

## Technical Article

## PFC の THD を低減する方法



Bosheng Sun

全高調波歪み (THD) は、信号に存在する高調波歪みであり、一連の高調波周波数の実効値 (RMS) 振幅と、最初の高調波すなわち基本周波数の実効値振幅との比として定義されます。式 1 に THD を示します。

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}}{V_1} \quad (1)$$

ここで、 $V_n$  は  $n$  次高調波の実効値、 $V_1$  は基本成分の実効値です。

電力システムでは、これらの高調波が電話の伝送干渉から導体の劣化に至るまで、さまざまな問題を引き起こす可能性があるため、THD 全体の制御が重要です。THD が小さいほど、ピーク電流が小さくなり、発熱が少なくなり、電磁放射が小さくなり、モータのコア損失も小さくなります。

THD を低減するには力率補正 (PFC) が必要です。これは、入力電力が 75W を超える AC/DC 電源で必要になります。PFC は、強制的に入力電流を入力電圧に追従させます。これにより、電子負荷が引き込む正弦波電流の波形に含まれる高調波は最小化されます。

THD の要件は、特にサーバー アプリケーションで厳しくなっています。M-CRPS (Modular Hardware System-Common Redundant Power Supply: モジュール型ハードウェア システム共通冗長電源) 仕様 [1] では、表 1 に示すように、負荷範囲全体にわたって非常に厳格な THD 要件が定義されています。これは、以前の CRPS THD 仕様よりもはるかに厳しくなっています。

表 1. M-CRPS THD 仕様。出典: テキサス・インスツルメンツ

| Output power                                     | < 5%  | 5% ≤ ln ≤ 10% | 10% < ln ≤ 20% | 20% < ln ≤ 50% | 50% < ln ≤ 100% |
|--|-------|---------------|----------------|----------------|-----------------|
| Current iTHD (240VAC)<br>Capacity Levels ≥ 1400W | < 20% | < 8.5%        | < 7.5%         | < 5%           | < 3.5%          |
| Current iTHD (240VAC)<br>Capacity Levels < 1400W | < 25% | < 10%         | < 10%          | < 7.5%         | < 4%            |
| Current iTHD (120VAC)                            | < 25% | < 10%         | < 7.5%         | < 5%           | < 4%            |

このように厳格な THD 仕様を満たすことは、PFC 設計において大きな課題となります。従来のループ調整では十分でない可能性があるからです。この記事では、THD の低減に役立ついくつかの追加方法を提案します。

### 検出した信号がクリーンであることを確認

PFC コントローラは、AC 入力電圧、インダクタ電流、PFC 出力電圧を検出します。検出されたこれらの信号はクリーンである必要があります。クリーンでない場合、THD に影響を及ぼします。たとえば、AC 入力電圧信号は正弦波の電流リファレンスを生成するので、検出された信号にスパイクが発生すると、電流リファレンスの歪みが発生し、THD に影響を及ぼします。

出力電圧 ( $V_{OUT}$ ) 信号は電流リファレンスの生成には使用されませんが、 $V_{OUT}$  にスパイクがあると、電圧ループ出力にripples が生じ、電流ループのリファレンスに影響を及ぼして、最終的には THD に影響する可能性があります。スパイクが大きすぎると、電圧ループで非線形ゲインが発生し、THD が大幅に上昇する可能性があります。

一般的な対策の1つは、コントローラのセンスピンの近くにデカッピングコンデンサを配置することです。ノイズを効果的に低減すると同時に、過度の遅延が生じないように、静電容量を注意深く選択する必要があります。デジタル無限インパルス応答フィルタを使って、検出された  $V_{OUT}$  信号を処理することにより、ノイズをさらに低減できます。PFC電圧ループは低速なので、このデジタルフィルタによる余分な遅延は許容可能です。

