

入力電圧範囲の広い DC/DC コンバータの設計要諦

National Semiconductor
Application Note 1246
Sanjaya Maniktala
2002 年 9 月



はじめに

ある電源トポロジーで経験を積んだ技術者であっても、別の回路トポロジーの設計をマスターするためには考え方を大きく変えなければなりません。これは「ゲームのルール」が変わるからで、最初からその点を認識していないとさまざまな設計上の課題に直面してしまいます。

「それぞれの回路トポロジーには数式が用意されていて、設計作業ではその式に数値を当てはめるだけ」の意見は正しいでしょうか。答えは「いいえ」です。本アプリケーション・ノートでもさまざまな設計式を提示していますが、数式だけで設計できるわけではありません。

数式はほとんど「単一点」を対象とした計算です。たとえば $V_{IN} = 15V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $I_O = 1A$ を所与の条件として、適切な降圧 (バック) コンバータの式から入力コンデンサの RMS 電流を計算します。この特定の動作条件に限定すれば結果は有効です。しかし、 V_{IN} が 8V から 22V に変動し、15V をおおよその「公称」値にしたより現実的なシナリオの場合はどうでしょうか。入力コンデンサ電流のワーストケースを計算するには、どの入力電圧を使用すべきでしょうか。そのような情報を直接得られるような完全な数式は、探しても存在しません。設計者 A は最低電圧 8V、設計者 B は最高電圧 22V、設計者 C は公称電圧 15V を選ぶかも知れませんが、実は全員が正しくありません。この例での正解は $V_{IN} = 10V$ です。

別な例を挙げると、インダクタは入力電圧範囲の最高電圧で設計するべきでしょうか、それとも最低電圧で設計するべきでしょうか。降圧コンバータのインダクタ設計ではどの入力電圧を選択してもそれほど大きな問題にはなりません。昇圧型 (ブースト) や昇降圧型 (バックブースト) で入力電圧を適当に選んで設計した電源は、その後の評価に耐えられないでしょう。

たとえ定常的な最大負荷を駆動する場合でも、入力電圧の変動にตอบสนองして、電源内部電流の波形、ピーク値、RMS 値、平均値にかなりの変動が現れることが重要なポイントなのです。本アプリケーション・ノートの目的は、電源の各トポロジーを取り上げて、これら値がどのような変動を見せるかを説明すること、設計上または評価上の「ワーストケース」条件を明らかにすることです。最後に、手近なトポロジーを例として論理設計手順を説明します。

降圧型、昇降圧型、昇圧型の代表的な 3 種類の電源トポロジーを対象とする設計式を Table 2 にまとめています。他のドキュメントでの表記とは異なり、この表では "r" の項を主体にしています。その理由は設計者が唯一自由に選択できるパラメータはインダクタ電流リップル比 "r" なので、設計者にとって使いやすい表となっています。"r" の選択基準 (実際にはその実際の値も) は、トポロジー、アプリケーション条件、スイッチング周波数によらず同じです。"r" が決まると (通常、0.3 ~ 0.5) 他のパラメータも大体が決まります。"r" は入力電圧範囲の上端か下端で設定しますが、どちらに定めるかはトポロジーによって異なるため、この点にのみ注意を払う必要があります。また、他のドキュメントではあまり取り上げられていませんが、Table 2 記載の各トポロジーの設計式にはス

イッチの電圧降下とダイオードの電圧降下の項も含めています。電源の出力電圧が低くなっている近年、今まで式から「ドロップして」も問題のなかった順方向「降下 (ドロップ)」の影響が、無視できないほどに大きくなっている点を認識しなければなりません。

設計表にもとづく設計手順では、入力電圧は変動するものとし、一方、出力電圧は一定で、一定の最大負荷を駆動する動作条件を仮定しています。入力電圧の変動をデューティ・サイクルの変動として捉え、そこからワーストケースとなる入力条件または設計条件を明らかにしていきます。結果の要点を Table 1 に示します。設計表の数式に実質的に出てくるのは、出力電圧 (V_O)、最大負荷電流 (" I_O ")、デューティ・サイクル (" D ")、インダクタ電流リップル比 (" r ") です。" D " が入力電圧の変動を表わしているため、入力電圧 " V_{IN} " が数式に直接含まれることはありません。なお、 D が V_{IN} の変動を反映しているのは、どのトポロジーも (出力電圧を一定としているため) D が小さければ V_{IN} が高く、 D が大きければ V_{IN} が低いことを意味し、この点は本アプリケーション・ノート全体を通じて考慮してください。

