

降圧コンバータ用インダクタの 選択方法

National Semiconductor
Application Note 1197
Sanjaya Maniktala
2002 年 7 月



はじめに

本アプリケーション・ノートは、連続モードで動作する任意の降圧（バック）コンバータ・アプリケーションを対象に、市販インダクタを選択する際の一助となる設計情報を提供します。

最初の項では、コンバータ・アプリケーションで必要となるインダクタンスに関して、回路要件の見積もり方法を示します。

次の項では市販インダクタを取り上げ、メーカーから提示される仕様をどのように解釈すべきか、その詳細を示します。段階を追って設計手順を説明していきます。

最後に、「選択したインダクタは特定のアプリケーションで実際はどのように動作するか」という質問に対する回答として、述べてきた設計過程をパラメータの一覧としてまとめます。

ここで重要なポイントは、すべてのインダクタは特定の「設計条件」に基づいて設計されていますが、その条件と異なる動作条件が許されていないのではありません。実際にインダクタはさまざまなアプリケーションに使われ、それぞれで満足すべき性能を発揮しています。しかしインダクタを正しく使用するには、「設計条件」から「アプリケーション条件」下でのインダクタの性能を正確に予測または推定する方法を設計者が理解していなければなりません。あわせて、「直感」が逆に誤解につながることを示していきます。インダクタの選定には細かい手順が必要ですが、パラメータ表 (Table 2) と選定フローチャート (Figure 2) の形で提示していきます。

背景：インダクタの電流波形

Figure 1 はインダクタを流れる電流波形で、太線は連続モード動作の場合です。主なパラメータは次のとおりです。

- I_{DC}
 - I_{DC} は AC 成分の幾何学的な中心です。
 - I_{DC} はインダクタ電流の平均値です。
 - 出力コンデンサの電流は定常状態にある場合は平均でゼロであり、 I_{DC} が負荷に流れ込む電流となります。
- I_{PEAK} は $I_{DC} + I/2$ で、コアのピーク・エネルギー ($e = 1/2 * L * I^2$) を決定し、すなわち、コアが飽和することなく対応できなければならないピーク磁場を直接決定します。
- I_{TROUGH} は $I_{DC} - I/2$ で、インダクタ内に一定に残存する電流 / エネルギーのレベルを決定します。残存エネルギー自体は負荷を駆動しませんが、そのレベルは負荷に依存します。
- 電流の AC 成分は、

$$I_{AC} = I = I_{PEAK} - I_{TROUGH}$$

- 電流の DC 成分は図に示されている例では負荷電流を表わします。

$$I_{DC} = I_0$$

I_0 は最大定格負荷です。

- 'r' は最大負荷 (I_0) 条件で評価される AC 成分と DC 成分の比 (電流リップル比) として定義されます。最大負荷でのみ計算される定義から、'r' はコンバータ / アプリケーションごとに一意に決まります。連続モードに対してのみ定義されます。

$$r = \frac{\Delta I}{I_0}$$

'r' を小さく (出力コンデンサの RMS 電流も小さく) するにはインダクタンスを大きくして I を抑えればよいこととなりますが、インダクタの大きさが巨大となり実用的でなくなる可能性があります。そのため、降圧型レギュレータでは通常、0.25 ~ 0.5 の範囲に 'r' を設定します (最大定格負荷時)。インダクタの小型化についてはアプリケーション・ノートの「付録」を参照してください。あるインダクタンス値のもとでは、入力電圧を一定として、コンバータの負荷が軽くなるに伴って I は変わらないまま DC レベルが下がるため、その結果リップル比は大きくなります。負荷が軽くなると最終的には不連続モードに移行しますが、その移行点で Figure 1 に示すように DC レベルは $I/2$ となります。そのため、

- 不連続モードへの移行点での電流リップル比は 2 です。すなわち、'r' の上限値は 2 になります。
- 不連続モードへの移行が発生する負荷条件は、単純に幾何的に $r/2$ に I_0 を乗算して求められます。たとえば、2A 負荷時に 'r' が 0.3 となるようにインダクタンスを選択した場合、不連続動作モードへの移行は $0.15 \times 2A$ 、すなわち負荷電流が 300mA になったときに発生します。

Note: スイング特性を持つインダクタは、負荷電流が小さくなるに従ってインダクタンス値は通常大きくなるため、不連続モードへの移行点が低くなる場合があります。このアプリケーション・ノートではスイング特性のインダクタは対象としません。

アプリケーション要件の見積もり

必要なインダクタンス値を求めるには 2 種類の計算方法があります。設計者は両者を考慮しなければなりません。

L を求める基本的な方法

基本的な式 $V = L * di/dt$ から、コンバータのオン時間に次の関係を得ます。

$$V_{IN} - V_{SW} - V_0 = L \times \frac{\Delta I}{D/f}$$

V_{IN} は印加された DC 入力電圧、 V_{SW} はスイッチがオンのときのスイッチ両端の電圧、 D はデューティ・サイクル、 f はスイッチング周波数で単位は Hz です。 I について解き 'r' で表わすと、

$$r = \frac{(V_{IN} - V_{SW} - V_0) \times D}{L \times f \times I_0}$$

アプリケーション要件の見積もり (つづき)

降圧型レギュレータのデューティ・サイクルは次のように表わされます。

$$D = \frac{V_0 + V_D}{V_{IN} - V_{SW} + V_D}$$

V_D はキャッチ・ダイオードの順方向電圧効果 (ショットキ・ダイオードで約 0.5V) です。

最終的に 'r' は、

$$r = \frac{(V_{IN} - V_{SW} - V_0) \times (V_0 + V_D)}{(V_{IN} - V_{SW} + V_D) \times L \times f \times I_0}$$

と表わされ、L は、

$$L = \frac{(V_{IN} - V_{SW} - V_0) \times (V_0 + V_D)}{(V_{IN} - V_{SW} + V_D) \times r \times f \times I_0} \times 10^6 \mu\text{H}$$

f の単位は Hz です。

例 1

LM2593HV 降圧型コンバータを使用したアプリケーションで、それぞれ、入力 DC 電圧は 24V、出力は 12V、最大負荷電流は 1A、出力リップル電圧のピーク・ツー・ピーク値の要求仕様を 30mV ($\pm 15\text{mV}$) とします。また、 $V_{SW} = 1.5\text{V}$ 、 $V_D = 0.5\text{V}$ 、 $f = 150,000\text{Hz}$ と仮定します。