ただし、AC電圧センシングの場合、デジタルフィルタを追加することは推奨しません。デジタルフィルタを追加すると、電流リファレンスに遅延が発生するためです。この場合、ファームウェアのフェーズロックループ(PLL)を使用して、AC電圧と位相が同じ正弦波信号を内部で生成し、生成した正弦波信号を使って電流リファレンスを変調できます。PLLで生成される正弦波はクリーンであるため、検出されたAC電圧に多少のノイズがあっても、電流ループの基準電圧は、やはりクリーンです。

### ACゼロクロス時の電流スパイクを低減

トーテムポールブリッジレスPFCでは、ACゼロクロス時の電流スパイクが固有の問題です。これらのスパイクは大きすぎると、M-CRPS THD仕様への適合は不可能になります。筆者は、これらのスパイク[2]の根本的な原因を分析しました。図1に示すように、パルス幅変調(PWM)ソフトスタートアルゴリズムを使用すると、これらのスパイクを効果的に低減できることに注目しました。

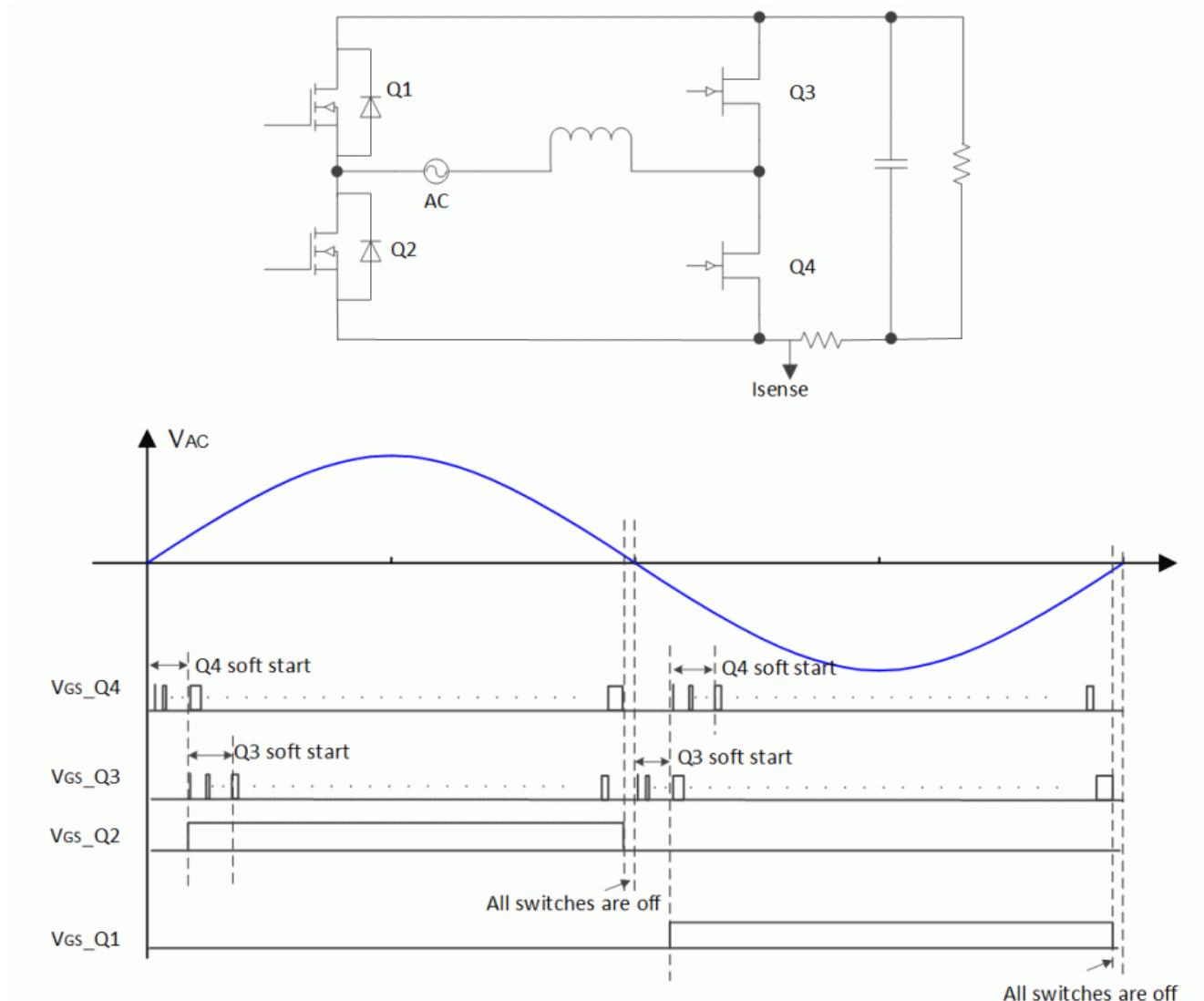


図1. ACゼロクロスのゲート信号タイミング。出典:テキサス・インスツルメンツ

このソリューションでは、AC ゼロクロス後に  $V_{AC}$  が負から正のサイクルに変化すると、アクティブ スイッチ Q4 が最初は非常に小さいパルス幅でオンになります。その後、制御ループによって生成されるデューティサイクル (D) までしだいに増加します。Q4 のソフトスタートにより、スイッチノードのドレイン - ソース間電圧 ( $V_{DS}$ ) が徐々にゼロまで放電されます。Q4 のソフトスタートが完了すると、同期トランジスタ Q3 がオンになります。小さいパルス幅で始まり、パルス幅が 1D に達するまで徐々に増加します。Q4 のソフトスタートが完了して、Q3 のソフトスタートが開始したとき、低周波数スイッチ Q2 がオンになります。

ゼロクロス検出では、ノイズによって有害なトリガが発生する可能性があります。安全のため、半 AC サイクルの最後にすべてのスイッチをオフにしてください。これにより、わずかなデッドゾーンが残り、入力 AC の短絡を防止します。AC の正のサイクルから負のサイクルへの遷移も同じです。図 2 にテスト結果を示します。