インダクタ電流波形

インダクタ電流波形は AC/ランプ成分 " I " と DC/平均成分 " I_{DC} " とで構成され、後者はランプ波形の幾何学的中心を表わします。文献では、通常はランプ振幅の半分を "AC" 値としますが、ここでは便宜上等しいとして扱います。トポロジー間の本質的な違いを見ると、降圧型では平均インダクタ電流が常に負荷電流に等しいのに対して、昇圧型と昇降圧型では平均ダイオード電流が負荷電流に等しくなります。Table 2 の "Average Current in Inductor" のとおり、式は次のように表わされます。

$$I_{DC} = I_O = \text{constant BUCK}$$

$$I_{DC} = \frac{I_O}{1-D} \propto \frac{1}{1-D} \text{ BOOST/BUCK-BOOST}$$

昇圧型と昇降圧型では、 D が 1 に近い場合に平均インダクタ電流がきわめて大きくなるのがわかります。 D が 1 に近いのは、入力電圧が低い状態、すなわち " V_{IN_MIN} " に対応することを思い出してください。つまり、昇圧型また昇降圧型トポロジーの場合、インダクタ設計は最低入力電圧で行わなければなりません。降圧型の場合、平均電流は負荷のみに依存するため (この解析では負荷は一定としています)、インダクタ電流と入力電圧の間に相関関係を見出だすのは困難です。そのため降圧型の設計の第一段階では、入力電圧に関わらず負荷に等しい電流を定格として持つインダクタを単純に選択すれば充分です。入力電圧の変動に対するインダクタ電流の変化を Figure 1 に示します。グラフとあわせて、Table 1 記載の "Average Current in Inductor" の欄を参照してください。

インダクタ電流波形(つぎ)

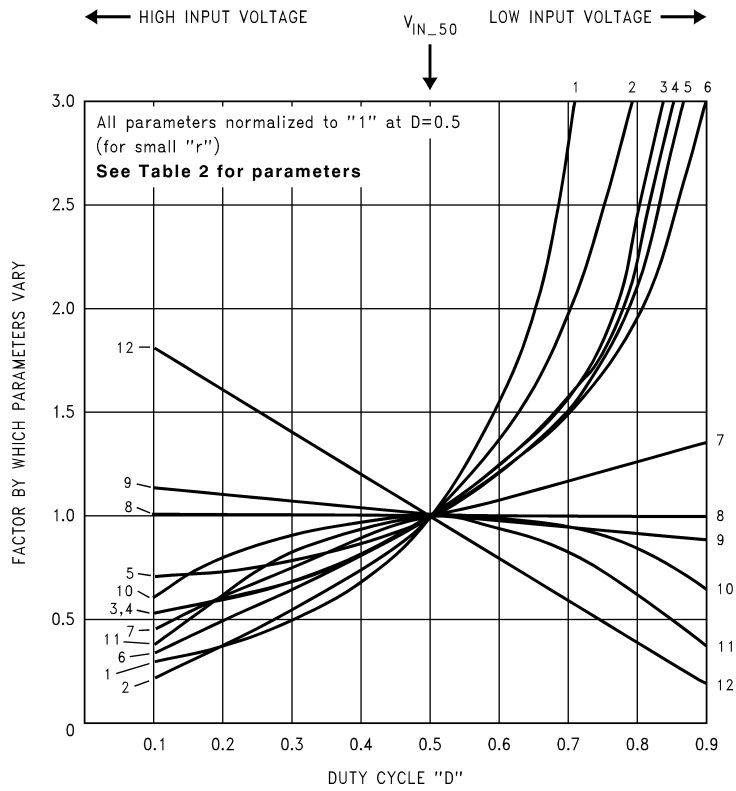


FIGURE 1.

TABLE 1. The Worst Input Voltage Condition for Design/Test of a Given Parameter

| Parameter | Buck | Boost | Buck-Boost |
|-------------------------------------|---------------------------|---------------------|---------------------|
| I (I_{AC} in Inductor) | V_{IN_MAX} 12 | V_{IN_50} 11 | V_{IN_MAX} 12 |
| Core Loss | V_{IN_MAX} | V_{IN_50} | V_{IN_MAX} |
| Inductor Energy/Core Saturation | V_{IN_MAX}/V_{IN} 8 | V_{IN_MIN} 1 | V_{IN_MIN} 1 |
| Average Current in Inductor | V_{IN} 8 | V_{IN_MIN} 3 | V_{IN_MIN} 3 |
| RMS Current in Inductor | V_{IN_MAX}/V_{IN} 8 | V_{IN_MIN} 3 | V_{IN_MIN} 3 |
| Copper Loss/Temperature of Inductor | V_{IN_MAX}/V_{IN} | V_{IN_MIN} | V_{IN_MIN} |
| RMS Current in Input Capacitor | V_{IN_50} 10 | V_{IN_50} 11 | V_{IN_MIN} 6 |
| Input Voltage Ripple | V_{IN_MAX}/V_{IN} 8 | V_{IN_MAX} 12 | V_{IN_MIN} 3 |
| RMS Current in Output Capacitor | V_{IN_MAX} 12 | V_{IN_MIN} 6 | V_{IN_MIN} 6 |
| Output Voltage Ripple | V_{IN_MAX} 12 | V_{IN_MIN} 3 | V_{IN_MIN} 3 |
| RMS Current in Switch | V_{IN_MIN} 7 | V_{IN_MIN} 2 | V_{IN_MIN} 2 |
| Average Current in Switch | V_{IN_MIN} | V_{IN_MIN} | V_{IN_MIN} |

インダクタ電流波形 (つづき)