ループ安定性の観点から ESR が 100m 未満の出力コンデンサは使用できません。また後段に LC フィルタを使用しないものとします。以上から I は次のようになります。

$$\Delta I = \frac{30 \text{ mV}}{100 \text{ m}\Omega} = 0.3 \text{ A}$$

したがって 'r' は、

$$r = \frac{0.3}{1.0} = 0.3$$

必要なインダクタンス値は、

$$L = \frac{(24 - 1.5 - 12) \times (12 + 0.5)}{(24 - 1.5 + 0.5) \times 0.3 \times 150000 \times 1.0} \times 10^6 \mu\text{H}$$

$$L = 127 \mu\text{H}$$

インダクタに求められるエネルギー耐量は次のように計算します。

すべてのサイクルで、ピーク電流は、

$$I_{\text{PEAK}} = I_0 + \frac{\Delta I}{2} = 1.0 + \frac{0.3}{2} \text{ A}$$

$$I_{\text{PEAK}} = 1.15 \text{ A}$$

エネルギー耐量 'e' の要求値は、

$$e = \frac{1}{2} \times L \times I_{\text{PEAK}}^2 \mu\text{J}$$

L の単位は μH です。つまり、

$$e = \frac{1}{2} \times 127 \times 1.15^2 = 84 \mu\text{J}$$

Note: ソフトスタートではないハードウェア的な電源オンの間、または出力短絡のような異常状態では、帰還ループは有効には機能せず、出力電流をエネルギー耐量の計算に使用した電流値に制限することができません。実際の電流は Figure 1 に I_{CLIM} として示すデバイスの内部制限にまで達し、またこの値は上で計算した定常状態の電流よりもはるかに大きいと考えられます。入力 DC 電圧が 40V を超える場合にインダクタが飽和すると、コントローラが電流を制限できないほどに電流が急速に上昇する可能性があり、結果的にスイッチの破壊を引き起こします。ただ幸いなことに、多くの市販インダクタは広いエア・ギャップを持っており、過負荷状態になっても急激に飽和したけません。しかし、少なくとも入力電圧が 40V を超える場合、ワーストケース・エネルギー e_{CLIM} に対応したサイズのインダクタを選択することを強く推奨します。

$$e_{\text{CLIM}} = \frac{1}{2} \times L \times I_{\text{CLIM}}^2 \mu\text{J}$$

L の単位は μH 、 I_{CLIM} はレギュレータの内部電流制限値で単位は A です。

voltsecond 法 (電圧時間積) による L の算出

voltsecond 項に着目することによって、きわめて一般的な等式とグラフが得られます。ここでは単純に、インダクタ巻き線の両端電圧に印加される電圧の時間を μsec を単位として乗じた volts μsec あるいは 'Et 積' を取り上げます。

Note:

- インダクタに印加される電圧 V が高く V の印加時間 t が短い場合も、あるいは逆に V が低くて t が長い場合も、電流は同一のピーク値に向けて上昇します。レギュレータの入力電圧と出力電圧の組み合わせは無限ですが、基本的な磁気設計の観点からは、同一の voltsecond 値を持つレギュレータは実質的に同じものです。Et 積こそが扱うべき重要なパラメータです。(唯一の例外は、Et 積だけではなく周波数の絶対値に直接依存する鉄損の項です。)
- Et 積は、オン期間 ($V \mu\text{sec}$ の獲得) かオフ期間 ($V \mu\text{sec}$ の損失) に対して計算します。定常状態ではサイクルごとに $V \mu\text{secs}$ の正味量は変動しないため、結果はどちらも同じ値になります。
- $V \mu\text{sec}$ はコア内のエネルギーを対象としており、全エネルギーを表わしてはいません。 $V \mu\text{sec}$ は、'r'、すなわち I の AC 成分のみを表わしています。インダクタのピーク電流とエネルギーは DC 成分である I_{DC} を加えて求めます。このアプリケーション・ノートで示す設計手順と、その手順にもとづいたパラメータ一覧では、 I_0 と Et 積の両方を変数として扱っています。ただし、任意のアプリケーションの特性は I_0 と Et 積 (鉄損の項に対してはさらに周波数) によって完全に定義され、これらパラメータの変更はできません。設計で自由になる項目は L (または 'r') のみで、付録のガイドラインに従って決定します。

一般的な式 $V = L \cdot di/dt$ を変形して $V \cdot dt = L \cdot di$ を得ます。 $V \cdot dt$ は印加される voltsecond です。定義から、

$$Et = V \cdot t = L \cdot I \mu\text{secs}$$

L の単位は μH です。したがって、'r' は次のように表わされます。

$$r = \frac{Et}{L \times I_0}$$

L について解くと、

$$L = \frac{Et}{r \times I_0} \mu\text{H}$$

L を求める代替方法となる、より一般的な式が得られました。

アプリケーション要件の見積もり (つづき)

例 2

Et 積の観点から例 1 を再計算してみます。

オン時間は、

$$t_{ON} = \frac{D}{f} = \frac{(12 + 0.5) \times 10^6}{(24 - 1.5 + 0.5) \times 150000} \mu s$$

$$t_{ON} = 3.62 \mu s$$

これから Et 積は、

$$Et = (V_{IN} - V_{SW} - V_O) \times t_{ON} = (24 - 1.5 - 12) \times 3.62 \mu s$$

$$Et = 38.0 \mu s$$

L は、

$$L = \frac{Et}{r \times I_0} \mu H$$

$$L = \frac{38.0}{0.3 \times 1.0} \mu H$$

$$L = 127 \mu H$$

期待したとおり、例 1 と同じ結果が得られました。

要求仕様のまとめ

- 'r' の最大値を 0.3 とした場合、インダクタンス 127 μH 以上
- 1A の DC 負荷 (許容可能な温度上昇 T を保証するため)、または、定常状態で 84 μJ のエネルギー耐量
- ピーク負荷は 4.0A (DC 入力電圧が 40V 以上の場合にコア飽和を防ぐため)、または、ピーク時で 1016 μJ のエネルギー耐量 (LM2593HV の最大電流制限は 4.0A)
- 38V μs の Et 積
- 周波数 150kHz

