

PSFB コンバータのアクティブ・クランプにより高い変換効率を実現する

Sheng-Yang Yu
Systems Applications Manager

Benjamin Lough
Systems Applications Manager

LiehChung Yin
Systems Applications Manager

概要

位相シフト・フルブリッジ (PSFB) コンバータ (図 1 を参照) は、大電力アプリケーションに幅広く活用されます。PSFB コンバータは、主に入力スイッチにソフト・スイッチングを使用できるため、高い変換効率 [1] を実現することが容易なためです。ソフト・スイッチングはスイッチング損失を大幅に低減しますが、出力整流器の寄生容量は、図 1 の L_r にモデル化したように、変圧器からの漏れインダクタと共振し、その結果、高電圧ストレスのかかった電圧リングングを引き起こします [2]。

出力整流器の電圧ストレスは、 $2 \times V_{IN} \times N_S/N_P$ まで上がることがあります。ここで、 N_P と N_S はそれぞれ、変圧器の 1 次巻線と 2 次巻線です。従来は、パッシブ・スナバ [2] (図 1 の抵抗コンデンサ・ダイオード [RCD] スナバ) を出力整流器に適用することで、整流器が高電圧になることを防ぎ、低消費電

力といった優れた性能指数を持つ、より低電圧定格の部品を使用することができます。

金属酸化膜半導体電界効果 (MOSFET) を同期整流 (SR) として適用すると、高電圧定格の MOSFET に比べて同じコスト・レベルでもより低電圧定格の MOSFET で、より低い C_{OSS} と $R_{DS(on)}$ を得られます。ただし、パッシブ・スナバを使用することは、電圧リングングによって発生するエネルギーの一部がパッシブ・スナバに消費されることを意味するため、効率の低下を招きます。

この記事では、(パッシブではなく) アクティブなスナバとその関連制御機能を紹介します。この機能は、整流器の電圧ストレスを最小限に抑えてコンバータの効率を向上させると同時に、動作範囲を犠牲にせずに、スナバ回路内のエネルギー消費を大幅に低減します。

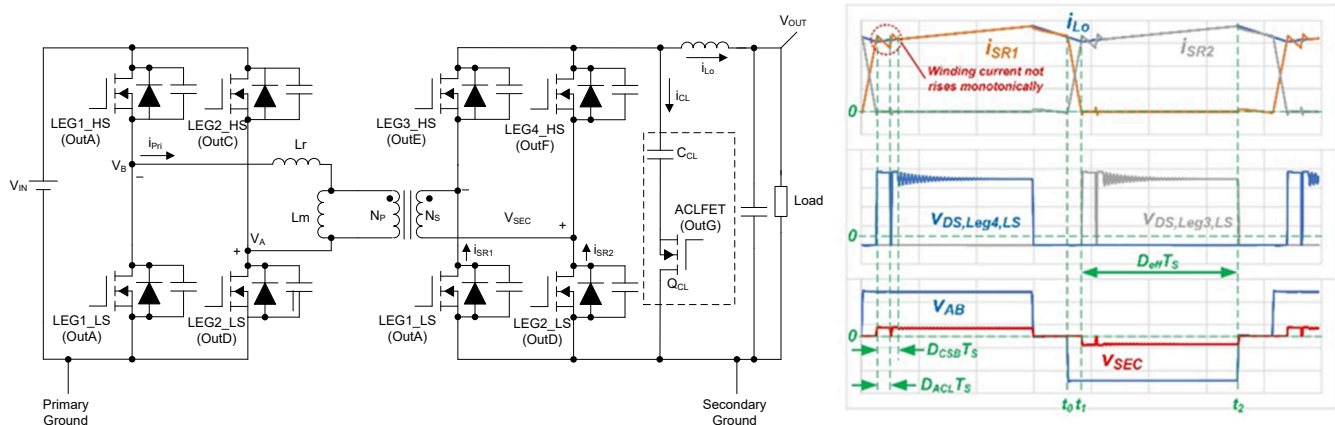


図 1. パッシブ・クランプ付き PSFB 出力段と主な波形。

アクティブ・クランプ付き PSFB コンバータ

図 2 に示すように、キャパシタ (C_{CL}) と MOSFET (Q_{CL}) で形成されるアクティブ・クランプ・レグを出力インダクタの前に挿入することで、実効デューティ・サイクル (D_{eff}) 周期内にアクティブ・クランプ・レグの電流伝導が発生します。その結果、2 次巻線電圧 (V_{SEC}) と整流器電圧のストレスが C_{CL} 電圧 $-V_{CL}$ にクランプされます。出力整流器にかかる電圧ストレスを低減するには、キャパシタ電圧リップルの C_{CL} を十分大きくするように選択する必要があります。目安としては、 L_r と C_{CL} で形成されるインダクタ・コンデンサ (LC) の共振期間が、式 1 で表されるスイッチング期間 (T_S) [3] に比べて大幅に長くなるように選択します。

