された電圧スルーレートにより、ほぼ垂直なスイッチング・エッジが可能のため、電力はほとんど無駄になりません。立上りエッジ前の正進行電圧変化と立下りエッジ後の負進行電圧変化を見ることができます。これらは内部電流制限回路が動作している証拠です。

図5bで V_{IN} が36Vの場合は、かなり矩形とは異なる電圧波形を示しています。遷移に200~300nsを要するため、電圧スルーレートが制限されていることは明らかです。これより遷移が遅いと効率 (P_{OUT}/P_{IN}) が低下します。比較のために、図6のオシロスコープ写真は高効率なLT1676の性能を示しています。電圧遷移は100nsよりはるかに高速で、波形はほぼ矩形です。



(a) $V_{IN} = 12V$



(b) $V_{IN} = 36V$

図5. V_{SW} ノード電圧波形

アプリケーション情報

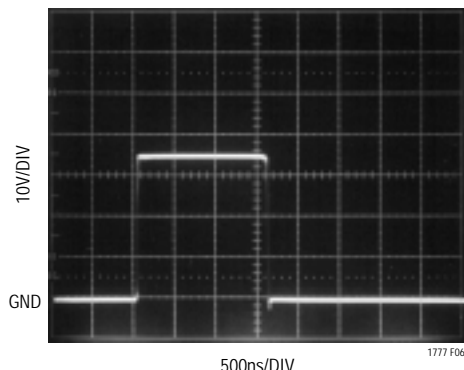


図6. LT1676の V_{SW} ノードの電圧波形
($V_{IN} = 36V$ 比較用)

メイン・インダクタの選択

メイン・インダクタを選択する際に考慮するパラメータがいくつかあります。インダクタンス値、ピーク電流定格(コアの飽和を回避するため)、DC抵抗、構造、物理的寸法、コストなどです。

インダクタンス値が決まったら、インダクタ・ピーク電流定格と抵抗を考慮する必要があります。メーカーはコアの飽和と自己加熱の影響のワーストケースの組合せから得られる「ピーク電流定格」を規定していることがよくありますが、インダクタ・ピーク電流定格は、コア材質の飽和の開始を示します。 I^2R 電力はインダクタを過熱させるおそれがあるため、インダクタの巻線抵抗だけでインダクタの電流を制限します。該当する場合は、出力短絡条件を含めるのを忘れないでください。短絡時の動作ではインダクタのピーク電流定格を上回る可能性があります。コアの飽和自体はコアに無害なので、やはり過剰な抵抗性自己加熱が潜在的な問題です。

最終的なインダクタの選択は一般にコストに基づきます。これは通常は、要求されるインダクタンス値、抵抗値、および電流量に適合する最小サイズの部品を選ぶこととなります。さらに考慮すべき要素は物理的構造です。簡単にいえば、ロッドまたは平行形コア構造の開放型インダクタが一般に最も小型かつ安価です。ただし、開放構造では発生した磁界が外に漏れ、RFIに敏感なアプリケーションでは許容できない場合があります(軽減される要因は、前述したとおりメイン・インダクタを流れるAC電流ではそのエネルギーの大部分が基本周波数と低い高調波に集中することです)。多くが外部

磁界の少ない表面実装構造で提供されるトロイダル型インダクタは、一般にコストが高く物理寸法も大きくなります。カスタム設計は常に可能ですが、最も実現性の高いLT1777のアプリケーションは、主要サプライヤから提供される標準製品群で構築することができます。

バイパス・コンデンサの選択

最初のページの標準的応用例に示すように、基本的なトポロジーでは電源入力 V_{IN} に1個と電源出力 V_{OUT} に1個の計2個のバイパス・コンデンサを使用します。

このコンデンサにはインダクタ $L1$ のACリップル電流しか流れないため、ユーザが適切な出力コンデンサを選択することは比較的容易です。LT1777は降圧(バック)アプリケーション用に設計されているので、出力電圧は一般に入手可能な最大定格35V程度のタンタル型コンデンサで対応できます。これらタンタル型コンデンサは容積効率が良く、多くはESR性能が規定されています。インダクタACリップル電流と出力コンデンサのESRの積は、出力ノードにピーク・ツー・ピーク電圧リップルとして現れます。(注:このリップルが大きくなりすぎる場合は、 V_C ピンに少なくともそのスイッチング周波数において大きな制御ループ補償が必要になることがあります。)

入力バイパス・コンデンサの選択はさらに困難な場合があります。標準的なアプリケーション(例えば、24V入力で5V出力)では、パワー・スイッチによって発振器周期のごく一部分でのみ比較的大きな V_{IN} 電流が流れます(低オン・デューティ・サイクル)。その結果生じるRMSリップル電流は、DC平均 V_{IN} 電流の数倍にも達する可能性があり、それに対してコンデンサの定格を定めなければなりません。良好なESR/リップル電流定格を持つ小型の表面実装型電解コンデンサといえばタンタル型です。ただし、標準のコンデンサ電圧ディレーティングを考慮したワーストケースの入力電圧が、通常入手可能なタンタル・コンデンサ定格である35V程度を超える可能性があります。その場合は、スイッチング電源アプリケーション用に製造され、定格が定められた比較的大きな「高周波」アルミニウム電解タイプが唯一の選択になります。