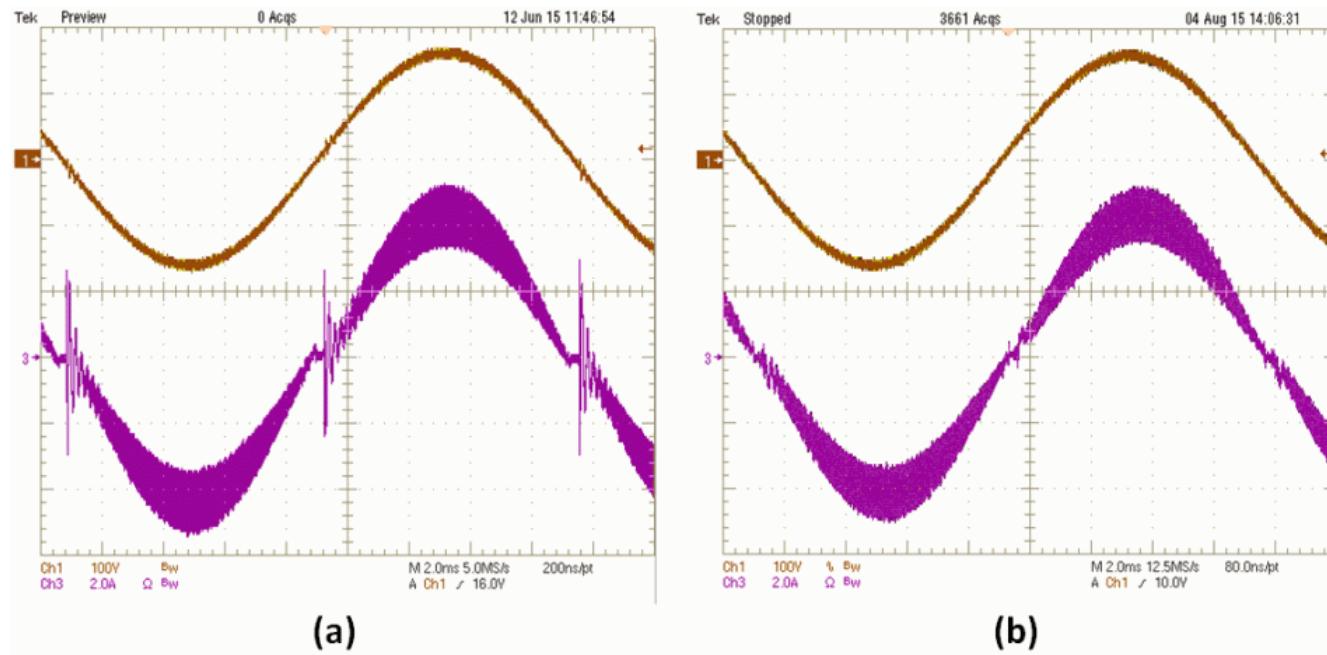


図 2. PWM ソフトスタートなし / ありの電流波形: 従来の制御方式 (a) および PWM ソフトスタートあり (b)。出典: テキサス・インスツルメンツ

### 電圧ループの影響を低減

ライン周波数の 2 倍のリップルが電圧ループ出力に発生して、電流リファレンス、さらには THD に影響を与える可能性があります。この周波数リップルの影響をできるだけ低減すると同時に、負荷過渡応答を犠牲にしないように、 $V_{OUT}$  検出信号と電圧ループの間にデジタルノッチ (バンドストップ) フィルタを追加することができます。このノッチフィルタは、ライン周波数の 2 倍のリップルを効果的に減衰させますが、その一方で、負荷過渡により発生する急激な  $V_{OUT}$  の変化など、他のすべての周波数信号を通過させることができます。これにより、負荷過渡は影響を受けません。

その他のアプローチとしては、AC ゼロクロス発生時に  $V_{OUT}$  を検出する方法があります。AC ゼロクロス発生時の  $V_{OUT}$  の値、 $V_{out\_zc}(t)$  は、その平均値と等しく、定常状態では「一定」であるため、電圧ループ制御には理想的な帰還信号です。負荷過渡に対処するには、次に示す電圧ループ制御規則を使用します。

```

If ((Vref - Vout(t) < Threshold)
{
  Error = Vref - Vout_zc(t);
  VoltageLoop_output = Gv(Error, Kp, Ki);
}
Else

```

```

{
Error = Vref - Vout(t);
VoltageLoop_output = Gv(Error, Kp_nl, Ki_nl);
}

```

$V_{OUT}$  瞬時値の誤差が小さい場合、電圧ループ補償器  $Gv$  には、AC ゼロクロス発生時の  $V_{OUT}$  の値  $V_{out\_zc}(t)$  および小さい比例積分 (PI) ループゲイン  $K_p, K_i$  を使用します。負荷過渡が発生し、 $V_{OUT}$  瞬時値の誤差がスレッショルドを超えた場合は、瞬時値  $V_{out}(t)$  および PI ループゲイン  $K_{p\_nl}, K_{i\_nl}$  を  $Gv$  に使用して、 $V_{OUT}$  をすばやく公称値に戻します。

## オーバーサンプリング

PFC インダクタ電流は、各スイッチングサイクルで DC オフセットを持つこぎり波です。その後、この電流はオペアンプなどのシグナルコンディショニング回路に送られて PFC 制御回路に適した信号に変換されます。ただし、このシグナルコンディショニング回路では、入力電流リップルを十分に減衰させることはできません。電流リップルは、引き続きアンプの出力に現れます。この信号を各スイッチング周期で 1 回のみサンプリングする場合、すべての時間の平均電流を表す完璧な固定位置は存在しません。したがって、1 つのサンプルで良好な THD を達成するのは非常に困難です。

