

Technical Article

# CCM フライバック コンバータの設計



John Betten

連続導通モード (CCM) フライバック コンバータは中電力の絶縁型アプリケーションにしばしば使用されます。CCM 動作は、ピークスイッチング電流が小さく、入力および出力容量が小さく、EMI が少なく、不連続導通モード (DCM) 動作よりも動作デューティサイクルの範囲が狭いことが特徴です。これらの利点と低コストから、CCM フライバック コンバータは商用および産業用アプリケーションに広く採用されてきました。この記事では、[Power Tips: フライバック コンバータ設計上の検討事項](#)で以前に説明した 53Vdc 入力、12V/5A 出力 CCM フライバックの電力段の設計式について説明します。

図 1 に、250kHz で動作する 60W フライバックの詳細回路図を示します。最小入力電圧 (51V)、最大負荷時に、デューティサイクルは最大値の 50% に選択されます。50% を超える動作も許容されますが、この設計では不要です。57V という比較的低い高ライン入力電圧のため、CCM 動作中のデューティサイクルの減少はわずか数 % です。ただし、負荷が大幅に減少し、コンバータが DCM 動作に移行すると、デューティサイクルは大幅に減少します。

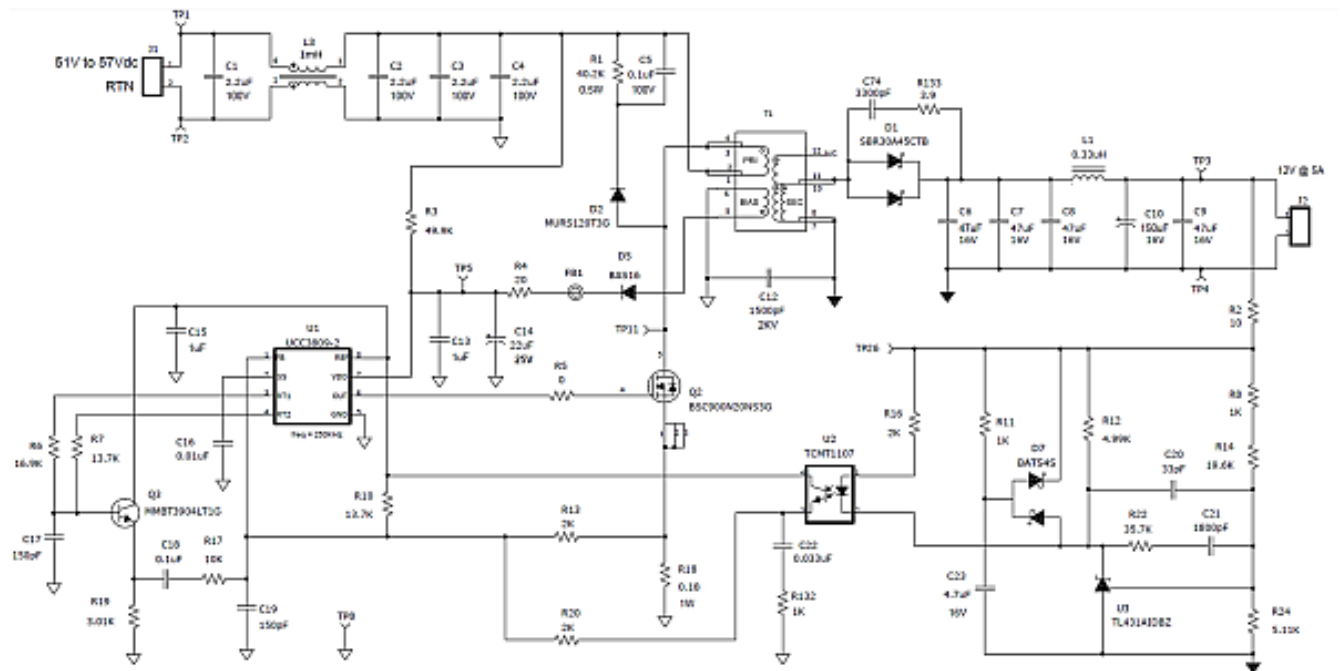


図 1. 60W CCM フライバック コンバータの回路図。

## 設計の詳細

コアの飽和を防止するため、巻線のオン/オフ時間のボルト秒積は釣り合っている必要があります。これは、次の式 1 と等価です。

$$V_{inmin} \times d_{max} = (V_{out} + V_d) \times (1 - d_{max}) \times N_{ps}, \text{ where } NPS = \frac{N_{pri}}{N_{sec}} \quad (1)$$

