

特長

- 500kHz固定スイッチング周波数
- 同期が容易
- すべて表面実装型部品が使用可能
- 最小5 μ Hのインダクタ・サイズ
- 飽和スイッチ設計：0.4
- 実効電源電流：2.5mA
- シャットダウン電流：20 μ A
- サイクル単位の電流制限

アプリケーション

- ポータブル・コンピュータ
- バッテリ動作システム
- バッテリ・チャージャ
- 電源配分

概要

LT[®]1375/LT1376は、500kHzモノリシックのバック・モード・スイッチング・レギュレータです。発振器、コントロール、およびロジックなど必要なすべての回路とともに、1.5Aスイッチを内蔵しています。スイッチング周波数が高いため、外部部品サイズをかなり小さくできます。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、現行の電流モードのトポロジを採用しています。固定電圧出力と可変出力を用意しております。

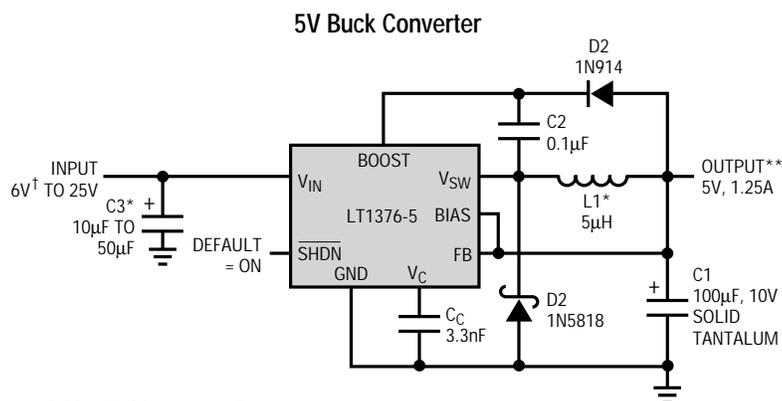
特別な高速バイポーラ・プロセスと新しい設計技術を駆使し、高いスイッチング周波数で高効率を達成しています。出力を使用して回路をバイアスしたり、電源ブースト・コンデンサを用いてパワー・スイッチを飽和させることにより、広い出力電流範囲で高い効率が維持されます。両方のデバイスとも、シャットダウン信号により、電源電流は20 μ Aに減少します。LT1375はロジック・レベル入力を使用して、550kHzから1MHzの範囲で外部から同期させることができます。

LT1375/LT1376は標準8ピンPDIPおよびSOパッケージで供給されます。完全なサイクル単位の短絡保護、およびサーマル・シャットダウン機能を備えています。インダクタやコンデンサなど外付け部品は、標準表面実装型のものが使用できます。

出力が3.3Vの低入力電圧のアプリケーションの場合は、LT1507をご検討ください。このデバイスは機能的には同じですが、4.5Vから12Vの入力電圧で動作可能です。

LT、LTC、LTはリアテクノロジー社の登録商標です。

TYPICAL APPLICATION



* RIPPLE CURRENT $\geq I_{OUT}/2$

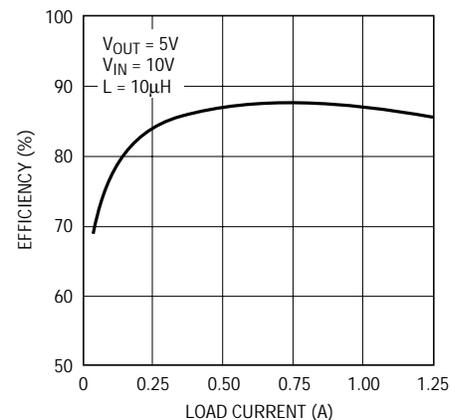
** INCREASE L1 TO 10 μ H FOR LOAD CURRENTS ABOVE 0.6A AND TO 20 μ H ABOVE 1A

† FOR INPUT VOLTAGE BELOW 7.5V, SOME RESTRICTIONS MAY APPLY.

SEE APPLICATIONS INFORMATION.

1375/76 TA01

Efficiency vs Load Current



1375/76 TA02

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Input Voltage	25V	Operating Ambient Temperature Range	
Boost Pin Voltage	35V	LT1375C/LT1376C	0°C to 70°C
SHDN Pin Voltage	7V	LT1375I/LT1376I	-40°C to 85°C
Bias Pin Voltage	7V	Operating Junction Temperature Range	
FB Pin Voltage (Adjustable Part)	3.5V	LT1375C/LT1376C	0°C to 125°C
FB Pin Current (Adjustable Part)	1mA	LT1375I/LT1376I	-40°C to 125°C
Sense Voltage (Fixed 5V Part)	7V	Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Sync Pin Voltage	7V	Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION

<p>TOP VIEW</p> <p>N8 PACKAGE 8-LEAD PDIP</p> <p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SO</p> <p>$\theta_{JA} = 100^{\circ}\text{C}/\text{W}$ (N8) $\theta_{JA} = 120^{\circ}\text{C}/\text{W}$ TO $150^{\circ}\text{C}/\text{W}$ DEPENDING ON PC BOARD LAYOUT (S8)</p>	ORDER PART NUMBER	<p>TOP VIEW</p> <p>N8 PACKAGE 8-LEAD PDIP</p> <p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SO</p> <p>$\theta_{JA} = 100^{\circ}\text{C}/\text{W}$ (N8) $\theta_{JA} = 120^{\circ}\text{C}/\text{W}$ TO $150^{\circ}\text{C}/\text{W}$ DEPENDING ON PC BOARD LAYOUT (S8)</p>	ORDER PART NUMBER
	LT1375CN8 LT1375CN8-5 LT1375CS8 LT1375CS8-5 LT1375IN8 LT1375IN8-5 LT1375IS8 LT1375IS8-5		LT1376CN8 LT1376CN8-5 LT1376CS8 LT1376CS8-5 LT1376IN8 LT1376IN8-5 LT1376IS8 LT1376IS8-5
	S8 PART MARKING		S8 PART MARKING
	1375 13755 1375I 1375I5		1376 13765 1376I 1376I5

Consult factory for Military grade parts.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{IN} = 15\text{V}$, $V_C = 1.5\text{V}$, boost open, switch open, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Reference Voltage (Adjustable)	All Conditions	● 2.39	2.42	2.45	V
		2.36		2.48	V
Sense Voltage (Fixed 5V)	All Conditions	● 4.94	5.0	5.06	V
		4.90		5.10	V
Sense Pin Resistance		7	10	14	k Ω
Reference Voltage Line Regulation	$5\text{V} \leq V_{IN} \leq 25\text{V}$		0.01	0.03	%/V
Feedback Input Bias Current		●	0.5	1.5	μA
Error Amplifier Voltage Gain	$V_{SHDN} = 1\text{V}$ (Notes 1, 7)		200	400	
Error Amplifier Transconductance	$V_{SHDN} = 1\text{V}$, $\Delta I(V_C) = \pm 10\mu\text{A}$ (Note 7)	● 1500	2000	2700	μMho
		1100		3000	μMho

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

T_J = 25°C, V_{IN} = 15V, V_C = 1.5V, boost open, switch open, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V _C Pin to Switch Current Transconductance			2		A/V	
Error Amplifier Source Current	V _{SHDN} = 1V, V _{FB} = 2.7V or V _{SENSE} = 4.4V	●	150	225	280	μA
Error Amplifier Sink Current	V _{SHDN} = 1V, V _{FB} = 2.7V or V _{SENSE} = 5.6V		2			mA
V _C Pin Switching Threshold	Duty Cycle = 0		0.9			V
V _C Pin High Clamp	V _{SHDN} = 1V		2.1			V
Switch Current Limit	V _C Open, V _{FB} = 2.1V or V _{SENSE} = 4.4V, V _{BOOST} = V _{IN} + 5V	●	1.50	2	3	A
	DC ≤ 50%	●	1.35		3	A
	DC = 80%					
Switch On Resistance (Note 6)	I _{SW} = 1.5A, V _{BOOST} = V _{IN} + 5V	●		0.3	0.4	Ω
					0.5	Ω
Maximum Switch Duty Cycle	V _{FB} = 2.1V or V _{SENSE} = 4.4V		90	93		%
	-55°C ≤ T _J ≤ 125°C		86	93		%
	T _J = 150°C		85	93		%
Switch Frequency	V _C Set to Give 50% Duty Cycle		460	500	540	kHz
	-25°C ≤ T _J ≤ 150°C		440		560	kHz
	T _J ≤ -25°C		440		570	kHz
Switch Frequency Line Regulation	5V ≤ V _{IN} ≤ 25V	●		0.05	0.15	%/V
Frequency Shifting Threshold on FB Pin	Δf = 10kHz	●	0.8	1.0	1.3	V
Minimum Input Voltage (Note 2)		●	5.0	5.5		V
Minimum Boost Voltage (Note 3)	I _{SW} ≤ 1.5A	●	3	3.5		V
Boost Current (Note 4)	V _{BOOST} = V _{IN} + 5V	●		12	22	mA
	I _{SW} = 500mA	●		25	35	mA
	I _{SW} = 1.5A	●				
Input Supply Current (Note 5)	V _{BIAS} = 5V	●	0.9	1.4		mA
Output Supply Current (Note 5)	V _{BIAS} = 5V	●	3.2	4.0		mA
Shutdown Supply Current	V _{SHDN} = 0V, V _{IN} ≤ 25V, V _{SW} = 0V, V _C Open	●		15	50	μA
					75	μA
Lockout Threshold	V _C Open	●	2.3	2.38	2.46	V
Shutdown Thresholds	V _C Open	●	0.15	0.37	0.60	V
	Device Shutting Down	●	0.25	0.45	0.60	V
	Device Starting Up	●				
Minimum Synchronizing Amplitude (LT1375 Only)	V _{IN} = 5V	●	1.5	2.2		V
Synchronizing Range (LT1375 Only)			580		900	kHz
Sync Pin Input Resistance			40			kΩ

The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range.

Note 1: Gain is measured with a V_C swing equal to 200mV above the low clamp level to 200mV below the upper clamp level.

Note 2: Minimum input voltage is not measured directly, but is guaranteed by other tests. It is defined as the voltage where internal bias lines are still regulated so that the reference voltage and oscillator frequency remain constant. Actual minimum input voltage to maintain a regulated output will depend on output voltage and load current. See Applications Information.

Note 3: This is the minimum voltage across the boost capacitor needed to guarantee full saturation of the internal power switch.

Note 4: Boost current is the current flowing into the boost pin with the pin held 5V above input voltage. It flows only during switch-on time.

Note 5: Input supply current is the bias current drawn by the input pin when the bias pin is held at 5V with switching disabled. Output supply current is the current drawn by the bias pin when the bias pin is held at 5V. Total input referred supply current is calculated by summing input supply current (I_{SI}) with a fraction of output supply current (I_{SO}):

$$I_{TOT} = I_{SI} + (I_{SO})(V_{OUT}/V_{IN})(1.15)$$

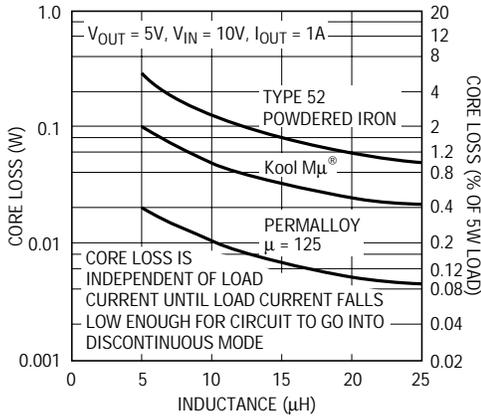
With V_{IN} = 15V, V_{OUT} = 5V, I_{SI} = 0.9mA, I_{SO} = 3.6mA, I_{TOT} = 2.28mA.

Note 6: Switch-on resistance is calculated by dividing V_{IN} to V_{SW} voltage by the forced current (1.5A). See Typical Performance Characteristics for the graph of switch voltage at other currents.

Note 7: Transconductance and voltage gain refer to the internal amplifier exclusive of the voltage divider. To calculate gain and transconductance refer to sense pin on fixed voltage parts. Divide values shown by the ratio V_{OUT}/2.42.