TABLE 1. The Worst Input Voltage Condition for Design/Test of a Given Parameter (つづき)

| Parameter | Buck | Boost | Buck-Boost |
|---------------------------------------|---------------------|--------------------|--------------------|
| Peak Current in Switch/Diode/Inductor | V_{IN_MAX} 9 | V_{IN_MIN} 4 | V_{IN_MIN} 5 |
| Average Current in Diode | V_{IN_MAX} 12 | V_{IN} 8 | V_{IN} 8 |
| Temperature of Diode | V_{IN_MAX} 12 | V_{IN} 8 | V_{IN} 8 |
| Worst Case Efficiency | V_{IN_MAX} | V_{IN_MIN} | V_{IN_MIN} |

各欄に記載されている数値は、Figure 1 記載のグラフ曲線の番号に対応します。

" V_{IN} " は全入力範囲に当てはまることを意味します。

" V_{IN_50} " は $D = 0.5$ のときの入力電圧です。

インダクタ電流の AC 成分 " I_{AC} " または " I " は、降圧型であっても完全に無視できません。AC 成分と I_{DC} によってインダクタのピーク電流が決まることから、このパラメータは重要です。ピーク電流がわからないとインダクタのエネルギー耐量 ($1/2 * L * I_{PEAK}^2$ で定義) を正確に見積もれません。エネルギー耐量の結果に従ってインダクタのサイズを適切に選択しないとコアの飽和を招くおそれがあります。より重要な点は、すべてのトポロジで、AC 成分によって鉄損が完全に決まることです (インダクタが飽和しないかぎり鉄損は I_{DC} には依存しません)。

どのトポロジもスイッチがオンの間はインダクタに電圧 " V_{ON} " が印加されます。f を周波数とする基本式 $V_{ON} = L * I / (D/f)$ または $I = V_{ON} * D / (L * f)$ から、電圧 V_{ON} によって AC ランプ成分 " I " が発生します。ここで入力電圧が低下すると、 V_{ON} が下がってランプ成分を小さくする方向に働きますが、同時に D が大きくなってランプ成分を大きくする方向に働きます。そのため「入力電圧が下がったときに I の大きさはどう変わるか」といった興味深い疑問が生まれます。

I の式は Table 2 の " I " の欄に記載されています。

$$I \quad (1 - D) \text{ BUCK/BUCK-BOOST}$$

$$I \quad D \cdot (1 - D) \text{ BOOST}$$

これを Figure 1 にプロットすると、Table 1 の " I (I_{AC} in Inductor)" の欄から、

I 降圧型 / 昇降圧型では最高入力電圧で最大

I 昇圧型では V_{IN_50} (または最も近い電圧) で最大

V_{IN_50} は、対象とするトポロジで $D = 50\%$ となる入力電圧として定義されています。 V_{IN_50} の計算式は Table 2 に与えられています。アプリケーションの入力電圧範囲が V_{IN_50} を含まない場合、 V_{IN_50} に近いほうの V_{IN_MIN} または V_{IN_MAX} を、 I を最大にする電圧として選択しなければなりません。

また、コンバータが最大負荷を駆動しているときのインダクタ電流の AC 値と DC 値の比を表わす、電流リップル比 " r " と呼ぶ重要なパラメータをここで定義します。

$$r = \frac{\Delta I}{I_{DC}} = \frac{\Delta I}{I_0} \quad \text{BUCK}$$

$$r = \frac{\Delta I}{I_{DC}} = \frac{\Delta I}{I_0} \cdot (1 - D) \quad \text{BOOST/BUCK-BOOST}$$

" r " はインダクタンス " L " や多くの電力部品のサイズを決定する重要なパラメータです。大きな " r " を許容すればインダクタのサイズを小型化できます。ただし、各トポロジともに $0.3 \sim 0.4$ の範囲が " r " の最適な選択肢です。電流リップル比が電源の最適化に

与える影響についての詳細は AN-1197 を参照してください。AN-1197 では降圧コンバータを対象として説明していますが、他のトポロジも原理は同じです。どのトポロジでも、インダクタンスを小さくしようとして $0.3 \sim 0.5$ の最適値より大きい電流リップル比を設定しても、期待したほどにはインダクタのサイズは小さくありません。逆に、入力コンデンサか出力コンデンサ、またはその両方の容量と要件を厳しくしてしまいます。ところで、入力電圧の上限または下限で設定した " r " にもとづいてインダクタを選択し、入力電圧を入力電圧範囲にわたって変化させると、それに従い " r " も変化します。Table 2 を見ると、入力電圧で変化する 2 個の主要パラメータ " r " と D からどの式も表記されているのがわかります。また、" r " の変化は D をパラメータとして与えられています。したがって、この解析での実際の変数は D だけです。選択した " r " に対応するインダクタンス値は Table 2 の " L " の欄に記載されており、また、インダクタの物理サイズも Table 2 のエネルギー耐量 ("Energy Handling Capability" の欄) から求められます。インダクタの設計は後述します。

入力コンデンサ電流

重要なパラメータは入力電界コンデンサを流れる RMS 電流 " I_{IN} " です。コンデンサの選択ではコンデンサを流れるワーストケース RMS 電流以上を定格としなければなりません。したがって、" I_{IN} " は基本かつ最低限の選択基準を与えることとなります。定格値よりも大きな RMS 電流でコンデンサを動作させた場合、ほとんどのメーカーは規定の寿命を保証しません。また、メーカーから与えられる寿命の期待値と温度曲線 / 式は有効とはみなされません。