より正確なフィードバック信号を得るには、オーバーサンプリングメカニズムを推奨します。図 3 は、各スイッチングサイクルで 8 回電流帰還信号を均等な間隔でサンプリングし、その結果を平均化して、制御ループに送信できることを示しています。このオーバーサンプリングは、電流リップルを効果的に平均化して、測定された電流信号が平均電流値に近づくようにします。また、コントローラは、信号ノイズと測定ノイズの両方について、ノイズの影響をそれほど受けなくなります。オーバーサンプリングは、電流波形の歪みを低減する最も効果的な方法の 1 つです。

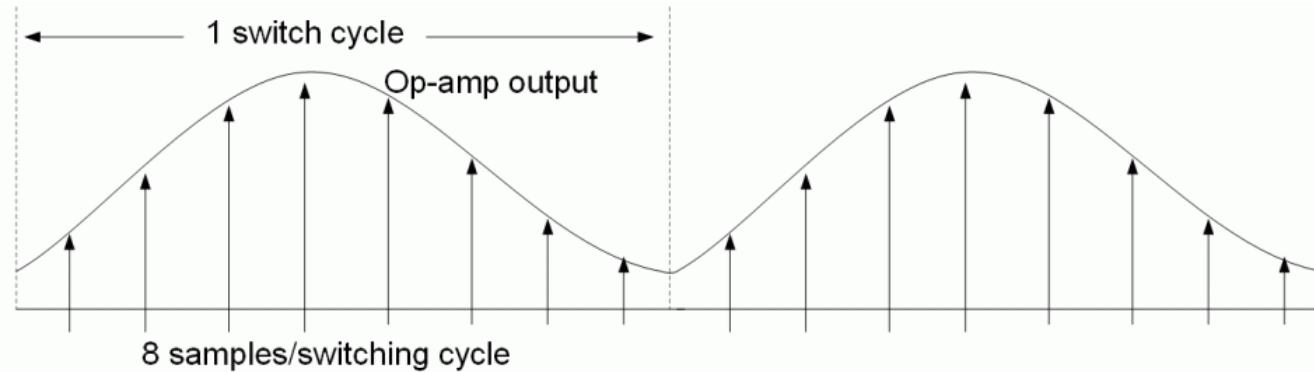


図 3. 各スイッチングサイクルで 8 回のオーバーサンプリング。出典:テキサス・インスツルメンツ

## デューティ比フィードフォワード

デューティ比フィードフォワード制御 [3] の基本的な考え方とは、デューティ比を事前に計算しておいて、このデューティ比をフィードバックコントローラに加算することです。連続導通モードで動作する昇圧トポロジの場合、式 2 からデューティ比 ( $d_{FF}$ ) が次のように得られます。

$$d_{FF} = \frac{v_{OUT} - v_{IN}}{v_{OUT}} \quad (2)$$

このデューティ比パターンでは、スイッチングサイクル全体の平均値が整流された入力電圧と等しくなるように、効果的にスイッチ両端に電圧が生成されます。通常の電流ループ補償器は、この計算されたデューティ比パターンを中心にして、デューティ比を変化させます。

その結果の制御方式を 図 4 に示します。式 2 を使って  $d_{FF}$  を計算した後、その値が従来の平均電流モード制御出力 ( $d_I$ ) に加算されます。その後、最終的なデューティ比 ( $d$ ) を使って PWM 波形を生成して PFC を制御できます。

