

Application Note

EV (電気自動車) の DC 充電アプリケーションにおける電流センシングの設計上の考慮事項



Riccardo Ruffo, Lei Song, Harald Parzhuber

Systems Engineering and Marketing

概要

世界各地の政府が環境持続可能性の目標達成に取り組み、自動車業界が自動車の電動化を加速させるために一層の投資を計画していることから、内燃機関から電気自動車 (EV) へのシフトは避けられないように思えます。DC 高速充電ステーションの容量は近年大幅に増加しています。以前は 150kW が標準でしたが、現在では 350kW 以上となっており、その性能はさらに向上しています。350kW 以上を実現するために、20kW~40kW のモジュールを並列に積み重ね、上位の制御ループでそれらのモジュールの負荷分散を並列に行うのが一般的な技術です。電流と電圧のセンシング技術は、DC 高速充電ステーションのパワー モジュール制御ループにおいて重要な役割を果たしています。このアプリケーション レポートは、EV (電気自動車) の充電アプリケーションにおける電流センシングに関する設計上の考慮事項について説明します。特に、システム性能に関するゲイン誤差、オフセット、帯域幅、レイテンシに重点を置いています。

目次

1 はじめに.....	3
1.1 電気自動車用 DC 充電ステーション.....	3
1.2 電流センシング技術の選択および等価モデル.....	4
2 AC/DC コンバータの電流センシング.....	6
2.1 AC/DC の基本的なハードウェアおよび制御の説明.....	6
2.2 ポイント A、B – AC/DC AC 位相電流センシング.....	9
2.3 ポイント C、D – AC/DC DC リンク電流センシング.....	22
2.4 ポイント A、B、C _{1/2} 、D _{1/2} におけるプラス要素とマイナス要素の概要および推奨製品.....	25
3 DC/DC コンバータの電流センシング.....	27
3.1 位相シフト制御を備えた絶縁型 DC/DC コンバータの基本動作原理.....	27
3.2 ポイント E、F - DC/DC 電流センシング.....	27
3.3 ポイント G - DC/DC タンク電流センシング.....	31
3.4 センシング ポイント E、F、G の概要と推奨製品.....	33
4 まとめ.....	34
5 参考資料.....	35

図の一覧

図 1-1. EV 充電システムの電流センシング ポイント.....	3
図 1-2. 電流センシング測定モデル.....	4
図 2-1. 2 レベル AC/DC コンバータの概略図.....	6
図 2-2. dq 電流制御 (フィードフォワード、PI 比例積分制御).....	7
図 2-3. 電圧制御ループおよび電流制御ループ.....	8
図 2-4. 公称負荷 11kW で動作する AC/DC コンバータのグリッド電圧と電流.....	10
図 2-5. t = 0s の拡大部分 (スパン 100µs).....	11
図 2-6. デッドタイム 250ns と 1.5µs を実装した場合に PCC から引き出される電流 (50Hz 動作).....	12
図 2-7. 図 2-6 の電流の FFT および拡大部分 (50Hz).....	13
図 2-8. AC/DC コンバータのグリッド電圧および電流: ステップ電力応答および一時的な電圧低下応答.....	14
図 2-9. t=3ms の拡大部分 (スパン 200µs).....	15
図 2-10. t=26ms の拡大部分 (スパン 200µs).....	16
図 2-11. AC/DC コンバータのグリッド電圧および電流: AC/DC コンバータの短絡応答.....	17
図 2-12. t = 19.5ms の拡大部分 (スパン 120µs): AC/DC コンバータの短絡応答.....	18

図 2-13. $t = 19.5\text{ms}$ の PWM の部分拡大 (スパン $120\mu\text{s}$): PWM ターンオフ動作.....	18
図 2-14. 発電所モデルによる簡略化された DC バス電圧制御ループ.....	19
図 2-15. DC リンクの帯域幅とゲイン誤差をパラメータとした場合の DC リンク電圧リップルの経時変化.....	20
図 2-16. DC リンクの帯域幅とオフセット誤差をパラメータとした場合の DC リンク電圧リップルの経時変化.....	22
図 2-17. DC リンク帯域幅をパラメータとした場合のステップ電力に対する DC リンク電圧応答、フィードフォワードの有無による.....	23
図 2-18. DC リンクの帯域幅をパラメータとした場合のステップ電力に対する DC リンク電圧応答、フィードフォワードあり.....	24
図 2-19. DC リンクのゲイン誤差をパラメータとした場合のステップ電力に対する DC リンク電圧応答、フィードフォワードあり.....	25
図 3-1. 位相シフト制御を備えたデュアル アクティブ ブリッジ (DAB) DC/DC コンバータの一般的な制御ループ.....	27
図 3-2. 電流センシング ポイント E、F.....	28
図 3-3. DC/DC ステップ負荷応答と電流センサ帯域幅との関係.....	29
図 3-4. 定常状態の出力電流誤差と電流センサのゲイン誤差との関係.....	30
図 3-5. 定常状態の出力電流誤差と電流センサのオフセット誤差との関係.....	31
図 3-6. 絶縁型 DC/DC コンバータの 1 次側タンクまたは 2 次側タンクでの電流センシング.....	32
図 3-7. ゼロクロス検出の伝搬遅延.....	32
図 3-8. ISOW7741、ISOW7841 を使用した ZCD 回路.....	33

表の一覧

表 1-1. EV チャージャの目標仕様.....	4
表 2-1. 電流センシング ポイント A、B、 $C_{1/2}$ 、 $D_{1/2}$ のプラス要素とマイナス要素.....	25
表 2-2. ポイント A、B、 $C_{1/2}$ 、 $D_{1/2}$ における電流センシングのための AC/DC 最小要件と入手可能な製品.....	26
表 3-1. 電流センシング ポイント E、F、G のプラス要素とマイナス要素.....	33
表 3-2. ポイント E、F、G の電流センシング用製品.....	34

商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

1 はじめに

1.1 電気自動車用 DC 充電ステーション

自動車のバッテリーとグリッドの間で電力を供給したり引き出したりするために、[図 1-1](#) に示すように、AC レールと DC レールの間では複数の電力変換段が必要です。

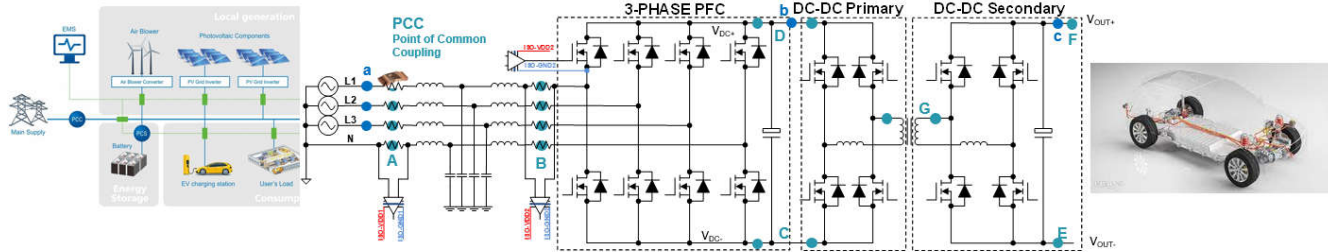


図 1-1. EV 充電システムの電流センシングポイント

AC/DC コンバータは、DC 電圧とともに共通結合点 (PCC) の全高調波歪み (THD) を制御することにより、AC 電力を DC 電力に変換する役割を担っています。同時に、絶縁型 DC/DC コンバータは主に、グリッドと自動車間のガルバニック絶縁および、定電流 (CC) と定電圧 (CV) の各充電機能を実現する目的で使用されます。

