

1.5A、200kHz、降圧 スイッチング・レギュレータ

1999年2月

特長

- スwitching周波数：200kHz固定
- 同期が容易
- すべて表面実装型部品を使用可能
- インダクタ・サイズ：最小15 μ H
- 飽和スイッチ設計：0.2
- 実効電源電流：1.35mA
- 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
- バッテリ電源機器
- バッテリ・チャージャ
- 分配電源

概要

LT[®]1576は、200kHzのモノリシック・バック・モード（降圧）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、電流モードのトポロジーを採用しています。

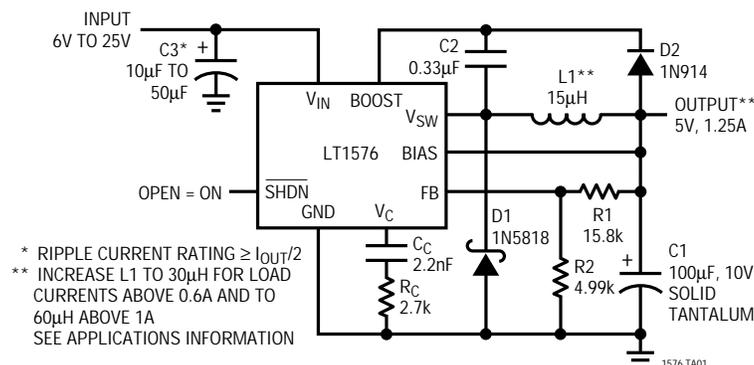
特別な高速バイポーラ・プロセスと新しい設計技術を駆使し、高いスイッチング周波数で高効率を達成しています。出力を使用して回路をバイアスしたり、電源ブースト・コンデンサを用いてパワー・スイッチを飽和させることにより、広い出力電流範囲で高い効率が維持されます。

LT1576はヒューズド・リードSO-8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。シャットダウンまたは同期のオプション機能があります。シャットダウン時には消費電流が20 μ Aに減少します。同期機能を使用して、外部ロジック・レベル信号により内部発振器を250kHzから400kHzに高めることができます。

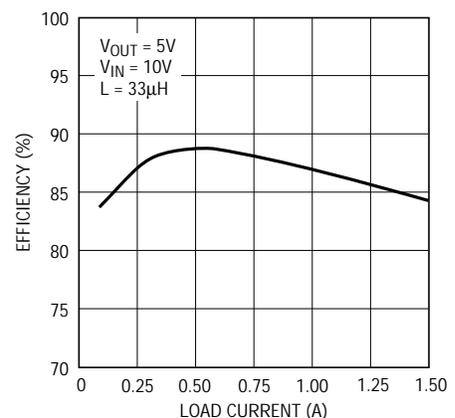
LT、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。

標準的応用例

5Vバック(降圧)コンバータ



効率と負荷電流



1576 TA02

電気的特性

注記がない限り、 $T_J = 25$ 、 $V_{IN} = 15V$ 、 $V_C = 1.5V$ 、 $V_{BOOST} = V_{IN} + 5V$ 、スイッチ・オープン

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V_{IN} Supply Current (Note 6)	$V_{BIAS} = 5V$	●	0.55	0.8	mA	
BIAS Supply Current (Note 6)	$V_{BIAS} = 5V$	●	1.6	2.2	mA	
Shutdown Supply Current	$V_{SHDN} = 0V$, $V_{IN} \leq 25V$, $V_{SW} = 0V$, V_C Open	●	20	50	μA	
Lockout Threshold	V_C Open	●	2.36	2.44	2.52	V
Shutdown Thresholds	V_C Open Device Shutting Down Device Starting Up	●	0.13	0.37	0.60	V
		●	0.25	0.45	0.7	V
Synchronization Threshold			1.5	2.2	V	
Synchronizing Range			250	400	kHz	
SYNC Pin Input Resistance			40		k Ω	

● 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: 利得はスイッチング・スレッシュホールド・レベルより200mV上から、上側クランプ・レベルより200mV下までの V_C 振幅で測定される。

Note 3: 最小入力電圧は直接測定されていないが、他のテストで保証されている。最小入力電圧は、リファレンス電圧と発振器周波数が一定のまま維持されるよう、内部バイアス・ラインが安定化されている場合の電圧として定飲されている。安定化出力を維持するための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・スイッチの完全な飽和を保証するために必要なブースト・コンデンサ両端の最小電圧である。

Note 5: ブースト電流は、ブースト・ピンを入力電圧より5V高く保持したときピンに流入する電流である。ブースト電流はスイッチ・オン時間中しか流れない。

Note 6: V_{IN} 電源電流は、BIASピンが5Vに保持され、スイッチングがディセーブルされているときに流れる電流である。BIASピンが無効またはオープンの場合は、 V_{IN} およびBIAS電源電流の合計が V_{IN} ピンに流れる。

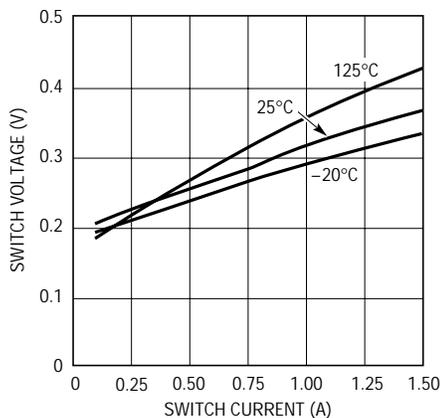
Note 7: スイッチ・オン抵抗は、 $V_{IN} - V_{SW}$ 電圧を強制電流(1.5A)で除算して計算される。他の電流でのスイッチ電圧のグラフについては、標準的性能特性を参照。

Note 8: トランスコンダクタンスと電圧利得は、電圧分割器を除く内部アンプに関係する。固定電圧デバイスに関して、利得とトランスコンダクタンスを計算するにはSENSEピンを参照のこと。記載されている値を $V_{OUT}/1.21$ の比率で除算する。

Note 9: スロープ補償はデューティ・サイクル80%のときのスイッチ制限電流から減算された電流。詳細については、アプリケーション情報の最大出力負荷電流を参照。

