

Application Brief

電源設計へのアプローチ方法 - パート 8



Markus Zehendner

このアプリケーション ブリーフでは、ハーフブリッジ コンバータとプッシュプル コンバータについて説明します。これらのトポロジの出力電力範囲は、通常 **250W ~ 500W** です。出力電力がこれを超える場合は、効率を高めるために、ハード スイッチング フルブリッジ、位相シフト フルブリッジ、または **LLC** ハーフブリッジ / フルブリッジ トポロジを使用すると、より優れた設計が可能になります。これらのトポロジについては、このシリーズの次回以降で取り上げます。

プッシュプル コンバータ

プッシュプル トポロジでは、入力電圧を昇圧または降圧して、正または負の絶縁型出力電圧を生成できます。スイッチ **Q1** と **Q2** のいずれかが導通しているとき、エネルギーは一次側から二次側に伝達されます。また、両方のスイッチが導通していないときは、ダイオード **D1** と **D2** がフリーホイール パスとなります。次の図に、非同期プッシュプル コンバータの回路図を示します。

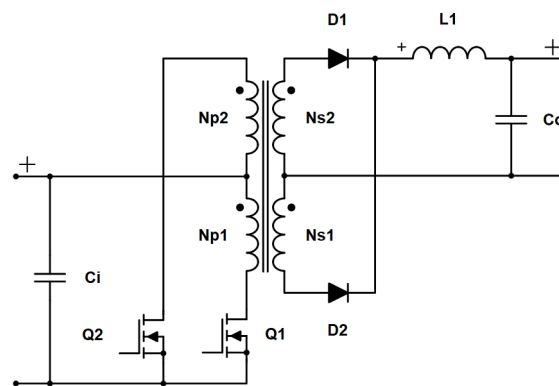


図 1. 非同期プッシュプル コンバータの回路図

連続導通モード (CCM) でのデューティ サイクルは、式 1 で計算できます：

$$D = \frac{1}{2} \times \frac{V_{out} + V_f}{V_{in} \times \frac{n_s}{n_p}} \quad (1)$$

ここで、 V_{in} は入力電圧、 V_{out} は出力電圧、 V_f はダイオードの順方向電圧、 n_p/n_s は一次側巻線と二次側巻線の巻線比です。MOSFET (金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ) のレッグあたりの最大デューティ サイクルは、**50%** に制限されます。

MOSFET の最大ストレスは、式 2 で計算できます：

$$V_{Q1/2} = 2 \times V_{in} \quad (2)$$

ここで、 V_{in} は入力電圧です。一次側 MOSFET に大きな電圧ストレスがかかるため、プッシュプル コンバータは入力電圧が低い用途に使用するのが適しています。また、センタ タップ付きのトランス構造では、ほかのトポロジに比べてオーバーシュートとリングングが大きくなるため、設計者は MOSFET を選択する際に十分なマージンを確保する必要があります。

整流ダイオードの最大ストレスは、式 3 で求められます：

$$V_{D1/2} = 2 \times V_{in} \times \frac{n_s}{n_p} - V_f(3)$$

ここで、 V_{in} は入力電圧、 V_f はダイオードの順方向電圧、 n_p/n_s は一次巻線と二次巻線の巻線比です。

フォワードトポロジはいずれも本質的には絶縁型の降圧コンバータであるため、このコンバータファミリでは、出力 LC フィルタと二次側のいずれかのダイオードを通るフリーホイールパスによって、電流が連続します。降圧コンバータと同様に、フォワードコンバータでも入力電流はパルス状になります。そのため、コンバータの入力での電圧リップルがかなり大きくなります。電磁両立性を確保するには、追加の入力フィルタが必要になる可能性が高くなります。コンバータから非常に敏感な負荷に電力を供給する必要がある場合は、出力に二段目のフィルタを設けると、出力電圧リップルを抑えるのに役立ちます。