さらに、入力コンデンサと出力コンデンサに $0.1\mu F$ セラミック・バイパス・コンデンサを並列に接続すれば効果

アプリケーション情報

的です。それらは中間MHz領域でESRが比較的低いため、高速グリッチをさらに低減できます。

最大負荷/短絡に関する検討事項

LT1777は電流モード・コントローラです。V_Cノード電圧を電流コンパレータの入力として使用し、ピーク電流に達すると出力スイッチをサイクルごとにターンオフします。標準2.0VのV_Cノードの内部クランプは、出力スイッチのピーク電流制限として動作します。この動作がスイッチ電流制限仕様になります。最大利用可能出力電力はスイッチ電流制限によって決定されます。

短絡状態で制御性の問題が発生する可能性があります。電源出力が短絡すると、帰還アンプは制御電圧(V_C)をピーク電流制限値まで上昇させることによっ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にされ、電流がV_Cで示される値を超えるとターンオフすることです。しかし、電流コンパレータと出力スイッチのターンオフに伴う応答時間は決まっています。これが最小オン時間 t_{ON(MIN)}です。ダイオード順方向電圧 + インダクタ I・R電圧降下すなわち (V_F + I・R) に対する V_{IN}の比が大きいと、制御不能になる可能性があります。制御を維持するための条件を数式で表すと以下のようになります。

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

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 = ダイオード順方向電圧

V_{IN} = 入力電圧

I・R = インダクタ I・R電圧降下

この状態が観測されない場合、電流はI_{PK}では制限されませんが、サイクルごとに徐々に高い値に上昇していきます。LT1777の標準クロック周波数100kHzを使用し、V_{IN}を48V、そして(V_F + I・R)を仮に0.7Vとすると、制御を維持できる最大 t_{ON}は約140nsであり、短時間すぎて許容されません。

この問題を解決する方法は、FBピンの電圧が異常に低下し、短絡状態を示しているときは、発振周波数を下げることです。図7に発振周波数とFBピン電圧の標準的な応答を示します。発振周波数は、FB電圧が公称値の約半分に低下するまでは正常です。これ以下では、発振周波数は約25kHzの制限値まで直線的に下がります。これは短絡時に発振周波数が低いと、実効最小オン時間で制御を維持することができます。

ユーザが発振器をSYNCピンを通して外部周波数源に追従して動作させている場合は、短絡時の動作に別の問題が生じる可能性があります。ただし、LT1777はFB電圧が異常に低下したために発振周波数が下がると、同期機能を自動的にディスエーブルする回路を内蔵しています。

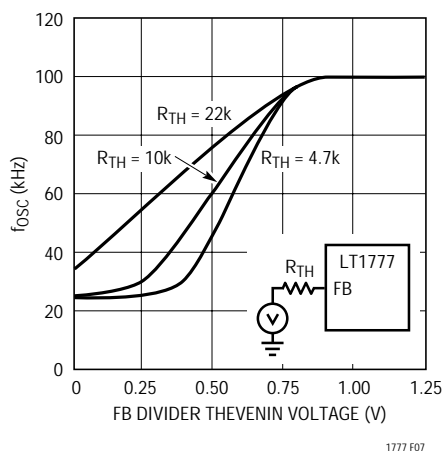


図7. 発振器周波数とFB分割器テブナン電圧およびインピーダンス

帰還分割器の検討事項

LT1777のアプリケーションには一般にV_{OUT}とグランド間に抵抗分割器があり、センター・ノードがFBピンをリファレンス電圧V_{REF}にドライブします。これにより2本の抵抗間で一定の比率が確立されますが、この抵抗ペアでの合計インピーダンス・レベルにより、別の自由度が提供されます。この最も明らかな効果は効率であり、帰還分周器の抵抗が高いと消費される電力が減少し、特に軽負荷時にいくらか効率が向上します。

アプリケーション情報

ただし、発振器のスローダウンによる短絡保護(前述)は、FBピン動作に依存しており、FBノードの外部インピーダンスに敏感です。図7のグラフは、FBピン電圧、ドライブ・インピーダンス、および発振周波数の標準的な関係を示しています。これは帰還ネットワークのインピーダンスが10k以上になると、完全な発振器のスローダウンが達成されず、短絡保護が十分に行われないことを示しています。また実際の問題としては、FBピンのバイアス電流と高いFBネットワークのインピーダンスの積によって、出力電圧誤差が増加します(10kのFBテブナン・インピーダンスの標準キャンセル分が内部に含まれています)。

熱に関する検討事項

ワーストケースの入力電圧および負荷電流条件によって、ダイの定格温度を超えないように注意してください。コーナーにある4本のパッケージ・ピンが良好なグランド・プレーンに接続されているとき、SO16パッケージの定格は50 Wです(これらのコーナー・ピンは、熱特性を改善するために、内部でダイ・パドルに接続されています)。ダイ接合部温度は、次式のとおり周囲温度と内部損失の関数です。

$$T_J = T_A + J_A \cdot P_{INT}$$

全内部損失は、無信号時電力、DCスイッチ損失、ACスイッチ損失の3つで構成されます。多くの場合、ACスイッチ損失が全電力損失を支配しますが、正確に算出することは困難です。