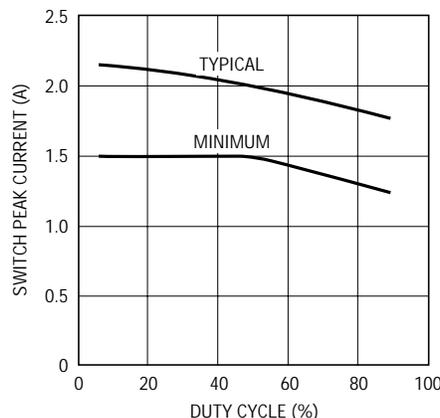
標準的性能特性

スイッチの電圧降下



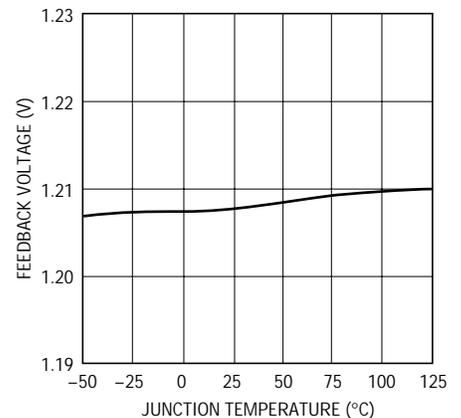
1576 G01

スイッチ・ピーク電流制限



1576 G02

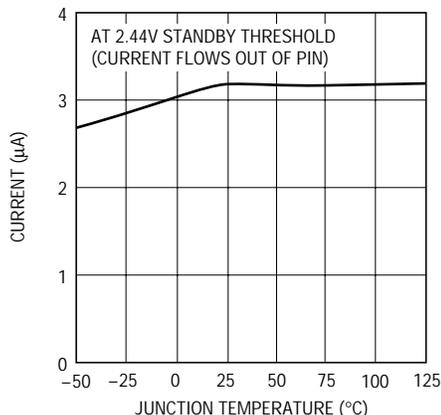
帰還ピン電圧



1576 G03

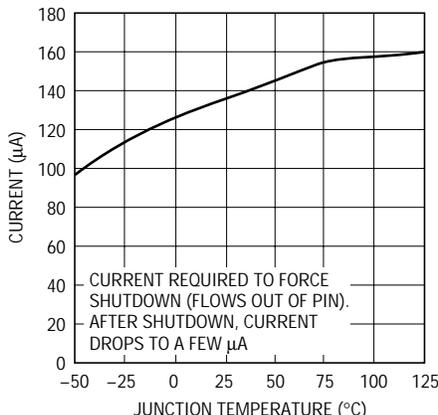
標準的性能特性

シャットダウン・ピン
バイアス電流



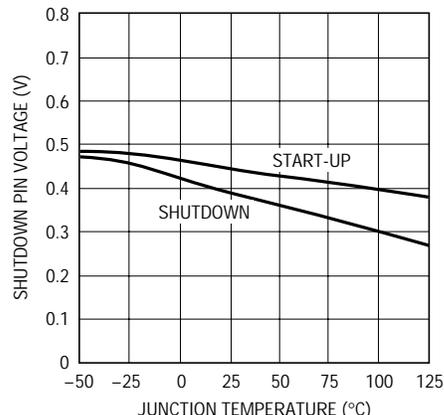
1576 G04

シャットダウン・ピン
バイアス電流



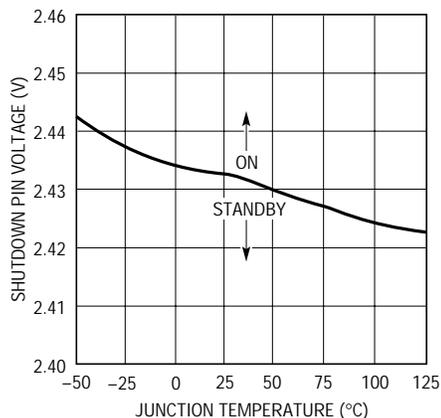
1576 G05

シャットダウン・スレッシュホールド



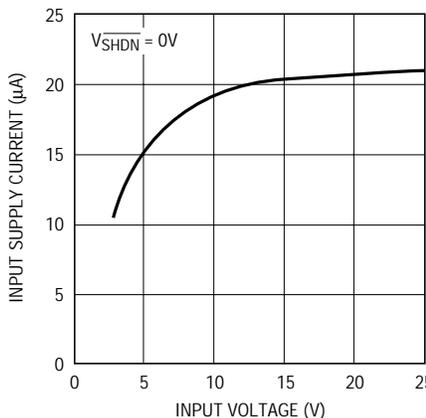
1576 G06

スタンバイ・スレッシュホールド



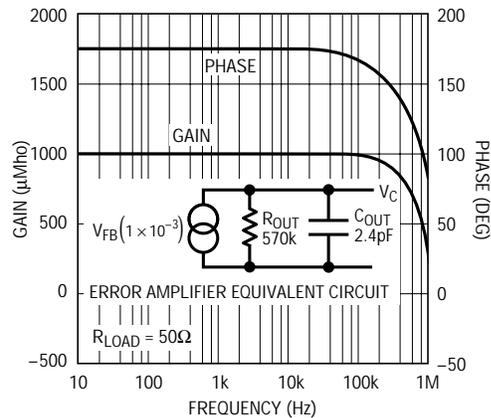
1576 G07

シャットダウン消費電流



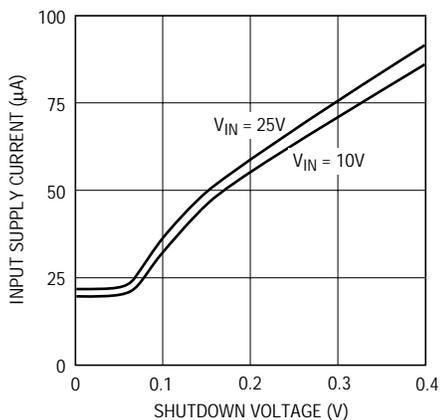
1576 G08

誤差アンプのトランス
コンダクタンス



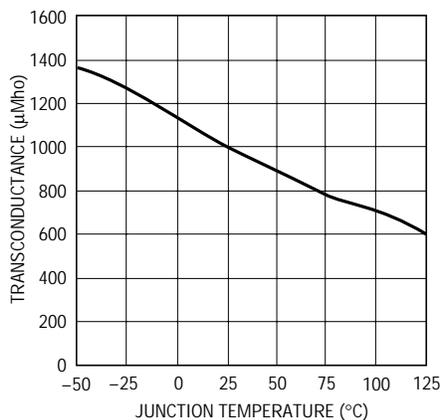
1576 G09

シャットダウン消費電流



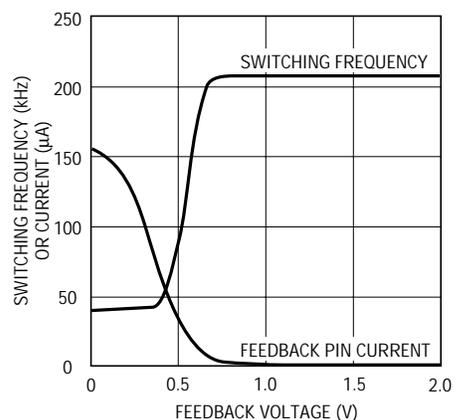
1576 G10

誤差アンプのトランス
コンダクタンス



1576 G11

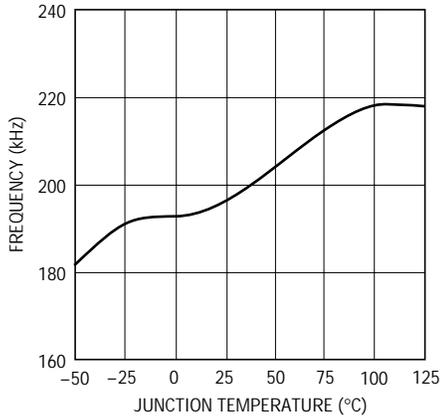
周波数フォールドバック



1576 G12

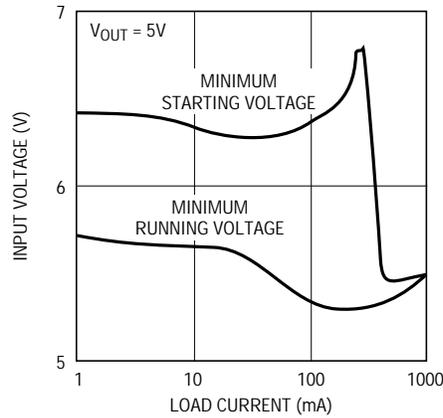
標準的性能特性

スイッチング周波数



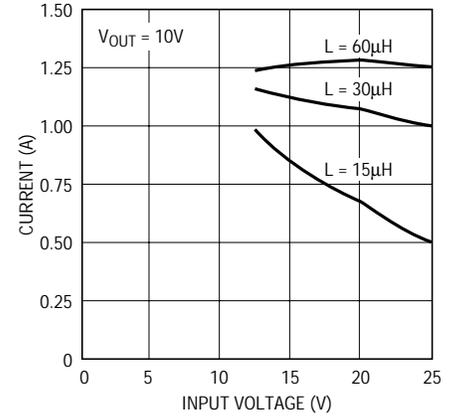
1576 G13

$V_{OUT} = 5V$ での最小入力電圧



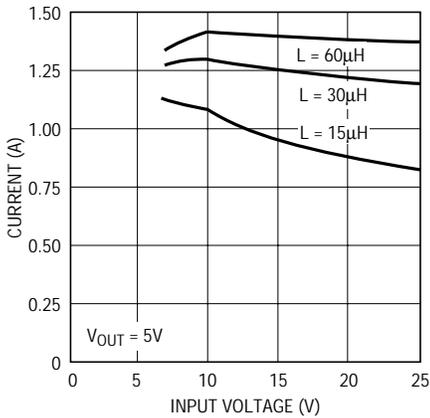
1576 G14

$V_{OUT} = 10V$ での最大負荷電流



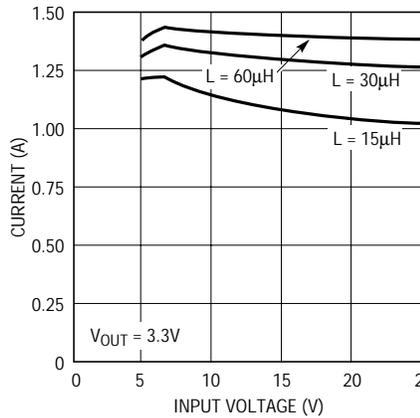
1576 G15

$V_{OUT} = 5V$ での最大負荷電流



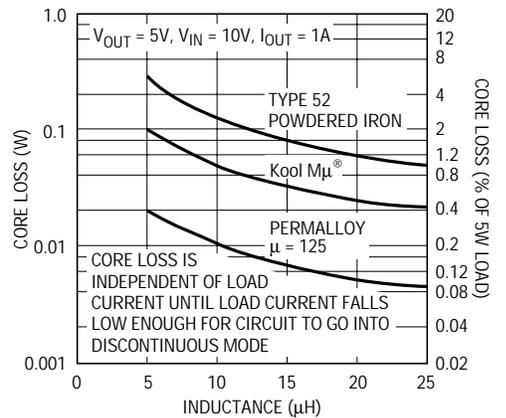
1576 G16

$V_{OUT} = 3.3V$ での最大負荷電流



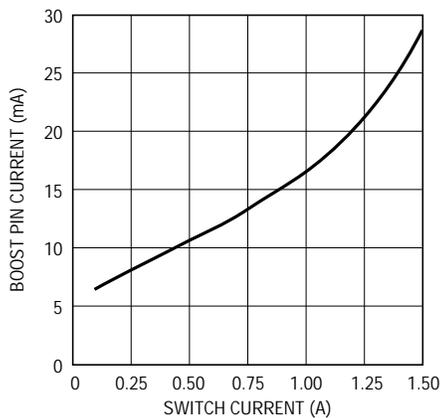
1576 G17

インダクタ・コア損失



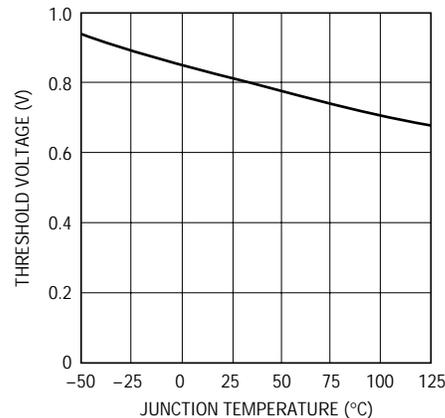
1576 G18

BOOSTピン電流



1576 G19

V_C ピン・シャットダウン
スレッシュホールド



1576 G20

Kool MµはMagnetics, Inc.の登録商標です。

ピン機能

V_{SW} (ピン1): 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。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。許容される最大スイッチ負電圧は $-0.8V$ です。