" r " が小さい場合、Table 2 の "RMS Current in Input Cap" の欄から、

$$I_{IN} \propto \sqrt{D \cdot (1 - D)} \quad \text{BUCK}$$

$$I_{IN} \propto \frac{r}{1 - D} \propto \frac{D \cdot (1 - D)^2}{1 - D} = D \cdot (1 - D) \quad \text{BOOST}$$

$$I_{IN} \propto \frac{1}{(1 - D)} \cdot \sqrt{D \cdot (1 - D)} = \sqrt{\frac{D}{1 - D}} \quad \text{BUCK-BOOST}$$

これを Figure 1 にプロットすると、Table 1 の "RMS Current in Input Capacitor" の欄から、

I_{IN} 降圧型 / 昇降圧型では V_{IN_50} (または最も近い電圧) で最大

I_{IN} 昇降圧型では最低入力電圧で最大

入力コンデンサの温度も、同様に上記の入力電圧で評価しなければなりません。アプリケーションの入力電圧範囲が V_{IN_50} を含まない場合、 V_{IN_50} に近いほうの V_{IN_MIN} または V_{IN_MAX} を、 I_{IN} を最大にする電圧として選択しなければなりません。

入力コンデンサ電流 (つづき)

次に、 ESR_{IN} を入力コンデンサの等価直列抵抗としたときに、入力電圧リップル $V_{IN} = I_{PP_IN} * ESR_{IN}$ を決める入力コンデンサを流れるピーク・ツー・ピーク電流 I_{PP_IN} について検討します。この入力リップルは電源入力における EMI スペクトラムの主要な成分として現れます。

"r" が小さい場合、Table 2 の "I_{pp} in Input Capacitor" の欄から、

$$I_{PP_IN} \quad \text{constant BUCK}$$

$$I_{PP_IN} \propto \frac{r}{1-D} \propto \frac{(1-D)^2}{1-D} = (1-D) \quad \text{BOOST}$$

$$I_{PP_IN} \propto \frac{1}{1-D} \quad \text{BUCK-BOOST}$$

これを Figure 1 にプロットすると、Table 1 の "Input Voltage Ripple" の欄から、

I_{PP_IN} 降圧型では最高入力電圧のときに一定 / 最大

I_{PP_IN} 昇圧型では最高入力電圧のときに最大

I_{PP_IN} 昇降圧型では最低入力電圧のときに最大

降圧段では、"r" が小さい場合、入力電圧リップルは入力電圧変動に対してほぼ一定です。しかし、入力電圧が高くなると "r" が若干大きくなるため、最高入力電圧でこのパラメータを評価するようにしてください。

出力コンデンサ電流

出力コンデンサも入力コンデンサと同様に、コンデンサを流れるワースケース RMS 電流 "I_{OUT}" を扱えるだけの大きさがなければなりません。

"r" が小さい場合、Table 2 の "RMS Current in Output Cap" の欄から、

$$I_{OUT} \quad r \quad (1-D) \quad \text{BUCK}$$

$$I_{OUT} \propto \sqrt{\frac{D}{1-D}} \quad \text{BOOST/BUCK-BOOST}$$

これを Figure 1 にプロットすると、Table 1 の "RMS Current in Output Capacitor" の欄から、

I_{OUT} 降圧型では最高入力電圧で最大

I_{OUT} 昇圧 / 昇降圧型では最低入力電圧で最大

出力コンデンサの温度も、同様に上記の入力電圧で評価しなければなりません。

次に、 ESR_{OUT} を出力コンデンサの等価直列抵抗としたときに、出力電圧リップル $V_{OUT} = I_{PP_OUT} * ESR_{OUT}$ を決める出力コンデンサを流れるピーク・ツー・ピーク電流 I_{PP_OUT} について検討します。この出力リップルは電源出力における EMI スペクトラムの主要な成分として現れます。

"r" が小さい場合、Table 2 の "I_{pp} in Output Capacitor" の欄から、

$$I_{PP_OUT} \quad r \quad (1-D) \quad \text{BUCK}$$

$$I_{PP_OUT} \propto \frac{1}{1-D} \quad \text{BOOST/BUCK-BOOST}$$

これを Figure 1 にプロットすると、Table 1 の "Output Voltage Ripple" の欄から、

I_{PP_OUT} 降圧型では最高入力電圧で最大

I_{PP_OUT} 昇圧型 / 昇降圧型では最低入力電圧で最大

スイッチ RMS/ 平均電流

MOSFET スイッチ部の解析では、 $I_{RMS}^2 * r_{ds}$ として与えられる導通損失を算出する必要があります。また、クロスオーバー損失は最低入力電圧時に最小となります。しかし、通常は導通損失に比べて小さいため、ここでは無視します。スイッチの I_{RMS} は次のように変動します。