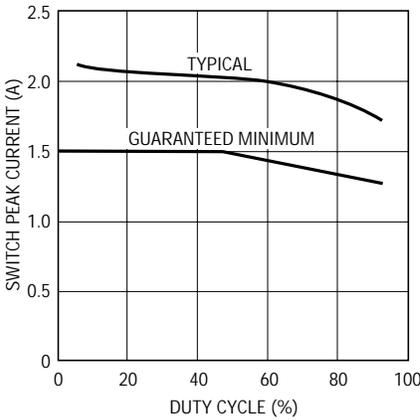
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Inductor Core Loss



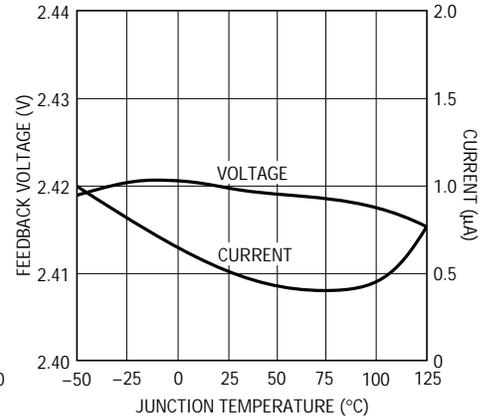
1375/76 G01

Switch Peak Current Limit



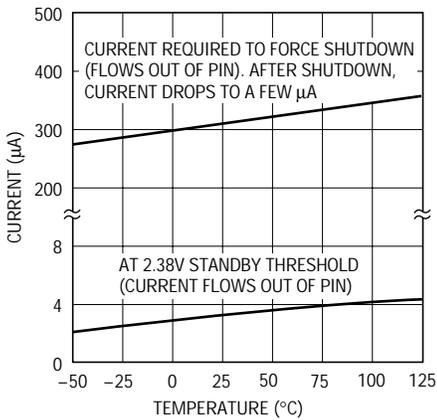
1375/76 G08

Feedback Pin Voltage and Current



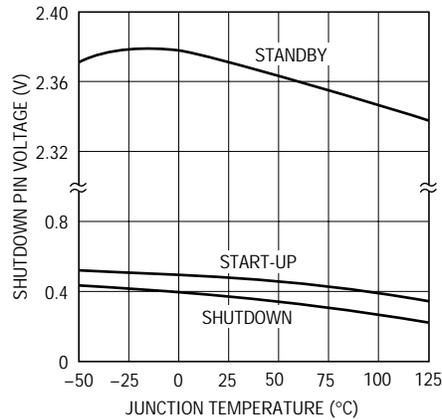
1375/76 G09

Shutdown Pin Bias Current



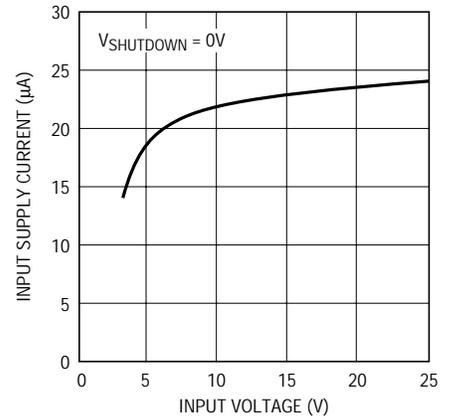
1375/76 G04

Standby and Shutdown Thresholds



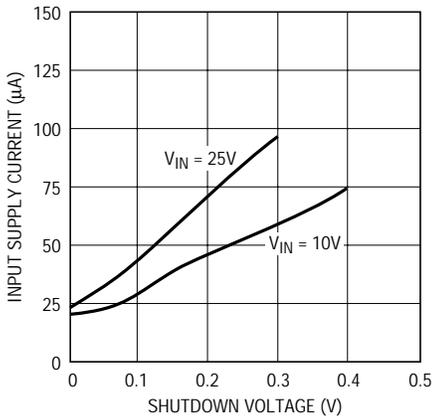
1375/76 G05

Shutdown Supply Current



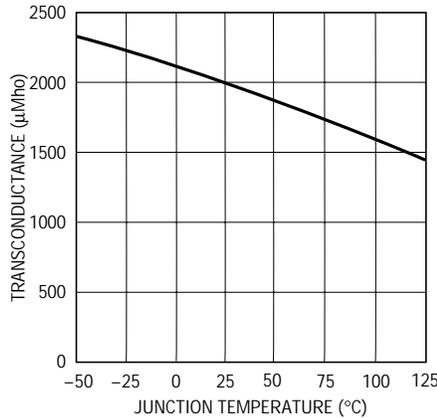
1375/76 G06

Shutdown Supply Current



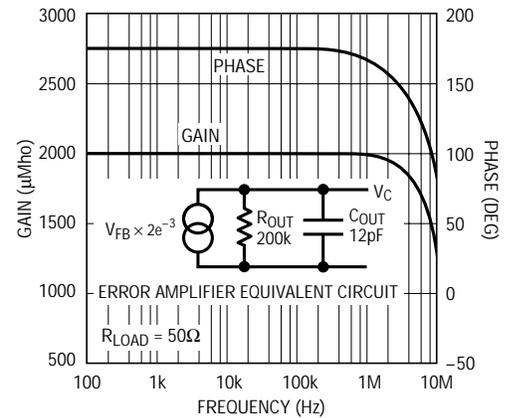
1375/76 G07

Error Amplifier Transconductance



1375/76 G02

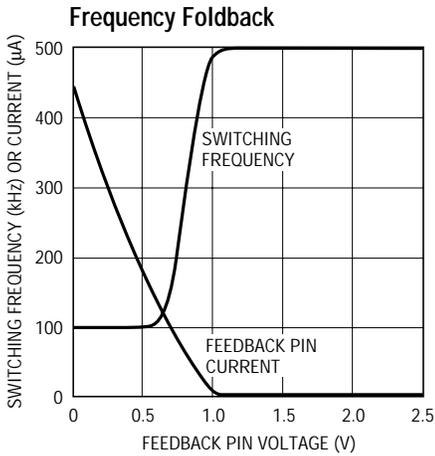
Error Amplifier Transconductance



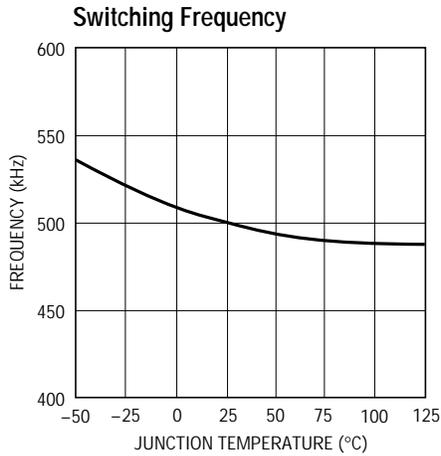
1375/76 G03

Kool M μ is a registered trademark of Magnetics, Inc.

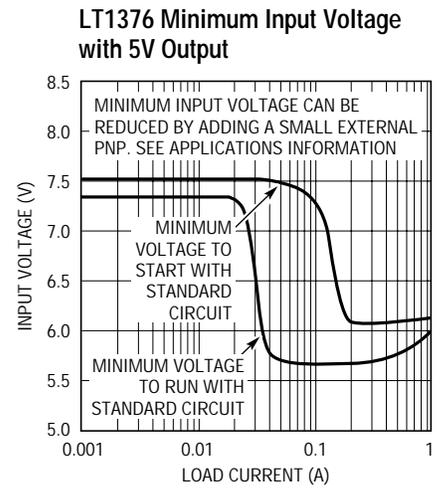
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



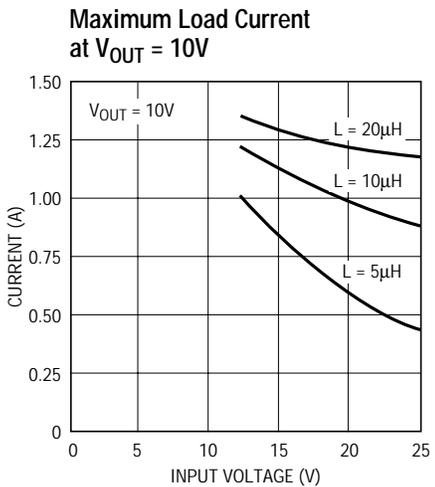
1375/76 G10



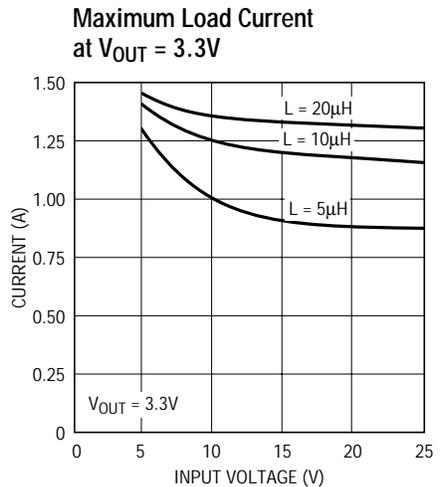
1375/76 G11



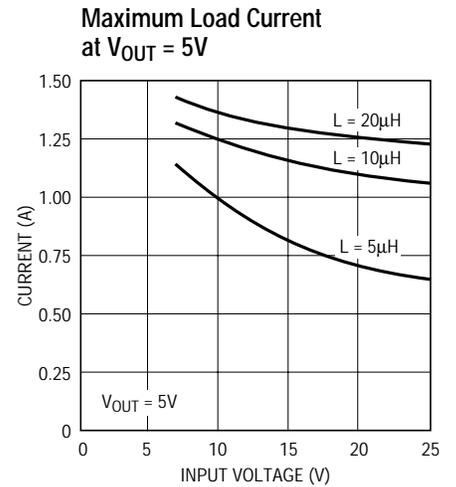
1375/76 G12



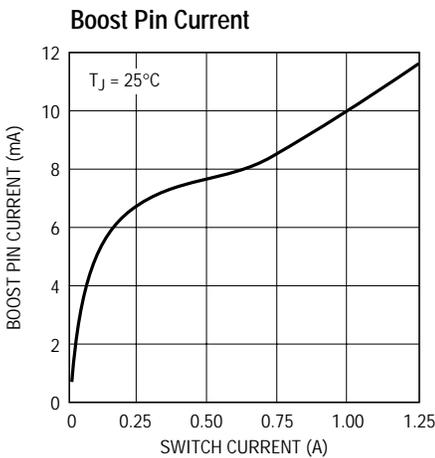
1375/76 G13



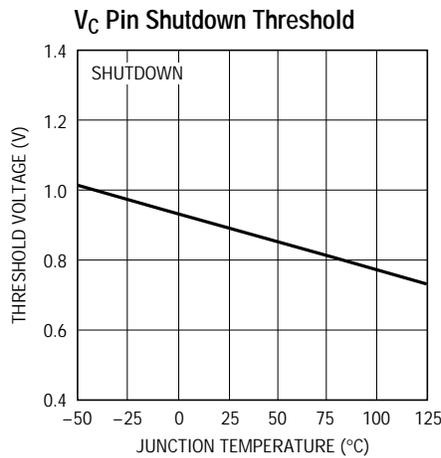
1375/76 G14



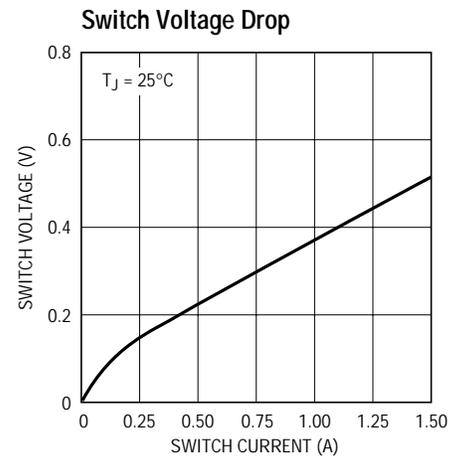
1375/76 G15



1375/76 G16



1375/76 G11



1375/76 G18

ピン機能

BOOST(ピン1): ブースト・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。追加電圧がない場合、標準スイッチ電圧損失は約1.5Vになります。追加ブースト電圧により、スイッチが飽和でき、電圧損失はFET構造上の損失0.3に接近しますが、ダイ面積はより小さくなります。効率は従来のバイポーラ設計では75%であったのに対し、これら新しいデバイスでは87%以上に向上します。

V_{SW}(ピン3): このスイッチ・ピンは、内部のパワーNPNスイッチのエミッタです。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。負電圧は外部キャッチ・ダイオードによってクランプされます。許容される最大負スイッチ電圧は - 0.8Vです。

SHDN(LT1375ではピン4、 LT1376ではピン5): このシャットダウン・ピンを使用してレギュレータをターンオフし、入力ドレイン電流を数 μ Aまで低減します。実際には、このピンには2つの別々のスレッシュホールドがあり、1つはスイッチングを停止させるための2.38Vのスレッシュホールド、もう1つは完全なマイクロパワー・シャットダウンを実行するための0.4Vのスレッシュホールドです。2.38Vスレッシュホールドは、高精度の低電圧ロックアウト(UVLO)として機能します。低電圧ロックアウトは、入力電圧があらかじめ決められたレベルに達するまで、レギュレータの動作をさせない目的で使用される場合があります。

BIAS(ピン4、 LT1376のみ): このバイアス・ピンを使用して、高入力電圧および軽負荷電流での動作時の効率を改善します。このピンを出力電圧に接続すると、大部分の内部回路が入力電源ではなく、出力電圧から動作電流を

引き出します。これは入力電圧が出力電圧よりはるかに高い場合は、非常に効率の高い方法です。この動作モードの最小出力電圧値は3.3Vです。 $V_{IN} = 20V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、および $I_{OUT} = 25mA$ では、効率が10%以上向上します。

SYNC(ピン5、 LT1375のみ): SYNCピンは、内部発振器を外部信号に同期させるために使用します。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。同期範囲は初期動作周波数と等しく、最大900kHz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セクションを参照してください。

FB/SENSE(ピン7): この帰還ピンは、このピンが2.42Vになるような外付け分圧器により希望の出力電圧を設定するのに使用します。固定電圧デバイス(LT1375-5、 LT1376-5)は分圧器をチップに内蔵しているため、FBピンをセンス・ピンとして使用し5V出力に直接接続します。FBピンにはその他にも2つの機能を実行します。ピンの電圧が1.7V以下に低下すると、スイッチ電流制限が低下します。1V以下になると、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帰還ピンの機能のセクションを参照してください。

V_α(ピン8): V_α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に使用されますが、電流クランプや制御ループのオーバードライブなど、2つ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では約1Vに留まりますが、最大負荷時には2Vになります。グランド電位にすれば、レギュレータを停止できますが、“H”にドライブした場合は電流を4mAに制限しなければなりません。

ブロック図

LT1376は定周波数、電流モード・バック・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ための内部クロックと2つの帰還ループがあります。通常の誤差アンプのほかに電流センス・アンプもあり、サイクル単位でスイッチ電流をモニタします。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されます。スイッチ電流がコンパレータの反転入力で設定されるレベルに達すると、フリップ・フロップ

がリセットされ、スイッチがターンオフします。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、電圧ではなく供給すべき電流を指示します。電圧供給システムでは、インダクタおよび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。電流供給システムでは、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