潜在的なユーザに、2つのオプションが提案されます。1つは、標準的応用例のセクションに記載されているグラフ・データを検討することです。LT1777の内部損失と負荷電流のグラフは、入力電圧が12V、24V、36V、出力電圧が5Vおよび3.3Vでセンス・インダクタが0μH、1μH、2.2μHの場合のものです(図9、11)。ユーザの最終回路では、回路例とは多少異なる受動部品を使用する場合がありますが、ICの内部損失がこのような状況に左右されることはありません。

ユーザが実現したい回路が回路例と大きく異なる場合は、経験的手法が推奨されます。提案された電源は該当

する入力電圧および負荷電流範囲で動作させてください。入力電力と出力電力を測定して、その差を「損失電力」として計算します。この損失電力の測定値から推定インダクタおよびダイオード損失を減算すると、LT1777の内部損失の値が得られます。幸い、LT1777の内部損失が全電力損失の大部分を占めるため、インダクタとダイオードの電力損失を非常に正確に評価する必要はありません。インダクタ電力は I^2R で推定することができます。ここで、 I は負荷電流、 R はインダクタの直流抵抗です(センス・インダクタでの損失は通常はかなり小さいため、メイン・インダクタしか考慮する必要はありません)。ダイオードの電力は、 $1/2 \cdot V_F \cdot I \cdot DC$ で算出できます。ここで、 V_F はダイオードの順方向電圧、 I は負荷電流、 DC はダイオードが導通しているときのデューティ・サイクルのパーセンテージです。

周波数補償

ループ周波数補償は、誤差アンプの出力(V_C ピン)からグランドにコンデンサ、あるいはほとんどの場合は直列R/Cを接続して行います。適切なループ補償は、アプリケーション・ノートAN19で詳述されている経験的手法によって得られます。簡単にいえば、これには V_{IN} と I_{LOAD} 値の期待範囲にわたり、負荷過渡状態にし、ダイナミック特性を観測するわけです。

実際の問題として、別の小容量コンデンサを V_C ピンからグランドに直接接地して、 V_{SW} ピンおよび V_D ピンからの容量結合を低減することが一般に推奨されます。このコンデンサの標準値は100pFです(スイッチ・ノードの検討事項を参照してください)。

スイッチ・ノードの検討事項

LT1777は低ノイズ・コンバータですが、「自己結合」による問題が生じる可能性があります。これは特に V_{SW} ピンが制御されない方法でデバイスのハイ・インピーダンス・ノード(例: \overline{SHDN} 、 \overline{SYNC} 、 V_C 、 FB)に容量結合すると発生する可能性があります。これによって、サイクル動作の不良、パルス幅の不安定、誤った出力電圧や電流制限動作が早まるなどの誤動作を起こす可能性があります。

アプリケーション情報

一例として、 V_{SW} ノードとハイ・インピーダンス・ピン・ノード間の容量が0.1pFで、問題のハイ・インピーダンス・ノードのグラウンドに対する容量が1pFであると仮定します。また、「標準的な」36V入力から5V出力のアプリケーションであるとし、 V_{SW} ノードでの大きな電圧振幅により、ハイ・インピーダンス・ピンに3.5V (!)の過渡信号が結合され、異常動作を引き起こします。このノードに100pFコンデンサを追加すると、妨害の振幅を35mV近くまで低減します(ただし、セトリング時間は増加します)。

ピンに対する具体的な推奨事項は、以下のとおりです。

$\overline{\text{SHDN}}$: 使用しない場合は、100pFのコンデンサでグラウンドに接続します。

SYNC : 使用しない場合は接地します。

V_C : 補償ネットワークのほかに、コンデンサを1個追加して直接接地します。メイン補償コンデンサの1/10の値で最大100pFが推奨されます。

FB : V_C ピンが正しく処理されていれば、通常このピンにはコンデンサは必要ありませんが、浮遊容量を少なくするために、このノードは物理的に小さくしてください。

標準的応用例

基本5V出力アプリケーション

図8に I_{OUT} が最大500mAの5V出力の基本的な応用回路を示します。入力電圧が12V、24V、36V、センス・インダクタ値が0 μ H、1 μ H、2.2 μ Hの場合の効率と内部電力損失のグラフを図9に示します。熱的制約のために、高入力電圧、大きな値のセンス・インダクタ、および高出力電流が同時に要求される組合せでの連続動作はできない場合があることに注意してください(ただし、入力電圧または出力電流での短い過渡状態は問題になりませ

ん)。図に示すとおり、 $\overline{\text{SHDN}}$ ピンとSYNCピンは使用されていませんが、必要に応じて一方または両方を外部信号でドライブすることができます。

記載したデータは、メイン・インダクタに標準品のCoilcraft DO3316-224を使用した場合のもので、このインダクタは、開放型構造を使用した安価なインダクタです。トロイダル・スタイルのインダクタの場合、Coiltronics CTX250-4または同等品で代替可能です。