交互に動作する二つのゲート駆動信号をサポートする汎用のパルス幅変調 (PWM) コントローラ集積回路 (IC) を使用して、プッシュプルコンバータを構築できます。多くの場合、同じコントローラをハーフブリッジトポロジにも使用できます。

動特性の面では、絶縁型フィードバックパス内のフォトカプラが、プッシュプルコンバータで実現できるレギュレーション帯域幅を制限する主な要因となります。高いレギュレーション帯域幅が必要な場合は、PWM コントローラをコンバータの二次側に配置する方法もあります。

以下の図に、非同期プッシュプルコンバータにおける FET Q1、一次側トランス巻線 N_p 、整流ダイオード D1、インダクタ L1 の CCM での電圧波形と電流波形を示します。

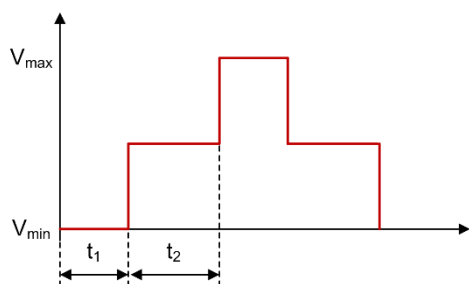


図 2. CCM でのプッシュプル FET Q1 の電圧波形

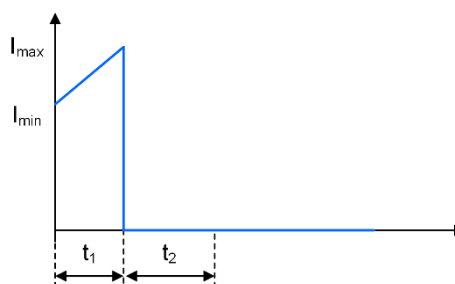


図 3. CCM でのプッシュプル FET Q1 の電流波形

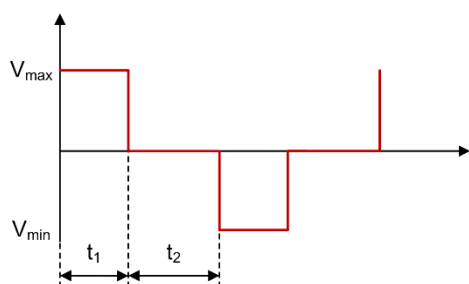


図 4. CCM でのプッシュプル一次側トランス巻線 N_{p1} の電圧波形

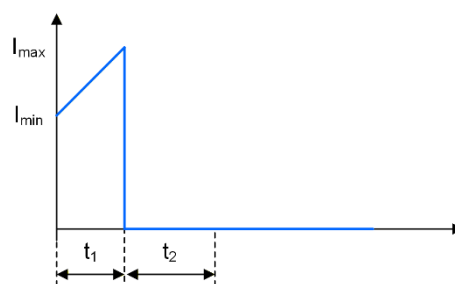


図 5. CCM でのプッシュプル一次側トランス巻線 N_{p1} の電流波形

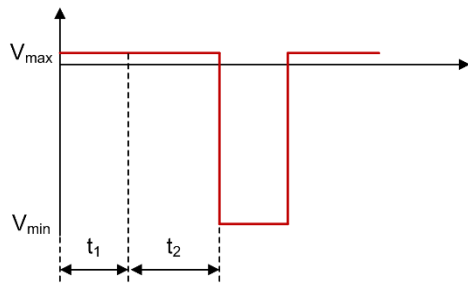


図 6. CCM でのプッシュプル整流ダイオード D1 の電圧波形

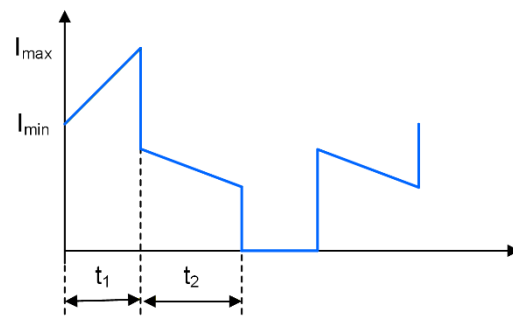


図 7. CCM でのプッシュプル整流ダイオード D1 の電流波形

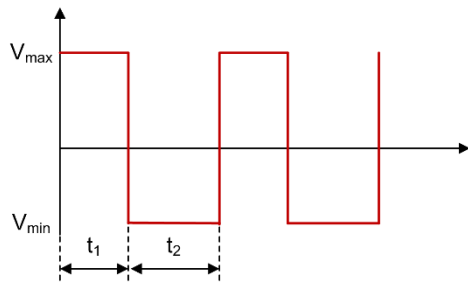


図 8. CCM でのプッシュプル インダクタ L1 の電圧波形

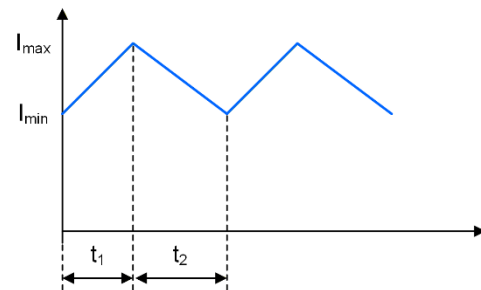