V_{IN} (ピン2): これは内蔵パワーNPNスイッチのコレクタです。このピンはBIASピンからのバイアスがないうちに、内部回路と内部レギュレータに電源を供給します。NPNスイッチがオン、オフすると、このピンに高い di/dt エッジが発生します。外付けのバイパスとキャッチ・ダイオードをこのピンの近くに接続してください。この経路のすべてのトレース・インダクタンスは、スイッチ・オフで電圧スパイクを生成し、内部NPN両端の V_{CE} 電圧を上昇させます。

BOOST (ピン3): BOOSTピンを使用して、入力電圧より高いドライブ電圧を内部バイポーラNPNパワー・スイッチに供給します。この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構造の損失 0.2 に接近します。これら新しいデバイスでは、効率が従来のバイポーラ設計での 75% に対して、 88% 以上に向上しています。

GND (ピン4): GNDピンの接続は、2つの理由から熟考する必要があります。まず、GNDピンは安定化出力の基準であるため、負荷の「グランド」エンドがICのGNDピンと同じ電圧でない場合はロード・レギュレーションに問題が生じます。この状態は、GNDピンと負荷グランド点の間の金属パスを負荷電流またはそのほかの電流が流れるときに発生します。GNDピンと負荷の間のグランド経路を短くし、可能であればグランド・プレーンを使用します。もう1つの考慮事項は、GNDピン電流スパイクにより生じるEMIです。 V_{SW} ピンとGNDピン間の内部容量によって、GNDピンに非常に幅の狭い ($10ns$ 以下) 電流スパイクが発生します。GNDピンが長い金属トレースでシステム・グランドに接続されている場合は、このトレースが過度なEMIを放射することがあります。入力バイパスとGNDピンの間の経路を短くしてください。

BIAS (ピン5): このBIAS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。このピンを安定化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。

V_C (ピン6): V_C ピンは誤差アンプの出力であり、ピーク・スイッチ電流コンパレータの入力でもあります。このピンは通常周波数補償に使用されますが、電流クランプや制御ループのオーバライドなど、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。

FB (ピン7): この帰還ピンは、内部 $1.21V$ ソースを基準とする誤差アンプの入力です。出力電圧は外付け抵抗分割器を使用して設定します。FBピンにはそのほかに3つの機能があります。ピン電圧が $0.7V$ 以下に低下すると、スイッチ電流制限とスイッチング周波数が低減され、外部同期機能がディスエーブルされます。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。

SYNC (ピン8): SYNCピンは内部発振器を外部信号に同期させるのに使用します。これはロジック・コンパチブルになっており、デューティ・サイクル $10\% \sim 90\%$ 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 $400kHz$ です。このピンは、- SYNC オプションのデバイスでは \overline{SHDN} から置き換えられています。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。

\overline{SHDN} (ピン8): シャットダウン・ピンは、レギュレータをターンオフして、入力ドレイン電流を数 μA まで低減するのに使用します。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 $2.44V$ 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。 $2.44V$ の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、レギュレータを動作させない目的に使用することができます。

ブロック図

LT1576は固定周波数、電流モード降圧コンバータです。つまり、パワー・スイッチのデューティ・サイクルを制御する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、サイクル単位でスイッチ電流をモニタする電流センス・アンプがあります。スイッチ・サイクルは、発振器パルスが R_S フリップ・フロップをセットすると、スイッチがターンオンして開始します。スイッチ電流がコンパレータの反転入力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、電圧ではなく出力に供給すべき電流を指示します。電圧供給システムでは、インダクタと出力コンデンサの共振周波数までは位相シフトは小さく、共振周波数を超えると急激に180°の位相シフトが発生します。電流供給システムでは、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共振周波数よりはるかに高い周波数まで、さらに位相シフトが90°追加されるこ

とはありません。このため、帰還ループの周波数補償はるかに簡単になり、過渡応答を迅速に行うことができます。

LT1576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、安定化出力電圧)から供給されます。これによってBIASピン電圧がレギュレータ入力電圧より低い場合に効率が向上します。

BOOSTピンを使用して、スイッチ・ドライバに入力電圧より高い電圧を供給すると、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。このブースト電圧は、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2.44Vの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のスレッシュホールドをもちています。

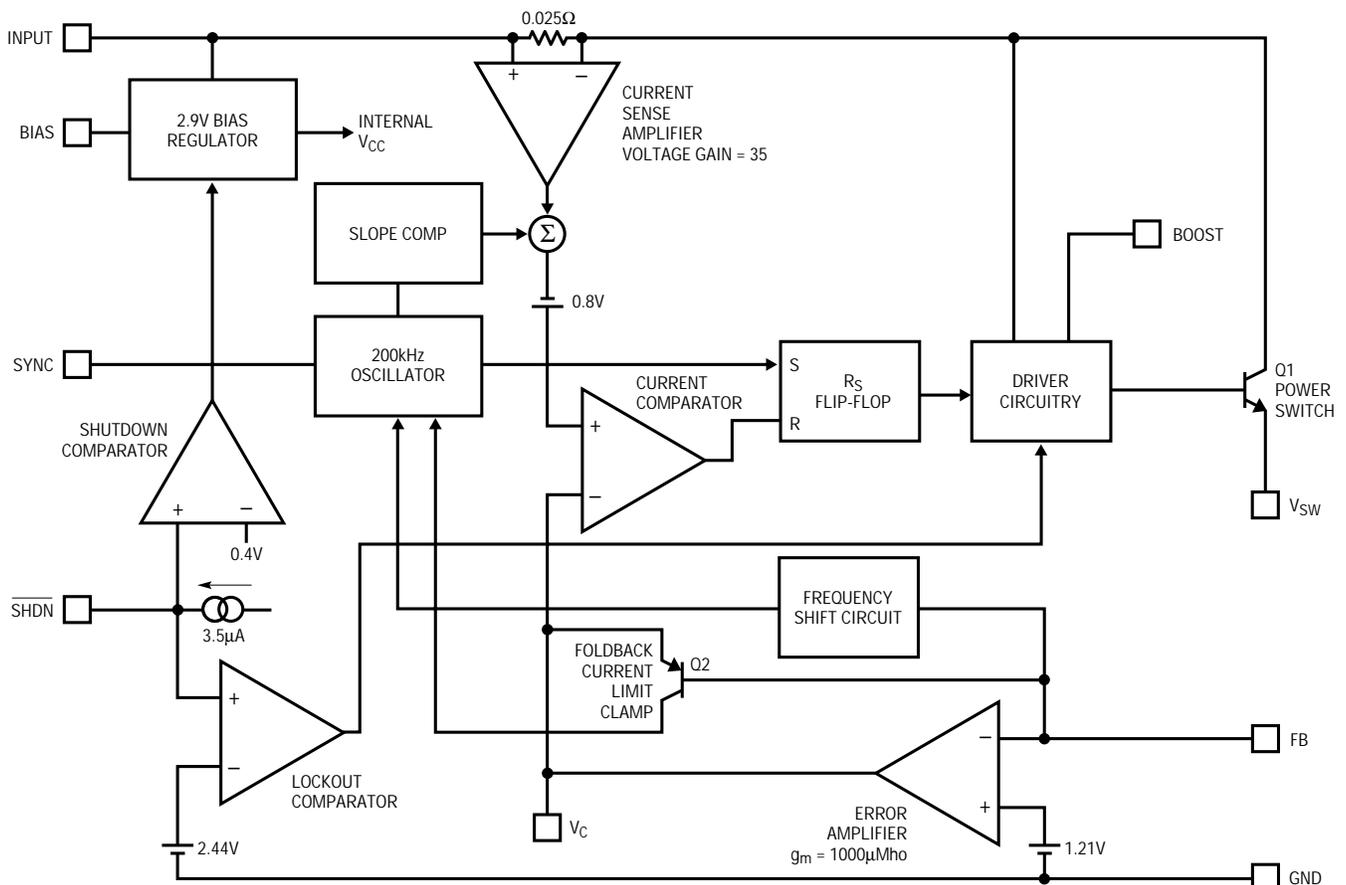


図1. ブロック図

アプリケーション情報

帰還ピンの機能

LT1576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。

FBからグランドへの出力分割抵抗(R2)の推奨値(図2参照)は5k以下で、R1を求める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してあります。これらの推奨値より分割器抵抗値が大きくなる場合は以下の説明を読んでください。

$$R1 = \frac{R2(V_{OUT} - 1.21)}{1.21}$$

表1.