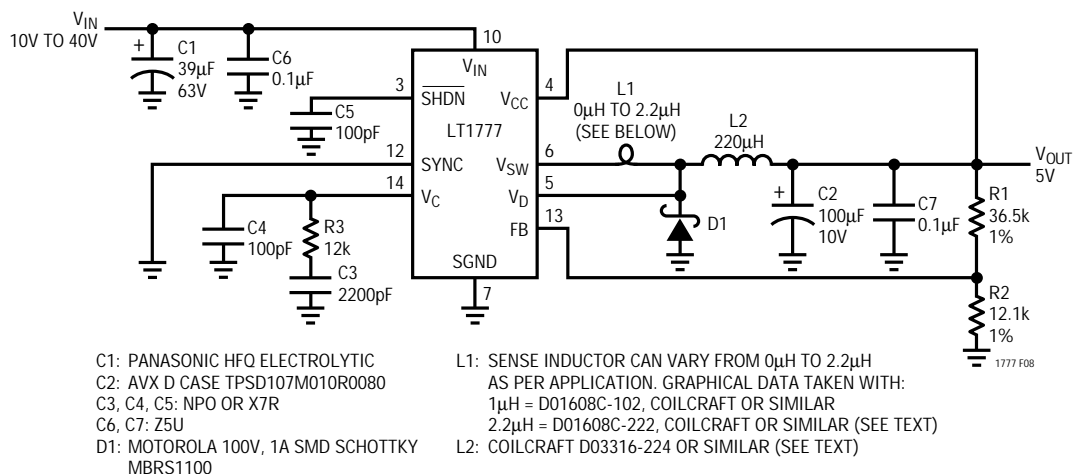


図8. 基本5V出力アプリケーション

標準的応用例

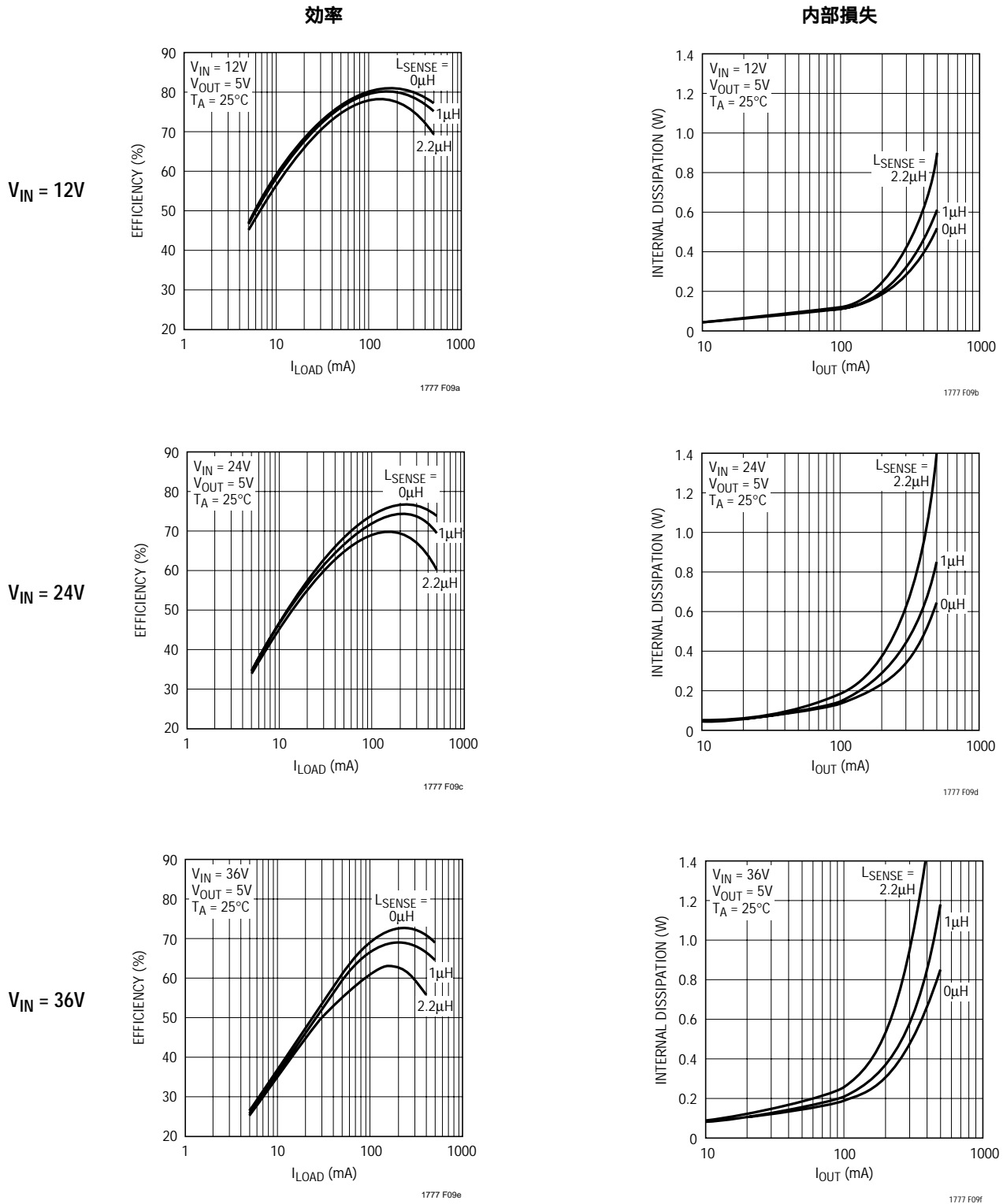


図9. 基本5V出力アプリケーションの効率とLT1777の内部損失

標準的応用例

基本3.3V出力アプリケーション

図10は前の例に似ていますが、3.3V出力に変更したものです。この回路でも、入力電圧が12V、24V、36V、センス・インダクタ値が0 μ H、1 μ H、2.2 μ Hの場合の効率と内部電力損失のグラフを図11に示します。LT1777の内部損失が5Vの例に非常に近いのが興味深いところです。これはLT1777の内部損失は、主として入力電圧、

負荷電流、およびセンス・インダクタによって決まり、出力電圧による影響はごく小さいということです。

このデータは、メイン・インダクタに標準品であるCoilcraft DO3316-154を使用した場合のもので、このインダクタは、開放型構造を使用した安価なインダクタです。トロイダル型インダクタの場合は、Coiltronics CTX150-4または同等品で代替可能です。