ブロック図

振周波数よりはるかに高い周波数まで、位相シフトがさらに90°追加されることはありません。このため、帰還ループの周波数補償ははるかに簡単になり、より迅速に過渡応答を行うことができます。

LT1376の大部分の回路は内部の2.9Vバイアス・ラインで動作します。バイアス・レギュレータには通常、レギュレータ入力ピンから電力が供給されますが、BIASピンを3V以上の外部電圧に接続した場合は、バイアス電力は外部ソース(通常は、出力電圧)から供給されます。バイアス・ピン電圧がレギュレータ入力電圧より低い場合、これによって効率が向上します。

ブースト・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、高いスイッチ効率が達成され、スイッチを飽和させることができます。この増幅された電圧は、外部コンデンサとダイオードで生成されます。2つのコンパレータがシャットダウン・ピンに接続されています。1つは低電圧ロックアウト用の2.38Vスレッシュホールドをもち、もう1つは完全なシャットダウン用の0.4Vスレッシュホールドをもちています。

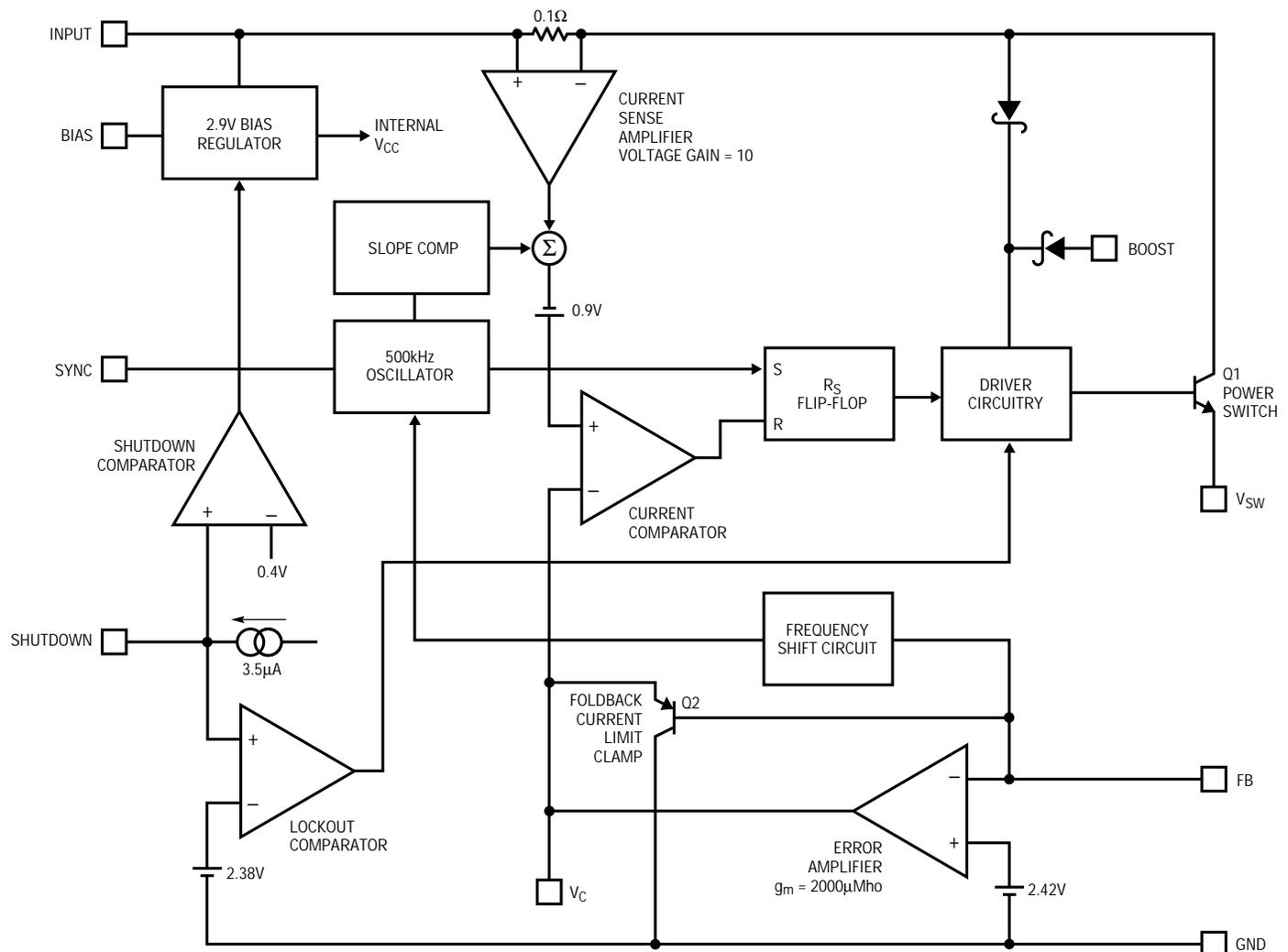


Figure 1. Block Diagram

アプリケーション情報

帰還ピンの機能

LT1376の帰還(FB)ピンは出力電圧の設定と、いくつかの過負荷保護機能に使用します。このセクションの最初の部分では出力電圧を設定するための抵抗選択について説明し、次にフォールドバック周波数およびFBピンによる電流制限について説明します。最終設計に入る前に、両方の説明を読んでください。5V固定出力のLT1376-5は分圧抵抗を内蔵し、FBピンはSENSEという名前が付けられ、出力に直接接続されています。

FBからグランドまでの出力分圧抵抗(R2)の推奨値(図2参照)は5k以下で、R1を求める公式を以下に示します。FBピンの入力バイアス電流によって生じる出力電圧誤差は、R2 = 5kの場合には0.25%以下です。表1に代表的な出力電圧に対する1%精度の抵抗値が記載されています。これらの推奨値より分圧器抵抗値が大きくなるときは、下記の説明を読んでください。

$$R1 = \frac{R2(V_{OUT} - 2.42)}{2.42}$$

Table 1.

OUTPUT VOLTAGE (V)	R2 (kΩ)	R1 (NEAREST 1%) (kΩ)	% ERROR AT OUTPUT DUE TO DISCREET 1% RESISTOR STEPS
3	4.99	1.21	+0.23
3.3	4.99	1.82	+0.08
5	4.99	5.36	+0.39
6	4.99	7.32	-0.5
8	4.99	11.5	-0.04
10	4.99	15.8	+0.83
12	4.99	19.6	-0.62
15	4.99	26.1	+0.52

電圧帰還以外の機能

帰還ピンは、出力電圧の検出以外にも使用できます。即ち出力電圧が非常に低い場合に、スイッチング周波数や電流制限を低減します(代表的性能特性のフォールドバック・グラフを参照)。これにより短絡状態では、ICと外部ダイオード、およびインダクタの消費電力を抑えます。出力が短絡するとスイッチング・レギュレータは非常に低い周波数で動作させる必要があり、ダイオードとインダクタを流れる平均電流は、スイッチの短絡制限電流(1A以下でフォールドバックするときには、LT1376では標準2A)と等しくなります。スイッチング周波数が

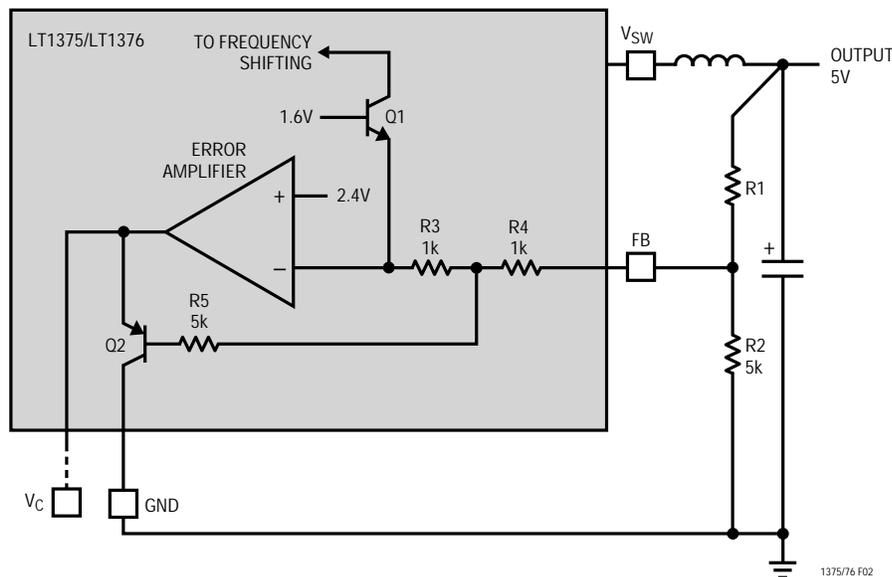


Figure 2. Frequency and Current Limit Foldback

アプリケーション情報

500kHzに維持されていれば、最小スイッチ・オン時間の制限によってスイッチャのデューティ・サイクルが低くなりすぎることはありません。したがって、周波数は帰還ピンの電圧が1V以下に低下すると約1/5だけ減少します(周波数フォールドバック・グラフ参照)。これは通常の負荷条件での動作に影響を与えません。出力電圧が上昇すると、起動時のスイッチング周波数にギア・シフトが観察されるだけです。

LT1376は低スイッチング周波数に加えて、帰還ピンの電圧が1.7V以下に低下すると、より低いスイッチ電流制限で動作します。図2のQ2はV_Cピンを、標準2.3Vの上部クランプ・レベル以下の電圧にクランプして、この機能を実行します。このフォールドバック電流制限機能は、短絡状態でのIC、ダイオード、およびインダクタの消費電力を大幅に低減します。前述したように、通常の負荷条件ではユーザがこの存在を意識することはありません。影響を受ける可能性のある負荷は、出力電圧が最終値の50%以下の状態で全負荷電流を維持しようとする電流源負荷だけです。このような希な状況では、外部ダイオードを用いて帰還ピンを1.5Vより高くクランプして、フォールドバック電流制限を無効にすることができます。注意: 帰還ピンをクランプすると、周波数シフトも無効になるため、高い入力電圧で出力を完全に短絡すると、LT1376は電源制限を制御できなくなる可能性があります。

出力電圧が低い場合、スイッチング周波数を低下させる内部回路によって、帰還ピンから電流が流れ出すようになります。この等価回路を図2に示します。Q1は通常動作中は完全にオフになっています。FBピンが1V以下に低下すると、Q1が電流を流し始め、約5kHz/μAの割合で周波数を低下させます。適切な周波数フォールドバックを確保するには(最悪短絡条件で)、外部分圧器のテブナン抵抗は、FBピンを0.6Vにして、FBピンから150μAを引き出せるだけ低い値でなければなりません(R_{DIV} ≤ 4k)。その結果、周波数および電流制限の低下は、出力電圧分圧器のインピーダンスに影響されます。分圧器インピーダンスは重要ではありませんが、抵抗が推奨値より高く、入力電圧が高いときに短絡状態が発生するときは、注意してください。高周波ピックアップが増加し、周波数および電流フォールドバックによる保護機能が低下します。

最大出力負荷電流

バック・コンバータの最大負荷電流は、LT1376の最大スイッチ電流定格(I_p)によって制限されます。この電流定格は50%のデューティ・サイクル(DC)まで1.5Aで、80%のデューティ・サイクルでは1.35Aに減少します。これを代表的性能特性に図示し、以下の式で示します。

$$I_p = 1.5A \text{ (DC} \leq 50\% \text{の場合)}$$

$$I_p = 1.65A - 0.15(DC) - 0.26(DC)^2 \text{ (} 50\% < DC < 90\% \text{の場合)}$$

$$DC = \text{デューティ・サイクル} = V_{OUT}/V_{IN}$$

例: V_{OUT} = 5V、V_{IN} = 8V、したがってDC = 5/8 = 0.625の場合、

$$I_{SW(MAX)} = 1.64 - 0.15(0.625) - 0.26(0.625)^2 = 1.44A$$

LT1376は、電流モードの低調波スイッチングを防止するためにスロープ補償回路を内蔵しており、デューティ・サイクルに応じて電流定格が低下します。詳細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。LT1376はこの点に関しては多少異なり、非直線スロープ補償を採用しているため、電流制限がわずかに低下するだけで優れた補償を実現できます。

最大負荷電流は、無限に大きなインダクタに対しては、最大スイッチ電流と等しくなりますが、有限インダクタ・サイズでは、最大負荷電流はピーク・ツー・ピークのインダクタ電流の1/2に減少します。下記の式では連続モード動作を仮定しており、右の項がI_pの1/2以下になります。

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

上記の条件に対しては、

$$\begin{aligned} I_{OUT(MAX)} &= 1.44 - \frac{(5)(8-5)}{2(10e^{-6})(500e^3)(8)} \\ &= 1.44 - 0.19 = 1.25A \end{aligned}$$

V_{IN} = 15Vでは、デューティ・サイクルが33%であるため、I_pは1.5Aで一定であり、I_{OUT(MAX)}は以下になります。

アプリケーション情報

$$1.5 - \frac{(5)(15-5)}{2(10e^{-6})(500e^3)(15)} = 1.5 - 0.33 = 1.17A$$

入力電圧が高いとインダクタのリプル電流が増加するため、引き出せる負荷電流が少なくなることにご注意ください。ただし常にそうであるとは限りません。インダクタ値と入力電圧範囲の特定の組合せでは、デューティ・サイクルが高いとピーク・スイッチ電流が減少するため、最低入力電圧で得られる負荷電流が減少する場合があります。負荷電流が利用可能な最大値に近い場合は、入力電圧範囲の最大値、最小値における最大限利用可能な電流を調べてください。ある条件における実際のピーク・スイッチ電流を計算するには、下記の式を使用します。

