

LT1070デザイン・マニュアル

Carl Nelson

はじめに

3端子モノリシック・リニア電圧レギュレータは、ほぼ20年前に登場し、さまざまな理由から瞬く間に普及しました。特に、当時は優れたリニア電圧レギュレータを設計できるエンジニアがあまりいなかったのです。またこの新型デバイスは使いやすく安価でした。現在、一般的に討議されており「エキスパート・システム」には、これらの設計者の知識がシリコンの形でふんだんに埋め込まれています。このような長所によって、レギュレータはディスクリート部品や初期のモノリシック構成ブロックをすぐに駆逐して市場を支配しました。

さらに最近では、スイッチング方式のレギュレータに対する関心が増加しています。高効率で小型のスイッチング・レギュレータは、全体的なパッケージ・サイズの縮小に伴ってさらに魅力的になっています。あいにく、スイッチング・レギュレータは設計が最も困難なリニア回路のひとつでもあります。不可解なモード、突然の故障、独特なレギュレーション特性、そして破壊などは、スイッチング・レギュレータを設計しているときよくある出来事です。

大部分のスイッチング・レギュレータICは複数の構成ブロックです。多くのディスクリート部品が必要であり、またユーザ側に十分な専門的知識があることが前提となっています。新型デバイスにはダイ上にパワー・スイッチを搭載したものもありますが、応用にはまだかなりの技術力が必要です。そして、メーカーからの充実した

実用的なアプリケーション文献のサポートが大幅に不足していました。

これらの検討事項は、最初の3端子モノリシック・レギュレータが登場したときのリニア・レギュレータ・デザインの状況を連想させます。この歴史的な教訓をもって、LT[®]1070 5端子スイッチング・レギュレータは使いやすさと経済性を追求して設計されました。ユーザはスイッチング・レギュレータの設計についての特別な知識は必要なく、また多様性に優れているので、広く普及しています。ユーザの利益を最大にするために、このデバイスには多大なアプリケーションの成果が盛り込まれています。本アプリケーションノートは、直接デバイスの動作を検討する資料としてはもとより、補助的なチュートリアルとしても役立ちます。「必要に応じて」使用することを意図したものです。必要な機能を早く実現したい場合は、説明の多くは無視することができ、ブレッドボード組立ての成功率も高くなっています。より専門的に学習したい読者は、より慎重に資料を熟読する道を選べます。どちらの方法も有効であり、本アプリケーションノートは両方とも満足します。

- Jim Williams

 LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。

目次

序文	AN19-4
LT1070の動作	AN19-7
ブロック図	AN19-7
ピンの機能	AN19-8
基本的なスイッチング・レギュレータ・トポロジ	AN19-12
アプリケーション回路 :	
昇圧モード	AN19-17
負降圧コンバータ	AN19-21
負から正の昇降圧コンバータ	AN19-24
正降圧コンバータ	AN19-27
フライバック・コンバータ	AN19-30
完全絶縁型コンバータ	AN19-35
正電流ブースト降圧コンバータ	AN19-40
負電流ブースト降圧コンバータ	AN19-41
負入力-負出力フライバック・コンバータ	AN19-42
正から負のフライバック・コンバータ	AN19-42
電圧ブースト昇圧コンバータ	AN19-43
負昇圧コンバータ	AN19-44
正から負の昇降圧コンバータ	AN19-44
電流ブースト昇圧コンバータ	AN19-44
フォワード・コンバータ	AN19-45
周波数補償	AN19-48
外部電流制限	AN19-51
外部トランジスタのドライブ	AN19-53
出力整流ダイオード	AN19-54
入力フィルタ	AN19-56
効率計算	AN19-58
出力フィルタ	AN19-59
入力および出力コンデンサ	AN19-60
インダクタおよびトランスの基礎	AN19-61
ヒートシンク情報	AN19-70
トラブル・シューティングのヒント	AN19-70
低調波発振	AN19-72
付録	
絶対最大定格	AN19-74
パッケージ/発注情報	AN19-74
電気的特性	AN19-74
標準的性能特性	AN19-76
コアおよびインダクタ/トランス・メーカー	AN19-79
参考文献	AN19-79
パッケージ図面	AN19-80

アプリケーションノート 19

序文

LT1070の小型バージョン

このアプリケーションノートが作成されて以降、LT1070の新バージョンがいくつか開発されました。LT1071とLT1072は、スイッチ電流定格がそれぞれ2.5Aと1.25Aであることを除いてLT1070と同一です。スイッチ電流が低い設計では、これら小型チップを利用すればコスト削減を図ることができます。LT1071とLT1072の設計に用いる計算式は、以下の点を除いてLT1070と同一です。

ピーク・スイッチ電流 (I_P)	= 5A	LT1070
	= 2.5A	LT1071
	= 1.25A	LT1072
スイッチ「オン」抵抗 (R)	$\approx 0.2\Omega$	LT1070
	$\approx 0.4\Omega$	LT1071
	$\approx 0.8\Omega$	LT1072
スイッチ電流に対する V_C ピンの	$\approx 8A/V$	LT1070
トランスコンダクタンス	$\approx 4A/V$	LT1071
	$\approx 2A/V$	LT1072

また、1989年の第2四半期にはLT1070/LT1071/LT1072の100kHzバージョンが供給されます。

インダクタンスの計算

AN19の読者からのフィードバックでは、インダクタンス値を計算するための ΔI の使い方に不明点があることが分かりました。 ΔI はスイッチ「オン」時間中のインダクタまたは一次電流の変化です。推奨値はLT1070スイッチのピーク電流定格(5A)の約20%、あるいは平均インダクタ電流の20%の場合もあります。この20%の経験則は、所定のスイッチ電流定格に対して、ほぼ最大出力電力が得られる値です。最大出力電力が必要ない場合は、 ΔI の増加を許せば、より小さなインダクタ/トランスを使用することができます。設計方法は、 $L = \infty$ でAN19に記載されている式を使用してピーク・インダクタ/スイッチ電流(I_P)を計算します。

次にこの電流をピーク・スイッチ電流と比較してください。この差が ΔI に許容できる「余裕」です。

$$\Delta I_{MAX} = 2(I_{SWITCH(PEAK)} - I_P)$$

この式では連続モード動作を仮定しています。この式で計算した ΔI が I_P を上回る場合は、インダクタンスをさらに減らして不連続モード動作にすることが可能です。不連続モードではより高いスイッチ電流が必要です。AN19のすべてのトポロジがこのモードの設計等式を示しているわけではありませんが、非常に低い出力電力に対して、またはインダクタ/トランスのサイズの要求が厳しい場合は検討しなければなりません。完全絶縁型フライバックを除く、すべてのトポロジで、不連続モードは良好に動作します。不連続モードの欠点は、出力リップルが高く効率がわずかに低いことです。

例1: $V_{IN} = -24V$ 、 $V_{OUT} = -5V$ 、 $I_{OUT} = 1.5A$ の負降圧コンバータの場合

$$I_P \text{ (式37)} = I_{OUT} + \frac{(V_{IN} - V_{OUT})(V_{OUT})}{2 \cdot V_{IN} \cdot f \cdot (L \approx \infty)} = I_{OUT} = 1.5A$$

$$\begin{aligned}\Delta I_{MAX} &= 2(I_{SW} - I_P) = 2(5 - 1.5) = 7A \text{ (LT1070)} \\ &= 2(2.5 - 1.5) = 2A \text{ (LT1071)} \\ &= 2(1.25 - 1.5) = \text{N.A.} \text{ (LT1072)}\end{aligned}$$

LT1072では小さ過ぎるので($I_P > I_{SW}$)、最大 ΔI が2AのLT1071を選択します。控え目な実際の ΔI としては1Aを選びます。これにより、効率損失の余裕と部品値のバラツキが許容されます。式37を使用して:

$$L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})(V_{OUT})}{V_{IN}(\Delta I) \cdot f} = \frac{(24 - 5)(5)}{24(1) \cdot 40k} = 99\mu H$$

例2: $V_{IN} = 6V$ 、 $V_{OUT} = \pm 15V/35mA$ 、および $5V/0.2A$ 、 $N = 0.4$ (一次対5V二次)のフライバック・コンバータの場合。計算のために、全体の出力電力2.05Wは5V二次を基準にしており、 $N(0.4)$ 、 $V_{OUT}(5V)$ および $I_{OUT} = 0.41A$ に対して1つの値を生じます。

式79を使用して：

$$I_P = \frac{I_{OUT}}{E} \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} + N \right) + \frac{(V_{IN})(V_{OUT})}{2 \cdot f(V_{OUT} + N V_{IN})(L = \infty)}$$

$$= \frac{0.41A}{0.75} \left(\frac{5V}{6V} + 0.4 \right) = 0.674A$$

LT1072はこの電流を扱うのに十分であり、 ΔI_{MAX} は次式のとおりです。

$$\Delta I_{MAX} = 2(1.25A - 0.674A) = 1.15A$$

ΔI に控えめな値0.7Aを使用します(これはLT1072の最大スイッチ電流1.25Aの56%であり、20%ではないことに注意してください)。また式77を使用すると、以下のようになります。

$$L = \frac{(V_{IN})(V_{OUT})}{\Delta I \cdot f(V_{OUT} + N V_{IN})} = \frac{(6)(5)}{(0.7)(40k)(5 + 0.4 \cdot 6)} = 145\mu H$$

磁気部品の保護

LT1070の設計者の第二の問題は、過負荷または短絡状態での磁気部品の保護です。物理サイズの制約により、LT1070の最大電流制限値を処理するように規定されていないインダクタやトランスが必要なこともよくあります。この問題には、いくつかの方法で対処することができます。

1. 最大負荷電流条件が許せば、LT1071またはLT1072を使用します。
2. LT1070の電流制限は温度が高いと低下することを利用します。古いデータシートに記載されているワーストケースの電流制限値は、1つの仕様で両極端の温度を許容しています。新しいデータシートでは、25 またはそれ以上の温度に対して、LT1070で10A、LT1071で5A、LT1072で2.5Aの最大電流が規定

されています。最初のデータシートが印刷されて以降、LT1070の電流制限の温度依存性は大幅に改善されたことをご確認ください。古い値は - 0.3%/ 以上ですが、新しい値は - 0.1%/ 以下です。新しいデータシートの電流制限グラフは、改善された特性を反映しています。

3. メーカーの仕様に対してインダクタ/トランス電流を制限する必要があるかどうか再検討します。多くのケースでは最大電流定格は、コアの飽和を配慮して決定されます。コアを飽和させてもコアには無害です。材質の特性が永久に変化するほど温度が上昇した場合にのみ、コアや巻線の損傷が生じます。コアの飽和は電流が「暴走」してスイッチやダイオードを破壊するため、従来式のスイッチャにとって「致命的」と考えられていました。LT1070は瞬時的なサイクルごとに電流を制限し、著しくオーバドライブされたコアでも電流の「暴走」を防止します。主な考慮事項は、巻線電流 (I^2R) の加熱の影響です。短絡状態では、インダクタの巻線電流はLT1070の電流制限値でほぼ一定しています。トランスの二次巻線電流は、LT1070の電流制限の1/N倍でほぼ一定です。これはコアが深く飽和しないと仮定しています。電流制限値よりかなり下でコアが飽和する場合、巻線のRMS電流は電流制限値より相当低い値になります。この複雑な状況を解消する最良の方法は、熱電対を使って過負荷状態でのコア/巻線温度を実際に測定することです。熱電対はピーク温度を反映させるために、巻線やコアにできる限り深く「挿し込む」必要があります。スイッチングによって発生する磁界と電界は、熱電対メータに悪影響を与える可能性があります。これが起こった場合は、定期的に電源を切って温度をチェックしてください。性能仕様ではなく、判断基準として永久的な損傷を伴うピーク許容温度の決定については、磁気部品メーカーにご相談ください。主な故障モードは絶縁の溶融に起因する巻線の短絡です。ほとんどのメーカーが高温絶縁を提供しています。

アプリケーションノート 19

新しいスイッチ電流仕様

LT1070はデューティ・サイクル50%以下に対しては、5Aのピーク・スイッチ電流で規定されていました。また、これより高いデューティ・サイクルでは、ピーク電流は4Aに制限されていました。多くの設計がデューティ・サイクル50%付近で動作し可能な最大出力電力を必要とするため、このデューティ・サイクル50%での仕様の極端な変更は頭の痛い問題でした。この問題を解決するために、新しいデータシートのスイッチ電流制限は、デューティ・サイクル50%での5Aからデューティ・サイクル80%での4Aに直線的に減少する関数として規定されます。LT1071とLT1072もこの方法で規定されることになります。

高い電源電圧

LT1070の多くのアプリケーションで、最大入力電圧が40Vを超えることが多くなってきました。単純な方法は、60Vで規定される「HV」デバイスを使用することですが、場合によっては図に示すように、単にツェナー・ダイオードで電源電圧を下げて、安価な標準品を使用することもできます。LT1070が動作するのに電源ピン(V_{IN})に数ボルトしか必要ないため、ほとんどの場合このツェナーによって非安定入力電圧範囲が変わることはありません。ツェナーの消費電力は $I_Z \approx 6mA + I_{SW}(0.0015 + DC/40)$ から計算することができます。

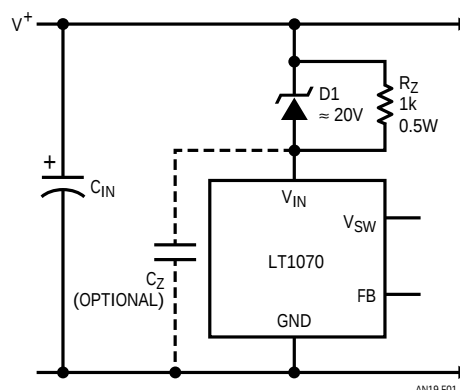
I_{SW} = 「オン」時間中のLT1070の平均スイッチ電流
DC = デューティ・サイクル

$I_{SW} = 4A$ 、DC = 30%の場合、 $I_Z = 42mA$ になります。

20Vツェナーは $(20)(42) = 0.84W$ を消費します。この電力はいずれにせよLT1070で消費されるので効率の低下はありません。抵抗(R_Z)は起動に必要です。これがないと、 V_{IN} ピンがスイッチ・ピンに対して16V以上負になり、ラッチオフ状態になります。LT1070がスイッチングを行っておらず、FBピンが0.5V以下の場合、LT1070は「絶縁型フライバック」モードになり、 V_{IN} 、 V_{SW} 間の電圧に安定化しようとします。この電圧が16Vを超えると、レギュレータはデューティ・サイクルをゼロに下げて、永久的に「スイッチングしない」状態になります。 R_Z は V_{IN} ピンの電圧を高くして起動を開始させます。たとえこの状態のときには V_{IN} からグランド・ピンまでの電圧が40Vを超えたとしても、 R_Z が大きい場合有害な電

流が流れないのでユーザは気にする必要はありません。

C_Z には多少注意する必要があります。LT1070は V_{IN} ピンのノイズやリップルには非常に耐性がありますが、アプリケーションによっては C_Z が必要です。問題は、電源が投入されたときにD1が C_Z を充電しなければならないことです。電源が急激に立ち上がるので、D1が1サイクルのサージ定格を超える可能性があります。



不連続 発振 (リングング)

多くの顧客からスイッチ「オフ」時間の一部で、スイッチ・ピンで起こる発振について調査依頼がありました。これは発振ではありません。これはインダクタまたはトランスの一次でのゼロ電流状態への遷移に起因する減衰リングングです。軽負荷時または低インダクタンス値では、スイッチ・オフ時間中にインダクタ電流はゼロに落ちます。これによって、インダクタ電圧がゼロに向かって低下していきます。ただし、そうすることでエネルギーがスイッチ、インダクタ、およびキャッチ・ダイオードの寄生容量からインダクタに戻されます。インダクタと容量が並列共振タンク回路を形成しており、これが「リングング」します。ピーク振幅がスイッチ・ピンで負電圧にならない限り、このリングングは有害ではありません。必要な場合は、標準で100Ω ~ 1kΩおよび500pF ~ 5000pFの直列R/Cダンパをインダクタ/一次巻線と並列に接続して減衰させることができます。標準的なリングング周波数は100kHz ~ 1MHzです。

LT1070の動作

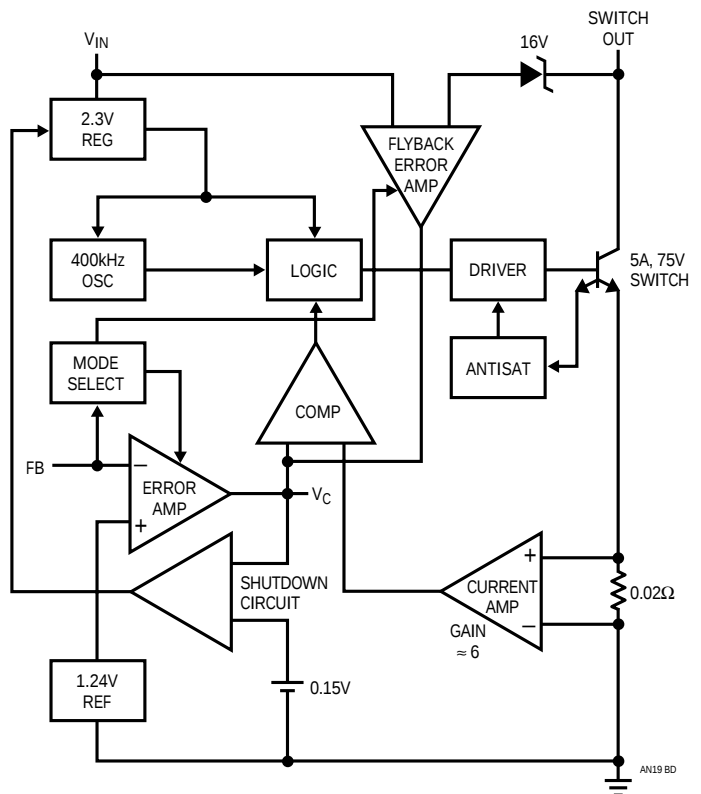
LT1070は電流モード・スイッチャです。したがって、スイッチのデューティ・サイクルは、出力電圧ではなくスイッチ電流で直接制御されます。スイッチは発振器サイクルが開始するたびにターン「オン」します(ブロック図参照)。スイッチは電流があらかじめ設定されたレベルに達するとターン「オフ」します。出力電圧の制御は、電圧感知用誤差アンプの出力を使用して電流のトリップ・レベルを設定することによって行われます。この手法にはいくつかの利点があります。まず、ライン過渡応答が非常に遅い従来のスイッチとは異なり、入力電圧の変動に即時に応答します。次にエネルギー蓄積インダクタでの中域周波数における90°の位相シフトが減少します。このため入力電圧または出力負荷が大きく変動する状態での閉ループ周波数補償が大幅に簡素化されます。最後に、パルス単位の電流制限が容易なため出力過負荷または短絡状態で最大限スイッチの保護が可能です。低ドロップアウトの内部レギュレータは、LT1070のすべての内部回路に2.3V電源を供給しています。ドロップアウトが低く設計されているため、入力電圧を3Vから60Vまで変化させても、デバイス性能が変わることはありません。40kHz発振器はすべての内部タイミングの基本クロックです。ロジック回路およびドライバ回路を通して、出力スイッチをターン「オン」します。特別な適応型アンチSAT回路がパワー・スイッチの飽和の開始を検出し、瞬時にドライバ電流を調整してスイッチの飽和状態を制限します。これによって消費電力が最小限に抑えられ、スイッチは非常に高速でターンオフします。

1.2Vバンドキャップ・リファレンスは誤差アンプの非反転入力をバイアスします。反転入力は出力電圧を感知するためにピンに引き出されています。この帰還ピンは、外付け抵抗で「L」にすると、メイン誤差アンプ出力を切り離し、フライバック・アンプ出力をコンパレータ入力に接続するという、2次的な機能を持っています。この状態でLT1070は電源電圧を基準にしてフライバック・パルス値を調整します。このフライバック・パルスは、通常のトランス結合されたフライバック型レギュレータでは出力電圧に正比例します。フライバック・パルスの振幅を調整すると、入力と出力を直結しなくても出力電圧を調整できます。その出力はトランス巻線がブレークダウン電圧までは完全なフロート状態になっています。巻線を追加すれば簡単に複数のフローティング出力を得ることができます。LT1070内部の特別な遅延回路により、フライバック・パルスの立上りエッジで発生する

リーク・インダクタンス・スパイクを無視するので、出力レギュレーションが改善されます。

コンパレータ入力に現れる誤差信号は外部に引き出されています。このピン(V_C)には4種類の機能があります。これらは周波数補償、電流制限調整、ソフトスタート、およびレギュレータ全体のシャットダウンに使用されます。このピンは通常のレギュレータ動作の間は、0.9V(“L”出力電流)と2.0V(“H”出力電流)の間の値をとります。誤差アンプが電流出力(g_m)タイプであるため、この電圧を外部でクランプして制限電流を調整することができます。同様に、コンデンサ結合された外部クランプはソフトスタートを実行します。スイッチングのデューティ・サイクルは、 V_C ピンがダイオードを介してグラウンドに引かれ、LT1070がアイドル・モードになると、ゼロになります。 V_C ピンを0.15V以下にすると、レギュレータ全体がシャットダウンし、シャットダウン回路をバイアスするためにわずか50 μ Aの電源電流しか流れません。

ブロック図



アプリケーションノート 19

ピン機能

入力電源 (V_{IN})

LT1070は、3Vから40V(標準)まで、または60V(HV品)の入力電圧で動作するように設計されています。電源電流は約6mA(出力電流がゼロの状態)のとき、この範囲では本質的に平坦です。スイッチ電流が増加すると、電源電流(スイッチ・オン時間中)は、スイッチ電流の約1/40の割合で増加します。これはスイッチ・トランジスタが h_{FE} 40であることを示しています。

LT1070の低電圧ロックアウトは、2.3VレギュレータをドライブするラテラルPNPパス・トランジスタの飽和を検知することによって行われます。このトランジスタのリモート・コレクタが電流を流し、入力電圧が2.5V以下になるとスイッチをロックアウトします。入力電圧の有効範囲を大きくするため、ヒステリシスは使用していません。レギュレータをちょうど2.5Vスレッシュホールドで動作させると、LT1070は変動する入力電圧にตอบสนองして、ターンオン/ターンオフする「不安定」動作になる可能性があります。これによってデバイスに悪影響を与えることはありません。スレッシュホールド電圧を高くしたい場合は、外部低電圧ロックアウトを追加できます。図1に示す回路は、これを実現する方法の一例です。

この回路のスレッシュホールドは約 $V_Z + 1.5V$ です。それ以下の電圧では、D2が V_C ピンを「L」にしてレギュレータをシャットオフします。

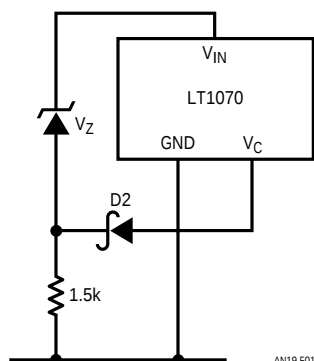


図1. 外部低電圧ロックアウト

グラウンド・ピン

LT1070のグラウンド・ピン(ケース)は、内部誤差アンプの負のセンス・ポイント、および5Aスイッチの大電流経路として動作するため重要です。これは一般には上手な設計方法ではありませんが、5ピン・パッケージ構成では必要でした。ロード・レギュレーションの低下を避けるために、グラウンド・ピンにケルビン接続を行ってください。TO-3パッケージでは、パッケージの一端をパワー・グラウンドに、他端を帰還分割抵抗(アナログ・グラウンド)に接続して行います。この例を図2に示します。

最良のロード・レギュレーションを達成するには、スイッチ電流経路の抵抗を低くしなければなりません。0.01Ωの導線抵抗により、5Aのスイッチ電流で50mVの電圧降下が生じます。これは5V出力における1%の変化であり、この値は負荷電流の増加に伴って実際に増加します。

TO-220パッケージでケース接続を行わない場合は、帰還抵抗を独立した導線でグラウンド・ピンに直接接続してください(図3)。必要に応じて、ケースを第二のグラウンド・ピンとして使用することができます。

ロード・レギュレーションの影響や高い di/dt のスイッチ電流による誘導電圧を最小限に抑えるために、グラウンド・ピンに長い導線を接続しないようにしてください。グラウンド・プレーンはEMIを抑えます。

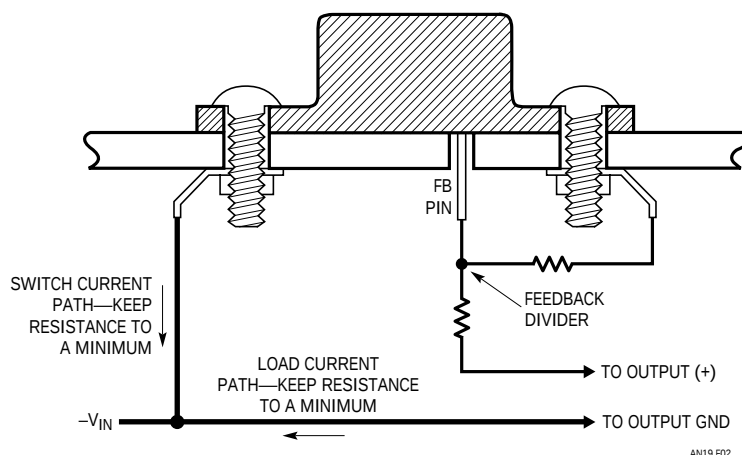


図2

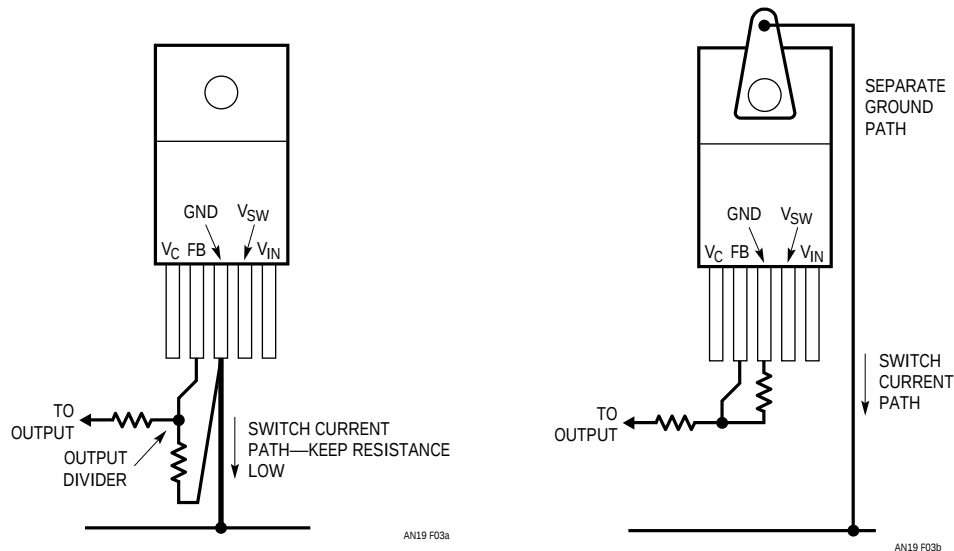


圖3

帰還ピン

帰還ピンはシングル・ステージ誤差アンプの反転入力です。図4に示すように、このアンプの非反転入力は内部で1.244Vのリファレンスに接続されています。

このアンプの入力バイアス電流は、アンプ出力がリニア領域にある場合、標準350nAです。このアンプは g_m タイプです。つまり、制御された電圧対電流利得($g_m \approx 4400\mu\text{モ-}$)で高い出力インピーダンスを持っていることを意味します。無負荷時のDC電圧利得は約800です。

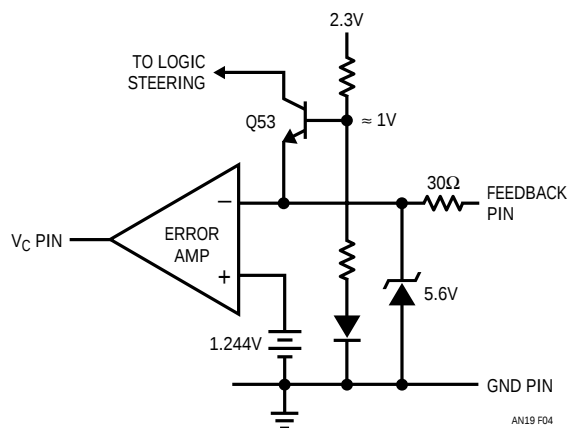


圖4

この帰還ピンには、LT1070を通常動作、またはフライバック・レギュレータ動作にプログラムするために使用する2次的な機能があります(ブロック図の解説を参照)。図4では、Q53は約1Vのベース電圧でバイアスされます。これはピンから電流が流出するときに、帰還ピンを約0.4Vにクランプします。約10 μ Aまたはそれ以上の電流がQ53を流れると、レギュレータは通常動作からフライバック・モードになりますが、このスレッシュホールド電流は3 μ Aから30 μ Aまで変化します。LT1070は通常の起動時には、帰還ピンが0.45V以上になるまでフライバック・モードになっています。出力電圧の設定に使用される抵抗分割器は、出力電圧が安定化された値の約33%になるまで帰還ピンから電流を流し出させます。

LT1070を完全絶縁型フライバック・モードで動作させたい場合は、帰還ピンからグラウンドに1本の抵抗を接続します。R = 8.2kの場合、帰還ピンの電圧は約0.4Vになります。このモードでの帰還ピンの出力インピーダンスは約200Ωであるため、実際の電圧は抵抗値によって決まります。抵抗を流れる500μAは、帰還ピン電圧を0.4Vから0.3Vに低下させます。フライバック動作を保証するための抵抗を流れる最小電流は50μAです。実際の抵抗値は、フライバック安定化電圧を微調整するものが選択されます(絶縁型フライバック・モード動作の説明と帰還ピン特性のグラフを参照)。

アプリケーションノート 19

内部30Ω抵抗と5.6Vツェナーが帰還ピンを過電圧ストレスから保護します。最大過渡電圧は±15Vです。帰還分割器にフィードフォワード・コンデンサを使用した場合、この高い過渡電圧状態は出力短絡時の急な電圧の立下り時に最もよく発生します。15V以上のDC出力電圧にフィードフォワード・コンデンサを使用する場合は、図5に示すように、分割器ノードと帰還ピンの間に $V_{OUT}/20mA$ に等しい抵抗を使用しなければなりません。

LT1070を使用するときには、帰還ピンの基準電圧はレギュレータのグランド・ピンを基準にすること、そしてグランド・ピンに5A以上のスイッチ電流が流れることを覚えておいてください。グランド・ピン接続に抵抗分があると、ロード・レギュレーションが低下します。帰還分割器のグランド端をパワー・グランドから別の接続にして、LT1070のグランド・ピンに直接接続すると、最高のレギュレーションが得られます。これによって、出力電圧誤差は帰還分割器比で増幅されるのではなく、グランド・ピン抵抗での電圧降下に制限されます。グランド・ピンの説明を参照してください。

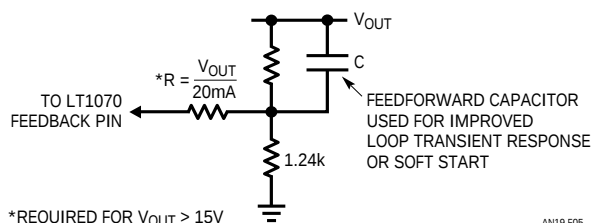


図5

補償ピン (V_C)

V_C ピンは、周波数補償、電流制限、ソフトスタート、およびシャットダウンに使用されます。このピンは誤差アンプ出力と電流コンパレータ入力に兼用ピンです。誤差アンプ回路を図6に示します。

Q57とQ58は差動入力ステージを形成しており、このステージのコレクタ電流はQ55とQ56によって反転され4倍になります。Q55の電流はさらにQ60とQ61によって反転され、2.3VレールからR21とQ62で設定される約0.4Vのクランプ・レベルまで振幅可能な平衡出力へ電流を供給します。入力トランジスタの60μAのテール電流は、

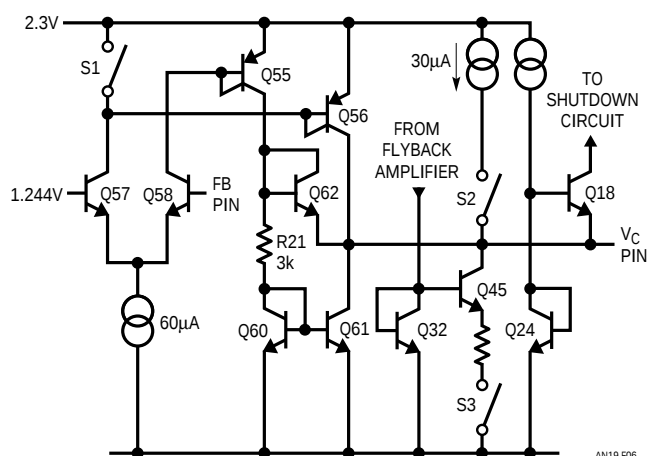


図6. 誤差アンプ

誤差アンプの g_m を4400μモ-に設定します。無負荷時の電圧利得は、トランジスタの出力インピーダンスによって約800に制限されます。ソースおよびシンク電流は最大約220μAです。

V_C ピンの電圧は、出力スイッチがターンオフする電流レベルを決定します。 V_C 電圧が0.9V (@25)以下の場合、出力スイッチは完全にオフ(デューティ・サイクル = 0)になります。0.9V以上では、スイッチは発振サイクルごとにターンオンし、スイッチ電流が V_C 電圧で設定されるトリップ・レベルに達するとターンオフします。このトリップ・レベルは $V_C = 0.9V$ のときにゼロで、 V_C が2Vの上側クランプ・レベルに達すると約9Aに増加します。これらの値はデューティ・サイクルが10%のときのものです。10%以上になると、スイッチのターンオフはスイッチ電流と時間の両方に関係してきます。時間依存性は、電流アンプ入力に送られる小さなランプ電流に起因します。このランプはデューティ・サイクル約40%で始まり、図7に示す V_C 対デューティ・サイクル・グラフの直線が曲がる要因になっています。このランプは、低調波発振として知られる「電流モード」スイッチング・レギュレータに特有の現象を防止するために使用されます。詳細は「低調波発振」のセクションを参照してください。

次のアンプ出力も V_C ピンに接続されています。この「フライバック・モード」アンプは、帰還ピンから電流が流出するときにだけターンオンします。この状態は、帰還分割器が帰還ピンの電圧を0.45V以上にするまで、通常モードの起動時にのみ生じます。

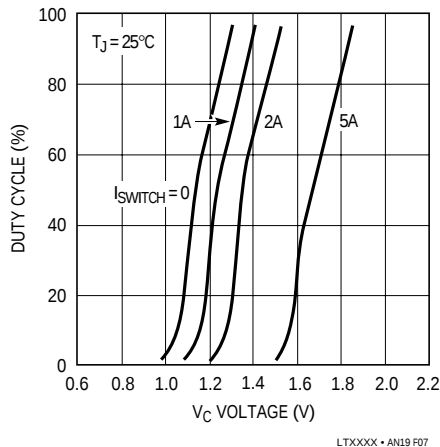


図7. デューティ・サイクルと V_C 電圧

これは帰還ピンからグラウンドに1本の抵抗を接続してLT1070を絶縁型フライバック・モードにしたときの固的な状態です。

絶縁型フライバック・モードでは、S1は閉じ、帰還ピンは「L」で、メイン・アンプは完全にディスエーブルされます。S2とS3は、出力パワー・トランジスタが「オフ」状態の間だけ、また出力トランジスタがターンオフしてから1.5 μ sの遅延後にのみターンオンします。これによって、過渡フライバック・スパイクによるレギュレーションの低下を防止しています。S2の電流は30 μ Aに固定されています。S3の電流は最大約70 μ Aまで増加することができ、 V_C ピンはフライバック・モードで30 μ Aをソース、40 μ Aをシンク可能です。フライバック・アンプの g_m は標準で300 μ モースです。

V_C ピンが外部で0.15V以下になるとシャットダウン回路が動作します。Q24とQ18がこの機能を実行します。Q24は順方向電圧がQ18の V_{BE} より約150mV高い、特殊な「高 V_{BE} 」ダイオードです。Q18から電流を引き出すとシャットダウンが動作状態になり、Q18とQ24をバイアスするのに必要な50 μ A ~ 100 μ Aのトリクル電流を除くすべての内部レギュレータ機能がターンオフされます。シャットダウン時の V_C ピンの V/I 特性の詳細は、特性曲線を参照してください。

RCネットワークを V_C ピンからグラウンドに接続してループ周波数補償を行うことができます。オプションの補償は、 V_C ピンと帰還ピンの間にRCネットワークを接続して行います。「ループ周波数補償」セクションを参照してください。

出力ピン

LT1070の V_{SW} ピンは内部NPNパワー・スイッチのコレクタです。このNPNの標準オン抵抗は0.15 Ω で、ブレイクダウン電圧(BV_{CBO})は85Vです。超高速スイッチング時間と高効率特殊ドライバ・ループを用いて得られます。この回路はスイッチを準飽和状態に維持するのに必要な最低値のベース・ドライブ電流を設定します。このループを図8に示します。

Q104はパワー・スイッチです。Q104のベースは、コレクタが V_{IN} に接続されたQ101でドライブされます。Q101はQ102によってターンオン/ターンオフされます。Q104のスイッチを迅速にターンオフするために、Q104から大きなリバース・ベース電流を引き出す2番目に大きなトランジスタ(Q103)がQ102と並列に接続されています。このループの重要な要素は、Q104のもう1つのエミッタです。Q104のコレクタがH(非飽和)のときは、このエミッタに電流は流れません。この状態では、ドライバQ101は非常に高いベース・ドライブ電流をスイッチに供給して高速に動作させることができます。スイッチが飽和すると、このエミッタがコレクタとして動作し、ドライバからベース電流を引き出します。このリニア・フィードバック・ループは、スイッチを飽和領域の境界に維持します。スイッチ電流が非常に低いときはドライバ電流がほぼゼロになり、スイッチ電流が高いときは、自動的にドライバ電流が必要に応じて増加します。スイッチ電流とドライバ電流の比は約40:1です。この比はこのエミッタの大きさと I_1 の値によって決定されます。スイッチを準飽和状態にすると瞬時にオフが可能で、逆ベース・エミッタ電圧ドライブは不要です。

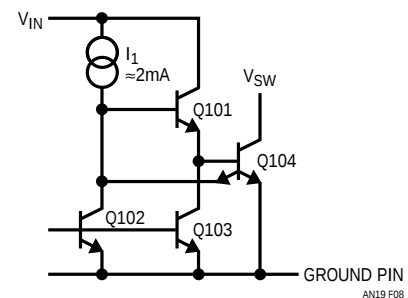


図8

アプリケーションノート 19

また、図9に示すようにフライバック・モード誤差アンプの入力回路もV_{SW}ピンに接続されています。スイッチ・ピンがV_{IN}より16V以上高くないときには、ダイオードが電流を阻止するため、V_{SW}ピンからこの回路には電流が流れません。V_{SW}がV_{IN}より16V以上高いときは、リファレンス・ダイオード(D1、D2)とQ10がターンオンするため、スイッチ・ピンから約500μAが流れます。この500μAの電流レベルは、2コレクタのラテラルPNPであるQ10のコレクタ領域とI₂の値の比率によって設定されます。Q9はこの状態では逆バイアスされません。16Vの遷移点はフライバック・モードのリファレンス電圧を設定します。このフライバック・リファレンス電圧は、Q52を通してR1を流れる電流を増やせば16V以上にすることができます。この電流の大きさは、帰還ピンに接続される抵抗で決まります。「絶縁型フライバック・モード動作」の説明を参照してください。