$$2\pi\sqrt{\left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2 L_r C_{CL}} \gg T_S \quad (1)$$

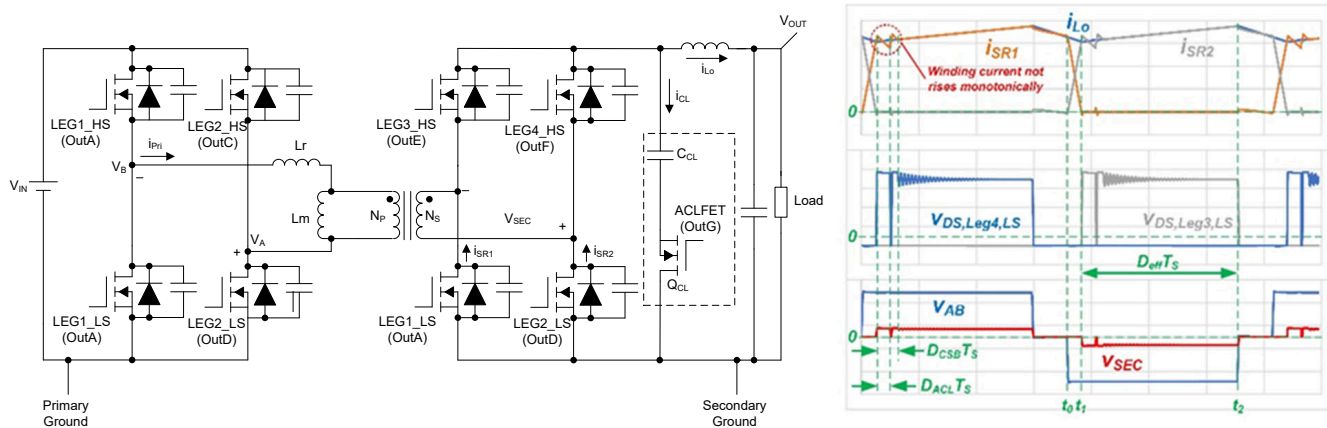


図 2. アクティブ・クランプ付き PSFB 電力段と主な波形。

アクティブ・クランプ・レグの設計上の検討事項

PSFB に実装されたアクティブなスナバにより、変圧器の巻線電流は実効デューティ・サイクル (D_{eff}) の期間 (T_S) (非ゼロ出力巻線電圧期間) 中に、出力インダクタ電流のように単調増加することはありません。これは、アクティブなスナバのキャパシタ・エネルギーが、入力側からのエネルギー伝達だけに寄与しているのではなく、出力インダクタの活性化にも関与しているためです。入力または変圧器の巻線電流は一般的にピーク電流の検出に利用されているため、入力または変圧器の巻線電流が大きいほど、デューティ・サイクルが大きくなるとは限りません。そのため、非単調な電流のランプ特性により、ピーク電流モード制御が難しくなる可能性があります。

整流器電圧のストレスは、アクティブなスナバで $V_{IN} \times N_S/N_P$ 付近までクランプされます。これは、クランプ回路なしでの電圧ストレスの約半分です。

パッシブなスナバと異なり、アクティブなスナバはパワー抵抗のリングング・エネルギーを消費しません。その代わりに、無損失スナバとして LC 共振タンクのエネルギーを循環させます。出力巻線電圧が 0 以外になると、エネルギーは 1 次巻線から 2 次巻線に転送され、 Q_{CL} がオンになっていなくても、 Q_{CL} のボディ・ダイオードを通じて出力インダクタを活性化させ、電流を伝導させます。本体がすでに電流を伝導した後に Q_{CL} をオンにすると、 Q_{CL} は確実にゼロ電圧スイッチング (ZVS) になります。そのため、同じ仕様においては、パッシブなスナバで PSFB コンバータを使うより、アクティブなスナバで PSFB コンバータを使うほうが高い変換効率を期待できます。