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

不連続動作が可能な軽負荷の場合、最大負荷電流は次のようになります。

$$I_{OUT(MAX)} \text{ 不連続モード} = \frac{(I_p)^2(f)(L)(V_{OUT})}{2(V_{OUT})(V_{IN} - V_{OUT})}$$

例：L = 2μH、V_{OUT} = 5V、V_{IN(MAX)} = 15Vの場合、

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{(1.5)^2(500e^3)(2e^{-6})(15)}{2(5)(15-5)} = 338mA$$

このような小さなインダクタを使用する主な理由は、物理的に非常に小さいことですが、ピーク・ツー・ピークのインダクタ電流はかなり高くなることを忘れないでください。これが出力リップル電圧を増加させます。リップル電圧を低下させるために、出力コンデンサを大きくしなければならない場合は、実際に回路全体が大きくなる可能性があります。

インダクタと出力コンデンサの選択

ほとんどのアプリケーションでは、出力インダクタは3μHから20μH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。値が大きいと、LT1376のスイッチ(電流制限値が1.5A)に現れるピーク電流が低下するため、流せる出力電流が大きくなります。インダクタンスが大きいと、出力リップル電圧も低下し、そしてコア損失が低減されます。代表的な性能特性セクションのグラフに、最大出力負荷電流対インダクタ・サイズ、および入力電圧を示します。別のグラフに、各種コア材料におけるコア損失対インダクタ・サイズを示します。

インダクタを選択するときには、最大負荷電流、コアおよび銅損失、許容部品高さ、出力電圧リップル、EMI、インダクタの故障電流、飽和、そして言うまでもなくコストを検討しなければなりません。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. 最大負荷電流およびコア損失のグラフからμH単位で値を選択します。軽負荷時に小さなインダクタを選択すると、不連続動作モードになる場合がありますが、LT1376はいずれの動作モードでも十分動作するように設計されています。すくなくともトロイドなど閉コア形状では、コア損失を低くすることは、コストが高くなることを覚えておいてください。コア損失のグラフに絶対損失と5W出力に対するパーセント損失を示します。実際のパーセント損失は、それぞれの状況に応じて計算する必要があります。

平均インダクタ電流が負荷電流と等しいと仮定し、インダクタが連続故障条件に耐えなければならないかどうかを決定します。たとえば最大負荷電流が0.5Aの場合、0.5Aインダクタは1.5Aの過負荷条件で故障することがあります。LT1376はフォールドバック電流制限機能を備えているため、完全短絡は実際にはより穏やかなものになります。

2. インダクタが飽和しないことを保証するために、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ときには、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なりません。鉄粉コアはソフトに飽和するため許容されま

アプリケーション情報

す。他方、フェライト・コアは急激に飽和し、その他のコア材の飽和はこれらの中間になります。以下の公式は連続モード動作を想定したものです。不連続モードの場合に、ハイサイドでわずかに誤差が生じるだけなので、あらゆる条件に使用できます。

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

V_{IN} = 最大入力電圧

f = スイッチング周波数、500kHz

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問題を防止するためにトロイダルコアのようなクローズドコアが必要かどうか判断してください。たとえば、誰でも磁気記憶媒体の隣にオープンコアを置きたくはありません！ ロッドやバレルは、安価で小形なため魅力的ですが、いつ磁界放射が問題となるかを見極める方法のガイドラインがなく、判断に迷います。
4. コア形状、ピーク電流（飽和を回避するため）、平均電流（温度上昇を制限するため）、および故障電流（インダクタが熱くなりすぎた場合は、ワイヤの絶縁が溶けて、巻線間で短絡が発生します。）の要件を満足するインダクタを購入してください（表2の代表的な表面実装部品を参照）。高効率、ロープロフィール、高温動作などの優れた特質は、場合によっては大幅なコスト増になることを忘れないでください。価格に目安を付けるために、最初に最も安い部品の価格を調べ、次に実際には何が欲しいかを追及してください。
5. 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、第二の事項を検討してください。もしも最終的な選択に不安があるときは、リニアテクノロジーの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、ロープロフィール、表面実装部品などの最新の開発状況をご説明します。

Table 2.

VENDOR/ PART NO.	VALUE (μH)	DC (Amps)	CORE TYPE	SERIES RESIS- TANCE(Ω)	CORE MATER- IAL	HEIGHT (mm)
Coiltronics						
CTX5-1	5	2.3	Tor	0.027	KMμ	4.2
CTX10-1	10	1.9	Tor	0.039	KMμ	4.2
CTX20-1	20	1.0	Tor	0.137	KMμ	4.2
CTX15-2	15	1.8	Tor	0.058	KMμ	6.0
CTX20-3	20	1.5	Tor	0.093	KMμ	4.7
CTX20-4	20	2.2	Tor	0.059	KMμ	6.4
CTX5-1P	5	1.8	Tor	0.021	52	4.2
CTX10-1P	10	1.6	Tor	0.030	52	4.2
CTX15-1P	15	1.2	Tor	0.046	52	4.2
CTX20-1P	20	1.0	Tor	0.081	52	4.2
CTX20-2P	20	1.3	Tor	0.052	52	6.0
CTX20-4P	20	1.8	Tor	0.039	52	6.35
Sumida						
CDRH64	10	1.7	SC	0.084	Fer	4.5
CDRH74	22	1.2	SC	0.077	Fer	4.5
CDRH73	10	1.7	SC	0.055	Fer	3.4
CDRH73	22	1.1	SC	0.15	Fer	3.4
CD73	10	1.4	Open	0.062	Fer	3.5
CD73	18	1.1	Open	0.085	Fer	3.5
CD104	10	2.4	Open	0.041	Fer	4.0
CD104	18	1.7	Open	0.062	Fer	4.0
Gowanda						
SM20-102K	10	1.3	Open	0.038	Fer	7.0
SM20-152K	15	1.3	Open	0.049	Fer	7.0
SM20-222K	22	1.3	Open	0.059	Fer	7.0
Dale						
IHSM-4825	10	3.1	Open	0.071	Fer	5.6
IHSM-4825	22	1.7	Open	0.152	Fer	5.6
IHSM-5832	10	4.3	Open	0.053	Fer	7.1
IHSM-5832	22	2.8	Open	0.12	Fer	7.1
IHSM-7832	22	3.8	Open	0.054	Fer	7.1

Tor = Toroid
 SC = Semi-closed geometry
 Fer = Ferrite core material
 52 = Type 52 powdered iron core material
 KMμ = Kool Mμ

アプリケーション情報

出力コンデンサ

出力リップル電圧は、出力コンデンサの有効直列抵抗 (ESR) によって決まるため、出力コンデンサは通常、ESRに基づいて選択されます。500kHzでは、有極性コンデンサは本質的に抵抗性です。ESRを低くすると体積が大きくなるため、物理的に小形のコンデンサはESRが高くなっています。標準的なLT1376アプリケーションで必要なESRの範囲は、0.05 ~ 0.5 です。代表的な出力コンデンサは、ESRが0.1 以下のAVX社のTPSタイプ、100μF@10V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、ESRを低くするために特別に製造され試験されており、単位体積当たり最低のESRを実現しています。容量値 (μF) はそれほど重要ではなく、22μFから500μF以上の容量でも十分に動作しますが、ESRの特質は顕著に現れます。小形の22μF固体タンタル・コンデンサの場合は、ESRが高く、大きな出力リップル電圧が現れます。表3に代表的な固体タンタル表面実装型コンデンサを示します。

Table 3. Surface Mount Solid Tantalum Capacitor ESR and Ripple Current

E Case Size	ESR (Max., Ω)	Ripple Current (A)
AVX TPS, Sprague 593D	0.1 to 0.3	0.7 to 1.1
AVX TAJ	0.7 to 0.9	0.4
D Case Size		
AVX TPS, Sprague 593D	0.1 to 0.3	0.7 to 1.1
AVX TAJ	0.9 to 2.0	0.36 to 0.24
C Case Size		
AVX TPS	0.2 (typ)	0.5 (typ)
AVX TAJ	1.8 to 3.0	0.22 to 0.17
B Case Size		
AVX TAJ	2.5 to 10	0.16 to 0.08

多くエンジニアが、固体タンタル・コンデンサは高いサージ電流が加わると故障しやすいということを聞いたことがあるでしょう。これは歴史的な事実です。TPSタイプのコンデンサはサージ能力が特別に試験されていますが、サージ耐久性は出力コンデンサでは重大な問題ではありません。固体タンタル・コンデンサは、ターンオン・サージが高すぎると故障しますが、レギュレータ出力ではこのようなサージは発生しません。レギュレータ出力が完全に短絡するような高い放電サージがあっても、コンデンサには影響はありません。

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、通常は非常に低いため、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200mA_{RMS}(標準値)の三角波です。これを計算する公式は次のとおりです。

出力コンデンサ・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

容量値が高く低コストのセラミック・コンデンサが、より小型のケース・サイズで供給されるようになりしました。これらはESRが非常に低いため、スイッチング・レギュレータ用としては魅力的です。残念ながら、ESRが低すぎてループ安定性の問題が生じる可能性があります。固体タンタル・コンデンサのESRは、5kHzから50kHzでループ「ゼロ」を生成するため、ループ位相マージンを許容範囲に収めるのに有効です。セラミック・コンデンサは300kHz以上の周波数でも容量性で、通常、ESRが効果を発揮する前に、ESLとの間で共振します。これらはリップル電流定格が高く、ターンオン・サージ耐久性に優れているため、入力のバイパスに適しています。リニアテクノロジーでは近い将来、セラミック・コンデンサの使用方法に関するデザイン・ノートを出版する予定です。

出力リップル電圧

図3にLT1376の代表的な出力リップル電圧波形を示します。リップル電圧は出力コンデンサの高周波数領域でのインピーダンスと、インダクタを流れるリップル電流で決定されます。インダクタを通して出力コンデンサに流れ込むピーク・ツー・ピーク・リップル電流は、以下のとおりです。

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

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する場合があります、これは次式から計算することができます。

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

アプリケーション情報

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・リップル電流とESRの積で形成される三角波と、寄生インダクタンス(ESL)およびリップル電流スルーレートによって形成される方形波の和です。容量性リアクタンスは、ESRまたはESLと比較して小さいものと仮定しています。

$$V_{RIPPLE} = (I_{p-p})(ESR) + (ESL) \Sigma \frac{di}{dt}$$

例： $V_{IN} = 10V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $L = 10\mu H$ 、 $ESR = 0.1$ 、 $ESL = 10nH$ の場合、

$$I_{p-p} = \frac{(5)(10-5)}{(10)(10e^{-6})(500e^3)} = 0.5A$$

$$\Sigma \frac{di}{dt} = \frac{10}{10e^{-6}} = 1e^6$$

$$V_{RIPPLE} = (0.5A)(0.1) + (10e^{-9})(1e^6) = 0.05 + 0.01 = 60mV_{p-p}$$

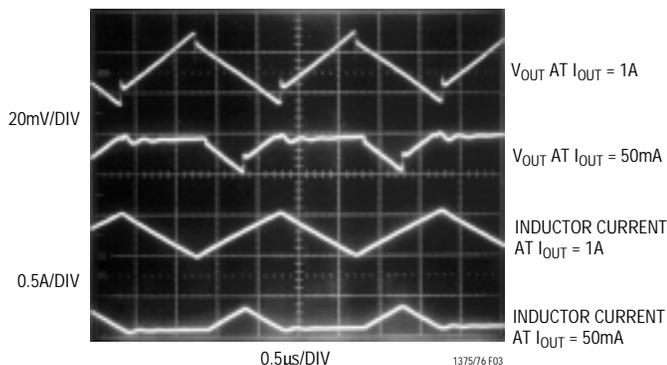


Figure 3. LT1376 Ripple Voltage Waveform

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、1N5818 ショットキ、またはそれと同等なモトローラ製MBR130です。このダイオードの定格は、平均順方向電流が1Aで逆電圧が30Vです。また、標準順方向電圧は1Aで0.42Vです。このダイオードはスイッチOFF時間中のみ電流を流します。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、次式から計算できます。

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

この式では入力電圧対出力電圧の比が5:1を超えない限り、最大負荷電流を1.25Aにしても、1Aより大きな値にはなりません。大容量ダイオードを検討する唯一の理由は、入力電圧が高く、出力が過負荷(短絡ではない)になった最悪条件です。短絡状態では、フォールドバック電流制限によってダイオード電流は1A以下に低減されますが、出力が過負荷になっても出力電圧の1/3以下に低下しないときには、フォールドバックは機能しません。過負荷状態では、出力電流は2Aのピーク・スイッチ電流制限によって決定される1.8Aの標準値まで増加します。 $V_{IN} = 15V$ 、 $V_{OUT} = 4V$ (過負荷時は5V)、および $I_{OUT} = 1.8A$ の場合、

$$I_{D(AVG)} = \frac{1.8(15-4)}{15} = 1.32A$$

これは短時間は安全ですが、これらの条件下で連続動作に耐えなければならない場合は、ダイオード製造業者に問い合わせてください。

ブーストピンの検討事項

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コンデンサと1N914または1N4148ダイオードを使用します。アノードは安定化出力電圧に接続され、そこからブースト・コンデンサの両端に安定化出力とほぼ同じ電圧を発生します。特定のアプリケーションでは、代わりにアノードを非安定化入力電圧に接続する場合があります。これは安定化出力電圧が非常に低い(3V以下)か、あるいは入力電圧が6V以下のときに必要になる場合があります。効率はコンデンサ値には影響されませんが、最小入力電圧の最悪条件下でも、十分再充電できるようにESRは2以下にしなければなりません。どのタイプのフィルムまたはセラミック・コンデンサでも十分に機能します。