出力電圧 (V)	R2 (k)	R1 (k) (1%に最も近い値)	1%の抵抗ステップによる出力での誤差%
3	4.99	7.32	-0.50
3.3	4.99	8.66	+0.30
5	4.99	15.8	+0.83
6	4.99	19.6	-0.62
8	4.99	28.0	-0.01
10	4.99	36.5	+0.61
12	4.99	44.2	-0.60
15	4.99	56.2	-1.08

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。すなわ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(標準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の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・レギュレータを非常に低いデューティ・サイクル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(0.77A以下でフォールドバックするときには、LT1576では標準2A)と等しくなります。スイッチング周波数が200kHzに維持されていれば、最小

4

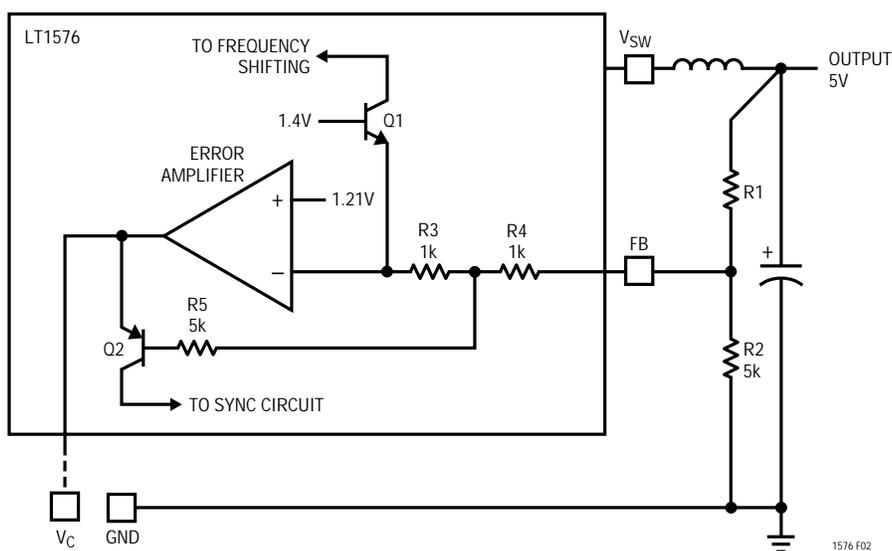


図2. 周波数および電流制限フォールド・バック

アプリケーション情報

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0.7V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は影響を与えません。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。

LT1576は低スイッチング周波数に加えて、帰還ピンの電圧が0.7V以下に低下すると、より低いスイッチ電流制限でも動作します。図2のQ2はV_Cピンを標準2.1Vの上側クランプ・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。フォールドバック動作を妨害しないように、外部同期もディスエーブルされます。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、帰還ピンを0.7V以上に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、LT1576は電流制限の制御が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0.7V以下になるとQ1が導通を始め、約1kHz/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) 外部分割器のテブナン抵抗は、FBピンを0.5Vにして、FBピンから35μA引き出せるだけ低い値でなければなりません(R_{DIV} ≤ 14.3k)。その結果、周波数および電流制限の低下は、出力電圧分割器のインピーダンスに影響されます。分割器のインピーダンスはクリチカルではありませんが、抵抗値が推奨値より高く、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

降圧コンバータの最大負荷電流は、LT1576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、デューティ・サイクル(DC)50%までは1.5A、デューティ・サイクル80%では1.3Aに低下します。これを標準的性能特性に図示し、以下の式で示します。

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

$$I_P = 1.67 - 0.18(\text{DC}) - 0.32(\text{DC})^2 \text{ (50\% < DC < 90\%の場合)}$$

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

$$\text{例: } V_{\text{OUT}} = 5V, V_{\text{IN}} = 8V \text{では、DC} = 5/8 = 0.625, \text{ また } I_{\text{SW(MAX)}} = 1.67 - 0.18(0.625) - 0.32(0.625)^2 = 1.43A$$

LT1576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。LT1576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。以下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。

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

上記の条件でL = 15μHの場合、

$$I_{\text{OUT(MAX)}} = 1.43 - \frac{(5)(8-5)}{2(15 \cdot 10^{-6})(200 \cdot 10^3)(8)} = 1.43 - 0.31 = 1.12A$$

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)}は以下のようになります。

アプリケーション情報

$$1.5 - \frac{(5)(15-5)}{2(15 \cdot 10^{-6})(200 \cdot 10^3)(15)}$$

$$= 1.5 - 0.56 = 0.94A$$

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、最小値で利用可能な最大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、以下の式を使用します。

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

不連続動作が可能な軽負荷の場合、最大負荷電流は以下のようにになります。

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

不連続モード

例：L = 5μH、V_{OUT} = 5V、およびV_{IN(MAX)} = 15Vで、

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{(1.5)^2(200 \cdot 10^3)(5 \cdot 10^{-6})(15)}{2(5)(15-5)} = 0.34A$$

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ためですが、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。これは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15μHから60μHの範囲になります。インダクタンス値が低いほど、インダクタの物理的サイズも小さくなります。値が大きいと、LT1576のスイッチ(電流制限値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、コア損失が低減されます。標準的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。もう1つのグラフに、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、インダクタのフォールト電流、飽和、そして言うまでもなくコストを検討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。小さなインダクタを選択すると、軽負荷時に不連続動作モードになる場合がありますが、LT1576はいずれの動作モードでも良好に動作するように設計されています。少なくともトロイダルコアなどクローズド・コア形状の場合、低コア損失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、インダクタが連続フォールト条件に耐えなければならないかどうかを決定します。たとえば最大負荷電流が0.5Aの場合、0.5Aインダクタは連続1.5Aの過負荷条件で故障することがあります。LT1576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よう保証するために、全負荷電流でのピーク・インダクタ電流を計算してください。ピーク電流は、特にインダクタが小さく負荷

アプリケーション情報

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、他方、フェライト・コアは急激に飽和します。その他のコア材の飽和はこれらの中間になります。以下の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は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、200kHz

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、磁界放射が問題となる状況での計算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（インダクタが過熱した場合、ワイヤの絶縁が溶けて巻線間が短絡します）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。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。

表2

販売業者/ 製品No.	インダクタ値 (μ H)	DC (A)	コア形 式	直列抵抗値 (Ω)	コア材	高さ (mm)
Coiltronics						
CTX15-2	15	1.7	Tor	0.059	KM μ	6.0
CTX33-2	33	1.4	Tor	0.106	KM μ	6.0
CTX68-4	68	1.2	Tor	0.158	KM μ	6.4
CTX15-1P	15	1.4	Tor	0.087	52	4.2
CTX33-2P	33	1.3	Tor	0.126	52	6.0
CTX68-4P	68	1.1	Tor	0.238	52	6.4
Sumida						
CDRH74-150	15	1.47	SC	0.081	Fer	4.5
CDH115-330	33	1.68	SC	0.082	Fer	5.2
CDRH125-680	68	1.5	SC	0.12	Fer	6
CDH74-330	33	1.45	SC	0.17	Fer	5.2
Coilcraft						
DO3308P-153	15	2	SC	0.12	Fer	3
DO3316P-333	33	2	SC	0.1	Fer	5.21
DO3316P-683	68	1.4	SC	0.18	Fer	5.21
Pulse						
PE-53602	35	1.4	Tor	0.166	Fer	9.1
PE-53604	73	1.3	Tor	0.290	Fer	9.1
PE-53632	22	2.7	Tor	0.063	Fer	9.1
PE-53633	40	2.7	Tor	0.085	Fer	10
Gowanda						
SMP3316-152K	15	3.5	SC	0.041	Fer	6
SMP3316-332K	33	2.3	SC	0.092	Fer	6
SMP3316-682K	68	1.7	SC	0.178	Fer	6

Tor = トロイダル
 SC = 半閉鎖型
 Fer = フェライト・コア材
 52 = タイプ52鉄粉コア材
 KM μ = Kool M μ

アプリケーション情報

出力コンデンサ

出力コンデンサは通常、等価直列抵抗(ESR)の値をもとに選択します。これはESRの値によって出力リップル電圧が決まるためです。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LT1576アプリケーションでのESRの範囲は、0.05 ~ 0.2 です。標準的な出力コンデンサは、保証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、低ESRを実現するために特別に製造され試験されており、単位体積当たり最小の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。小型の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。

表3. 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、)	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
AVX TPS, Sprague 593D	0.1 to 0.3	0.7 to 1.1
AVX TPS	0.2 (typ)	0.5 (typ)

多くのエンジニアは、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と思います。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。電流波形は標準値200mA_{RMS}の三角波です。これを計算する式は以下のとおりです。

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以下の周波数では容量性で、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。リアテクノロジーは近いうちにセラミック・コンデンサの使い方を説明したデザイン・ノートの発行を予定しています。

出力リップル電圧

図3にLT1576の標準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るピーク・ツー・ピーク・リップル電流は以下のとおりです。

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

高周波数スイッチャの場合、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、次式から計算することができます。