インダクタを特注する場合は、これらの情報をメーカーとのやりとりで使用します。

市販インダクタの特性評価

Figure 2 に示した設計フローチャートに示すように、まず最初にインダクタンスと DC 電流定格に基づいてインダクタを選定します。暫定的に、Pulse Engineering 社のインダクタの中から、他のパラメータはアプリケーション例には適合しないと思われるものの、要求仕様に近い L と I_{DC} を持つ品種を選択してみます (Table 1 と以下の箇条書きを参照)。インダクタの動作周波数は明らかに異なっており、設計時点の周波数は 250kHz ですが、アプリケーション例では 150kHz です。直感的には周波数が下がることで鉄損が増えてピーク磁束密度が大きくなるように感じられます。実際は、この例の場合は逆のことが起こり、以下に示す各手順に従った設計が重要だとわかります。「直感」は誤解につながりやすいのです。

メーカーから次のような情報が提供されています。

- インダクタで 380mW が損失されると温度は 50 上昇する。
- 鉄損の式は $6.11 \times 10^{-18} \times B^{2.7} \times f^{2.04}$ mW で、f の単位は Hz、B の単位は Gauss である。
- インダクタは周波数 250kHz で設計されている。

- Et_{100} は 'B' が 100 Gauss のときの V μs を表わす。

注: 鉄損の式では磁束振幅のピーク・ツー・ピーク値の半分を使用することが慣例となっています。つまり上の 'B' は、他のメーカーと同様に、実際には B/2 を指します。以下の計算で覚えておいてください。

次のように段階を踏んで計算を行います。

a) 電流の AC 成分

電流の AC 成分は次式から簡単に求められます。

$$Et = L \Delta I \mu s$$

L の単位は μH です。

上式から、

$$\Delta I = \frac{Et}{L} = \frac{59.4}{137} = 0.434 A$$

b) 'r'

このインダクタは次の 'r' を想定して設計されています。

$$r = \frac{\Delta I}{I_0} = \frac{0.434}{0.99}$$

$$r = 0.438$$

負荷電流 0.99A 時。

c) ピーク電流

$$I_{PEAK} = I_0 + \frac{\Delta I}{2} = 0.99 + \frac{0.434}{2} A$$

$$I_{PEAK} = 1.21 A$$

d) RMS 電流

$$I_{RMS} = \sqrt{I_0^2 + \frac{\Delta I^2}{12}} A$$

$$I_{RMS} = \sqrt{0.99^2 + \frac{0.434^2}{12}} A$$

$$I_{RMS} = 0.998 A$$

e) 銅損

銅損は、

$$P_{CU} = I_{RMS}^2 \times DCR \text{ mW}$$

DCR の単位は m です。

上式で I_{RMS} の代わりに I_{DC} を使用しても多くは近似可能です。ただし場合によっては、メーカーからインダクタの RMS 電流定格が提供される場合があります。

$$P_{CU} = 0.998^2 \times 387 \text{ mW}$$

$$P_{CU} = 385 \text{ mW}$$

f) B フィールドの AC 成分

B フィールドの AC 成分はインダクタ電流の AC 成分に比例します。

市販インダクタの特性評価 (つづき)

$E_t = 10.12V \mu\text{secs}$ で 100 Gauss (B) が発生する情報が E_{t100} としてメーカーから提供されています。インダクタは $E_t = 59.4V \mu\text{sec}$ で設計されているため、次を得ます。

$$B = \frac{E_t}{E_{t100}} \times 100 = \frac{59.4}{10.12} \times 100 \text{ Gauss}$$

$$B = 587 \text{ Gauss}$$

ただし、先に述べた慣例のとおり、この値はピーク・ツー・ピーク振幅の半分です。したがって、

$$B = 2 \cdot B = 1174 \text{ Gauss}$$

確認：Table 2 に示す別の式を使って B も求められます。メーカーにデータシートに開示されていない詳細情報を問合せ、コアの有効面積 A_e は 0.0602cm^2 、巻き線数 N は 84 との情報を得ました。以上から、

$$\Delta B = \frac{100 \cdot E_t}{N \cdot A_e} \text{ Gauss}$$

$$\Delta B = \frac{100 \cdot 59.4}{84 \cdot 0.0602} = 1175 \text{ Gauss}$$

期待どおり、両式からほぼ同じ結果が得られました。

g) B フィールドの DC 成分

B フィールドの DC 成分はインダクタ電流に比例します。実際、B の瞬時値は、与えられたインダクタで電流の瞬時値に常に比例していると考えられます。

比例定数は上の (f) からわかります。すなわち、 $0.434A$ の I から 1174 Gauss の B が発生します。そのため B フィールドの DC 成分は次のようになります。

$$B_{DC} = \frac{\Delta B}{\Delta I} \times I_{DC} \text{ Gauss}$$

ここで、 $I_{DC} = I_0 = 0.99A$

$$B_{DC} = \frac{1174}{0.434} \times 0.99 \text{ Gauss}$$

$$B_{DC} = 2678 \text{ Gauss}$$

h) B フィールドのピーク値

B は I に比例するため B フィールドのピーク値は次のように表わされます。

$$B_{PEAK} = B_{DC} + \frac{\Delta B}{2} \text{ Gauss}$$

$$B_{PEAK} = 2678 + \frac{1174}{2} \text{ Gauss}$$

$$B_{PEAK} = 3265 \text{ Gauss}$$

i) 鉄損

メーカーによると鉄損 (単位 mW) は $6.11 \times 10^{-18} \times B^{2.7} \times f^{2.04}$ で表わされ、f の単位は Hz、B の単位は Gauss です。

$$P_{CORE} = 6.11 \times 10^{-18} \times \left[\frac{\Delta B}{2} \right]^{2.7} \times f^{2.04} \text{ mW}$$

$$P_{CORE} = 6.11 \times 10^{-18} \times 587^{2.7} \times 250000^{2.04} \text{ mW}$$

$$P_{CORE} = 18.7 \text{ mW}$$

j) 全インダクタ損失

$$P = P_{CU} + P_{CORE} \text{ mW}$$

$$P = 385 + 18.7 \text{ mW}$$

$$P = 404 \text{ mW}$$

k) インダクタの熱抵抗

メーカーによると 380mW の電力消費時の温度上昇は 50 です。したがってインダクタの熱抵抗は、

$$R_{TH} = \frac{50}{380} \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{TH} = 131.6 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

l) インダクタの推定温度上昇

$$\Delta T = R_{TH} \times \frac{P}{1000} \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\Delta T = 131.6 \times \frac{404}{1000} \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T = 53$$