警告：ブースト・ピンのピーク電圧は非安定化入力電圧と、ブースト・コンデンサ両端の電圧の和になります。これは一般に、ブースト・ピンのピーク電圧が入力電圧 + 出力電圧と等しいことを意味しますが、レギュレータ入りにブースト・ダイオードが接続されているときは、ブースト・ピンのピーク電圧は入力電圧の2倍になります。

アプリケーション情報

す。ブースト・ピン電圧が最大定格を超えないようにしてください。

ほとんどのアプリケーションにおいて、0.1μFのブースト・コンデンサが十分効果的に働きますが、念のためここで詳細を説明しておきます。ブースト・コンデンサの容量は、スイッチ・ドライブ電流条件によって決定します。スイッチ・オン時間中には、コンデンサに流れる電流は約10mA + I_{OUT}/75です。したがって、1.25Aのピーク負荷電流では、全電流は27mAになります。コンデンサのリプル電圧は、オン時間 × (電流 / 容量値) になります。つまり、ΔV = t_{ON} × 27mA / C です。t_{ON} = 1.8μsの最悪条件下でコンデンサのリプル電圧を、0.5V(あまり根拠のない数字)以下に維持するには、コンデンサは0.1μFでなければなりません。ブースト・コンデンサのリプル電圧は重要なパラメータではないものの、コンデンサ両端の最小電圧が3V以下に低下すれば、パワー・スイッチが完全に飽和しないため、効率が低下します。絶対最小コンデンサ値を求める近似式は以下のとおりです。

$$C_{\text{MIN}} = \frac{(10\text{mA} + I_{\text{OUT}}/75)(V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}})}{f(V_{\text{OUT}} - 3\text{V})}$$

f = スイッチング周波数

V_{OUT} = 調整出力電圧

V_{IN} = 最小入力電圧

この式からは0.1μFよりかなり小さいコンデンサ値が得られますが、コンデンサの直列抵抗、温度による容量変動、出力過負荷などの二次的要素を考慮していないため注意が必要です。

シャットダウン機能と低電圧ロックアウト

図4に、低電圧ロックアウト(UVLO)をLT1376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、または比較的高い信号源抵抗をもつ状況で使用されます。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は負の抵抗負荷のように見え、ソースが電流制限されるか、または低ソース電圧条件で“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、問題の発生する可能性があるソース電圧で動作するのを防止します。

ロックアウトに対するスレッシュホールド電圧は約2.38Vで、内部2.42V基準電圧よりわずかに低くなっています。スレッシュホールド電圧時にはピンからは、3.5μAのバイアス電流が流れ出します。シャットダウン・ピンが開放されている場合は、内部で生成されたこのバイアス電流を使用して、シャットダウン・ピンをデフォルトの“H”状態にします。低シャットダウン電流が問題にならないときは、R_{LO}を10k以下にすれば、この電流による誤差を最小限にすることができます。シャットダウン電流が問題になる場合は、R_{LO}を100kまで高くすることができますが、このバイアス電流による誤差と温度変化を考慮しなければなりません。

R_{LO} = 10k から100k (推奨値は25k)

$$R_{\text{HI}} = \frac{R_{\text{LO}}(V_{\text{IN}} - 2.38\text{V})}{2.38\text{V} - R_{\text{LO}}(3.5\mu\text{A})}$$

V_{IN} = 最小入力電圧

抵抗からシャットダウン・ピンまでの接続を短くし、プレーン間またはスイッチング・ノードまでの表面容量が最小になるようにしてください。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ために、1000pFコンデンサを使用して、シャットダウン・ピンをバイパスしなければなりません。低電圧ロックアウト点にヒステリシスをもたせたい場合は、出力ノードに抵抗R_{FB}を追加することができます。抵抗値は次式から計算できます。

$$R_{\text{HI}} = \frac{R_{\text{LO}}[V_{\text{IN}} - 2.38(\Delta V/V_{\text{OUT}} + 1) + \Delta V]}{2.38 - R_2(3.5\mu\text{A})}$$

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

R_{LO}には25k が推奨されます。

V_{IN} = 入力電圧がトリップ・レベルまで低下したときに、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：出力電圧が5V、入力電圧が12V以下に低下するとスイッチングが停止し、入力が13.5Vまで上昇しない限り再開しないようにします。したがって、ΔVは1.5Vであり、V_{IN} = 12Vになります。R_{LO}は25k にします。次式により、R_{HI}とR_{FB}を求めます。

アプリケーション情報

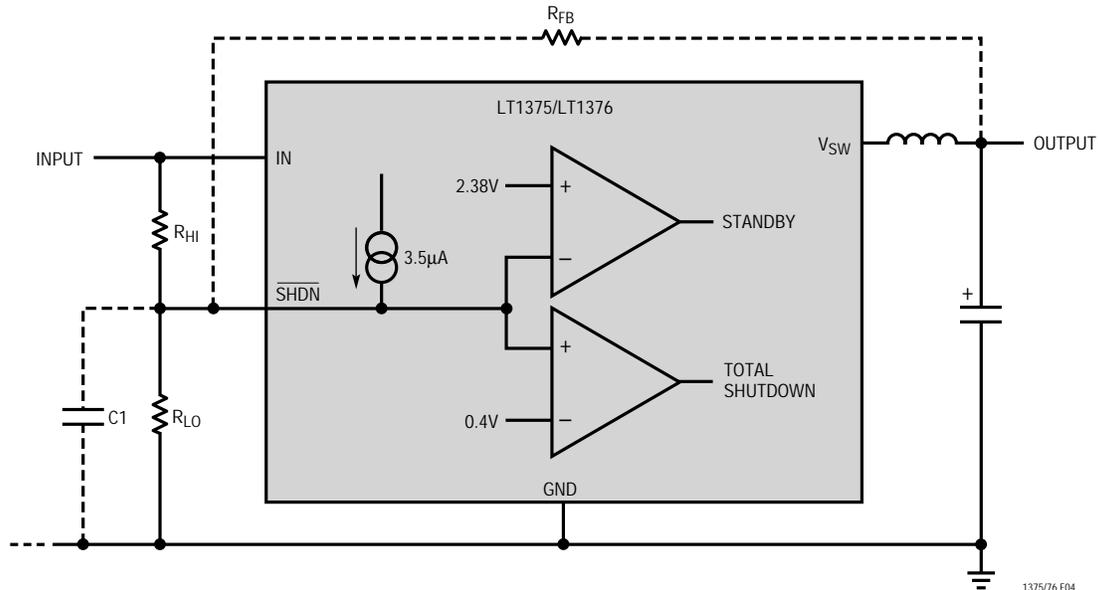


Figure 4. Undervoltage Lockout

$$R_{HI} = \frac{25k \left[12 - 2.38 \left(\frac{1.5}{5} + 1 \right) + 1.5 \right]}{2.38 - 25k \left(3.5\mu A \right)}$$

$$= \frac{25k \left(10.41 \right)}{2.29} = 114k$$

$$R_{FB} = 114k \left(5 / 1.5 \right) = 380k$$

スイッチ・ノードの検討

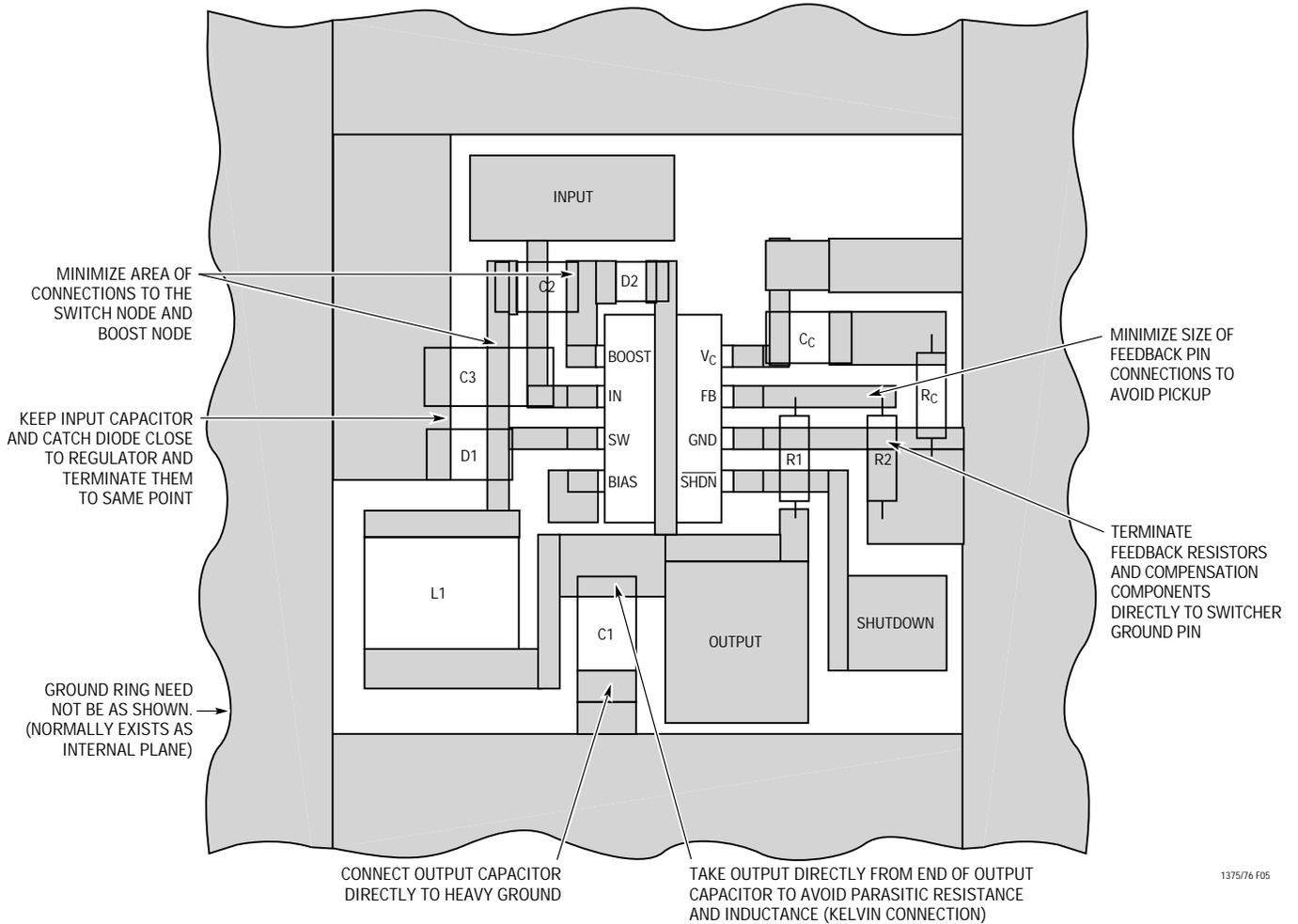
最高の効率を実現するには、スイッチの立上り時間と立下り時間を可能な限り短くします。放射や高周波共振問題を避けるには、スイッチ・ノードに接続した部品の適切なレイアウトが不可欠です。B磁界放射はキャッチ・ダイオード、スイッチ・ピン、および入力バイパス・コンデンサのリードをできるだけ短くすれば小さくなります。スイッチ・ピンとブースト・ピンに接続されるすべてのトレース長および面積を小さくすれば、E電界放射が低くなります。プレーン間結合を防止するために、スイッチ回路の下には常にグランド・プレーンを使用してください。重要部品の推奨レイアウトを図5に示します。帰還抵抗と補償用部品は、スイッチ・ノードからできるだけ離すよう心がけてください。また、キャッチ・ダイオードや入力コンデンサの大電流グランド・パスは短かくし、アナログ・グランド・ラインから離します。

高速スイッチング電流パスを図6に図示します。ノイズの少ないスイッチングと低EMIを実現するには、このパスのリード長を最小にする必要があります。スイッチ、キャッチ・ダイオード、および入力コンデンサを含むパスだけが、立上りおよび立下り時間がnsのパスです。レイアウト上でこのパスを辿ってみると、それ以上ないほど短いことが理解できます。LT1376からダイオードや入力コンデンサを移動する場合は、その働きを理解してから行ってください。その他のパスには直流と500kHzの三角波の組合せが一部含まれているだけで、それほど重要ではありません。

寄生共振

スイッチ・ノードではときどき、共振すなわち「リングング」がみられます(図7参照)。スイッチ、ダイオード、入力コンデンサのリード・インダクタンスとダイオードの容量によって、スイッチ立上り時間に続いて、非常に高い周波数のリングングが発生します。ショットキ・ダイオードはきわめて高い「Q」の接合部容量をもっており、高周波数で励起されると、何サイクルもの間リングングを続ける可能性があります。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インチであれば、そのインダクタンスは約25nHになります。100pFのショットキ・ダイオード容量は、100MHzで共振を引き起こします。このリングングはLT1376には影響なく、通常は無視できます。

アプリケーション情報



1375/76 F05

Figure 5. Suggested Layout

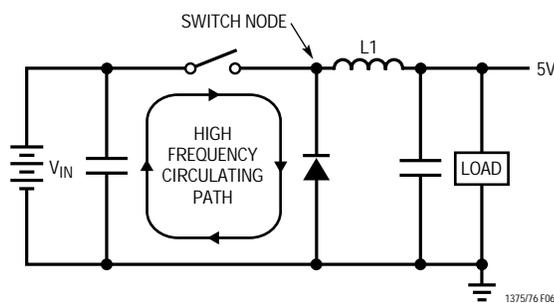


Figure 6. High Speed Switching Path

アプリケーション情報

スイッチの立下り時間に続くオーバシュートまたはリングングは、ダイオード容量ではなく、スイッチ容量によって起こります。このリングングはそれ自体は有害なものではありませんが、オーバシュートの振幅が高くなりすぎると、問題を引き起こす可能性があります。負電圧がICチップ上で寄生接合部を順バイアスし、スイッチングが不安定になる可能性があります。LT1376はこの問題を緩和する特殊回路を内蔵していますが、1Vを超える負電圧が10ns以上続かないようにしなければなりません。図7の立下りエッジ・オーバシュートの詳細を観察するには、100MHz以上のオシロスコープでないと見えないことに注意してください。