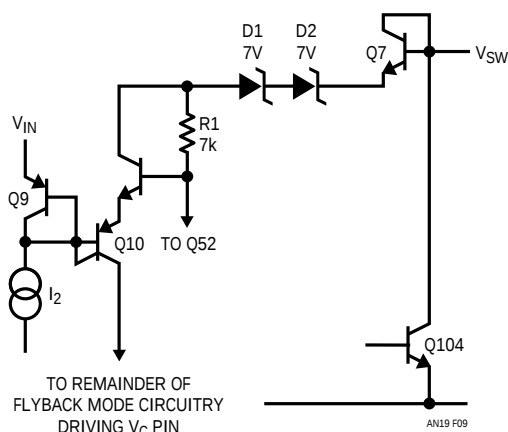


图9

基本的なスイッチング・レギュレータ・トポロジ

可能な多数のスイッチング・レギュレータ構成、すなわち「トポロジ」があります。どのようなレギュレータの要求でも、極性、電圧比、およびフォールト条件(単純なブースト・レギュレータは電流制限が不可)に制約があるため可能な選択肢は多少狭くなりますが、それでも設計者にはいくつかの選択肢が残っています。たとえば、28Vを5Vに変換するための可能なトポロジとしては、降圧、フライバック、フォワード、および電流ブースト型降圧などがあります。以下の説明は、LT1070で実現可能なトポロジに限定されますが、それでも小電

力から中電力までのほぼすべてのDC/DC変換要求をカバーしています。

降圧コンバータ

図10aは基本的な降圧トポロジーを示します。S1とS2は、L1に加わる電圧が V_{IN} またはゼロになるように交互に開閉します。DC出力電圧は、L1に加えられる平均電圧です。 t_1 がS1の閉じている時間、 t_2 がS1の開いている時間であるとすれば、 V_{OUT} は次式で表すことができます。

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{t_1}{t_1 + t_2} = (V_{IN})(DC) \quad (1)$$

ここで、習慣的にデューティ・サイクル(DC)は t_1 対 $t_1 + t_2$ の比率として定義されます。

$$DC = \frac{t_1}{t_1 + t_2} \quad (2)$$

デューティ・サイクルの定義ではその値が0と1の間でのみ許容されることに注意してください。したがって、 V_{OUT} の式は出力電圧が常に入力電圧より低いという降圧コンバータの基本的な特性を示します。

この単純な公式は、スイッチング・レギュレータの一般論についても多くのことを物語っています。最も重要な点は、式には含まれない $L1$ 、 $C1$ 、周波数、および負荷電流です。最初の近似として、スイッチング・レギュレータの出力電圧は、スイッチング・ネットワークのデューティ・サイクルと入力電圧にのみ依存します。これは非常に重要な点ですので、スイッチング・レギュレータを解析する際に必ず覚えておかなければなりません。

電流が一方方向にのみ流れるときは、スイッチの代わりにダイオードを使用できます。図10bと10cに、S2の代わりにダイオードを使用したシングル・スイッチの降圧レギュレータを示します。ダイオードは効率を多少損ないますが、設計が単純になりコストが下がります。S1が閉じているときD1は逆バイアスされ(オフ)、S1が開くとL1を流れる電流がダイオードを順バイアスする(オン)ことに注意してください。これは2つのスイッチの交互スイッチング動作を再現します。ただし、この条件には

例外があります。負荷電流が十分に低いと、S1のオフ時間の間にL1を流れる電流がゼロになります。これは不連続モード動作として知られています。負荷電流が以下の式の値より少ない場合、降圧レギュレータは不連続モードになります。

$$I_{OUT} \leq \frac{V_{OUT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)}{(2)(f)(L1)} \quad (3)$$

ここで、f = スイッチング周波数

不連続モードでは、S2に代わるダイオードによりスイッチの第3の状態(すなわち両方のスイッチがオフ)が存在するため、出力電圧が入力電圧とスイッチのデューティ・サイクルにのみ依存するという元の記述が変更されます。連続モードおよび不連続モード動作の場合のS1、D1、L1、C1、および入力の電圧波形と電流波形を示します。

通常、軽負荷電流時に不連続モード動作を避けることは重要ではありません。考えられる例外は、軽負荷時の出力が安定化されずに高い電圧にドリフトするのを防止するために、S1の「オン」時間を十分短い値にできないときです。これが起こった場合、ほとんどのスイッチング・レギュレータはS1が1サイクル以上まったくターンオンしない「サイクル・ドロップ」を開始します。この動作モードは出力の制御を維持しますが、状況によっては生成される低調波周波数が許容できないことがあります。

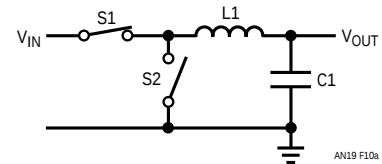
「完全な」スイッチング・レギュレータの一般的な特性は、ある電圧または電流を変換するプロセスで電力を消費しない、すなわち効率が100%であることです。これは図10aを検討すれば予測されます。スイッチ、インダクタ、およびコンデンサのみで電力を消費する部品はありません。以下の等式を提示することができます。

$$P_{OUT} = P_{IN}, \text{ または } (I_{OUT} \times V_{OUT}) = (I_{IN} \times V_{IN}) \quad (4)$$

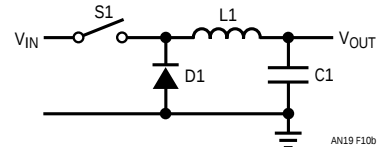
および

$$I_{IN} = I_{OUT} \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (5)$$

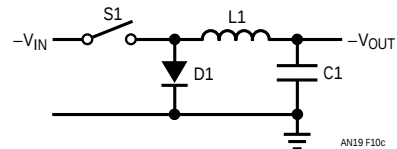
これは、スイッチング・レギュレータの入力に流れる平均電流は、出力対入力電圧の比に応じて負荷電流よりはるかに高く、あるいは低くできることを示します。この



a. 基本トポロジ



b. 1個のスイッチを使用した正降圧コンバータ



c. 1個のスイッチを使用した負降圧コンバータ

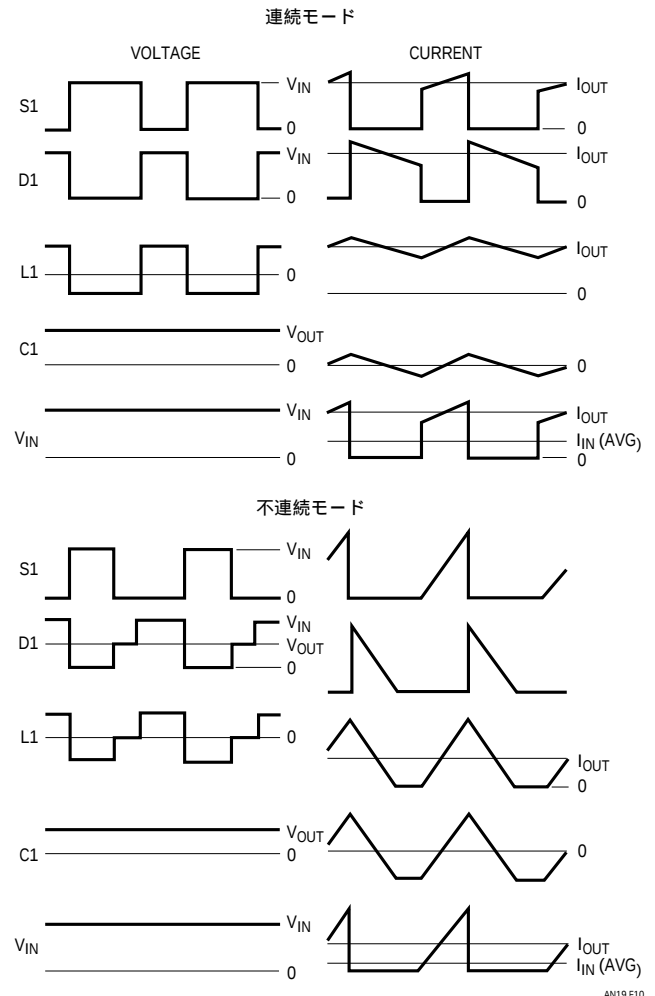


図10. 降圧コンバータ

アプリケーションノート 19

単純な事実を無視すると、後になって設計者は低電圧 - 高電圧コンバータが低電圧電源の容量を超えた電流を引き出そうとすることに気付くことでしょう。

昇圧レギュレータ

図11aに示す基本的な昇圧レギュレータの出力電圧は次式で与えられます。

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{1-DC} \quad (\text{連続モード}) \quad (6)$$

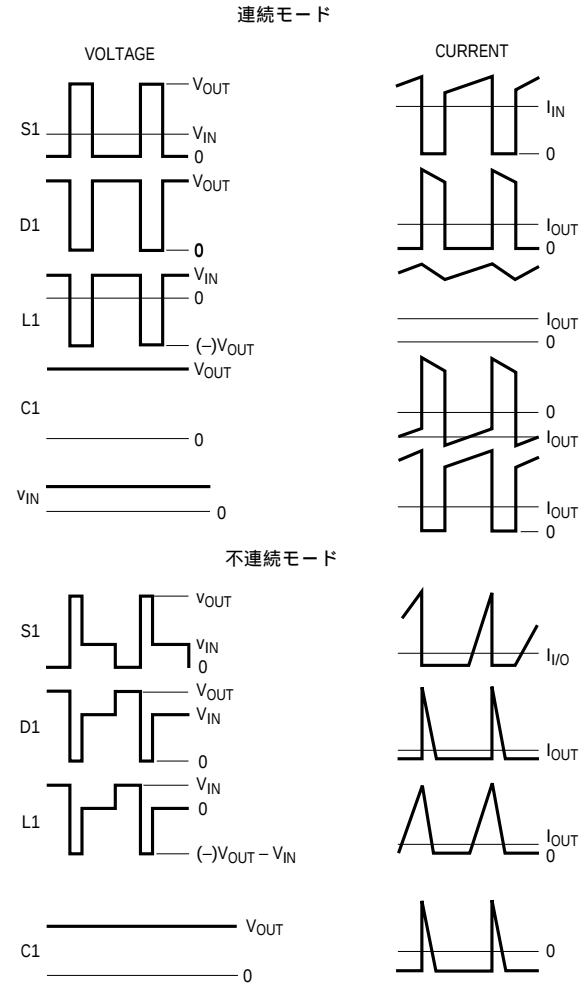
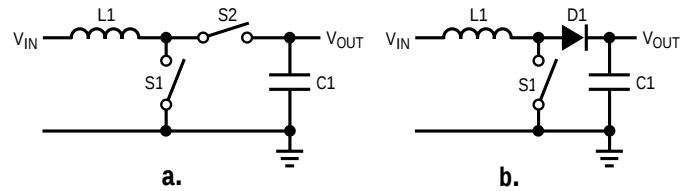
DCはデューティ・サイクル(S1の「オン」時間対「オフ」時間の比)で、S1とS2が交互に開閉すると仮定しています。デューティ・サイクルは0と1の間の値しかとりません。したがって、昇圧レギュレータの出力電圧は常に入力電圧より高くなります。

図11bで、1個のスイッチで昇圧レギュレータを実現するために、S2はダイオードに置きかえられています。連続モードおよび不連続モードの両方に対して、電源を含むすべての部品の電圧波形と電流波形を示します。入力から取り込まれてパルス状で負荷に送られる電流は、出力負荷電流よりもはるかに高いことに注意してください。入力電流の大きさとスイッチおよびダイオードのピーク電流は、次式のとおりです。

$$I_P = I_{OUT} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (\text{連続モード}) \quad (7)$$

平均ダイオード電流は I_{OUT} と等しく、平均スイッチ電流は $I_{OUT} (V_{OUT} - V_{IN}) / V_{IN}$ で、両方ともピーク電流よりはるかに少なくなります。スイッチ、ダイオード、および出力コンデンサは、平均電流はもとよりピーク電流も扱えるように規定しなければなりません。不連続モードでは、さらに高いスイッチ電流対出力電流比を必要とします。

昇圧レギュレータの1つの欠点は、電流ステアリング・ダイオードD1が入力と出力を直結するため、出力短絡時に電流制限ができないことです。



AN19 F11

図11. ブースト・レギュレータ

組合せ昇降圧レギュレータ

昇降圧レギュレータ(図12)は、入力の反対の極性の出力を生成するのに使用されます。これらは負荷が入力のスイッチ側ではなくインダクタ側を基準にすることを除いて、昇圧レギュレータに似ています。昇降圧レギュレータの出力電圧は、次式で与えられます。

$$V_{OUT} = -V_{IN} \left(\frac{DC}{1-DC} \right) \quad (8)$$

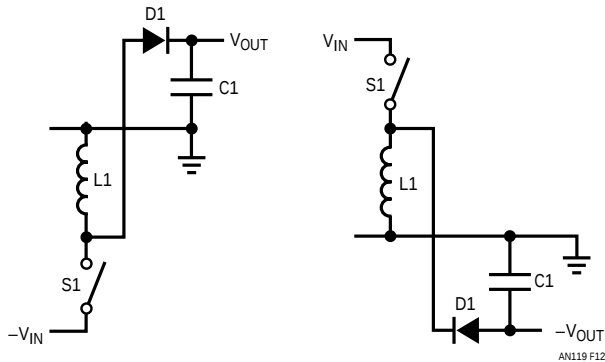


図12. 反転トポロジ

デューティ・サイクルは0と1の間で変化するので、出力電圧はゼロから無限大の値の間で変化します。電流および電圧波形は昇圧レギュレータと同様、ピーク・スイッチ、ダイオード、および出力コンデンサの電流が出力電流よりもかなり大きくなる可能性があり、これらの部品はそれに応じたサイズにする必要があることを示しています。

$$I_{PEAK} = \frac{I_{OUT}}{1-DC} = I_{OUT} \frac{(V_{OUT} + V_{IN})}{V_{IN}} \quad (\text{連続モード}) \quad (9)$$

最大スイッチ電圧は入力電圧と出力電圧の合計と等しくなります。したがって、スイッチにさらにストレスが加わらないようにするために、これより高い電圧のアプリケーションでは、D1の順方向ターンオン時間が非常に重要です。

'Cukコンバータ

図13の 'Cukコンバータは、カリフォルニア工科大学の Slobodan 'Cuk教授にちなんでこの名前が付けられています。入力と出力の極性が逆になる点で、昇降圧コンバータに似ていますが、入力と出力の両方でリップル電流が低いという利点があります。'Cukコンバータの最適トポロジ・バージョンでは、同じコア上に正確に1:1の比率で2つの巻線を持つことによって、2個のインダクタが

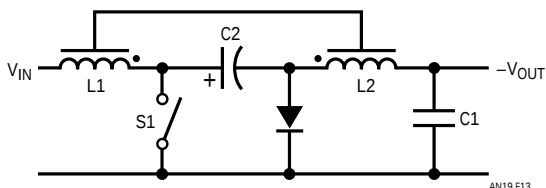


図13. 'Cukコンバータ

必要になる欠点を解消しています。L1またはL2をわずかに調整することによって、入力リップル電流または出力リップル電流を強制的にゼロにすることができます。両方のリップル電流がゼロになる改良バージョンもあります。このバージョンは、フィルタなしでも入力コンデンサと出力コンデンサのサイズと品質条件をかなり緩和します。

スイッチは入力電流と出力電流の合計電流を流す必要があります。

$$I_{PEAK}(S1) = I_{IN} + I_{OUT} = I_{OUT} \left(1 + \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (10)$$

C2のリップル電流は I_{OUT} と等しいので、このコンデンサは大きくなければなりません。ただし、これは電解コンデンサでもよく物理的サイズは通常問題になりません。

フライバック・レギュレータ

フライバック・レギュレータ(図14)は、トランスを使用して入力から出力にエネルギーを伝達します。S1の「オン」時間の間、一次巻線の電流が上昇しコアにエネルギーが蓄積されます。この時点では、出力巻線の極性はD1が逆バイアスされるような極性になります。S1がオープンすると蓄積された全エネルギーが二次巻線に転送され、電流が負荷に供給されます。トランスの巻数比(N)は入力から出力に最適な電力転送を行うように調整することができます。

フライバック・レギュレータのピーク・スイッチ電流は、次式のようにになります。

$$I_{PEAK}(S1) = \frac{I_{OUT}(N V_{IN} + V_{OUT})}{V_{IN}} \quad (\text{連続モード})$$

Nを非常に小さな値にすると、ピーク・スイッチ電流を最小限に抑えることができますことに注目してください。ただし、

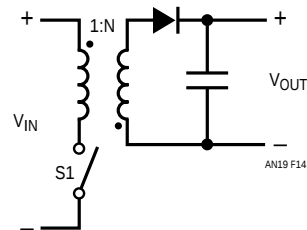


図14. フライバック・コンバータ

アプリケーションノート 19

これには以下の2つの欠点があります。スイッチ・オフの間、スイッチ電圧とダイオード電流は非常に大きくなります。与えられた最大スイッチ電圧に対する最適な電力転送は、 $V_{IN} = 1/2 V_{MAX}$ のときに起こります。

フライバック・レギュレータでは、入力リップル電流と出力リップル電流の両方が高くなりますが、トランス固有の電流や電圧利得が得られたり絶縁が可能なことにより、多くの場合この欠点は十分にカバーされます。出力電圧は次式のとおりです。

$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot N \cdot \frac{DC}{1-DC} \quad (11)$$

Nの任意の値について、必要な出力を生成する0と1の間のデューティ・サイクルを求めることができます。フライバック・レギュレータは出力電圧を、入力電圧より高くまたは低くすることができます。

フライバック・レギュレータの欠点は、巻線のDC電流の形でトランスに高いエネルギーを蓄積しなければならないことです。そのため、AC巻線に必要なものより大きなコアを必要とします。

フォワード・コンバータ

フォワード・コンバータ(図15)は、トランス・コアに大きなエネルギーが蓄積される問題を回避しています。しかし、そのためにはトランスに余分な巻線を設け、さらに2個のダイオードと1個の出力フィルタ・インダクタを追加する必要があります。電源はスイッチの「オン」時間中に、D1を通して入力から負荷に転送されます。スイッチが「オフ」になるとD1が逆バイアスされ、L1の電流はD2を流れます。出力電圧は次式のとおりです。

$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot N \cdot DC \quad (12)$$

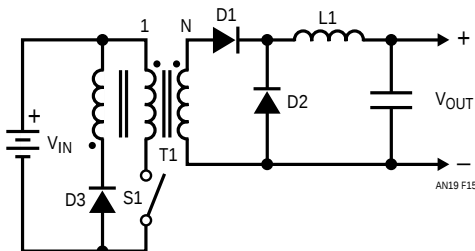


図15. フォワード・コンバータ

スイッチ「オフ」時間中のスイッチ電圧を定義するために、追加巻線とD3が必要です。このクランプがないと、一次巻線を流れる磁化電流のためにスイッチがオープンした瞬間に、スイッチ電圧は破壊電圧までジャンプしてしまいます。この「リセット」巻線は、通常、一次巻線に対して巻数比が1:1であり、スイッチのデューティ・サイクルを最大50%に制限します。デューティ・サイクルがこれより大きいと、一次巻線がゼロDC電圧を維持できないため、無負荷であってもスイッチ電流の上昇を制御できなくなります。リセット巻線の巻数を減らせば、スイッチ・デューティ・サイクルは大きくなりますが、スイッチ電圧は高くなってしまいます。

フォワード・コンバータの出力電圧リップルはL1のために低くなる傾向がありますが、通常低いデューティ・サイクルが使われるため入力リップル電流は高くなります。コアを飽和させるDC電流がないので、T1にはフライバック・レギュレータと比較してより小さなコアを使用できます。

電流ブースト昇圧コンバータ

図16に示すこのトポロジは、標準昇圧コンバータの拡張です。タップ付きインダクタを使用して、所定の負荷電流を得るためのスイッチ電流を低減します。これによって、負荷電流は大きくなりますがスイッチ電圧は高くなってしまいます。標準昇圧コンバータに比べて最大出力電力は、次式のように増加します。

$$\frac{P_{OUT}}{P_{BOOST}} = \frac{(N+1)(V_{OUT})}{N(V_{OUT} - V_{IN}) + V_{OUT}} \quad (13)$$

この式を分析すると、入力と出力の差が小さければ、電力の大幅な増加が可能であることを示しています。しかし、最大スイッチ電圧を超えないよう注意が必要です。

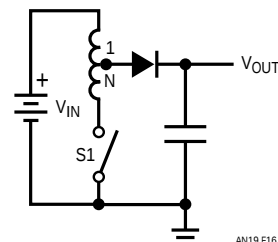


図16. 電流ブースト昇圧コンバータ

電流ブースト降圧コンバータ

図17の電流ブースト降圧コンバータは、トランスを用いてスイッチの最大電流定格以上に出力電流を増やします。しかしこれによって、スイッチ「オフ」時間中のスイッチ電圧が増加します。標準降圧コンバータに対する最大出力電流の増加は、次式のとおりです。

$$\frac{I_{OUT}}{I_{BUCK}} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT} + N(V_{IN} - V_{OUT})} \quad (16)$$

たとえば、 $N = 1/4$ の15Vから5Vのコンバータでは、次のようになります。

$$\frac{I_{OUT}}{I_{BUCK}} = \frac{15}{5 + 1/4(15 - 5)} = 2$$

これによって、出力電流が100%増加します。

電流ブースト降圧コンバータの最大スイッチ電圧は、 V_{IN} から以下の式まで上昇します。

$$V_{SWITCH} = V_{IN} + V_{OUT}/N \quad (17)$$

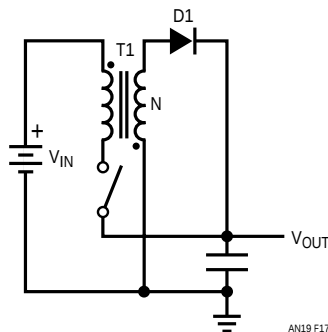


図17. 電流ブースト降圧コンバータ

アプリケーション回路

昇圧モード(出力電圧が入力電圧より高い)

LT1070は昇圧モードで動作し、最小3Vの入力電圧から50V以上の出力電圧を生成します。図18は正電圧用の基本昇圧構成を示します。この回路の出力電力は基本的に入力電圧に依存します。

$$P_{OUT(MAX)}^* \approx V_{IN} \cdot I_P \left[1 - I_P \cdot R \left(\frac{1}{V_{IN}} - \frac{1}{V_{OUT}} \right) \right] \quad (17)$$

*この式は $L1 \rightarrow \infty$ と仮定しています。

I_P = 最大スイッチ電流

R = スwitch「オン」抵抗

$V_{IN} = 5V$ 、 $V_{OUT} = 12V$ 、 $I_P = 5A$ 、 $R = 0.2\Omega$ の場合、以下のとおりです。

$$P_{OUT(MAX)} = 5 \cdot 5 \left[1 - 5(0.2) \left(\frac{1}{5} - \frac{1}{12} \right) \right] = 22W$$

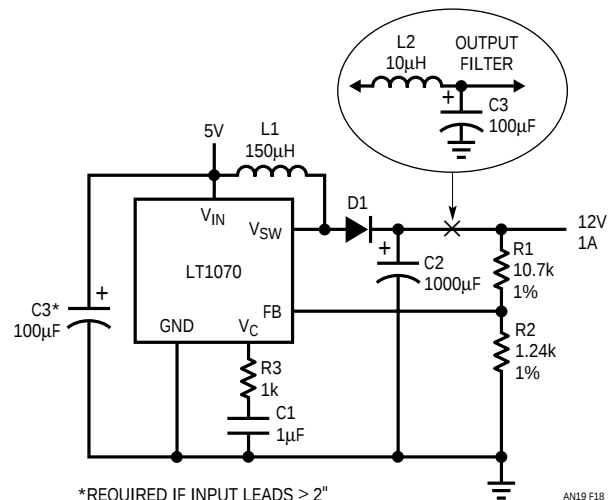
入力電圧が高いと、出力電力レベルは100Wを超えます。昇圧レギュレータのLT1070内部電力損失の概算値は、次式のとおりです。

$$P_{IC} \approx (I_{OUT})^2 \cdot R \left[\left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)^2 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right] + \frac{I_{OUT}(V_{OUT} - V_{IN})}{40} \quad (18)$$

この等式の最初の項は、スイッチ(R)の「オン」抵抗による電力損失です。2番目の項はスイッチ・ドライバの損失です。図18の回路で、 $I_{OUT} = 1A$ の場合：

$$P_{IC} = (1)^2 \cdot (0.2) \left[\left(\frac{12}{5} \right)^2 - \frac{12}{5} \right] + \frac{(1)(12 - 5)}{40}$$

$$= 0.672 + 0.175 = 0.85W$$



*REQUIRED IF INPUT LEADS $\geq 2''$

図18. 昇圧コンバータ

アプリケーションノート 19

昇圧レギュレータでの他の唯一の大きな電力損失は、次式のとおりダイオードD1です。

$$P_D = V_F \cdot I_{OUT} \quad (19)$$

V_F は電流が $I_{OUT} \cdot V_{OUT}/V_{IN}$ のときのダイオードの順方向電圧です。以下の例で、 $I_{OUT} = 1A$ および $V_F = 0.8V$ の場合：

$$P_D = 0.8 \cdot 1 = 0.8W \quad (20)$$

レギュレータでの全電力損失は $P_{IC} + P_D$ の和であり、これは次式のとおり効率(E)を計算するのに使用できません。

$$E = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{P_{OUT}}{P_{OUT} + P_{IC} + P_D}$$
$$E = \frac{(1A)(12V)}{(1)(12) + 0.85 + 0.8} = 88\% \quad (20)$$

入力電圧が高いと、効率が90%を超えることがあります。

昇圧モードでの最大出力電圧は、65V(標準部品)または75V(HV部品)のスイッチ破壊電圧によって制限されます。入力電圧が低い場合は、最大デューティ・サイクルによっても制限されます。LT1070は最大デューティ・サイクルが90%であり、出力電圧を入力電圧の10倍に制限します。単純な昇圧モードでは、出力対入力電圧比が高い場合はタップ付きインダクタが必要です。

昇圧レギュレータの設計手順は単純です。R1とR2で安定化出力電圧を設定します。帰還ピン電圧は内部で1.244Vに調整されるので、出力電圧は $1.244(R1 + R2)/R2$ になります。R2は通常1.24kΩに設定され、R1は次式から求められます。

$$R1 = R2 \left(\frac{V_{OUT}}{1.244} - 1 \right) \quad (21)$$

R2の1.24k値は分割器電流を1mAに設定するように選択されますが、この値は300Ωから10kまで変更でき、レギュレータ性能にはほとんど影響を与えません。適切なロード・レギュレーションを達成するために、R1は負荷に直接接続し、R2はLT1070のグランド・ピンに直接戻してください。詳細については、ピン説明のセクションを参照してください。

インダクタ

次に、L1を選択します。サイズ、最大出力電力、過渡応答、入力フィルタリング、そして場合によってはループの安定性がトレードオフとなります。インダクタ値が高いと、最大出力電力と低入力リップル電流が得られますが、サイズが大きくなり過渡応答も低下します。インダクタ値が小さいと磁化電流が大きくなり、最大出力が低下し、入力電流リップルが増加します。インダクタンスが低くデューティ・サイクルが50%を超えると、低調波発振問題が生じることもあります。

以上のことを考慮して、L1で許容される最大リップル電流(ΔI)に基づいてL1を計算するための単純な式を導き出すことができます。

$$L = \frac{V_{IN}(V_{OUT} - V_{IN})}{\Delta I \cdot f \cdot V_{OUT}} \quad (22)$$

例： $\Delta I = 0.5A$ 、 $V_{IN} = 5V$ 、 $V_{OUT} = 12V$ 、 $f = 40kHz$ の場合

$$L = \frac{5(5 - 12)}{(0.5)(40 \cdot 10^3)(12)} = 146\mu H$$

次の式では、このサイズのインダクタの最大電力出力を計算できます。

$$P_{MAX} = V_{IN} \left[I_P - \frac{V_{IN}(V_{OUT} - V_{IN})}{2 \cdot L \cdot f \cdot V_{OUT}} \right] \left[1 - \frac{I_P \cdot R}{V_{IN}} + \frac{I_P \cdot R}{V_{OUT}} \right] \quad (23)$$

I_P = 最大スイッチ電流

$I_P = 5A$ 、 $R = 0.2\Omega$ として、上記の例の値を使用します。

$$P_{OUT(MAX)} = 5 \left[5 - \frac{5(12 - 5)}{2(146 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)(12)} \right] \times \left[1 - 5 \cdot (0.2) \left(\frac{1}{5} - \frac{1}{12} \right) \right]$$
$$= 5(5 - 0.25)(0.88) = 21W$$

最初の中括弧内の2番目の項が唯一「L」を含んでおり、この項はLが大きな値の場合、この式から消えることに注意してください。この例では、この項は最大有効スイッチ電流を示す0.25Aなので、最大出力電力は昇圧レギュレータでのインダクタ・リップル電流の半分だけ減少します。この例では、リップル電流が0.5Aの場合に、ピーク有効スイッチ電流は5Aから4.75Aに減少し、損失は5%です。スイッチ「オン」抵抗によって、最大利用可能電力はさらに12%減少します。入力電圧が高いと、このスイッチ損失は大幅に減少します。

連続インダクタ電流が必要なときには、スイッチのデューティ・サイクルが50%を超えた場合は、L1の値を一定の制限値以下に低減することはできません。デューティ・サイクルは、次式から計算できます。

$$DC = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}} \quad (24)$$

この例では、以下のとおりです。

$$DC = \frac{12-5}{12} = 58.3\%$$

50%を超えるデューティ・サイクルでLの値に下限を設ける理由は、電流モード・スイッチング・レギュレータで発生する低調波発振のためです。この現象の詳細については、本アプリケーション・セクションの「低調波発振」セクションを参照してください。昇圧レギュレータで絶対に低調波発振を起こさないためのL1の最小値は、以下のとおりです。

$$\begin{aligned} L1_{(MIN)} &= \frac{V_{OUT} - 2V_{IN}}{2 \cdot 10^5} \\ &= \frac{12 - 2(5)}{2 \cdot 10^5} = 10\mu\text{H} \end{aligned} \quad (25)$$

$V_{OUT} \leq 2V_{IN}$ の場合、インダクタの値に制約はありません。この例で得られた最小値10μHは、連続インダクタ電流を生じる値より低いので、これは不自然な制約です。インダクタ電流が不連続の場合、低調波発振は起こりません。連続インダクタ電流のための重要なインダク

タンスは、以下のとおりです。

$$\begin{aligned} L_{CRIT} &= \frac{V_{IN}^2 (V_{OUT} - V_{IN})}{2 \cdot f \cdot I_{OUT} (V_{OUT})^2} \\ &= \frac{(5)^2 (12-5)}{2(40 \cdot 10^3)(1)(12)^2} = 15.2\mu\text{H} \end{aligned} \quad (26)$$

インダクタの物理的なサイズが最小になるので、ときどき不連続モード動作が選択されます。しかし、最大電力出力はかなり低減されるので、LT1070で2.5(V_{IN})ワットを超えることはありません。不連続モードで所要出力電力を供給するのに必要な最小インダクタンスは、次式から計算されます。

$$L_{MIN}(\text{不連続}) = \frac{2 I_{OUT} (V_{OUT} - V_{IN})}{I_p^2 \cdot f} \quad (27)$$

例：V_{IN} = 5V、V_{OUT} = 12V、I_{OUT} = 0.5A、I_p = 5Aの場合

$$L_{MIN}(\text{不連続}) = \frac{(2 \cdot 0.5)(12-5)}{(5)^2 \cdot (40 \cdot 10^3)} = 7\mu\text{H}$$

この式では効率損失を考慮に入れていないので、Lの最小値は最悪条件下で最低50%は増やさなければならないでしょう。最小インダクタンスを使用するときには、スイッチおよびダイオード・ピーク電流が高いので、効率は低下します。

計算で、以下のとおりL1の値を選択してください。

1. 連続モードまたは不連続モードを決めます。
2. 連続モードの場合は、リップル電流に基づいてC1を計算し、最大電力と低調波発振限界とをチェックします。
3. 不連続モードの場合は、電力出力条件に基づいてL1を計算し、出力電力が不連続モードの限界(P_{MAX} = 2.5V_{IN})を超えないことをチェックします

L1はピーク動作電流で飽和してはなりません。この電流値は次式から計算できます。

アプリケーションノート 19

$$I_{L(PEAK)} = I_{OUT} \frac{(V_{OUT} \cdot V_F) - (I_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot R / V_{IN})}{(V_{IN} - I_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot R / V_{IN})} + \frac{V_{IN}(V_{OUT} - V_{IN})}{2L1 \cdot f \cdot V_{OUT}} \quad (27)$$

V_F = D1の順方向電圧

R = LT1070スイッチの「オン」抵抗

この例で、 $V_{IN} = 5V$ 、 $V_{OUT} = 12V$ 、 $V_F = 0.8V$ 、 $I_{OUT} = 1A$ 、 $R = 0.2\Omega$ 、 $L1 = 150\mu H$ 、 $f = 40kHz$ の場合、以下のとおりです。

$$I_{L(PEAK)} = \frac{1(12 + 0.8 - 1 \cdot 12 \cdot (0.2) / 5)}{5 - 1 \cdot 12 \cdot (0.2) / 5} + \frac{5(12 - 5)}{2(150 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)(12)}$$
$$= 2.73 + 0.24 = 3A$$

3Aピーク・インダクタ電流で飽和しないL1のコアを選択しなければなりません。

出力コンデンサ

C2を選択する主な基準は、出力電圧リップルを最小限に抑えるため低いESR（等価直列抵抗）です。妥当な設計手順は、出力コンデンサのリアクタンスが全ピーク・ツー・ピーク出力電圧リップル（ V_{P-P} ）に与える影響を1/3以下に抑えることなので、C2は次式のようになります。

$$C2 \geq \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT}}{f(V_{IN} + V_{OUT})(0.33V_{P-P})} \quad (28)$$

$V_{OUT} = 12V$ 、 $I_{OUT} = 1A$ 、 $V_{IN} = 5V$ 、 $f = 40kHz$ 、および $V_{P-P} = 200mV$ を使用した場合：

$$C2 \geq \frac{12 \cdot 1}{(40 \cdot 10^3)(5 + 12)(0.33 \cdot 0.2)} = 268\mu F$$

これはリップルの67%がESRに起因するものとしており、ESRは次式のようになります。

$$ESR_{(MAX)} = \frac{0.67 \cdot V_{P-P} \cdot V_{IN}}{I_{OUT}(V_{IN} + V_{OUT})}$$
$$= \frac{0.67 \cdot 0.2 \cdot 5}{1(5 + 12)} = 0.04\Omega \quad (29)$$

C2を選択すると、次式から出力電圧リップルを計算することができます。

$$V_{P-P} = I_{OUT} \frac{V_{IN} + V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot ESR + \frac{V_{OUT}}{(V_{IN} + V_{OUT})fC2} \quad (30)$$

より低い出力リップルが必要な場合は、これより低いESRを持つ大容量の出力コンデンサを使用しなければなりません。所要ESRを得るために、計算した値よりも高い値のコンデンサを使用することも必要です。記載した例では、保証ESRが0.04Ω未満で、動作電圧が15Vのコンデンサは、一般に1000～2000μFの範囲に入ります。これよりも高い電圧のコンデンサは、同じESRでも容量は小さくなります。

出力リップルを低減する第2のオプションは、小型LC出力フィルタを追加することです。フィルタのLCの積が $L1 \cdot C2$ よりはるかに小さい場合は、ループ位相マージンに影響を与えません。出力リップルの大幅な低減は、単純にC2を増やすよりもこのフィルタを使用して実現でき、多くの場合はより低コストでボード・スペースも削減できます。詳細については、「出力フィルタ」のセクションを参照してください。

周波数補償

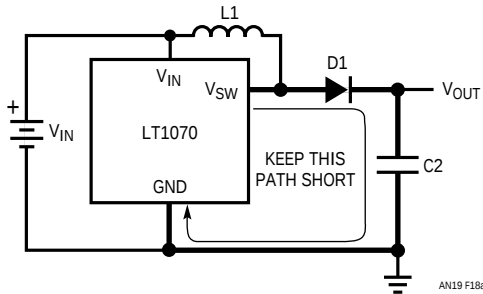
ループ周波数補償はR3とC1を用いて行います。R3とC1の選択手順については、本アプリケーション・セクションの周波数補償部品を参照してください。

電流ステアリング・ダイオード

D1は高速ターンオフ・ダイオードでなければなりません。この点ではショットキ・ダイオードが最高で、順方向モードで優れた効率を提供します。出力電圧が高いと、効率の部分が有利になるので、シリコンの高速ターンオフ・ダイオードが経済的な優れた選択といえます。40Vを超える出力電圧では、ターンオン時間も重要です。ターンオン時間が遅いダイオードでは、順方向電流が流れ始めた後の短い間、順方向電圧が非常に高くなります。この過渡的な順方向電圧は、数Vから数十Vに達します。ワーストケースの

スイッチ電圧を計算するには、この値も出力電圧に合算しなければなりません。スイッチ過渡電圧を最小にするには、以下に示すとおりC2とD1の配線を短くしLT1070に近づけなければなりません。

短絡状態



電流ステアリング・ダイオード(D1)が入力と出力を接続しているので、昇圧レギュレータは短絡保護されていません。LT1070は最大5Aの過負荷まで損傷を受けません。それを超えると、D1は永久に「オン」になり、LT1070のスイッチは出力に短絡されます。入力電圧と直列に挿入したヒューズは、回路を保護するための唯一の簡単な手段です。ヒューズの容量は、次式から計算できます。

$$I_{IN} \approx \frac{I_{OUT} \cdot V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (33)$$

図18の回路では、 $I_{OUT} = 1A$ 、 $V_{OUT} = 12V$ 、 $V_{IN} = 5V$ のと

き、 I_{IN} は以下のとおりです。

$$I_{IN} \approx \frac{1 \cdot 12}{5} = 2.4A$$

この設計では4Aの高速溶断ヒューズが順当な選択でしょう。

負降圧コンバータ

図19の回路は、負の「降圧」レギュレータです。このレギュレータは、高い負の入力電圧を低い負の出力電圧に変換します。降圧レギュレータの特徴は、出力電圧リップルが低く、入力電流リップルが高いことです。この回路の帰還経路には、負入力電圧を基準とするLT1070の帰還ピンに、出力電圧センス信号をレベル・シフトするPNPトランジスタが含まれていなければなりません。