図 9. CCM でのプッシュプル インダクタ L1 の電流波形

ハーフブリッジ コンバータ

入力電圧レベルが高い場合は、プッシュプル コンバータよりもハーフブリッジ コンバータを使用するほうが適しています。ハーフブリッジ コンバータでは、全体の電圧ストレスがプッシュプル コンバータの半分になるため、耐圧が低く、性能パラメータに優れた MOSFET を使用できます。

プッシュプル コンバータと同様に、ハーフブリッジ コンバータも入力電圧を昇圧または降圧して、正または負の絶縁型出力電圧を生成できます。スイッチ Q1 と Q2 のいずれかが導通しているとき、エネルギーは一次側から二次側に伝達されます。また、両方のスイッチが導通していないときは、ダイオード D1 と D2 がフリーホイール パスとなります。次の図に、ハーフブリッジ コンバータの回路図を示します。

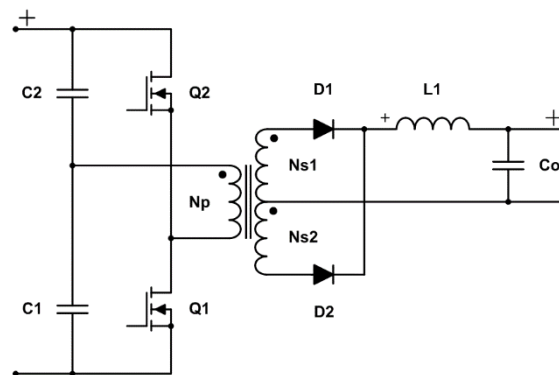


図 10. 非同期ハーフブリッジ コンバータの回路図

連続導通モード (CCM) でのデューティ サイクルは、式 5 で計算できます：

$$D = \frac{V_{out} + V_f}{V_{in} \times \frac{n_s}{n_p}} (5)$$

ハーフブリッジ コンバータにおける MOSFET の最大ストレスは、式 6 で計算できます：

$$V_{Q1/2} = V_{in} (6)$$

ここで、 V_{in} は入力電圧です。

整流ダイオードの最大ストレスは、式 6 で求められます：

$$V_{D1/2} = V_{in} \times \frac{n_s}{n_p} - V_f (6)$$

ハーフブリッジ構成でも、MOSFET レッグの最大デューティ サイクルは 50% に制限されます。

以下の図に、非同期ハーフブリッジ コンバータにおける FET Q1、一次側トランス巻線 N_p 、整流ダイオード D1、インダクタ L1 の CCM での電圧波形と電流波形を示します。

