

ピーク電流モード制御を使用した力率補正

Bosheng Sun

System Engineer

Marketing/PDS, Dallas

概要

オフライン電源では、75W を超える電力レベルを扱う場合、力率補正 (PFC) が必要です。PFC の目標は、入力電流を入力電圧に追従するように制御し、負荷が純粋な抵抗のように見えるようにすることです。正弦波 AC 入力電圧の場合、入力電流も正弦波である必要があります。入力電流を制御するには、入力電流を検出する必要があります。

設計者は多くの場合、PFC アプリケーションで 2 つの電流検出方法のうちの一つを使用します。1 つ目の方法は、PFC のグラウンド・リターン・パスにシャント抵抗 (図 1 で R1 として指定) を配置することで入力電流を検出し、その電流を平均電流モード・コントローラ [1] (図 2 を参照) に送り、入力電流を入力電圧に強制的に追従させる方法です。シャント抵抗は全ブースト・インダクタ電流を検出するため、この電流検出方法は優れた力率と低い全高調波歪み (THD) を実現します。しかし、シャント抵抗は余分な電力損失を引き起こすため、高効率を必要とするアプリケーションでは問題になる可能性があります。

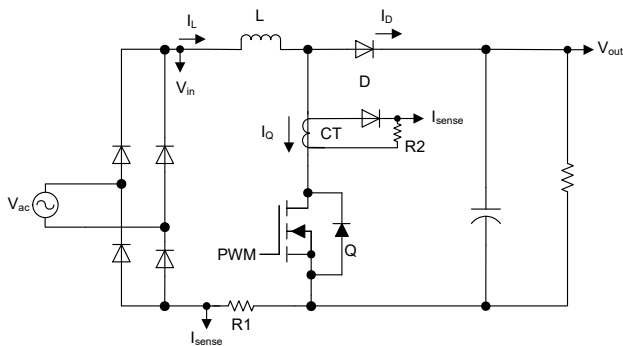


図 1. PFC の一般的な電流検出方法。

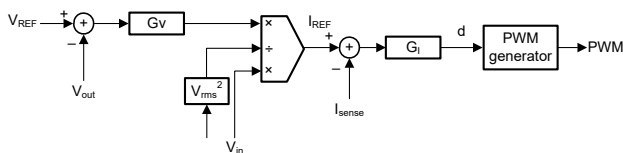


図 2. PFC の従来の平均電流モード制御。

2 つ目の方法は、昇圧スイッチと直列に電流トランスを配置し、スイッチング電流を検出する方法です。図 1 では CT および R2 として指定されています。この方法は、インターリーブ PFC [2] やセミブリッジレス PFC [3] など、電流シャントの使用が適用できない場合に適しています。電流トランスは、(全インダクタ電流ではなく) スwitching 電流 (I_Q) のみを検出するため、全インダクタ電流を制御するには、電流トランスの出力の中央 (パルス幅変調 [PWM] オン時間の中央) でサンプリングすることが簡単な解決策です。図 3 に示すように、連続導通モード (CCM) では、中間点の瞬時電流値が平均インダクタ電流値と等しいため、サンプリングが機能します。この方法は、最初の方法よりも電力損失が少なくなりますが、制限もあります。PFC のデューティ・サイクルは 0% から 100% まで変化します。デューティ・サイクルが小さい場合、PWM オン時間は小さくなります。したがって、PWM オン時間の中央で正確にサンプリングすることは困難です。サンプル位置のオフセットは、フィードバック信号の誤差の原因となり、THD と力率の両方を悪化させる可能性があります。

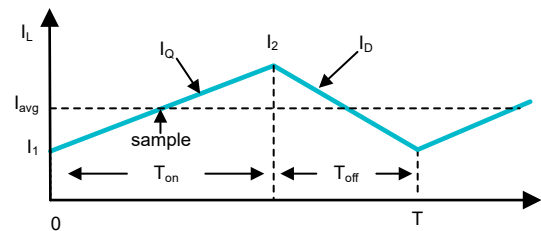


図 3. CCM での PFC インダクタ電流波形。

このドキュメントでは、新しい方法を紹介します。PFC を制御し、力率を 1 にするための特別なピーク電流モードです。この方法では電流シャントが必要ないため、電力損失が発生しません。また、この方式は電流トランスを使用してスイッチング電流をセンスしますが、PWM のオン時間の途中でサンプリングを実施する必要はないので、サンプリング位置のオフセットに関連する問題を解消できます。他にも利点があります。