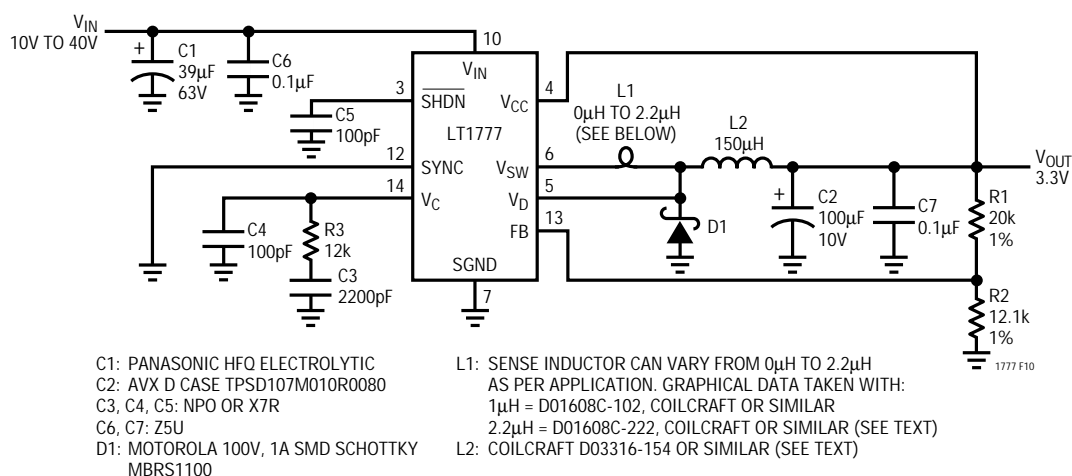


図10. 基本3.3V出力アプリケーション

標準の応用例

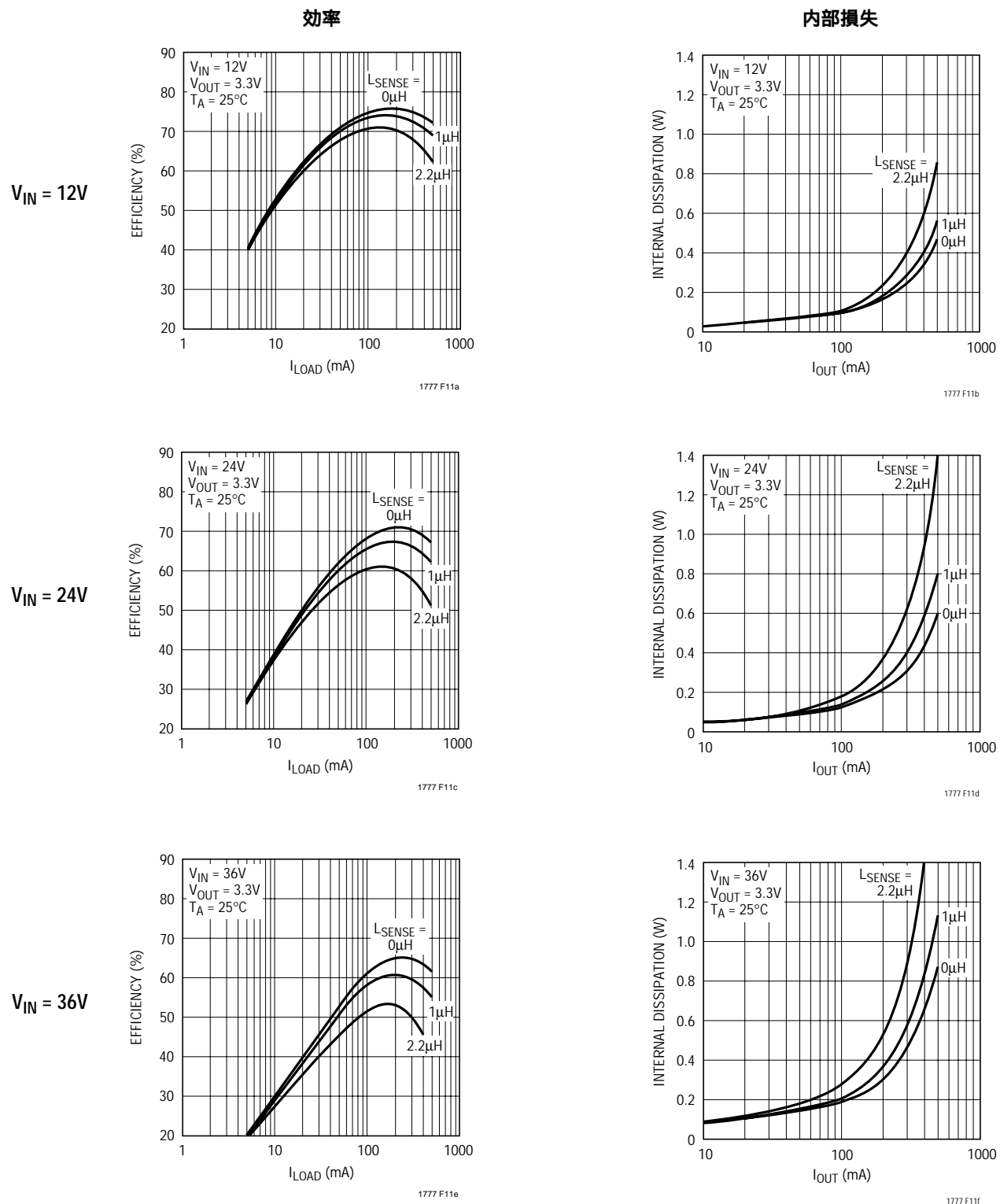


図11. 基本3.3V出力アプリケーションの効率とLT1777の内部損失

標準的応用例

オプションの入出力フィルタリング

伝導ノイズを最小限に抑えたいときは、トポロジーに入力または出力フィルタを追加すると効果的な場合がよくあります。これは入力または出力ノードの伝導ノイズを一桁以上減らすのに経済的な方法です。詳しく説明すると長くなりますので、アプリケーション・ノートAN19およびAN44で解説する処置を参考にしてください。ただし、原理を紹介するために一例を示します。

図12は、前掲の「基本5V出力アプリケーション」を入力インダクタと出力L/Cの組合せを追加して変更したものです。図13、図14のオシロスコープ写真で劇的なノイズ特性の改善が見られます。動作条件は $V_{IN} = 24V$ 、 $I_{OUT} = 400mA$ です。図13の2枚のスクリーン写真は、 $33\mu H$ のインダクタを追加する前と追加した後の入力ノードの応答を示しています。上側の波形は、出力電圧のAC結合を示し(50mV/DIV)、下側の波形はノードに流れ込む電流のDC結合を示します(50mA/DIV)。入力電圧リップルが100mV_{p-p}から約

10mV_{p-p}に減少しているのが分かります。リップル電流も大幅に減少しています(このACリップル電流の改善は、実際に放射磁界ノイズに影響を与えます。)

図14の次の2枚の写真は、出力ノードのAC結合を示した波形です(2mV/DIV)。電圧リップルは、本来は約12mV_{p-p}で、エネルギーの大部分が最低高調波にあることが分かります。4.7 μH のインダクタと100 μF の第2出力コンデンサを追加した後のリップルは、1mV_{p-p}以下になっています。

これらの入力および出力インダクタ条件を実現するのはさほど困難ではなく、この例では安価な開放型DO1608Cタイプを使用しています。この場合も、高価な閉鎖構造インダクタを使用することもできますが、これらのインダクタが生成するACフィールドは標準的に小さいため通常は必要ありません。