出力分割器

R1とR2によって出力電圧が設定されます。

$$R1 = \frac{(V_{OUT} - V_{BE})(R2)}{V_{REF}} \quad (34)$$

V_{REF} = LT1070のリファレンス電圧 = 1.244V

V_{BE} = Q1のベース-エミッタ電圧

R2は標準で1.24kに設定されます。図に示す5.2V出力

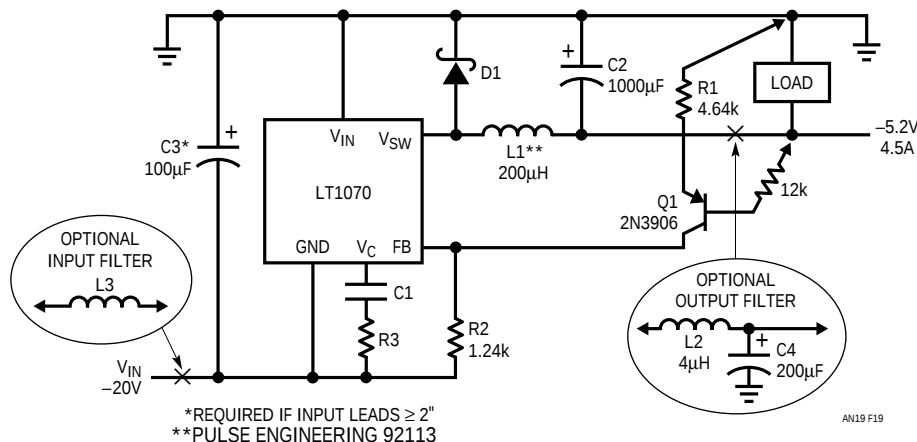


図19. 負降圧レギュレータ

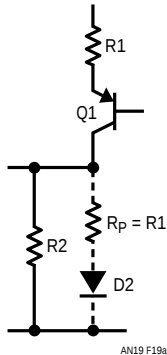
アプリケーションノート 19

で、 $V_{BE} = 0.6V$ とすると、 $R1$ は以下のとおりです。

$$R1 = \frac{(5.2 - 0.6)(1.24)}{1.244} = 4.585k\Omega$$

したがって、最も近い1%抵抗値は4.64k Ω です。経験豊かなアナログ設計者は、出力電圧に V_{BE} の温度係数による2mV/°Cの温度ドリフトがあることを知っています。このドリフトが高すぎる場合は、図に示すとおり、 $R2$ と並列に抵抗/ダイオード回路を接続することによって補償できます。

出力ドリフトをゼロにするために R_p は $R1$ と等しくしま



す。そして、 $R1$ は次式で計算されます。

$$R1 = R_p = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right) (R2) \quad (36)$$

デューティ・サイクル

連続モードでの降圧コンバータのデューティ・サイクルは、次式で表されます。

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

$V_F = D1$ の順方向電圧

インダクタ

インダクタ $L1$ は、出力電圧リップルが最小で最大出力電力が、小型サイズで高速過渡応答かのトレードオフとして選択されます。高電力設計のスタートとして適当なのがリップル電流(ΔI)の選択です。LT1070は降圧モ-

ドで最大5Aを供給可能なので、リップル電流の妥当な上限は0.5Aまたは全負荷の10%です。これによって、 $L1$ の値は次式のとおり設定されます。

$$L1 = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})(V_{OUT})}{V_{IN}(\Delta I)(f)} \quad (37)$$

図19の回路で、 $V_{IN} = 20V$ 、 $V_{OUT} = 5.2V$ 、 $f = 40kHz$ 、 $\Delta I = 0.5A$ の場合、 $L1$ は以下のとおりです。

$$L1 = \frac{(20 - 5.2)(5.2)}{20(0.5)(40 \cdot 10^3)} = 192\mu H$$

出力電流がリップル電流の半分のとき、インダクタ電流は不連続(= サイクルの一部がゼロ)になります。負荷電流が少ないときでも、連続インダクタ電流が望ましい場合は、 $L1$ を大きくしなければなりません。

ピーク・インダクタおよびスイッチ電流は、出力電流 + 1/2ピーク・ツー・ピーク・リップル電流と等しくなります。

$$I_{L(PEAK)} = I_{OUT} + \frac{(V_{IN} - V_{OUT})(V_{OUT})}{2(V_{IN})(L)(f)} \quad (37)$$

図に示す例で、 $I_{OUT} = 4.5A$ 、 $L1 = 200\mu H$ の場合：

$$\begin{aligned} I_{L(PEAK)} &= 4.5 + \frac{(20 - 5)(5)}{2(20)(200 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)} \\ &= 4.5 + 0.23 = 4.73A \end{aligned}$$

$L1$ に使用するコアは、この例において4.73Aで飽和しないサイズでなければなりません。低出力電流アプリケーションでは、さらに小型のコアを使用できます。LT1070のパルス単位の電流制限は飽和状態のコアでも機能するので、ほとんどの状況では、ピーク電流制限条件(6A ~ 10A)に対応してコアのサイズを決定する必要はありません。

最大出力電力と低リップルが物理的サイズや高速過渡応答ほど重要でない場合は、より小さな値の $L1$ を使用できます。純粋な不連続モード動作では $L1$ が最小値になるので、所要出力電流に基づいて $L1$ を選択します。不

連続モードでの最大出力電流は、最大スイッチ電流の1/2であり、L1は次式から求められます。

$$L1_{(MIN)} = \frac{2V_{OUT}(I_{OUT})\left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)}{(I_p^2)(f)} \quad (38)$$

ここで、 I_p = 最大スイッチ電流です。

例： $V_{OUT} = 5.2V$ 、 $I_{OUT} = 2A$ 、 $V_{IN} = 20V$ 、 $I_p = 5A$ の場合

$$L1_{(MIN)} = \frac{(2)(5.2)(2)\left(1 - \frac{5.2}{20}\right)}{5^2(40 \cdot 10^3)} = 15.4\mu H$$

不連続モードでは、コア、入力電圧、および周波数のばらつきを考慮して、ここで計算した値よりも実際には約50%増やすことをお勧めします。コアは、不連続モードで最大出力時に5Aのピーク電流で飽和しないようなサイズでなければなりません。

出力コンデンサ

C2は出力リップルを考慮して選択します。コンデンサのESRがリップル電圧を制限することがありますので、最初にこのパラメータをチェックしてください。与えられたピーク・ツー・ピーク出力リップル(V_{P-P})に対する最大許容ESRは、 $C2 \rightarrow \infty$ と仮定すると、次式から求められます。

$$ESR_{(MAX)} = \frac{V_{P-P}(L1)(f)}{V_{OUT}\left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)} \quad (39)$$

$V_{P-P} = 25mV$ 、 $L1 = 200\mu H$ 、 $f = 40kHz$ 、 $V_{IN} = 20V$ 、 $V_{OUT} = 5.2V$ の場合：

$$ESR_{(MAX)} = \frac{0.025(200 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)^3}{5.2\left(1 - \frac{5.2}{20}\right)} = 0.052\Omega$$

C2の順当な値を得るには、実際のESRが最大許容ESRの

3分の2以下でなければなりません。この例では、ESRは 0.035Ω が選択されています。ここでC2は次式から求められます。

$$C2 \geq \frac{1/(8Lf^2)}{\frac{V_{P-P}}{V_{OUT}\left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)} - \frac{ESR}{Lf}} \quad (40)$$

$$\geq \frac{1/\left[8(200 \cdot 10^{-6})\left(40 \cdot 10^3\right)^2\right]}{\frac{0.025}{5.2\left(1 - \frac{5.2}{20}\right)} - \frac{0.025}{(200 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)}} \geq 184\mu F$$

最大 0.035Ω のESRを持つ適切な動作電圧の $184\mu F$ コンデンサは、見つからない可能性が高いといえます。C2は必要なESRを得るために、かなり大きくする必要があるでしょう。

出力フィルタ

低出力リップルが必要な場合は、C2が不当に大きな値になることがあります。第2のオプションは、図に示すように出力フィルタを追加することです。このフィルタのL2およびC4の値の正確な計算は、ここでの説明の範囲を超えていますが、C2とC4のESRが制限要素であると仮定すれば概算値を得ることができます。したがって、L2の値はC4の実際の容量とは無関係です。

$$L2 \approx \frac{(ESR2)(ESR4)(V_{IN} - V_{OUT})(V_{OUT})}{(V_{P-P})(2\pi)(f)^2(L1)(V_{IN})} \quad (41)$$

$ESR2 = C2$ のESR、 $ESR4 = C4$ のESR、 V_{P-P} = 希望のピーク・ツー・ピーク出力リップル

$ESR2 = ESR4 = 0.1\Omega$ と仮定し、 $V_{P-P} = 5mV_{P-P}$ を必要とする場合、以下のとおりです。

アプリケーションノート 19

$$L2 = \frac{(0.1)(0.1)(20 - 5.2)(5.2)}{(0.005)(2\pi)(40 \cdot 10^3)^2(200 \cdot 10^{-6})(20)} = 3.8 \mu\text{H}$$

L2はこの値より大きくできますが、 $L2 \times C4$ の積が $L1 \times C2$ の積の最低1/10以下になるようにする必要があります。

入力フィルタ

降圧レギュレータは、入力の電源に高いリップル電流を戻します。この電流のピーク・ツー・ピーク値は、出力電流と等しくなります。これが一部のシステムでは許容できないEMI条件を引き起こすことがあります。L3とC3によって形成される入力フィルタは、このリップル電流を大幅に低減します。このフィルタに関する主な検討事項は、減衰比とそれがレギュレータ・ループの安定性に与える影響です。詳細については、本アプリケーション・セクションで記載する入力フィルタの説明を参照してください。

周波数補償

R3とC1は周波数補償を提供します。これらの部品の選択に関する詳細は、「周波数補償」セクションを参照してください。

キャッチ・ダイオード

D1は電流ステアリング・ダイオードです。スイッチ・オフ時間の間、L1電流の経路を提供します。このダイオードは、高速ターンオン/ターンオフの高速スイッチング・タイプにしてください。ショットキ・タイプは、効率を改善するための低出力電圧アプリケーションに推奨されます。平均およびピーク・ダイオード電流 + ダイオードの消費電力の式を以下に示します。これらの式は、かなり低いリップルの連続インダクタ電流を仮定しています。

$$I_{PEAK} \approx I_{OUT} \quad (42)$$

$$I_{AV} = I_{OUT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (43)$$

$$P_{DIODE} = V_F \cdot I_{OUT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (44)$$

ここで、 V_F は $I = I_{PEAK}$ におけるダイオードの順方向電圧

負から正の昇降圧コンバータ

図20の回路は、出力負荷がスイッチではなくインダクタ終端(グランド)を基準とすることを除いて、正昇圧レギュレータに似ています。トランジスタ(Q1)を使用して、出力電圧信号を、負入力電圧を基準とするLT1070の帰還ピンまでレベル・シフトしています。

降圧または昇圧コンバータと異なり、反転コンバータには、出力電圧に対応する入力電圧には本質的な制限は何もありません。入力レベルは、出力電圧より高くても低くてもかまいません。入力電圧 + 出力電圧の和が、LT1070スイッチの破壊電圧を超えることはできません。

出力電圧は次式から求められます。

$$V_{OUT} = -V_{IN} \left(\frac{DC}{1-DC} \right) \quad (45)$$

DC = スwitchのデューティ・サイクル(0から1)

DC = 0で出力電圧はゼロです。DC → 1では出力電圧は限りなく上昇します。

反転昇降圧コンバータのデューティ・サイクルは、次式から求められます。

$$DC = \frac{|V_{OUT}|}{|V_{IN}| + |V_{OUT}|}$$

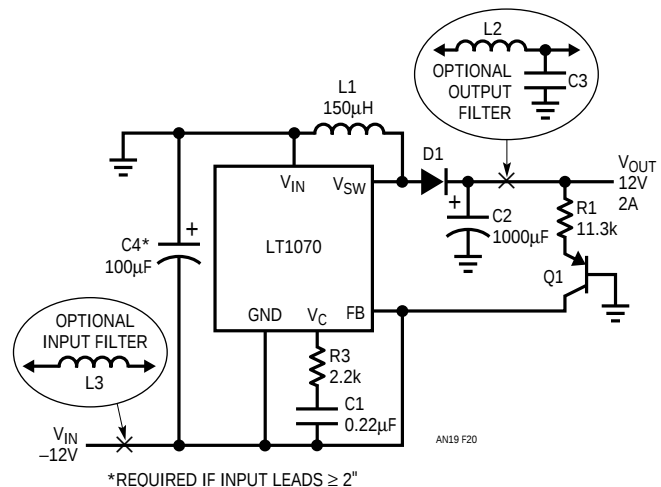


図20. 負から正の昇降圧コンバータ

昇降圧コンバータの最大電力出力は以下ようになります。

$$P_{OUT(MAX)} = \frac{\frac{(I_P)(V_{OUT})(V_{IN})}{V_{OUT} + V_{IN}} - \frac{(I_P)^2(R)(V_{OUT})}{V_{OUT} + V_{IN}}}{1 + V_F/V_{OUT}} \quad (46)$$

I_P = ピーク・スイッチ電流 - 1/2 L_1 p-pリップル電流

R = スイッチ「オン」抵抗

V_F = D_1 の順方向電圧

この等式の分子の最初の項は、スイッチまたはダイオード(D_1)損失がない理論的な出力電力です。等式の分子の2番目の項はスイッチ損失です。分母の項はダイオード損失を表します。

図に示す回路で、 $V_{IN} = -12V$ 、 $V_{OUT} = 12V$ 、 $L_1 = 0.5A_{p-p}$ のリップル電流、ピーク・スイッチ電流 = 5A、 $R = 0.2\Omega$ 、 $V_F = 0.8V$ の場合:

$$P_{OUT(MAX)} = \frac{\frac{(4.75)(12)(12)}{12+12} - \frac{(4.75)^2(0.2)(12)}{12+12}}{1 + 0.8/12} = 24.6W$$

出力電圧の設定

R_1 と R_2 で出力電圧が決まります。

$$R_1 = \frac{R_2(V_{OUT} - V_{BE})}{V_{REF}} \quad (52)$$

V_{REF} = LT1070のリファレンス電圧 = 1.244V

V_{BE} = Q_1 のベース・エミッタ電圧

この例で、 $R_2 = 1.24k$ 、 $V_{OUT} = 12V$ 、および Q_1 の $V_{BE} \approx 0.6V$ の場合:

$$R_1 = \frac{1.24(12 - 0.6)}{1.244} = 11.36k\Omega$$

出力電圧は V_{BE} の温度ドリフトのために、 $-2mV/^\circ C$ のドリフト特性を持っています。これが望ましくない場合は、 R_2 と並列に抵抗とダイオードの組合せを追加して、ドリフトを訂正することができます。詳細については「負降圧コンバータ」のセクションを参照してください。

インダクタ

高いリップル電流によって最大利用可能出力電力が低下し効率が下がるので、インダクタは通常、最大許容リップル電流に基づいて計算されます。ピーク・ツー・ピーク・リップル電流(ΔI_L)の場合、 L_1 は次式に等しくなります。

$$L_1 = \frac{(V_{IN})(V_{OUT})}{(\Delta I_L)(V_{IN} + V_{OUT})(f)} \quad (53)$$

f = LT1070の動作周波数 = 40kHz

この例では、 ΔI を最大LT1070スイッチ電流($\Delta I = 1.0A$)の20%で選択すると、

$$L_1 = \frac{(12)(12)}{(1.0)(12+12)(40 \cdot 10^3)} = 150\mu H$$

L_1 の値を大きくしても、電力レベルはそれほど上がらず、かえってサイズとコストが増え、過渡応答が劣化します。 L_1 は入力または出力に対するリップル・フィルタとして機能しないので、値を大きくしてもリップルは改善されません。

L_1 の値を小さくすると、最大電力出力が低下します。等式46は I_P を最大許容スイッチ電流を $-1/2 \Delta I_L$ として定義しています。したがって、リップル電流が5Aに等しい点まで L_1 を下げた場合、 I_P は5Aから2.5Aに低減しなければならないでしょう。これは最大出力電力が2:1に減少することです。 L_1 をさらに低減すると、電流が不連続になり、等式46は無効になります。不連続電流では効率が低下するので、 L_1 のサイズが重要なときで、低電力出力の場合にしか不連続モードは推奨されません。不連続な電流では、 L_1 の最小推奨サイズは、次式のとおりです。

$$L_{1MIN}(\text{不連続}) = \frac{2(V_{OUT})(I_{OUT})}{(f)(0.7I_P)^2} \quad (54)$$

I_P の前の係数(0.7)は、 f と L_1 のばらつきとスイッチング損失の原因となる「見込み」係数です。

アプリケーションノート 19

例: $V_{OUT} = 12V$, $I_{OUT} = 0.5A$, $f = 40kHz$, $I_P = 5A$ の場合

$$L1 = \frac{2(12)(0.5)}{(40 \cdot 10^3)(0.7 \cdot 5)^2} = 24.5\mu H$$

一度 $L1$ を選択すると、次式から連続モードでのピーク・インダクタ電流を計算することができます。

$$I_{L(PEAK)} = I_{OUT} \left[1 + \frac{V_{OUT} + V_F}{V_{IN} - (I_{OUT} \cdot R) \frac{V_{IN} + V_{OUT}}{V_{IN}}} \right] \quad (55)$$

$$+ \frac{(V_{IN})(V_{OUT})}{2(L1)(V_{IN} + V_{OUT})(f)}$$

$V_F = D1$ の順方向電圧

$R = LT1070$ のスイッチ「オン」抵抗

図20の回路で、 $L1 = 150\mu H$, $V_F = 0.8V$, $I_{OUT} = 1.5A$, $R = 0.2\Omega$ の場合:

$$I_{L(PEAK)} = 1.5 \left[1 + \frac{12 + 0.8}{12 - (1.5 \cdot 0.2) \frac{12 + 12}{12}} \right]$$

$$+ \frac{(12)(12)}{2(150 \cdot 10^{-6})(12 + 12)(40 \cdot 10^3)}$$

$$I_{L(PEAK)} = 3.18 + 0.5 = 3.68A$$

3.18Aは $L1$ を流れる平均電流で、0.5AはピークACリップル電流です。 $L1$ に使用するコアは $I_L = 3.68A$ で飽和しないよう十分に大きくなければなりません。

不連続モード動作のピーク・インダクタ電流は、次式から求められます。

$$I_{L(PEAK)} = \sqrt{\frac{(I_{OUT})(V_{OUT} + V_F)(2)}{(L1)(f)}} \quad (56)$$

(不連続モード)

例: $L1 = 20\mu H$, $I_{OUT} = 0.25A$, $V_F = 0.8V$ の場合

$$I_{L(PEAK)} = \sqrt{\frac{(0.25)(12 + 0.8)(2)}{(20 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)}} = 2.83A$$

この不連続アプリケーションでのコア・サイズは、前の例よりもかなり小さくすることができます。コア容積はほぼ $I_L^2 \cdot L$ に比例します。 $L1 = 100\mu H$, $I_L = 3.93A$ の場合、 $I_L^2 \cdot L = 1.5 \cdot 10^{-3}$ です。 $I_L = 2.83A$ の $20\mu H$ インダクタでは、 $I_L^2 \cdot L = 0.16 \cdot 10^{-3}$ になります。コアはほぼ1/10に小さくすることができます。このサイズの違いはただではありません。つまり、不連続回路は供給電流が少く、効率もいくらか低下することです。

出力コンデンサ

$C2$ はすべての出力をフィルタするので、 $C2$ は高品質(低ESR)のスイッチング・コンデンサでなければなりません。 $L1$ は単にエネルギー転送素子として機能します。 $C2$ を選択するための取り掛かりとして、 $C2$ のESR(等価直列抵抗)が出力リップルの2/3に寄与し、 $C2$ のリアクタンスが1/3に寄与すると仮定します。これを考慮すると、次のESRの公式を導出することができます。

$$ESR_{(MAX)} = \frac{(V_{P-P})(V_{IN})(2/3)}{I_{OUT}(V_{IN} + V_{OUT})} \quad (57)$$

V_{P-P} = ピーク・ツー・ピーク出力電圧リップル

V_{P-P} に100mVを選択し、 $V_{IN} = -12V$, $V_{OUT} = 12V$, $I_{OUT} = 1.5A$ の場合、ESRは以下のとおりです。

$$ESR_{(MAX)} = \frac{(0.1)(12)(2/3)}{1.5(12 + 12)} = 0.0185\Omega$$

ESRを求めたら、 $C2$ の値は次式のとおりに計算できます。

$$C2 = \frac{(I_{OUT})(V_{OUT})}{\left[V_{P-P} - (I_{OUT})(ESR) \left(\frac{V_{IN} + V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \right] (V_{OUT} + V_{IN})(f)} \quad (58)$$

$C2$ のESRを最大0.015 Ω と指定すると、 $C2$ は以下のとおりです。

アプリケーションノート 19

時に出力電圧のDC値に比例しなければなりません。これはLT1070スイッチの「オフ」時間の間に、D2で出力電圧のピークを検出することによって達成されます。D1がL1を流れる負荷電流によって順方向バイアスされるので、この時点でのチップのグラウンド・ピンの電圧は、システム・グラウンドよりも1ダイオード (D1) 電圧降下分だけ負になります。D2も順方向バイアスであり、C2の両端の電圧は次式のとおりです。

$$\begin{aligned} V_{C2} &= V_{OUT} - V_{D2} + V_{D1} \\ V_{D1} &= D1の順方向電圧 \\ V_{D2} &= D2の順方向電圧 \end{aligned} \quad (61)$$

したがって、帰還ネットワークR1/R2は出力電圧に非常に近い電圧でバイアスされ、LT1070は次式に従って出力電圧を安定化します。

$$V_{OUT} = V_{C2} + V_{D2} - V_{D1} = \frac{V_{REF}(R1+R2)}{R2} + V_{D2} - V_{D1} \quad (62)$$

$$V_{REF} = \text{LT1070のリファレンス電圧} = 1.244V$$

V_{D1} が V_{D2} とまったく等しいならば、出力レギュレーションは完全であるはずですが、D2が1mAの固定平均電流で動作するのに対して、D1の順方向電圧は負荷電流に依存します。これによって、負荷電流が広範囲に変化する場合は、出力電圧が100~400mV変動する可能性があります。この影響をできる限り抑えるために、寄生直列抵抗の影響が最小になるように、D1の定格が動作電流に対して大きめにしなければなりません。図に示すユニットの定格は平均電流10Aです。D1はまた高速ターンオン・タイプでなければなりません(本アプリケーション・セクションの随所に出てくるダイオードの説明を参照してください)。D1のターンオン時間が長いと、C2は V_{OUT} より高い電圧に充電される可能性があり、出力電圧が異常に低くなります。この影響を抑えるためにR4が追加されています。ショットキ・ダイオードはスイッチング時間が非常に高速で順方向電圧が低いので、特に低出力電圧に対して効率が改善されるので、D1にはショットキ・ダイオードが推奨されます。

このアプリケーションではD1とL1の間に小さな抵抗(破線の枠内に示す r)を挿入すれば、ロード・レギュレーションを大幅に改善できます。 r 両端の電圧は $(r)(I_{OUT})$ になります。この電圧によってR2両端の電圧が上昇し、負荷接続時に出力電圧が上昇します。D1の順方向電圧の上昇による出力低下が r による出力上昇によって打ち消される場合に、完全なロード・レギュレーションになります。 r に必要な値は、次式から求められます。

$$r = r_d \frac{V_{REF}}{V_{OUT}} \quad (63)$$

r_d = D1の順方向直列抵抗

V_{REF} = LT1070のリファレンス電圧 = 1.244V

r_d は部品・部品でわずかに異なり、また負荷電流に対して一定ではないので、完全なロード・レギュレーションを達成することはできませんが、負荷電流が5:1の範囲にわたって変動しても $V_{OUT} = 5V$ で2%より優れたレギュレーションを容易に達成できます。出力電圧が高いと、ロード・レギュレーションはさらに良くなります。

図に示す回路で、 $r_d = 0.05\Omega$ の場合、 r は以下のとおりです。

$$r = \frac{(0.05)(1.244)}{5} = 0.0124\Omega$$

これは長さ9インチの#22ワイヤを使用すれば最も簡単に得られます。

出力電圧はR1とR2から以下のとおり求められます。

$$R1 = R2 \frac{V_{OUT} - V_{REF}}{V_{REF}} \quad (64)$$

R2は分割器電流を1mAに設定するために通常、1.24kに固定されています。この等式では、 $V_{D1} = V_{D2}$ と仮定しています。 $V_{D1} \neq V_{D2}$ の場合は、R1をわずかに調整する必要があります。

デューティ・サイクルの制限

LT1070の最大デューティ・サイクルは90%です。これにより、降圧レギュレータの最小入力電圧が制限されます。デューティ・サイクルは、次式から計算できます。

$$DC = \frac{V_{OUT} + V_F}{V_{IN} - (I_{OUT} \cdot R) + V_F} \quad (65)$$

V_F = D1の順方向電圧

R = LT1070スイッチの「オン」抵抗

この式を V_{IN} について整理すると、以下のようになります。

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT} + V_F}{DC} + (I_{OUT} \cdot R) - V_F \quad (66)$$

最大デューティ・サイクル90%(0.9) $V_{OUT} = 5V$ 、 $V_F = 0.6V$ 、 $R = 0.2\Omega$ 、 $I_{OUT} = 4A$ の場合:

$$V_{IN(MIN)} = \frac{5+0.6}{0.9} + (0.2 \cdot 4) - 0.6 = 6.4V$$

インダクタ

降圧レギュレータのエネルギー蓄積インダクタは、エネルギー変換素子と出力リップル・フィルタの両方の機能を果たします。この二重機能によって、多くの場合は追加出力フィルタのコストが節約されますが、妥当なインダクタ値を求めるプロセスが複雑になります。値が大きいと、最大電力出力と低出力リップル電圧が得られますが、容積が大きくなり過渡応答も劣化します。取り掛かりとして妥当なのは、まず最大ピーク・ツー・ピーク・リップル電流 (ΔI) を選択することです。これによって、次式のとおり $L1$ の値が得られます。

$$L1 = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})(V_{OUT})}{(V_{IN})(\Delta I)(f)} \quad (67)$$

f = LT1070 の動作周波数 $\approx 40kHz$

ΔI = ピーク・ツー・ピーク・インダクタ・リップル電流

図に示す回路で、 $V_{IN} = 16V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、および ΔI を $3.5A$ の $20\% = 0.7A$ に設定した場合：

$$L1 = \frac{(16-5)(5)}{(16)(0.7)(40 \cdot 10^3)} = 122\mu H$$

$L1$ でのリップル電流によって、最大出力電流が $1/2 \Delta I$ だけ減少します。出力電流が低い場合にはこれは問題ではありませんが、最大出力電力を得る場合は、 $L1$ を $2 \sim 3$ 倍に増やすことができます。出力電力が低い場合は、 $L1$ を小さくしてサイズとコストを削減することができます。 $L1$ を小さくし過ぎると、全負荷付近でも不連続モード動作が起きます。LT1070 は本質的に不連続動作の影響を受けませんが、不連続モード・デザインでは以下のとおり最大出力電力が大幅に低下します。

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{(I_P)^2(L)(f)}{2V_{OUT}} \left(\frac{V_{IN}}{V_{IN} - V_{OUT}} \right) \quad (68)$$

(不連続)

I_P = LT1070 ピーク・スイッチ電流

たとえば、 $L1 = 10\mu H$ で $I_P = 5A$ の場合：

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{(5)^2(10 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)}{2(5)} \left(\frac{16}{16-5} \right) = 1.4A$$

不連続動作ではスイッチの損失が増加するため、効率も低下します。

降圧レギュレータが連続から不連続動作に移行するときの負荷電流は、次式のとおりです。

$$I_{CRIT} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})(V_{OUT})}{2(V_{IN})(f)(L1)} \quad (69)$$

$L1$ を $100\mu H$ とすると、インダクタ電流は以下の時点で不連続になります。

$$I_{CRIT} = \frac{(16-5)(5)}{2(16)(40 \cdot 10^3)(100 \cdot 10^{-6})} = 0.43A \quad (70)$$

I_{CRIT} が $2.5A$ (LT1070 スイッチの最大電流の $1/2$) を超えることはありません。

連続モード動作時の降圧レギュレータでのピーク・インダクタ電流は、次式のとおりです。

$$I_{L(PEAK)} = I_{OUT} + \frac{(V_{IN} - V_{OUT})(V_{OUT})}{2(V_{IN})(L1)(f)} \quad (71)$$

$I_{OUT} = 3.5A$ および $L1 = 100\mu H$ の場合

$$I_{L(PEAK)} = 3.5 + \frac{(16-5)(5)}{2(16)(100 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)} = 3.93A$$

$L1$ に使用するコアは、飽和することなく $3.93A$ ピーク電流を扱うことができなければなりません。

不連続モードでのピーク・インダクタ電流は、以下のとおり出力電流よりはるかに高くなります。

$$I_{L(PEAK)} = \sqrt{\frac{2(V_{OUT})(I_{OUT})(V_{IN} - V_{OUT})}{(V_{IN})(L1)(f)}} \quad (72)$$

(不連続)

アプリケーションノート 19

$L1 = 10\mu\text{H}$ 、 $I_{\text{OUT}} = 1\text{A}$ の場合：

$$I_{\text{L(PEAK)}} = \sqrt{\frac{2(5)(1)(16-5)}{(16)(10 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)}} = 4.15\text{A}$$

(不連続)

出力電流1Aでの10μHインダクタは、4.14Aのピーク電流を扱うだけのサイズがなければなりません。

出力電圧リップル

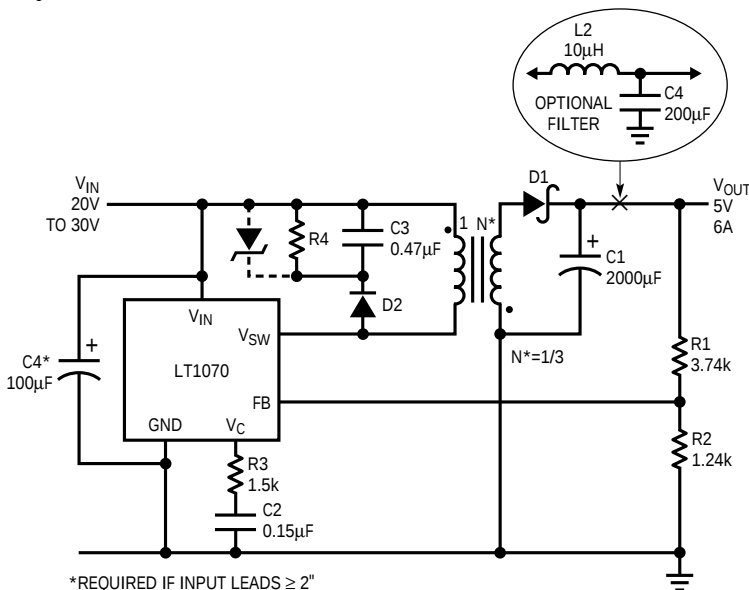
出力リップルの計算については、負降圧レギュレータ・セクションを参照してください。

出力コンデンサ

C4は出力電圧リップルを考慮して選択します。ESR(等価直列抵抗)は最も重要なパラメータです。詳細については、負降圧レギュレータのセクションを参照してください。

出力フィルタ

出力電圧リップルが非常に低い場合は、C4の値が極端に高くなることがあります。出力フィルタL2およびC5を使用すれば出力リップルを低減できます。詳細については、「出力フィルタ」のセクションを参照してください。



フライバック・コンバータ

フライバック・コンバータ(図22)は、蓄えたエネルギーをトランスの巻線間で前後に転送することによって、出力電圧を入力電圧より高いまたは低い電圧に調整することができます。スイッチ「オン」時間中、全エネルギーが $E = (I_{\text{PRI}})^2 (L_{\text{PRI}})/2$ に従って一次巻線に蓄えられます。スイッチがターンオフすると、このエネルギーは出力巻線に転送されます。スイッチがオープンした直後の二次電流は、スイッチがオープンする直前の一次巻線の電流 × 巻数比の逆数(1/N)に等しくなります。フライバック・コンバータの出力電圧は、降圧または昇圧コンバータのように入力電圧で制約されません。

$$V_{\text{OUT}} = \frac{DC}{1-DC} (N \cdot V_{\text{IN}}) \quad (73)$$

$$DC = \text{スイッチ・デューティ・サイクル} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{OUT}} + (N \cdot V_{\text{IN}})} \quad (74)$$

N = トランス巻数比

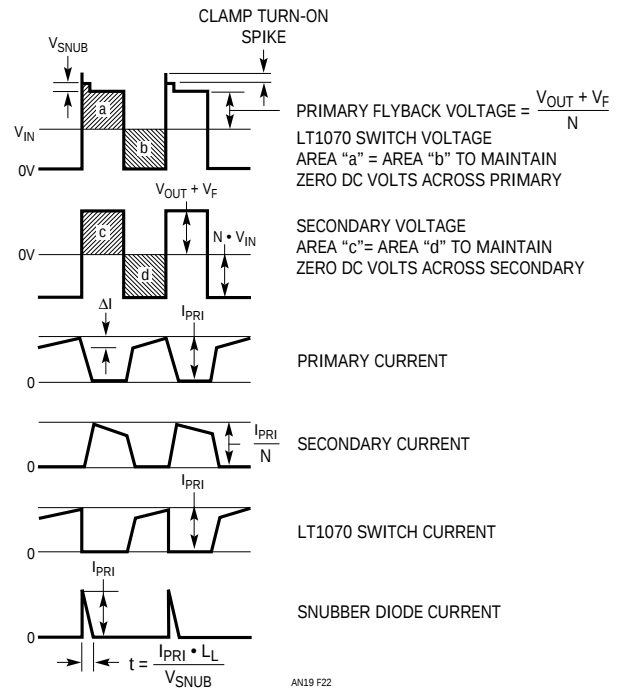


図22. フライバック・コンバータ

デューティ・サイクルを0と1の間で変えることによって、出力電圧は理論的には0から ∞ のどこにでも設定できます。しかし、実際には出力電圧はスイッチのブレイクダウン電圧で制約され、最大出力電圧は以下のとおり制限されます。

$$V_{OUT(MAX)} = N(V_M - V_{SNUB} - V_{IN}) \quad (75)$$

V_{SNUB} = スナバ電圧 (スナバの詳細についてはこのセクションを参照)

V_M = 最大許容スイッチ電圧

それでもLT1070は大きな値のNを使用すれば、何百または何千ボルトもの電圧を出力できます。

多くのアプリケーションでは性能を低下させることなく、広範囲にNを変化させることができます。しかし、最大出力電力が要求される場合でもNは、次式のとおり最適化できます。

$$N_{(OPT)} = \frac{V_{OUT} + V_F}{V_M - V_{IN(MAX)} - V_{SNUB}} \quad (76)$$

V_F = D1の順方向電圧

図22で、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $V_F = 0.7V$ (ショットキ)、 $V_{IN(MAX)} = 30V$ 、 $V_M = 60V$ 、 $V_{SNUB} = 15V$ の場合:

$$N_{(OPT)} = \frac{5 + 0.7}{60 - 30 - 15} = 0.38$$

この回路では、1:3(0.33)の巻数比を使用しました。

次に決定すべき重要なトランスのパラメータは、一次巻線インダクタンス(L_{PRI})です。最大出力電力を得るには、磁化電流を小さくするために大きな L_{PRI} が必要ですが、そうするとコア・サイズが許容できないほど大きくなってしまいます。順当な設計方法は、 L_{PRI} の値を一次巻線の磁化電流(ΔI)がピーク・スイッチ電流の約20%になる点まで低減することです。LT1070のピーク・スイッチ電流の定格は5Aですので、フル・パワー・アプリケーションの場合、 ΔI は1Aピーク・ツー・ピークに設定することができます。最大出力電流は、 ΔI 対ピーク・スイッチ電流比の1/2、つまりこの場合は約10%だけ減少します。

この設計方法では、 L_{PRI} は次式から求められます。

$$L_{PRI} = \frac{(V_{IN})(V_{OUT})}{(\Delta I)(f)(V_{OUT} + N \cdot V_{IN})} \quad (77)$$

$V_{IN} = 24V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $\Delta I = 1A$ 、 $N = 1/3$ の場合:

$$L_{PRI} = \frac{(24)(5)}{(1)(40 \cdot 10^3)(5 + 1/3 \cdot 24)} = 231\mu H$$

これより L_{PRI} の値が高い場合は、最大出力電流はわずかに高くなりますが、さらに大きなコア・サイズが必要です。コア・サイズを小さくするために、出力電流を低くすれば、より低い一次巻線インダクタンスを使用できます。

最大出力電流は、ピーク許容スイッチ電流(I_P)によって決まります。

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{E \left(I_P - \frac{\Delta I}{2} \right) (V_{IN})}{(N \cdot V_{IN}) + V_{OUT}} \quad (78)$$

I_P = 最大LT1070スイッチ電流

E = 総合効率 $\approx 75\%$

$V_{IN} = 24V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $I_P = 5A$ 、 $\Delta I = 1A$ 、 $N = 1/3$ の場合:

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{0.75 \left(5 - \frac{1}{2} \right) (24)}{(1/3 \cdot 24) + 5} = 6.2A$$

75%という効率は、スナバ・ネットワーク(約6%)、LT1070スイッチ(約4%)、LT1070ドライバ(約3%)、出力ダイオード(約8%)、およびトランス(約4%)の損失からきています。この効率は、単純な降圧または昇圧設計で達成できる85~95%ほど高くはありませんが、多くの場合、巻数比Nを変更して高出力電流または高出力電圧を生成できることや巻線を追加して複数出力として構成できるので、十分と認められます。

ピーク一次電流を使用して、次式からトランスのコア・サイズを決定します。

$$I_{PRI} = \frac{I_{OUT}}{E} \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} + N \right) + \frac{(V_{IN})(V_{OUT})}{2(f)(L_{PRI})(V_{OUT} + N \cdot V_{IN})} \quad (79)$$

アプリケーションノート 19

出力電流を6Aとし、 $V_{IN} = 24V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $E = 75\%$ 、 $L_{PRI} = 231\mu H$ 、 $N = 1/3$ の場合：

$$I_{PRI} = \frac{6}{0.75} \left(\frac{5}{24} + 1/3 \right) + \frac{(24)(6)}{2(40 \cdot 10^3)(231 \cdot 10^{-6})(5 + 1/3 \cdot 24)}$$
$$= 4.33 + 0.5 = 4.83A$$

231 μH の一次巻線に4.83Aのピーク電流を流してもコアは飽和してはいけません(詳細についてはインダクタとトランスに関するセクションを参照してください)。

出力分割器

R1とR2で以下のとおり出力電圧を設定します。

$$R1 = \frac{V_{OUT} - V_{REF}}{V_{REF}} \cdot R2 \quad (80)$$

$V_{REF} = \text{LT1070の帰還リファレンス電圧} = 1.244V$

R1とR2は広範囲に変化できますが、R2の便利な値は、標準1%値で1.24kです。

5V出力の場合、

$$R1 = \frac{(5 - 1.244)(1.24)}{1.244} = 3.756k\Omega$$

です。

周波数補償

R3とC2はポール・ゼロ周波数補償を提供します。詳細については、本アプリケーション・ノートの周波数補償に関するセクションを参照してください。

スナバの設計

トランスを使用したフライバック・コンバータは、スイッチを過電圧スパイクから保護するためにクランプを必要とします。これらのスパイクは、トランスのリーク・インダクタンスによって作られます。リーク・インダクタンス(L_L)は、図23に示すように一次巻線に直列に存在する二次側に結合されていないインダクタとしてモデル化されます。