CCM PFC のピーク電流モード制御

ピーク電流モード制御 [4] は DC/DC コンバータで広く使用されていますが、PFC はピーク電流ではなく平均電流を制御する必要がありますため、PFC には適していません。インダクタのピーク電流を制御すると、THD が低下し、力率が低くなります。

図 4 に示すように、特殊な PWM ジェネレータを使用することで、PFC のピーク電流モード制御が可能になります。図 4 では、検出されたスイッチング電流 I_Q がのこぎり波と比較されます。のこぎり波ピーク電圧 (V_{RAMP}) は各スイッチング期間の開始時に開始され、その振幅はスイッチング期間の終了時に 0V まで直線的に低下します。スイッチング期間の開始時に、昇圧スイッチ (Q) がオンになります。 I_Q がのこぎり波を超えると Q はオフになります。

この種の PWM ジェネレータは、テキサス・インスツルメンツの **C2000™ リアルタイム・マイコン** や **UCD3138** など、ほぼすべてのデジタル・パワー・コントローラにすでに搭載されています。これらのデジタル・コントローラには、プログラム可能なスロープ補償を備えたピーク電流モード制御モジュールが搭載されています。 V_{RAMP}/T のスロープで補償をプログラムすると、目的ののこぎり波が生成されます。

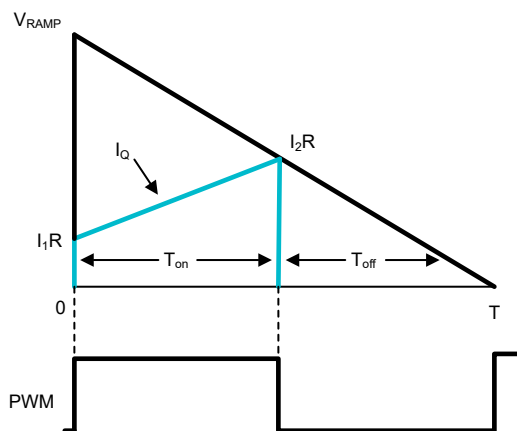


図 4. CCM で提案される方法の PWM 波形生成。

力率を 1 にするために、式 1 は、のこぎり波 V_{RAMP} のピーク値を次のように計算します。

$$V_{RAMP} = G_V * V_{out} + \frac{T_{on} * V_{out} * R}{2 * L} \quad (1)$$

ここで、 G_V は電圧ループ出力、 V_{out} は PFC 出力電圧、 L は昇圧インダクタのインダクタンス、 R は電流トランス出力の電流センス抵抗、 T_{on} は PFC PWM オン時間です。

PWM オン時間は、連続する 2 つのスイッチング・サイクルでほぼ同じであるため、前のスイッチング・サイクルの T_{on} 情報を使用して、今回のスイッチング・サイクルの V_{RAMP} 値を計算できます。

この制御方式で力率を 1 にする方法をご確認ください。図 3 から、 T_{on} 時間の間に入力電圧がインダクタに印加され、インダクタ電流が I_1 から I_2 に上昇します。採用 式 2:

$$I_2 - I_1 = \frac{V_{in} * T_{on}}{L} \quad (2)$$

ここで、 V_{in} は PFC 入力電圧です。式 3 は、各スイッチング・サイクルの平均インダクタ電流を次のように計算します。

$$I_{avg} = \frac{(I_1 + I_2)}{2} \quad (3)$$

式 2 を式 3 に代入すると、式 4 のようになります。

$$I_{avg} = I_2 - \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L} \quad (4)$$

図 4 から、式 5 は次のようになります。

$$\frac{I_2 * R}{V_{RAMP}} = \frac{T_{off}}{T} \quad (5)$$

式 6 は、定常状態の CCM で動作する PFC に適用されます。

$$\frac{T_{off}}{T} = \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (6)$$

式 6 を式 5 に代入して I_2 について解くと、式 7 のようになります。

$$I_2 = V_{RAMP} * \frac{V_{in}}{R * V_{out}} \quad (7)$$

式 1 と式 7 を式 4 に代入すると、式 8 のようになります。

$$I_{avg} = \frac{G_V}{R} * V_{in} + \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L} - \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L} = \frac{G_V}{R} * V_{in} \quad (8)$$

式 8 で、 G_V は PFC 電圧ループ出力であり、定常状態では一定です。したがって、 I_{avg} は V_{in} に比例し、 V_{in} の形状に従