温度上昇 ' T ' は、コアの温度 ' T_{CORE} ' からの最高周囲温度 ' $T_{AMBIENT}$ ' を引いた値です。「周囲」とはインダクタ周辺の局所的な温度です。

m) コアのエネルギー耐量

$$e = \frac{1}{2} \times L \times I_{PEAK}^2 \text{ } \mu\text{J}$$

L の単位は μH です。

$$e = \frac{1}{2} \times 137 \times 1.21^2 \text{ } \mu\text{J}$$

$$e = 100 \mu\text{J}$$

前述したとおり、ハードウェア的なパワーアップ中、または出力短絡時にコアに与えられるエネルギーは、きわめて大きい点に注意が必要です。

一方、ソフトスタートに対しては変動を緩和するさまざまな方法が存在しますが、すべての方法がスタートアップ時のスイッチ電流またはインダクタ電流を低減するわけではない点にも注意が必要です。エネルギーから見たときのワーストケースは出力を短絡させた状態でのスタートアップです。試作回路を使用してインダクタ波形を観測し、すべての条件で適切な動作が得られることを確認しておく必要があります。

また、同じコアを使用した「ファミリ」製品と呼ばれるインダクタ製品群は、一般にエネルギー耐量に関して同じ定格を備えています。したがって、コアが適切でないとは判断された場合は、物理的に大きなコア / インダクタに切り替えることが通常は唯一の対策となります。あるいは、より高価で高性能なコア材を使用したインダクタを選択します。

市販インダクタの特性評価 (つづき)

インダクタ・パラメータのまとめ

- このインダクタは、負荷 1A のときに、周囲温度に対しておよそ 50 の温度上昇となるように設計されている。
- 銅損 (385mW) が支配的で (このようなインダクタ/コア材では一般的)、鉄損は相対的に少ない。
- ピーク瞬時電流 1.2A のときに、ピーク磁束密度はおよそ 3200 ガウスになる。
- このコアのエネルギー耐量定格は 100μJ である。

Note: ほとんどのメーカーはインダクタに使用している材料の情報を明示的には提供していませんが、賢明な設計者であれば与えられた鉄損の式に記載されている B と f の指数から推測できます。あるいは、単純にメーカーに問い合わせてください。この例のインダクタにはフェライトが使われており、飽和を起こさずに対応できるピーク磁束密度は通常 3000 ~ 4000 ガウスを超えます。(注: 一口にフェライトと言ってもすべての等級は同じではありません。また、コアの発熱によって飽和磁束密度 B_{SAT} は下がります。)

実アプリケーションに対応したインダクタの評価

これまでの説明からインダクタの「設計条件」下での動作限界が明らかとなりました。次に、特定のアプリケーション条件下での性能を外挿によって求めます。元々の「設計値」はパラメータとしては重要ではなく、外挿によって求めた対応する「アプリケーション値」がパラメータとしては重要です。

以下を「設計条件」のパラメータとします (別なインダクタを選べば変えられます)。

- I_{DC}
- E_t
- f
- $T_{AMBIENT}$

「アプリケーション条件」は、

- I'_{DC}
- E_t'
- f
- $T'_{AMBIENT}$

「設計条件」から「アプリケーション条件」を求める過程では、以下のパラメータを定数と考えます。

- L
- DCR
- R_{th}
- 鉄損の式

また、最後に、特定のアプリケーションに対して求めたインダクタが適正であると「認定」するためには、次の要件を保証しておく必要があります。

- 「r」が受け入れ可能 (L の選択)
- B_{PEAK} が問題ない
- $I_{PEAK} < I_{CLIM}$
- T が問題ない ($P_{CU} + P_{CORE}$ を評価)
- $B_{CLIM} < B_{SAT}$ (DC 入力電圧が 40V 以上のとき)

次の各情報はメーカーから提供されていると仮定します。

- E_t (Vμsecs)
- E_{t100} (100 ガウスあたりの Vμsecs)
- L (μH)

- I_{DC} (A)
- DCR (mΩ)
- f (Hz)
- $a \cdot B^b \cdot f^c$ として表わされる鉄損の式。ここで B の単位はガウス、f の単位は Hz。B はピーク・ツー・ピーク磁束振幅の半分である点に注意
- 自由大気中でのインダクタの熱抵抗 (°C/W)

上記のいずれかが不明の場合はメーカーに問い合わせてください。Table 2 に、これまでに述べた設計過程をまとめ、合わせてインダクタの性能を「外挿」する式を示します。

例 3

ここでは各手順に従って選定を進めていきます。Table 2 と Figure 2 を参照しながら読んでください。インダクタの「設計条件」は次のとおりです。

- $E_t = 59.4 \text{ V}\mu\text{secs}$
- f = 250,000 Hz
- $I_{DC} = 0.99 \text{ A}$

取り上げる「アプリケーション条件」は、

- $E_t' = 38 \text{ V}\mu\text{secs}$
- f = 150,000 Hz
- $I'_{DC} = 1 \text{ A}$

($T_{AMBIENT}$ は変わらないと仮定したため、ここでは無視しています)。アプリケーションにインダクタを使用した場合の性能を検証します。

- 電流リップル比「r」が所望の値と近いこと
- ピーク磁束密度 / 電流が範囲内にあること
- 温度上昇が許容範囲にあること

Table 2 を使用します。

- 「r」:

設計値は、

$$r = \frac{E_t}{L \cdot I_{DC}}$$

$$r = \frac{59.4}{137 \cdot 0.99}$$

$$r = 0.438$$

アプリケーション例に外挿すると、

$$r' = r \cdot \left[\frac{E_t' \cdot I_{DC}}{E_t \cdot I'_{DC}} \right]$$

$$r' = 0.438 \cdot \left[\frac{38 \cdot 0.99}{59.4 \cdot 1} \right]$$

$$r' = 0.277$$

必要なインダクタンス値より先や大きいインダクタ (127 μH の代わりに 137 μH) を選択したため、「r」は 0.3 をほんのわずかに下回る程度と見込んでいました。さらに小さなリップル比が得られましたが、出力電圧リップルを小さくできることから、この値は許容可能です。