"r" が小さい場合、Table 2 の "RMS Current in Switch" の欄から、

$$I_{RMS} \propto \sqrt{D} \quad \text{BUCK}$$

$$I_{RMS} \propto \frac{\sqrt{D}}{1-D} \quad \text{BOOST/BUCK-BOOST}$$

これを Figure 1 にプロットすると、Table 1 の "RMS Current in Switch" の欄から、

I_{RMS} 降圧型 / 昇圧型 / 昇降圧型ともに最低入力電圧で最大

ただし入力電圧が低くなった場合、降圧型ではスイッチでの電力損失はわずかに増えるだけですが、昇圧型と昇降圧型ではきわめて大きくなると見込まれ、効率を大きく低下させる要因になります。バイポーラ・スイッチの電力損失を計算するために、Table 2 には平均スイッチ電流の式も記載しています ("Average Current in Switch" の欄)。RMS 電流に関して上に述べた入力電圧が低くなった場合の挙動は、平均スイッチ電流 (バイポーラ・スイッチの導通損失の計算に必要) に対しても有効です。

効率について考えれば、電源での損失の主因であるダイオード損失に触れないわけにはいきません。そこで次に、ダイオード損失の変動特性と、入力電圧変動が電源の効率にどのように影響を与えるかを見ていきます。

平均ダイオード電流 / 効率

ダイオードの場合、" V_D " を導通時の電圧降下としたときに $I_{AVG} * V_D$ として与えられる順方向損失を計算する必要があります。昇圧型と昇降圧型では平均ダイオード電流は負荷電流に等しいためデューティ・サイクルが変わっても変化しません。しかし降圧型ではデューティ・サイクルによって変化します。

Table 2 の "Average Current in Diode" の欄から、

$$I_{AVG} \quad (1-D) \quad \text{BUCK}$$

$$I_{AVG} \quad \text{constant BOOST/BUCK-BOOST}$$

これを Figure 1 にプロットすると、Table 1 の "Average Current in Diode" の欄から、

I_{AVG} 降圧型では最高入力電圧のときに最大

I_{AVG} 昇圧型 / 昇降圧型では一定

降圧型のスイッチ損失は入力電圧が高くなってもほぼ一定であると述べましたが、ダイオード損失は増えることがわかります。そのため、降圧レギュレータの効率は、ダイオードの損失を考慮に入れると、入力電圧が高いほど低下すると予想されます。一方、昇圧型と昇降圧型では入力電圧が下がってもダイオードの損失は変化しませんが、スイッチの損失は大幅に増えます。そのため、昇圧型 / 昇降圧型の効率は、スイッチの損失を考慮に入れると、入力電圧が低いほど低下すると予想されます (クロスオーバー損失が大きいと逆になる場合もあります)。

平均ダイオード電流 / 効率 (つぎ)

ダイオード温度は降圧レギュレータの場合は最高入力電圧で評価しなければなりません。その他のトポロジーでは問題とはなりません。その根拠は、Table 1 の "Average Current in Diode" の欄に全入力電圧範囲を意味する " V_{IN} " として記載されているためです。

これは、電源の効率を評価すべき入力電圧も示しています。トポロジーごとに異なるのは明らかです。Table 1 を参照してください。

インダクタのエネルギー

「エネルギー耐量」は $e = 1/2 * L * I_{PEAK}^2$ で表わされます。このパラメータは言葉から分かるように、所与のアプリケーションに対するインダクタの「大きさ」を決定します。なお、サイズはインダクタンス値だけでは決まらない点に注意してください。任意のコアに必要な回数の巻き線を単純に巻けば、理論的にはどのようなインダクタンスも実現できるからです。「e」の完全な式は Table 2 で "Energy Handling Capability" の欄に与えられています。この式は "r" を含んだ複雑な式ですので、解析にあたってまず近似を行います。「r」が小さいと仮定するとカッコ内の項は次のように簡略化できます。

$$r \cdot \left[\frac{2}{r} + 1 \right]^2 \approx r \cdot \left[\frac{2}{r} \right]^2 \propto \frac{1}{r}$$

"r" が小さい場合、Table 2 からエネルギー耐量は

$$e \propto \frac{Et}{r} \propto \frac{(1-D)}{(1-D)} = 1 \quad \text{BUCK}$$

$$e \propto \frac{Et}{(1-D) \cdot r} \propto \frac{D \cdot (1-D)}{D \cdot (1-D)^3} \propto \frac{1}{(1-D)^2} \quad \text{BOOST}$$

$$e \propto \frac{Et}{(1-D) \cdot r} \propto \frac{(1-D)}{(1-D)^3} \propto \frac{1}{(1-D)^2} \quad \text{BUCK-BOOST}$$

これを Figure 1 にプロットすると、Table 1 の "Inductor Energy" の欄から、

e 降圧型では最高入力電圧で一定 / 最大

e 昇圧型 / 昇降圧型では最低入力電圧で最大

昇圧型と昇降圧型の場合、Figure 1 からわかるとおり、求められるエネルギー耐量はデューティ・サイクルが 0.6 を超えると急激に大きくなる点に注意してください。この挙動は PFC 段の設計者には周知の事実です。PFC 回路は通常昇圧トポロジーを使って、各国の AC 入力から内部 400VDC 電源レールを生成します。入力電圧が低くなるに伴ってインダクタの要求サイズは急激に大きくなるため、インダクタ設計は最低入力電圧で行わなければなりません。降圧型では、設計者によって最高入力電圧、最低入力電圧、単純に公称電圧を使用するなどまちまちです。仮定したように "r" が小さい値に維持されるのであれば特に大きな問題にはなりません。実際には入力電圧が高くなるに伴って (ピーク値もわずかに上がり)"r" は大きくなるため、降圧レギュレータのインダクタの設計は最高入力電圧で行うことが望まれます。