います。 V_{in} が正弦波の場合、 I_{avg} も正弦波になります。インダクタのピーク電流を制御することで、力率を 1 にすることができます。

従来の平均電流モード制御と比較して、この方法では電流シャント抵抗による電力損失がなくなります。また、正確なサンプリング位置が必要な電流トランスの検出方式と比較して、この方法では電流をサンプリングする必要がありません。代わりに、アナログ・コンパレータが PWM オフの瞬間を決定し、サンプル・オフセットの問題を解消しています。

システム・コストを削減するために、1 つのコントローラで PFC と DC/DC コントローラの両方を制御するコンボ制御を好む設計者もいます。コンボ・コントローラは、AC/DC 電源の 1 次側と 2 次側のどちらにも配置可能で、それぞれに長所と短所があります。コンボ・コントローラを 1 次側に配置する場合、DC/DC 出力電圧と電流の情報は絶縁境界を越えて 1 次側に送信する必要があり、コントローラとホスト間の通信も絶縁境界を越える必要があります。コンボ・コントローラを 2 次側に配置する場合、従来の平均電流モード制御方法では入力 AC 電圧情報が必要となるため、入力電圧を検出し、電流ループ基準を変調するために使用する必要があります。絶縁境界を越えて入力電圧を検出することは難しいことです。

新しい制御方法では、**式 1** には V_{out} のみが含まれ、 V_{in} は含まれません。 V_{in} を検出する必要がないため、 V_{in} 検出回路をなくすことができます。この制御方法では、電流トランスの出力と V_{out} の情報のみが必要です。電流トランスで絶縁されているため、低コストのフォトカプラが V_{out} を検出し、それを 2 次側に送信できます。次に、PFC コントローラを AC/DC 電源の 2 次側に配置し、同じく 2 次側にある DC/DC コントローラと組み合わせてコンボ・コントローラを作成します。これにより、システム・コストが大幅に削減されます。

DCM PFC のピーク電流モード制御

同じアルゴリズムを不連続導通モード (DCM) の動作に拡張できます。**図 5** に、DCM でのインダクタ電流波形を示します。インダクタ電流は、 T_{off} の終わりにゼロに低下し、残りの期間 T_{dcm} ではゼロのままです。したがって、 $T = T_{on} + T_{off} + T_{dcm}$ となります。PWM 波形ジェネレータは **図 4** と同じですが、**図 6** に示すように、PWM オフ時間は $T_{off} + T_{dcm}$ であり、 T_{off} ではありません。

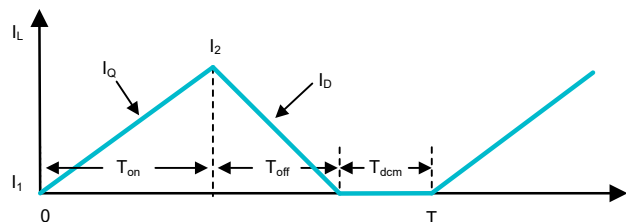


図 5. DCM での PFC インダクタ電流波形。

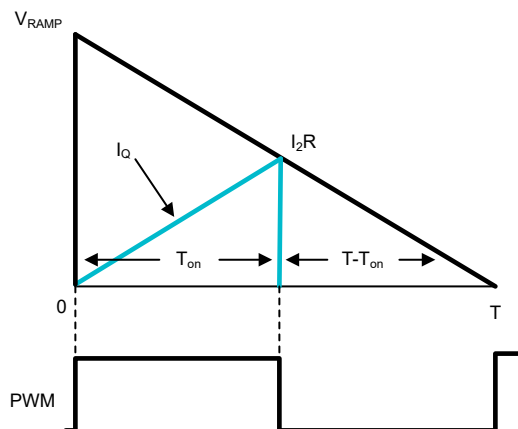


図 6. DCM で提案される方法の PWM 波形生成。

式 4 を **式 9** に書き換えると、1 スイッチング・サイクルの DCM での平均電流が、次のように計算されます。

$$I_{avg} = \left(I_2 - \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L} \right) * \frac{T_{on} + T_{off}}{T} \quad (9)$$

定常状態では、インダクタのボルト秒は各スイッチング・サイクルでバランスをとる必要があります、その結果、**式 10** のようになります。

$$V_{in} * T_{on} = (V_{out} - V_{in}) * T_{off} \quad (10)$$

T_{off} を解き、**式 9** を代入すると、**式 11** のようになります。

$$I_{avg} = \left(I_2 - \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L} \right) * \frac{T_{on} * V_{out}}{T * (V_{out} - V_{in})} \quad (11)$$