[図 1-1](#) に、EV 充電システムの一般的な電流センサの各位置を示します。

- AC/DC 段の電力レギュレーションと保護は、ポイント A、B、C、D に配置されたセンサによって行われます。
 - ポイント A は、PCC へ向かうコンバータの主要な接続ポイントです。この位置にセンサを配置することで、グリッドに送られる電流とグリッドから引き出される電流を最も正確に監視および制御できるため、グリッドとやり取りされる有効電力と無効電力を正確に制御できます。
 - ポイント B には、スイッチング ノード (SN) のスイッチ電流を測定する機能があります。電流センサをこの場所に配置することで、パワー スイッチの保護と制御ループ速度を向上させることができます。さらに、電流センシング回路に絶縁型電源が必要な場合、ゲートドライバ電源を活用できるため、設計の総コストを削減できます。ただし、この測定には EMI フィルタの損失が含まれていないため、この位置は無効電力補償には適していません。
 - ポイント C は、DC バス電流の測定ポイントです。電流センシング回路をこの位置に配置することで、電源を下部スイッチ ドライバ電源と共有する場合のコストを削減できます。
 - ポイント D は、DC バスの正のレールに配置された DC バス電流の測定ポイントです。
- DC/DC 段の電力レギュレーションと保護は、ポイント G、F、E に配置されたセンシングによって行われます。
 - ポイント G は、巻線の電流を制御するために必要です。
 - ポイント F は、正端子にあるバッテリー電流の測定ポイントです。
 - ポイント E は、負端子にあるバッテリー電流の測定ポイントです。負端子に流れる電流をセンシングすると、ローサイド FET のゲートドライバ電源を電流センシング回路の電源として活用できるという利点があります。

このアプリケーション ノートでは、EV 用 DC 充電アプリケーションで使用する際に電流センサに必要な最小限の仕様を定義する目的で、シミュレーション結果に基づいた調査を実施しました。[表 1-1](#) に示すシステム仕様の 11kW システムについて、帯域幅、ゲイン誤差、オフセット、レイテンシの最適値が得られました。本書では、位相シフト制御を備えた DAB (デュアル アクティブ ブリッジ) と CLLLC 共振コンバータを備えた DAB の 2 つの異なる絶縁型 DC/DC トポロジを考察しています。

[セクション 2](#) では、AC/DC 入力電流センシングのポイント A と B それぞれと、ポイント C と D での DC リンク電流測定に関する設計上の考慮事項について説明します。[セクション 3](#) では、DC/DC 段の電流センシングポイント (G、F、E) の要件について、帯域幅、ゲイン誤差、オフセット誤差などの特性が DC/DC 段の性能にどのように影響するかについて詳しく説明します。

表 1-1. EV チャージャの目標仕様

条件	説明
電力定格と電力フロー	V2G/V2H をサポートする 11kW 双方向動作
AC 定格	400V _{AC} (3 相、各 230 V _{AC}) 16A _{RMS} (各相)
AC 電流の全高調波歪み	全負荷時に 3.6%
DC 定格	V _{DCBUS} 800V 公称値 I (650V~800V) I _{DCBUS} 14A (14A~17A) V _{BAT} 400V (250V~450V) I _{OUT} 27.5A (24A~44A)
AC/DC のスイッチング周波数	70kHz (デッドタイム = 250ns)
DC/DC のスイッチング周波数	位相シフト DAB の場合、100kHz 共振 CLLC DAB の場合、公称 500kHz
DC 側で制御される電力に求められる精度	V _{DCBUS} ±1% V _{BAT} ±1% I _{BAT} ±1%
電流ループと電圧ループの実装 AC/DC 帯域幅	3-kHz グリッド電流ループ (id, iq) 400Hz DC バス電圧ループ
電圧測定の実装帯域幅:グリッドと DC リンク	100 kHz

1.2 電流センシング技術の選択および等価モデル

1.2.1 シャント方式のソリューションによる電流センシング

このアプリケーション ノートでは、絶縁型アンプまたは絶縁型デルタ シグマ変調器を使用したシャント方式の電流センシングのみを対象としています。ここで説明するすべての製品は $\pm 50\text{mV}$ の線形入力電圧範囲を持っているため、非常に小さなシャント抵抗値を使用することで、システム全体の電力に比べて低いエネルギー消費に抑えることができます。

リファレンス アプリケーションでは、11kW AC/DC の場合、400V_{AC} 3 相システムで入力電流の最大値は 16A_{RMS} です。これにより、 $\pm 22.5\text{A}_{\text{peak}}$ となります。2m Ω のシャント抵抗を使用すると、シャントにかかる最大電圧は 50mV 未満 (ピークは 45mV) に抑えることができます。つまり、11kW の最大電力動作時におけるシャント内の電力損失は 1 シャントあたりわずか 0.5W です。3 相システムで 3 つのシャントを想定すると、これはまだ無視できる損失であり、PCB 上に重要なホットスポットを追加することはありません。逆に、表 1-1 に示すように、DC/DC コンバータの電流は最大 44A にもなります。この結果、絶縁型アンプの 50mV の入力電圧範囲に対して 1m Ω のシャント抵抗を選択する必要が生じ、各測定ポイントでの消費電力は 2W 未満となります (合計電力 11kW に関しては無視できます)。

1.2.2 センシング技術の等価モデル

各電流センシング ポイントの分析は、帯域幅、レイテンシ、ゲイン誤差、オフセットの 4 つのパラメータを考慮してシステム レベルで行われます。図 1-2 は、上述のセンサ パラメータをすべて示している電流センシングの等価モデルです。

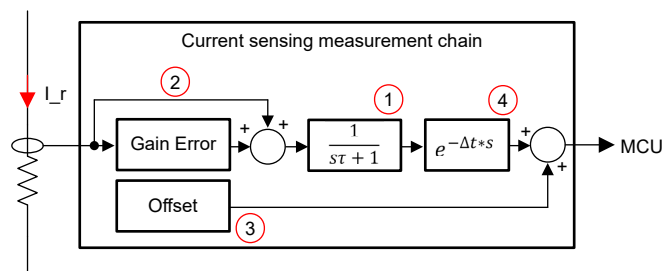


図 1-2. 電流センシング測定モデル

等価モデルの各段の説明は以下のとおりです。

1. 電流センサによって示される帯域幅制限を表します。このアプリケーション ノートでは、センシング段は 1 次ローパスフィルタとしてモデル化されており、一定時間は次のように示すことができます。 $\tau = 1/(2\pi f_b)$