また、スイッチ・オフ時間中にインダクタ電流がゼロになるほど負荷電流が低い場合は、スイッチ・オフ時間中にさらに低い周波数リングングがみられます(図8参照)。スイッチおよびダイオード容量がインダクタと共振して、1MHzから10MHzで減衰リングングを生じます。前にも述べたとおり、このリングングはレギュレータに影響はなく、EMIの大きな要因になるようなことも考えられません。それを抵抗スナバで減衰させようとすると、効率が低下します。

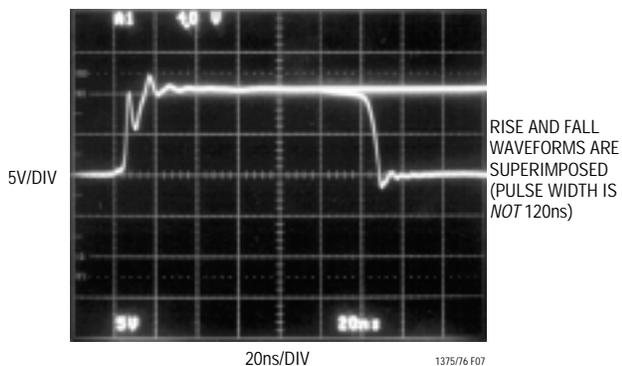


Figure 7. Switch Node Resonance

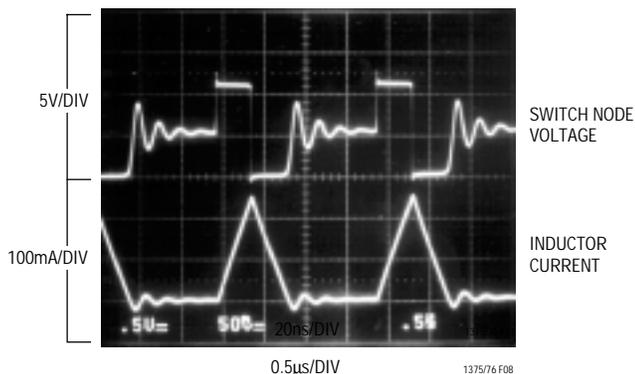


Figure 8. Discontinuous Mode Ringing

入力のバイパスと電圧範囲

入力バイパス・コンデンサ

ステップダウン・コンバータは、入力電源から電流をパルスで引き出します。これらパルスの平均高さは負荷電流と等しく、そのデューティ・サイクルは V_{OUT}/V_{IN} になります。電流の立上りと立下りは非常に高速です。入力電源のローカル・バイパス・コンデンサは、レギュレータを適切に動作させ、入力電源に帰還されるリップル電流を少なくするために必要です。このコンデンサは、タイトなローカル・ループにスイッチング電流を流して、EMIを抑えます。

入力バイパス・コンデンサのリップル定格を低く見積もったり、 μF に固執しないでください。入力コンデンサはすべてのスイッチング電流リップルを吸収するためのものであり、RMS値が負荷電流の1/2になる可能性があります。信頼性の高い動作を保証するために、コンデンサのリップル電流定格を遵守しなければなりません。コンデンサの実際値(μF)は、500kHzでは $5\mu\text{F}$ 以上は基本的に抵抗となるため、特に重要ではありません。RMSリップル電流定格が重要なパラメータです。実際のRMS電流は、次式で計算できます。

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

平方根内の項は、入力電圧が出力の2倍のときに最大値の0.5になり、比較的広い入力電圧範囲で0.5付近の値に留まります。したがって、単にワーストケース値を使用し、RMSリップル電流を負荷電流の1/2と仮定するのが一般的な方法です。LT1376の場合は1.5Aの最大出力電流では、入力バイパス・コンデンサは0.75Aのリップル電流で規定しなければなりません。しかし、最終リップル電流定格を選択する場合は、二次的な検討事項が多数あることに注意してください。これらには、周囲温度、平均対ピーク負荷電流、装置の動作スケジュール、および所要製品寿命期間などが含まれます。詳細については、アプリケーション・ノート19および46、そしてデザイン・ノート95を参照してください。

入力コンデンサの種類

レギュレータ入力で使用するコンデンサの種類を選択する場合、いくつかの注意事項があります。アルミニウム電解コンデンサは低コストですが、必要なリップル電流

アプリケーション情報

定格を満足させるには物理的形狀が大きく、サイズの制約(特に高さ)のために使用できない場合があります。今日では、大きな容量のセラミック・コンデンサが入手可能になりました。セラミック・コンデンサはリップル電流と電圧定格が高いため入力のバイパスには最適です。ただし、コストはかなり高く、フットプリントも大きくなる可能性があります。固体タンタル・コンデンサも、起動時に大きなサージ電流が発生すると時に故障することを除いては、良い選択といえます。固体タンタル・コンデンサは短絡すると、明るい白色光を発しながら多量の不快な煙を出して燃え上がる可能性があります。この現象が発生するのは全部のユニットのうちのごく少数ですが、一部のOEMメーカは高サージ・アプリケーションでの使用を禁じています。レギュレータの入力バイパス・コンデンサは、バッテリーや大容量ソースが接続されると、これらの高いサージが印加される可能性があります。一部のメーカがサージ能力を特別に試験したタンタル・コンデンサ・ライン(AVX TPSシリーズなど、表3参照)を開発しましたが、これらのユニットでも入力電圧サージがコンデンサの最大電圧定格に接近した場合は、故障する可能性があります。AVXは、高サージ・アプリケーションの場合はコンデンサ電圧を2:1にディレーティングすることを推奨しています。最大電圧定格は50Vですので、入力バイパスに固体タンタル・コンデンサを使用する場合は、25Vが実用上の上限になります。

入力電圧がデータ・シートで規定される最小値に非常に近い場合は、大きなコンデンサが必要になることがあります。スイッチ・オン時間でのわずかな電圧降下は通常、問題になることはありませんが、入力電圧が非常に低い場合は、入力電圧が最小仕様以下に低下するため、動作が不安定になるおそれがあります。入出力電圧差が最小値に近くなると、問題が発生する可能性があります。容量性リアクタンスがこれらの項と比較して小さいため、これらの電圧降下の振幅は、通常、コンデンサのESRとESLに関係します。ESRが支配項となる傾向があり、あるコンデンサ・タイプにおいて、コンデンサの物理的サイズに反比例します。

最小入力電圧(スタートアップ後)

LT1376を正しく「動作」させるための最小入力電圧は標準で5Vですが、出力を安定化するには、バック・コンバータ入力電圧が常に出力電圧より高くなければなりま

せん。最小動作入力電圧を計算するには、スイッチ電圧損失と最大デューティ・サイクルを考慮に入れる必要があります。LT1376を使用する場合には、さらにブースト回路を適切に動作させることも検討しなければなりません。ブースト回路によって、パワー・スイッチを飽和させて、高い効率を実現することができますが、特に軽負荷時にスタートアップ電圧や動作電圧が標準動作電圧より数ボルト高くなってしまふことが時々あります。100mA以上の負荷電流における最小動作電圧を計算するための近似式は、次のとおりです。

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT} + (I_{OUT})(0.4\Omega)}{0.88}$$

最小スタートアップ電圧と軽負荷時の動作

ブースト・コンデンサはスイッチ・オン時間中に、ブースト・ピンに電流を供給します。このコンデンサはスイッチ・オフ時間中にのみ再充電されます。軽負荷および低入力電圧の特定条件では、比較的短いオフ時間中には、コンデンサが完全に再充電されない場合があります。これによってブースト電圧が低下し、最小入力電圧が上昇します。軽負荷時のスタートアップ電圧は、同じ理由から通常の動作電圧より高くなります。図9のグラフに、5V出力時、スタートアップ時、および通常動作時の最小入力電圧を示します。

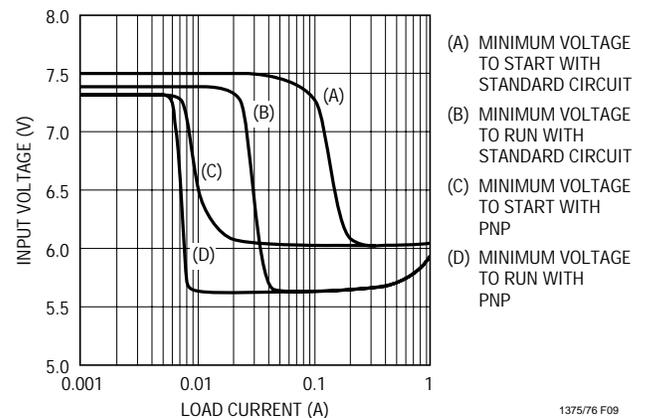


Figure 9. Minimum Input Voltage

アプリケーション情報

図10の回路は、入力電圧を低くすると軽い負荷で動作させることができます。この回路は小容量PNPを使用してブースト・コンデンサC2を充電し、追加ダイオードD3を使用して、 V_{SW} からブースト・コンデンサまでの電力経路を形成します。

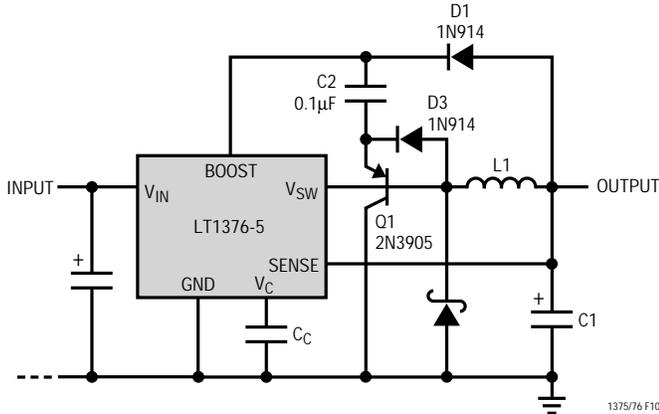


Figure 10. Reducing Minimum Input Voltage

同期 (LT1375でのみ使用可能)

LT1375ではバイアス・ピンが同期ピンに置き換えられており、同期ピンを使用して内部発振器を外部信号に同期させます。このピンはロジックとダイレクト・コンパチブルであり、デューティ・サイクルが10%~90%の信号でドライブできます。同期範囲は最大900kHzの初期動作周波数と一致しています。つまり、実用最小同期周

波数は標準動作周波数(500kHz)ではなく、最悪の場合の高自励発振周波数(560kHz)に一致することを意味します。高い同期周波数では、低調波スイッチングの防止に使用される内部スロープ補償の振幅が低下するため、700kHz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倍より低いときに発生します。インダクタ値を高くすれば、問題が発生しなくなる傾向があります。この原因をスロープ補償が不十分と考える前に、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。

周波数補償

スイッチング・レギュレータのループ周波数補償は、高効率を実現するために使用されるリアクティブ部品が帰還ループ内に複数のポールを形成するため、複雑な問題になる可能性があります。従来のステップダウン・コンバータに使用されるインダクタと出力コンデンサは、実際に共振タンク回路を形成し、共振周波数においてピーキングや急激な180°位相シフトが現れることがあります。対照的に、LT1376は「電流モード」アーキテクチャを使用して、インダクタによって形成される位相シフトを軽減しています。この基本接続を図11に示します。図12に、 V_C ピンから出力を測定したLT1376の電力部の位相と利得のボード・プロットを示します。利得はLT1376の電力部の2A/Vトランスコンダクタンスと、出

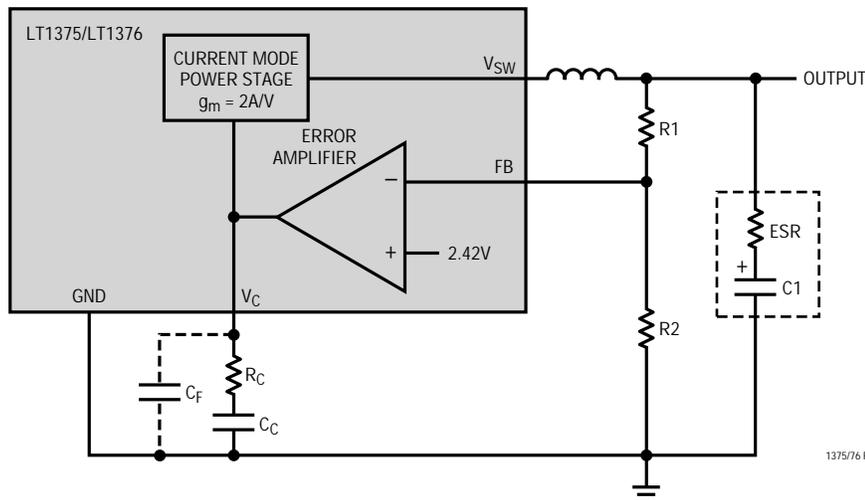


Figure 11. Model for Loop Response

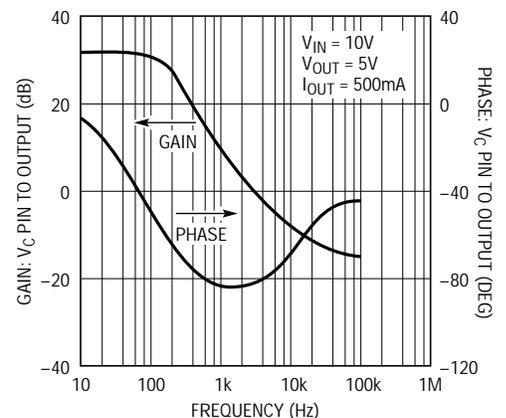


Figure 12. Response from V_C Pin to Output

アプリケーション情報

力からグランドまでの実効複素インピーダンスで設定されます。利得は100 μ Fの出力コンデンサで設定される100Hzのポール周波数より高い周波数で、なだらかにロールオフします。位相の低下は約85°に制限されています。位相が回復し、利得はコンデンサのESR(0.1)で設定されるゼロ周波数(\approx 16kHz)で安定します。