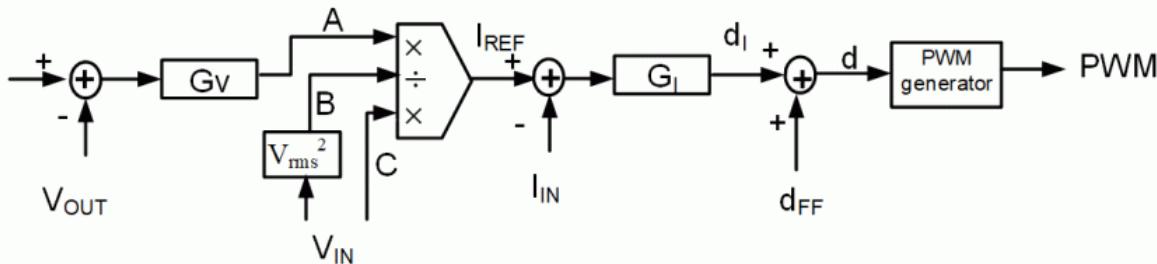


図 4.  $d_{FF}$  による平均電流モード制御。出典: テキサス・インスツルメンツ

デューティサイクルの大部分はデューティ比フィードフォワードによって生成されるため、制御ループは、計算されたデューティをわずかに調整するだけです。この手法は、コントローラのループ帯域幅が限られているアプリケーションで THD を改善するのに役立ちます。

### AC サイクル スキップ

一般に、軽負荷 THD の要件を満たすことは、重負荷 THD の要件よりも困難です。これは、特に M-CRPS 仕様の 5% 負荷 THD の要件について当てはまります。5% 負荷の場合以外で PFC が他のすべての THD 要件を満たしているならば、これまでに説明したすべての方法を試してしまったとしても、AC サイクル スキップ方式が役に立つ可能性があります。

AC サイクル スキップは、特別なバーストモードであると考えてください。負荷があらかじめ定義されたスレッショルドを下回ると、PFC はこのモードに移行し、負荷に応じて 1 つまたは複数の AC サイクルをスキップします。すなわち、PFC は 1 つ以上の AC サイクルの間オフになり、次の AC サイクルでオンに戻ります。ターンオンおよびターンオフは、AC ゼロクロス時に発生し、AC サイクル全体がスキップされます。PFC のターンオンおよびターンオフは、電流がゼロのときに発生するので、ストレスと電磁干渉が低減されます。AC サイクル スキップは、PWM パルスをランダムにスキップする従来の PWM パルス スキップ バーストモードとは異なります。

スキップする AC サイクルの数は負荷に反比例します。負荷が小さいほど、スキップする AC サイクルが多くなります。図 5 に、1 AC サイクルのスキップを示します。チャネル 1 は AC 電圧、チャネル 4 は AC 電流です。