ここで、

- τ は電流センサの帯域幅です。

2. ゲイン誤差を表し、次のようにモデル化されています。 $i_m = (1 + \epsilon)i_r$

ここで、

- a. i_r は実際の電流です。
- b. ϵ はセンサのゲイン誤差です。
- c. i_m は測定値です。

3. この調査では、測定範囲に対して定義されたオフセットを表します。オフセットは、フルスケール範囲に対するパーセンテージで表されます。
4. センシング段によってもたらされる時間遅延を表し、過電流や短絡をできるだけ高速で検出する必要がある場合に重要になります。

2 AC/DC コンバータの電流センシング

2.1 AC/DC の基本的なハードウェアおよび制御の説明

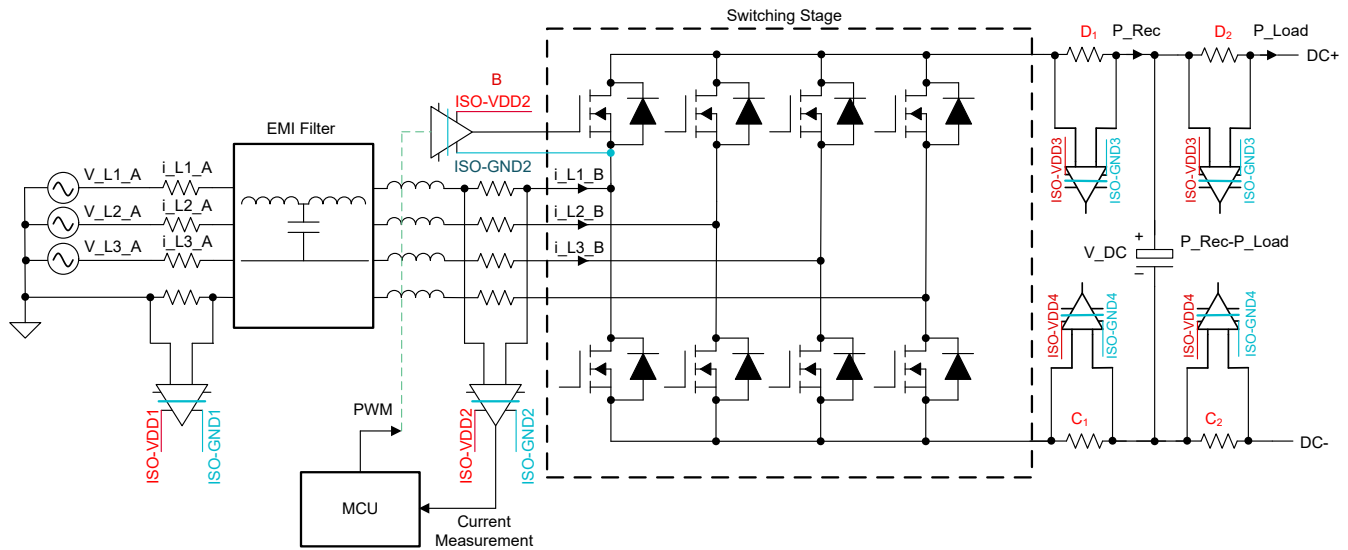


図 2-1.2 レベル AC/DC コンバータの概略図

図 2-1 に、一般的な AC/DC コンバータを示します。コンバータの各部の説明は以下のとおりです。

- EMI フィルタは、コンバータによって生成される電磁ノイズを軽減し、各規格に準拠するために使用されます。⁷
- 電流センサと電圧センサ (図示なし) は、AC 側と DC 側の両側にあり、パワー コンバータの監視、制御、保護に使用されます。
- AC から DC への電力変換に使用されるスイッチング段は、T 型コンバータや ANPC コンバータなど、複数のトポロジを使用することで実現できます。^(8, 9)
- マイクロコントローラは、グリッド電圧と同期した制御電流を得るために、電力段のスイッチの測定と PWM デューティサイクルの計算に使用されます。

セクション 2.1.1 とセクション 2.1.2 では、マイクロコントローラによって内部的に実行される制御ルーチンについて説明し、電流センシング パラメータとデジタル制御ループの相関について詳しく説明します。

2.1.1 AC 電流制御ループ

制御ユニットをグリッド周波数と同期させることで、AC と DC 間の電力変換を制御し、グリッドによって引き出される電流の振幅と位相を制御します。MCU をグリッドと同期させるため、グリッド電圧 (V_{L1_A} , V_{L2_A} , V_{L3_A}) は MCU によってサンプリングされ、フェーズ ロック ループ (PLL) に供給されます¹¹。PLL の結果 ($\cos(\varphi)$, $\sin(\varphi)$) に Clarke 変換と Park 変換を加えることで、回転フレームリファレンス技術 (dq フレーム制御) を使用して 3 相システムを制御することができ、これにより制御の簡素化と改善が実現できます。

図 2-2 は、回転フレームを使用して AC/DC に実装された電流制御ループの概略図です。測定された I_d と I_q は、 I_{L1_A} , I_{L2_A} , I_{L3_A} , I_{L1_B} , I_{L2_B} , I_{L3_B} のいずれかに Clarke 変換と Park の変換を適用することで、導き出すことができます。

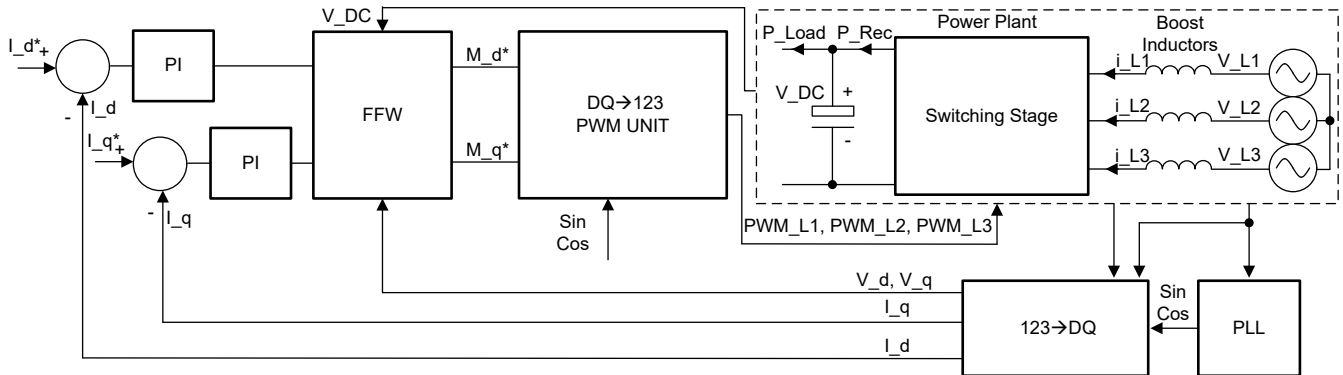


図 2-2. dq 電流制御 (フィードフォワード、PI 比例積分制御)