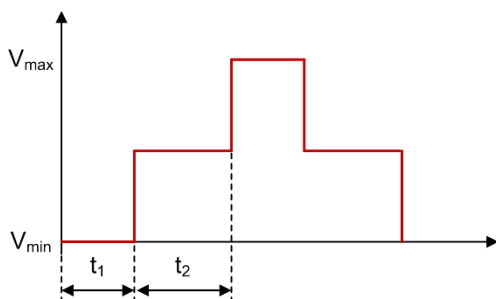


図 11. CCM でのハーフブリッジ FET Q1 の電圧波形

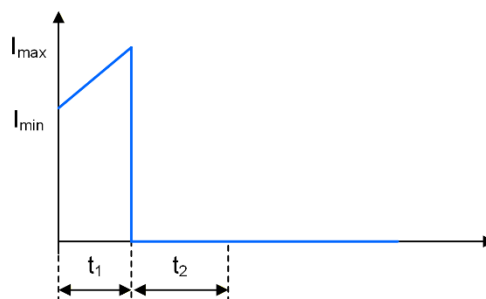


図 12. CCM でのハーフブリッジ FET Q1 の電流波形

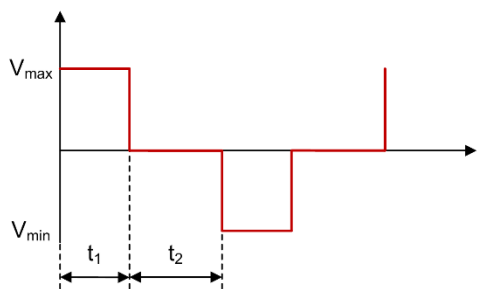


図 13. CCM でのハーフブリッジ一次側トランス巻線 N_p の電圧波形

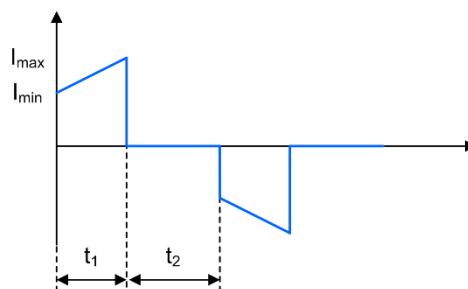


図 14. CCM でのハーフブリッジ一次側トランス巻線 N_p の電流波形

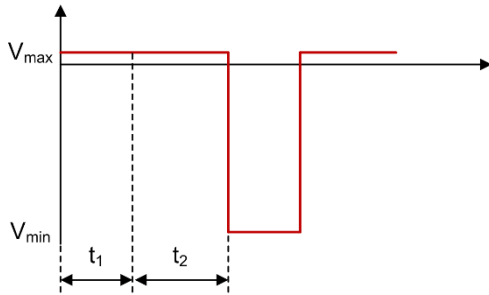


図 15. CCM でのハーフブリッジ整流ダイオード D1 の電圧波形

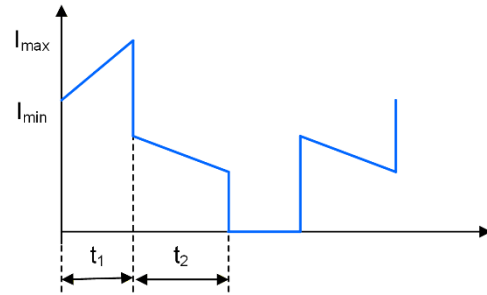


図 16. CCM でのハーフブリッジ整流ダイオード D1 の電流波形

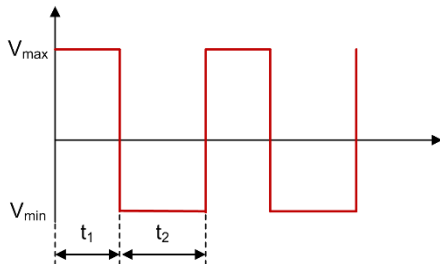


図 17. CCM でのハーフブリッジ インダクタ L1 の電圧波形

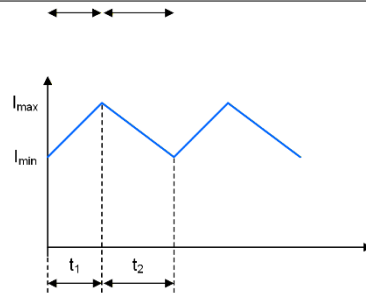


図 18. CCM でのハーフブリッジ インダクタ L1 の電流波形

ハーフブリッジ コンバータは、コンバータ入力に容量性分圧器があるため、通常は電圧モード制御で動作させます。ピーク電流モード制御で動作させると、この容量性分圧器の電荷にわずかな不均衡があるだけで二つの電荷の差が広がり、スイッチング サイクルごとに状況が悪化します。これは、検出した電流情報に基づいて二つのスイッチング レッグのボルト秒バランスをとるメカニズムが、多くの場合実装されていないためです。その結果、各レッグで伝達されるエネルギーの差が広がっています。また、スイッチング サイクルごとにコアが適切にリセットされないため、最終的にはトランスのコア飽和につながる可能性があります。

出力電圧のレギュレーションの考え方

アプリケーションに応じて、絶縁された出力電圧をコントローラにフィードバックするオプションは二つあります：

- 二次側レギュレーション (SSR) では通常、フォトカプラを使用して二次側から一次側にフィードバック情報を伝達します。フォトカプラは帯域幅が限られているため、実現できる最大レギュレーション帯域幅に影響する可能性があります。フォトカプラ内のガラス受動部品の経年変化は、特定のアプリケーションで有害な影響を及ぼす可能性があります。そのようなアプリケーションでは、絶縁アンプ回路やオプト エミュレータなど、フォトカプラの代替品を使用する必要があります。