電流が単調増加しているときにピーク電流が検出されるようにするためには、動作電圧と負荷範囲の全体にわたって、 $D_{eff} T_S$ は、電流・時間バランスが完了する時間 $-D_{CSB} T_S$ よりも常に大きくなるようにする必要があります。PSFB は D_{eff} が大きいほど高効率を期待できるため、一般的に $D_{eff} \gg D_{CSB}$ となるような中程度から大きな負荷のかかるときに、 D_{eff} がより大きくなるよう設計されています。軽負荷時は、コンバータは、同じ入出力電圧条件下における連続導通モードの D_{eff} よりも小さな D_{eff} になる非連続導通モードで動作します。軽負荷時でも $D_{eff} T_S$ が $D_{CSB} T_S$ より大きい値を維持できるように、負荷電流に基づいた周波数低減制御を実装しています。

D_{CSBT_S} の期間は、ピーク電流モード制御の重要な要素になります。電流・時間バランスが完了するまでどのくらいの時間がかかるかは、重要ですが、答えを出すのが難しい問題です。この問題に答えるには、アクティブ・クランプ・レッグを通る電流を計算する必要があります。

V_{CL} が一定で $L_m = \infty$ と仮定すると、デューティ・サイクル損失期間 ($V_{SEC} = 0$ で、 i_{SR1} と i_{SR2} が代用されている期間) における整流器の電流変化率は、次の **式 2** のように表されます。

$$\frac{\Delta i_{SR}}{\Delta t} = \frac{N_p V_{Lr}}{N_s L_r} = \frac{\frac{N_s}{N_p} V_{IN} - V_{CL}}{\left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 L_r} \quad (2)$$

ここで、 V_{Lr} は、 L_r にかかる電圧です。

式 3 は、出力インダクタ電流の変化率を計算しています。

$$\frac{\Delta i_{LO}}{\Delta t} = \frac{V_{CL} - V_{OUT}}{L_o} \quad (3)$$

式 2 と **式 3** とキルヒホッフの電流法則を使用して、**式 4** でアクティブ・クランプ電流の変化率を計算します。

$$\Delta i_{CL} = \Delta i_{SR} - \Delta i_{Lo} = \left[\frac{\frac{N_s}{N_p} V_{IN} - V_{CL}}{\left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 L_r} - \frac{V_{CL} - V_{OUT}}{L_o} \right] \Delta t \quad (4)$$

$V_{CL} \approx V_{IN} \times N_s/N_p$ [3] であるため、 Δi_{CL} を求めるには、**式 4** の Δt に合計アクティブ・クランプ・レッグ伝導時間を代入するだけです。ただし、 i_{CL} の 2 乗平均平方根値 (RMS) を求めるには、 i_{CL} のピーク値が必要です。**図 3** に示したように、時間 t_2 のときに $i_{SEC} = i_{Lo}$ (C_{oss} を V_{CL} に充電した後) となり、かつ時間 t_3 (C_{CL} の充電開始時) に $i_{SEC} = i_{SR}$ である場合、 $i_{CL,peak}$ は次の **式 5** のように導き出されます。

$$\begin{aligned} i_{CL,peak} &= \Delta i_{CL} |_{t_3-t_2} = i_{CL} |_{t_3} - i_{CL} |_{t_2} \\ &= (i_{SR} - i_{Lo}) |_{t_3} - (i_{SR} - i_{Lo}) |_{t_2} = i_{SEC} |_{t_3} - i_{SR} |_{t_2} \\ &= \Delta i_{SEC} |_{t_3-t_2} - 2i_{SRS} |_{t_2} \approx -2i_{SRS} |_{t_2} \end{aligned} \quad (5)$$