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

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。

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

例： $V_{IN} = 10V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $L = 30\mu H$ 、 $ESR = 0.1$ 、 $ESL = 10nH$ で

$$I_{P-P} = \frac{(5)(10-5)}{(10)(30 \cdot 10^{-6})(200 \cdot 10^3)} = 0.42A$$

$$\sum \frac{di}{dt} = \frac{10}{30 \cdot 10^{-6}} = 0.33 \cdot 10^6$$

$$V_{RIPPLE} = (0.42A)(0.1) + (10 \cdot 10^{-9})(0.33 \cdot 10^6)$$

$$= 0.042 + 0.003 = 45mV_{P-P}$$

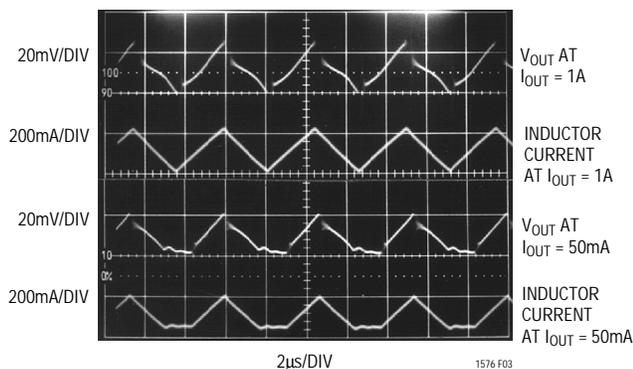


図3. LT1576のリップル電圧波形

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、または同等品のもトローラ製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・オフ時間中のみ導通しま

す。ピーク逆電圧はレギュレータの入力電圧と等しくなります。また、通常動作時の平均順方向電流は次式から計算できます。

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

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)になったワーストケース条件です。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。 $V_{IN} = 15V$ 、 $V_{OUT} = 4V$ (5V過負荷時)、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・メーカーに問い合わせてください。

BOOSTピンの考慮事項

大部分のアプリケーションでは、ブースト用部品として0.33μFのコンデンサとダイオード1N914または1N4148を使用します。アノードは安定化出力電圧に接続され、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、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1以下で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。

アプリケーション情報

警告！ BOOST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、BOOST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、レギュレータ入力にブースト・ダイオードが接続されているときはBOOSTピンのピーク電圧は入力電圧の2倍になります。BOOST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、0.33μF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・オン時間中にコンデンサに流れる電流は約 $I_{OUT}/50$ です。したがって、1.25Aのピーク負荷電流では、全電流は25mAになります。コンデンサのリプル電圧は $V = (t_{ON}) (25mA/C)$ 、つまりオン時間 \times (電流 / 容量値) になります。 $t_{ON} = 4.7\mu s$ の最悪条件下でコンデンサのリプル電圧を0.5V(やや任意の数字)以下にするには、コンデンサは0.24μF必要です。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以下に低下すると、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。

$$C_{MIN} = \frac{(I_{OUT}/50)(V_{OUT}/V_{IN})}{(f)(V_{OUT}-3V)}$$

f = スイッチング周波数

V_{OUT} = 安定化出力電圧

V_{IN} = 最小入力電圧

この式からは0.24μF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、LT1576に低電圧ロックアウト(UVLO)を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取り出すため、ソース電圧が低下するとソース電流は増加します。これはソースに対して負の抵抗負荷のように見え、ソースが電流制限されるか、または低ソース電圧状態で「L」にラッチされる可能性があります。UVLOはレギュレータが、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。

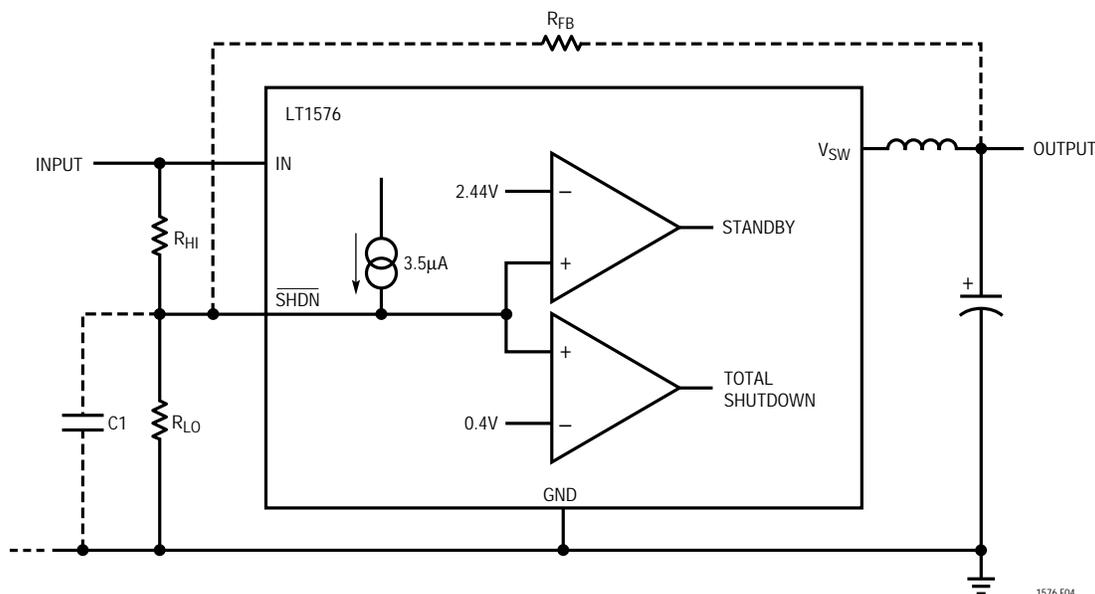


図4. 低電圧ロックアウト

アプリケーション情報

ロックアウトのスレッシュホールド電圧は約2.44Vです。スレッシュホールド電圧ではピンから3.5μAのバイアス電流が流れます。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 ~ 100k (推奨値は25k)

$$R_{HI} = \frac{R_{LO}(V_{IN} - 2.44V)}{2.44V - R_{LO}(3.5\mu A)}$$

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コンデンサでシャットダウン・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。

$$R_{HI} = \frac{R_{LO} [V_{IN} - 2.44(\Delta V / V_{OUT} + 1) + \Delta V]}{2.44 - R_{LO}(3.5\mu A)}$$

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

R_{LO}には25kを推奨します。

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

V = 入力電圧レベルでのヒステリシス

例：出力電圧5Vで、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、V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。

$$R_{HI} = \frac{25k [12 - 2.44(1.5/5 + 1) + 1.5]}{2.44 - 25k(3.5\mu A)}$$

$$= \frac{25k(10.33)}{2.35} = 110k$$

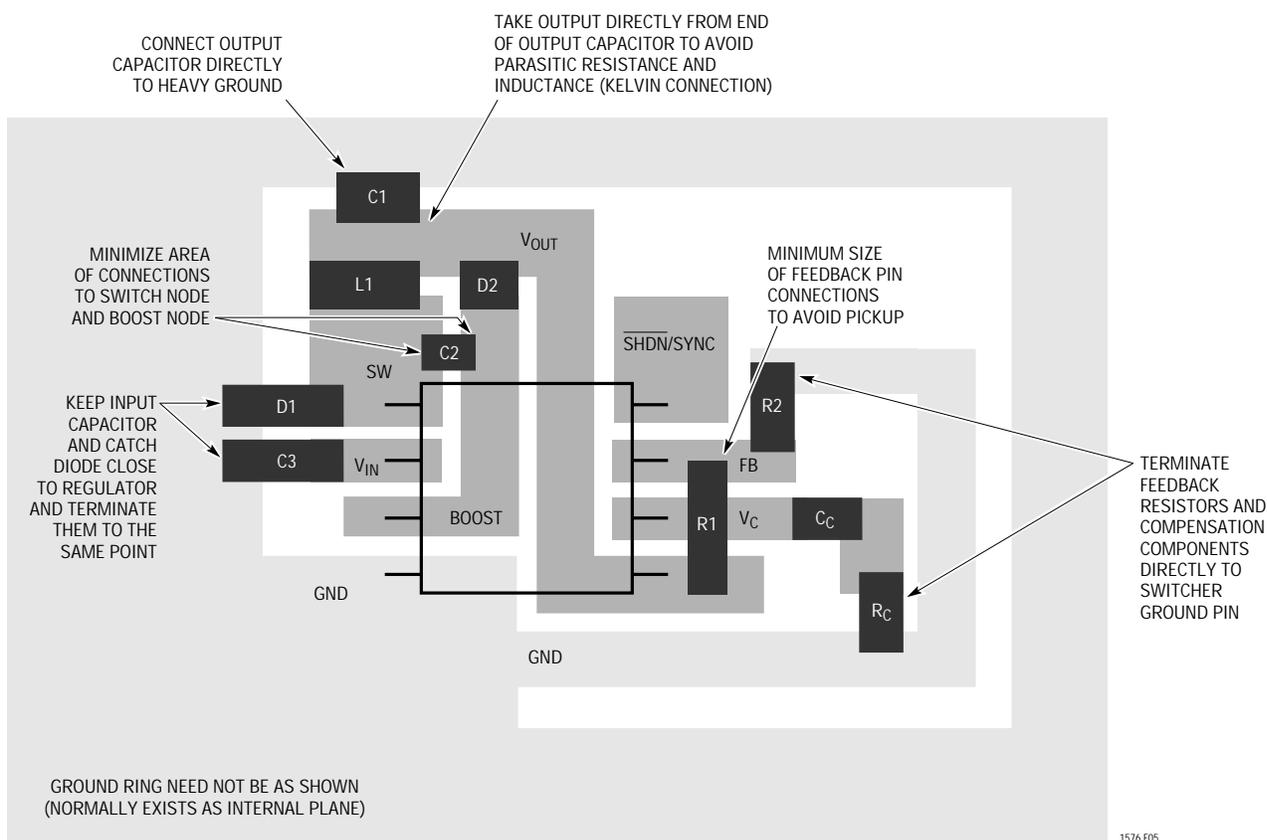
$$R_{FB} = 110k(5/1.5) = 366k$$

スイッチ・ノードの考慮事項

最大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。放射と高周波での共振の問題を防止するために、スイッチ・ノードに接続される部品のレイアウトを適切に行うことが不可欠です。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BOOST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。スイッチャ回路の下には常にグランド・プレーンを使用して、相互プレーン結合を防止しなければなりません。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してください。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・パスは短くし、アナログ・グランド・ラインから離します。