$d_{max}$  を 0.5 に設定し、巻線比  $N_{ps12}$  ( $N_{pri}:N_{12V}$ ) および  $N_{ps14}$  ( $N_{pri}:N_{14V}$ ) を計算します (式 2 と式 3 を参照)。

$$N_{ps12} = \frac{V_{inmin}}{(V_{out} + V_d)} \times \frac{d_{max}}{(1 - d_{max})} = \frac{51V}{(12V + 0.5V)} \times \frac{0.5}{(1 - 0.5)} \sim 4 \text{ (4:1 step-down)} \quad (2)$$

$$Nps14 = \frac{Vinmin}{(Vout + Vd)} \times \frac{dmax}{(1 - dmax)} = \frac{51V}{(14V + 0.5V)} \times \frac{0.5}{(1 - 0.5)} \sim 3.5 \text{ (3:5:1 step - down)} \quad (3)$$

これでトランスの巻線比が設定されたため、動作デューティサイクルと FET 電圧が計算できます (式 4 と式 5)。

$$d = \frac{Nps12 \times (Vout + Vd)}{Vin + Nps12 (Vout + Vd)} \times \frac{4 \times (12V + 0.5V)}{57V + 4 \times (12V + 0.5V)} \sim 0.47 \text{ (dmin at Vin = 57V)} \quad (4)$$

$$Vdsmax = Vinmax + Nps12 \times (Vout + Vd) = 57V + 4 \times (12V + 0.5V) = 107V \quad (5)$$

Vdsmax は、FET Q2 のドレインの「フラットトップ」電圧 (リングングを除く) を表します。リングングは通常、トランスの漏れインダクタンス、寄生容量 (T1、Q1、D1)、スイッチング速度に関係しています。200V の FET を選択する場合、FET 電圧をさらに 25~50% ディレーティングしてください。リングングを最小化するため、トランスの巻線間の結合を最小化する必要があります。可能であれば漏れインダクタンスを 1% 以下とします。

Q2 がオンのとき、ダイオード D1 の逆電圧ストレスは式 6 で表されます。

$$VD1piv = Vout + \frac{Vinmax}{Nps12} = 12V + \left(\frac{57V}{4}\right) \sim 26V \quad (6)$$

漏れインダクタンス、ダイオード容量、逆方向回復特性に起因して 2 次側巻線が負方向に振れる場合、リングングがよく発生します。式 7 を参照してください。

$$ID1 = \frac{Ioutmax}{(1 - dmax)} = \frac{5A}{(1 - 0.5)} = 10A \quad (7)$$

10A 時の順方向電圧降下を 0.33V に低減するため、30A/45V 定格の D<sup>2</sup>PAK パッケージを選択しました。消費電力は式 8 で表されます。

$$PD1 = Ioutmax \times Vd = 5A \times 0.33V \sim 1.7W \quad (8)$$

適切な熱管理のためのヒートシンクまたはエアフローを推奨します。1 次側インダクタンスは、式 9 で計算できます。

$$Lmin = \frac{Vinmin^2 \times dmax^2 \times n}{2 \times fsw \times Poutmin} = \frac{51V^2 \times 0.5^2 \times 0.91}{2 \times 250KHz \times 15W} \sim 80\mu H \quad (9)$$

P<sub>OUTMIN</sub> (通常、P<sub>OUTMAX</sub> の 20~30%) になると、コンバータは DCM に入ります。

ピーク 1 次側電流は V<sub>INMIN</sub> で発生し、次の式で表されます。

$$Ipri_{pk} = \frac{Ioutmax}{(1 - dmax) \times Nps12} + \frac{Vinmin \times dmax}{2 \times Lpri \times fsw} = \frac{5A}{(1 - 0.5) \times 4} + \frac{51V \times 0.5}{2 \times 80\mu H \times 250KHz} \sim 3.14A \quad (10)$$