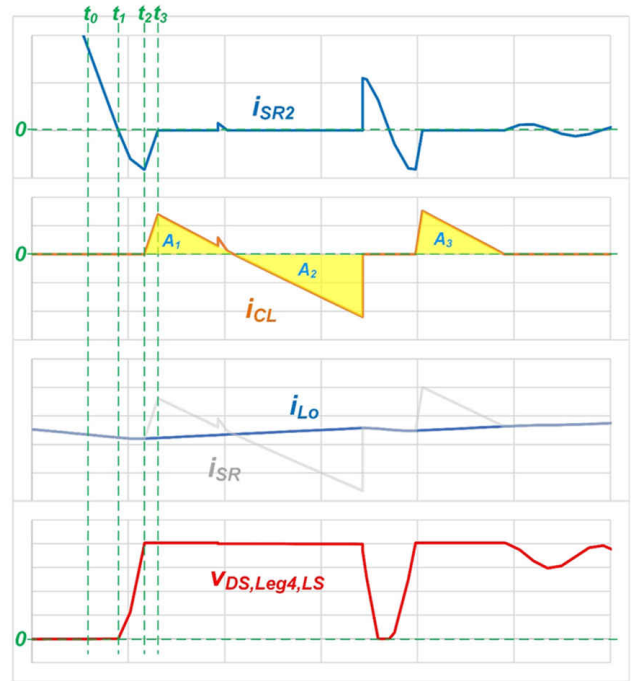


図 3. アクティブ・クランプ電流の伝導期間前後における主な波形。

時間 t_2 における i_{SR2} の値を求める式は、次の **式 6** のようになります。

$$i_{SR2} |_{t_2} = \frac{V_{IN}}{N_s L_r} - (t_2 - t_1) \quad (6)$$

t_0 から t_2 までの i_{SR2} 電流の減少率が同じと仮定すると、 $t_2 - t_1$ 間の時間は次の **式 7** から導き出されます。

$$(t_2 - t_1) = \sqrt{2C_{oss} \frac{N_s V_{CL} L_r}{N_p V_{IN}}} \quad (7)$$

C_L は電流・時間バランスを維持する必要があるため、 A_1 と A_3 の合計面積は A_2 と同じ面積になります。

式 7 に示したように、SR C_{oss} はアクティブ・クランプ・レッグのピーク電流を制御しています。低 C_{oss} SR FET を選択すると、アクティブ・クランプ・レッグの RMS 電流は低くなり、その結果、変換効率は向上します。

アクティブなスナバを搭載した PSFB コンバータを設計する際の設計ガイドラインを以下に示します。

- CCL のエネルギーが 1 次側に逆流するのを防ぐため、デューティ・サイクルの損失期間後のみ QCL をオンにする必要があります。

- ボディ・ダイオードが ZVS に電流を伝導している間は、QCL をオンにする必要があります。
- QCL のオン時間が長くなると、SR の電圧ストレスだけでなく VCL も低減しますが、QCL の RMS 電流は増加します。
- SR Coss が低下すると、アクティブ・クランプ・レッグの RMS 電流が低下するだけでなく、SR の電圧ストレスも低減します。

アクティブ・クランプ手法はフルブリッジ整流器だけに限定されるわけではありません。電流 doubler [4] やセンタータップ付き整流器など、他の種類の整流器にも適用できます。図 4 に、センタータップ付き整流器にアクティブ・クランプを搭載した PSFB コンバータを示します。これは、**アクティブ・クランプ・リファレンス設計された 3kW 位相シフトのフル・ブリッジで、270W/in³ 以上の電力密度**で実装されています。