図 2-2 は、2 つの PI コントローラを使用して電流を制御できることを示しています。

- 直流電流 (I_d^*) と呼ばれるリファレンス電流を変更することで、3 相電流は対応するグリッド電圧に対して同位相で制御できます。この機能により、式 1 に示すように、AC/DC によって引き出されたり供給されたりする有効電力を直接制御できます。ここで、 P_{Rec} は 3 相有効電力です。リファレンス電流の符号を変更することで、対応するように電力を引き出したり供給したりすることが可能になります。
- 直交電流 (I_q^*) と呼ばれるリファレンス電流を変更することで、3 相電流は対応するグリッド電圧に対して 90° 位相をシフトして制御できます。この値を変更することで、式 2 に示すように、無効電力を直接制御できます。ここで、 Q は 3 相無効電力の合計です。リファレンス電流の符号を変更することで、機器によって引き出される容量性電力または電磁誘導電力を変更できます。

$$P_{Rec} = 3/2 V_d I_d^* \quad (1)$$

$$Q = 3/2 V_d I_q^* \quad (2)$$

PI コントローラに加えて、フィードフォワード (FFW) は、システムで変数が変化したときの応答時間を短縮し、制御ループ帯域幅の依存性を取り除くために、電流ループに実装されるのが一般的です (たとえば、 V_{DC} が補償されていない場合、 V_{DC} が減少すると、制御ループ帯域幅が増加し、不安定になる可能性があります)。

2.1.2 DC 電圧制御ループ

複数のアプリケーションにおいて、整流段の DC 側に接続された負荷またはソースは常に電圧源として動作するとは限りません。実際、負荷は抵抗、電流シンク、または電源として動作します。DC/DC 段によって電圧源の動作が示されない場合、要求電力 (P_{Rec}) に対する DC バス電圧の依存関係により、出力電圧が制御されない可能性があります。制御されていない DC バス電圧が原因で AC/DC が不安定になり、電流や電圧の保護トリガが作動したり、コンバータ自体が損傷することさえあります。これに対処するには、[図 2-3](#) に示すように、電流ループに対してより高い階層レベルで追加制御を実装します。下位制御ループ I_{dq} の I_{d^*} を使用して、グリッドから引き出されたり供給されたりする有効電力を制御する機能を持つ電圧制御ループが追加されました。追加の PI コントローラはリファレンス (I_{d^*}) を生成し、これにより、整流器と負荷電力 (P_{Rec} と P_{Load}) をマッチングすることができます。DC リンクコンデンサに電力が流れていないため、 V_{DC^*} は V_{DC} と等しくなります。整流器の電力と負荷電力のマッチングは、積分部分によって行われます。

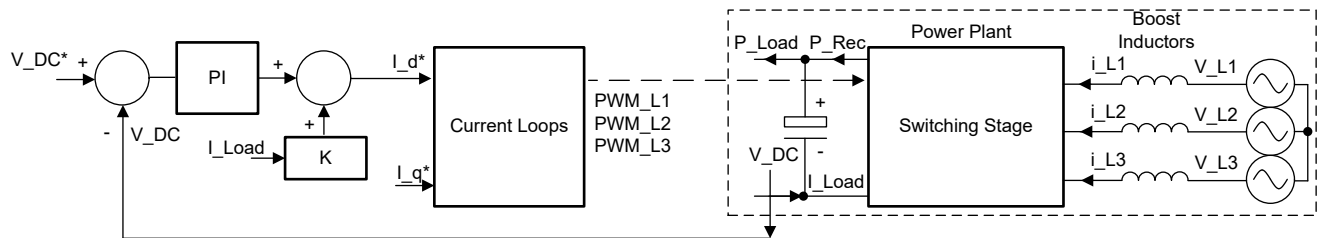


図 2-3. 電圧制御ループおよび電流制御ループ

[図 2-3](#) に示すように、ループの応答時間を短縮するために、DC 電流測定によって実現できるフィードフォワードが実装されています。一般的な係数 K は、電圧、電流、制御方式の実装に依存するため、実装されました。この機能はコンバータの動作自体にとって重要ではありませんが、[セクション 2.3](#) に示すように、性能を大幅に向上させることができます。

I_{q^*} リファレンスは、有効電力のレギュレーションに関与しないため、電圧ループとは独立しており、DC リンクコンデンサの充電プロセスにも関与しません。上述したように、 I_{q^*} はシステムの無効電力を直接制御するものです。

2.2 ポイント A、B – AC/DC AC 位相電流センシング

このセクションでは、共通結合点 (ポイント A) またはスイッチング ノード (ポイント B) に配置される電流センサの設計上の考慮事項について説明します。センシング パラメータを変更した場合における、[セクション 2.1](#) で述べた制御ループ性能の調査結果を示します。

電流センサのオフセット、帯域幅、ゲイン誤差、レイテンシについて、最小要件を決定することを目標に、システムレベルで説明しています。ポイント A と B の両方については、多くのケースが繰り返しとなるため、すべてのシナリオを説明しているわけではありません。ワーストケースのみを説明し、た最小要件を決定しました。各電流センサの仕様の分析に関するすべての詳細は、以下のとおりです。

- **センサ帯域幅:** ポイント A では無効電力制御のために位相誤差を無視する必要があるため、ポイント B では AC 電流をできるだけ高速に制御する必要があるため、分析はポイント A とポイント B の両方で行いました。
- **最大レイテンシ:** ポイント B は保護が必要なパワー スイッチに最も近いポイントであるため、分析はスイッチング ノードでのみ行いました。また、ポイント A とポイント B の間には EMI フィルタがあり、スイッチング ノードからの電流と PCC との間に不一致が生じる可能性があります。
- **ゲイン誤差:** ゲイン誤差の影響は、PCC とスイッチング ノードのどちらでも同じです。ポイント B では、より高い電流制御ループ帯域幅を実現できますが、精度誤差が存在する場合に電流の THD が高くなるため、分析はスイッチング ノードで行いました。その後、システム内により高い帯域幅が存在する場合、電圧ループはグリッド電流にノイズを注入します。
- **オフセット誤差:** オフセット誤差の影響は、PCC とスイッチング ノードのどちらでも同じです。スイッチング ノードは、より高い電流制御ループ帯域幅を実現できる場所であり、オフセットが存在する場合に電流の THD が高くなるため、分析はスイッチング ノードで行いました。

2.2.1 帯域幅の影響

制御ループの性能を電流センサの帯域幅に応じて観察し、最小帯域幅を定義する目的で、定常状態分析と過渡分析を行いました。

2.2.1.1 定常状態分析: 基本電流およびゼロクロス電流

この分析では、グリッド電流はスイッチング ノード (ポイント B) で制御されています。制御対象の電流の一般的なプロファイルを図 2-4 に示します。図 2-4 は、3 つの電流と 3 つの電圧が同位相であり、DC から AC グリッドへの有効電力変換 (グリッドへの 11kW) が可能であることを示しています。図 2-5 に示す拡大部分は、スイッチング ノードに流れる電流が、50Hz の基本成分と、2 レベル コンバータのスイッチングによって生じる重要な電流リップル振幅で構成されていることを示しています。