実アプリケーションに対応したインダクタの評価 (つづき)

b) ピーク磁束密度

設計値は、

$$B_{PEAK} = \frac{200}{Et_{100}} \cdot \left[(I_{DC} \cdot L) + \frac{Et}{2} \right] \text{ Gauss}$$

$$B_{PEAK} = \frac{200}{10.12} \cdot \left[(0.99 \cdot 137) + \frac{59.4}{2} \right] \text{ Gauss}$$

$$B_{PEAK} = 3267 \text{ Gauss}$$

アプリケーションに外挿すると、

$$B'_{PEAK} = B_{PEAK} \cdot \left[\frac{2 \cdot L \cdot I'_{DC} + Et'}{2 \cdot L \cdot I_{DC} + Et} \right] \text{ Gauss}$$

$$B'_{PEAK} = 3267 \cdot \left[\frac{2 \cdot 137 \cdot 1 + 38}{2 \cdot 137 \cdot 0.99 + 59.4} \right] \text{ Gauss}$$

$$B'_{PEAK} = 3084 \text{ Gauss}$$

B_{PEAK} より小さいため許容可能です。

c) ピーク電流

レギュレータが定格負荷を駆動できるように保証するには、ピーク電流をスイッチャICの内部電流制限より小さく設定しなければなりません。

設計値は、

$$I_{PEAK} = I_{DC} + \frac{Et}{2 \cdot L} \text{ A}$$

$$I_{PEAK} = 0.99 + \frac{59.4}{2 \cdot 137} \text{ A}$$

$$I_{PEAK} = 1.21 \text{ A}$$

これは、上で計算した 3267 ガウスの B フィールドに対応します。

アプリケーションに外挿すると、

$$I'_{PEAK} = I_{PEAK} \cdot \left[\frac{(2 \cdot L \cdot I'_{DC}) + Et'}{(2 \cdot L \cdot I_{DC}) + Et} \right] \text{ A}$$

$$I'_{PEAK} = 1.21 \cdot \left[\frac{(2 \cdot 137 \cdot 1.0) + 38}{(2 \cdot 137 \cdot 0.99) + 59.4} \right] \text{ A}$$

$$I'_{PEAK} = 1.14 \text{ A}$$

これは上で計算した 3084 ガウスの B フィールドに対応し、 I_{CLIM} より小さな値が得られました。(LM2593HV の電流制限の最小値は 2.3A)

d) 温度上昇

設計値は、

$$P_{CU} = DCR \cdot \left(I_{DC}^2 + \frac{Et^2}{12 \cdot L^2} \right) \text{ mW}$$

$$P_{CU} = 387 \cdot \left(0.99^2 + \frac{59.4^2}{12 \cdot 137^2} \right) \text{ mW}$$

$$P_{CU} = 385 \text{ mW}$$

$$P_{CORE} = a \cdot \left[\frac{Et}{Et_{100}} \cdot 100 \right]^b \cdot f^c \text{ mW}$$

メーカーから与えられた条件は $a = 6.11 \cdot 10^{-18}$ 、 $b = 2.7$ 、 $c = 2.04$ です。以上から、

$$P_{CORE} = 6.11 \cdot 10^{-18} \cdot \left[\frac{59.4}{10.12} \cdot 100 \right]^{2.7} \cdot f^{2.04} \text{ mW}$$

$$P_{CORE} = 18.7 \text{ mW}$$

つまり、

$$\Delta T = R_{th} \cdot \frac{P_{CU} + P_{CORE}}{1000} \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\Delta T = \frac{50}{0.380} \cdot \frac{385 + 18.7}{1000} \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T = 53$$

この計算は、380mW の消費に対してインダクタの温度上昇が 50 であるとのメーカー情報にもとづいています。

アプリケーションに外挿すると、

$$P'_{CU} = P_{CU} \cdot \frac{(12 \cdot I_{DC}^2 \cdot L^2) + Et^2}{(12 \cdot I'_{DC}^2 \cdot L^2) + Et'^2} \text{ mW}$$

$$P'_{CU} = 385 \cdot \frac{(12 \cdot 1^2 \cdot 137^2) + 38^2}{(12 \cdot 0.99^2 \cdot 137^2) + 59.4^2} \text{ mW}$$

$$P'_{CU} = 389 \text{ mW}$$

$$P'_{CORE} = P_{CORE} \cdot \left[\left(\frac{Et'}{Et} \right)^b \cdot \left(\frac{f'}{f} \right)^c \right] \text{ mW}$$

$$P'_{CORE} = 18.7 \cdot \left[\left(\frac{38}{59.4} \right)^{2.7} \cdot \left(\frac{150000}{250000} \right)^{2.04} \right] \text{ mW}$$

$$P'_{CORE} = 2 \text{ mW}$$

以上から、

$$\Delta T' = \Delta T \cdot \left[\frac{P'_{CU} + P'_{CORE}}{P_{CU} + P_{CORE}} \right] \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\Delta T' = 53 \cdot \left[\frac{389 + 2}{385 + 18.7} \right] \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T' = 51 \text{ } ^\circ\text{C}$$

今回のアプリケーション例では許容可能な温度上昇と考えられます。

結論

以上述べた詳細な選定手順にもとづいて選択したインダクタは、低い周波数で動作する今回のアプリケーション例でも良好に動作すると考えられます。前述したように周波数を 250kHz から 150kHz に下げた場合、インダクタンス値と電流定格をおおよそで捉えたため「直感」ではピーク電流と磁束密度が大きくなると考えられました。しかし実際は、設計過程で示したように両者は小さくなりました。その理由は、今回のインダクタはより高い Et 積を前提に設計されていることが考えられます (59.4V μ sec に対して、アプリケーション例では 38V μ sec)。前述したように、要するに Et 積はレギュレータ回路そのものを定義しているため、今回のアプリケーション例は単に周波数を下げたのではなく、インダクタの元々の設計時とは異なる入力 = 出力の組み合わせを改めて解析したことに相当します。推測されるように、今回取り上げたインダクタは、おそらくアプリケーション例で印加する電圧より先に高い電圧を印加するように設計された可能性があります。ただし、第一印象からだけではわかりません。そのような「直感による誤り」を回避するためにも、Figure 2 と Table 2 に示されている完全な手順に従うことが求められます。

ナショナルの SIMPLE SWITCHER デバイスのデータシートには単純なノモグラム (図表) が記載されています。ノモグラムは多くの場合に有用ですが、ここで規定したインダクタや特注品インダクタの選定、さらには特定の仮定にもとづく選定には限界があります。特に、インダクタの選定手順の中で重要な入力パラメータとなる電流リップル比 'r' の決定では、考慮しなければならない多くの要因が存在します。ノモグラムは使い方は簡単ですが、ある 'r' を仮定しているため、あらゆる目的に理想的とは考えられません。実際に上で述べた例では、出力電圧リップルを考慮した結果として、ノモグラムが推奨するインダクタンスより高いインダクタンスを選択しています。