- コントローラを二次側に配置すると、フィードバック ループ内のフォトカプラが不要になるため、より高いレギュレーション帯域幅を実現しやすくなります。ただし、二次側の PWM コントローラに電力を供給するには、起動時と短絡時に使う補助電源が必要です。さらに、一次側の MOSFET は絶縁型ゲート駆動回路で駆動する必要があります。この回路は、専用の絶縁型ゲートドライバ IC を使用するか、ゲートドライブ トランスと非絶縁型ドライバを使用したディスクリート回路で実装できます。

三つ目の方法は、出力をレギュレーションしないことです：

- デューティ サイクル 50% 一定の開ループ プッシュプル動作は、低消費電力の絶縁型バイアス電源で一般的に使われる実装方法です。これらのバイアス電源は出力リップルが無視できるほど小さいため、多くの場合、出力に LC フィルタを使用しません。このようなアプリケーションをサポートできるデバイスは、[SN6505B](#) または [SN6507](#) です。

負荷電流が大きい場合、特に効率を高める必要がある場合や外付けヒートシンクを使用したくない場合は、同期整流を使用することをお勧めします。同期整流器は 1 次側から制御することも、自己駆動型のコンセプトを使用することもできます。後者の場合、通常はコスト効率の優れたオプションになります。

その他資料

- [ビデオ『トポロジ チュートリアル: プッシュプルとは?』をご覧ください](#)
- [ビデオ『トポロジ チュートリアル: ハーフブリッジとは?』をご覧ください](#)
- [Power Stage Designer](#) を使用して出力段を設計します。
- [『電源トポロジ ハンドブック』](#)と[『電源トポロジ クイック リファレンス ガイド』](#)をダウンロードする

商標

すべての商標はそれぞれの所有者に帰属します。

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みいかなる保証も、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 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](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](https://www.ti.com) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。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。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

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

Copyright © 2026, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月