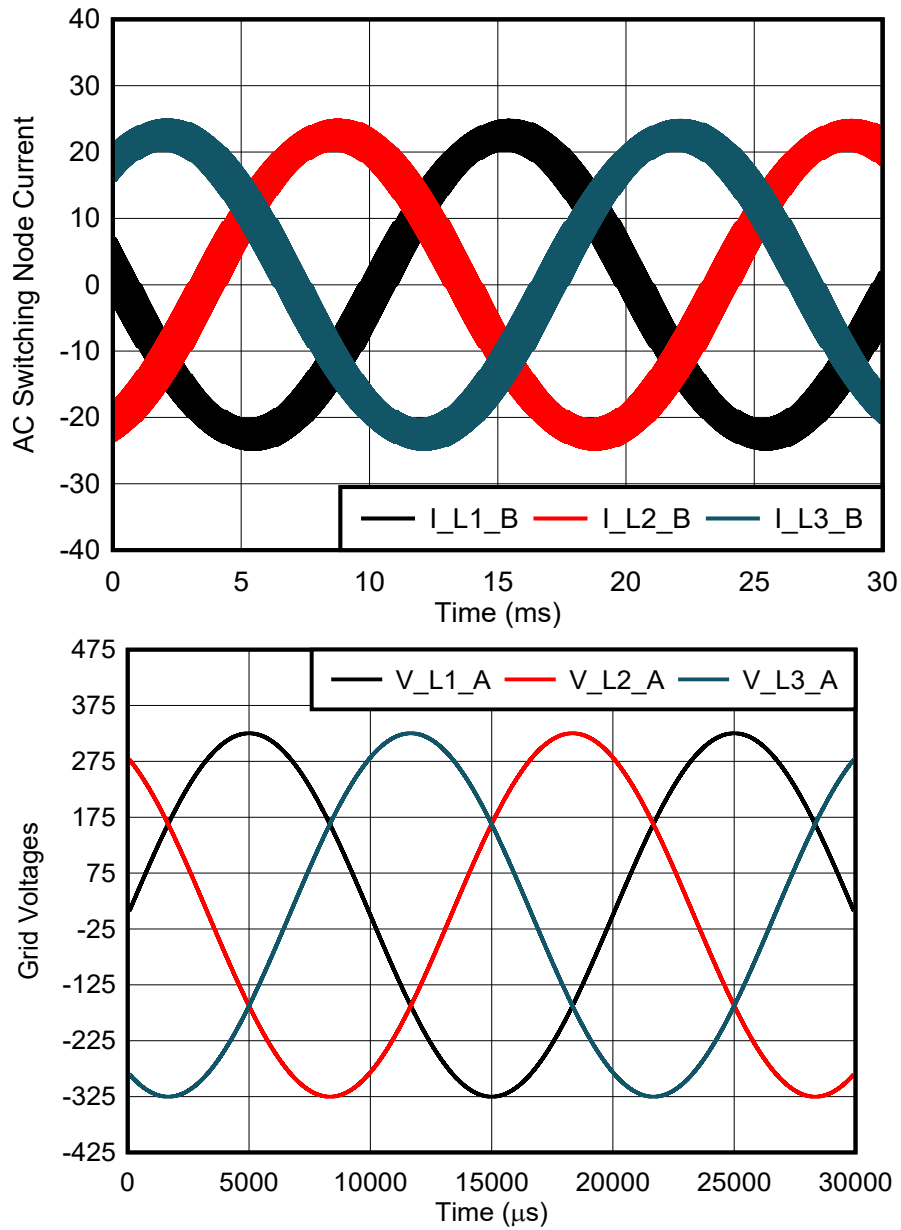


図 2-4. 公称負荷 11kW で動作する AC/DC コンバータのグリッド電圧と電流

図 2-5 は 図 2-4 を拡大したもので、整流器電流と 50Hz の基本高調波を持つ平均電流を示しています。

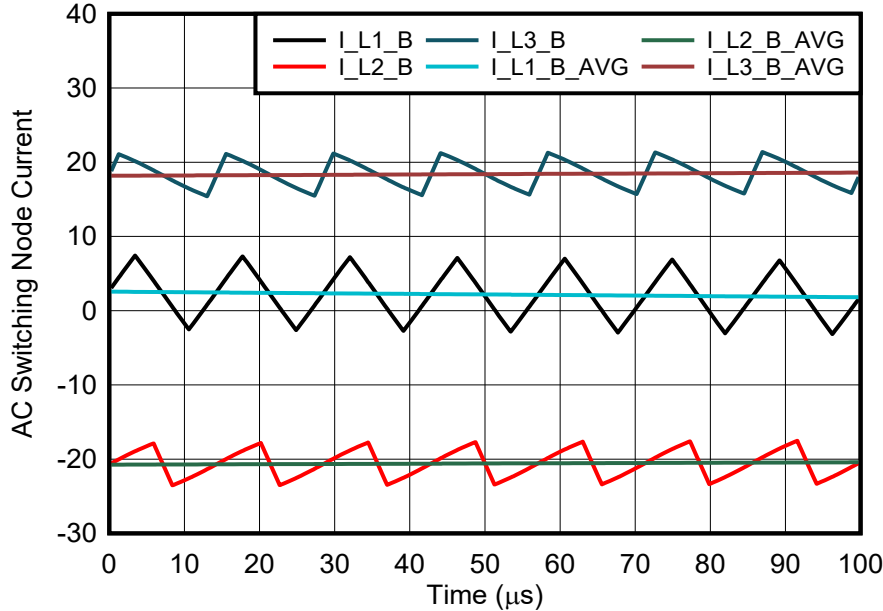


図 2-5. t = 0s の拡大部分 (スパン 100μs)

AC と DC の間の電力変換は、グリッド周波数で制御された電流によって行われます。したがって、正確な振幅で重要な位相遅延のない電流の基本高調波 (例: I_L1_B_AVG) の測定値を MCU に送る必要があります。50Hz または 60Hz の成分は、同期サンプリングや平均制御などのサンプリング技術によって導き出すことができます。これらの技術を採用することで、デジタル制御ループに重要な位相遅延が発生しないため、ループの高速応答が可能になります¹²。逆に、電流センサには帯域幅の制限があるため、理想的な選択肢とは見なされません。電流センサは、MCU 端子で重要な位相遅延や振幅誤差を引き起こす可能性があります。この誤差は、やり取りされる有効電力と無効電力の誤差に反映され、式 3 のように示されます。

$$\varphi = \text{atan}(2\pi f_e \tau) \quad (3)$$

ここで、

- φ は測定された電流と実際の電流との間の位相遅延です。
- f_e は測定された信号の電氣的周波数で、このアプリケーションでは 50Hz または 60Hz に相当します。
- τ は、測定チェーンによって示されるローパス フィルタ動作の一定時間です。

式 3 を使用すると、グリッドの電気周波数の 100 倍 (グリッドが 60Hz の場合は 6kHz) を超えるカットオフ周波数で、 0.6° 未満の位相角遅延を達成することができます。この位相シフトにより、有効電力と無効電力の制御誤差は 50Hz または 60Hz で無視できる程度になります。電力変換が行われる成分である 6kHz の帯域幅は、グリッド電流を制御するには十分すぎるほどです。