式 6 から、**式 12** は次のようになります。

$$\frac{I_2 * R}{V_{RAMP}} = \frac{T - T_{on}}{T} \quad (12)$$

式 13 は、のこぎり波 V_{RAMP} のピーク値を次のように計算します。

$$V_{RAMP} = \left(\frac{G_v * V_{in} * T * (V_{out} - V_{in})}{T_{on} * V_{out}} + \frac{R * T_{on} * V_{in}}{2 * L} \right) * \frac{T}{T - T_{on}} \quad (13)$$

式 13 を式 12 に代入して I_2 について解くと、式 14 のようになります。

$$I_2 = \frac{G_v * V_{in} * T * (V_{out} - V_{in})}{R * T_{on} * V_{out}} + \frac{T_{on} * V_{in}}{2 * L} \quad (14)$$

I_2 を式 11 に代入すると、式 15 のようになります。

$$I_{avg} = \left(\frac{G_v * V_{in} * T * (V_{out} - V_{in})}{R * T_{on} * V_{out}} + \frac{T_{on} * V_{in}}{2 * L} - \frac{V_{in} * T_{on}}{2 * L} \right) * \frac{T_{on} * V_{out}}{T * (V_{out} - V_{in})} = \frac{G_v * V_{in}}{R} \quad (15)$$

式 15 では、 G_v は定常状態では一定です。したがって、 I_{avg} は V_{in} に比例し、 V_{in} の形状に従います。 V_{in} が正弦波の場合、 I_{avg} も正弦波になるため、力率を 1 にすることができます。

式 9 から式 15 までは CCM と DCM の両方で有効なので、式 13 に従ってのこぎり波信号のピーク値を生成すると、CCM と DCM の両方で力率を 1 にすることができます。

式 1 は、 $T = T_{on} + T_{off}$ である式 13 の特殊なケースです。軽負荷 (軽負荷時には PFC が DCM モードになる)、THD、力率が重要ではないアプリケーションでは、式 1 を使用して実装を簡素化します。

テスト結果

提案された制御方式が 360W PFC 評価基板 (EVM) で検証されました。図 7 に、入力電流波形を示します。良好な正弦波電流波形が確認できます。

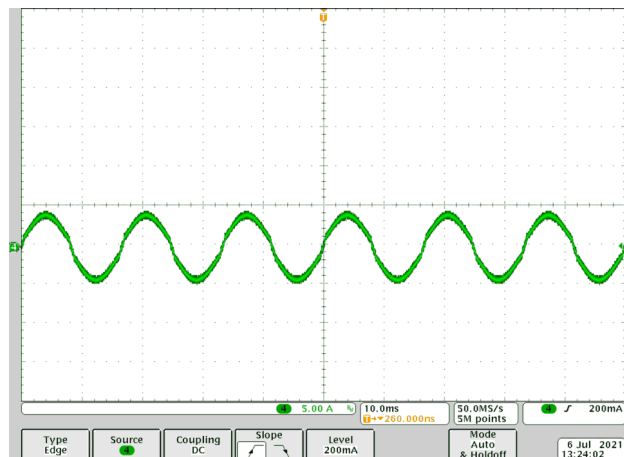


図 7. 360W PFC EVM のテスト結果。

まとめ

PFC 用のこの新しいピーク電流モード制御方式には、従来の平均電流モード制御方式と比較して多くの利点があります。PFC コントローラを AC/DC 電源の 2 次側に配置して、DC/DC コントローラとコンボ・コントローラを作成すると、コストを削減できます。電流シャット抵抗をなくすことで、電力損失がなくなり効率が向上します。電流トランス使用時に、PWM デューティが小さいことによるフィードバック信号のエラーをなくすことで、THD を改善します。最後に、この制御方式は、C2000 マイコンや UCD3138 などの既存のデジタル電源コントローラで簡単に実装できます。

関連資料

1. テキサス・インスツルメンツ: [オフライン電源向けの力率の高いプリレギュレータ](#)
2. テキサス・インスツルメンツ: [UCD3138 制御インターリーブ PFC の設計](#)
3. テキサス・インスツルメンツ: [UCD3138 制御ブリッジレス PFC の設計](#)
4. テキサス・インスツルメンツ: [スイッチング電源の電流モード制御](#)

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