総論としてこのアプリケーション・ノートは、最適な市販インダクタを選択する際の助となることを目的としています。

付録：インダクタ・サイズの最適化

インダクタのサイズは必要なエネルギー耐量に関係します。エネルギー耐量は $1/2 * L * I_{PEAK}^2$ で表わされます。あるアプリケーションで、インダクタンス値を小さくすると I が増え結果として I_{PEAK} が大きくなり、エネルギーは電流の 2 乗で決まるのでエネルギー要件を増加するように感じられます。しかし詳細な計算を行うとその反対の結果が得られ、事実と直感が反することがわかります。実際にはインダクタンスを減らすとエネルギー耐量は小さくなります。エネルギー耐量は 'r' 項から次のように表わされます。

$$e = \frac{I_0 \cdot Et}{8} \cdot \left[r \cdot \left(\frac{2}{r} + 1 \right)^2 \right] \mu J$$

'r' は I/I_0 、Et の単位は V μ sec です。

ある特定のアプリケーションで見た場合、 I_0 が一定であるように Et 積も一定で、上式の角カッコ内の項は Figure 3 に示す "Energy Handling Requirement" のような形状の特性を与えます。'r' を大きくすると (L を減らすと) エネルギー耐量 (インダクタのサイズ) は小さくなります。最適な部分は 'L' 字の左下カーブ部分で、'r' を 30% ~ 40% に設定することが適切です。'r' をこれ以上も増やしてもインダクタ・サイズを大幅に小型化できませんが、出力コンデンサの RMS 電流と入力コンデンサの RMS 電流をともに大き

くしてしまいます (特にデューティ・サイクルが大きいとき)。入力コンデンサの RMS リップル電流の絶対値は出力コンデンサの RMS リップル電流より先はるかに大きく、設計者は入力コンデンサのコスト増加分にも気を付けなければなりません。Table 3 に各パラメータの最適式を 'r' の関数として示します。

最適化にあたっては次の点を考慮する必要があります。

- ある特定のアプリケーションで入力と出力電圧と負荷電流を定義すると、Et 積は D や I_0 と同じように定数となります。残された自由度は 'r' の選択のみです。Table 3 の式を 'r' の関数として記載している理由はそのためです。
- Table 3 には、最適化に必要な一般式に加えて、'r' が 0.3 の時の値をベンチマーク値として右列に記載しています。この式は、短時間での見積りに使用される簡易近似式と等価です。
- Figure 3 は各パラメータの変化を示したグラフを示し、ベンチマーク値に正規化しています (すなわち 'r' が 0.3 のときを 1 としています)。
- スイッチの消費電力を計算するときには、スイッチがバイポーラ・トランジスタか FET のいずれであるかを考慮する必要があります。FET の場合は $I^2 * R$ を適用する必要があり、I は RMS スイッチ電流で、R は FET の R_{DS} です。バイポーラの場合は $V * I$ を使用する必要があり、V はスイッチ両端の飽和電圧で、I は平均スイッチ電流です。また、バイポーラ・スイッチの場合、消費電力は 'r' にはあまり依存しない点にも注意が必要です。実際には飽和電圧の低下は電流の瞬時値で決まり、消費電力は 'r' の変化よりわずかに大きくなります。
- Figure 3 を参照すると、RMS インダクタ電流は 'r' の広い範囲でほとんど変化していないのがわかります。このアプリケーション・ノートの前半で銅損の評価に I_{RMS}^2 の代わりに I_0^2 を使うように述べた理由はこのためです。
- 鉄損は 'r' の増加に伴って実質的に増大します。コア・サイズを同じに維持しても、磁束密度 B_{AC} は $r_{1/2}$ に伴って上昇することが示されています。小さなコアを使用するとさらに傾向が強くなります。
- 入力と出力の各 RMS コンデンサ電流は 'r' に連動して大きくなるため考慮が必要です。たとえば 'r' を 0.3 から 0.6 に増やすと、インダクタのエネルギー耐量要件は約 35% 小さくなりますが、出力コンデンサでの損失は (ESR が同じであれば) 400% も大きくなります。別の言い方をすれば、出力コンデンサにはリップル電流の 2 倍の定格を持つ品種を選択する必要があります。
- また、電流リップルによって出力電圧リップル $V = ESR \times I$ が発生することも考慮に入れる必要があります。出力コンデンサの ESR は、ループ安定化の目的から、通常は 100m ~ 200m が下限となります (電圧モード制御時)。ESR はこの値より小さくできないため、負荷が重い場合 (かつ 'r' が大きい)、出力コンデンサでの損失は必然的に大きくなります。そのため、大きな損失にも耐えられる物理的に大きなサイズの出力コンデンサが必要となる場合があります。また、出力電圧リップルも増大するようになりますが、ESR の低減では抑えられないため、後段に LC フィルタを追加する必要があるでしょう。したがって、負荷電流が大きい場合は実質的に 'r' を小さく設定する必要があると考えられます。これは、過渡応答性能が違い大きなインダクタの必要性を意味します。

付録：インダクタ・サイズの最適化 (つづき)

- インダクタの物理サイズはエネルギー耐量のみに関係すると説明してきました。これは、コア飽和が起こりにくいインダクタを前提としていることを意味します。コア材がフェライトであれば正しいと言えますが、たとえばダストコアを使ったインダクタでは正しくないときもあります。インダクタのサイズは、コアの飽和だけでなく、磁束の大きさまたは I (I、あるいは "Energy Handling Requirement" ではない) に依存する鉄損によっても制限されます。したがって、Figure 3 は有効であっても「最良の選択」の要件が変わる可能性があります。"Energy

Handling Requirement" の左下カーブ部分より小さな値に、'r' を選択または制約しなければならない場合があります。

以上で、インダクタの最適化と降圧型レギュレータそのものの最適化に必要な情報をすべて提示しました。あらゆる部品のコスト/サイズに影響を与える主因は電流リップル比 'r' で、ここで述べてきたように十分な注意を払って最適化を進めていく必要があります。