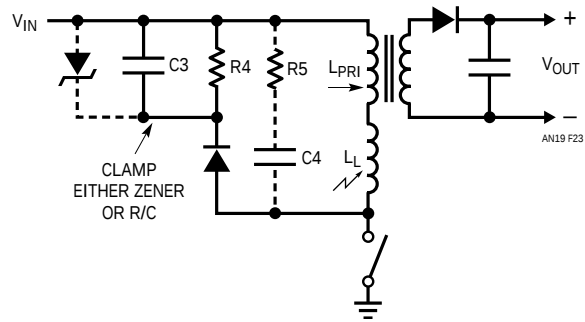


図23. スナバ・クランプ

スイッチ「オン」時間の間、リーク・インダクタンス L_L にはピーク一次電流(I_{PRI})に等しい電流が流れます。スイッチがターンオフすると、電圧がクランプされていない場合は、 L_L に蓄えられたエネルギー($E = I^2 \cdot L_L / 2$)によってスイッチ電圧がブレイクダウン電圧まで上昇することになります。

ツェナー・ダイオードをクランプに使用した場合、ツェナー・クランプ電圧は最大スイッチ電圧と最大入力電圧を用いて、以下のとおり選択されます。

$$V_{ZENER} = V_M - V_{IN(MAX)}$$

$V_M = \text{最大許容スイッチ電圧}$

標準LT1070の最大スイッチ電圧は65Vですので、 V_M は5Vの余裕をみて一般的に60Vに設定されます。この回路で $V_{IN(MAX)} = 30V$ と仮定すれば、以下のとおりです。

$$V_{ZENER} = 60 - 30 = 30V$$

ピーク・ツェナー電流はピーク一次電流(I_{PRI})と等しく、平均消費電力は次式のようにになります。

$$P_{ZENER} = \frac{(V_Z)(I_{PRI})^2(L_L)(f)}{2 \left(V_Z - \frac{V_{OUT} + V_F}{N} \right)} \quad (81)$$

この式の重要な部分は、分母の $[V_Z - (V_{OUT} + V_F)/N]$ の項です。この電圧はスナバ電圧(V_{SNUB})として定義されており、ツェナー電圧と一次側の標準フライバック電圧との差になります(図22の波形を参照してください)。 V_{SNUB} が低すぎる場合、ツェナー消費電力は急激に増加します。 V_{SNUB} の妥当な最小値は10Vですので、これをチェックしてから先に進んでください。

$$V_{\text{SNUB}} = V_Z - \frac{V_{\text{OUT}} + V_F}{N} = 30 - \frac{5 + 0.7}{1/3} = 12.9\text{V} \quad (82)$$

トランスのリーク・インダクタンスは、バイファイラ巻き、すなわち一次側と二次側を交互に配置することによって最小限に抑えることができます。これを適切に行えば、リーク・インダクタンスは通常、一次インダクタンスの1%未満になります。 $L_{\text{PRI}} = 230\mu\text{H}$ になるようにT1を巻いた場合、 L_L は2.3 μH 未満でなければなりません。この値を使用すれば、最大負荷電流時のツェナーの消費電力は、次式のようにになります。

$$P_{\text{ZENER}} = \frac{(30)(4.83)^2(2.3 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)}{2\left(30 - \frac{5 + 0.7}{1/3}\right)} = 2.5\text{W}$$

短絡状態でのツェナーの消費電力は、 $V_{\text{OUT}} = 0$ と仮定して同じ等式(81)から計算されます。 I_{PRI} はLT1070の電流制限値です。 $I_{\text{PRI}} = 9\text{A}$ の場合：

$$P_{\text{ZENER}} = \frac{(30)(9)^2(3.5 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)}{2\left(30 - \frac{0.7}{1/3}\right)} = 4\text{W}$$

(出力短絡)

LT1070スイッチ電圧の波形は、スナバ・クランプ電圧の上にはみ出している狭いスパイクを示しています。このスパイクは、クランプ回路、特にツェナーと直列になっているダイオードのターンオン時間に起因します。このダイオードは、ショットキまたはターンオン時間が非常に高速なタイプのものを使用し、このスパイクの高さを抑えなければなりません。ピーク電流定格が I_{PRI} と等しくなければなりません。ダイオードの逆電圧定格は、少なくとも $V_{\text{IN(MAX)}}$ でなければなりません。

ツェナー・クランプに代わるものはRCクランプです。このほうが安価ですが、クランプ・レベルが十分に規定されていない欠点があります。RCスナバは無負荷状態でも電力を消費します。 R_4 の値は次式から求められます。

$$R_{\text{SNUB}} = \frac{2(V_R)^2 - (V_R)(V_{\text{OUT}}/N)}{(I_{\text{PRI}})^2(L_L)(f)} \quad (83)$$

V_R = スナバ抵抗両端の電圧

$V_R = 30\text{V}$ に設定し(V_{ZENER} と同じ)、 $I_{\text{PRI}} = 4.83\text{A}$ の最大負荷条件を使用した場合：

$$R_{\text{SNUB}} = \frac{2(30)^2 - (30)\left(\frac{5}{1/3}\right)}{(4.83)^2(2.3 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)} = 419\Omega$$

最大負荷でのスナバの消費電力は、次のとおりです。

$$P_R = \frac{(V_R)^2}{R} = \frac{(30)^2}{419} = 2.15\text{W}$$

負荷が非常に軽いとき、スナバ抵抗両端の電圧は、一次側のフライバック電圧 $V_R = (V_{\text{OUT}} + V_F)/N$ まで低下します。

この例で、フライバック電圧は16.8Vなので、スナバ消費電力は $16.8^2/419\Omega = 0.67\text{W}$ になります。

これは出力負荷がゼロに近くても高効率が必要な場合に検討しなければなりません。スナバ抵抗の短絡消費電力の概算値は、次のとおりです。

$$P_R \approx \frac{(I_{\text{PRI}})^2(f)(L_L)}{2} \quad (84)$$

(出力短絡)

短絡時の I_{PRI} はLT1070の電流制限値です。 $I_{\text{PRI}} = 9\text{A}$ の場合、出力短絡時のスナバ消費電力はこの例では約3.7Wです。

C_3 の値は厳密ではありませんが、スナバ両端のリプル電圧を数Vに抑えるだけの大きな容量が必要です。これから、コンデンサ値は次式のようにになります。

$$C_3 = \frac{V_R}{(R)(f)(V_S)} \quad (85)$$

V_S = C_3 両端の電圧リプル

$V_S = 3\text{V}$ 、 $V_R = 30\text{V}$ 、 $R = 419\Omega$ の場合：

$$C_3 = \frac{30}{(419)(40 \cdot 10^3)(3)} = 0.6\mu\text{F}$$

C_3 は、スパイク電圧を最小限に抑えるために、非常に

アプリケーションノート 19

低いESR(等価直列抵抗)を持つフィルム・コンデンサまたはセラミックでなければなりません。

C4とR5(破線で示す)は、スイッチ・オフ時間中に二次電流がゼロに低下したときに(不連続動作) 軽出力負荷状態における一次側リングングを除去するダンパ(オプション)です。標準値は、 $R = 300\Omega \sim 1.5k$ 、 $C = 500 \sim 5000pF$ です。

出力ダイオード(D1)

出力ダイオードには、出力電流と等しい平均順方向電流が流れます。しかし、電流波形はパルス状でその振幅は次のとおりです。

$$I_{D1(\text{PEAK})} = I_{\text{OUT}} \left(1 + \frac{V_{\text{OUT}} + V_F}{N(V_{\text{IN}})} \right) \quad (86)$$

図22の回路で、 $I_{OUT} = 6A$ の場合：

$$I_{D1(\text{PEAK})} = 6 \left(1 + \frac{5 + 0.7}{1/3(24)} \right) = 10.3 \text{ A}$$

ダイオードの消費電力を計算するには、このピーク電流での順方向電圧に出力電流を乗算してください。

$$P_{D1} = (V_E)(I_{OUT})$$

 $V_F =$ ピーク電流のD1順方向電圧

$V_F = 0.55V$ および $I_{OUT} = 6A$ の場合、D1の消費電力は3.3Wになります。

起動時および過負荷状態では、D1の電流は大幅に増加します。LT1070が電流制限状態で動作しているとき、D1を流れる平均ダイオード電流は、次のとおりです。

$$I_{D1} = \frac{\alpha(I_{LIM})(V_{IN})}{N(V_{IN}) + V_{OUT} + V_F} \quad (87)$$

(LT1070が電流制限を行っている間)

α は1よりわずかに小さい経験に基づく乗数です。計算は非常に複雑ですが、スイッチ抵抗、リーク・インダクタンス、スナバ損失、トランス損失などを考慮に入れています。 $\alpha = 0.8$ 、 $I_{LM} = 9A$ 、 $V_{IN} = 24V$ 、 $N = 1/3$ 、 $V_F =$

0.55V、および短絡出力($V_{OUT}=0$)と仮定した場合：

$$I_{D1} = \frac{0.8(9)(24)}{1/3(24) + 0 + 0.8} = 20A$$

ダイオードのデューティ・サイクルは $V_{OUT} = 0$ で100%に近づくので、ピーク・ダイオード電流はこの値よりわずかに高くなるだけです。

出力短絡電流は、必要に応じてLT1070の V_C ピンをクラ
ンプすることにより低減できます。これを行いながら最
大全負荷電流を保証する最良の方法は、 V_C ピンを出力
電圧の一定の%値にクランプすることです。これによ
って、通常の負荷電流に影響を与えずに短絡電流を低減
するフォールド・バック電流制限を実現できます。図24の
クランプ・ネットワークは、図22の回路の短絡出力電流
を約5Aに低減します。

タップ点電圧が標準出力電圧時に約1.75Vになるように、R1を2本の抵抗に分割することによって、クランプ点が作られます。これによって、出力電圧が低下し始めるまで、D4がターンオンしないようにしています。 $V_{OUT} = 0V$ のとき、FBピンの電圧が内部モード選択回路によって約0.35Vにクランプされ、R1タップ点での電圧はほぼ同じになります。ダイオードを流れる電流は、利用可能な最大 V_C ピン電流です。これは V_C ピンのクランプ電圧を約1.55Vに設定し、出力短絡電流を約5Aに低減します。最大負荷電流は、必要に応じてR1のタップ点を下に移動すれば低減できます。タップ点はR2の範囲に入ってもかまいません。

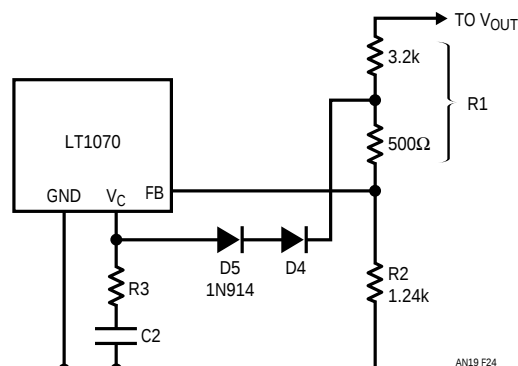


図24. フォールドバック電流制限

出力コンデンサ (C1)

フライバック・コンバータはトランスのインダクタンスをフィルタとして使用しないので、出力コンデンサがフィルタリング作業をすべて行う必要があります。出力ピーク・ツー・ピーク電圧リップルは、次式で表されます：

$$V_{P-P} = \frac{I_{OUT}}{(f)(C1) \left(1 + \frac{N(V_{IN})}{V_{OUT}}\right)} + (ESR)(I_{OUT}) \left(1 + \frac{V_{OUT}}{N(V_{IN})}\right) \quad (88)$$

ESR = C1の等価直列抵抗

この式の最初の項は、C1の容量に起因するリップルです。2番目の項は、コンデンサのESRのみに起因するリップルです。このアプリケーションに必要な範囲(100μF ~ 10,000μF)の市販のコンデンサでは、ESRの項がリップル電圧を支配します。たとえば、2000μFのコンデンサは0.02Ωの保証ESRを持っています。I_{OUT} = 6A、V_{OUT} = 5V、V_{IN} = 24V、N = 1/3の場合、以下ようになります。

$$V_{P-P} = \frac{6}{(40 \cdot 10^3) \left(2000 \cdot 10^{-6}\right) \left(1 + \frac{1/3(24)}{5}\right)} + (0.02)(6) \left(1 + \frac{5}{1/3(24)}\right) = 28.8\text{mV} + 195\text{mV} = 224\text{mV}$$

ESRの項が支配的であり、出力コンデンサのサイズを選択するための主要な基準になります。

出力容量の補強 (低いESRを得るために)に代わる方法は、LC出力フィルタ (図22のL1とC4)を追加することです。比較的小さなインダクタとコンデンサによって、出力リップルを大幅に低減できます。C1のリップルがESRにのみ起因する(したがって、矩形になる)と仮定すれば、フィルタの出力リップル対入力リップルの比は、以下ようになります。

$$\frac{V_{OUT(P-P)}}{V_{IN(P-P)}} = r = \frac{ESR4(V_{OUT})(N \cdot V_{IN})}{(L1)(f)(V_{OUT} + N \cdot V_{IN})^2} \quad (89)$$

ESR4 = C4の等価直列抵抗

この公式は再びC4のESRが全インピーダンスを支配すると仮定しています。ESR4 = 0.1Ω、L1 = 10μH、V_{OUT} = 5V、N = 1/3、V_{IN} = 24Vの場合：

$$r = \frac{(0.1)(5)(1/3 \cdot 24)}{(10 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)(5 + 1/3 \cdot 24)^2} = 0.059$$

これによって、リップルが16:1に減少し、C1の要求条件を大幅に軽減しています。フィルタを使用した場合の全出力リップルは、次式から得られます。

$$V_{P-P} = \frac{(ESR1)(ESR4)(V_{OUT})(I_{OUT})}{(L1)(f)(V_{OUT} + N \cdot V_{IN})} \quad (90)$$

ESR1 = 0.05Ω、ESR4 = 0.1Ω、V_{OUT} = 5V、V_{IN} = 24V、N = 1/3、I_{OUT} = 6A、L1 = 10μHの場合、出力リップル(P-P)は以下ようになります。

$$V_{P-P} = \frac{(0.05)(0.01)(5)(6)}{(10 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)(5 + 1/3 \cdot 24)} = 28.8\text{mV}$$

完全に絶縁されたコンバータ

LT1070には、図25(図の注1参照)に記載されるとおり、「絶縁型フライバック」と呼ぶ第二の動作モードがあります。このモードでは、出力電圧を検知するのに帰還ピンを使用しません。その代わりに、スイッチ「オフ」時間(t_{OFF})の間に、トランスの一次電圧を検知して、安定化します。この電圧はV_{OUT}と関係し、次式で表されます。

$$V_{OUT} = (N)(V_{PRI}) - V_F \quad (t_{OFF} \text{時}) \quad (90)$$

N = トランスの巻数比

V_F = 出力ダイオードの順方向電圧

V_{PRI} = スwitch「オフ」時間中の一次電圧

二次出力電圧は、V_{PRI}が安定化されることにより安定化されます。帰還ピンからの電流出力が約10μAを超えると、LT1070はノーマル・モードから安定化一次モードに切り替えます。内部クランプは、このピンの電圧(V_{FB})を約400mVに保持します。R2はLT1070を絶縁型フライバック・モードにするために使用されます。また、安定化出力を調整する働きもします。V_{PRI}は

アプリケーションノート 19

$16V + 7k(V_{FB}/R2)$ に安定化されます。ここで、 $V_{FB}/R2$ はR2を流れる電流、7kは内部抵抗です。したがって、 V_{OUT} は次式で表されます。

$$V_{OUT} = N \left[16 + 7k \left(\frac{V_{FB}}{R2} \right) \right] - V_F \quad (91)$$

そして、必要なトランス巻数比は、以下のとおりです。

$$N = \frac{V_{OUT} + V_F}{16 + 7k \left(\frac{V_{FB}}{R2} \right)} \quad (92)$$

$7k(V_{FB}/R2)$ の項は、通常は約2Vに設定され、 V_{OUT} にある程度の調整範囲を許容します。 $V_{OUT} = 15V$ として、図25の巻数比Nを求めると、次式のようにになります。

$$N = \frac{15 + 0.7}{16 + 2} = 0.872$$

Nの0.872に近い最小整数比は、 $7:8 = 0.875$ です。T1は各出力についてこの巻数比で巻かれます。総巻数は、所要一次インダクタンス(L_{PRI})によって決定されます。このインダクタンスには最適値はありません。この値はコア・サイズ、安定化条件、およびリーク・インダクタンスの間のトレードオフで決まります。スタート値は、LT1070のピーク・スイッチ電流の10%に相当する最大磁化電流(ΔI)です。磁化電流は、スイッチ「オン」時間開始時の一次電流とスイッチ「オン」時間終了時の一次電流の差です。これによって、 L_{PRI} の値は次のようになります。

$$L_{PRI} = \frac{V_{IN}}{(\Delta I)(f) \left(1 + \frac{V_{IN}}{V_{PRI}} \right)} \quad (93)$$

ΔI = 一次磁化電流

V_{PRI} = 安定化一次フライバック電圧

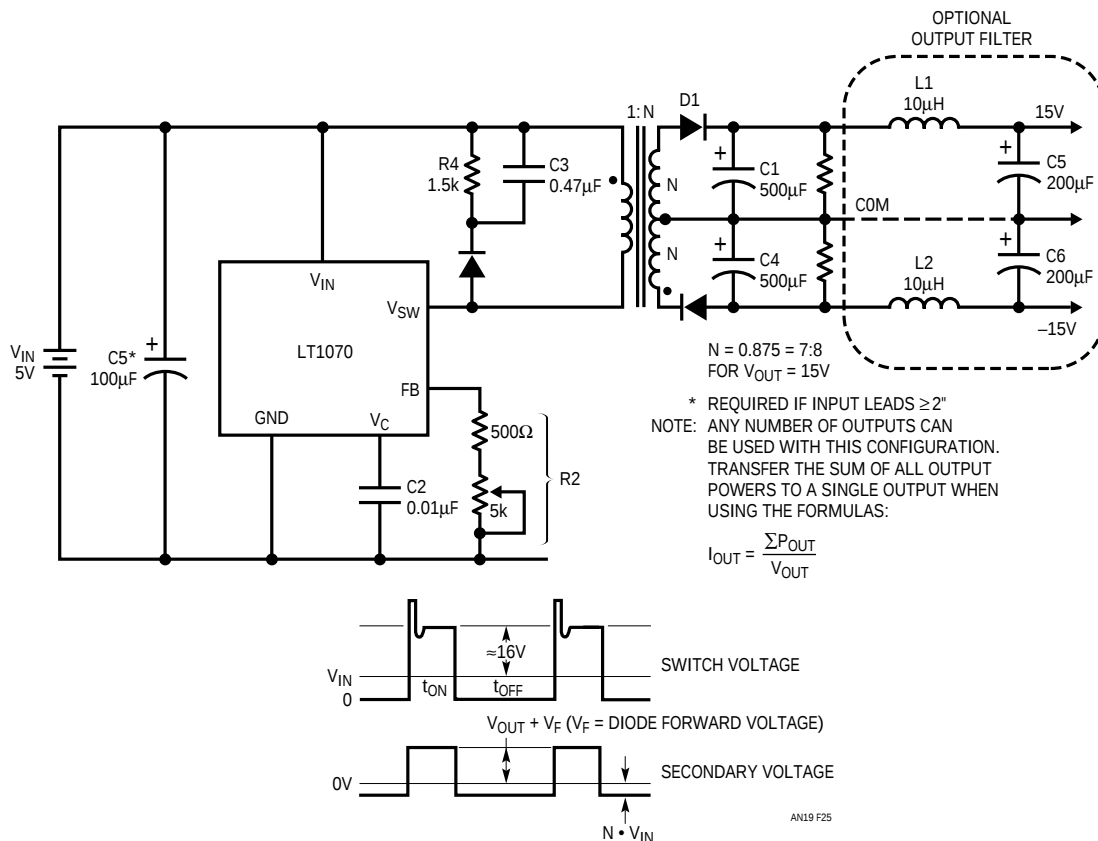


図25. 完全に絶縁されたコンバータ

$V_{IN} = 5V$ 、 $\Delta I = 0.5A$ 、 $V_{PRI} = 18V$ の場合：

$$L_{PRI} = \frac{5}{(0.5)(40 \cdot 10^3)(1 + 5/18)} = 196\mu H$$

前にも述べたとおり、この値は最適値ではなく、最大出力電流とコア・サイズの間で単に妥協を図ったものです。

一次インダクタンスに関するもうひとつの検討事項は、連続モードから不連続モードへの移行です。軽出力負時には、一次端子間のフライバック・パルスはスイッチ「オフ」時間が終了する前にゼロに低下します。LT1070はこれを出力電圧の低下と判断し、デューティ・サイクルを高くして補償します。この結果、出力電圧が異常に高くなります。この状況避けるために、出力は次式に示す最小負荷を持つ必要があります。

$$I_{OUT(MIN)} = \frac{(V_{PRI} \cdot V_{IN})^2}{(V_{PRI} + V_{IN})^2 (2V_{OUT}) (f) (L_{PRI})} \quad (94)$$

$V_{PRI} = 18V$ 、 $V_{IN} = 5V$ 、 $V_{OUT} = 15V$ 、 $L_{PRI} = 200\mu H$ の場合：

$$I_{OUT(MIN)} = \frac{(18 \cdot 5)^2}{(18 + 5)^2 (2 \cdot 15) (40 \cdot 10^3) (200 \cdot 10^{-6})} = 64mA$$

この電流は各出力で1出力当たり32mAに等分されます。さらに軽い最小負荷が必要な場合は、一次インダクタンスを増やさなければなりません。これによって、リーク・インダクタンスも増えますので、相応の配慮が必要です。

リーク・インダクタンスは、二次側に結合されない一次側の一部分です。このリーク・インダクタンスは、スイッチがオープンするとフライバック・スパイクを生成します。このスパイクの高さは、スイッチの過電圧を避けるためにスナバ(R4、C3、D2)でクランプしなければなりません(スナバの詳細については、ノーマル・モード・フライバック・レギュレータのセクションを参照してください)。リーク・インダクタンス・スパイクの幅は、次式のとおりです。

$$t_L = \frac{(I_{PRI})(L_L)}{V_M - V_{PRI} - V_{IN}} \quad (95)$$

L_L = リーク・インダクタンス

I_{PRI} = ピーク一次電流

V_M = ピーク・スイッチ電圧

このスパイク幅は重要で、約1.5 μs 未満でなければなりません。LT1070はスイッチのターンオフに続いて約1.5 μs の内部ブランキングを持っています。このブランキング時間によって、フライバック誤差アンプがリーク・インダクタンス・スパイクを安定化する実際のフライバック電圧と判断しないようにしています。悪いレギュレーションを避けるために、スパイクの幅はブランキング時間より短くなければなりません。

トランスT1が最小リーク・インダクタンスのトリファイラー巻の場合、 L_L は L_{PRI} の1.5%の標準値を持つことがあります。 $L_{PRI} = 200\mu H$ と仮定すると、 L_L は3 μH になるはずですが、 t_L を計算するには、 V_M に値を割り当てる必要があります。この場合、 $V_{IN} = 5V$ のときの最大スイッチ電圧の控え目な値は、 $V_M = 50V$ になります。最大出力電流に対する最大一次電流を5Aと仮定した場合、スパイク幅は次式のようにになります。

$$t_L = \frac{5(3 \cdot 10^{-6})}{50 - 18 - 5} = 0.56\mu s$$

これは1.5 μs の最大値の範囲内に十分に入っています。しかし、 $V_{PRI} + V_{IN}$ の合計が最大スイッチ電圧に近づくにつれて、パルス幅が急激に大きくなることに注意してください。以下の公式により、与えられた状況におけるリーク・インダクタンスと一次インダクタンスの最大比率を計算することができます。

$$\frac{L_L}{L_P} (MAX) = \frac{t_L (V_M - V_P - V_{IN}) (\Delta I) (f) \left(1 + \frac{V_{IN}}{V_P}\right)}{I_{PRI} (V_{IN})} \quad (96)$$

かなり大きな V_{IN} (36V)では、たとえば $t_L = 1.5\mu s$ 、 $V_P = 18V$ 、 $\Delta I = 0.5A$ 、 $I_{PRI} = 5A$ として、 V_M に多少大きな60Vを使用した場合でも以下のようにになります。

$$\frac{L_L}{L_P} (MAX) = \frac{(1.5 \cdot 10^{-6}) (60 - 18 - 36) (0.5) (40 \cdot 10^3) \left(1 + \frac{36}{18}\right)}{5(36)} = 0.003 = 0.3\%$$

アプリケーションノート 19

このように低いリーク・インダクタンス比に対する一次インダクタンスを巻くのはほとんど不可能ですので、多少の妥協が必要です。最大出力電流が必要ない場合、 I_{PRI} は5A未満になります(公式99を参照)。リップル電流(ΔI)を増やすこともできます。最後に、LT1070HV(高電圧)デバイスをスイッチ定格75Vで使用することができます。上記の計算に、 $I_{PRI} = 2.5A$ 、 $\Delta I = 1A$ 、 $V_M = 70V$ を代入すると、容易に $L_L/L_{PRI} = 3\%$ を達成できます。

トランスの巻数比が出力電圧によって固定されているので、絶縁型フライバック・コンバータを用いた場合の最大出力電力は、通常のフライバック・コンバータより小さくなります。これによって、デューティ・サイクルは次式のとおりに固定されます。

$$DC = \frac{V_{PRI}}{V_{PRI} + V_{IN}} \quad (97)$$

そして、最大電力は次式のとおりに制限されます。

$$P_{OUT(MAX)} = \left(\frac{V_{PRI}}{V_{PRI} + V_{IN}} \right) \left[V_{IN} \left(I_P - \frac{\Delta I}{2} \right) - (I_P)^2 R \right] (0.8) \quad (98)$$

R = LT1070のスイッチ「オン」抵抗

I_P = 最大スイッチ電流

0.8 = R 以外の損失を計算する見込み係数

標準18Vで、 $V_{IN} = 5V$ 、 $I_P = 5A$ 、 $\Delta I = 0.5A$ における V_{PRI} では、デューティ・サイクルは78%で、最大出力電力は以下のとおりです。

$$P_{OUT(MAX)} = \left(\frac{18}{18+5} \right) \left[5 \left(5 - \frac{0.5}{2} \right) - (5)^2 (0.2) \right] (0.8) = 11.74W$$

電力の公式を解析すると、低い V_{IN} では最大出力電力は V_{IN} に比例し、高い V_{IN} では最大電力は50Wに近づくことを示しています。

最大値より小さい負荷のピーク一次電流は、次式から計算されます。

$$I_{PRI} = \frac{(V_{OUT})(I_{OUT})(V_{PRI} + V_{IN})}{0.8(V_{PRI})(V_{IN})} + \frac{\Delta I}{2} + \frac{(I_{PRI})^2 R}{V_{IN}} \quad (99)$$

この公式は実際には二次式ですが、明示的に解くのではなく、関連する I_{PRI} の範囲に対してより単純な手法は、最初の2つの項を計算し、次にこの I_{PRI} の値を使用して最後の項を計算することです。図25の回路で、各出力の $I_{OUT} = 0.25A$ 、 $V_{PRI} = 18V$ 、 $V_{IN} = 5V$ 、 $\Delta I = 0.5A$ 、 $R = 0.2\Omega$ の場合:

$$I_{PRI} = \frac{(15)(0.5)(18+5)}{0.8(18)(5)} + \frac{0.5}{2} + \frac{(2.64)^2(0.2)}{5} = 2.92A$$

2.64A

トランスは、一次巻線でコアが2.92Aで飽和しないような大きさに設定しなければなりません。最大スイッチ電流5Aにはかなりの余裕があることに注目してください。 ΔI が1Aに増加した場合、より小さなコアを使用でき、一次インダクタンスを半分にすることができます(インダクタとトランスに関するセクションを参照)。

出力コンデンサ

フライバック・レギュレータは、トランスのインダクタンスをフィルタとして使用しないので、フィルタリングはすべて出力コンデンサC1とC4で行う必要があります。これらは出力リップルを最小にする低ESRタイプのコンデンサでなければなりません。一般に、出力リップルは実際の容量ではなく、コンデンサのESRによって制限されます。ピーク・ツー・ピーク電圧での出力リップルは、次式から求められます。

$$V_{P-P} = \frac{I_{PRI}}{2 \cdot N} (ESR) \quad (100)$$

*2出力なので係数2を使用しています。

$I_{PRI} = 2.92A$ 、 $N = 0.872$ 、ESRに 0.1Ω を割り当てた場合、出力リップルは次式のようにになります。

$$V_{P-P} = \frac{(2.92)(0.1)}{(2)(0.872)} = 167mV_{P-P} \text{ (最大負荷時)}$$

もし出力リップル公式をESRではなく、実際の出力容量に基づくようにしたら、その結果は約10mVになります。したがって、ESRの影響が支配的であることを示しています。ESRに選択した 0.1Ω 値は、おそらく良質の500 μF コンデンサの標準値より高いでしょうが、保証最大値より低いはずで、この回路の高い出力リップルの

1つの理由は、入力電圧が低いので、コンバータが78%の比較的高いデューティ・サイクルで動作していることです。つまり負荷に電流を供給している二次側には22%の時間しか残りません。結果として、ピーク二次電流、したがって出力リップルが高くなります。

低い出力リップルが必要な場合、単に大きな出力コンデンサを使用するよりも出力フィルタがよい選択です。「出力フィルタ」に関するセクションを参照してください。

ロード・レギュレーションとライン・レギュレーション

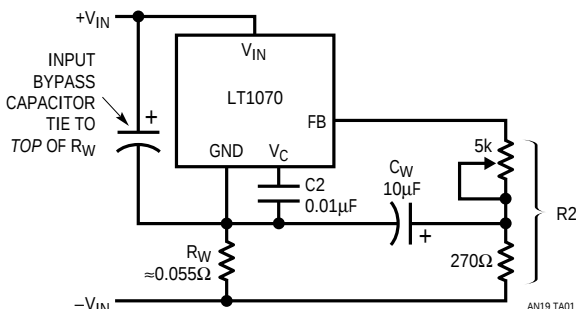
ロード・レギュレーションとライン・レギュレーションは、一次側だけで実際の出力電圧が検知されないため、この回路の多くの「オープン・ループ」要因に影響を受けます。これらの要因には、コアの非直線性、ダイオードの抵抗、リーク・インダクタンス、巻線抵抗、(表皮効果を含む)コンデンサのESRおよび二次インダクタンスなどがあります。20%から100%の負荷変動によるこの回路の標準ロード・レギュレーションは約3%です。軽負荷時のライン・レギュレーションは、 $V_{IN} = 4.5V \sim 5.5V$ では0.3%以下ですが、最大負荷時には約1%まで悪化します。

シングル・スイッチング・ループから得られる複数の出力電源では、クロス・レギュレーションの問題が発生します。この電源では、ある出力の負荷電流が50mAから200mAに上昇し、別の出力が50mAで一定の場合、負荷が接続されている出力は280mV低下し、定負荷出力は100mV上昇します。

ライン・レギュレーションとロード・レギュレーションを改善する必要がある場合、以下に示すとおり基本回路を改造できます。

R2は、センタ・タップが C_W を通してLT1070のグランド

負荷電流補償



ド・ピンに結合された2本の抵抗に分割されています。グランド・ピンと直列に小さな抵抗 R_W が挿入されています。出力に負荷が加わると、 R_W を流れる入力電流によってR2両端の電圧降下が増加します。これによって安定化された一次電圧が上昇すると、出力電圧も上昇するため、上記のオープン・ループ・ロード・レギュレーション効果がキャンセルされます。ライン・レギュレーションも最大負荷時に大幅に改善されます。

R_W の値は次式から求められます。

$$R_W = \frac{(R_O)(V_{IN})(E)(R_2)}{(V_{OUT})(7k)(N)^*} \quad (101)$$

R_O = 無補償出力抵抗

$$= \Delta V_{OUT} / \Delta I_{OUT}$$

E = 効率 ≈ 0.75

* 2出力の場合はNに2を掛ける。

図25の回路の場合、 R_O は両方の出力に同時に負荷となり、2つの出力の変化を合計して求められます。3%のロード・レギュレーションの場合は $\Delta I_{OUT} = 200mA$ で、これは900mVの合計出力変化です。したがって R_O は900mVを200mAの電流変化で除算した値、つまり 4.5Ω になります。 V_{OUT} が2つの出力の合計である30V、Nが $0.875 \times 2 = 1.75$ 、R2が約1.2kの場合、以下のとおりです。

$$R_W = \frac{(4.5)(5)(0.75)(1,200)}{(30)(7k)(1.75)} = 0.055\Omega$$

この低い抵抗値によって、コンバータの効率が維持されますが「標準品」を見つけるのが難しい場合がよくあります。ブレッドボードに長さ38.1cmの#26ワイヤを使用しました。インダクタンスを最小にするには、導線を半分折り畳んでからフォームに巻き付けます。

C_W はループ発振問題を防止するために、十分大きくなければなりません。 C_W とR2の2つの並列抵抗値を乗算した積は、基本レギュレータのセトリング時定数より数倍大きくなければなりません。

ロード・レギュレーションを補償した場合、クロス・レギュレーションの効果は無補償の場合より悪くなります。複数の出力電源は、出力負荷に予測される全条件について慎重に評価しなければなりません。

アプリケーションノート 19

周波数補償

LT1070の g_m は通常モードよりも絶縁モードのほうがはるかに低いので、周波数補償コンデンサC2は他の設計よりもこの設計のほうが大幅に低くなります。詳細については、周波数補償セクションを参照してください。

正電流ブースト降圧コンバータ

電流ブースト降圧コンバータを図26に示します。スイッチがオンのときとオフのときの両方で、電流が出力に流れるので、大きな入出力差によって標準降圧コンバータまたはフライバック・コンバータよりも多くの出力電流を供給することができます。「オン」サイクルで負荷に最大5Aを供給できます。オフ・サイクルではその1/N倍の電流が供給されます。N = 1/3の場合、スイッチ・オフ時間の間、負荷に供給される電流は15Aになります。利用可能な全負荷電流はスイッチのデューティ・サイクルすなわち、入力電圧で決まります。

安定化出力がLT1070のグランド・ピンに接続されているので、オペアンプを用いて、帰還信号をフロートしなければなりません。A1にはLM308が選択されています。

す。これはLM308の出力は両方の入力がおペアンプの負電源電圧と等しいときに、出力が「L」になるからです。この条件は起動時に $V_{OUT} = 0$ のときに発生します。この条件でおペアンプ出力が「H」になる場合、LT1070は起動しません。「L」を検知するために、R1のボトムを直接負荷に接続することにより、R1とR2によって出力電圧が設定されます。R4とR5によって、LT1070の出力とグランド・ピンの間でケルビン・センスをします。これらの抵抗は短絡しているように見えますが、R4とR5で「センス」しないと、LT1070のグランド・ピンから出力への導線で生じる電圧降下がロード・レギュレーション問題を引き起こします。導線が太いゲージ番線で長さが5cm以下の場合、これらの抵抗をなくすることができます。

この回路のバリエーションを設計する際に、以下の式が役立つはずです。

$$R5 = \frac{(V_{OUT})(R1)}{V_{REF}} = \frac{(V_{OUT})(1.24k)}{1.244V} \quad (102)$$

$$\frac{R5}{R4} = \frac{R1}{R2} \quad (103)$$

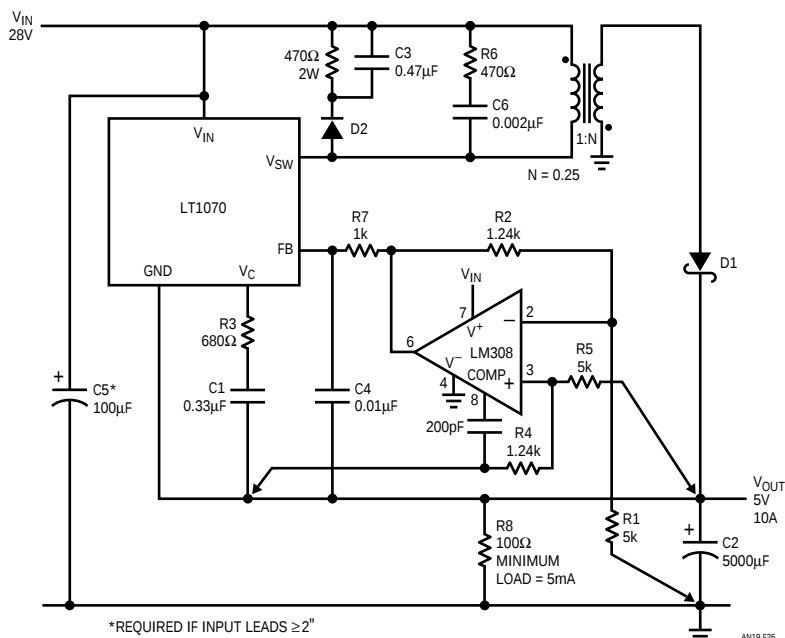


図26. 正電流ブースト降圧コンバータ

$$N_{(MIN)} = \frac{V_{OUT} + V_F}{V_M - V_{IN} - V_{SNUB}} \quad (104)$$

$$DC = \frac{V_{OUT} + V_F}{V_{OUT} + V_F + N(V_{IN} - V_{OUT})} \quad (14)$$

$$L_{\text{PRI}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{(\Delta I)(f) \left(N + \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}} \right)} \quad (106)$$

$$V_{P-P} = (ESR) \left(I_{OUT} \right) \frac{\left(\frac{V_{OUT}}{N} + V_{IN} - V_{OUT} \right) (1-N)}{V_{IN}} \quad (107)$$

$$I_{OUT(MAX)} = \left(I_P - \frac{\Delta I}{2} \right) \left[\frac{V_{IN}}{V_{OUT} + V_F + N(V_{IN} - V_{OUT})} \right] (0.8) \quad (108)$$

$$I_{PRI} = \frac{I_{OUT}}{V_{IN}} \left[V_{OUT} + N(V_{IN} - V_{OUT}) \right] \quad (109)$$

(ピーク一次電流に $\Delta I/2$ を追加します)

N = 卷数比

 $V_M = \text{LT1070の最大スイッチ電圧}$

V_{SNUB} = スナバ電圧 (フライバック・セクションを参照)

$V_F = D1$ の順方向電圧

DC = スイッチ・デューティ・サイクル

$$\Delta I = \text{ピーク・ツー・ピーク一次リップル電流}$$

ESR = C2の等価直列抵抗

I_{PRI} = スイッチ・オン時間中の平均一次電流

V_{P-P} = ピーク・ツー・ピーク出力リップル電圧

I_P = LT1070の最大定格スイッチ電流

N_{MIN} の値はスイッチのブレイクダウン電圧に基づいています。この値が低いと高い出力電流が得られますが、スイッチ電圧も高くなります。 ΔI は通常 I_{PRI} の20～40%に選択されます。リップル式には分子に項 $(1 - N)$ が含まれていますが、これは $N = 1$ のときに出力リップル電流および電圧がゼロになることを意味しています。これは出力コンデンサに流れ込むリップル電流は、一次電流と二次電流の差であると単純化して仮定しているためです。この差は $N = 1$ の場合にゼロになり、この等式はもはや有効ではありません。

負電流ブースト降圧コンバータ

図27の負降圧コンバータでは、標準降圧コンバータの上限である5Aよりはるかに高い出力電流が得られます。設計の詳細については、正電流ブースト降圧コンバータおよび標準負降圧コンバータのセクションを参照してください。