インダクタ平均 / RMS 電流

"r" が小さければインダクタ電流の平均値と RMS 値は同じ " I_L " になります。インダクタの銅損は $I_L^2 * R$ で表わされ、ここで "R" は巻き線抵抗です。通常、銅損は鉄損 (前述のとおり I に依存) に比べてはるかに大きく、インダクタの温度上昇の大きな要因となります。

"r" が小さい場合、Table 2 の "RMS Current in Inductor" の欄から、RMS/ 平均電流は、

$$I_L \quad \text{constant BUCK}$$

$$I_L \propto \frac{1}{(1-D)} \quad \text{BOOST/BUCK-BOOST}$$

昇圧型と昇降圧型の場合、D が大きくなると I_L も大きくなります。そのため、いずれかのトポロジーでインダクタの銅損または温度上昇を評価する場合は最低入力電圧を使用する必要があります。降圧型では入力電圧が高くなると "r" が大きくなり、インダクタ電流の RMS 値もまた高くなるので、最高入力電圧を使用して評価します。

I_L 降圧型では最高入力電圧で一定 / 最大

I_L 昇圧 / 昇降圧型では最低入力電圧で最大

ピーク・スイッチ電流

すべての電源コントローラはスイッチの電流制限機能を備えています。計算で得られたピーク・スイッチ電流がその電流制限値の最小値を上回った場合、入力電圧範囲のいずれかで必要とする出力電力を供給できなくなるため、その意味でピーク・スイッチ電流は重要なパラメータです。降圧型のピーク・スイッチ電流は負荷電流より先ずかに大きく、たとえばナショナル セミコンダクター社の LM2593HV " ステップダウン (降圧) レギュレータ " IC の場合、負荷電流は 2A で設計されていますが、スイッチ電流制限の最小値は 2.3A に設定されています。ところで、この降圧 IC は、Figure 2 およびデータシートに示すように正電圧から負電圧を得るレギュレータとして動作でき、回路構成は標準的な昇降圧トポロジーと実質的に同じです。この昇降圧型では、Table 2 からわかるとおりピーク電流値はきわめて大きくなり、しかも負荷だけに依存するのではなくデューティ・サイクル (入力電圧) にも依存します。それぞれのトポロジーで入力電圧を変えた場合に、ピーク電流値がどのように変わるかを見ていきます。

"r" が小さい場合、Table 2 の "Peak Current Switch/Diode/ Inductor" の欄から、ピーク電流は、

$$I_{PEAK} \propto \left[1 + \frac{r}{2} \right] \propto \left[2 + (1-D) \right] = (3-D) \quad \text{BUCK}$$

$$I_{PEAK} \propto \frac{\left[1 + \frac{r}{2} \right]}{1-D} \propto \frac{\left[2 + (D \cdot (1-D)^2) \right]}{1-D} \quad \text{BOOST}$$

$$I_{PEAK} \propto \frac{\left[1 + \frac{r}{2} \right]}{1-D} \propto \frac{\left[2 + (1-D)^2 \right]}{1-D} \quad \text{BUCK-BOOST}$$

ピーク・スイッチ電流 (つぎ)

これを Figure 1 にプロットすると、昇圧型と昇降圧型のスイッチ電流は最大デューティ・サイクル (最低入力電圧) でピークとなり、一方降圧型では、最小デューティ・サイクル (最高入力電圧) でピークとなるのがわかります。そのため電流制限の評価は、昇圧型と昇降圧型では最低入力電圧で行い、降圧型では最高入力電圧で行わなければならない。以上から、次のようになります。

I_{PEAK} 降圧型では最高入力電圧で最大

I_{PEAK} 昇圧型 / 昇降圧型では最低入力電圧で最大

そのため、Table 2 を使ってピーク電流の計算は可能ですが、昇圧型と昇降圧型では最低入力電圧を使用してデバイスの電流制限値も先低いことを確認しなければなりません。降圧型では、電流の計算値と電流制限値との比較は最高入力電圧で行わなければならない。

例

入力電圧範囲 4.5V ~ 20V から -5V 出力を生成するために LM2593HV (5V 固定出力品) を使用します。LM2593HV は 150kHz 動作の降圧レギュレータ IC で、スイッチ電流制限は 2.3A (min) です。正電圧入力から負電圧出力を得るこの回路構成で、この電流値によって IC が供給できる最大負荷条件が決まります ($V_D = 0.5V$, $V_{SW} = 1.5V$ と仮定)。

回路は昇降圧トポロジーなので、インダクタの設計は Table 1 のガイドラインに従い、最低入力電圧、すなわち 4.5V で行わなければならない。"r" はインダクタの最適サイズを表す 0.3 に設定します。昇降圧型 (つまり、この回路) でのスイッチのワーストケース・ピーク電流は、Table 1 から 5 番目の曲線に対応するのがわかります。この曲線を Figure 1 で探すと、デューティ・サイクルが大きくなる側 (入力電圧が低い側) で最大に達しています。そのため、ピーク・スイッチ電流の計算とインダクタの選定は最低入力電圧で行います。