一般に、50Hz または 60Hz だけが制御が必要な成分ではなく、電力段のデッドタイムによってもたらされるグリッド電流にはより高い周波数成分があり、THD の大幅な増加につながります。高周波成分は、MCU によって補正できるように測定によってキャプチャされなければならない、ソフトウェアによるキャンセルが可能です。デッドタイムが長くなると、図 2-6 に示すように、特に電流のゼロクロス (11ms) で歪みが大きくなります。この図では、コントローラのデッドタイムが変化したときに、11kW で動作する AC/DC コンバータによって引き出されるポイント A の電流波形を示しています。上のグラフはデッドタイムが 250ns の電流波形、下のグラフはデッドタイムが 1.5μs の電流波形を示しています。

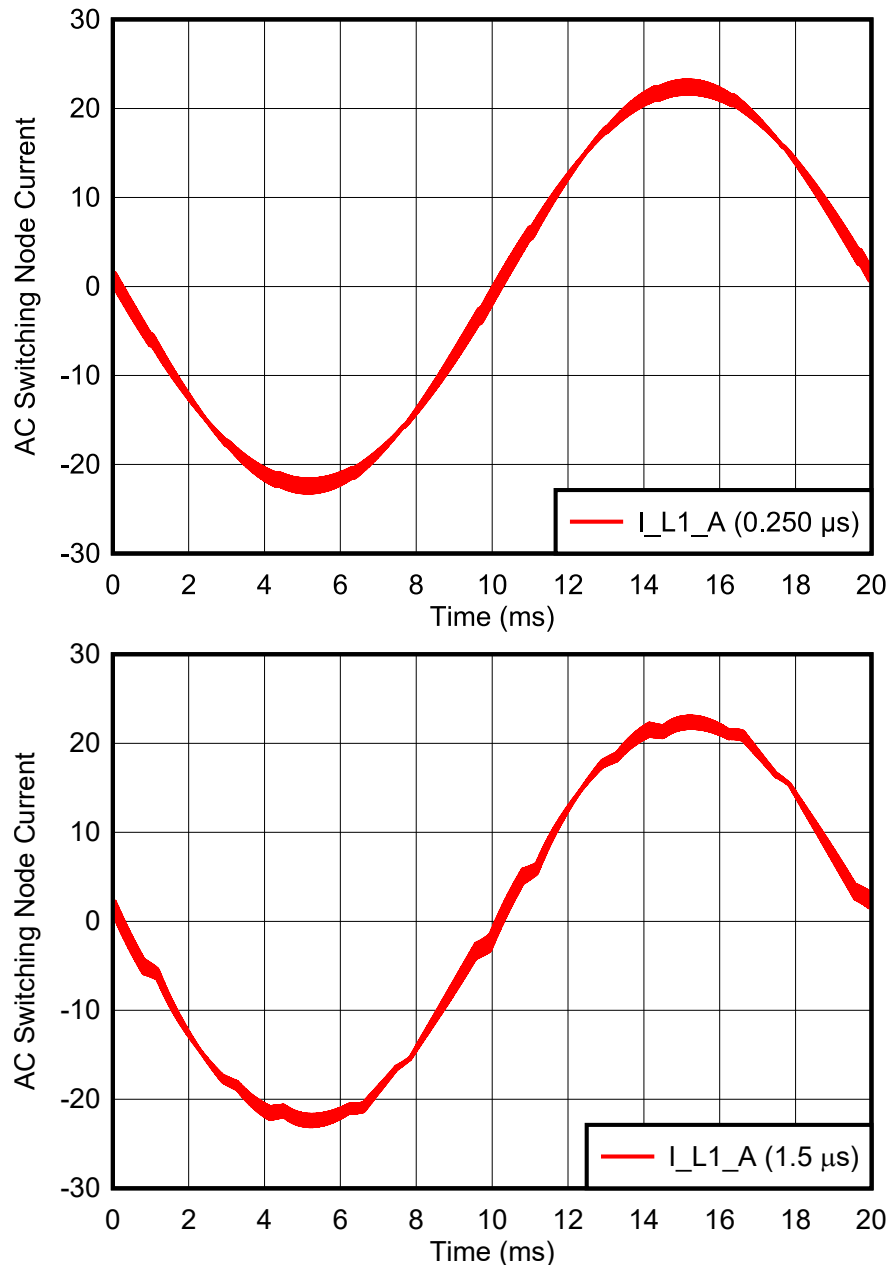


図 2-6. デッドタイム 250ns と 1.5μs を実装した場合に PCC から引き出される電流 (50Hz 動作)

デッドタイムが長すぎると、規格で設定された制限を超える大きな THD が発生する可能性があります。この規格に準拠するため、大きな出力フィルタを使用するか、適切なソフトウェア制御を実施する必要があります。この外乱を補償する目的で複数の制御方式が開発されましたが、これらすべてのオプションは、電流センサの十分な帯域幅を必要とします。最小帯域幅要件を決定するため、電流波形の高速フーリエ変換 (FFT) を実行し、外乱の周波数成分を分析しています。