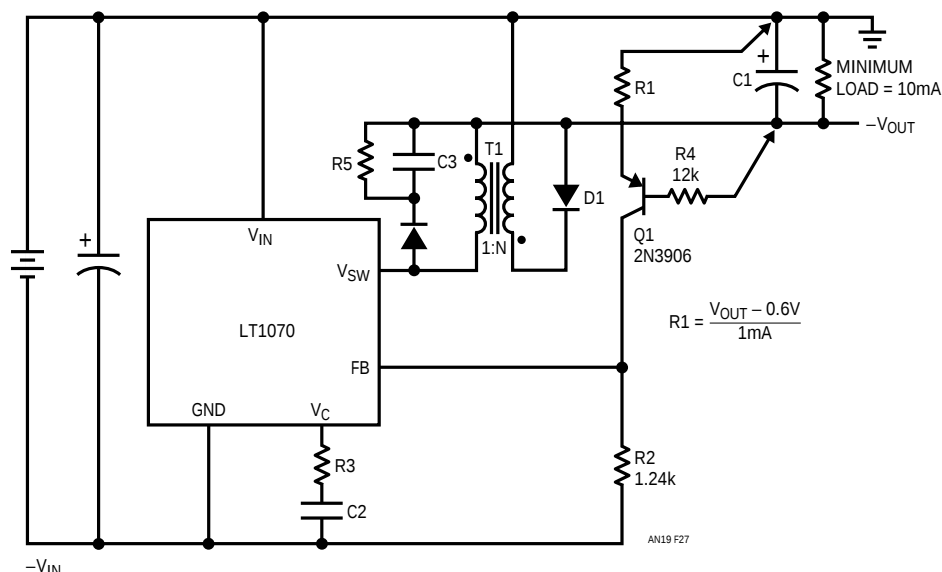


図27. 負電流ブースト降圧コンバータ

アプリケーションノート 19

負入力/負出力フライバック・コンバータ

負出力電圧が負入力より高い場合には、一般に図28にあるこの回路が使用されます。入力より低い電圧が必要な場合は、負降圧コンバータまたは負電流ブースト降圧コンバータおよび標準負降圧コンバータのセクションを参照してください。

分割器R1とR2は、Q1の順方向バイアスを防止するために必要です。R1、R2、およびR3を正しい出力センシングのために、図に示すとおり正確に接続してください。

設計の詳細については、正フライバック・コンバータのセクションを参考にしてください。

正から負へのフライバック・コンバータ

図29の正入力 - 負出力フライバック・コンバータには、LT1070の帰還信号を生成するために外付けオペアンプが必要です。R1とR2で出力電圧を設定しますが、R1は1kΩ/Vになるような値を選びます。R1の下部はセンシングのために、直接出力に接続されています。R3とR4はグラウンド(「L」)センスを行います。LT1070のグラウンド・ピンと実際のグラ

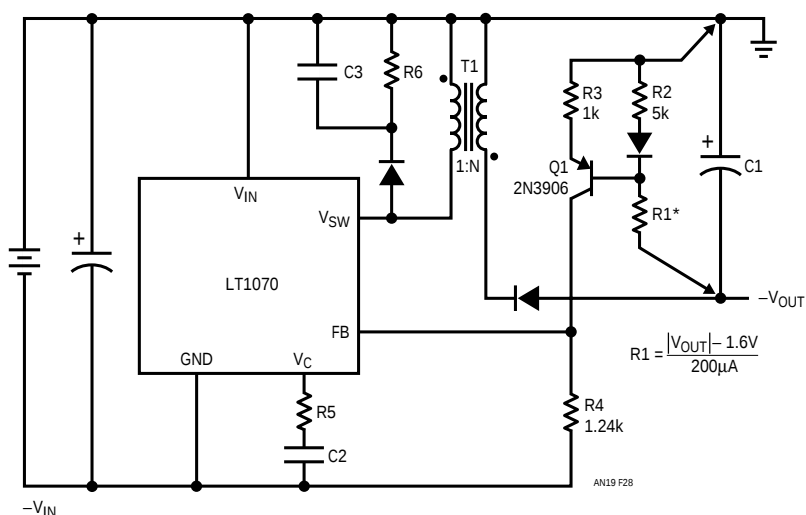


図28. 負入力 - 負出力フライバック・コンバータ

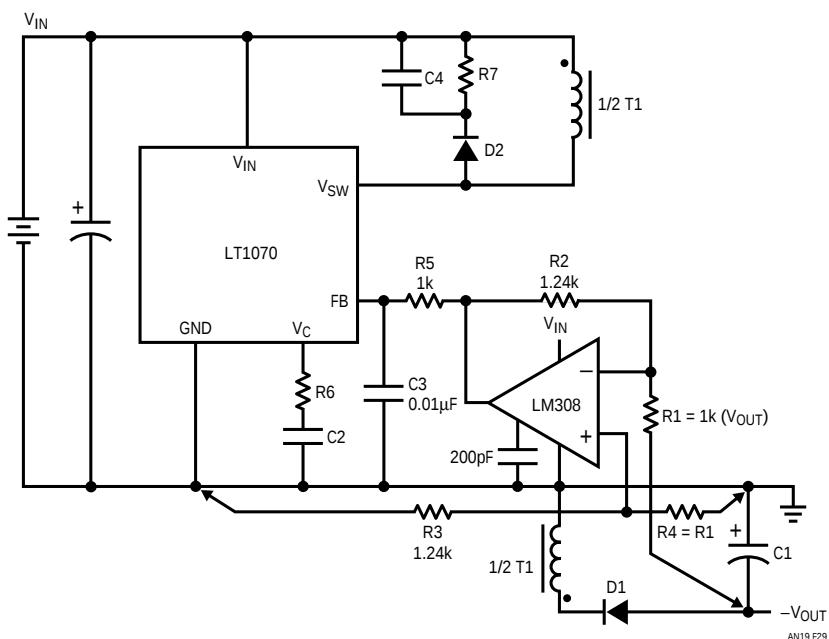


図29. 正入力 - 負出力フライバック・コンバータ

ド(+)出力間に電圧降下があれば、ロード・レギュレーション問題が発生します。R3とR4が図のとおり正確に接続されていれば、これらの問題は生じません。LT1070のグランド・ピンが非常に短い太い導線で、出力グランドに直接接続されている場合は、R3とR4をなくすことができます。設計の詳細については、正フライバック・コンバータを参照してください。

電圧ブースト昇圧コンバータ

標準昇圧コンバータの最大出力電圧は、LT1070の最大スイッチ電圧よりわずかに低いだけです。さらに高い電圧が必要な場合は、図30に示すとおりインダクタにタップを取り付けることができます。タップの効果は、次のとおりピーク・スイッチ電圧を低下させることです。

$$(V_{OUT} - V_{IN}) \left(\frac{N}{1+N} \right) \text{ volts}$$

Nを大きな値にすると、最大スイッチ電圧を超えないで、高出力電圧を安定化することができます。

タップ点のリーク・インダクタンスを扱うためにスナバが必要です。この設計のバリエーションには、以下の式が役立ちます。

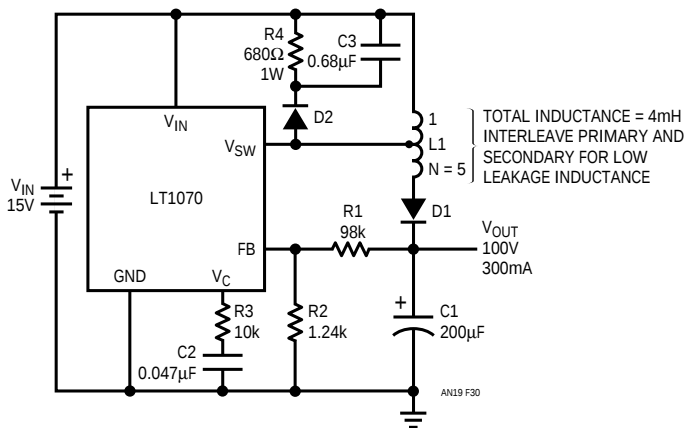


図30. 電圧ブースト昇圧コンバータ

$$N_{(MIN)} = \frac{V_{OUT} - V_M + V_{SNUB}}{V_M - V_{IN} - V_{SNUB}} \quad (\text{最大 } V_{IN} \text{ を使用}) \quad (110)$$

$$DC = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT} + N(V_{IN})} \quad (111)$$

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{I_P \frac{\Delta I}{2} (V_{IN})}{V_{OUT} + N(V_{IN})} \quad (112)$$

$$I_{PRI} = \frac{I_{OUT} [V_{OUT} + N(V_{IN})]}{V_{IN}} \quad (113)$$

スイッチ・オン時間中の平均値。ピーク負荷の場合、 $\Delta I/2$ を加算する。

$$L_{PRI} = \frac{V_{IN} (V_{OUT} - V_{IN})}{(\Delta I)(f) [V_{OUT} + N(V_{IN})]} \quad (114)$$

$\Delta I \approx I_{PRI}$ の20 ~ 40%

$$V_{P-P} = \frac{(I_{OUT})(ESR) [V_{OUT} + N(V_{IN})]}{V_{IN}(N+1)} \quad (115)$$

DC = スイッチ・デューティ・サイクル

V_{SNUB} = スナバ電圧(詳細についてはフライバックのセクションを参照)

V_M = 最大許容LT1070スイッチ電圧

I_P = 最大LT1070スイッチ電流

ΔI = ピーク・ツー・ピーク一次電流リップル

ESR = Cの等価直列抵抗

V_{P-P} = ピーク・ツー・ピーク出力電圧リップル

L1はバイファイラ巻またはインタリーブ巻を用いて、リーク・インダクタンスが小さくなるように巻き付けなければなりません。R3とC2は、周波数補償セクションで説明する手法を用いて選択します。スナバの詳細については、フライバックの説明のセクションを参照してください。このレギュレータは、出力が短絡すると、L1とD1が入力をグランドに短絡するので、短絡保護はなされていません。

アプリケーションノート 19

負昇圧コンバータ

LT1070は、図31に示すとおり正降圧モードと同じダイオード結合帰還手法を使用して、負昇圧レギュレータとして使用することができます。基本的にD2とC3は、C3の両端に出力電圧と等しい電圧を与えるピーク検出器を形成します。R1とR2は出力電圧を以下に設定するための分割器として機能します。

$$(V_{REF})(R1 + R2)/R2$$

C3もLT1070用のフローティング電源として働きます。LT1070のグランド・ピンは、インダクタL1をドライブするために、出力電圧とグランド間で切り替わります。回路を正しく動作させるために、出力には10mAの最小プリロードが必要です(R_0 で示す)。

別の設計情報については、正出力昇圧コンバータのセクションでL1、C1、D1、および出力フィルタの詳細を参照してください。ここで使用する帰還方式は、正降圧セクションでさらに詳しく説明しています。帰還の微妙な点は、 V_{IN} ピンに流れるパワー・トランジスタ・ドライブ電流は、D2とC3から来なければならないことです。これはロード・レギュレーションに影響を及ぼすので、D1の直列抵抗を補償する傾向があります。

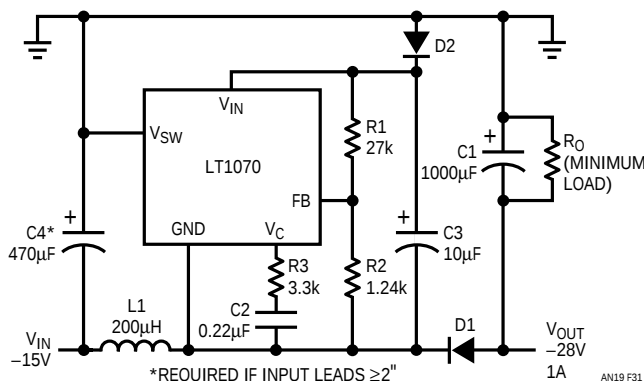


図31. 負昇圧レギュレータ

正から負の昇降圧コンバータ

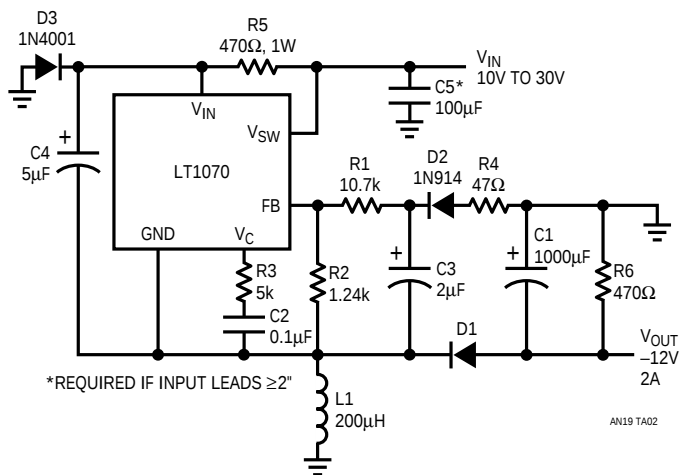
この正から負のコンバータは、正出力降圧コンバータと同じ帰還テクニックを使用しています。LT1070のグランド・ピンは+ V_{IN} と- V_{OUT} の間で切り替わるので、通常の帰還を使用することはできません。フローティング帰還信号を生成するために、D2はLT1070のスイッチ・オフ時間中に出力電圧のピークを検出します。この電圧はフローティングDCレベルとしてC3両端に現れ、LT1070への帰還として使用されます。出力電圧はR1とR2の比で設定されます。メイン・

キャッチ・ダイオード(D1)両端のターンオン・スパイクの影響を制限するためにR4を使用しています。この抵抗がないと、D1のターンオン・スパイクによってC3が異常に高い電圧まで充電され、高負荷電流時に出力電圧が低下します。

D3とC4を使用して、LT1070用のフローティング電源を生成します。C4両端の電圧は、(V_{OUT})Vでピークが検出されます。R5は確実に起動させるために追加されています。R6はプリロードで、標準負荷がゼロ電流まで低下可能な場合にのみ必要です。

この回路の設計に関する詳細については、正降圧コンバータの帰還説明に沿って、負から正の昇降圧コンバータの基本公式が使用できます。

正から負への昇降圧コンバータ



電流ブースト昇圧コンバータ

昇圧コンバータのこのタップ付きインダクタ・バージョンは、入出力電圧差が大きいときに、出力電力を大幅に増加させることができます。このコンバータの出力電流比を標準昇圧コンバータと比較した場合、以下のようになります。

$$\frac{I_{OUT}}{I_{BOOST}} = \frac{N+1}{N \left(1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \right) + 1}$$

$V_{OUT} \rightarrow V_{IN}$ の場合、出力電流の増加は $N+1$ に近付きます。ただし、最大値 N は以下のとおりスイッチ・ブレイクダウン電圧によって制限されます。

$$N_{(MAX)} = \frac{V_M - V_{OUT} - V_{SNUB}}{V_{OUT} - V_{MIN}}$$

V_M = 最大LT1070スイッチ電圧

V_{SNUB} = スナバ電圧 (フライバック・セクションを参照)

V_{MIN} = 最小入力電圧

$V_M = 60V$ 、 $V_{OUT} = 28V$ 、 $V_{SNUB} = 8V$ 、 $V_{MIN} = 16V$ の場合:

$$N_{(MAX)} = \frac{60 - 28 - 8}{28 - 16} = 2$$

出力電流の増加は、以下のとおりです。

$$\frac{I_{OUT}}{I_{BOOST}} = \frac{2+1}{2\left(1-\frac{16}{28}\right)+1} = 1.62 = 62\%$$

実際の最大出力電流は、以下のとおりです

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{I_P - \Delta I / 2}{\frac{V_{OUT}}{V_{MIN}} - \frac{N}{N+1}} = \frac{5 - 0.5}{\frac{28}{16} - \frac{2}{3}} = 4.15A$$

I_P = 最大LT1070スイッチ電流

ΔI = スイッチ・オン時間中のインダクタ電流の増加

$$\Delta I = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{(L)(f)\left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} - \frac{N}{N+1}\right)}$$

L = 合計インダクタンス

動作デューティ・サイクルは、次式のとおりです。

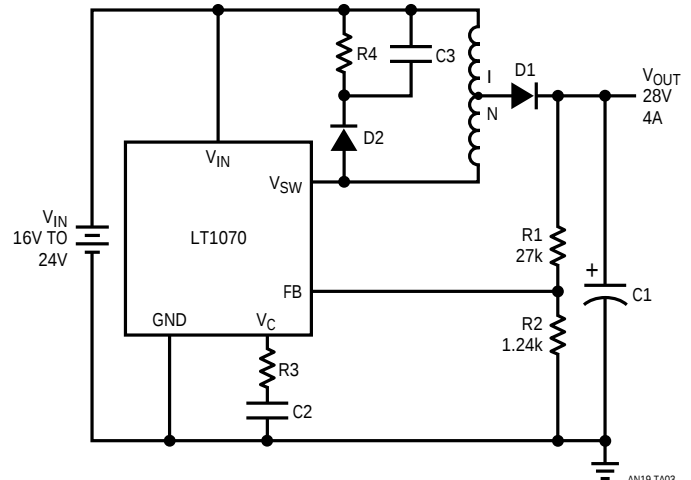
$$DC = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT} - \left(\frac{N}{N+1}\right)(V_{IN})}$$

合計インダクタンスの妥当な値は、この回路が5Aのピーク・スイッチ電流付近で使用されると仮定し、スイッチ・オンから $\Delta I = 1A$ になる間、スイッチ電流が20%増加できるようにして求められます。

$$L_{TOTAL} = \frac{V_{OUT} - V_{MIN}}{(f)(\Delta I)\left(\frac{V_{OUT}}{V_{MIN}} - \frac{N}{N+1}\right)} = \frac{28 - 16}{(40 \cdot 10^3)(1)\left(\frac{28}{16} - \frac{2}{3}\right)} = 277\mu H$$

スナバ値は、スナバ電圧を選択した値 (約8V) に制限するために経験に基づいて選択されます。スナバ損失を最小にするには、インダクタの「1」と「N」セクションを最大結合が得られるように巻き付けます (メーカーに相談してください)。

電流ブースト昇圧コンバータ



フォワード・コンバータ

フォワード・コンバータは、エネルギーをコアに蓄える必要がないので、フライバック・コンバータより小型のコアを使用することができます。エネルギーは、スイッチ「オン」時間中に、直接出力に転送されます。LT1070スイッチがオン (V_{SW} が「L」) のとき、出力二次側(N)は正で、D1を通して電流を供給します。スイッチのターンオフ時に出力巻線は負になり、降圧レギュレータと同様に出力電流がD2を流れます。単一スイッチ・フォワード・コンバータでは、スイッチ・オフ時のスイッチ電圧を定義するために、第3の巻線(M)が必要です。ただし、この「リセット」巻線はスイッチに許容される最大デューティ・サイクルを制限します。オフ状態でのスイッチ両端の電圧は、次式のとおりです。

アプリケーションノート 19

$$V_{SW} = V_{IN} + \frac{V_{IN}}{M} + V_{SNUB}$$

V_{SNUB} = リーク・インダクタンスに起因するスナバ電圧スパイク

この公式を整理すると、次式からMの最小値を求めることができます。

$$M_{(MIN)} = \frac{V_{IN(MAX)}}{V_M - V_{IN(MAX)} - V_{SNUB}}$$

V_M = 最大LT1070スイッチ電圧

$V_{IN(MAX)}$ = 最大入力電圧

図の回路で、 $V_{IN(MAX)} = 30V$ とし、 $V_{SNUB} = 5V$ および $V_M = 60V$ を選択すると、以下のようになります。

$$M_{(MIN)} = \frac{30}{60 - 30 - 5} = 1.2$$

Mの値は最大スイッチ・デューティ・サイクルを定義します。LT1070がこの上限より高いデューティ・サイクルで動作しようとした場合、スイッチ・オフ状態での一次巻線のV・秒の積がフラックスのバランスを保持するのに十分でないため、コアが飽和します。デューティ・サイクルは、以下に制限されます。

$$DC_{(MAX)} \frac{1}{1+M} = \frac{1}{1+1.2} = 45\%$$

最大出力電流を得るには、Nができる限り小さくしなければなりません。ただし、Nの値が小さいと大きなデューティ・サイクルが必要なので、Nは以下の最小値に制限されます。

$$N_{(MIN)} = \frac{(M+1)(V_{OUT} + V_F)}{V_{IN(LOW)}}$$

V_F = D1とD2の順方向電圧

$V_{IN(LOW)}$ = 最小入力電圧

図の回路で、 $V_F = 0.6V$ 、 $V_{IN(LOW)} = 20V$ の場合：

$$N_{(MIN)} = \frac{(1.2+1)(5+0.6)}{20} = 0.62$$

通常動作中のコアの飽和を避けるために、一次インダクタンスは、コア容積とコアの磁束密度によって決まる最小値でなければなりません。

$$L_{PRI} \geq \left[\frac{V_{OUT} + V_F}{(N)(B_M)(f)} \right]^2 \left[\frac{(0.4\pi)(\mu_e)}{(V_e)(10^{-8})} \right]$$

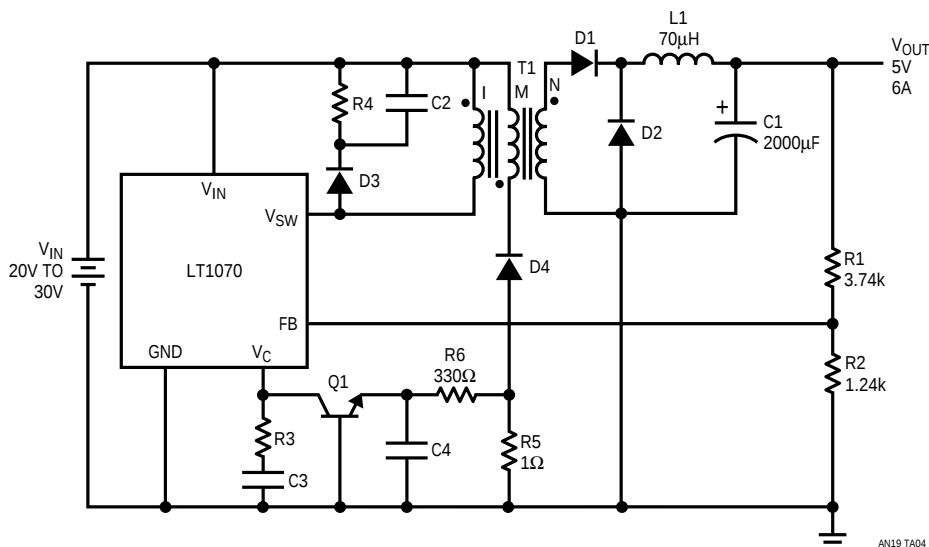
B_M = 最大動作磁束密度

f = LT1070動作周波数(40kHz)

V_e = コア容積

μ_e = 有効コア透磁率

フォワード・コンバータ



$B_M = 2000$ ガウス (フェライトの標準値)、 $V_e = 6\text{cm}^3$ 、および $\mu_e = 1500$ 、 $V_{OUT} + V_F = 5.6\text{V}$ 、 $N = 0.62$ の場合：

$$L_{PRI} \geq \left[\frac{5.6}{(0.62)(2000)(40 \cdot 10^3)} \right]^2 \left[\frac{(0.4\pi)(1500)}{(6)(10^{-8})} \right] \\ = 400\mu\text{H}$$

フォワード・コンバータの動作磁束密度は、多くの場合、飽和ではなく温度上昇によって制限されます。2000 ガウスにおける標準フェライトのコア損失は 0.25W/cm^3 です。 $V_e = 6\text{cm}^3$ の全コア損失は約 1.5W です。これを銅の巻線損失と組み合わせると、コア温度が過大になることがあります。大きなコアでは巻線にさらに多くのスペースを与えることができ、あるいは同じ銅損失でも低い磁束密度で動作させることができます。詳細については、トランス設計ガイドを参照してください。

従来型のフォワード・コンバータは、フリップ・フロップを使用して、最大デューティ・サイクルを50%に制限し $M = 1$ に設定します。LT1070は起動時および低入力電圧時に、デューティ・サイクルが約95%になるようにしています。これによって、コアが飽和し、続いて一次電流とスイッチ電流が最大10Aになります。これを避けるために、Q1とR5が追加されました。コア飽和が始まると、R5の両端の電圧降下が各サイクルでQ1をターンオンするのに十分な大きさになります。これが V_C ピンをプルダウンし、デューティ・サイクルを低減して、標準スイッチ電流を維持します。R6とC4はスパイクを除去します。

動作デューティ・サイクルは、次式で与えられます。

$$DC = \frac{V_{OUT} + V_F}{(N)(V_{IN})}$$

出力フィルタ・インダクタ ($L1$) は、最大出力電力、出力リップル、物理的サイズ、およびループ過渡応答の間でのトレードオフで選択されます。妥当な値は、 I_{OUT} の約20%のピーク・ツー・ピーク・インダクタ・リップル電流 (ΔI_L) が得られるものです。したがって、 $L1$ の値は、以下ようになります。

$$L1 = \frac{V_{OUT}[(N)(V_{IN}) - V_{OUT}]}{[(0.2)(I_{OUT})][(N)(V_{IN})(f)]}$$

$I_{OUT} = 6\text{A}$ 、 $V_{IN} = 25\text{V}$ 、 $V_{OUT} = 5\text{V}$ 、 $N = 0.62$ の場合：

$$L1 = \frac{5[(0.62)(25) - 5]}{[(0.2)(6)][(0.62)(25)(40 \cdot 10^3)]} = 70\mu\text{H}$$

$L1$ の値を大きくしても、最大出力電流がわずかに増えるだけです。出力リップル電圧は $L1$ が大きくなるとそれに反比例して小さくなりますが、インダクタは大きなDC電流を扱わなければならないので、 $L1$ に大きな値を使用するとすぐに物理的サイズが問題になります。ピーク・インダクタ電流は、 $I_{OUT} + \Delta I_L/2$ になります。

このフォワード・コンバータの最大出力電流は、次式から得られます。

$$I_{OUT(MAX)} = \left(I_P - \frac{\Delta I_L}{2} - \frac{\Delta I_{PRI}}{N} \right) (0.9)$$

I_P = 最大LT1070スイッチ電流

ΔI_{PRI} = ピーク一次磁化電流

$$= V_{OUT}/(f)(N)(L_{PRI})$$

ΔI_L = ピーク・ツー・ピーク出力インダクタ電流

0.9 = 損失のファジ係数

$I_P = 5\text{A}$ 、 $N = 0.62$ 、 $\Delta I_L = 1.2\text{A}$ 、 $\Delta I_{PRI} = 0.5\text{A}$ の場合、以下のとおりです。

$$I_{OUT(MAX)} = \left(\frac{5}{0.62} - \frac{1.2}{2} - \frac{0.5}{0.62} \right) (0.9) = 6\text{A}$$

出力電圧リップル (P-P) は、 $L1$ および $C1$ のESRによって設定されるものとする、以下ようになります。

$$V_{P-P} = (\Delta I_L)(ESR1) = \frac{ESR1(V_{OUT})[N(V_{IN}) - V_{OUT}]}{(L1)(f)(N)(V_{IN})}$$

$ESR1 = C1$ の等価直列抵抗

$ESR1 = 0.02\Omega$ 、 $V_{IN} = 25\text{V}$ と仮定すると、次式のとおりです。

$$V_{P-P} = \frac{(0.02)(5)[(0.62)(25) - 5]}{(70 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)(0.62)(25)} \\ = 24\text{mV}_{P-P}$$

アプリケーションノート 19

さらに出力リップルを少なくする必要がある場合、最も有効な方法はLCフィルタを追加することです。出力フィルタのセクションを参照してください。

周波数補償

LT1070のアーキテクチャは非常にシンプルで周波数補償の数学的手法に適しているにもかかわらず、入力/出力フィルタ、未知のコンデンサESR、入力電圧および負荷電流の変動に伴う大きな動作点の変化などの諸条件により、より複雑になるために、実験を用いた経験的手法に頼らざるを得なくなります。ブレッドボードで多くの時間を費やした結果、LT1070の周波数補償を最適化する最も簡単な方法は、最終補償回路に対して過渡応答手法と「R-C」ボックスを繰り返し使用すべきであることが分かりました。

過渡信号をスイッチング・レギュレータに注入する多くの方法がありますが、推奨方法はAC結合出力負荷バリエーションを使用することです。この手法は注入点のローディングの問題を回避するもので、すべてのスイッチング・トポロジに概ね適用できます。唯一必要な変化させるものは、適切な振幅の小信号を維持するための振幅調整ぐらいです。図32に回路構成を示します。

50Ωの出力インピーダンスを持つ関数発生器が、50Ω/1000μF直列RCネットワークを通してレギュレータ出力に結合されています。発生器の周波数は重大ではありません。まず手始めに約50Hzしてみます。これより周波数を低くすると、スコープ画面にプリンキングが現れて、作業に支障をきたす可能性があります。また高い周波数では、出力過渡信号に十分なセトリング時間を持たせることができない可能性があります。発振器出力の振幅を、100mA_{p-p}負荷変動を生成するために、標準で5V_{p-p}に設定します。軽負荷出力($I_{OUT} < 100\text{mA}$)では、このレベルは小信号応答にとって高すぎる場合があります。立上りと立下りのセトリング波形が大幅に異なる場合は、振幅を小さくしなければなりません。ループの安定性を示すのは、結果として生じるレギュレータ出力波形の形状であるので、実際の振幅は特に重要ではありません。

$f = 100\text{kHz}$ の2ポール・オシロスコープ・フィルタが、スイッチング周波数を阻止するために使用されています。LC出力フィルタが付加されていないレギュレータには、それぞれの出力にスイッチング周波数信号があり、この振幅は検討すべき低周波セトリング波形よりはるかに

に高くなる可能性があります。フィルタ周波数が高いので、歪みなしでセトリング波形を通過させます。

オシロスコープとジェネレータは、グランド・ループ誤差を防ぐために、図に示すとおり正しく接続してください。オシロスコープは、チャンネル「B」のプロブのグランド・クリップをチャンネル「A」のグランドとまったく同じ位置に接続し、チャンネル「B」プロブをジェネレータ出力に接続して同期させます。グランド・ループ誤差があるので、ジェネレータの標準50ΩBNC同期出力は使用しないでください。スコープ画面のグランド・ループ誤差を防ぐために、場合によっては電源プラグの第3線(アース・グランド)接続からジェネレータまたはオシロスコープを絶縁する必要があります。これらのグランド・ループ誤差は、プロブ・グランド・クリップとまったく同じポイントに、チャンネル「A」プロブのチップを接続してチェックします。チャンネル「A」の読取値はグランド・ループ問題を示しています。

一度適切にセットアップしたら、周波数補償ネットワークの最適値は比較的簡単に求められます。初めにC2を大きく($\geq 2\mu\text{F}$)、R3を小さく(約1k)します。そうすればほとんどの場合、レギュレータは繰返しを開始するのに十分安定しています。ここで、レギュレータ出力波形がシングルポールでオーバードンブされている場合、(図33の波形を参照)応答がわずかにアンダーダンブになるまで、C2の値を約2:1のステップで減らします。次に、R3を2:1のステップで増やして「ゼロ」を導入します。これにより、通常はダンピングが改善され、C2の値をさらに減らすことができます。R3とC2の変化を前後にシフトすると、素早く最適値を求めることができます。

レギュレータ応答が初期値の大きなCでアンダーダンブした場合は、Cを大きな値にする前に直ちにRを増やさなければなりません。これは通常、以降の繰返しに対して開始状態がオーバードンブされます。

R3とC2の「最適値」とは何を意味しているのでしょうか。これは通常、ループ発振がないことを保証する最小のC2と最大のR3で、結果的に可能な限り迅速なループ・セトリングが得られることを意味します。このアプローチの理由は、入力リップル電圧と出力負荷過渡に起因する出力電圧の変動を最小限に抑えることです。大きくオーバードンブされているスイッチング・レギュレータは決して発振しませんが、入力電圧または出力ローディングで急激な変化に続いて容認できない大きな出力過渡が生じることがあります。また、起動

アプリケーションノート 19

動があると、安定性に影響を与える可能性があります。特に、入力および出力コンデンサ値とそれらのESR、そしてインダクタ透磁率です。LT1070のパラメータの変化についても、若干の考慮が必要です。ループ安定性に影響を及ぼすのは、誤差アンプ g_m と V_C ピン電圧伝達関数対スイッチ電流です(電気仕様に相互コンダクタンスとして記載されている)。温度変化が激しくない場合、ワーストケースの室温条件で控え目なオーバダンプを使用すれば、通常、全温度での十分な安定性を保証するのに十分です。

マージンのチェック

安定性「マージン」の1つの尺度は、可能なすべての組合せでRとCに選択した値を2:1で変化させることです。レギュレータの応答がすべてのラインおよび負荷条件下で適度にダンプされる場合、レギュレータはパラメータの変動に十分対応可能とみなすことができます。アンダーダンプ(リングング)応答に向かう傾向がある場合はすべて、さらなる補償が必要な可能性を示しています。

また、完成したレギュレータ設計に対していくつかの大きな信号ダイナミック・テストを実行しなければならないことがあります。最初に、ワーストケースの大振幅負荷変動に対する応答をチェックします。軽負荷電流から最大負荷電流への急激な変化によって、レギュレータの出力電圧が許容できないほど大きく過渡的に落ち込むことがあります。この最も単純な対策は、出力コンデンサの容量を増やすことです。インダクタ値を小さくしたり、周波数補償を軽めにしても有効です。もうひとつの考慮事項は、大負荷を突然取り外したときに発生する出力オーバシュートです。大きなオーバシュートによってレギュ

レータ出力に接続されている負荷が破壊される可能性があるため、これは潜在的に落込みより危険です。

起動時のオーバシュートの除去

チェックすべきもう1つの過渡条件は、起動時のオーバシュートです。入力電圧が最初にスイッチング・レギュレータに加えられると、レギュレータは出力を安定化値まで引き上げようとして出力コンデンサに全短絡電流を流します。それにより出力は、制御ループが出力電流をアイドル状態に戻す前に、設計値を大幅に超えてオーバシュートする可能性があります。オーバシュートの振幅は、トポロジー、ラインおよび負荷条件、そして部品値に応じて、数ミリボルトから何十ボルトまでになることがあります。出力短絡から回復する出力についても、これと同じオーバシュートの可能性があります。この場合も、大容量の出力コンデンサ、小さなインダクタ、高速ループ応答がオーバシュートの低減に役立ちます。また、強制的に起動を遅くしてオーバシュートを除去する方法もいくつかあります。まず、出力電圧分割器に1個のコンデンサを配置することです。これによって、起動時に出力電圧が時間により変化し、通常オーバシュートが除去されます。このコンデンサもまた通常動作中に、帰還ループの特性に影響を与え、出力電圧が高く、急激な出力短絡が発生した場合は、帰還ピンに許容できないほど大きな負過渡が生じる可能性があります。この過渡問題は、帰還ピンと直列に抵抗を挿入すると解消されます(ピン説明セクションの「帰還ピン」の部分を参照)。コンデンサによって望ましくないループ特性が形成される場合は、図34に示すとおりダイオード結合を使用してコンデンサをなくすることができます。

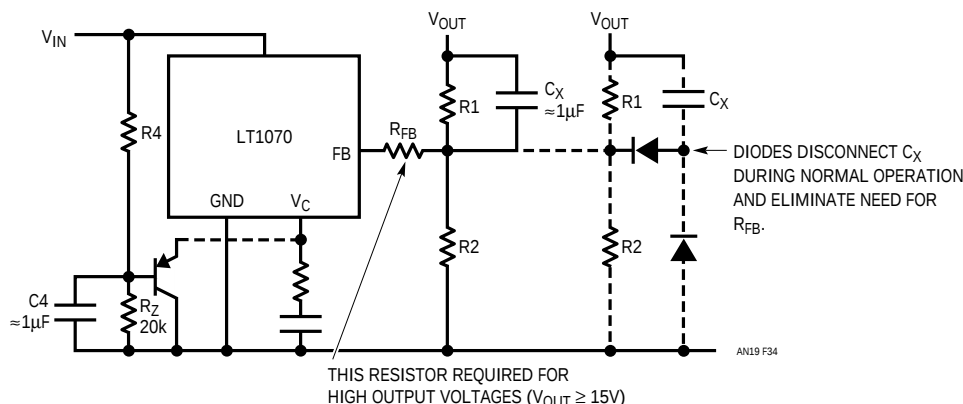


図34. 起動オーバシュートの除去

強制的に低速起動を行うもうひとつの一般的な方法は、 V_C ピンをコンデンサC4にクランプすることです。R4の値は、入力電圧がワーストケースの低い場合に R_Z の両端の電圧が2Vになるように選択します ($I_{R4} = 100\mu A$)。次に、起動オーバーシュートを除去するのに十分なだけ遅く V_C を立ち上げるようにC4の値を選択します。C4はリセット時間が長くないよう、必要以上に大きくしてはなりません。入力を瞬間的にゼロ・ボルトに低下させても、C4を完全に放電するのに時間が不十分な場合があります。5R4C4秒以下の入力ドロップが予想される場合、リセットが高速に行われよう、R4をダイオードと並列に(カソードから入力)接続しなければなりません。

外部電流制限

LT1070はサイクル単位で動作し、ピーク・スイッチ電流を低デューティ・サイクル時で約9A、高デューティ・サイクル時で約6Aに制限する内部スイッチ電流制限を備えています。実際の出力電流制限値は、トポロジ、入力電圧、および出力電圧に応じて非常に高い値または低い値にすることがで

きます。以下の公式によって、出力短絡条件下、および出力電圧が安定化値以下に低下し始める点での出力電流制限の近似値が得られます。

これらの公式は、一部のトポロジでは短絡電流が最大負荷電流よりはるかに高くなることを示しています。特定のアプリケーションで、最大負荷電流または短絡電流が必要な値よりもはるかに高い場合は、外部電流制限を追加できます。これには、外付け部品へのストレスを低減し、入力電源への過負荷を回避し、LT1070自体のヒートシンク要件を軽減する利点があります。

LT1070は V_C ピンをクランプすることによって外部で電流制限されます。図35～39に示すテクニックは、これを達成可能ないくつかの例です。

スイッチ電流制限点と V_C クランプ電圧の関係は、以下にとおり近似されます。

$$I_{SW(MAX)} = 9(V_C - 1) - 3 \cdot (DC) \text{ amps}$$

$$DC = \text{スイッチ} \cdot \text{デューティ} \cdot \text{サイクル}$$

この関係はある程度温度に依存しています。電流制限点は約0.3%/°Cで低下するので、室温で設定した値は高い温度で十分な電流制限が可能となるよう計算に入れなければなりません。また、係数「9」と「3」は計算した積を±30%変化させるので、控え目な設計では通常、スイッチ電流を最大負荷電流に必要な値の約2倍にクランプしておきます。これによって、短絡電流がかなり高くなる可能性があるため、電流制限方法には「フォールドバック」を含めたいことがあります。フォールドバックでは、ピーク・スイッチ電流が $V_{OUT} = 0V$ でより低い値にクランプされます。フォールドバックの量を変えることによって、短絡電流を最大負荷電流より大きく、等しく、または少なくすることができます。

単純な電流制限を図35に示します。 V_X は外部電圧で、独立した安定化電圧または非安定化入力電圧を使用できます。R2はR1両端で約2Vになるように選択されます。R1の値は電流制限の折れ曲がり部分をできるだけ鋭くするために、500Ωまたはそれ以下に維持されています。個々の調整が必要ない場合、R1は固定抵抗に置き換えることができます。(一部のトポロジでは、LT1070のグランド V_C ピンやFBピンが、高い電圧でスイッチングされていることに注意してください。この場合は V_X をシステム・グランドではなくLT1070グランド・ピンを基準にする必要があります。)