これは、コントローラの 1 次側過電流 (OC) 保護機能の作動を防止するため、電流検出抵抗 (R18) の最大値を求めるのに必要です。UCC3809 の場合、最大出力電力を保証するには、R18 の両端の電圧は 0.9V を超えることはできません。この例では、0.18Ω の値を選択します。電力損失が小さくなるため、抵抗を小さくしても問題ありません。ただし、抵抗が小さすぎると、ノイズ感度が高くなり、OC スレッシュホールドが高くなり、トランスの飽和や、さらに悪いことに、OC フォルト発生時にストレスに関連する回路故障が発生する危険があります。電流検出抵抗で消費される電力は式 11 で表されます。

$$PRs = \left[ \frac{Ioutmax \times \sqrt{dmax}}{(1 - dmax) \times Nps12} \right]^2 \times Rs = \left[ \frac{5A \times \sqrt{0.5}}{(1 - 0.5) \times 4} \right]^2 \times 0.18\Omega \sim 0.56W \quad (11)$$

FET の導通損失とターンオフ スwitchング損失の計算値は式 12 と式 13 から推定されます。

$$Pcond = \left[ \frac{Ioutmax \times \sqrt{d}}{(1 - d) \times Nps12} \right]^2 \times Rs = \left[ \frac{5A \times \sqrt{0.47}}{(1 - 0.47) \times 4} \right]^2 \times 0.12\Omega \sim 0.3W \text{ (Vin = 57V)} \quad (12)$$

$$Psw = \frac{1}{4} \times tsw \times fsw \times Vds \times Ipri_{pk} = \frac{1}{4} \times 25nS \times 250KHz \times 160V \times 3.03A \sim 0.76W \quad (13)$$

Coss は非常に非線形であり、Vds が高くなると減少するため、Coss に関連する損失の計算はやや漠然としています。この設計では、0.2W と推定しています。

コンデンサの要件は通常、最大 RMS 電流と、目的のリプル電圧を達成し、過渡現象に耐えるために必要な最小容量の計算とで構成されます。出力容量と IOUTRMS は式 14 と式 15 のように計算されます。

$$C_{outmin} = \frac{I_{outmax} \times d_{max}}{f_{sw} \times V_{ripout}} = \frac{5A \times 0.5}{250KHz \times 0.12V} = 83\mu F \quad (14)$$

$$I_{ourms} = I_{outmax} \times \sqrt{\frac{d_{max}}{1-d_{max}}} = 5A \times \sqrt{\frac{0.5}{1-0.5}} = 5A \quad (15)$$

この用途に適しているのはセラミックコンデンサのみですが、DC バイアス効果を考慮すると、83μF を実現するには 7 個が必要です。したがって、RMS 電流を扱うのに十分な容量値のみを選択し、その後、出力リプル電圧を低減し、負荷過渡も改善するためのインダクタ - コンデンサ フィルタを選択しました。大きな負荷過渡が存在する場合、電圧ドロップを低減するため、出力容量を追加する必要があることがあります。

入力容量は式 16 で表されます。

$$C_{inmin} = \frac{I_{pripk} \times d_{max}}{2 \times f_{sw} \times V_{inrip}} = \frac{3.14A \times 0.5}{2 \times 250KHz \times 1.5V} = 2\mu F \quad (16)$$

ここでも、静電容量が減少する DC バイアス効果を考慮する必要があります。RMS 電流の概略値は式 17 で表されます。

$$I_{inrms} = \frac{I_{outmax}}{N_{ps}} \times \sqrt{\frac{d_{max}}{1-d_{max}}} = \frac{5A}{4} \times \sqrt{\frac{0.5}{1-0.5}} = 1.25A \quad (17)$$