グリッドが最大電力を要求しているときの PCC 電流の FFT 結果を 図 2-7 に示します。

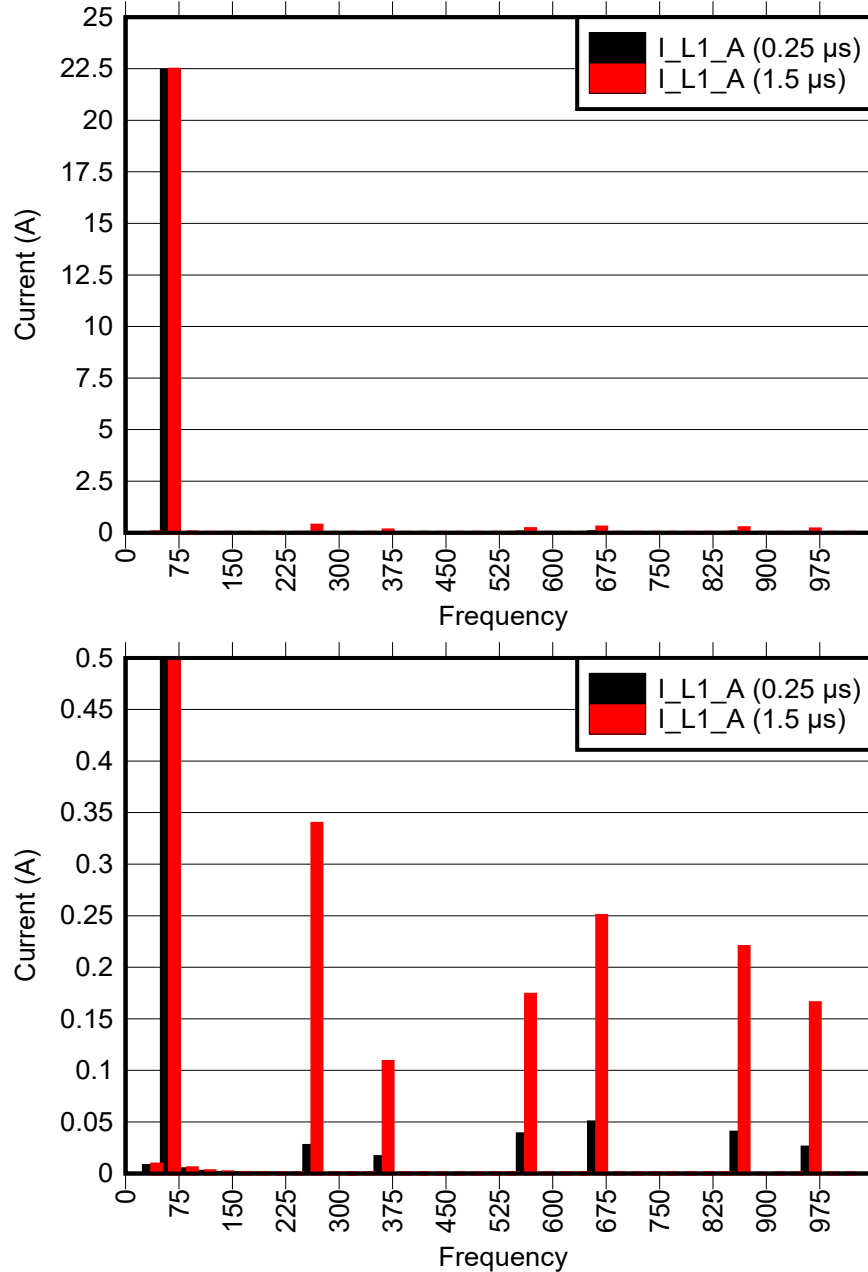


図 2-7. 図 2-6 の電流の FFT および拡大部分 (50Hz)

図 2-7 で補償すべき最も重要な周波数は、5 次、13 次、17 次高調波で、グリッドが 50Hz で動作している場合、250Hz、650Hz、850Hz になります。これに対応して、グリッドが 60Hz で動作する場合、周波数は 300Hz、780Hz、1020Hz になります。式 3 を新しい周波数に適用することで、電流センシング段から最小帯域幅 102kHz を確保し、高調波を適切に補償する必要があります。

結論として、定常状態分析から、PFC 段に重要なデッドタイムが存在する場合に電流の全高調波歪みを改善するには、60Hz のグリッドがある場合に最小帯域幅 102kHz が必要なことがわかりました。グリッドが 50Hz で動作している場合、最小帯域幅は 95kHz に縮小できます。デッドタイムによって生成される高調波成分は両方の測定ポイントで同じであるため、電流センサの帯域幅は、電流が制御される場所に応じて、ポイント A または ポイント B のいずれかに必要なものです。その理由は、EMI フィルタ (図 2-1 を参照) がはるかに高い周波数成分に最適化されているため、低周波では重要な効果が得られないからです。

2.2.1.2 過渡分析:ステップ電力応答および一時的な電圧低下応答

このセクションでは、グリッドに起因する過渡電流が注入されたときの電流センシング段の最小帯域幅を求める目的で、制御電流ループの性能を分析しています。この調査の目標は、過電流保護状態に陥ることなく、PCC に大きな故障がない場合にコンバータをグリッドに接続し続けるために許容される最小帯域幅を特定することです。過電流を引き起こす可能性のある、一時的な AC 電圧低下、ステップ電力応答、AC 過電圧といった複数のストレスシナリオを分析しました。これらの故障のうち、一時的な電圧低下やステップ電力応答のみを説明します。

図 2-8 は、センサで動作するコンバータの帯域幅が 6kHz の場合の、グリッド電圧に対するスイッチング ノード電流 (ポイント B) を示しています。上のグラフでは、AC/DC コンバータの出力電力が 0 から 11kW に 3ms で急激に変化するため、L1 (I_L1_B) に過電流が流れます。下のグラフでは、AC ライン電圧が 26ms で 20% 低下した結果、L2 (I_L2_B) に大きな過電流が生じ、コンバータの不要なシャットダウンにつながります。

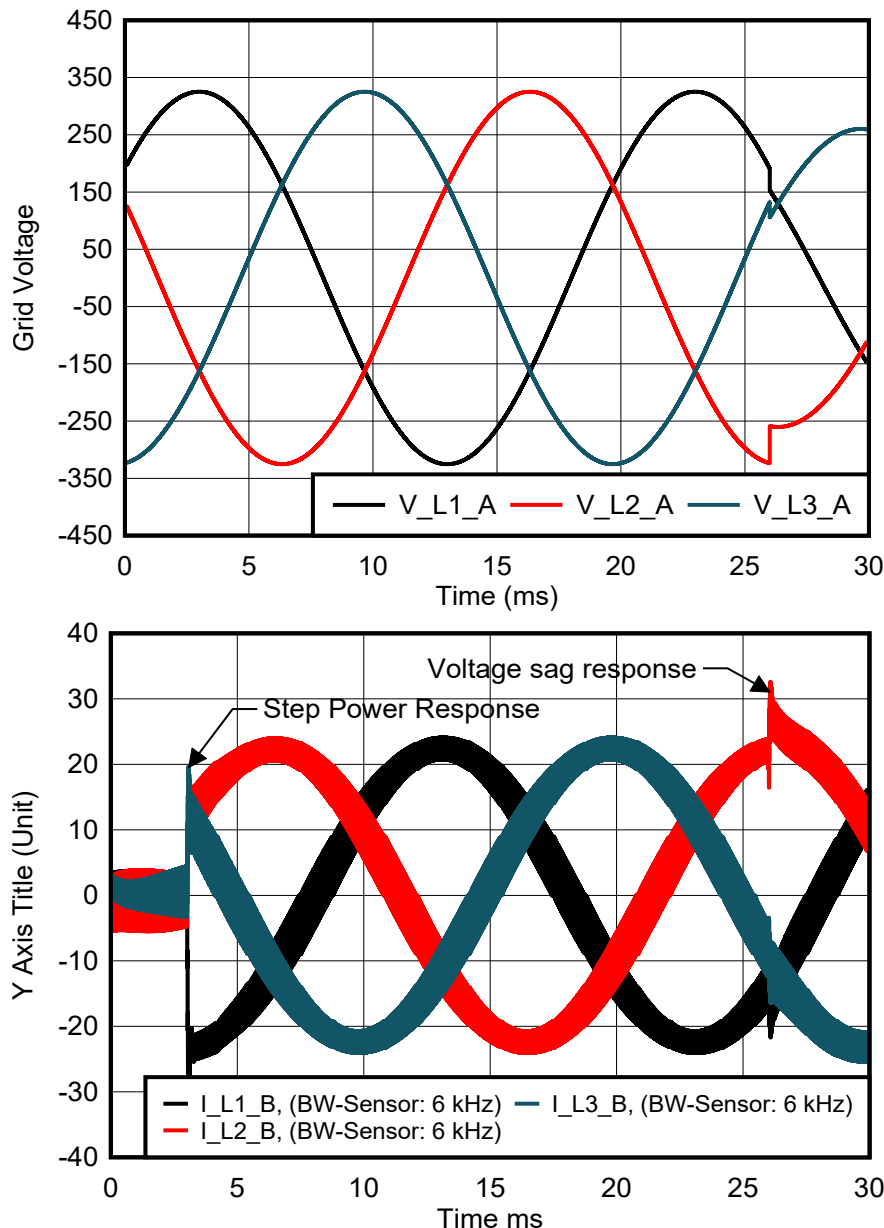


図 2-8. AC/DC コンバータのグリッド電圧および電流:ステップ電力応答および一時的な電圧低下応答

電流センサの帯域幅のみを変更して (6kHz、30kHz、60kHz)、バッテリーからステップ電力が要求されたときのスイッチング ノードのピーク過電流を比較することで、複数のシミュレーションを実行しました。図 2-9 に、シミュレーションの結果を示します。6kHz の電流センサの場合、30kHz の電流センサ (電流制御ループの帯域幅の 10 倍) で達成される良好な過渡