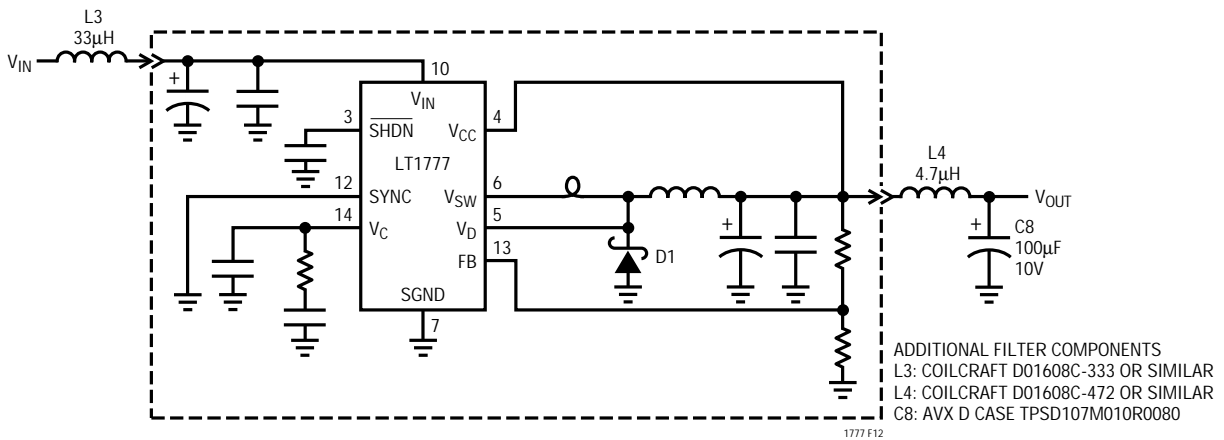
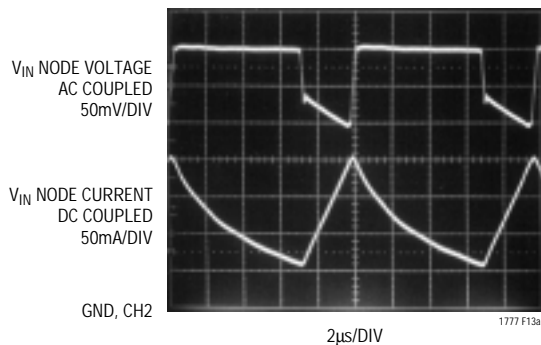
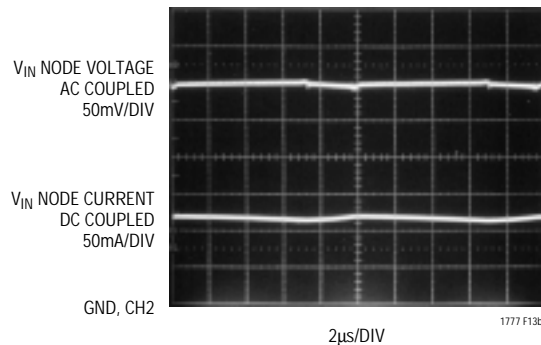


図12. オプションの入力/出力フィルタ付き基本5Vアプリケーション



(a) 入力インダクタがないとき



(b) 入力インダクタを追加後

図13. 入力ノードのリップル

標準的応用例

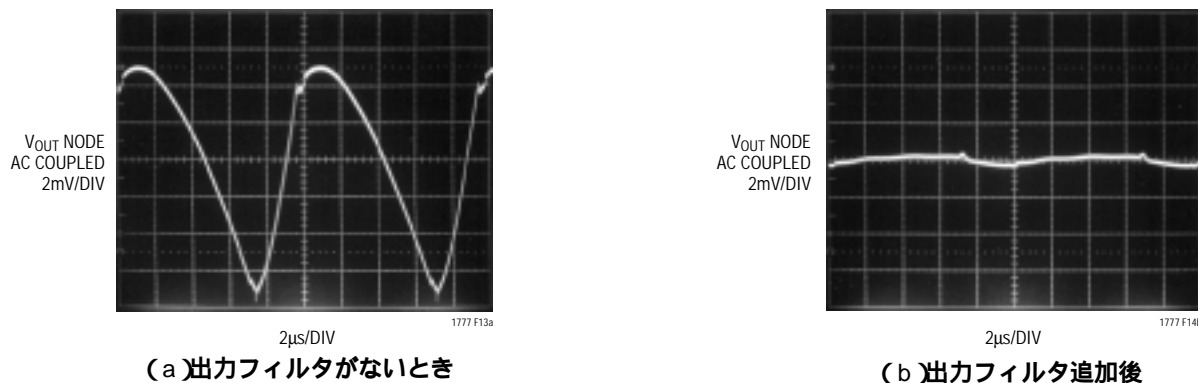


図14. 出力ノードのリプル

ユーザがプログラム可能な低電圧ロックアウト

図15は、 V_{IN} とグランド間に抵抗分割器を使用して \overline{SHDN} ノードをドライブします。これはユーザがプログラム可能な低電圧ロックアウト(UVLO)機能を追加する簡単で経済的な方法です。抵抗 $R5$ は、約1.25Vの標準 \overline{SHDN} ピン・ロックアウト・スレッシュホールドで約200 μ Aが流れるような値が選択されます。誤差が少なくなるように \overline{SHDN} ピンの入力電流よりはるかに大きく、かつLT1777がロックアウト・モード時に流す標準2.5mAより大幅に低い値として、約200 μ Aという適当な値が選択されました。次に、抵抗 $R4$ の両端電圧が必要な V_{IN} UVLO電圧 - 1.25Vのときに、2.5mA以下の200 μ Aになるように抵抗 $R4$ が選択されます(2.5mAの要素は、 \overline{SHDN} ピンの入力電流による誤差を小さくするための許容値です)。

動作は次のとおりです：通常の動作は標準入力電圧24Vで観測されます。入力電圧が約18Vまで低下するとスイッチング動作が停止し、 V_{OUT} がゼロに低下します。LT1777では V_{IN} 電源から V_{IN} および V_{CC} 消費電流が流れます。25°Cで標準約10V程度の低い入力電圧では、 \overline{SHDN} ピンの電圧がシャットダウン・スレッシュホールドまで低下し、デバイスには V_{IN} レールからのみシャットダウン電流が流れます。抵抗分割器 $R4$ と $R5$ は、 V_{IN} から継続的に電流が流れます。(\overline{SHDN} ピン・ロックアウト・スレッシュホールドは温度の影響を含めても比較的正確ですが、 \overline{SHDN} ピンのシャットダウン・スレッシュホールドはより大まかで、かなりの温度ドリフトがあることに注意してください。とはいえ、シャットダウン・スレッシュホールドは、常にロックアウト・スレッシュホールド以下になりません。)