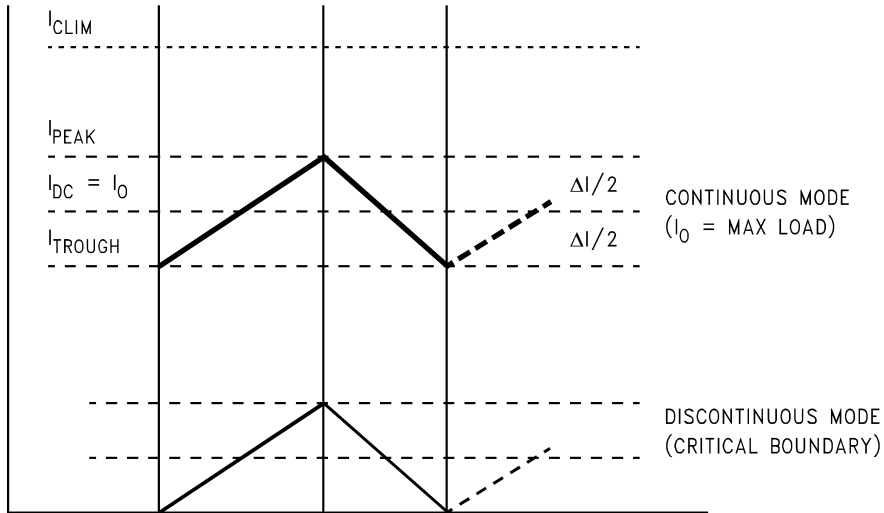


FIGURE 1. Inductor Current Waveform

TABLE 1. Specifications of Available Inductor

Part Number	Reference Values			Control Values	Calculation Data
	I_{DC} (Amps)	L_{DC} (μH)	Et ($V\mu secs$)	DCR (nom) m	Et_{100} ($V\mu secs$)
P0150	0.99	137	59.4	387	10.12

付録：インダクタ・サイズの最適化(つぎ)

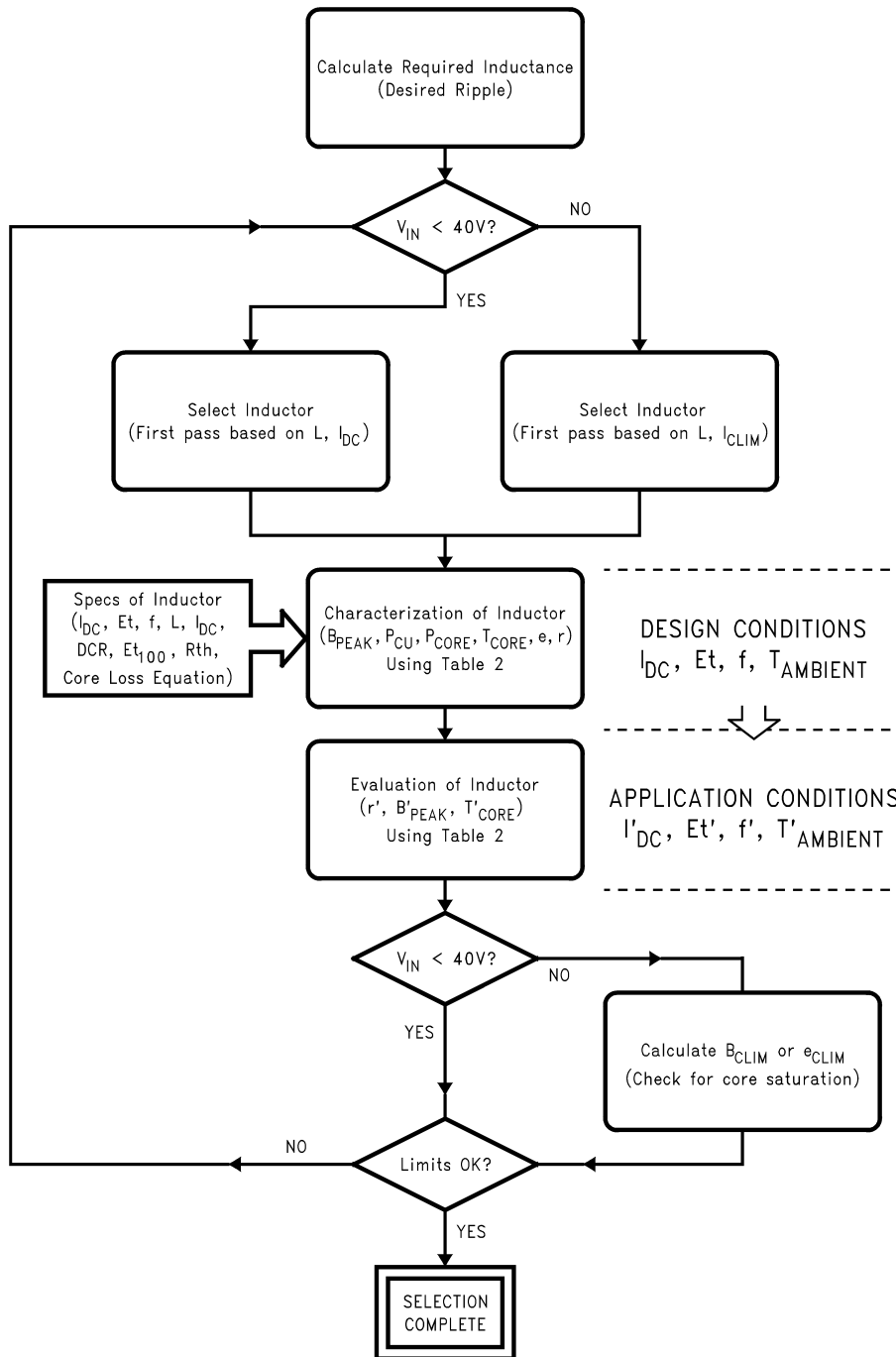


FIGURE 2. Design Flow Chart for Selection of Inductor

付録：インダクタ・サイズの最適化(つぎ)

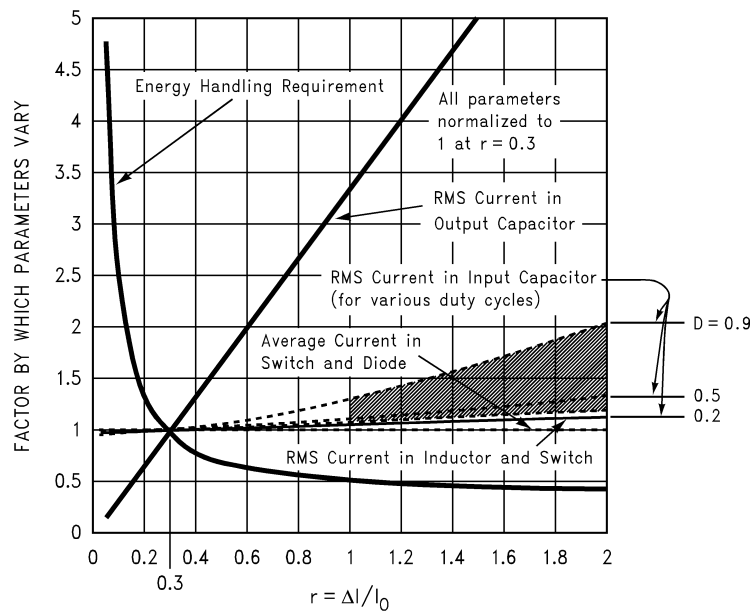


FIGURE 3. Optimization Chart for Setting ‘ r ’