Table 2 からデューティ・サイクルを求めます。

$$D = \frac{V_0 + V_D}{V_{IN} + V_0 - V_{SW} + V_D} = \frac{5 + 0.5}{4.5 + 5 - 1.5 + 0.5}$$

$D = 0.65$

スイッチのピーク電流は、

$$I_{PEAK} = \frac{I_0}{1 - D} \cdot \left[1 + \frac{r}{2} \right]$$

$I_{PEAK} = 2.3A$ を代入して、 I_0 について解くと、

$$I_0 = \frac{I_{PEAK} \cdot (1 - D)}{\left(1 + \frac{r}{2} \right)} = \frac{2.3 \cdot (1 - 0.65)}{\left(1 + \frac{0.3}{2} \right)}$$

$I_0 = 0.7A$

以上から、この回路の最大負荷電流はわずか 0.7A と算出できました。要求インダクタンス L は Table 2 から計算します。

$$L = \frac{V_0 + V_D}{I_0 \cdot r \cdot f} \cdot (1 - D)^2 \cdot 10^6 \mu H$$

$$L = \frac{5 + 0.5}{0.7 \cdot 0.3 \cdot 150000} \cdot (1 - 0.65)^2 \cdot 10^6 \mu H$$

$L = 21.4 \mu H$

上記はこのアプリケーションでの最小インダクタンス値です。インダクタンスがこれより大きい場合、ピーク電流の計算値がデバイスの電流制限を超える可能性があり、出力制限を招きます。そのほかのパラメータ / 定格は同様に Table 2 の式から計算しますが、Table 1 のワーストケース・ガイドラインに沿ってください。

AC 振幅 I から決まるインダクタの鉄損を求める場合、最低入力電圧ではなく最高入力電圧で最大になる点に注意してください。まず最低入力電圧で $r = 0.3$ を設定し、次に要求インダクタンス値を計算し、最後に I の式を使用して最高入力電圧で鉄損を計算する必要があります。インダクタ "L" は、基本的に、ある電圧値から別の電圧値になる「ブリッジ」の役割を担います。この値を固定してしまえば、それ以降はそのままになります。それ以外の値は変更可能です。

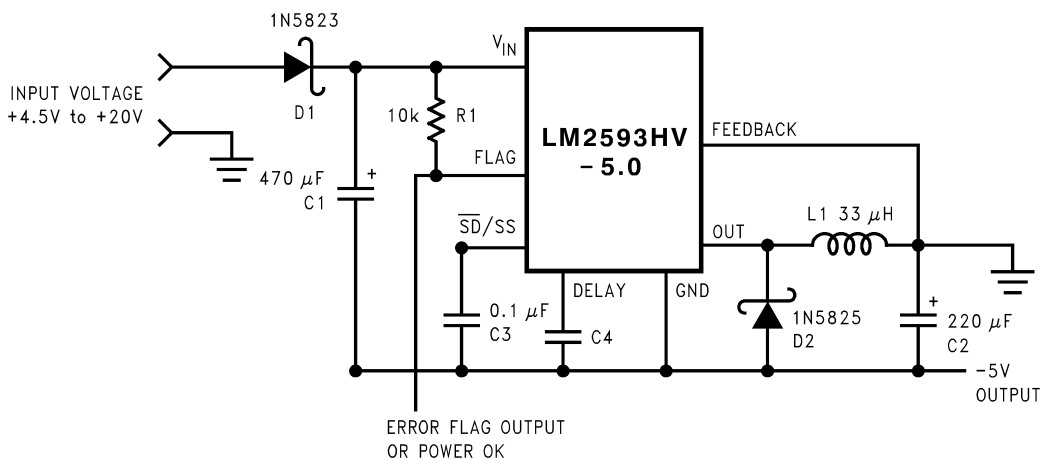


FIGURE 2. Buck Regulator IC Used in a Buck-Boost Application

例(つぎ)

TABLE 2. Design Table: $r = I/D_C$, E_t in $V\mu\text{secs}$, L in μH , f in Hz , All voltages and currents are magnitudes.