	過負荷電流 (アンプ)	短絡電流 (アンプ)
降圧	5 ~ 8	約8
昇圧	$(5 \sim 8) \left(V_{IN} / V_{OUT} \right)$	不可
降圧 (反転)	$\frac{5 \sim 8}{(1 + V_{OUT} / V_{IN})}$	約8
電流 ブースト 降圧	$(5 \sim 8) \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT} + N(V_{IN} - V_{OUT})} \right)$	約8/N
電圧 ブースト 昇圧	$(5 \sim 8) \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT} + N(V_{IN})} \right)$	不可
フライバック (連続)	$\frac{5 \sim 8}{(V_{OUT} / V_{IN}) + N}$	約8/N
フライバック (不連続)	Lに依存	約8/N
電流 ブースト 昇圧	$\frac{5 \sim 8}{(V_{OUT} / V_{IN}) - (N / (N + 1))}$	不可
フォワード	5 ~ 8/N	約8/N

アプリケーションノート 19

図36では、D1はPNPトランジスタに置き換えられており、R1を流れる電流を100μAに低減しています。これはLT1070をトータル・シャットダウン・モードで使用する場合に有効です。

図37では、V_Cピンを出力電圧分割器にクランプすることによって、フォールドバック電流制限がなされています。これによって、R3、R4、およびR5の相対的な値で決まる量だけ短絡電流が減少します。R5は、出力電流が短絡時にゼロに低下し、短絡を取り除いてもゼロになったままの「ラッチ・オフ」を防止するために必要です。このラッチオフ動作が必要でない場合は、R5をなくすことができます。その場合、D1と直列に通常クローズの「スタート」スイッチを接続します。短絡電流をゼロ以外にしたい場合は、必要な短絡電流が得られるようにR5を選択し、R4を最大負荷電流制限値に調整します。何らかの相互作用があるので、R5の初期値選択にはR4をほぼ中央に設定しなければなりません。R4とR5を調整する際に干渉を小さくしたい場合は、R4のワイパと直列に470Ω抵抗を挿入してR5とで電圧分割器を形成します。

図38では電流トランス(T1)を使用して、より精密な電流制限を生成しています。降圧、フライバック、昇降圧構成では、一次側は出力スイッチング・ダイオードと直

列に配置されます。出力ダイオードのピーク電流は、次式のとおり制限されます。

$$I_{PEAK} = \frac{N}{R5} \left(V_{BE} + \frac{V_{OUT} \cdot R4}{R3 + R4} \right)$$

V_{BE} = Q1のベース-エミッタ電圧

R3/R4分割器は公式で示すとおりフォールドバックを提供し、短絡ダイオード電流は $N(V_{BE}/R5)$ に制限されます。代表的アプリケーションにおいて、R3は通常の出力電圧でR4両端の電圧を約1Vに設定するように選択されています。次にR5は次式から計算されます。

$$R5 = \frac{N(V_{BE} + V_{R4})}{I_{PEAK(PRI)}}$$

有効な二次電流制限センス電圧は、全出力電圧において $V_{BE} + V_{R4}$ で、短絡時にはちょうど V_{BE} となり、約2.7:1のフォールドバック比が得られます。T1の二次側のダイオードにより、二次側は電流パルス間で「リセット」できるので、真のピーク・ツー・ピーク・ダイオード電流が制御されます。C1を使用してスパイクとノイズをフィルタします。

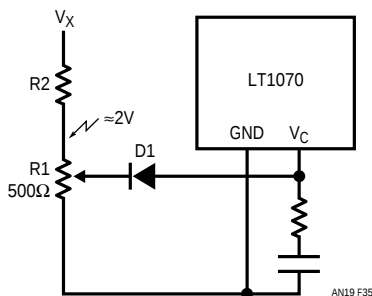


図35. 外部電流制限

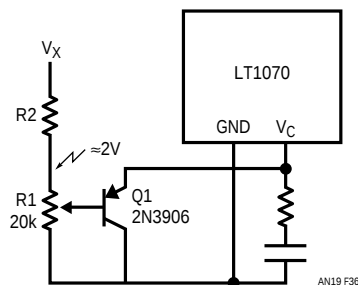


図36. 外部電流制限

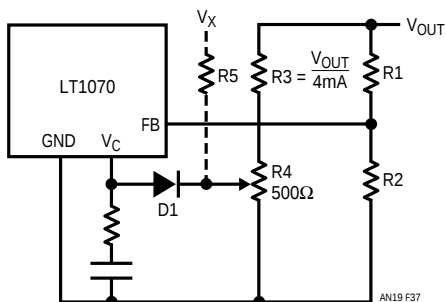


図37. フォールドバック電流制限

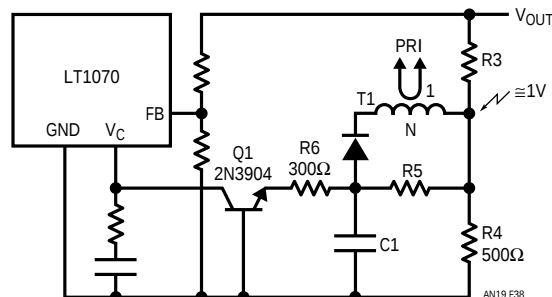


図38. トランス電流制限

図39では、電流制限センス抵抗 (R_S) がLT1070のグランド・ピンと直列に接続されています。ピーク・スイッチ電流は、 $V_{BE}(Q1)/R_S$ に制限されます。この回路は、負入力ラインと負出力ラインを共通にする必要がない状況においてのみ有効です。 R_S の消費電力はかなり高くなります。 $P \approx (0.6V)(I_{PEAK})(DC)$ 。ここで、DCはスイッチのデューティ・サイクルです。 $R1$ と $C1$ はノイズ・スパイクとキャッチ・ダイオードの逆ターンオフ電流スパイクをフィルタします。

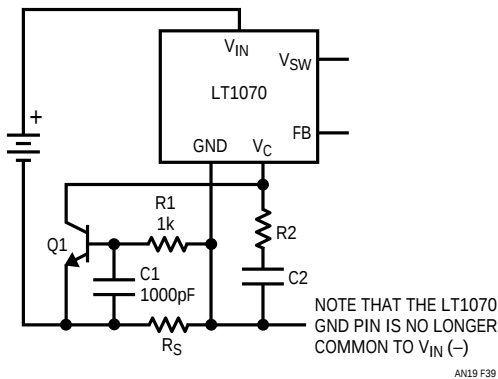


図39. 外部電流制限

外付けトランジスタのドライブ

LT1070を使用した高入力電圧アプリケーションには、外付け高電圧トランジスタが必要です。図40と図41に示すように、トランジスタは共通ゲートまたは共通ベース・モードで接続されています。これによって、LT1070の内部電流センシングを機能させながら、外付けトランジスタを動作電圧とスイッチング速度能力の両方が最大になるモードで動作させることができます。

図40では、LT1070はNチャネル・パワーMOSFETをドライブします。別の低電圧電源を使用して、LT1070に電力を供給

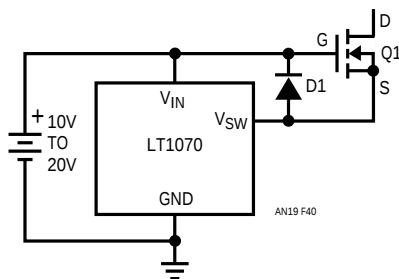


図40. 外付けMOSFETのドライブ

し、MOSFETの順方向ゲート・ドライブを確立します。標準ゲート・ドライブ要求条件は10Vで、標準最大値が20Vです。MOSFETに印加される順方向ゲート・ドライブは、供給電圧からLT1070スイッチの飽和電圧を減算した電圧に等しくなります(飽和電圧は標準1V未満)。D1はターンオフ時にソースをクランプするのに使用されます。ターンオフが遅くなることはありません。ダイオードの要求条件は、ドレイン電流と等しい狭い(100ns)電流スパイクに耐え、高速でターンオンして適切なクランピングを提供することです。

図41で、LT1070はNPNバイポーラ・トランジスタをドライブします。これらのデバイスは、高速スイッチング時間を確実に達成するために、ターンオン時とターンオフ時に高サージ・ベース電流を必要とします。 $R1$ はDCベース・ドライブをコレクタ電流の約1/5に確立します。 $C1$ はターンオン時に順方向ベース電流サージを供給します。標準値は $0.005\mu F \sim 0.05\mu F$ です。D1はターンオフ時にエミッタ電圧をクランプします。そして、ターンオフ遅延時間($0.5\mu s \sim 2\mu s$)の間、ベース・リードから全コレクタ電流が流れ出すのを防止します。 $D2$ と $R1$ は逆ベース・ターンオフ電流を確立します。ターンオフ遅延時間中の $R2$ 両端の電圧は、約ダイオード1個分の電圧低下に相当します。 $R2 = 3\Omega$ で、ダイオードの電圧降下が800mVの場合、これはターンオフ時に約270mAの逆ベース電流を生成します。LT1070スイッチがオフのとき、D1とD2がエミッタ・ベース電圧を強制的にゼロ・バイアスにするので、この回路では「オフ」状態での逆リークは問題ではありません。D1には高速ターンオン特性を持つものを選択してください。トランジスタのターンオフ時間と等しい時間で、コレクタ電流と等しい電流を処理できなければなりません。D2には数百mAの順方向電流スパイクの定格を持つ任意の中速度ダイオードを使用することができます(1N914など)。

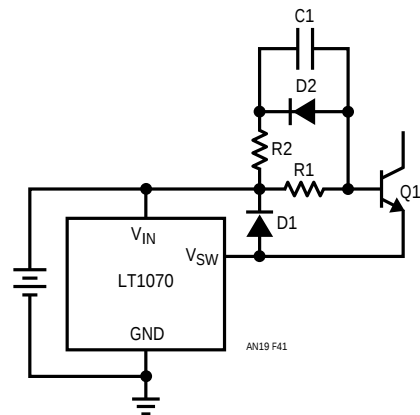


図41. 外付けNPNのドライブ

アプリケーションノート 19

整流ダイオードの出力

出力ダイオードは、特に出力電圧が10V以下のときにスイッチング・レギュレータにおける電力損失の主要因になる場合がよくあります。したがって、適切なダイオード定格を選択するために、ダイオードのピーク電流と平均消費電力を計算できることが非常に重要です。図42のチャートは、標準負荷の平均ダイオード消費電力とピーク・ダイオード電流を表にしています。またダイオードのデューティ・サイクルが100%に近づく短絡出力条件でのダイオード電流も表に示しており、ピーク電流および平均電流は基本的に同じです。

平均電力の公式で使用されるダイオード順方向電圧 (V_F) の値は、次の欄に記載されているピーク電流条件においてダイオードに規定される電圧です。ピーク電流の公式では、インダクタまたはトランスにリップル電流がないものと仮定していますが、平均電力の計算はかなり高いリップルがある場合もかなり近い値になります。出力電圧が入力電圧より大幅に高い場合、特に昇圧コンバータでは出力ダイオード

にとっては大変です。ピーク・ダイオード電流は平均電流よりもはるかに高いので、メーカーの電流定格に注意して使用しなければなりません。

出力ダイオードに最も負荷がかかるのは、過負荷または短絡状態です。LT1070の内部電流制限は、低スイッチ・デューティ・サイクルでは標準9Aです。これは5Aの定格スイッチ電流の約2倍なので、レギュレータを最大負荷で限界近くまで使用した場合でも、出力ダイオード電流は電流制限条件下で2倍になる可能性があります。最大負荷出力電流が5Aの定格スイッチ電流のごく一部しか必要としない場合は、ダイオード短絡電流と最大負荷電流との比は2対1よりもはるかに大きくなるでしょう。連続短絡条件に耐えるように設計されているレギュレータは、4番目の欄に記載した最大短絡電流の定格を持つダイオードを使用するか、または何らかの形の外部電流制限を内蔵しなければなりません。詳細については、電流制限セクションを参照してください。

図42の最後の欄は、最大逆ダイオード電圧を示します。この値を計算するときは、必ずワーストケースの高入力

トポロジ	平均ダイオード消費電力 P_D (ワット)	ピーク・ダイオード電流		ピーク・ダイオード電圧
		最大負荷時 (AMPS)	短絡時 (AMPS)	
降圧	$(I_{OUT})(V_F)(1 - V_{OUT}/V_{IN})$	$I_{OUT} + \frac{\Delta I}{2}$	約8	V_{IN}
電流ブースト降圧	$(I_{OUT})(V_F)(1 - V_{OUT}/V_{IN})$	$\frac{I_{OUT}}{V_{IN}} \left(\frac{V_{OUT}}{N} - V_{OUT} + V_{IN} \right)$	約8/N	$V_{OUT} + N(V_{IN})$
昇圧	$(I_{OUT})(V_F)$	$\frac{I_{OUT}(V_{OUT})}{V_{IN}} + \frac{\Delta I}{2}$	不可	V_{OUT}
電流ブースト昇圧	$(I_{OUT})(V_F)$	$I_{OUT} \left[\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} + N \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} - 1 \right) \right] + \frac{\Delta I_{PRI}(N+1)}{2}$	不可	$V_{OUT} - V_{IN} \left(\frac{N}{N+1} \right)$
電圧ブースト昇圧	$(I_{OUT})(V_F)$	$\frac{I_{OUT}(N \cdot V_{IN} + V_{OUT})}{V_{IN}(N+1)}$	不可	$V_{OUT} + N(V_{IN})$
反転(降圧)	$(I_{OUT})(V_F)$	$\frac{I_{OUT}(V_{IN} + V_{OUT})}{V_{IN}} + \frac{\Delta I}{2}$	約8	$V_{OUT} + V_{IN}$
フライバック(連続)	$(I_{OUT})(V_F)$	$I_{OUT} \left(1 + \frac{V_{OUT}}{N(V_{IN})} \right) + \frac{\Delta I_{PRI}}{2N}$	約7/N	$V_{OUT} + N(V_{IN})$
フライバック(不連続)	$(I_{OUT})(V_F)$	$\frac{1}{N} \sqrt{\frac{2(I_{OUT})(V_{OUT})}{f(L_{PRI})}}$	約7/N	$V_{OUT} + N(V_{IN})$

図42

AN19 F42

電圧を使用してください。トランスまたはタップ付きインダクタを用いた設計では、ピーク・ダイオード電圧にダンプリング波形が追加されることがあります。これはダイオードと並列に直列R/Cダンパ・ネットワークを配置して低減できます。

スイッチング・ダイオードには、逆回復時間と順方向ターンオン時間の2つの重要な過渡特性があります。ダイオードは順方向導通サイクル中に電荷を「蓄え」るため、逆回復時間が発生します。この蓄えられた電荷によって、ダイオードは逆ドライブ後の短い期間中に、低インピーダンスの導電素子のように動作します。逆回復時間は規定電流でダイオードを順方向にバイアスして測定し、次に第二の規定電流をダイオードに逆方向に流します。ダイオードが逆導通状態から通常の逆非導通状態に変化するのに必要な時間が逆回復時間です。ハードにターンオフしたダイオードは、逆回復時間後にある状態から別の状態に急激に切り替わります。したがって、中程度の逆回復時間でもわずかな電力しか消費しません。ソフトにターンオフしたダイオードは、ターンオフ間隔中にダイオードがかなりの電力を消費するターンオフ特性を持ちます。図43に、 $V_{IN} = 10V$ 、 $V_{OUT} = 20V$ 、 $2A$ の場合に、LT1070昇圧コンバータに使用するいくつかの市販タイプのダイオードの標準的な電流波形と電圧波形を示します。

逆回復時間が長いと、ダイオードまたはLT1070スイッチがかなり加熱する可能性があります。全電力損失は次式から得られます。

$$P_{IRR} = (V)(f)(t_{RR})(I_F)$$

V = 逆方向ダイオード電圧

f = LT1070スイッチング周波数

t_{RR} = 逆回復時間

I_F = ターンオフ直前の順方向ダイオード電流

前の回路では、 I_F が4A、 $V = 20V$ 、および $f = 40kHz$ です。なおダイオードの「オン」電流はこの昇圧構成では出力電流の2倍です。 $t_{RR} = 300ns$ のダイオードは、以下の電力損失を生じます。

$$P_{IRR} = (20)(40 \cdot 10^3)(300 \cdot 10^{-6})(4) = 0.96W$$

この同じダイオードの順方向電圧が4Aで0.8Vの場合は、順方向電力損失は $2A$ (平均電流) $\times$ $0.8V = 1.6W$ になります。逆回復損失は、この例では順方向損失とほぼ同じになります。逆方向損失によって必ずしもダイオードの電力損失が大幅に増大するのではないことを理解して

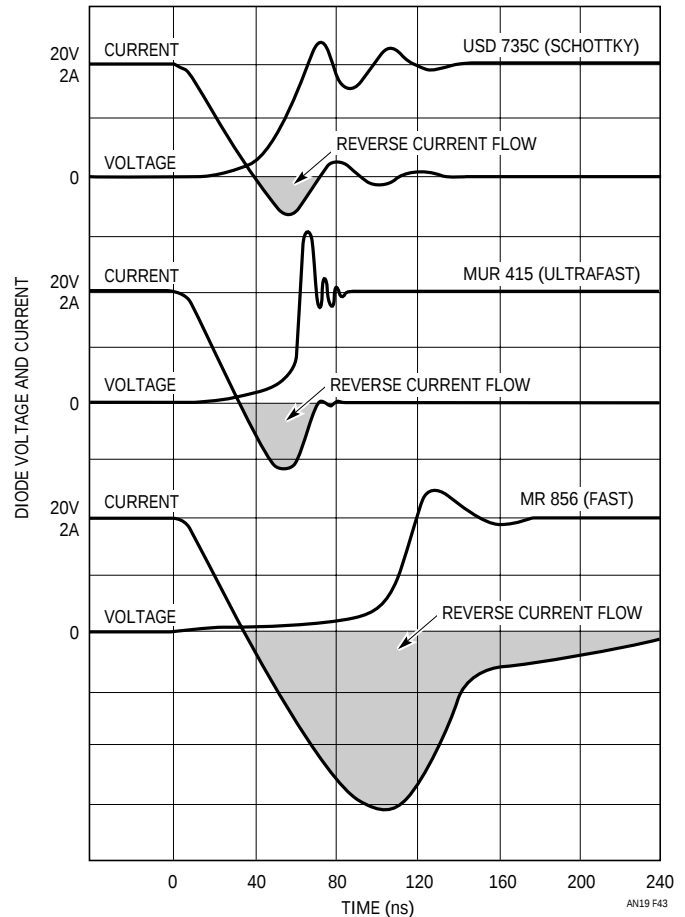


図43. ダイオードのターンオフ特性

おくことが重要です。ハードにターンオフするダイオードは電力損失の多くをLT1070スイッチに移します。それによって、逆回復時間中に高電流と高電圧状態が発生します。これはLT1070にとって有害には見えませんが、電力損失は残ります。

ダイオードのターンオン時間は、逆方向ターンオフよりも潜在的に有害です。通常、出力ダイオードが出力電圧にクランプして、インダクタまたはトランスの接続が出力より高い電位に上昇するのを防止しているものと仮定しています。ゆっくりターン「オン」するダイオードは、ターンオン時間中は順方向電圧が非常に高くなります。問題は上昇した電圧がLT1070スイッチの両端に現れることです。20Vのターンオン・スパイクが40V昇圧モード出力に乗って、スイッチ電圧が65Vの制限値に危険なまでに近付きます。図44のグラフは、高速、超高速、およびショットキの3つの一般的なダイオード・タイプでのダイオードのターンオン・スパイクを示します。スパ

アプリケーションノート 19

イクの高さは電流の上昇率と最終電流値によって決まりますが、これらのグラフはスイッチ電圧の限界を押し上げるアプリケーションでの高速ターンオン特性の必要性を強調しています。

ダイオード、出力コンデンサ、またはLT1070ループの寄生インダクタンスが高い場合、高速ダイオードは役立ちません。20番ゲージのワイヤのインダクタンスは、約30nH/inです。LT1070スイッチの電流立下り時間は約 10^8 A/秒です。これによって、寄生配線で $(10^8)(30 \cdot 10^{-9}) = 3\text{V/インチ}$ の電圧が発生します。ダイオード、コンデンサ、およびLT1070のグランド/スイッチ・リード長さを短くしてください。

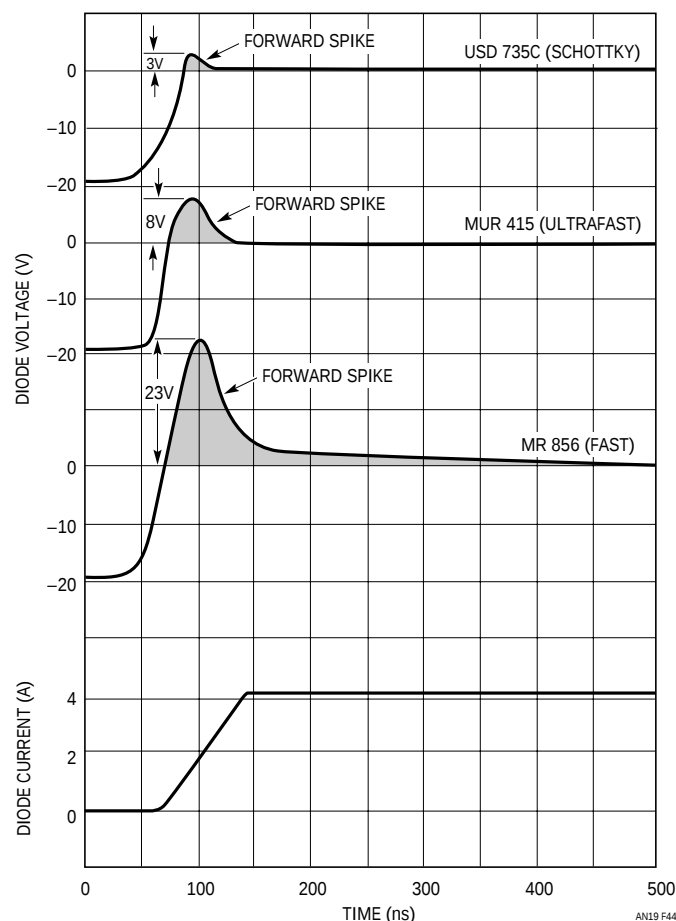


図44. ダイオードのターンオン・スパイク

入力フィルタ

大部分のスイッチング・レギュレータ設計では、入力電源からパルスで電流を引き出します。これらの電流パルスのピーク・ツー・ピーク振幅は、多くの場合は負荷電流と等しいか、それより高くなります。パルスには大変大きな高周波エネルギーがあり、一部のシステムではEMI問題を引き起こす可能性があります。電源とスイッチング・レギュレータの間に単純なLCフィルタを追加すると、このEMIの振幅をスイッチング周波数で1桁以上、そして高調波周波数では数桁以上も低減することができます。図45に示す基本フィルタをどのスイッチング・レギュレータにでも追加することができます。

フィルタの設計で考慮すべき2つの主な項目は、リップル減衰を決定する逆方向電流伝達関数とレギュレータの安定基準を満たす必要のあるフィルタ出力インピーダンス関数です。スイッチング・レギュレータは低周波で、以下の負の入力インピーダンスを持つので、安定性の問題が発生します。

$$Z_{IN}(DC) = -\frac{(V_{IN})^2}{(V_{OUT})(I_{OUT})}$$

フィルタの出力インピーダンスは、LC共振周波数で鋭いピークを持っています。出力インピーダンスが、レギュレータ制御ループの帯域幅までの周波数において、レギュレータの負の入力インピーダンスより十分に小さくないと、発振が起こる可能性があります。

この2つのフィルタ要求条件には基本的な対立点があります。高Q値での大きなLC積で高リップル減衰が得られますが、これによって発振問題が悪化する傾向があります。この対立は大きなCと小さなLを使用して必要なLC積を得ることによって最小限に抑えられますが、

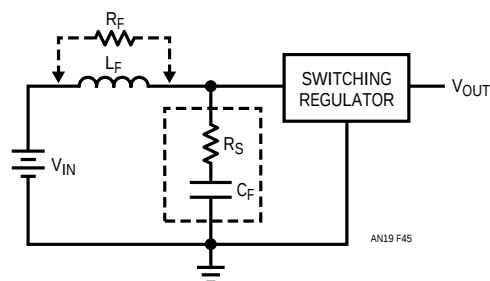


図45

サイズ条件によってもこのアプローチが制限されます。追加の「固定抵抗」は、Lを小さな抵抗 (R_F) と並列に接続してフィルタのQを低減しています。これには高周波でのフィルタ減衰を制限する欠点があります。フィルタQはコンデンサのESR (R_S) によっても低減されますが、ESRを意図的に増大させるとリップル減衰と電力損失に大きな不利益を強要します。

入力フィルタのリップル減衰は、次式から計算できます。

$$\frac{I_{OUT(P-P)}}{I_{IN(P-P)}} = \frac{R_S}{R_F} + \frac{R_S(DC)(1-DC)}{(L)(f)}$$

$R_S = C$ の等価直列抵抗

$DC =$ スイッチング・レギュレータのデューティ・サイクル

この公式にはCの値が含まれていないことに注意してください。これは大きな電解コンデンサは20kHz以上で基本的にESRと等しくなるトータル・インピーダンスを持つからです。したがって、リップル減衰にとってCの値は重要ではありません。コンデンサはESRに基づいて選択されます。

標準フィルタは、10μHインダクタと $R_S = 0.05 \Omega$ の500μFコンデンサで構成することができます。フィルタの減衰はデューティ・サイクル50% ($DC = 0.5$) で効果が最小なので、ここではワーストケースの目的にこの数値を使用します。 $R_F = \infty$ の場合、このフィルタのリップル減衰は以下のとおりです。

$$\frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{(0.05)(0.5)(1-0.5)}{(10 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)} = 0.031 = 32:1$$

この公式は方形波入力で三角波出力とピーク・ツー・ピーク値の比を生成するものと仮定しています。方形波電流の高周波成分は、全減衰値よりもはるかに減衰が大きくなります。

フィルタの出力インピーダンスは、次式で表されます。

$$Z_{OUT} = \frac{1}{\frac{1}{R_F} - \frac{j}{\omega L} + \frac{j\omega C}{1 + (\omega R_S C)^2} + \frac{R_S(\omega C)^2}{1 + (\omega R_S C)^2}}$$

$\omega =$ ラジアン周波数 $= 2\pi(f)$

この公式は $DC(\omega = 0)$ 値がゼロで、 R_F と高周波においては R_S の並列値に等しくなります。 R_S が単にコンデンサのESRである場合、フィルタの高周波および低周波数出力インピーダンスは両方とも非常に低いものです。あいにく、共振周波数でのフィルタの出力インピーダンスは大幅に高く、この共振周波数は一般にスイッチング・レギュレータが負入力インピーダンスを持つ範囲内にあります。共振周波数とピーク出力インピーダンスの公式は、以下のとおりです。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC - (R_S)^2(C)^2}}$$

R_S が単純にCのESRである場合、フィルタ共振周波数は通常、以下に近似します。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \left[\frac{(R_S)^2(C)}{L} \ll 1 \right]$$

$$Z_{OUT(PEAK)} = \frac{R_F(LC)}{LC + (R_S)(R_F)(C)^2}$$

500μF、10μHフィルタの共振周波数は約2kHzで、 $R_F = \infty$ と $R_S = 0.05 \Omega$ の場合のピーク出力インピーダンスは約0.4Ωです。

レギュレータの安定性のための基準は、以下のとおりフィルタ・インピーダンスはレギュレータの入力インピーダンスよりはるかに低いことです。

$$\frac{R_F(LC)}{LC + (R_S)(R_F)(C)^2} \ll Z_{IN}$$

ワーストケースは、入力電圧が低いスイッチング・レギュレータで発生します。 $V_{IN} = 5V$ 、 $V_{OUT} = 20V$ 、 $I_{OUT} = 1A$ の場合、低周波でのレギュレータの入力インピーダンスは、 $(5^2)/(20)(1) = 1.25 \Omega$ になります。ピーク・フィルタ・インピーダンスは0.4Ωと計算したため、安定性基準に適合するように見えます。しかし、まだフィルタのコンデンサが良好すぎるとい問題があります。CのESRが0.02Ωに低下した場合、ピーク・フィルタ・インピーダンスは1Ωまで増加し、安定性が疑わしくなります。ピーク・フィルタ・インピーダンスを低減するために、 R_F を追加しなければならない場合があります。

アプリケーションノート 19

ます。 R_F が 1Ω に設定されている場合、ピーク・フィルタ・インピーダンスは 0.5Ω に低下します。リップル減衰の不利は、 $R_S = 0.05\Omega$ の場合に32:1から12:1まで減少することです。

この説明では、実際の入力ソースの出力インピーダンスはゼロと仮定されていました。これは明らかに実際のケースではなく、ソース・インピーダンスは安定性に重要な影響を与えます。

つまり、入力フィルタはスイッチング・レギュレータを安定性の問題を引き起こす範囲まで低下させる共振周波数とインピーダンスを持つ傾向があるということです。したがって、始めからレギュレータ全体の設計にフィルタ設計を含めることが重要です。レギュレータの閉ループ安定性をチェックするときには、選択したフィルタを配置し、また実際のソースを使用しなければなりません。

効率計算

スイッチング・レギュレータを使用する主な理由は効率です。そのため、効率ファクタをある程度の精度で評価できることが重要です。多くの場合、全体の効率は個々の部品における電力損失ほど厳密ではありません。信頼性の高い動作を行うために、電力を消費する各部品は最大動作温度を超過しないように適切なサイズにするか放熱しなければなりません。全体の効率は、出力電力を全損失の合計 + 出力電力で除算して求めることができます。

$$E = \frac{(I_{OUT})(V_{OUT})}{\Sigma P_L + (I_{OUT})(V_{OUT})}$$

電力損失の要因には、LT1070の消費電流、スイッチ・ドライバ電流、スイッチ「オン」抵抗、出力ダイオード、インダクタ/トランス巻線、およびコア損失、スナバの消費電力が含まれます。

LT1070の動作電流

LT1070はアイドル状態でわずか6mAの電流しか流れませんが、これは出力スイッチングがターンオンしない（デューティ・サイクルがゼロ） V_C ピンの電圧として規定されています。スイッチングを開始するために V_C ピンが帰還ループによってサーボ制御されると、入力ピンの供給電流は2とおりの形で増加します。まず、 V_C ピン電圧に比例して増加するDCがあります。これは、高スイッチ電流時に十分なスイ

チ・ドライブを行うためのスイッチ・ドライバのバイアス電流の増加によるものです。次に、出力スイッチがオンのときにだけ「オン」になるドライバ電流があります。スイッチ・ドライバ電流とスイッチ電流の比は約1:40です。LT1070の V_{IN} ピンの全平均電流は、以下のとおりです。

$$I_{IN} \approx 6mA + I_{SW}(0.0015 + DC/40)$$

I_{SW} = スイッチ電流

DC = スイッチのデューティ・サイクル

この式を使用するには、スイッチのデューティ・サイクルとスイッチ電流についての知識が必要です。この情報は個々のスイッチング構成に関するセクションに記載されています。標準的な例は、入力が28Vで出力が5V/4Aの降圧コンバータです。デューティ・サイクルは約20%で、スイッチ電流は4Aです。これによって次式の全電源電流が生じます。

$$I_{IN} = 6mA + 4(0.0015 + 0.2/40) = 32mA$$

バイアスおよびドライバ電流に起因する全電力損失は、次式のとおりの入力電圧と入力電流の積に等しくなります。

$$P_{BD} = (I_{IN})(V_{IN}) = (32mA)(28V) = 0.9W$$

LT1070のスイッチ損失

スイッチ「オン」抵抗損失は、スイッチ電流の2乗とデューティ・サイクルの積に比例します。

$$P_{SW} = (I_{SW})^2(R_{SW})(DC)$$

R_{SW} = LT1070のスイッチ「オン」抵抗

R_{SW} の最大規定値は最大定格接合部温度で 0.24Ω 、室温での標準値は 0.15Ω です。 0.24Ω のワーストケース値を使用すると、以下の例で示すスイッチ損失が生じます。

$$P_{SW} = (4)^2(0.24)(0.2) = 0.77W$$

この例でスイッチ損失とドライバ損失がほぼ等しいのは、単に偶然の一致です。スイッチ電流が低く入力電圧が高いときは P_{BD} が支配的になるのに対し、入力電圧が低くスイッチ電流が高いときはスイッチ損失が支配的になります。

LT1070のACスイッチング損失は最小です。スイッチ電流の立上りおよび立下りは、約 10^8 A/秒です。これはスイッチング時間を50ns以下に短縮し、AC損失をDC損失と比較して小さくします。この例外は、出力ダイオードの逆回復時間に起因するACスイッチ損失です。「出力ダ

「ダイオード」セクションを参照してください。

出力ダイオード損失

出力電圧が低いとき、多くの場合は出力ダイオードが電力損失の主要因になります。この理由から、順方向電圧および逆回復時間が最小のショットキ・スイッチング・ダイオードが推奨されます。大部分のトポロジでのダイオード損失は、以下の公式で概算することができますが、詳細については「出力ダイオード」セクションを調べてください。

$$P_D \approx (I_{OUT})(V_F)(K) + (V)(f)(t_{RR})(I_F)$$

V_F = ピーク・ダイオード電流時のダイオード順方向電圧

V = ダイオード逆電圧

t_{RR} = ダイオード逆回復時間

I_F = ターンオフ時のダイオード順方向電流

$K = (1 - V_{OUT}/V_{IN})$ (降圧コンバータの場合) および 1 (他の大部分のトポロジの場合)

降圧レギュレータの例で、 $I_{OUT} = 4A$ 、 $V_F = 0.7V$ 、 $t_{RR} = 100ns$ とした場合:

$$P_D = (4)(0.7)(1 - 5/28) + (28)(40 \cdot 10^3)(10^{-7})(4) \\ = 2.3 + 0.45 = 2.75W$$

インダクタおよびトランス損失

インダクタおよびトランスに関するセクションを参照してください。

スナバ損失

フライバック設計のセクションを参照してください。

全損失

この降圧レギュレータの例では、インダクタ損失は約1W、スナバ損失はゼロです。したがって、全損失は以下のとおりです。

$$\Sigma P_L = P_{BD} + P_{SW} + P_D + P_L + P_{SNUB} \\ = 0.9 + 0.77 + 2.75 + 1 + 0 = 5.42W$$

効率は次式で表すことができます。

$$E = \frac{(V_{OUT})(I_{OUT})}{\Sigma P_L + (V_{OUT})(I_{OUT})} = \frac{(5)(4)}{5.42 + (5)(4)} = 78.7\%$$

この値はかなり高効率の5V降圧レギュレータでは標準的なものです。ダイオード損失が高いため、5Vスイッチング電源の効率は、高電圧出力のものより低くなります。たとえば15V出力では効率は約86%になります。

出力フィルタ

追加出力フィルタを使用しない場合、スイッチング・レギュレータの出力電圧リップルは、標準で数10mV ~ 数100mVの範囲になります。簡単な出力フィルタにより、わずかな追加コストでこのリップルを1/10 ~ 1/100に低減することができます。リップルに重畳される高周波「スパイク」は、さらに減衰します。

スイッチング・レギュレータの出力に大振幅スパイクが存在する場合、初めての設計者はしばしば困惑します。これらのスパイクは、トポロジ上エネルギー蓄積インダクタを出力フィルタとして使用できないスイッチング・レギュレータで発生します。これには、昇圧、フライバック、および昇降圧設計が含まれます。図46に示すとおり、これらのコンバータの出力は、出力コンデンサをドライブするスイッチ電流源としてモデル化することができます。

出力コンデンサは C_{OUT} と示されています。このモデルには、寄生抵抗(R_S)および寄生インダクタンス(L_S)が含まれています。これは出力電圧スパイクを生成するインダクタンスです。このスパイクの振幅は、スイッチのスルーレート(dI/dT)が分かっているならば計算できます。最大スイッチ電流で動作する簡単なインダクタ設計では、

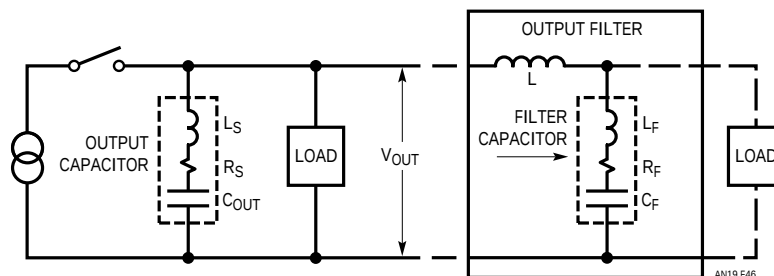


図46. 出力フィルタ

アプリケーションノート 19

LT1070スイッチの di/dt は約 10^8 A/秒です。 L_S 両端の電圧は、次式で表すことができます。

$$V = L_S \left(\frac{di}{dt} \right) = L_S (10^8)$$

まっすぐな導線には、1インチあたり約 $0.02\mu\text{H}$ のインダクタンスがあります。出力コンデンサのそれぞれの端に、ボード・トレース長を含めて1インチの導線があると仮定すると、 $0.04\mu\text{H}$ になります。さらに $0.02\mu\text{H}$ の内部インダクタンスを考慮すれば、 L_S の合計値は $0.06\mu\text{H}$ になります。

$$V = (0.06) \left(10^{-6} \right) \left(10^8 \right) = 6\text{V}$$

これらのスパイクは非常に狭く($< 100\text{ns}$)、通常、配線と負荷バイパス・コンデンサで大きく減衰しますが、これらの計算から出力コンデンサのリード線を短くすることの重要性を示しています。レギュレータ・スイッチング周波数での出力電圧リップルには、通常2つのタイプがあります。

降圧、フライバック、および極性反転(昇降圧)設計の場合、リップルはほぼ完全に出力コンデンサ(R_S)のESRによって決まります。

40kHz でのコンデンサのリアクタンス $1/(2\pi f_C)$ は、通常 R_S と比較して非常に低いので無視できます。したがって、出力リップルは振幅が V_{P-P} でデューティ・サイクルがDCの方形波です。これらのトポロジーの説明のところに、 V_{P-P} およびDCの公式があります。

出力リップルのもう1つの種類は三角波です。三角波はストレージ・インダクタを出力フィルタとして利用するスイッチング・レギュレータで発生します。これらのレギュレータには、降圧コンバータ、フォワード・コンバータ、Cukコンバータなどがあります。この場合も、リップルの振幅はCではなく R_S で決まりますが、波形は振幅が V_{P-P} でデューティ・サイクルがDCの三角波です。

矩形波が入力される出力フィルタの減衰量は、以下のとおりです。

$$\frac{V_{OUT(P-P)}}{V_{P-P}} = \frac{DC(1-DC)(R_F)}{(f)(L)}$$

DC = 矩形波入力のデューティ・サイクル($50\% = 0.5$)

この減衰量は相補的なデューティ・サイクルの場合と同じ

であることに注目してください。すなわち、10%と90%は同じで40%と60%も同じです。50%が最悪の減衰点です。 $10\mu\text{H}$ インダクタと $R_F = 0.05\Omega$ の $200\mu\text{F}$ コンデンサで構成される出力フィルタを使用し、デューティ・サイクル40%で動作中のコンバータのフィルタ減衰量は、次式のとおりです。

$$\frac{V_{OUT(P-P)}}{V_{P-P}} = \frac{(0.4)(0.6)(0.05)}{(4 \cdot 10^3)(10 \cdot 10^{-6})} = 0.03 = 33:1$$