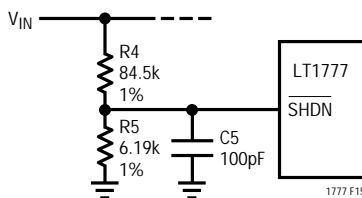


図15. ユーザがプログラム可能なUVLO

LT1777

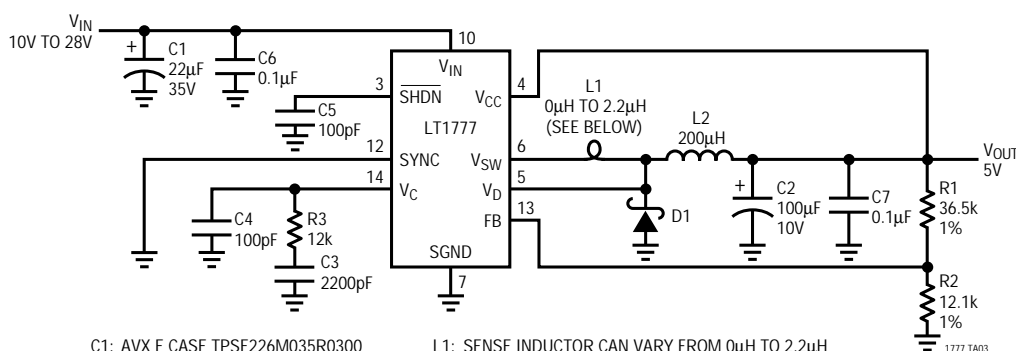
標準的応用例

最小PCボード・サイズ・アプリケーション

前掲の基本アプリケーションは、LT1777の定格入力電源電圧および出力電流を供給可能な電源パス部品を採用しています。以下に示す回路を使用すれば、プリント回路ボードの必要面積をかなり小さくすることができます。これには物理的に小さく安価なパワー・インダクタとタンタル入力コンデンサを使用します。この回路は最

大28Vの入力電圧から最高5V/300mAを供給できます。唯一の欠点はインダクタの抵抗が大きくなるため、回路がグランドへの無限の短絡に耐えられないことです。LT1777は I_{LIM} の標準値で電流を制限しますが、これではインダクタが過熱してしまいます。ただし、数秒以下の瞬時短絡には耐えることができます。

最小PCボード面積のアプリケーション



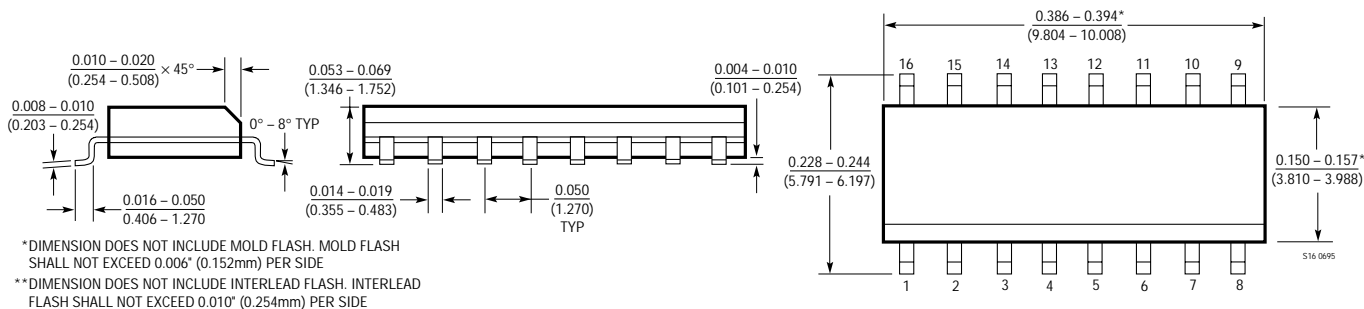
C1: AVX E CASE TPSE226M035R0300
C2: AVX D CASE TPSD107M010R0080
C3, C4, C5: NPO OR X7R
C6, C7: Z5U
D1: MOTOROLA 100V, 1A SMD SCHOTTKY MBR51100

L1: SENSE INDUCTOR CAN VARY FROM 0µH TO 2.2µH AS PER APPLICATION. SEE PREVIOUS SCHEMATICS FOR EXAMPLES
L2: COILCRAFT CTX200-1 OR SIMILAR

パッケージ 注記がない限り寸法はインチ(ミリメートル)

Sパッケージ

16リード・プラスチック・スモール・アウトライン(細型0.150)
(LTC DWG # 05-08-1610)



関連部品

製品番号	説明	注釈
LT1533	超低ノイズ1Aスイッチング・レギュレータ	低ノイズ絶縁型電源用プッシュプル・デザイン
LT1534	超低ノイズ2Aスイッチング・レギュレータ	ブースト・トポロジーの超低ノイズ・レギュレータ
LT1676/LT1776	広入力範囲、高効率、降圧レギュレータ	7.4~60V入力、100/200kHz動作、700mA内蔵スイッチ