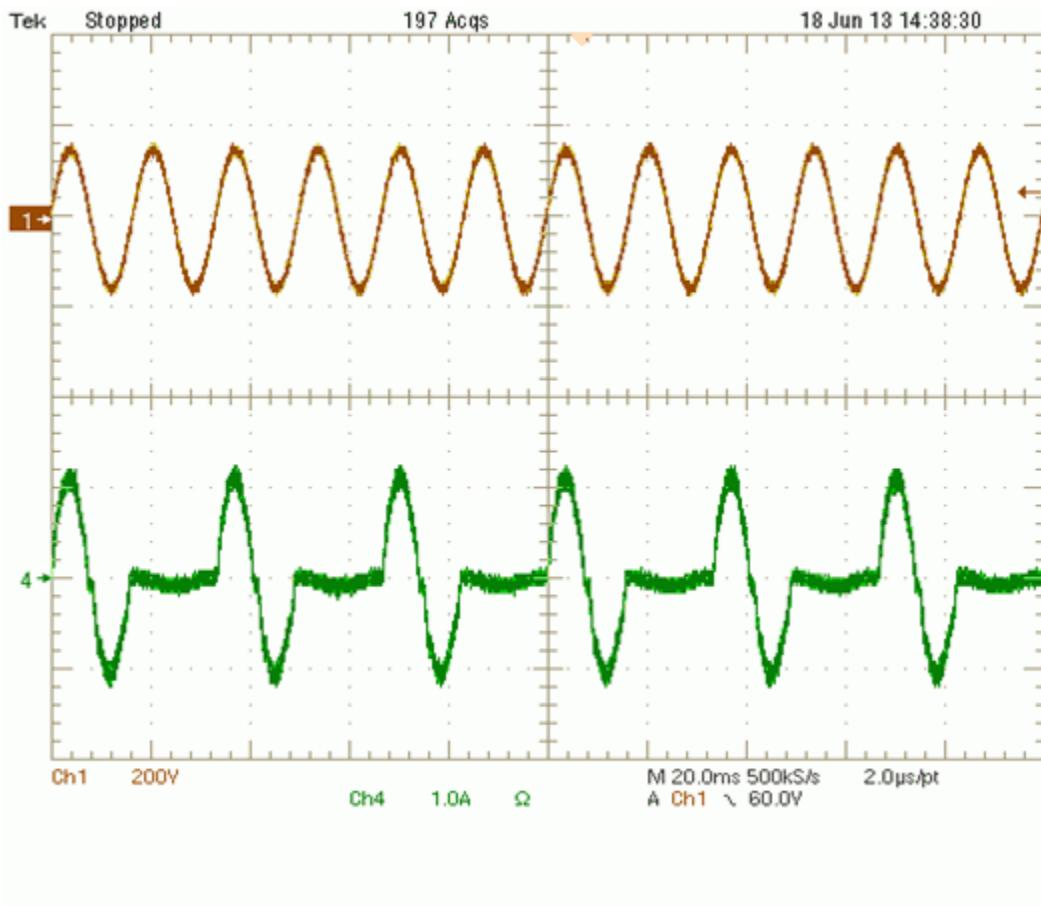


図 5. 軽負荷時に AC サイクルをスキップ。出典:テキサス・インスツルメンツ

PFC がオフになるときには、電流がゼロであるため THD はゼロです。PFC はターンオフ期間を補償する必要があるため、ターンオン時に大量の電力を供給しますが、これは平均値を上回っています。要するに、PFC は、中負荷で動作するか、完全にオフになるかのどちらかになります。中負荷時の THD は軽負荷時よりもはるかに小さいので、軽負荷時の THD は低減されます。

## テスト結果

筆者は、テキサス・インスツルメンツの C2000™ マイクロコントローラで制御する 3kW トーテムポール ブリッジレス PFC [5] を使用して、この記事で説明している複数の方式を実装しました。240V<sub>AC</sub>での THD テスト結果を [図 6](#) に示します。