矩形波入力、ピーク・ツー・ピーク振幅が1/33である三角波出力に変換されます。スイッチング周波数の高調波はさらに低減され、たとえば第3高調波は、 $L_F = 0.06\mu\text{H}$ では112:1に減衰します。第2高調波はありません。

降圧、フォワード、およびCukコンバータではフィルタへのリップル電圧はすでに三角波になっています。フィルタの出力リップルは、 $V(t) = mt^2$ の形式です。減衰比は次式で与えられます。

$$\frac{V_{OUT(P-P)}}{V_{P-P}} = \frac{R_F}{(8)(L)(f)}$$

$R_F = 0.05\Omega$ 、 $L = 10\mu\text{H}$ で同じ条件の場合：

$$\frac{V_{OUT(P-P)}}{V_{P-P}} = \frac{0.05}{(8)(10 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)} = 0.0156 = 64:1$$

メイン・インダクタのフィルタリングにより、これらのコンバータのリップル電圧はすでに低いので、わずか数 μH の出力フィルタ・インダクタで十分なフィルタリングを得ることもできます。このインダクタは空芯タイプでもかまいません。直径1/2インチ、#16線を13回巻いた3/4インチ長の空芯コイルのインダクタンスは、 $1\mu\text{H}$ で、 $R_F = 0.05\Omega$ では6:1の減衰が得られます。

入力および出力コンデンサ

スイッチング・レギュレータで使用する大型の電解コンデンサには、設計上重要な検討事項がいくつかあります。普通、最も重要なものは等価直列抵抗(ESR)です。これは単にコンデンサ・リードと直列の等価寄生抵抗です。 10kHz 以上の周波数では、コンデンサの全インピーダンスはほぼESRと等しくなり、この寄生抵抗がコンデンサのフィルタリング効果を制限します。LT1070で使用するコンデンサの設計等式は、ほとんどの場合は単に

ESRを扱い、実際の容量値はその次に重要です。以下の式は、市販されている数種類のスイッチング電源用コンデンサの最大ESRと容量に関する非常におおまかな指標です。ESRの温度変化を図47に示します。

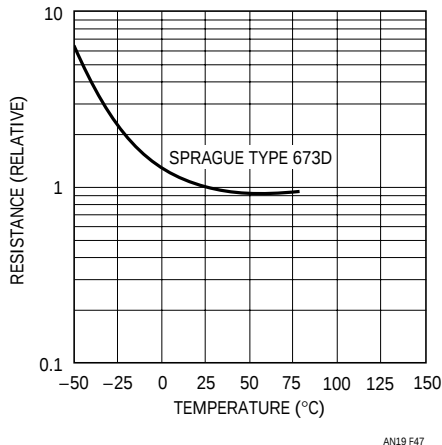


図47. 標準的なコンデンサのESRと温度

Sprague Type 673Dまたは674Dの場合

$$ESR = \frac{(400)(10^{-6})}{(C)(V)^{0.6}} \Omega$$

Mallory Type VPRの場合

$$ESR = \frac{(200)(10^{-6})}{(C)(V)^{0.6}} \Omega$$

Cornell Dubilier Type UFTの場合

$$ESR = \frac{(430)(10^{-6})}{(C)(V)^{0.25}} \Omega$$

C = 容量値

V = 定格動作電圧

定格電圧が高いとESRが低くなることに注意してください。これは定格電圧が高いコンデンサは、物理的に大きいた

めです。すべてがうまくいくことはありません。一般的な設計では、ESRを低くし部品の高さを許容できる値にするために、複数のコンデンサを並列にすることです。

コンデンサの選択で次に検討すべきことは、リップル電流定格です。コンデンサを選択した後、リップル電流定格をチェックして、動作リップルがメーカの最大許容値以下であること確認してください。ただしリップル電流定格は、通常コンデンサの温度上昇を制限するために選択されることに注意してください。消費電力は $(I_{RMS})^2 \times ESR$ で与えられます。周囲温度がコンデンサの最大定格以下の場合、リップル電流を増やすことが可能です。コンデンサのメーカに相談してください。昇圧、昇降圧、およびフライバック設計における出力コンデンサのRMSリップル電流は、出力電流とスイッチのデューティ・サイクルから次式のとおり計算できます。

$$I_{RMS} = I_{OUT} \sqrt{\frac{DC}{1-DC}}$$

降圧コンバータの場合、出力コンデンサのRMS電流は、ほぼ $0.3\Delta I$ と等しくなります。ここで、 ΔI はインダクタのピーク・ツー・ピーク・リップル電流です(連続モード)。

フライバックおよび昇降圧設計での入力コンデンサのリップル電流は、次式のとおりです。

$$I_{RMS} = \frac{(I_{OUT})(V_{OUT})}{V_{IN}} \sqrt{\frac{1-DC}{DC}}$$

降圧設計の場合：

$$I_{RMS} = I_{OUT} \sqrt{DC - (DC)^2}$$

また昇圧設計の場合、入力コンデンサのリップル電流は以下のとおりです。

$$I_{RMS} = 0.3\Delta I$$

インダクタおよびトランスの基礎

LT1070で使用されるインダクタとトランスは、特に効率、最大出力電力、および全体の物理的サイズなどのパラメータに関して、コンバータの総合的な性能にとって非常に重要です。インダクタンス値やコアの体積に関連するトレードオフが多数あり、設計者は各アプリケー

アプリケーションノート 19

ションに対して最適なインダクタやトランスを選択するための適正な根拠を持っていることが求められます。インダクタンス値の具体的な指標は、このセクションで示す推奨アプリケーションの説明にあります。一般的なインダクタ理論の理解も必要です。

スイッチング・レギュレータで使用する単純な2端子インダクタの3つの重要な特性は、インダクタンス値(L、単位はヘンリー)、最大蓄積エネルギー($\frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2$ 、単位はエルグ)、および電力損失(ワット)です。これらの特性を決定するパラメータの基本的な定義を以下に示します。

μ = コアの透磁率。これは、基本的にインダクタが空芯ではなくコアに巻かれたときに得られるインダクタンスの増加率です。たとえば、 μ が2000の場合、インダクタンスは2000:1だけ増加します。

l = 磁路の長さ。単純なトロイダル・コアでは、コアの平均円周です(スケッチを参照)。

A = コアの断面積(スケッチを参照)

g = コアのエネルギー蓄積能力を増やすためのエア・ギャップ(ある場合)の厚さ(スケッチを参照)。

B = コアの磁束密度。 B が高くなり過ぎると、コアは「飽和」し、 μ が低下し、したがって L が大幅に低下します。

N = 巻線の巻数

I = 巻線の瞬時電流

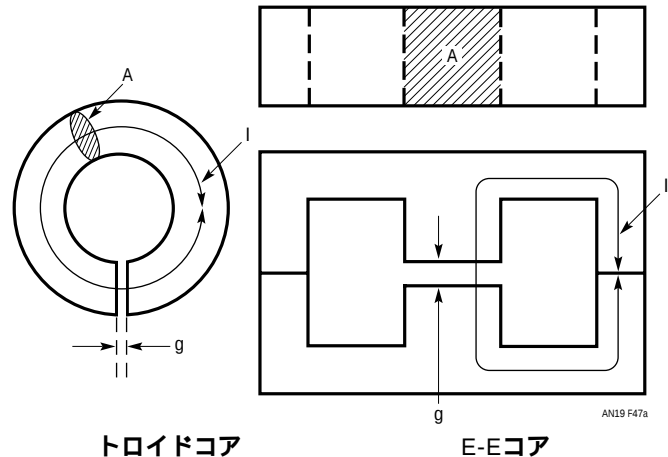
V_C = 実際のコア材の体積

大部分のコンバータ・アプリケーションでは、必要なインダクタンスは、最大出力電力、リップル条件、入力電圧、および過渡応答などの制約によって決まります。また、 I は負荷電流で決まります。したがって、これを説明するために、 L と I が既知量と仮定して、 N 、 A 、 l 、 V_C 、および g の値を求めます。

インダクタンスはコアの透磁率、磁路の長さ、断面積、および巻数によって決まります。

$$L = \frac{(\mu)(A)(N^2)}{l} (0.4\pi) (10^{-8}) \quad (\text{ギャップなし})$$

磁束密度は、巻線電流、巻数、および磁路の長さの関数です。



$$B = \frac{(I)(N)(\mu)}{l} (0.4\pi) \quad (\text{ギャップなし})$$

適切に選択されたインダクタであれば、磁束密度(B_M)の上限を超えることなく、正しい L の値を示さなければなりません。言い換えると、コアはピーク巻線電流(I_P)条件で「飽和」してはなりません。インダクタンスと磁束密度の公式を組み合わせると、必要なコアの体積(V_C)がインダクタに蓄えられるエネルギーに直接関係していることが分かります。

$$\text{蓄積されるエネルギー} = E = \frac{(I_P^2)(L)}{2}$$

$$V_C = (A)(l) = \frac{(I_P^2)(L)(\mu)(0.4\pi)}{(B^2)(10^{-8})} = (E) \frac{(2\mu)(0.4\pi)}{(B^2)(10^{-8})}$$

どのアプリケーションでも、 I_P の値は最大負荷電流とデューティ・サイクルから求めることができます。最大 I_P の公式は、各トポロジーのそれぞれのセクションに示されています。

多くの場合、最大負荷電流はLT1070が供給可能な電流よりもはるかに少ないものです。最大負荷電流だけを扱うように設計されたコアは、過負荷状態または短絡状態で飽和する可能性があります。LT1070のサイクル毎の電流制限は、コアが飽和してもレギュレータを損傷から保護します。これは、LT1070を使用したコンバータの

信頼性を大幅に改善し、設計を容易にします。

コアを選択する際の主な基準はコア体積ですが、この体積はAとlの2つの変数から成ります。インダクタ全体のサイズを最小にするには、一般にlを犠牲にしてできる限りAを増やすのが最良です。これによって希望のインダクタンスを得るのに必要な巻数が最小になります。これはコアの「ウインドウ」が小さくなりすぎて、巻線を収容できなくなる前にのみ行うことができます。

ギャップ付きコア

コアのエネルギー蓄積能力は、コアに「ギャップ」を設けることによって増やすことができます。全エネルギーのかなりの部分はエア・ギャップに蓄えられます。ギャップ付きコアの欠点は、実効透磁率が低下し、必要なインダクタンスを得るのにさらに巻数が必要になることです。巻数が多いとより大きなウインドウが必要になります。しかし、インダクタの全体サイズは適切なギャップを設けたコア、特に透磁率の高いコア材を使用した場合はかなり小さくすることができます。ギャップ付きコアのインダクタンスの式は、以下のとおりです。

$$L = \frac{(\mu)(A)(N^2)(0.4\pi)(10^{-8})}{l \left(1 + \frac{\mu g}{l}\right)}$$

インダクタンスは $\left(1 + \frac{\mu \cdot g}{l}\right)$ だけ低下します。

$\mu = 2000$ 、 $l = 2$ インチ、 $g = 0.02$ インチの場合、インダクタンスは22 : 1だけ低下し、同じインダクタンスを維持するにはNを $\sqrt{22}$ 倍に増やす必要があります。エネルギー蓄積量の増加と透磁率の減少は等しくなります。

$$\frac{E_{MAX}(\text{ギャップ付き})}{E_{MAX}(\text{ギャップなし})} = 1 + \frac{\mu \cdot g}{l}$$

ギャップ・サイズを増やすことができる量には、いくつかの実用上の限度があります。まず、大きなギャップには同じインダクタンスを得るために多くの巻数が必要です。これには細い導線が必要で、 I^2R による加熱のために銅損が増加します。次に、ギャップ周辺に磁界フリッジがあるため、大きなギャップを設けた場合の実効ギャップ・サイズは、実際のギャップよりかなり小さくなります。

市販のコアを使用する場合、 l 、 A 、および μ のデータシート情報は通常、有効値で記載されています。たとえば、 μ の理論値はコア材のバルク値です。一体型コアの有効値はバルク値に近づくことがありますが、2分割コアの場合、合わせ面に残ったわずかな空気層により有効透磁率が2:1まで低下する可能性があります。これはかなり悲観的に聞こえるかもしれませんが、バルクの $\mu = 3000$ 、 $l = 1.5$ インチのコアで $g = 0.0005$ インチの場合、透磁率は半分になります。ギャップ付きコアのデータシートには、計算を簡単にするために、各ギャップ・サイズに対する μ の実効値が記載されています。また、インダクタンス計算をさらに単純にするために、各ギャップに対する「インダクタンス/巻数の2乗」のパラメータも記載されている場合があります。

中には効果的に自動的にギャップが作られる2種類のコア材があります。それらは鉄粉とパーマロイです。これらの材料はコア全体に均一なギャップを作り、さらに高いエネルギー蓄積能力を備えたギャップレス・コアを構築が可能です。この材料の透磁率は大幅に低下しますが、巻線ウインドウに巻線を追加できる場合、インダクタの電流処理能力は、同じインダクタンスでも、高 μ を形成するのと比較してはるかに高くなります。

鉄粉コアはフェライトより安価であり、迅速に特注品に応じることができますが、コア損失が高いので用途はインダクタなどAC磁束密度が低いアプリケーションに限定されます。鉄粉の大きな利点は、非常に「ソフトに」飽和し、大きな過電流状態におけるインダクタンスの壊滅的な消失を防ぎます。なお、市販の鉄粉インダクタは、一般にコア損失と巻線 (I^2R) 損失が同じ桁になるよう「最適化」されています。コア損失は、インダクタに加えられる電圧と時間の積で決まるピーク・ツー・ピーク・リップル電流に依存します。したがって、インダクタは加熱を制限するために、最大DC電流および電圧と μs 積の最大値に対して仕様が定められています。可能な最高効率を要求するアプリケーションの場合は、高価でもコア損失はるかに少ないオーバーサイズのコア、またはパーマロイの使用を検討してください。リップル電流に対するDC電流、またはその逆のトレードオフについては、インダクタのメーカーに相談してください。

インダクタの選択手順

インダクタを選択する最も簡単な方法は、最小のインダクタンスおよび電流条件に合致する標準ユニットを見つける

アプリケーションノート 19

けることです。ただし、標準タイプが要求条件にかなり近くない場合は、不経済的になることがあります。次に良い方法は、インダクタのメーカーに特注品を注文することです。メーカーは具体的な用途に合わせてコアと巻線の最良の組合せを選択してくれるでしょう。第3の方法は、標準コア・タイプに関する資料で標準品を個々の要求条件に合わせてカスタマイズできるかどうか調べることです。これは試作品を組み上げて動作させるには手っ取り早い方法です。また、製造状況によっては非常に経済的です。このアプリケーションノートの巻末に、コアおよびインダクタ/トランス・メーカーのリストがあります。

自作コアの選択手順は、ピーク巻線電流とインダクタンス値を定義することから始めます。LT1070を最大出力電力またはその付近で使用する場合は、ピーク巻線電流が5A近くになるので、コアの計算には5Aのかたい値を使用してください。外部電流制限を使用する場合、あるいは出力電力レベルが低い場合は、各トポロジーの説明に記載されている式からピーク巻線電流を計算することができます。同様に、インダクタンス値はこれらのセクションの特定の式から計算されます。Lの実際の値は一般に50μH～1000μHの範囲になりますが、最も標準的な値は200μH～500μHです。

フェライト・コアの場合、次のステップで飽和を防ぐのに必要なコアの体積を計算します。

$$V_e = \frac{(I_p)^2 (L) (\mu_e) (0.4\pi)}{(B_0)^2 (10^{-8})} \quad (\text{フェライト・コア})$$

L = 必要なインダクタンス(ヘンリー)
I_p = ピーク・インダクタ電流(アンペア)
μ_e = 実効相対透磁率 } コアのデータシートに
B₀ = 最大動作磁束密度 } 記載されています。
(ガウス)

V_e = 有効コア体積

例：L = 200μH、I_p = 5A、μ_e = 100、B₀ = 2500ガウスとします。

$$V_e = \frac{(5)^2 (200 \cdot 10^{-6}) (100) (0.4\pi)}{(2500)^2 (10^{-8})} = 10\text{cm}^3$$

μ_eとB₀に選択した値は、ギャップ付きフェライト・コアの標準的な値です。コアには複数の標準ギャップが付いているものがあります。

その他は、ギャップ長設定用のスペーサをユーザが用意するギャップなしのものです。ギャップ付きの特注品もあります。取り掛かりとして妥当なギャップ長は0.02インチです。μ = 3000で磁路の長さ(l_e)が2インチのコアは、有効透磁率がμ_e = μ(1 + μ_g/l_e) = 3000(1 + 3000・0.02/2) = 97になります。単に大きなギャップを選択すれば、必要なコアの体積を自由に減らせることに注意してください。大きなギャップを使用する場合の問題は、実効透磁率が大きく低下し、希望のインダクタンスを達成するために多くの巻数が必要になることです。そのため、小さな直径の導線を使用せざるを得なくなり、銅損が大きくなってコアの過熱を引き起こすこととなります。

鉄粉コアはコア損失が大きく、また非常に高いDC磁束密度で動作可能なため、一般にコア損失および巻線損失による温度上昇に基づく別の設計手順があります。AC磁束密度は一般に400ガウス以下に維持する必要があります。これにより、以下に示すAC磁束密度に基づく体積の式が得られます。

$$V_c = \frac{(\Delta I)^2 (L) (\mu) (0.4\pi)}{(4)(B_{AC})^2 (10^{-8})}$$

ΔI = ピーク・ツー・ピーク・リップル電流

ΔI = 1A、L = 200μH、μ = 75、およびB_{AC} = 300ガウスの場合：

$$V_c = \frac{(1)^2 (200 \cdot 10^{-6}) (75) (0.4\pi)}{(4)(300)^2 (10^{-8})} = 5.25\text{cm}^3$$

コア・サイズを小さくするには、インダクタンス(L)を増やさなければなりません。これは式とは逆のように見えますが、ΔIはLに反比例するので、Lが増えたら(ΔI)²の項は急激に低下し、必要なコアの体積が小さくなります。不利なことは、必要な巻数が増えるため導線(銅)損失が増加することです。

体積に基づいて仮のコアを選択した後、チェックを行って巻線およびコア自体の損失が許容範囲内かどうかを調べなければなりません。

最初に必要な巻数を計算します。

$$N = \sqrt{\frac{(L)(\ell_e)}{(\mu_e)(A_e)(0.4\pi \cdot 10^{-8})}}$$

N = 巻数

ℓ_e = 有効磁路長 (cm)

A_e = 有効コア面積 (cm²)

μ_e = 実効透磁率 (ギャップ付きの場合)

コアのデータシートに記載されています。

フェライトの例を用いて、 $\ell_e = 9\text{cm}$ 、 $A_e = 1.2\text{cm}^2$ 、 $\mu_e = 100$ とすると、200 μH インダクタには以下の巻数が必要です。

$$N = \sqrt{\frac{(200 \cdot 10^{-6})(9)}{(100)(1.2)(0.4\pi \cdot 10^{-8})}} = 34.6 \text{ (35を使用)}$$

導線サイズを計算するには、コア寸法から使用可能な巻線ウィンドウ面積 (A_w)を確認しなければなりません。多くのデータシートには、直接このパラメータが記載されています。使用可能なウィンドウ面積には、ボビンの厚さおよびクリアランスを考慮しなければなりません。合計銅面積は、導線の周囲にエア・ギャップがあるためウィンドウ面積の約60%だけです。Nここで、必要な導線の線番号をNと A_w で表すことができます。

$$\text{線番号 (AWG)} = 10^{\log \left(\frac{(0.08)(N)}{(0.6)(A_w)} \right)}$$

係数0.08 = #1番線の面積

係数0.6 = 導線周囲の空間損失

A_w 値を0.2in²としてN = 35を使用した場合：

$$\text{AWG} = 10^{\log \left(\frac{(0.08)(35)}{(0.6)(0.2)} \right)} = 13.6 \text{ (＃14を使用)}$$

次に巻線を何層にするかを決定します。これはボビンの長さ、またはトロイダルコアの内周で決定されます。

$$\text{層数} = \frac{N(D+0.01)}{L_B} = \frac{N \left[(0.32) \left(10^{\frac{-\text{AWG}}{20}} \right) + 0.01 \right]}{L_B}$$

D = 線径 (インチ)

L_B = ボビンの長さ、またはトロイダルコアの内周

0.01 = エナメルおよび間隔の余裕分

N = 35、AWG = #14、 $L_B = 0.9$ インチの場合

$$\text{層数} = \frac{35 \left[(0.32) \left(10^{\frac{-14}{20}} \right) + 0.01 \right]}{0.9} = 2.87$$

層数を計算する理由は、AC銅損失が巻線の層数に大きく依存するためです。AC損失を計算するには、係数Kを必要とする表を使用します(図48)。

$$K = D \sqrt{f(F_p)}$$

D = 線径または箔の厚さ

箔導体の場合、 F_p は1です。断面が円形の導線の場合は、次式で表すことができます。

$$F_p = \frac{(T_L + 1)(N_C)(D)}{L_w}$$

T_L = 1層あたりの巻数

N_C = 並列導体の数 (バイファイラ巻きの場合 → $N_C = 2$)

D = 線径

L_w = 巻線の長さ ($\approx L_B$)

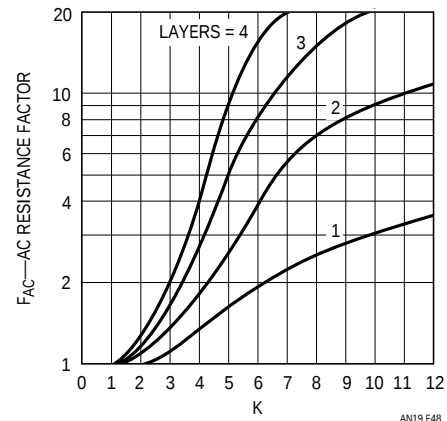


図48. AC抵抗係数

アプリケーションノート 19

35回巻きで3層の場合、 $T_L \approx 12$ です。#14番線は $D = 0.064$ です。単線の場合、 N_C は1です。 $Lw = 0.9$ の場合：

$$F_P = \frac{(12+1)(1)(0.064)}{0.9} = 0.92$$

これで K は次式のとおりです。

$$K = D \sqrt{f(F_P)} = 0.064 \sqrt{(40 \cdot 10^3)(0.92)} = 12.3$$

この K 係数は非常に高く、事実図48のグラフを多少外れていますが、ここではAC抵抗計算の重要性を示しています。グラフのさまざまな線は層数を表しています。3層の場合、AC抵抗係数は約23でオフ・スケールになります。これはAC抵抗がDC抵抗の23倍であることを意味します。ここで、巻線損失を計算することができます。巻線のDC抵抗は、次式から求めることができます。

$$R_{DC} = \frac{(N)(\ell_m)}{12} \left(10^{\frac{AWG}{10} - 4} \right)$$

ℓ_m = 1回巻きの平均長さ(コア仕様)

$N = 35$ 、 $\ell_m = 2.4$ インチ、 $AWG = \#14$ の場合：

$$R_{DC} = \frac{(35)(2.4)}{12} \left(10^{\frac{AWG}{10} - 4} \right) = 0.0176 \Omega$$

したがって、AC抵抗はDC抵抗にAC抵抗係数(F_{AC})を乗算したものです

$$R_{AC} = (R_{DC})(F_{AC}) = (0.0176)(23) = 0.404 \Omega$$

全損失を計算するには、以下のとおりDC損失とAC損失を加算します。

$$P_W = (I_{DC})^2(R_{DC}) + (I_{AC})^2(R_{AC})$$

I_{DC} および I_{AC} の式は図50に示してあります。 $I_{DC} = 5A$ および $I_{AC} = 1A$ と仮定とすれば、全巻線損失は、以下のとおりです。

$$P_W = (5)^2(0.0176) + (1)^2(0.404) = 0.44 + 0.4 = 0.94W$$

この例では、AC損失はDC損失とほぼ同じ値になります。降圧、昇圧、および昇降圧設計で使用する単純なインダクタのAC損失対DC損失の比率は0.25～4.0の範囲です。フライバックに類似したトランスの設計では、通常、DC損失よりAC損失ははるかに高くなります。一次

側と二次側の損失は別々に計算されます。多くの場合、AC抵抗係数を許容範囲に低減するために線径の細い多芯または銅箔を使用しなければなりません。

巻線損失を求めた後、コア損失を計算します。最初にピークAC磁束密度を求めます。

$$B_{AC} = \frac{L(\Delta I)}{(2N)(A_e)(10^{-8})}$$

ΔI = ピーク・ツー・ピーク巻線リップル電流

ΔI は巻線のリップル電流です。これは巻線に電流が流れている時間での巻線電流の変化です。 $L = 200\mu H$ 、 $\Delta I = 2A$ 、 $N = 35$ 、および $A_e = 1.2cm^2$ の場合：

$$B_{AC} = \frac{(200 \cdot 10^{-6})(2)}{(35)(1.2)(10^{-8})} = 476 \text{ ガウス}$$

単位体積(F_{fe})あたりのコア損失は、メーカの F_{fe} 対磁束密度、および周波数の表(図49参照)から、あるいは標準 $M_N Z_N$ フェライト材(ferroxcube type 3C8)用の以下の式から求めることができます。

$$F_{fe} = (1.3 \cdot 10^{-14})(B_{AC})^2(f^{1.45})$$

$B_{AC} = 476$ ガウス、 $f = 40kHz$ の場合：

$$F_{fe} = (1.3 \cdot 10^{-14})(476)^2(40 \cdot 10^3)^{1.45} = 0.014W/cm^3$$

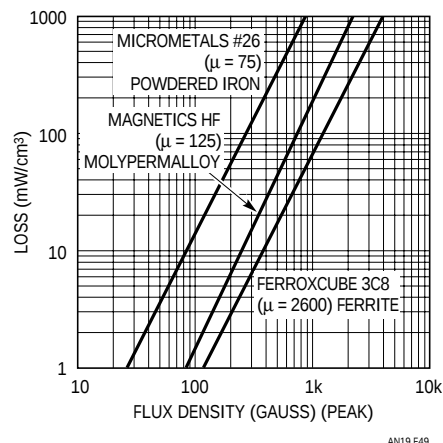


図49. コア損失と磁束密度

全コア損失は、 $F_{fe} \times$ コア体積です。

$$P_C = (F_{fe})(V_e) = (0.014)(10) = 0.14W$$

$$V_e = \text{有効コア体積 (cm}^3\text{)}$$

鉄粉コアのコア損失は、フェライトより約25倍大きくなります。150ガウスのような低い磁束密度でも、鉄粉コアにはフェライトの2.5倍のコア損失があります。AC磁束密度を低減するのに高いインダクタンスが必要なため、銅損失も大きくなります。鉄粉コアは過熱を避けるため慎重に設計しなければなりません。

フェライト・コアでの全損失は、巻線損失とコア損失の和です。

$$P = P_W + P_C = 0.94 + 0.14 = 1.08W$$

この損失はレギュレータの効率、そしてより重要なことにはコア温度の上昇に影響を与えます。10cm³のコアには、20 Wの標準熱抵抗があります。このコアの $P = 1.08W$ での温度上昇 $= (1.08)(20) = 21.6$ です。40 の上昇が標準的な設計基準と考えられているので、このコアには余裕があります。

トランスの設計例

要求条件: $V_{IN} = 28V_{DC}$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $I_{OUT} = 6A$ の場合のフライバック・コンバータ。上記の計算から、 $\Delta I = 1A$ で $N = 1/3$ 、 $L_{PRI} = 200\mu H$ 、および I_{PRI} (ピーク値) $= 4.5A$ であることが分かります。

1. ギャップ付きコアで必要なコアの体積を計算します。最初に、実効透磁率約150および $B_0 = 2500$ ガウスと仮定します。

$$V_e = \frac{(I_{PRI})^2 (L) (\mu_e) (0.4\pi)}{(B_0)^2 (10^{-8})}$$

$$= \frac{(4.5)^2 (200 \cdot 10^{-6}) (150) (0.4\pi)}{(2500)^2 (10^{-8})} = 12\text{cm}^3$$

Pulse Engineering製のコア#0128.005は、 $V_e = 13.3\text{cm}^3$ 、 $A_e = 1.61\text{cm}^2$ 、 $\ell_e = 8.26\text{cm}$ 、 $\mu = 2000$ です。

2. 必要なギャップを計算します。

$$g = \frac{\ell_e \left(\frac{\mu}{\mu_e} - 1 \right)}{\mu}$$

$$= \frac{8.26 \left(\frac{2000}{150} - 1 \right)}{2000} = 0.051\text{cm} = 0.02''$$

ギャップのないコアをスペーサと一緒に使用する場合、スペーサの厚さは $0.02/2 = 0.01$ インチにしてください。

3. 必要な巻数を計算します。

$$N = \sqrt{\frac{(L)(\ell_e)}{(\mu_e)(A_e)(0.4\pi \cdot 10^{-8})}}$$

$$= \sqrt{\frac{(200 \cdot 10^{-6})(8.26)}{(150)(1.61)(0.4\pi \cdot 10^{-8})}} = 23.3$$

4. 導線のサイズを計算します。ウィンドウ・スペースの1/2を一次巻線用に割り当てます。0128.005コアのウィンドウの高さ(大きさ)は0.25インチ、コイルの長さは0.782インチ、ウィンドウ面積 $= (0.25)(0.782) = 0.196$ インチ²です。

$$AWG = 10 \log \frac{0.08N}{(0.6)(Aw)} = 10 \log \frac{(0.08)(23)}{(0.6) \left(\frac{0.196}{2} \right)}$$

$$= 14.95 \text{ (use \#16)}$$

5. 層数を計算します。

$$\text{層数} = \frac{N \left[(0.32) \left(10^{\frac{-AWG}{20}} \right) + 0.01 \right]}{L_B}$$

$$= \frac{23 \left[(0.32) \left(10^{\frac{-16}{20}} \right) + 0.01 \right]}{0.782}$$

$$= 1.79 \text{ (2層と仮定)}$$

アプリケーションノート 19

6. K係数を計算します(#16線はD = 0.05です)。

$$F_P = \frac{(T_L + 1)(N_C)(D)}{L_W} = \frac{\left(\frac{23}{2} + 1\right)(1)(0.05)}{0.782} = 0.8$$

$$K = D \sqrt{f(F_P)} = 0.05 \sqrt{(40 \cdot 10^3)(0.8)} = 8.94$$

7. 巻線のDC抵抗を計算します。

$$R_{DC} = \frac{(N)(\ell_m)}{12} \left(10^{\frac{AWG-4}{10}} \right) = \frac{(23)(3) \left(10^{\frac{16-4}{10}} \right)}{12} = 0.023 \Omega$$

(このコアの ℓ_m は約3インチです。)

8. グラフを使用してAC抵抗係数を求めます。一次巻線と二次巻線を交互に配置すると、フライバック設計では発生しない一次巻線と二次巻線の同時導通の場合にのみ、有効層数が2だけ減ります。2層巻を使用します。

$$F_{AC} = 8.3 \text{ (グラフから } K = 8.95 \text{ の場合)}$$

9. 巻線のAC抵抗を計算します。

$$R_{AC} = (R_{DC})(F_{AC}) = (0.023)(8.3) = 0.19 \Omega$$

10. 一次巻線損失を計算します。

最初に、一次AC RMS電流を計算しなければなりません。図50のチャートから以下が得られます。

$$I_{AC} = \frac{I_{OUT}}{E} \sqrt{\frac{(N)(V_{OUT})}{V_{IN}}}$$

$$= \frac{6}{0.75} \sqrt{\frac{(1/3)(5)}{28}} = 1.95A$$

$$I_{DC} = \frac{I_{OUT}}{E} \sqrt{\frac{V_{OUT}(V_{OUT} + N \cdot V_{IN})}{(V_{IN})^2}}$$

$$= \frac{6}{0.75} \sqrt{\frac{5(5 + 1/3 \cdot 28)}{(28)^2}} = 2.4A$$

一次巻線の電力損失は、以下のとおりです。

$$PW = (I_{AC})^2 R_{AC} + (I_{DC})^2 R_{DC}$$

$$= (1.95)^2(0.19) + (2.4)^2(0.023) = 0.85W$$

11. 二次巻線損失を計算します。

巻数比は1/3ですので、二次巻数は23/3 = 7.67回になります。8回巻を使用します。

$$AWG = 10 \log \frac{0.08N}{0.6Aw} = 10 \log \frac{(0.08)(8)}{(0.6) \left(\frac{0.196}{2} \right)} = 10.4$$

これはかなり太く堅い線です。また線径が大きいとAC巻線損失が大きくなります。適切な解決策は、複数の細い線径の導線を並列に巻くことです。1/2Nのコイルの長さを使用すれば、ちょうど1層のバイファイラ巻にできる線径が分かります。

$$D = \frac{L_B}{2N} = \frac{0.782}{(2)(8)} = 0.049''$$

これに最も近くて細い標準線径は#18です。#18導線2本のDC抵抗は、#10導線1本の3倍ありますが、AC抵抗はそこまでは増加しません。#18導線のバイファイラ巻1層の二次巻線を、2層の一次巻線の間に巻き込むと仮定します(リーク・インダクタンスを低減するため)。

$$R_{DC} = \frac{(N)(\ell_m)}{12} \left(10^{\frac{AWG-4}{10}} \right) = \frac{(8)(3) \left(10^{\frac{18-4}{10}} \right)}{12}$$

$$= 0.013 \Omega / \text{導線1本}$$

電線が2本の場合、全 $R_{DC} = 0.013/2 = 0.0065 \Omega$ です。

$$F_P = \frac{(T_L + 1)(N_C)(D)}{L_W} = \frac{(8 + 1)(2)(0.04)}{0.782} = 0.92$$

$$K = D \sqrt{f(F_P)} = 0.04 \sqrt{(40 \cdot 10^3)(0.92)} = 7.7$$

グラフから1層の場合は $F_{AC} = 2.3$ です。

$$R_{AC} = (R_{DC})(F_{AC}) = (0.0065)(2.3) = 0.015 \Omega$$

図50のチャートから以下が得られます。

$$I_{AC} = I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT}}{N(V_{IN})}} = 6 \sqrt{\frac{5}{1/3(28)}} = 4.4A$$

$$I_{DC} = I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT} + N(V_{IN})}{N(V_{IN})}} = 6 \sqrt{\frac{5 + 1/3(28)}{1/3(28)}} = 7.4A$$

$$P_W = (4.4)^2(0.015) + (7.4)^2(0.0065) = 0.65W$$

12. コア損失の計算

コア損失は、一次電流が流れる期間での一次電流の変化(ΔI)によって決まるAC磁束密度に比例します。ΔI = 1Aの場合：

$$B_{AC} = \frac{L(\Delta I)}{2(N)(A_e)(10^{-8})} = \frac{(200 \cdot 10^{-6})(1)}{2(23)(1.61)(10^{-8})}$$

$$= 270 \text{ gauss}$$

$$F_{fe} = (1.3 \cdot 10^{-14})(B_{AC})^2(f^{1.45}) = 0.0045W/cm^3$$

$$P_C = (F_{fe})(V_e) = (0.0045)(13.3) = 0.06W$$

このコアでの全消費電力損失は、以下のとおりです。

$$P = P_W + P_C = 0.85 + 0.65 + 0.06 = 1.56W$$

0128.005コアは、温度上昇が40 の場合は2.78Wで規定されており、θ = 40/2.78 = 14.4 /Wになります。

$$\Delta T(\text{コア}) = (P)(\theta) = (1.56)(14.4) = 22$$

トポロジ	一次DC電流	一次AC電流	二次DC電流	二次AC電流
フライバック	$I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT}[V_{OUT} + N(V_{IN})]}{(V_{IN})^2}}$	$I_{OUT} \sqrt{\frac{N(V_{OUT})}{V_{IN}}}$	$I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT} + N(V_{IN})}{N(V_{IN})}}$	$I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT}}{N(V_{IN})}}$
降圧	I_{OUT}	$(0.29)(\Delta I)$	NA	NA
電流 ブースト 降圧	$I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT}[V_{OUT} + N(V_{IN} - V_{OUT})]}{(V_{IN})^2}}$	$I_{OUT} \sqrt{\frac{N[V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})]}{(V_{IN})^2}}$	$I_{OUT} \sqrt{\frac{(V_{IN} - V_{OUT})[V_{OUT} + N(V_{IN} - V_{OUT})]}{N(V_{IN})^2}}$	$I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}{N(V_{IN})^2}}$
ブースト	$I_{OUT} \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$	$(0.29)(\Delta I)$	NA	NA
電圧 ブースト 昇圧	$I_{OUT} \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$	$(I_{OUT})(N) \sqrt{\frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{IN}(N+1)}}$	$I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT} + N(V_{IN})}{V_{IN}(N+1)}}$	$I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{IN}(N+1)}}$
電流 ブースト 昇圧	$I_{OUT} \sqrt{\frac{(V_{OUT} - V_{IN})[V_{OUT} + V_{IN}(N+1)]}{(V_{IN})^2}}$	$I_{OUT} \sqrt{\frac{N(V_{OUT} - V_{IN})}{V_{IN}}}$	$I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT} + V_{IN}(N+1)}{N(V_{IN})}}$	$I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT} - V_{IN}}{N(V_{IN})}}$
昇降圧 (反転)	$I_{OUT} \left(1 + \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$	$(0.29)(\Delta I)$	NA	NA
フォワード	$I_{OUT} \sqrt{\frac{N(V_{OUT})}{V_{IN}}}$	$I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT}[N(V_{IN} - V_{OUT})]}{(V_{IN})^2}}$	$I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT}}{N(V_{IN})}}$	$I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT}[N(V_{IN} - V_{OUT})]}{N(V_{IN})^2}}$
CUK	$I_{OUT} \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$	"0" or $(0.29\Delta I)$	I_{OUT}	"0" or $(0.29\Delta I)$

I_{OUT} = DC出力電流 V_{OUT} = DC出力電圧 V_{IN} = DC入力電圧

AN19 F50

図50. ACおよびDC巻線電流(RMS相当値)

アプリケーションノート 19

これは非常に控えめな設計です。最小コア・サイズが必要な場合は、ステップ1に戻り、100程度の低い実効透磁率(μ_e)を仮定します。これによってコアの体積が小さくなり、大きなギャップが必要になります。さらに多くの巻数が必要になり、銅に利用可能なスペースが減るため銅損失が増加します。磁束密度は一定なので、コア損失が減少します。ただし、熱抵抗が増えるため小型のコアは熱くなります。さらに、巻数が多くなるとリーク・インダクタンスが増加しスナバ損失が増えます。簡単にはいきません。

放熱情報

LT1070は効率がいため、多くのアプリケーションでヒートシンクなしで使用できますが、最大電力出力の場合にはヒートシンクが必要です。本アプリケーションノートの効率のセクションにある式により、ユーザは全負荷状態のチップの全消費電力をかなり正確に推定することができます。トポロジーによっては、短絡時の消費電力が全負荷以上になったりそれ以下になったりします。LT1070の短絡時の消費電力の計算は、スイッチの「オン」時間がダイオードやインダクタの直列抵抗、配線損失、およびリーク・インダクタンスなどの寄生的な影響に大きく依存するため非常に複雑です。連続出力短絡に耐えなければならない場合は、温度プローブを使用して最大接合部温度を超過していないことを確認することを強くお勧めします。接合部からケースへの熱抵抗は最大2 /Wで、短絡時の消費電力が10Wをほとんど超えないため、一般用ユニットは100、軍事用ユニットの場合はケース温度が130 になっても、最大接合部温度を超えることはありません。