誤差アンプのトランスコンダクタンスの位相と利得を図13に示します。誤差アンプは、200k の出力インピーダンスに12pFを並列に接続した2000 μ モ-のトランスコンダクタンスとしてモデル化することができます。すべての実用アプリケーションでは、V_Cピンからグランドへの補償回路は、500Hzより高い周波数では、インピーダンスがアンプの出力インピーダンスよりはるかに低くなります。つまり、誤差アンプ特性自体はループに過剰な位相シフトを与えないため、誤差アンプ部の位相 / 利得特性は外部補償回路によって完全に制御されます。

図14に、0.0033 μ Fの補償コンデンサを使用した場合の全ループ位相 / 利得特性を示します。誤差アンプは240Hzにポールをもち、位相は90°までロールオフしそこで停滞します。全ループは低周波数において77dBの利得をもち、20kHzでユニティゲインにロールオフします。位相は出力コンデンサのESRによって位相が10kHzより高くなるまで、2ポール特性を示します。位相マージンはユニティゲインで約60°です。

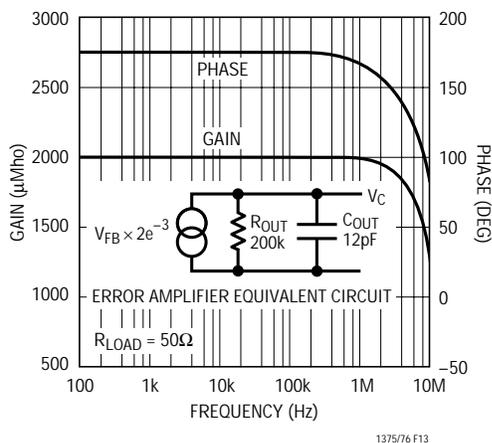


Figure 13. Error Amplifier Gain and Phase

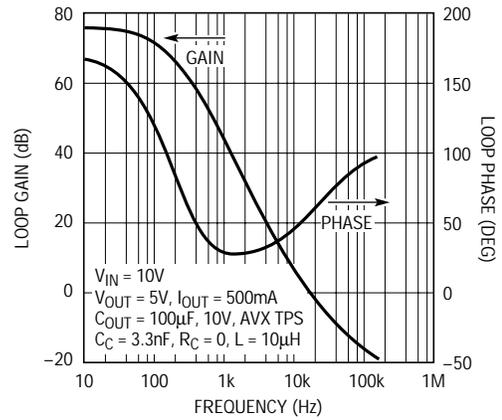


Figure 14. Overall Loop Characteristics

アナログに詳しい人は1kHz周辺で、位相がゼロ位相マージンラインに非常に接近していることに気付くはずですが、これはスイッチング・レギュレータに典型的なものであり、広範な負荷で動作するレギュレータでは特に顕著です。この低位相領域はユニティゲイン付近に発生しない限り、問題になることはありません。実際には出力コンデンサのESRの変異性が、ループ応答に関する他のすべての効果を支配する傾向があります。ESRが変化するとユニティゲインが変化しますが、同時に位相も変化します。したがって、ESRのきわめて広い範囲($\geq \pm 3:1$)で十分な位相マージンが維持されます。

補償回路の抵抗について

誤差アンプの補償に「ゼロ」を追加してループの位相マージンを増大させることは、スイッチング・レギュレータの設計では一般に行われていることです。このゼロは補償コンデンサと直列の抵抗(R_C)という形で外部回路に形成されます。一般に、この抵抗のサイズを増やすほどループの安定性が向上しますが、この値には2つの限界があります。1つは、出力コンデンサのESRと大きな値のR_Cの組合せによっては、利得余裕が完全にロールオフを停止するため、利得余裕の問題が発生する場合があります。利得余裕がゼロになるR_Cの近似式は、次のとおりです。

$$R_C (\text{ループ利得} - 1) = \frac{V_{OUT}}{(G_{MP})(G_{MA})(ESR)} \quad (2.42)$$

アプリケーション情報

G_{MP} = 電力段のトランスコンダクタンス = 2A/V
 G_{MA} = 誤差アンプのトランスコンダクタンス = $2e^{-3}$
 ESR = 出力コンダクタンスのESR
 2.42 = 基準電圧

$V_{OUT} = 5V$ および $ESR = 0.1$ の場合、 R_C を5.17k にすると利得余裕がゼロになり、これが上限です。しかし、第二の制限がありますが、これは理論的な小信号動作には何も関係ありません。この抵抗は、スイッチング周波数での利得を含む、誤差アンプの高周波数利得を設定します。スイッチング周波数利得が十分高ければ、出力リップル電圧が大きな振幅で V_C ピンに現れて、レギュレータの適切な動作が乱されます。極端な場合は、低調波スイッチングが発生しますが、これはスイッチ・ノードのパルス幅が変化することによって確認できます。さらにひどい場合は、出力電圧がほぼ適切であっても、レギュレータから異常な音が聞こえることがあります。ボード線図は振幅とは無関係な解析であるため、これが理論的なボード・プロットに現れることはありません。テストにより、 V_C のリップル電圧を100mVp-p以下に保持すれば、LT1376は正常に動作することがわかっています。下記の式は、ループに R_C が追加されたときの V_C リップル電圧を推定するものです。ただし、RCは500kHzにおける C_C のリアクタンスと比較して大きいと仮定します。

$$V_{C(RIPPLE)} = \frac{(R_C)(G_{MA})(V_{IN} - V_{OUT})(ESR)(2.4)}{(V_{IN})(L)(f)}$$

G_{MA} = 誤差アンプのトランスコンダクタンス(2000 μ モ-)

LT1376のコンピュータ・シミュレーションが、3k の直列補償抵抗により、十分な利得余裕をもつ最良の全ループ応答が得られることを示した場合は、 $V_{IN} = 10V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $ESR = 0.1$ 、 $L = 10\mu H$ での V_C ピンのリップル電圧は、次のようになります。

$$V_{C(RIPPLE)} = \frac{(3k)(2e^{-3})(10 - 5)(0.1)(2.4)}{(10)(10e^{-6})(500e^3)} = 0.144V$$

この高いリップル電圧は、低調波スイッチングを発生させる可能性があります。ほとんどの状況では、抵抗値を妥当な値(この場合は2k 以下)にすれば十分な位相マージンが得られ、低調波問題は起こりません。また、抵抗

を大きくしないと、許容できる位相応答が得られない場合もあり、その際は何らかの手段を講じて V_C ピンのリップル電圧を制御する必要があります。推奨方法は、 V_C ピンの R_C/C_C 回路と並列にコンデンサ(C_F)を追加することです。このコンデンサのポール周波数は、一般にスイッチング周波数の1/5に設定されているため、スイッチング・リップルを大幅に減衰しますが、ループのユニティゲイン周波数で許容できない位相シフトが追加されることはありません。

$R_C = 3k$ の場合、

$$C_F = \frac{5}{(2\pi)(f)(R_C)} = \frac{5}{2\pi(500e^3)(3k)} = 531pF$$

ループ安定性のテスト方法

LT1376の「標準的」な補償は、 $R_C = 0$ の場合は C_C に3.3nFコンデンサを使用して行います。ほとんどのアプリケーションはこの補償で対応できますが、ループ補償部品の「最適」値は、さまざまな面で十分に制御されないパラメータに依存します。これらには、インダクタ値(製造公差、負荷電流、およびリップル電流変動により $\pm 30\%$)、出力容量(製造公差、温度、経年劣化、および負荷変動により $\pm 20\%$ から $\pm 50\%$)、出力コンデンサのESR(製造公差、温度、および経年劣化により $\pm 200\%$)、そしてDC入力電流および出力負荷電流などがあります。したがって、設計者は最終設計をチェックして、これらすべての偏差に対応でき「耐久性」も高いことを確認することが重要です。

図15の回路を使用し、出力で過渡応答を観測しながら、レギュレータ出力にパルスを加えてスイッチング・レギュレータのループ安定性をチェックします。レギュレータ・ループは、50Hz ~ 1kHzの比較的低い周波数で小さな過渡AC負荷電流で「ヒット」されます。これにより、図16に示すように、出力が数mV上昇し、やがて元の値に整定します。動作特性が優れたループはすっきり整定しますが、位相マージンや利得余裕が小さなループは、整定時に「リング」します。リングングの数は安定性の度合いを表し、リングング周波数はループの近似ユニティゲイン周波数を示します。信号の振幅は、ループが非直線的に動作するほど振幅が高くなければ、特に重要ではありません。

アプリケーション情報

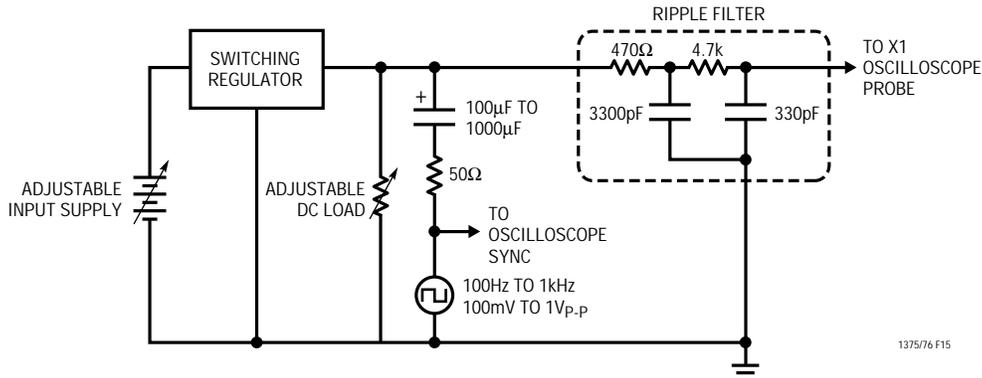


Figure 15. Loop Stability Test Circuit

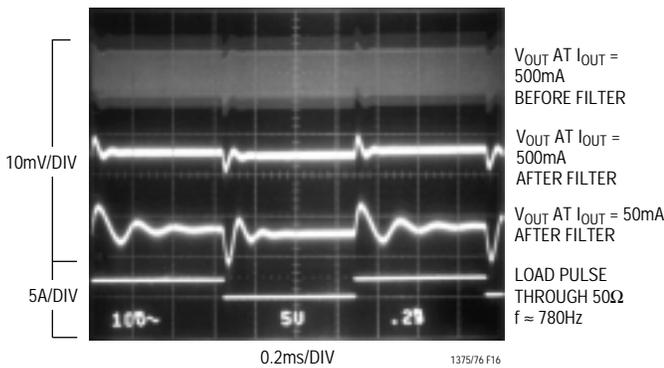


Figure 16. Loop Stability Check

レギュレータの出力には、必要な低周波数過渡情報と適度な高周波(500kHz)リップルの両方が含まれています。リップルがあり小さな過渡信号の観測が困難なため、2ポール、100kHzフィルタを追加しました。このフィルタは特に重要なものではなく、過渡信号を多少減衰させたとしても、振幅は重要でないため、これが問題になることはありません。

この回路構成が正しく動作していることを確認してから、負荷電流と入力電圧を変化させて、過渡応答が「リングング」すると思われる組合せがみつかるかどうかを試みました。この手順により、最良のループ安定性または高速ループ過渡応答を実現する調整が可能になる場合があります。RCとして数kの抵抗を追加すれば、ほとんどの場合はループ応答が改善されるはずですが、前にも説明したように、1k以上のRCを使用すると、 V_C ピンのリップルを制御するために、さらに C_F を追加しなければならない場合があるため、必要なときにだけ実施してください。すべて順調であれば、温度特性を明確にするために、回路(特に出力コンデンサ)にヒートガンと冷却スプレイを使用します。

この手順では部品の初期許容差は考慮していないことを覚えておいてください。部品値のバラツキによって問題が発生しないようにするために、すべての負荷およびライン条件で、かなりクリーンな応答が観察できなければなりません。注記事項：Murphyによれば、製造工程で変更される可能性の高い部品は出力コンデンサです。これは、メーカー間での(ESR)の偏差が大きく、問題が生じるおそれがあるためです。製造時に出力コンデンサのソースまで検査するほうが賢明です。

図16で $I_{LOAD} = 50mA$ により明らかなように、「クリーンな応答」規則の例外は負荷が非常に軽い場合です。スイッチング・レギュレータは、負荷が非常に軽いときには、ループ応答が極端に変化する傾向があります。これはほとんどの場合は、インダクタ電流が不連続になるためです。結果的に、非常に低速ながら安定した特性が得られます。もう1つの可能性としては位相マージンが小さいことで、これは過渡状態の出力にリングングが生じることによって確認されます。幸い軽負荷時の低位相マージンは、特に部品のバラツキに敏感ではないため、過渡応答テストで妥当な結果が得られれば、製造時にも問題になりません。軽負荷時のリングングの周波数は部品許容差に応じて変動しますが、位相マージンは通常一定です。

熱計算

LT1376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、入力静止電流の4種類の要素で構成されます。次にこれら各損失の計算方法を示します。これらの式は連続モード動作を仮定していますので、軽負荷電流時の効率を計算するのに使用してはなりません。

アプリケーション情報

スイッチ損失：

$$P_{SW} = \frac{R_{SW}(I_{OUT})^2(V_{OUT})}{V_{IN}} + 16ns(I_{OUT})(V_{IN})(f)$$