TABLE 2. Complete Design Table for Evaluating the Inductor for a Given Application

Design Parameters	Design Conditions $I_{DC}, Et, f, T_{AMBIENT}$	Application Conditions $I'_{DC} = I_0, Et', f, T'_{AMBIENT}$
AC Component of Current Amps	$\Delta I = \frac{Et}{L}$	$\Delta I' = \Delta I \cdot \left[\frac{Et'}{Et} \right]$
Current Ripple Ratio ‘ r ’ (I/I_{DC})	$r = \frac{Et}{L \cdot I_{DC}}$	$r' = r \cdot \left[\frac{Et' \cdot I_{DC}}{Et \cdot I'_{DC}} \right]$
Peak Current in Inductor Amps	$I_{PEAK} = I_{DC} + \frac{Et}{2 \cdot L}$	$I'_{PEAK} = I_{PEAK} \cdot \left[\frac{(2 \cdot L \cdot I'_{DC}) + Et'}{(2 \cdot L \cdot I_{DC}) + Et} \right]$
RMS Current in Inductor Amps	$I_{RMS} = \sqrt{I_{DC}^2 + \frac{Et^2}{12 \cdot L^2}}$	$I'_{RMS} = I_{RMS} \cdot \left[\frac{(12 \cdot I_{DC}'^2 \cdot L^2) + Et'^2}{(12 \cdot I_{DC}^2 \cdot L^2) + Et^2} \right]^{1/2}$
AC Flux Density Gauss	$\Delta B = \frac{Et}{Et_{100}} \cdot 200 = \frac{100 \cdot Et}{N \cdot A_e}$	$\Delta B' = \Delta B \cdot \left[\frac{Et'}{Et} \right]$
Peak Flux Density Gauss	$B_{PEAK} = \frac{200}{Et_{100}} \cdot \left[(I_{DC} \cdot L) + \frac{Et}{2} \right]$	$B'_{PEAK} = B_{PEAK} \cdot \left[\frac{2 \cdot L \cdot I'_{DC} + Et'}{2 \cdot L \cdot I_{DC} + Et} \right]$
Copper Losses mW	$P_{CU} = DCR \cdot \left(I_{DC}^2 + \frac{Et^2}{12 \cdot L^2} \right)$	$P'_{CU} = P_{CU} \cdot \frac{(12 \cdot I_{DC}'^2 \cdot L^2) + Et'^2}{(12 \cdot I_{DC}^2 \cdot L^2) + Et^2}$
Core Losses mW	$P_{CORE} = a \cdot \left[\frac{Et}{Et_{100}} \cdot 100 \right]^b \cdot f^c$	$P'_{CORE} = P_{CORE} \cdot \left[\left(\frac{Et'}{Et} \right)^b \cdot \left(\frac{f'}{f} \right)^c \right]$
Energy in Core μJ	$e = \frac{1}{2} \cdot L \cdot \left[I_{DC} + \frac{Et}{2 \cdot L} \right]^2$	$e' = e \cdot \left[\frac{(2 \cdot L \cdot I'_{DC}) + Et'}{(2 \cdot L \cdot I_{DC}) + Et} \right]^2$

付録：インダクタ・サイズの最適化（つづき）

TABLE 2. Complete Design Table for Evaluating the Inductor for a Given Application（つづき）

Design Parameters	Design Conditions I_{DC} , E_t , f , $T_{AMBIENT}$	Application Conditions $I'_{DC} = I_O$, E_t' , f' , $T'_{AMBIENT}$
Temperature Rise (T)	$\Delta T = R_{th} \cdot \frac{P_{CU} + P_{CORE}}{1000}$	$\Delta T' = \Delta T \cdot \left[\frac{P'_{CU} + P'_{CORE}}{P_{CU} + P_{CORE}} \right]$

E_t の単位は $V\mu sec$ 、DCR の単位は m 、 L の単位は μH 、 f の単位は Hz 、有効面積 A_e の単位は cm^2 、 N は巻き数

TABLE 3. Optimization Table for Fixing Current Ripple Ratio ' r '

Parameters	As a Function of ' r '	For ' r ' = 0.3 (to a first approximation)
Energy Handling Capability μJ	$\frac{I_O \cdot E_t}{8} \cdot \left[r \cdot \left(\frac{2}{r} + 1 \right) \right]^2$	$2.2 \cdot I_O \cdot E_t$
RMS Current in Output Cap Amps	$I_O \cdot \frac{r}{\sqrt{12}}$	$0.09 \cdot I_O$
RMS Current in Input Cap Amps	$I_O \cdot \sqrt{D \cdot \left[1 - D + \frac{r^2}{12} \right]}$	$I_O \cdot \sqrt{D \cdot (1 - D)}$
RMS Current in Inductor Amps	$I_O \cdot \sqrt{1 + \frac{r^2}{12}}$	I_O
RMS Current in Switch Amps	$I_O \cdot \sqrt{D \cdot \left[1 + \frac{r^2}{12} \right]}$	$I_O \cdot \sqrt{D}$
Average Current in Switch Amps	$I_O \cdot D$	$I_O \cdot D$
Average Current in Diode Amps	$I_O \cdot (1 - D)$	$I_O \cdot (1 - D)$

$r = L/I_O$ 、 E_t の単位は $V\mu sec$

生命維持装置への使用について

弊社の製品はナショナル セミコンダクター社の書面による許可なくしては、生命維持用の装置またはシステム内の重要な部品として使用することはできません。

1. 生命維持用の装置またはシステムとは (a) 体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または (b) 生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用方法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。
2. 重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。

ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社

本社 / 〒 135-0042 東京都江東区木場 2-17-16 TEL.(03)5639-7300

技術資料（日本語 / 英語）はホームページより入手可能です。

www.national.com/jpn/

その他のお問い合わせはフリーダイヤルをご利用下さい。

 0120-666-116