最大消費電力と最大周囲温度が分かっている場合は、LT1070のヒート・シンクのサイズを計算することができます。

$$\theta_{HS} = \frac{T_J - T_A - (P)(\theta_{JC})}{P}$$

θ_{HS} = ヒート・シンクの熱抵抗

P = LT1070の消費電力

θ_{JC} = LT1070の接合部からケースへの熱抵抗

(2 /W)

T_J = LT1070の最大接合部温度

T_A = 最大周囲温度

$T_J = 100$ 、 $T_A = 60$ 、 $P = 5W$ の場合：

$$\theta_{HS} = \frac{100 - 60 - (5)(2)}{5} = 6^\circ\text{C/W}$$

トラブル・シューティングのヒント

以下は、スイッチング電源の設計で陥るいくつかの問題を回避するのに役立つためにまとめた「早見表」です。これらは、明白なものから目立たないもの、そして深刻なものから軽微なものに及びます。LT1070は電源の設計で頻出する多くの問題を解消するように、特別に設計されています。問題はブレッドボードで組み立てたスイッチング・レギュレータに、簡単に見逃してしまうミスが相当数あり、ICや電気的特性が一瞬で破壊されてしまい経験豊富な電源設計者でも悩んでしまうことです。これまでに収集したリストがここにあります。該当する問題が載っていて、時間の節約とフラストレーションの解消に役立つことを切望致します。リストにない場合はご連絡ください。問題が解決するようお手伝い致します。

警告

このセクションを読む前に、著者の意図はからかうことではなく、注意を促していることをご承知ください。失敗のリストの作成にあたっては、多くの場合は個人的に犯した失敗を挙げています。

1. トランスの逆配線
これらのドット・マークは極性を示します。ハエが飛び散った跡ではありません。
2. 電解コンデンサの逆取付け
何が悪くて「破裂」したかが分かるまで問題ありません。爆発煙の排出のデモです。
3. LT1070の入力ピンとスイッチ・ピンが逆
カタログと暫定版のデータシートに印刷された、プラスチックTO-220パッケージのピン配置が間違っていました。ピン5はTO-220パッケージの入力です。お詫び致します。
4. 入力バイパス・コンデンサがない
スイッチング・レギュレータには、入力電源からパルス状の電流が流れます。入力導線が長いと、ス

スイッチング周波数で入力電圧にディップが生じることがあります。ブレッドボードではレギュレータの近くに大容量(100 μ F以上)の入力コンデンサを取り付けてください。

5. フレッドのインダクタ(またはトランス)

インダクタは芝刈機のようなものではありません。フレッドの引出しからものを借りたい場合は、自分のアプリケーションにとって適切な値であることを確認してください。

50Vを加えた50 μ Hインダクタでは、1 μ sあたり1Aの割合で電流が時間とともに増加します。40kHzスイッチャの25 μ s周期の間は、動作を調べるのに計算機は使いません。同様に「フレッドのインダクタ」が50mHの場合は、おそらく実用にならないような低い電流レベルで飽和します。それは使いものにならないということであってSimpson VOMで過渡応答を測定できるという問題ではありません。ブレッドボードの組立てを始める前に、アプリケーションノートの公式を使用して、インダクタンスの概算値を求めてください。

6. 貧弱な磁気コア

LT1070用のコア・サイズは、適切に設計されたインダクタまたはトランスの場合、コア材は3~20cm³の範囲に入ります。小型のコアは、アンペア単位の電流レベルですぐに飽和して熱くなります。ブレッドボード用には大型コアを使用しその後量産用に最適化します。

7. ネズミの巣状の配線

LT1070は60cmものクリップ・リードで配線可能なオペアンプではありません。非常に高速で電流をスイッチして高効率を達成しています。長い導線によって接続されているすべての部品が、この速度ではインダクタのように見えるようになります。まったく予測できない動作を引き起こすだけでなく、(部品にとって)致命的な過渡電圧を生成することがあります。バイパス・コンデンサ、キャッチ・ダイオード、LT1070ピン、トランス・リードなど、ブレッドボード上の電力部品への相互接続には非常に短い導線を使用してください。

8. スナバ回路がない

LT1070はさまざまな酷使に耐えますが、スイッチ・ピンの過電圧には耐えることはできません。最大65Vのスイッチ電圧を遵守しなければなりません。トランスやタップ付きインダクタを用いた設計には、スナバ回路を

使用していない場合に65Vをかなり超える過渡信号が発生するだけのリーク・インダクタンスがあります。スナバの初期設計が適切であることを確認するためにスイッチ電圧を監視しながら、負荷電流と入力電圧をゆっくり増やさなければなりません。

9. 60Hzダイオード

LT1070は1N914および1N4001ダイオードを使用します。特に起動時には、ダイオード電流が5Aを超えることがあります。これは1N914で処理します。1N4001はこのダイオードの非常に遅いターンオフ特性によって発生した熱でダイオードが自己破壊するまで、しばらくは持ちこたえます。十分な電流定格を持つスイッチング・アプリケーション用に設計されたダイオードを使用してください。他の部品への過電圧ストレスを避けるために、ターンオン時間も重要です(ダイオードのセクションを参照してください)。

10. 何もないところから何かを得る

LT1070を使用した設計の最初のステップは、必要な電力レベルが得られるかどうかを確認することです。各トポロジーには供給可能な異なる最大出力電力があり、それは入力電圧、出力電圧、トランスの巻数比などによって決まります。インダクタンス値やスイッチ抵抗などの二次的な影響によっても電力が制限されます。次ページにある電力グラフは、最大電力レベルのおおまかな指標です。クイック・ガイドとしてのみ使用してください。より正確な式は、アプリケーション・セクションにあります。ところで、LT1070を並列にしてさらに多くの電力を得ようとしても、そのようにはなりません。複数のLT1070の内部40kHz発振器を同期させることはできません。

11. 入力電源が大きく変動する

起動時に、LT1070は最大6Aの入力電流を流すことがあります。LT1070は大容量出力コンデンサを充電しなければなりません。これはオプションのソフト・スタート回路が追加されている場合を除いて、内部電流制限で設定されたレートで充電します。電源によっては起動時のサージで過電流ラッチがトリップすることがあり、電源を再投入するまでオフになったままです。

定常状態の問題が発生する可能性もあります。スイッチング・レギュレータは一定の負荷電圧を供給しようとし、これは与えられた負荷で一定の負荷電力であることを意味します。高効率システムの場合、入力電力も一定のままなので入力電圧が低下すると入力電流は増加します。入力電圧が低い場合、入力電源電流が制限されるような高い入力電流

アプリケーションノート 19

を必要とする場合があります。これによって電源電圧はさらに低下し、永久的なラッチ状態になります。電流制限およびソフト・スタートのセクションを参照してください。

12. データシートを読んでいない

まずデータシートをよく読んでください。

13. V_C ピンまたは F_B ピンへの浮遊結合

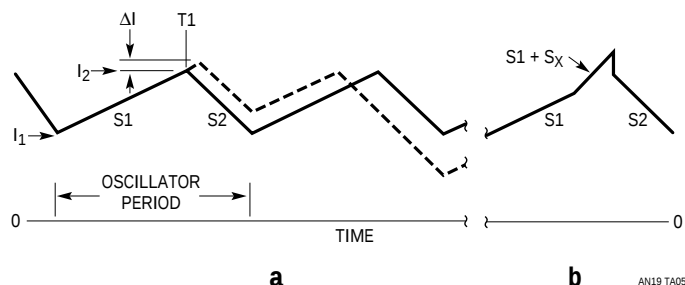
F_B ピンおよび V_C ピン電圧は、LT1070のグランド・ピンを基準にしています。なかにはグランド・ピンが入力電圧とシステム・グランド間で切り替わるトポロジもあります。 V_C ピンまたは F_B ピンとシステム・グランド間の浮遊容量は、スイッチング電源へのカップリングのように作用します。この容量をできる限り小さくしてください。この問題は、RCボックスを使用して V_C ピンで周波数補償を繰り返し実験するときに特に問題となります。RCボックスがスイッチング・エネルギーをピックアップする場合は、LT1070のグランド・ピンを「接地」した構成でも問題になることがあります。

低調波発振

50%以上のデューティ・サイクルで動作し、連続インダクタ電流が流れる電流モード・スイッチング・レギュレータでは、低調波発振として知られているデューティ・サイクルの不安定を示すことがあります。この影響はレギュレータに有害ではなく、多くの場合は出力の安定化に悪影響を与えることもありません。その最も厄介な影響は、20kHz、10kHzなどの約数の周波数で変調された40kHzの動作周波数を持つ電源部品からピッチの高い音が発生することです。低調波発振は、レギュレータの閉ループ特性に依存しません。ゼロ帰還を使用しているときにも発生する可能性があります。通常の閉ループ不安定性によってもスイッチング・レギュレータから可聴音が生じることがありますが、これは数100Hzから

数kHzの範囲になる傾向があります。

低調波発振の原因は、添付図の一部で示すとおり固定周波数とインダクタ電流の固定ピーク振幅が同時に起こる状況です。



インダクタ電流は、各スイッチオン・サイクルの始めである I_1 を始点とします。電流は入力電圧をインダクタ値で割ったレート($S1$)で増加しています。電流がトリップ・レベル(I_2)に達すると、電流モード・ループはスイッチを閉じ、発振器によって再びスイッチがターンオンするまで、電流はレート $S2$ で減少し始めます。ここで、 $T1$ 点が攪乱され電流が I_2 を ΔI だけ超えると何が起きるか注目してください。電流が減少するために残された時間が少なくなるため、最小電流点は $\Delta I + \Delta I S2/S1$ だけ上昇します。これによって、次のサイクルの最小電流が $(\Delta I + \Delta I S2/S1)(S2/S1)$ だけ減少します。後続の各サイクルで、この電流変動は $S2/S1$ 倍になります。 $S2/S1$ が1以上の場合、システムは不安定になります。条件 $S2/S1 \geq 1$ はデューティ・サイクル50%またはそれ以上で発生します。

図のbの部分に示すように、人為的なランプがインダクタ電流波形に重畳される場合は、低調波発振をなくすることができます。このランプの傾斜が S_X の場合、安定動作の条件は $S_X + S1$ が $S2$ より大きいことです。したがって、次式が導出されます。

$$S_X \geq \frac{S1(2DC-1)}{1-DC}$$

DC = デューティ・サイクル

デューティ・サイクルが50%未満 ($DC = 0.5$) の場合、 S_X は負数になるため必要ありません。デューティ・サイクルが大きい場合は、 S_X の値は $S1$ とデューティ・サイクルによって決まります。 $S1$ は単に V_{IN}/L です。これから S_X が固定値の場合におけるインダクタンスの最小値を求める式が得られます。

$$L_{MIN} \geq \frac{V_{IN}(2DC-1)}{S_X(1-DC)}$$

LT1070には、 $(2 \times 10^5 \text{ A/秒})$ の等価電流換算値を持つ電流アンプに供給される内部 S_X 電圧ランプがあります。 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $DC = 60\%$ の場合の最小インダクタンスを求める計算例を以下に示します。

$$L_{MIN} = \frac{(15)(2 \cdot 0.6 - 1)}{(2 \cdot 10^5)(1 - 0.6)} = 37.5 \mu\text{H}$$

不連続動作の場合は低調波発振が起こらないことを覚えておいてください。同様に、デューティ・サイクルが50%未満の場合はインダクタ・サイズに制約はありません。

アプリケーションノート 19

絶対最大定格 (Note 1)

電源電圧

LT1070/LT1071(Note 2)..... 40V

LT1070HV/LT1071HV(Note 2) 60V

スイッチ出力電圧

LT1070/LT1071 65V

LT1070HV/LT1071HV 75V

帰還ピン電圧(過渡、1ms)..... $\pm 15V$

動作接合部温度範囲

コマーシャル(動作時)..... 0 ~ 100

コマーシャル(短絡時)..... 0 ~ 125

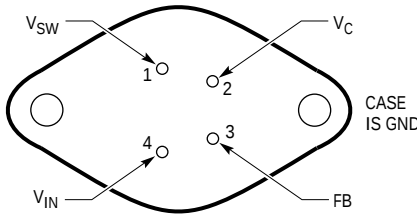
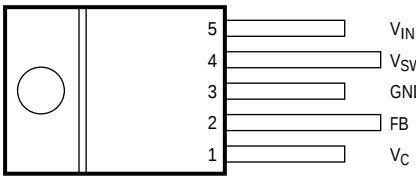
インダストリアル..... - 40 ~ 125

ミリタリ - 55 ~ 150

保存温度範囲 - 65 ~ 150

リード温度(半田付け、10秒)..... 300

パッケージ/発注情報

BOTTOM VIEW	ORDER PART NUMBER	FRONT VIEW	ORDER PART NUMBER
 K PACKAGE 4-LEAD TO-3 METAL CAN $T_{JMAX} = 100^{\circ}C, \theta_{JA} = 35^{\circ}C/W, Q_{JC} = 2^{\circ}C$ (LT1070C, I) $T_{JMAX} = 150^{\circ}C, \theta_{JA} = 35^{\circ}C/W, Q_{JC} = 2^{\circ}C$ (LT1070M) $T_{JMAX} = 100^{\circ}C, \theta_{JA} = 35^{\circ}C/W, Q_{JC} = 4^{\circ}C$ (LT1071C, I) $T_{JMAX} = 150^{\circ}C, \theta_{JA} = 35^{\circ}C/W, Q_{JC} = 4^{\circ}C$ (LT1071M)	LT1070CK LT1070HVCK LT1070HVMK LT1070IK LT1070MK LT1071CK LT1071HVCK LT1071HVMK LT1071MK	 T PACKAGE 5-LEAD PLASTIC TO-220 $T_{JMAX} = 100^{\circ}C, \theta_{JA} = 75^{\circ}C/W, Q_{JC} = 2^{\circ}C$ (LT1070C, I) $T_{JMAX} = 100^{\circ}C, \theta_{JA} = 75^{\circ}C/W, Q_{JC} = 4^{\circ}C$ (LT1071C)	LT1070CT LT1070HVCT LT1070HVIT LT1070IT LT1071CT LT1071HVCT LT1071HVIT LT1071IT

電気的特性 指定がない限り、 $V_{IN} = 15V$ 、 $V_C = 0.5V$ 、 $V_{FB} = V_{REF}$ 、出力ピン開放

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{REF}	Reference Voltage	Measured at Feedback Pin, $V_C = 0.8V$	1.224 1.214	1.244	1.264 1.274	V V
I_B	Feedback Input Current	$V_{FB} = V_{REF}$		350	750 1100	nA nA
g_m	Error Amplifier Transconductance	$\Delta I_C = \pm 25\mu A$	3000 2400	4400	6000 7000	μmho μmho
	Error Amplifier Source or Sink Current	$V_C = 1.5V$	150 120	200	350 400	μA μA
	Error Amplifier Clamp Voltage	Hi Clamp, $V_{FB} = 1V$ Lo Clamp, $V_{FB} = 1.5V$	1.80 0.25	0.38	2.30 0.52	V V
	Reference Voltage Line Regulation	$3V \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$, $V_C = 0.8V$			0.03	%/V
A_V	Error Amplifier Voltage Gain	$0.9V \leq V_C \leq 1.4V$	500	800		V/V
	Minimum Input Voltage			2.6	3.0	V
I_Q	Supply Current	$3V \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$, $V_C = 0.6V$		6	9	mA
	Control Pin Threshold	Duty Cycle = 0	0.8 0.6	0.9	1.08 1.25	V V
	Normal/Flyback Threshold on Feedback Pin		0.4	0.45	0.54	V

電気的特性 指定がない限り、 $V_{IN} = 15V$ 、 $V_C = 0.5V$ 、 $V_{FB} = V_{REF}$ 、出力ピン開放

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{FB}	Flyback Reference Voltage	$I_{FB} = 50\mu A$	15	16.3	17.6	V
			14		18.0	V
	Change in Flyback Reference Voltage	$0.05 \leq I_{FB} \leq 1mA$	4.5	6.8	8.5	V
	Flyback Reference Voltage Line Regulation	$I_{FB} = 50\mu A$, $3V \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$ (Note 3)		0.01	0.03	%/V
	Flyback Amplifier Transconductance (g_m)	$\Delta I_C = \pm 10\mu A$	150	300	650	μmho
	Flyback Amplifier Source and Sink Current	$V_C = 0.6V$, $I_{FB} = 50\mu A$ (Source)	15	32	70	μA
		$V_C = 0.6V$, $I_{FB} = 50\mu A$ (Sink)	25	40	70	μA
B_V	Output Switch Breakdown Voltage	$3V \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$, $I_{SW} = 1.5mA$ (LT1070/LT1071)	65	90		V
		(LT1070HV/LT1071HV)	75	90		V
V_{SAT}	Output Switch "On" Resistance (Note 4)	LT1070		0.15	0.24	Ω
		LT1071		0.30	0.50	Ω
	Control Voltage to Switch Current Transconductance	LT1070		8		A/V
		LT1071		4		A/V
I_{LIM}	Switch Current Limit (LT1070)	Duty Cycle $\leq 50\%$, $T_J \geq 25^\circ C$	5		10	A
		Duty Cycle $\leq 50\%$, $T_J < 25^\circ C$	5		11	A
		Duty Cycle = 80% (Note 5)	4		10	A
	Switch Current Limit (LT1071)	Duty Cycle $\leq 50\%$, $T_J \geq 25^\circ C$	2.5		5.0	A
		Duty Cycle $\leq 50\%$, $T_J < 25^\circ C$	2.5		5.5	A
		Duty Cycle = 80% (Note 5)	2.0		5.0	A
$\frac{\Delta I_{IN}}{\Delta I_{SW}}$	Supply Current Increase During Switch "On" Time			25	35	mA/A
f	Switching Frequency		35	40	45	kHz
			33		47	kHz
DC (Max)	Maximum Switch Duty Cycle		90	92	97	%
	Flyback Sense Delay Time			1.5		μs
	Shutdown Mode Supply Current	$3V \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$, $V_C = 0.05V$		100	250	μA
	Shutdown Mode Threshold Voltage	$3V \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$	100	150	250	mV
			50		300	mV

●は全動作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: LT1070/LT1071の電流制限時の最小スイッチ「オン」時間は約1 μs である。降圧および反転モードでのみ、短絡時の最大入力電圧を約35Vに制限する。通常(短絡していない)状態では影響を受けない。最小「オン」時間を1 μs 以下に低減するマスク変更が実装されており、最大短絡入力電圧を40V以上にする。現在のLT1070/LT1071(パッケージの日付コードについてはお問い合わせください)が「高入力電圧で、降圧または反転モードで動作して短絡状態が予想される場合は、以下のようにインダクタと抵抗を直列に配置しなければならない。

抵抗値は次式で与えられる。

$$R = \frac{t \cdot f \cdot V_{IN} - V_F}{I_{LIMIT}} - R_L$$

t = 電流制限時のLT1070/LT1071の最小スイッチ「オン」時間、約1 μs

f = 動作周波数(40kHz)

$V_F = I_{LIMIT}$ での外部キャッチ・ダイオードの順方向電圧

$I_{LIMIT} = LT1070$ (約8A) $LT1071$ (約4A)の電流制限値

R_L = インダクタの内部直列抵抗

Note 3: スイッチの破壊を避けるために、 $V_{MAX} = LT1070HV$ および $LT1071HV$ の場合は55V。

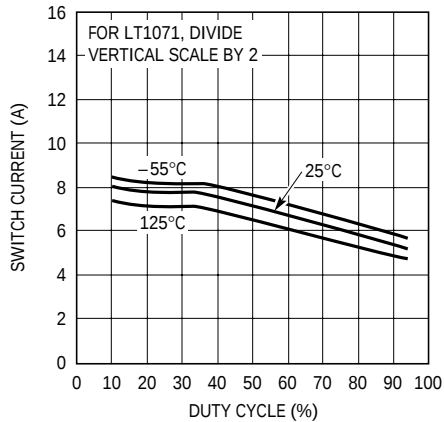
Note 4: V_C を「H」にクランプし、 $V_{FB} = 0.8V$ の状態で測定。 $I_{SW} = LT1070$ の場合は4A、 $LT1071$ の場合は2A。

Note 5: デューティ・サイクル(DC)が50% ~ 80%の場合、最小保証スイッチ電流は $LT1070$ の場合は $I_{LIM} = 3.33(2 - DC)$ 、 $LT1071$ の場合は $I_{LIM} = 1.67(2 - DC)$ で与えられる。

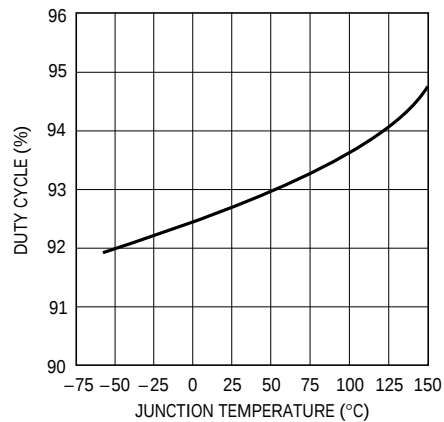
アプリケーションノート 19

標準的性能特性

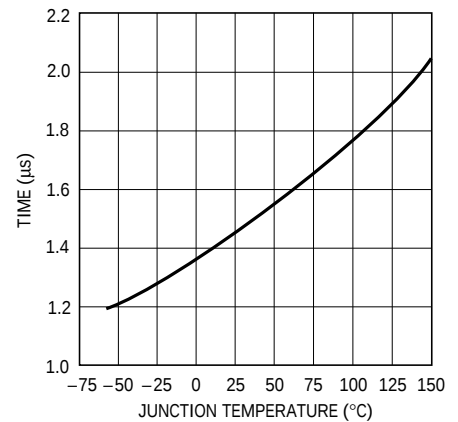
スイッチ電流限界と
デューティ・サイクル



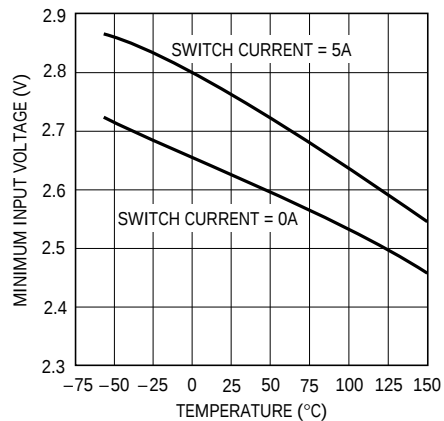
最大デューティ・サイクル



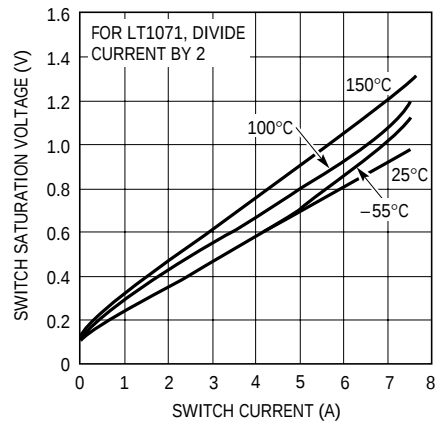
フライバック・ブランキング時間



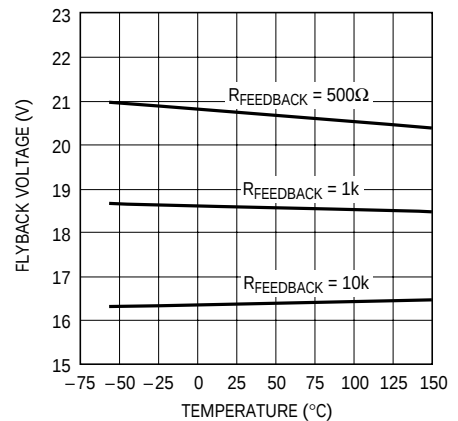
最小入力電圧



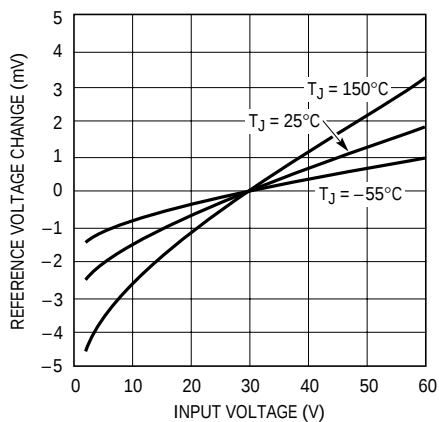
スイッチ飽和電圧



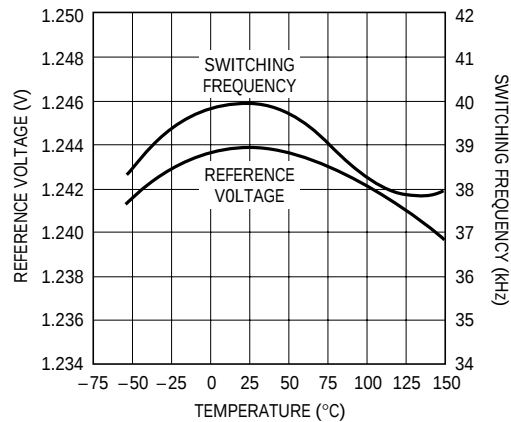
絶縁モード・フライバック
基準電圧



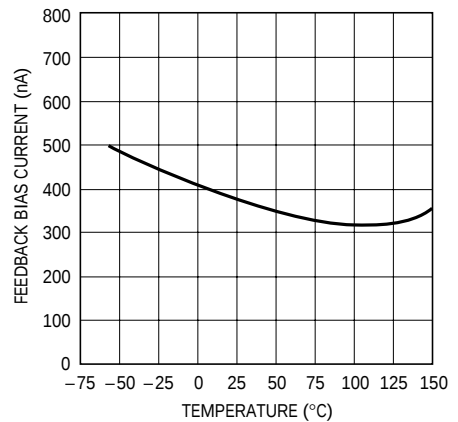
ライン・レギュレーション



リファレンス電圧と温度

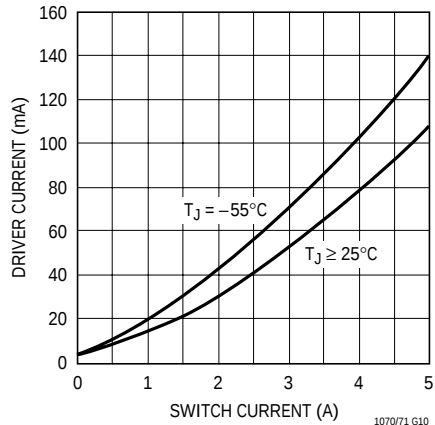


帰還バイアス電流と温度



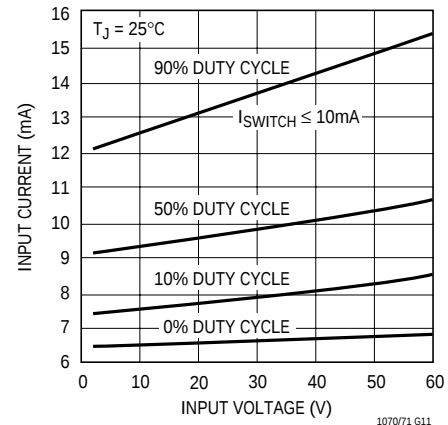
標準的性能特性

分割器電流*とスイッチ電流



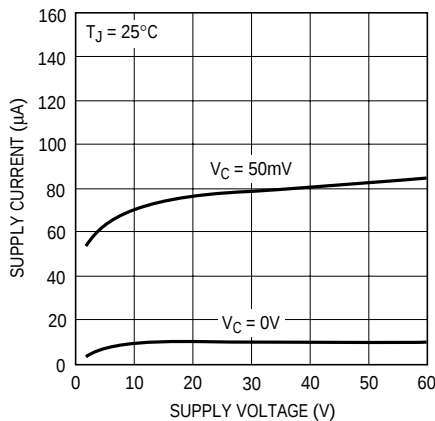
*AVERAGE LT1070 POWER SUPPLY CURRENT IS FOUND BY MULTIPLYING DRIVER CURRENT BY DUTY CYCLE, THEN ADDING QUIESCENT CURRENT

電源電流と入力電圧*

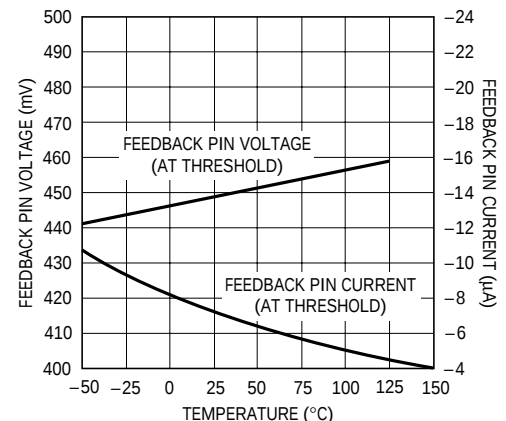


*UNDER VERY LOW OUTPUT CURRENT CONDITIONS, DUTY CYCLE FOR MOST CIRCUITS WILL APPROACH 10% OR LESS

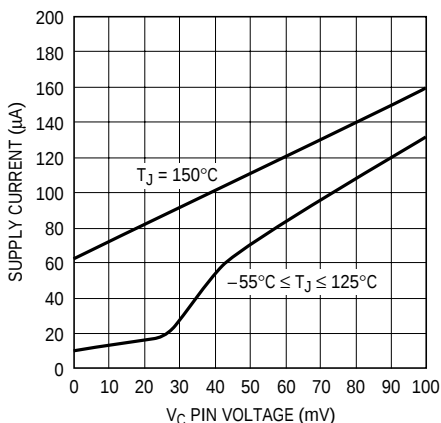
電源電流と電源電圧
(シャットダウン・モード)



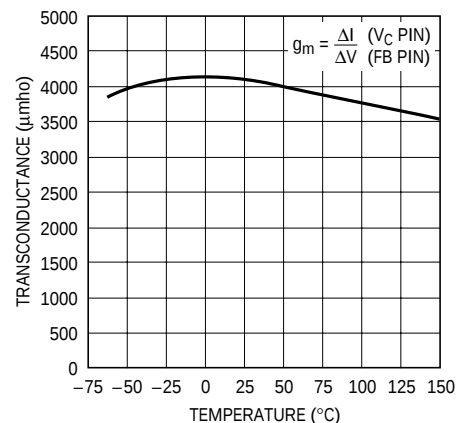
帰還ピンのノーマル/
フライバック・モード・スレッシュホールド



シャットダウン・モードの電源電流



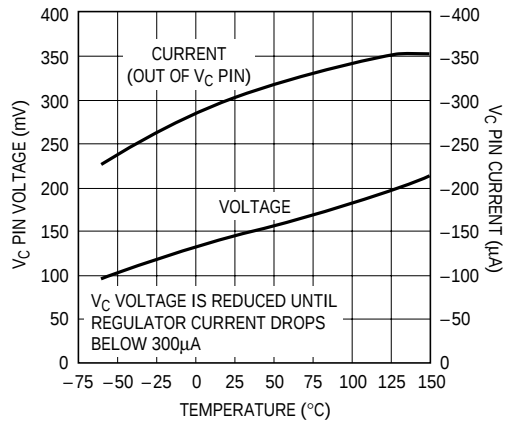
誤差アンプのトランスコンダクタンス



アプリケーションノート 19

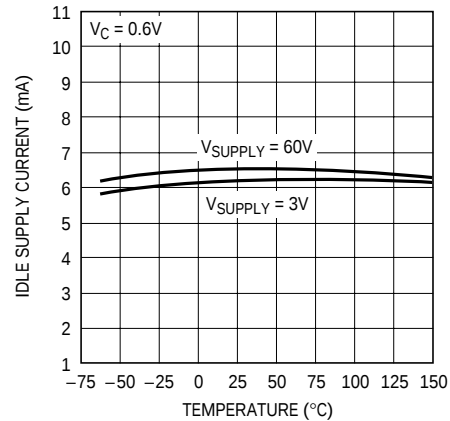
標準的性能特性

シャットダウン・スレッシュホールド



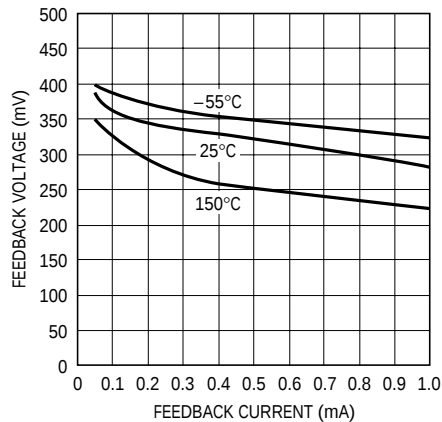
1070/71 G16

アイドル電源電流と温度



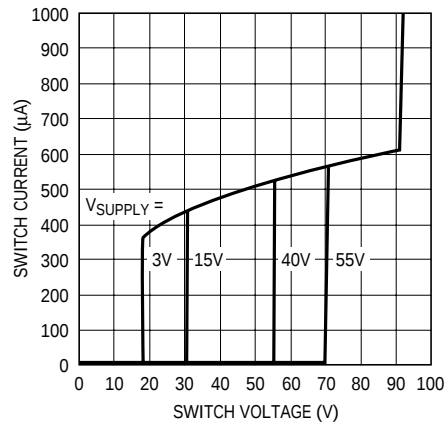
1070/71 G14

帰還ピン・クランプ電圧



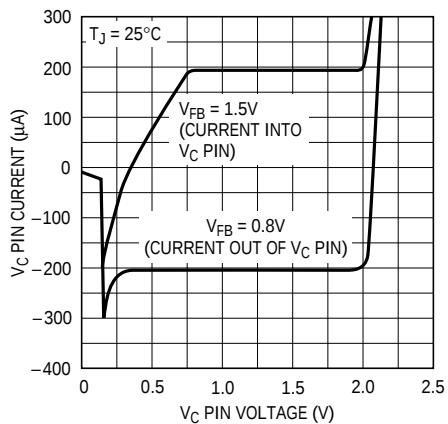
1070/71 G18

スイッチ「オフ」特性



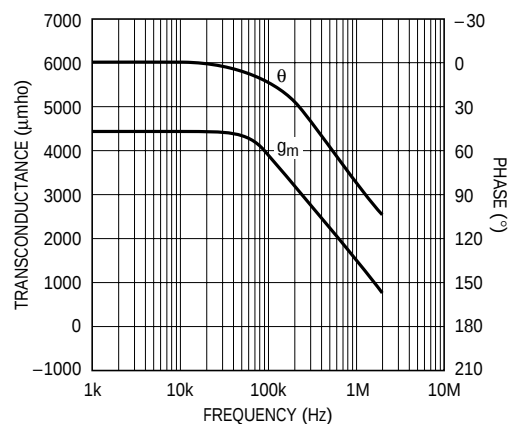
1070/71 G19

V_C ピン特性



1070/71 G20

誤差アンプの
トランスコンダクタンス



1070/71 G21

インダクタ/トランス・メーカー

Pulse Engineering Inc. (619/268-2400)
P.O. Box 12235, San Diego, CA 92112

Hurricane Electronics Lab (801/635-2003)
P.O. Box 1280, Hurricane, UT 84737

Coilcraft Inc. (312/639-2361)
1102 Silver Lake Rd., Cary, IL 60013

Renco Electronics, Inc. (516/586-5566)
60 Jefryn Blvd. East, Deer Park, NY 11729

コア・メーカー

Ferroxcube(フェライト)(914/246-2811)
5083 Kings Highway, Saugerties, NY 12477

Micrometals(鉄粉コア)(714/630-7420)
1190 N. Hawk Circle, Anaheim, CA 92807

Pyroferic International Inc.(鉄粉コア)(217/849-3300)
200G Madison St., Toledo, IL 62468

Fair-Rite Products Corp.(フェライト)(914/895-2055)
P.O. Box J. Wallkill, NY 12589

Stackpole Corp., Ferrite Products Group (814/781-1234)
Stackpole St., St. Mary's, PA 15857

Magnetics Division - Spang & Co(フェライト)(412/282-8282)
P.O. Box 391, Butler, PA 16003

TDK Corp. of America, Industrial Ferrite Products
(312/679-8200)
4709 W. Golf Rd., Skokie, IL 60076

参考文献

Pressman, A.I., "Switching and Linear Power Supply, Power Converter Design," Hayden Book Co., Hasbrouck Heights, New Jersey, 1977, ISBN 0-8104-5847-0.

Chryssis, G., "High Frequency Switching Power Supplies, Theory and Design," McGraw Hill, New York, 1984, ISBN 0-07-010949-4.

Grossner, N.R., "Transformers for Electronic Circuits," McGraw Hill, New York, 1983, ISBN 0-07-024979-2.

Middlebrook, R.D., and 'Cuk, S., "Advances in Switched Mode Power Conversion," Volumes I, II, III, TESLA Co., Pasadena, CA, 1983.

Proceedings of Powercon, Power Concepts, Inc.
Box 5226, Ventura, CA

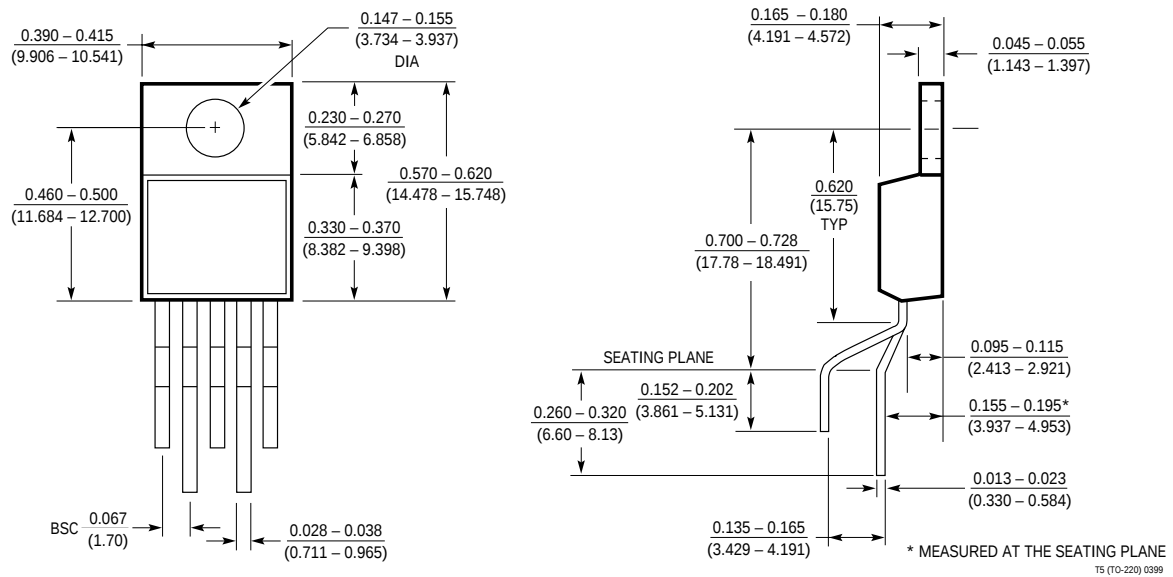
"Linear Ferrite Magnetic Design Manual,"
Ferroxcube Inc., Saugerties, NY

"Design Manual for SMPS Power Transformers,"
Pulse Engineering Inc., San Diego, CA

アプリケーションノート 19

パッケージ 注記がない限り寸法はインチ(ミリメートル)

Tパッケージ
5ピン・プラスチックTO-220(標準)
(LTC DWG # 05-08-1421)



Kパッケージ
4ピンTO3メタル・キャン
(LTC DWG # 05-08-1311)