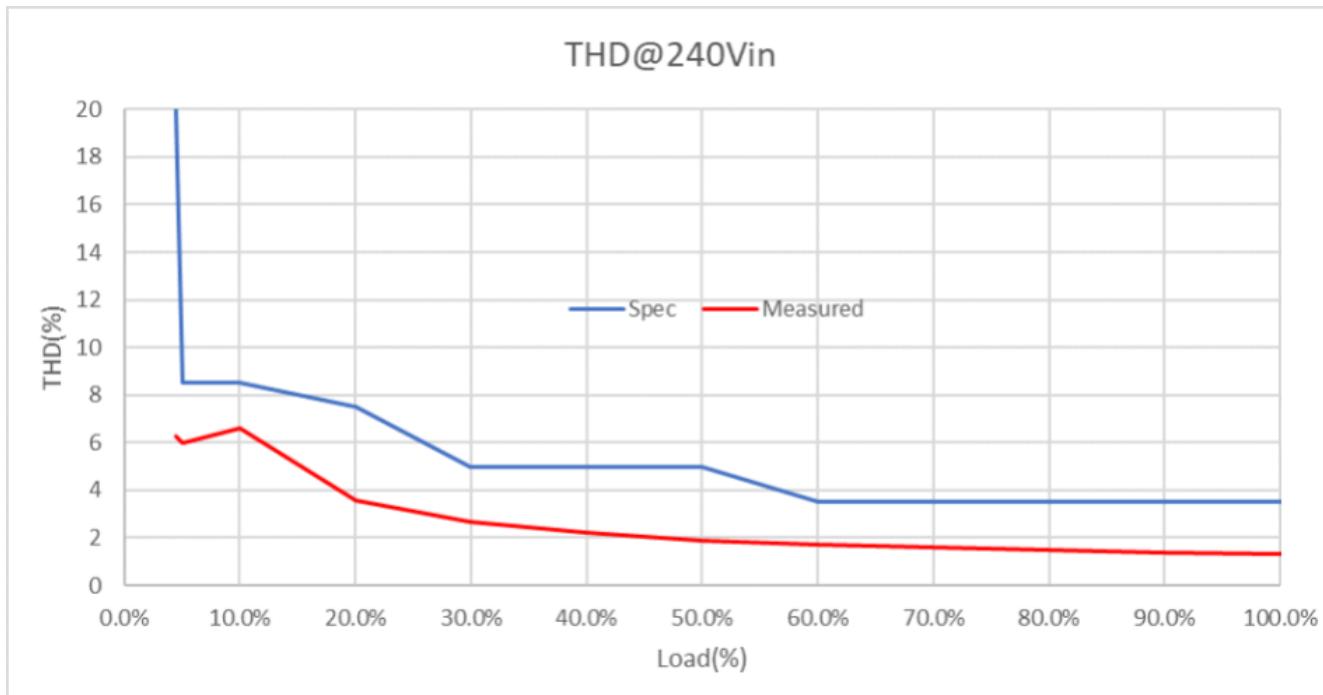


図 6. THD テスト結果。出典:テキサス・インスツルメンツ

この THD は最新の M-CRPS THD 仕様を満たしているだけでなく、十分な余裕があります。これにより、ハードウェアに誤差があっても、量産時に PFC が仕様を満たすことが保証されます。

#### 関連コンテンツ

- Power Tips #115: GaN スイッチ統合により PFC で低 THD と高効率を実現する方法
- Power Tips #114: ファームウェアのミスが原因で、制御が不安定になる可能性
- Power Tips #113: 8W 以下の電力を供給する 2 つのシンプルな絶縁型電源の選択肢
- Power Tips #112: 故障テスト用のオンボード装備

#### 参考資料

1. The Open Compute Project. (発行年記載なし)可能性を広げる。2023 年 4 月 10 日アクセス。
2. Sun, Bosheng.『トーテムポール PFC で AC ゼロクロス時の電流スパイクを低減する方法』テキサス・インスツルメンツ Analog Design Journal、文献番号 SLYT650、2015 年第 4 四半期。
3. Van de Sype, D.M., Koen De Gusseme, A.P.M. Van den Bossche, and J.A. Melkebeek.『デジタル制御昇圧 PFC コンバータのデューティ比フィードフォワード』IEEE Transactions on Industrial Electronics 52, no. 1 (2005 年 2 月), pp. 108~115。
4. Sun, Bosheng.『AC サイクル スキップで PFC の軽負荷効率を改善』テキサス・インスツルメンツ Analog Design Journal、文献番号 SLYT585、2014 年第 3 四半期。
5. テキサス・インスツルメンツ (発行年記載なし)『最大 16A の入力に対応し、180W/in3 (10.98W/立方 cm) を上回る電力密度を達成する、3kW の単相トーテム ポール ブリッジレス PFC のリファレンス デザイン』テキサス・インスツルメンツのリファレンス デザイン No. PMP23069。2023 年 4 月 10 日アクセス。

この記事は、以前 EDN.com で公開された記事です。

#### 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

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默示保証、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、明示的または默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](http://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 © 2025, 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默示保証、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、明示的または默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、(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](#) 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 © 2025, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月