図6に高速スイッチング電流経路を図解します。クリーンなスイッチングと低EMIを保証するために、この経路のリード長はできる限り短く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経路だけが、立上りおよび立下り時間がnsの経路です。レイアウト上でこの経路を辿ってみると、それ以上ないほど短いことが理解できます。LT1576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。その他の経路には直流と200kHzの三角波の組合せのみが含まれているので、それほど重要ではありません。

アプリケーション情報



4

図5. LT1576の推奨レイアウト

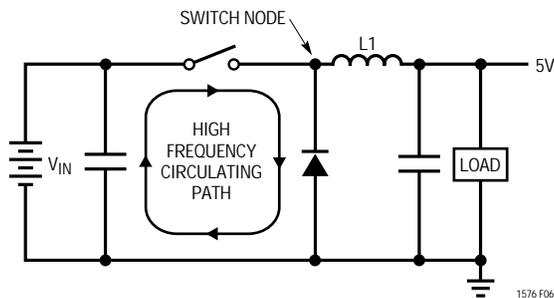


図6. 高速スイッチング経路

アプリケーション情報

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“Q”の高い接合容量をもっており、高周波数で励振されると何サイクルもリングングが続く可能性があります。入力コンデンサ、ダイオード、およびスイッチ経路の全リード長が2.54cmであれば、そのインダクタンスは約25nHになります。スイッチ・オフでは、これは入力電圧に加えてNPN出力デバイス両端でスパイクを発生します。電流が大きい場合、レイアウトが適切でないときこのスパイクが10V~20Vまたはそれ以上になることがあり、潜在的に絶対最大スイッチ電圧を超えます。高信頼性動作を保証するには、スイッチ、

キャッチ・ダイオード、および入力コンデンサの経路を可能な限り短くする必要があります。これを調べるときは、100MHz以上のオシロスコープを使用し、波形はパッケージのリードで観察しなければなりません。また、このスイッチ・オフ・スパイクによって、SWノードがグランド以下になります。LT1576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いけ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の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。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う率が低下します。

入力のバイパスと電圧範囲

入力バイパス・コンデンサ

降圧コンバータには入力電源からパルス状の電流が流れます。これらパルスの平均高さは負荷電流と等しく、デューティ・サイクルは V_{OUT}/V_{IN} になります。この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、入力電源に帰還す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 の値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、そのRMS値は負荷電流の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。多くの場合、必要なリップル定格を得るために、2個のコンデンサを並列に接続する必要があります。電

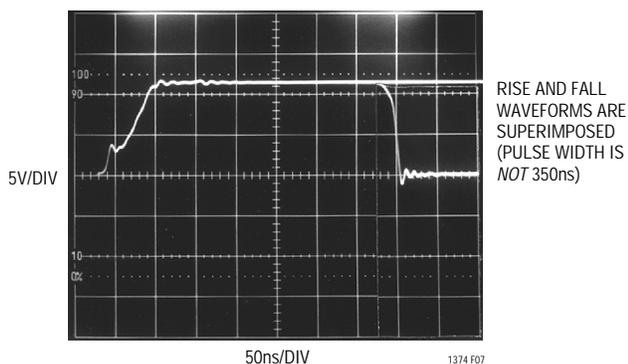


図7. スイッチ・ノード応答

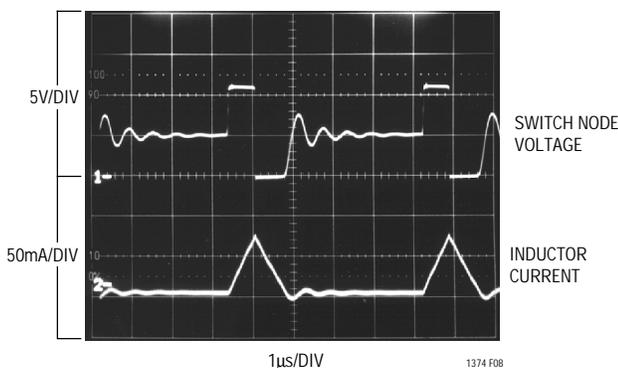


図8. 不連続モード・リングング

アプリケーション情報

力の分担を確実にするため、両方のコンデンサは容量値とメーカーが同じものでなければなりません。コンデンサの実際の値は、200kHzでは15 μ 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。LT1576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

レギュレータの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)のため使用できない場合があります。現在、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実装面積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、明るい白色光を放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メーカーは高サージ・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・コンデンサには、バッテリーや大容量ソースが接続されていると、高サージが加わる可能性があります。一部のメーカー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。

同期 (SYNCオプション)

LT1576-SYNCでは $\overline{\text{SHDN}}$ ピンがSYNCピンに置き換えられており、内部発振器を外部信号に同期させるのに使用します。SYNC入力は、10%から90%のデューティ・サイクルで、ロジックレベル“L”から最大同期スレッシュホールドを通過しなければなりません。この入力は、ロジック・レベル出力から直接ドライブできます。同期範囲は初期動作周波数と等しく、最大400kHzです。つまり、実用最小同期周波数は標準動作周波数200kHzではなく、最悪の場合の高い方の自励発振周波数(250kHz)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、280kHz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。インダクタ値が高いほど、この問題が解消される傾向があります。この原因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。

アプリケーション情報

起動時に、 V_C がFBピンでクランプされているとき(図2、Q2参照)、同期機能はディスエーブルされます。これによって、周波数フォールドバックが短絡出力状態でも動作することができます。通常動作中、FBピンが0.7V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、その後でSYNCピンが機能するようになります。同期が不要なときは、このピンはグランドに接続しておいてください。

熱に関する計算

LT1576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。以下にこれら各損失の計算方法を示します。これらの式は連続モード動作を仮定していませんので、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。

スイッチ損失：

$$P_{SW} = \frac{R_{SW}(I_{OUT})^2(V_{OUT})}{V_{IN}} + 60ns(I_{OUT})(V_{IN})(f)$$

ブースト電流損失：

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

静止電流損失：

$$P_Q = V_{IN}(0.55 \cdot 10^{-3}) + V_{OUT}(1.6 \cdot 10^{-3}) + \frac{(V_{OUT}^2)(0.004)}{V_{IN}}$$

R_{SW} = スイッチ抵抗($\approx 0.2 \Omega$)

60ns = 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、

$$P_{SW} = \frac{(0.2)(1)^2(5)}{10} + (60 \cdot 10^{-9})(1)(10)(200 \cdot 10^3)$$

$$= 0.1 + 0.12 = 0.22W$$

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

$$P_Q = 10(0.55 \cdot 10^{-3}) + 5(1.6 \cdot 10^{-3}) + \frac{(5)^2(0.004)}{10}$$

$$= 0.02W$$

全消費電力は $0.22 + 0.05 + 0.02 = 0.29W$ です。

LT1576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にした場合、熱抵抗は約80 $\text{mW}/^\circ\text{C}$ になります。プレーンがないと熱抵抗は約120 $\text{mW}/^\circ\text{C}$ に増えます。ダイ温度を計算するには最悪ケースの周囲温度を加算してください。

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

50 $^\circ\text{C}$ の周囲温度で、SO-8パッケージ($\theta_{JA} = 80 \text{ mW}/^\circ\text{C}$)を使用する場合は、以下ようになります。

$$T_J = 50 + 80(0.29) = 73.2$$

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

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。従来の降圧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 $^\circ$ 位相シフトを生じることがあります。これと対照的に、LT1576は「電流モード」アーキテクチャを使用し、インダクタによって生じる位相シフトを軽減しています。この基本接続を図9に示します。図10に、 V_C ピンから出力を測定したLT1576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LT1576の電力部

アプリケーション情報

の相互コンダクタンス $1.5A/V$ と、出力からグラウンドに対する実効合成インピーダンスで設定されます。利得は $100\mu F$ の出力コンデンサで設定される $160Hz$ 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11に示します。誤差アンプは、 $570k$ の出力インピーダンスに $2.4pF$ を並列に接続した $1000\mu m$ の相互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、 V_C ピンからグラウンドへの補償回路のインピーダンスは、 $200Hz$ 以上の周波数ではアン

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、誤差アンプの特性自体はループに過剰な位相変化を与えないことを意味し、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12に $2.2nF$ の補償コンデンサと $2.7k$ の補償抵抗を使用したときの全ループ位相/利得特性を示します。誤差アンプは $130Hz$ 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。ループ全体は低い周波数において $66dB$ の利得があり、 $7.2kHz$ 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 $16kHz$ 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・ゲインにおいて約 45° です。