図 2 にプロトタイプコンバータの効率を示し、図 3 にフライバック評価ボードを示します。

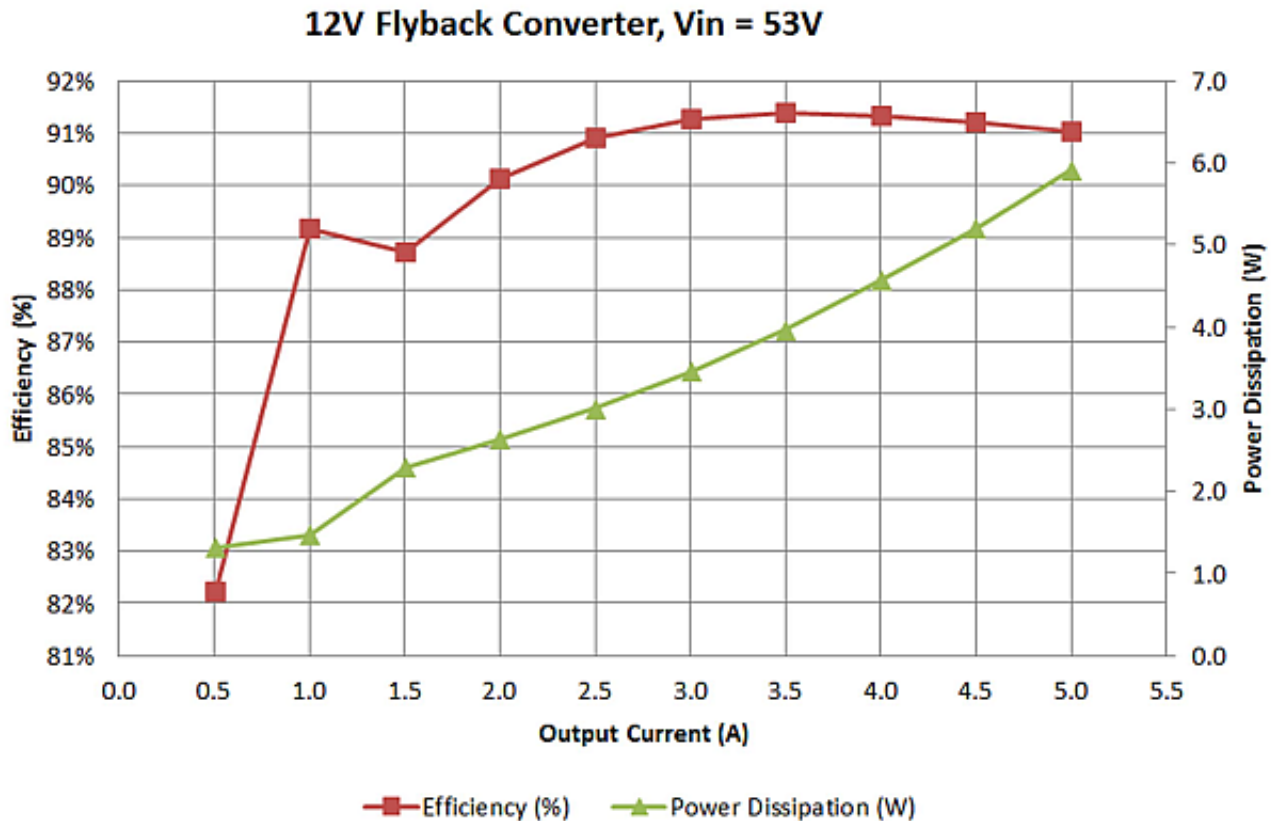


図 2. コンバータの効率と損失は、パッケージの選択と熱要件に影響します。

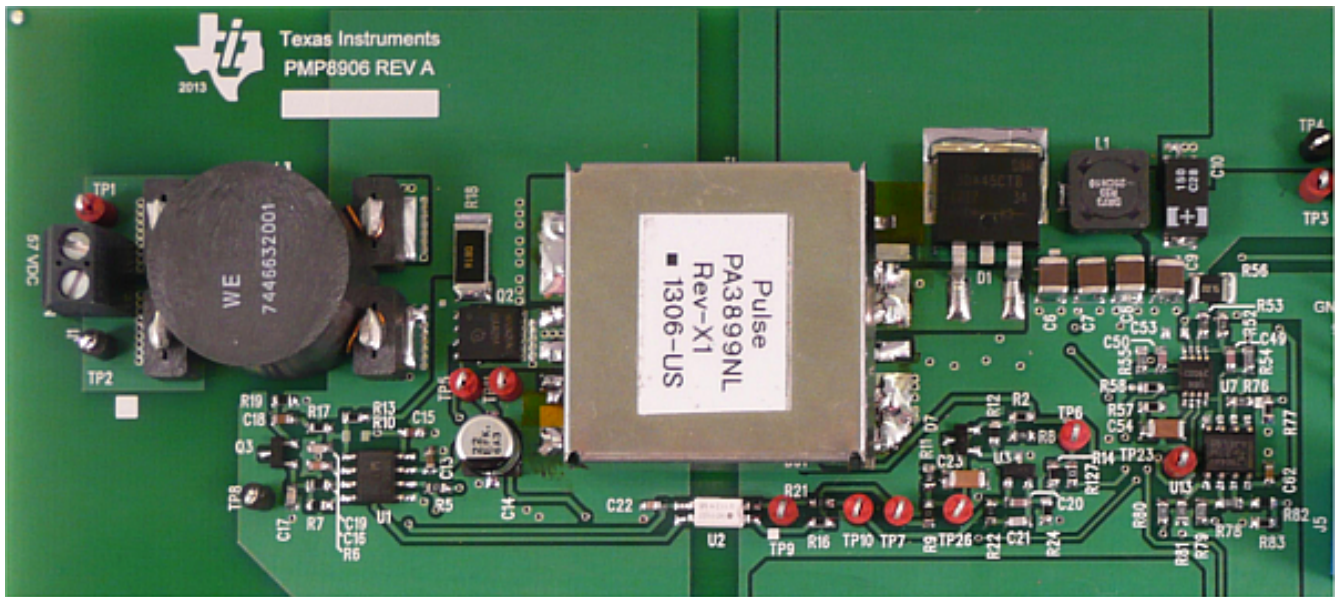


図 3. 60W フライバック評価用ハードウェア (サイズ:100mm x 35mm)

適切な補償部品の値を選択する際に役立つ情報は、次のウェブ ページをご参照ください。[ディスクリート絶縁型電源の補償](#)

この設計例では、実用的な CCM フライバック設計の基本的な部品の値の計算方法を説明しています。ただし、最初に推定値を求めても、それらを微調整するために計算の繰り返しが必要になることはよくあります。それでも、良好に動作する最適化されたフライバックを実現するには、トランスの設計と制御ループの安定化などの領域で、より詳細な作業がしばしば必要とされます。

テキサス・インスツルメンツの Power House の [Power Tips ブログ シリーズ](#) をご覧ください。

#### 関連項目：

- [Power Tips #76: フライバック コンバータ設計上の検討事項](#)
- [疑似共振フライバック コンバータにより、エネルギー蓄積コンデンサを容易に充電](#)
- [フライバック コンバータを 2 段 LED ドライバのフロント エンドとして設計する方法](#)
- [HV フライバック コンバータによる効率の向上](#)

過去に [EDN.com](#) で公開された記事です。

## 重要なお知らせと免責事項

テキサス・インスツルメンツは、技術データと信頼性データ（データシートを含みます）、設計リソース（リファレンス デザインを含みます）、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、テキサス・インスツルメンツ製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した テキサス・インスツルメンツ製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとします。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている テキサス・インスツルメンツ製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、テキサス・インスツルメンツはその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。テキサス・インスツルメンツや第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、テキサス・インスツルメンツおよびその代理人を完全に補償するものとし、テキサス・インスツルメンツは一切の責任を拒否します。

テキサス・インスツルメンツの製品は、[テキサス・インスツルメンツの販売条件](#)、または [ti.com](https://www.ti.com) やかかる テキサス・インスツルメンツ製品の関連資料などのいずれかを通じて提供する適用可能な条項の下で提供されています。テキサス・インスツルメンツがこれらのリソースを提供することは、適用されるテキサス・インスツルメンツの保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案した場合でも、テキサス・インスツルメンツはそれらに異議を唱え、拒否します。

郵送先住所: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
Copyright © 2024, Texas Instruments Incorporated

## 重要なお知らせと免責事項

TI は、技術データと信頼性データ（データシートを含みます）、設計リソース（リファレンス・デザインを含みます）、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとし、

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI はその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。TI や第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、または [ti.com](#) やかかる TI 製品の関連資料などのいずれかを通じて提供する適用可能な条項の下で提供されています。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案した場合でも、TI はそれらに異議を唱え、拒否します。

郵送先住所：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
Copyright © 2024, Texas Instruments Incorporated