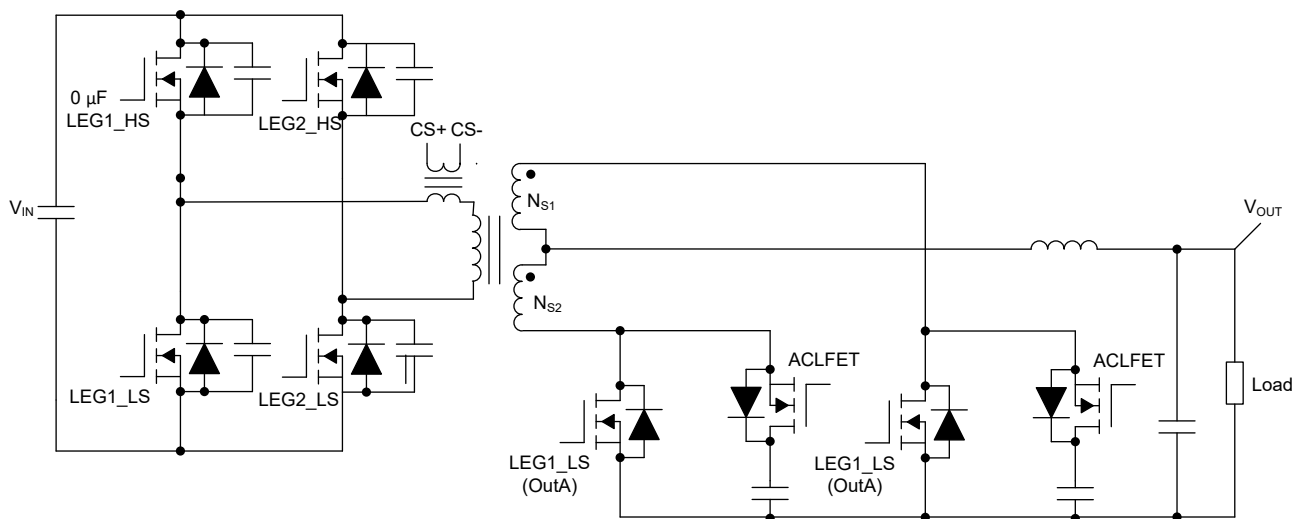


図 4. センタータップ付き整流器にアクティブ・スナバを搭載した PSFB コンバータ。

図 5 に示すように、デュアル・アクティブ・クランプ・レッグを使い、負荷電流 250A 時にクランプ損失はほぼない状態（ごくわずかな導通損失）で、40V の SR 電圧ストレスをクランプすることができます。

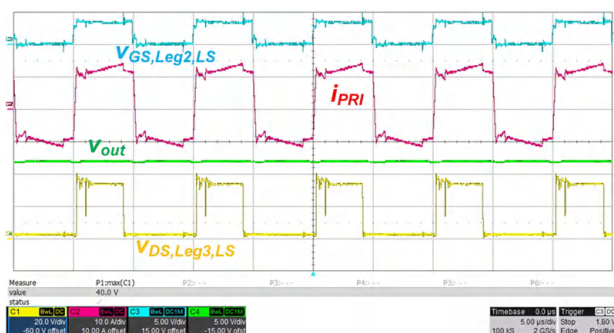


図 5. 12V/3kW 出力時におけるセンタータップ付き整流器とアクティブ・スナバを搭載した PSFB コンバータの安定状態の波形。

まとめ

この文書では、ピーク電流モード制御下において、アクティブ・スナバを使用した PSFB コンバータの制御手法について説明

しています。アクティブ・スナバを使用することにより、スナバ回路の消費電力をごくわずかに抑えて、出力整流器にかかる電圧ストレスを低減することができます。アクティブ・スナバによって引き起こされる電流の外乱により、ピーク電流モード制御が難しくなります。アクティブ・スナバの電源スイッチのオン時間を固定し、周波数低減制御を実装することで、高効率なピーク電流制御が可能な PSFB コンバータを実現できます。提案された制御方式で構築された 400Vin、12Vout/3kW の PSFB プロトタイプは、250A の全負荷時において 40V 未満に制限された出力整流器の電圧ストレスで、動作負荷範囲全体が検証されています。

関連資料

1. 『位相シフト・ゼロ電圧遷移 (ZVT) パワー・コンバータの設計』Unitrode 電源設計セミナー SEM 900、1993
2. LIN, Song-Yi, Chern-Lin Chen。1998 年 4 月。『位相シフト・フルブリッジ ZVS コンバータの出力整流器で 사용되는 RCD クランプ・スナバの分析と設計』IEEE Transactions on Industrial Electronics、45 (2), pp. 358-359 で公開。
3. Sabate, J.A., V. Vlatkovic, R.B.Ridley, F.C.Lee。1991 年。『アクティブ・スナバを採用した高電圧、高電力、ZVS、フルブリッジ PWM コンバータ』Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exhibition、pp. 158-163。
4. テキサス・インスツルメンツ:『設計レビュー:電流ダブラー同期整流器搭載 100W、400kHz の DC/DC コンバータで 92% の効率を達成』

重要なお知らせ:ここに記載されているテキサス・インスツルメンツ社および子会社の製品およびサービスの購入には、TI の販売に関する標準の使用許諾契約への同意が必要です。お客様には、ご注文の前に、TI 製品とサービスに関する完全な最新情報のご入手をお勧め致します。TI は、アプリケーションに対する援助、お客様のアプリケーションまたは製品の設計、ソフトウェアのパフォーマンス、または特許の侵害に対して一切責任を負いません。ここに記載されている他の会社の製品またはサービスに関する情報は、TI による同意、保証、または承認を意図するものではありません。

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](https://www.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 © 2023, Texas Instruments Incorporated