ブースト電流損失：

$$P_{BOOST} = \frac{V_{OUT}^2(0.008 + I_{OUT}/75)}{V_{IN}}$$

静止電流損失：

$$P_Q = V_{IN}(0.001) + V_{OUT}(0.005) + \frac{(V_{OUT}^2)(0.002)}{V_{IN}}$$

R_{SW} = スイッチ抵抗 (≈ 0.4)

16ns = 等価スイッチ電流/電圧オーバーラップ時間

f = スイッチ周波数

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

$$P_{SW} = \frac{(0.4)(1)^2(5)}{10} + (16e^{-9})(1)(10)(500e^3)$$

$$= 0.2 + 0.08 = 0.28W$$

$$P_{BOOST} = \frac{(5)^2(0.008 + 1/75)}{10} = 0.053W$$

$$P_Q = 10(0.001) + 5(0.005) + \frac{(5)^2(0.002)}{10} = 0.04W$$

全消費電力は $0.28 + 0.053 + 0.04 = 0.37W$ です。

LT1376のパッケージの熱抵抗は内部、または裏面プレーンの存在に影響されます。SOパッケージの下側をすべてプレーンで被覆した場合、熱抵抗は約120 /Wになります。プレーンを使用しない場合、熱抵抗は約160 /Wまで増加します。ダイ温度を計算するには、次のとおり希望のパッケージに対する適切な熱抵抗値を使用し、最悪の周囲温度に加算してください。

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

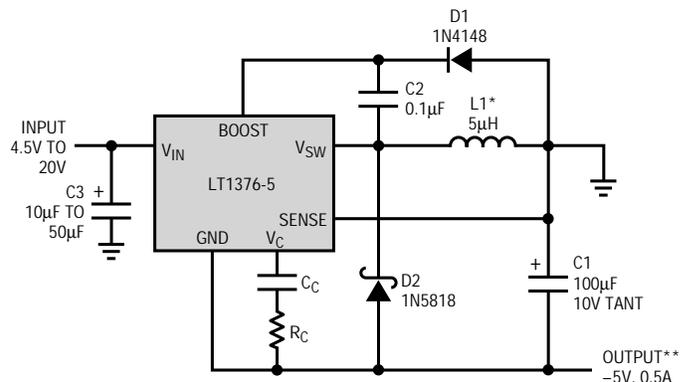
70 の周囲温度で、SO-8パッケージ ($\theta_{JA} = 120 /W$) を使用する場合、は次のようになります。

$$T_J = 70 + 120(0.37) = 114.4$$

ダイ温度は低入力電圧で最も高くなるため、熱計算には最低連続入力動作電圧を使用してください。

正 - 負コンバータ

図17の回路は接地形インダクタを使用した従来方式の正 - 負トポロジーです。ただし、ICチップが帰還信号を得る方法は標準的なアプローチとは異なります。LT1376は正帰還信号しか受け入れられないため、グランド・ピンは調整負出力に接続しなければなりません。したがって、グランドに接続した抵抗分圧器(つまり、この場合にはセンス・ピン)がチップに適切な帰還電圧を供給します。



* INCREASE L1 TO 10µH OR 20µH FOR HIGHER CURRENT APPLICATIONS. SEE APPLICATIONS INFORMATION
 ** MAXIMUM LOAD CURRENT DEPENDS ON MINIMUM INPUT VOLTAGE AND INDUCTOR SIZE. SEE APPLICATIONS INFORMATION

1375/76 F17

Figure 17. Positive-to-Negative Converter

反転レギュレータは、基本スイッチング回路がバック・レギュレータとは異なります。電流はピーク・ツー・ピーク振幅が負荷電流よりはるかに大きな方形波として出力に供給されます。つまり、最大負荷電流はインダクタ値を大きくしても、LT1376の最大負荷電流1.5Aよりはるかに小さくなります。それに対してバック・コンバータは、電流を負荷電流と等しいDCレベルに重畳された三角波として出力に供給し、インダクタを大きくすると負荷電流が1.5Aに近づく可能性があります。正 - 負

アプリケーション情報

コンバータの出力リップル電圧は、バック・コンバータより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非常に高くなります。下記の式を使用して、正 - 負コンバータの動作条件を計算することができます。

最大負荷電流：

$$I_{MAX} = \frac{\left[I_P - \frac{(V_{IN})(V_{OUT})}{2(V_{OUT} + V_{IN})(f)(L)} \right] (V_{OUT})(V_{IN} - 0.5)}{(V_{OUT} + V_{IN} - 0.5)(V_{OUT} + V_F)}$$

I_P = 最大定格スイッチ電流

V_{IN} = 最小入力電圧

V_{OUT} = 出力電圧

V_F = キャッチ・ダイオードの順電圧

0.5 = 1.5Aでのスイッチ電圧降下

例： $V_{IN(MIN)} = 4.7V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $L = 10\mu F$ 、 $V_F = 0.5V$ 、 $I_P = 1.5A$ の場合、 $I_{MAX} = 0.52A$ になります。この式では、LT1376の最大定格電流(I_P)が、デューティ・サイクルが50%以上の場合はわずかに低下することを考慮していないことに注意してください。デューティ・サイクルが50%を超える(入力電圧が出力電圧より低い)場合は、電気特性表にある実際の I_P 値を使用してください。

動作デューティ・サイクル：

$$DC = \frac{V_{OUT} + V_F}{V_{IN} - 0.3 + V_{OUT} + V_F}$$

(この式ではスイッチ損失に平均値を使用しているため、数パーセントの誤差が生ずる場合があります。)

上記の条件を使用する場合、

$$DC = \frac{5 + 0.5}{4.7 - 0.3 + 5 + 0.5} = 56\%$$

このデューティ・サイクルは十分50%に近く、 I_P は1.5Aと推定できます。

出力分圧器

可変部品を使用する場合、 V_{OUT} に接続した抵抗(R_2)は約5kに設定する必要があります。 R_1 は次式から計算されます。

$$R_1 = \frac{R_2(V_{OUT} - 2.42)}{2.42}$$

インダクタ値

正 - 負コンバータは、バック・コンバータとは異なり、大きなインダクタ値を使用して出力リップル電圧を低下させることはできません。500kHzでは25 μH 以上の値を使用しても、出力リップルはほとんど変化しません。図18のグラフに、各種インダクタ値に対する5V - 5Vコンバータのピーク・ツー・ピーク出力リップルを示します。したがって、一般にインダクタを選択する基準としては、最大スイッチ電流定格を超えないよう保証することです。これによって、使用可能な最低インダクタンス値が得られますが、場合によっては(出力負荷電流が低いとき)、それが不要な高出力リップル電圧を形成する値になることがあります。多くの場合は、出力リップルを低減するために妥協した値を選択します。グラフからわかるように、インダクタを大きくしても、いくらでも低いリップルが得られるとは限りませんが、インダクタを小さくするとリップルが高くなる可能性があります。

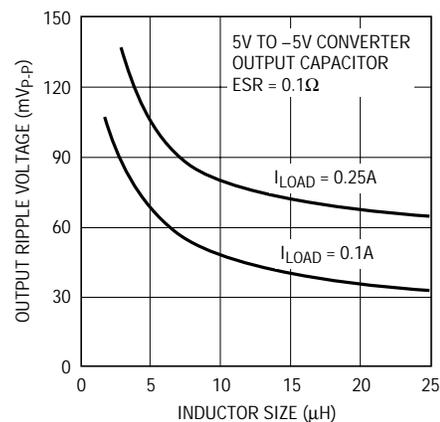


Figure 18. Ripple Voltage on Positive-to-Negative Converter

アプリケーション情報

必要な最小インダクタ・サイズを計算する際に困難なことは、スイッチ電流が1.5Aの臨界点で、スイッチャが連続モードになるか不連続モードになるかを最初に知らなければならぬことです。最初のステップは、下記の式を使用して、スイッチャが連続モードを使用しなければならない負荷電流を計算することです。負荷電流がこれより小さい場合は、不連続モードの式を使用して、必要な最小インダクタを計算してください。負荷電流が高い場合は、連続モードの式を使用してください。

連続モードの必要な出力電流：

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

最小インダクタ不連続モード：

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

最小インダクタ連続モード：

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

上記の例で、0.25Aの最大負荷電流を使用すれば以下の結果が得られます。

$$I_{CONT} = \sqrt{\frac{(5)^2(1.5)^2}{4(5+5)(5+5+0.5)}} = 0.37A$$

これより不連続モードを使用できることがわかります。必要な最小インダクタは次式から求められます。

$$L_{MIN} = \frac{2(5)(0.25)}{(500e^3)(1.5)^2} = 2.2\mu H$$

実際のところ、損失と各種の値を処理するには、インダクタは計算された最小値より約30%ほど大きくしなければなりません。これより、このアプリケーションでは3μHの最小インダクタが推奨されますが、リップル電圧チャートを参照すると、出力リップル電圧は15μHのインダクタを使用した場合は1/2に低減できることがわか

ります。最終決定を行うための経験則はありません。中程度のリップルが必要で、大きなインダクタで対処できるようであれば、それを使用してください。リップルが重要でない場合は、小さなインダクタを使用してください。リップルが非常に重要な場合は、いずれの場合も第二のフィルタを追加する必要があります。その場合、低インダクタンスのものを使用できます。出力リップル電圧を決定する際は、出力コンデンサがもう1つの重要な要素になることを忘れないでください。グラフ(図18)に示すリップルは、ESRが0.1のコンデンサを使用した場合です。これはAVXタイプTPS"D"または"E"サイズの表面実装型固体タンタル・コンデンサでは妥当な値ですが、最終的に選択するコンデンサについては、ESR特性を慎重に検討してください。

入力および出力コンデンサのリップル電流

正 - 負コンバータには入力および出力コンデンサに高いリップル電流が含まれています。コンデンサの寿命時間を長くするには、この電流のRMS値がコンデンサの高周波リップル電流定格以下でなければなりません。下記の式はRMSリップル電流の概算値を与えます。この式では連続モードと大きなインダクタ値を仮定しています。インダクタが小さいと、特に不連続モードではリップル電流がいくらか高くなります。正確な式は非常に複雑であり、アプリケーション・ノート44のページ30と31に記載されています。本題の目的に対しては、単にファッジ係数(ff)を追加しただけです。ffの値は高負荷電流およびL ≥ 10μHでは約1.2になります。これは低負荷電流では、この値は小さなインダクタについては約2.0まで増大します。

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

ff = ファッジ係数(1.2から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・ダイオード電流はかなり高くなります。

¹通常、ジャモカ・アーモンド

アプリケーション情報

ピーク・ダイオード電流：

$$\text{連続モード} = I_{OUT} \frac{(V_{IN} + V_{OUT})}{V_{IN}} + \frac{(V_{IN})(V_{OUT})}{2(L)(f)(V_{IN} + V_{OUT})}$$

$$\text{不連続モード} = \sqrt{\frac{2(I_{OUT})(V_{OUT})}{(L)(f)}}$$

スタートアップ時および出力過負荷時には、平均ダイオード電流は通常の負荷を接続した場合よりはるかに高くなることを覚えておいてください。定格1A以下のダイオードを使用する場合、特に連続過負荷条件に耐える必要がある場合は注意してください。

デュアル出力SEPICコンバータ

図19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、実際には標準的なCoiltronicsインダクタにコイルを2回巻いたものです。5V出力のトポロジは標準バック・コンバータです。-5Vトポロジは、C4が存在しない場合は、単にバック・コンバータにフライバック巻線を結合しただけのものです。C4はSEPIC(シングルエンド一次側インダクタンス・コンバータ)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。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。

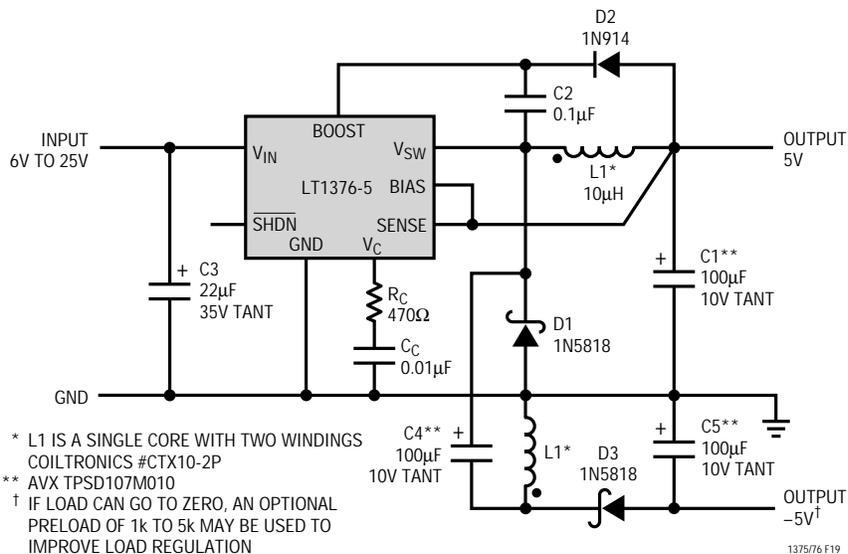


Figure 19. Dual Output SEPIC Converter

RELATED PARTS

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LT1074/LT1076	Step-Down Switching Regulator	40V Input, 100kHz, 5A and 2A
LTC1148	High Efficiency Synchronous Step-Down Switching Regulator	External FET Switches
LTC1149	High Efficiency Synchronous Step-Down Switching Regulator	External FET Switches
LTC1174	High Efficiency Step-Down and Inverting DC/DC Converter	0.5A, 150kHz Burst Mode™ Operation
LT1176	Step-Down Switching Regulator	PDIP LT1076
LT1372/LT1377	500kHz and 1MHz High Efficiency 1.5A Switching Regulators	Boost Topology

Burst Mode is a trademark of Linear Technology Corporation.