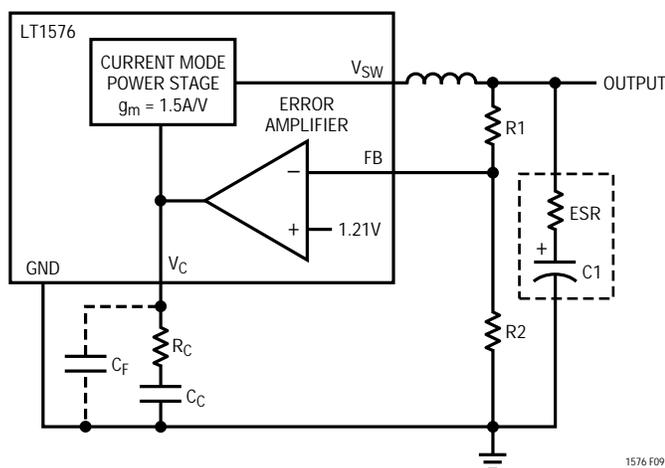


図9. ループ応答のモデル

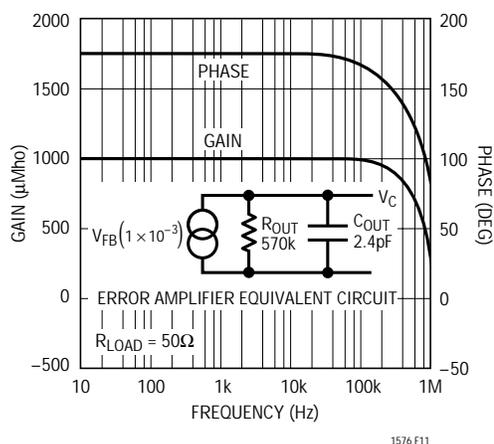


図11. 誤差アンプ利得と位相

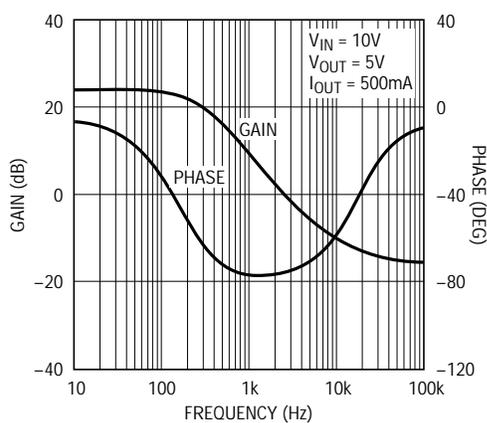


図10. V_C ピンから出力への応答

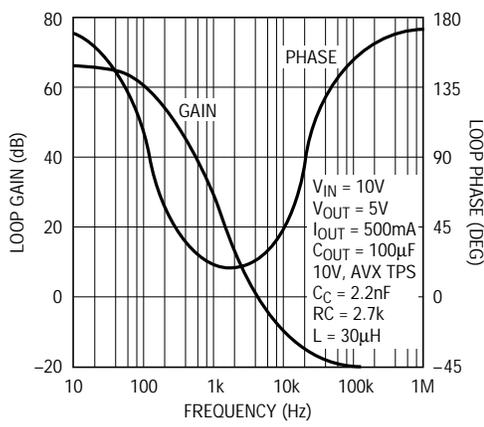


図12. 全ループ特性

アプリケーション情報

アナログに詳しい人は1.6kHz周辺で、位相がゼロ位相マージン・ラインに接近していることに気付くはずで、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の可変性が、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 の近似式は以下のとおりです。

$$R_C(\text{ループ利得} = 1) = \frac{V_{OUT}}{(G_{MP})(G_{MA})(ESR)(1.21)}$$

G_{MP} = 電力段のトランスコンダクタンス = 1.5A/V

G_{MA} = 誤差アンプのトランスコンダクタンス = $1(10^{-3})$

ESR = 出力コンデンサのESR

1.21 = 基準電圧

$V_{OUT} = 5V$ および $ESR = 0.1$ の場合、 R_C を 27.5k にすると利得余裕がゼロになり、これが上限です。第二の制限は、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必要以上に高いと、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。極端な場合に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。さらにひどい場合には、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・プロット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 100mV_{p-p} 以下に保持すれば、LT1576 は正常に動作することが分かっています。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、 R_C は 200kHz 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。

$$V_{C(RIPPLE)} = \frac{(R_C)(G_{MA})(V_{IN} - V_{OUT})(ESR)(1.21)}{(V_{IN})(L)(f)}$$

G_{MA} = 誤差アンプの相互コンダクタンス(1000 μ モ-)

LT1576 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、 $V_{IN} = 10V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $ESR = 0.1$ 、 $L = 30\mu H$ での V_C ピンのリップル電圧は、次のようになります。

$$V_{C(RIPPLE)} = \frac{(3k)(1 \cdot 10^{-3})(10 - 5)(0.1)(1.21)}{(10)(30 \cdot 10^{-6})(200 \cdot 10^3)} = 0.173V$$

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、

$$C_F = \frac{5}{(2\pi)(f)(R_C)} = \frac{5}{2\pi(200 \cdot 10^3)(3k)} = 1.33nF$$

アプリケーション情報

ループ安定性のテスト方法

LT1576の「標準的な」補償は、 $R_C = 2.7\text{ k}$ の場合は C_C に 2.2 nF 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13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負荷を与えてスイッチング・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、 $50\text{ Hz} \sim 1\text{ kHz}$ の比較的低い周波数において小さな過渡AC負荷電流で「ヒット」されます。これにより、図14に示すように出力が数mVジャンプしてから元の値にセトリングします。動作特性が優れたループはきちんとセトリングしますが、位相マージンや利得余裕が小さなループはセトリング時に「リングング」が発生します。リングングの数は安定度を表し、このリングング周波数はループの概略のユニティゲイン周波数を示します。ループが非直線動作になるほど振幅が高くなければ、信号の振幅は特に重要ではありません。

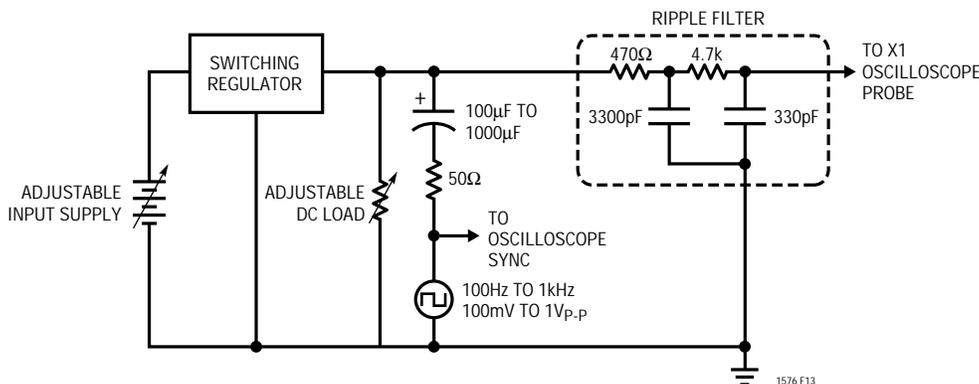


図13. ループ安定性のテスト回路

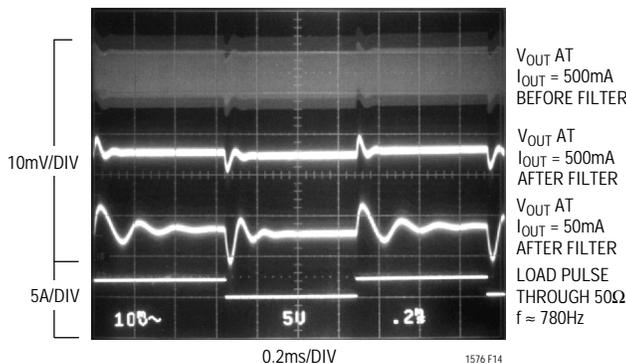


図14. ループ安定性のチェック

アプリケーション情報

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(200kHz)リップルの両方が含まれています。リップルがあると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す。このフィルタは特にクリチカルではなく、過渡信号が多少減衰しても振幅は重要でないので問題になることはありません。

この回路設定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、過渡応答の「リングング」が疑われる組合せがあるかを調べます。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。R_C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R_C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に応じて実施してください。すべて順調であれば、温度特性を明確にするため回路(特に出力コンデンサ)にヒートガンと冷却スプレーを使用します。

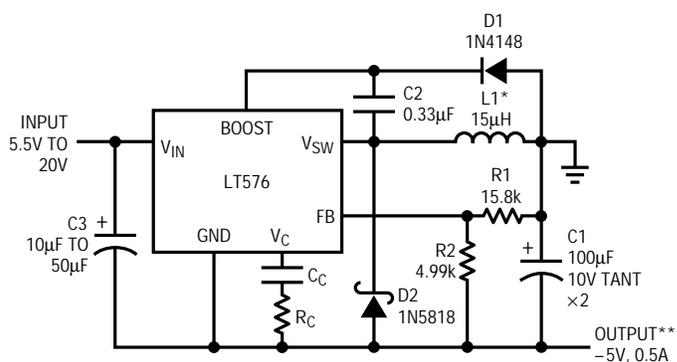
この手順では部品の初期許容差は考慮していないことを覚えておいてください。部品値のバラツキによって問題が発生しないようにするために、すべての負荷およびライン条件で、かなりクリーンな応答が観察できなければなりません。注記事項：マーフィーによれば、製造工程で変更される可能性の高い部品は出力コンデンサで、メーカー間の(ESRの)偏差が大きく問題が生じるおそれがあります。製造時に出力コンデンサの供給元まで検査するほうが賢明です。