| Parameter | Buck | Boost | Buck-Boost |
|---|---|---|---|
| Duty Cycle | $\frac{V_0 + V_D}{V_{IN} - V_{SW} + V_D}$ | $\frac{V_0 - V_{IN} + V_D}{V_0 - V_{SW} + V_D}$ | $\frac{V_0 + V_D}{V_{IN} + V_0 - V_{SW} + V_D}$ |
| V_{IN_50} (V) | $(2 \cdot V_0) + V_{SW} + V_D \approx 2 \cdot V_0$ | $\frac{1}{2} \cdot [V_0 + V_{SW} + V_D] \approx \frac{V_0}{2}$ | $V_0 + V_{SW} + V_D \approx V_0$ |
| Output Voltage, V_0 (V) | $V_{IN} \cdot D - V_{SW} \cdot D - V_D \cdot (1 - D)$ | $\frac{V_{IN} - V_{SW} \cdot D - V_D \cdot (1 - D)}{1 - D}$ | $\frac{V_{IN} \cdot D - V_{SW} \cdot D - V_D \cdot (1 - D)}{1 - D}$ |
| E_t ($V\mu\text{sec}$) | $\frac{V_0 + V_D}{f} \cdot (1 - D) \cdot 10^6$ | $\frac{V_0 - V_{SW} + V_D}{f} \cdot D \cdot (1 - D) \cdot 10^6$ | $\frac{V_0 + V_D}{f} \cdot (1 - D) \cdot 10^6$ |
| L (μH) | $\frac{V_0 + V_D}{I_0 \cdot r \cdot f} \cdot (1 - D) \cdot 10^6$ | $\frac{V_0 - V_{SW} + V_D}{I_0 \cdot r \cdot f} \cdot D \cdot (1 - D)^2 \cdot 10^6$ | $\frac{V_0 + V_D}{I_0 \cdot r \cdot f} \cdot (1 - D)^2 \cdot 10^6$ |
| "r" | $\frac{V_0 + V_D}{I_0 \cdot L \cdot f} \cdot (1 - D) \cdot 10^6$ | $\frac{V_0 - V_{SW} + V_D}{I_0 \cdot L \cdot f} \cdot D \cdot (1 - D)^2 \cdot 10^6$ | $\frac{V_0 + V_D}{I_0 \cdot L \cdot f} \cdot (1 - D)^2 \cdot 10^6$ |
| I (A) | $\frac{V_0 + V_D}{L \cdot f} \cdot (1 - D) \cdot 10^6$ | $\frac{V_0 - V_{SW} + V_D}{L \cdot f} \cdot D \cdot (1 - D) \cdot 10^6$ | $\frac{V_0 + V_D}{L \cdot f} \cdot (1 - D) \cdot 10^6$ |
| RMS Current in Input Cap (A) | $I_0 \cdot \sqrt{D \cdot \left[1 - D + \frac{r^2}{12}\right]}$ | $\frac{I_0}{1 - D} \cdot \frac{r}{\sqrt{12}}$ | $\frac{I_0}{1 - D} \cdot \sqrt{D \cdot \left[1 - D + \frac{r^2}{12}\right]}$ |
| I_{pp} in Input Capacitor (A) | $I_0 \cdot \left[1 + \frac{r}{2}\right]$ | $\frac{I_0 \cdot r}{1 - D}$ | $\frac{I_0}{1 - D} \cdot \left[1 + \frac{r}{2}\right]$ |
| RMS Current in Output Cap (A) | $I_0 \cdot \frac{r}{\sqrt{12}}$ | $I_0 \cdot \sqrt{\frac{D + \frac{r^2}{12}}{1 - D}}$ | $I_0 \cdot \sqrt{\frac{D + \frac{r^2}{12}}{1 - D}}$ |
| I_{pp} in Output Capacitor (A) | $I_0 \cdot r$ | $\frac{I_0}{1 - D} \cdot \left[1 + \frac{r}{2}\right]$ | $\frac{I_0}{1 - D} \cdot \left[1 + \frac{r}{2}\right]$ |
| Energy Handling Capability (μJoules) | $\frac{I_0 \cdot E_t}{8} \cdot \left[r \cdot \left(\frac{2}{r} + 1\right)^2\right]$ | $\frac{I_0 \cdot E_t}{8 \cdot (1 - D)} \cdot \left[r \cdot \left(\frac{2}{r} + 1\right)^2\right]$ | $\frac{I_0 \cdot E_t}{8 \cdot (1 - D)} \cdot \left[r \cdot \left(\frac{2}{r} + 1\right)^2\right]$ |
| RMS Current in Inductor (A) | $I_0 \cdot \sqrt{1 + \frac{r^2}{12}}$ | $\frac{I_0}{1 - D} \cdot \sqrt{1 + \frac{r^2}{12}}$ | $\frac{I_0}{1 - D} \cdot \sqrt{1 + \frac{r^2}{12}}$ |
| Average Current in Inductor (A) | I_0 | $\frac{I_0}{1 - D}$ | $\frac{I_0}{1 - D}$ |
| RMS Current in Switch (A) | $I_0 \cdot \sqrt{D \cdot \left[1 + \frac{r^2}{12}\right]}$ | $\frac{I_0}{1 - D} \cdot \sqrt{D \cdot \left[1 + \frac{r^2}{12}\right]}$ | $\frac{I_0}{1 - D} \cdot \sqrt{D \cdot \left[1 + \frac{r^2}{12}\right]}$ |
| Peak Current Switch/Diode/Inductor (A) | $I_0 \cdot \left[1 + \frac{r}{2}\right]$ | $\frac{I_0}{1 - D} \cdot \left[1 + \frac{r}{2}\right]$ | $\frac{I_0}{1 - D} \cdot \left[1 + \frac{r}{2}\right]$ |
| Average Current in Switch (A) | $I_0 \cdot D$ | $I_0 \cdot \frac{D}{1 - D}$ | $I_0 \cdot \frac{D}{1 - D}$ |
| Average Current in Diode (A) | $I_0 \cdot (1 - D)$ | I_0 | I_0 |

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。

- | | |
|---|---|
| <p>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。</p> | <p>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。</p> |
|---|---|

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