図14のI_{LOAD} = 50mAで明らかなように、「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。

正 - 負コンバータ

図15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。それは、



- * INCREASE L1 TO 30µH OR 60µH FOR HIGHER CURRENT APPLICATIONS. SEE APPLICATIONS INFORMATION
- ** MAXIMUM LOAD CURRENT DEPENDS ON MINIMUM INPUT VOLTAGE AND INDUCTOR SIZE. SEE APPLICATIONS INFORMATION

1576 F15

図15. 正 - 負コンバータ

LT1576が正帰還信号しか受け入れず、グランド・ピンを安定化された負電圧出力に接続しなければならないためです。したがって、グランドに接続した抵抗分圧器(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。

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、LT1576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

アプリケーション情報

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。以下の式を使用して、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：

$$I_{MAX} = \frac{\left[I_P - \frac{(V_{IN})(V_{OUT})}{2(V_{OUT} + V_{IN})(f)(L)} \right] (V_{OUT})(V_{IN} - 0.35)}{(V_{OUT} + V_{IN} - 0.35)(V_{OUT} + V_F)}$$

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・ダイオードの順方向電圧

0.35 = 1.5Aでのスイッチ電圧降下

例： $V_{IN(MIN)} = 5.5V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $L = 30\mu H$ 、 $V_F = 0.5V$ 、 $I_P = 1.5A$ の場合、 $I_{MAX} = 0.6A$ になります。この式では、LT1576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。)

上記の条件で：

$$DC = \frac{5 + 0.5}{5.5 - 0.3 + 5 + 0.5} = 51\%$$

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。

出力分割器

可変部品を使用する場合、 V_{OUT} に接続する抵抗(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。

$$R_1 = \frac{R_2(V_{OUT} - 1.21)}{1.21}$$

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減らすことはできません。200kHzでは75 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16のグラフに、各種のインダクタ値に対する5Vから - 5Vへのコンバータのピーク・ツー・ピーク出力リップル電圧

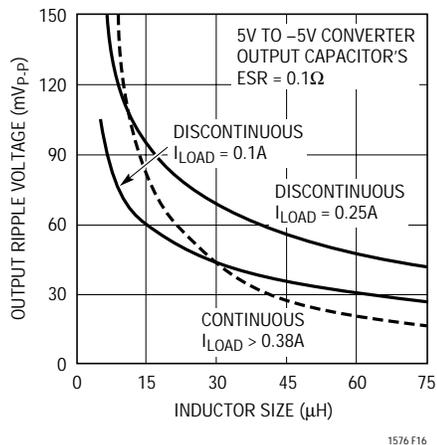


図16. 正 - 負コンバータのリップル電圧

アプリケーション情報

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、使用可能な最小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生ずる値になることがあります。多くの場合、出力リップルを低減する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。

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ないことです。最初のステップは、以下の式を使用して、スイッチャが連続モードを使用する必要がある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。

連続モードで必要な出力電流：

$$I_{\text{CONT}} = \sqrt{\frac{(V_{\text{IN}})^2 (I_{\text{P}})^2}{4(V_{\text{IN}} + V_{\text{OUT}})(V_{\text{IN}} + V_{\text{OUT}} + V_{\text{F}})}}$$

不連続モードでの最小インダクタ：

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

連続モードでの最小インダクタ：

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

上記の例で、最大負荷電流0.25Aでは以下の結果が得られます。

$$I_{\text{CONT}} = \sqrt{\frac{(5.5)^2 (1.5)^2}{4(5.5 + 5)(5.5 + 5 + 0.5)}} = 0.38\text{A}$$

これより不連続モードが使用されることが分かります。必要な最小インダクタは次式から求められます。

$$L_{\text{MIN}} = \frac{2(5)(0.25)}{(200 \cdot 10^3)(1.5)^2} = 5.6\mu\text{H}$$

実際には損失と値のパラツキを処理するため、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7.3μH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30μH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分かります。最終決定を行うための経験則はありません。並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が使用されます。出力リップル電圧を決定する際は、出力コンデンサが別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16)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。

アプリケーション情報

入力および出力コンデンサのリプル電流

正電圧から負電圧へのコンバータには、入力コンデンサと出力コンデンサのいずれにも高いリプル電流が流れます。コンデンサの寿命を長くするには、この電流のRMS値がコンデンサの高周波数リプル電流定格以下でなければなりません。以下の式でRMSリプル電流の概算値を求めることができます。この式は連続モードで大きなインダクタ値を想定したものです。小型のインダクタを使用すると、リプル電流は、特に不連続モード時に多少高くなります。正確な式は非常に複雑で、アプリケーション・ノート44の30および31ページに記載されています。本題の目的に対しては、単に余裕分の見込み係数(ff)を追加したものです。ffの値は高負荷電流および $L \geq 10\mu\text{H}$ では約1.2になります。この値は、低負荷電流で小さなインダクタでは約2.0まで増大します。

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

ff = 余裕分の見込みの係数(1.2 ~ 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。

ピーク・ダイオード電流 :

連続モード =

$$I_{\text{OUT}} \frac{(V_{\text{IN}} + V_{\text{OUT}})}{V_{\text{IN}}} + \frac{(V_{\text{IN}})(V_{\text{OUT}})}{2(L)(f)(V_{\text{IN}} + V_{\text{OUT}})}$$

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

起動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の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。

標準的応用例

デュアル出力SEPICコンバータ

図17の回路は、1つの磁気素子で正、負両方の5V出力を発生します。図に示す2つのインダクタは、実際には2巻線の1つの標準的なBH Electronicsインダクタです。5V出力のトポロジは標準バック・コンバータです。-5Vトポロジは、C4が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ものです。C4はSEPIC (Single-Ended Primary Inductance Converter) トポロジを形成しており、レギュレーションを改善し、L1のリプル電流を低減します。C4がない場合、相対ローディングとカップリング損失のために、L1Bの電圧振幅はL1Aと異なります。C4はL1Bで等しい電圧振幅を

維持するために、低インピーダンス・パスを供給し、レギュレーションを改善します。フライバック・コンバータでは、スイッチ・オン時間中、L1Bには電流が流れないため、コンバータの全エネルギーはL1Aだけに蓄えられます。スイッチ・オフ時に、エネルギーは磁気結合によってL1Bに受け渡され、-5Vレールに電源を供給します。C4はスイッチ・オン時間中に、L1Bを正にし、電流が流れるようにして、L1BとC4にエネルギーを蓄積します。スイッチ・オフで、L1BとC4の両方に蓄えられているエネルギーが-5Vレールに電源を供給します。これによってL1Aの電流が減少し、L1B電流波形は方形波から三角波に変化します。この回路の詳細については、デザイン・ノート100を参照してください。

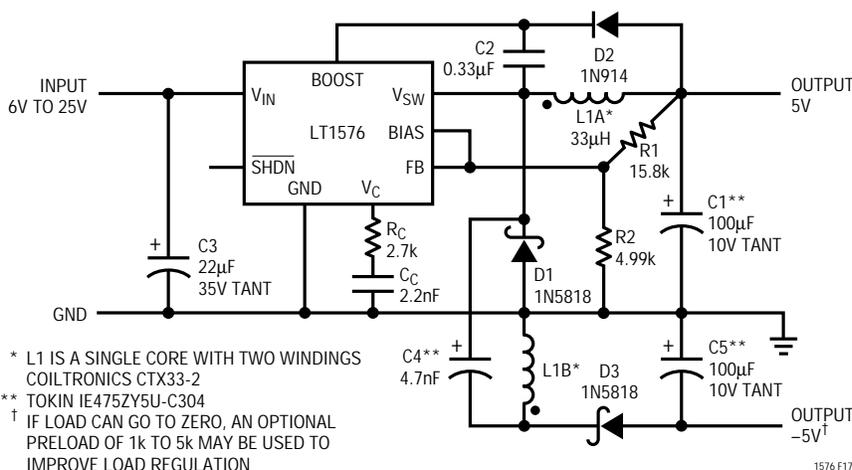


図17. デュアル出力SEPICコンバータ

関連部品

部品番号	概要	注釈
LT1074/LT1076	降圧スイッチング・レギュレータ	入力40V、100kHz、5Aおよび2A
LTC®1148	高効率同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ	外付けFETスイッチ
LTC1149	高効率同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ	外付けFETスイッチ
LTC1174	高効率降圧および反転DC/DCコンバータ	0.5A、150kHzバースト・モード™動作
LT1370	高効率DC/DCコンバータ	42V、6A、500kHzスイッチ
LT1371	高効率DC/DCコンバータ	35V、3A、500kHzスイッチ
LT1372/LT1377	500kHz/1MHz高効率1.5Aスイッチング・レギュレータ	昇圧トポロジ
LTC1435/LTC1436	高効率降圧コンバータ	外付けスイッチ、低ノイズ
LT1676/LT1776	高効率降圧スイッチング・レギュレータ	入力電圧7.4V ~ 60V、100kHz/200kHz
LT1777	低ノイズ降圧スイッチング・レギュレータ	入力48V、内部制限型dv/dt

Burst Modeはリニアテクノロジー社の商標です。