応答に対して、L1 の電流は 30% オーバーシュート (ピーク 33A) します。電流センシング帯域幅をさらに広げても (30kHz から 60kHz へ)、両方の曲線が重なるため、さらなる利点はありません。

図 2-9 に、電流センサの帯域幅をパラメータとした、AC/DC コンバータのステップ電力応答 (11kW) の $t = 3\text{ms}$ (スパン 200 μs) における拡大部分を示します。

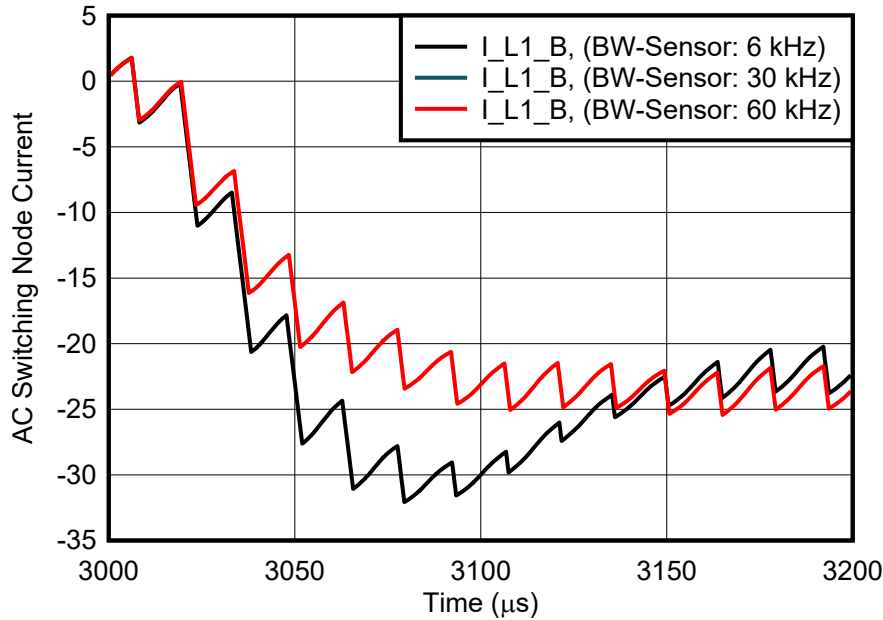
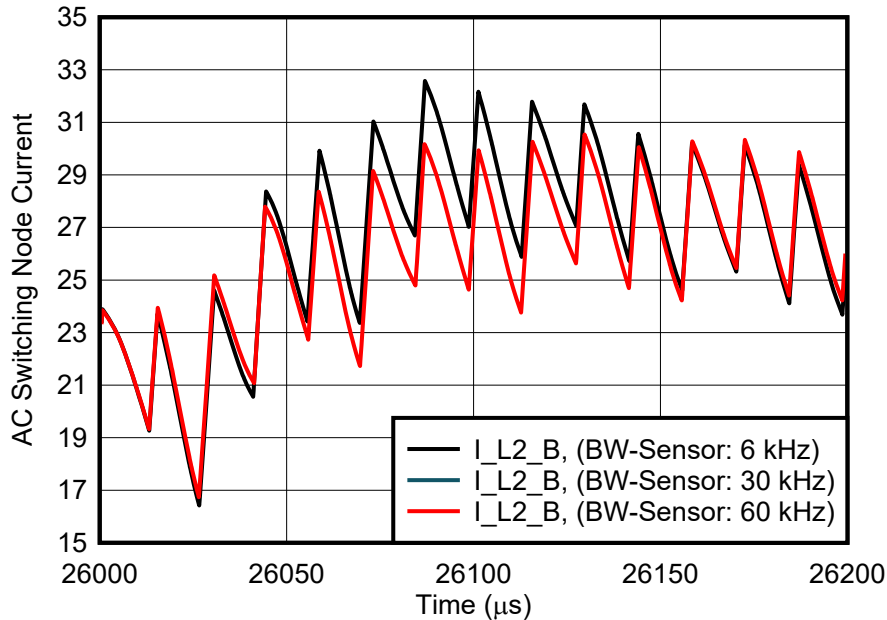


図 2-9. $t=3\text{ms}$ の拡大部分 (スパン 200 μs)

電流センサの帯域幅のみを変更して、複数のシミュレーションを実行しました。コンバータが全負荷で動作し、グリッドに予測不可能な一時的な電圧低下が発生したときの、スイッチング ノードのピーク電流の比較を行いました。図 2-10 に、6kHz、30kHz、60kHz の各電流センサによるライン過渡応答を示します。6kHz の電流センサの場合、30kHz の電流センサ (電流制御ループの帯域幅の 10 倍) で達成される良好な過渡応答に対して、L2 の電流は $> 2\text{A}$ (約 33A のピークまで) オーバーシュートします。電流センシング帯域幅をさらに広げても (30kHz から 60kHz へ)、両方の曲線が重なるため、さらなる利点はありません。

図 2-10 に、電流センサの帯域幅をパラメータとした、AC/DC コンバータの一時的な電圧低下応答の $t = 26\text{ms}$ (スパン 200 μs) における拡大部分を示します。


図 2-10. t=26ms の拡大部分 (スパン 200µs)

利用可能な電流制御ループ帯域幅を最大限に活用するために、センシング帯域幅を制御ループ帯域幅の 10 倍以上にする必要があります。このガイドラインを適用することで、過電流検出のために測定範囲を犠牲にする必要がなくなるため、電流測定の分解能が最大化されます。

2.2.2 レイテンシの影響

レイテンシは、コンバータの異常動作やグリッドから故障が発生した場合に考慮すべき重要なパラメータです。稼働中のパワー デバイスを保護するには、危険な状態ができるだけ早く検出され、システムを直ちにシャットダウンして安全な状態にする必要があります。ポイント B に配置されたセンサがパワー スイッチにできるだけ近接するように、最大許容レイテンシが決定されています。AC/DC 段で発生する可能性のある多くの故障の中から、このセクションではグリッドに起因するものだけを考慮しました。

2.2.2.1 故障分析:グリッド短絡

AC/DC の安全なシャットダウンに必要な最大レイテンシを評価するため、以下の条件を適用してシステム シミュレーションを実行しました。

- DC バス電圧は最大定格電圧 (800V) で動作する。
- コンバータは公称電流 (16A_{RMS}) で動作する。
- 位相の最大電流が引き出されたときに短絡が発生する。
- ソフト磁気材料の磁束対電流プロファイルを持つ昇圧インダクタには線形インダクタンスは存在しない。インダクタンスと電流の関係は 11kW AC/DC に最適化されており、飽和に達するとインダクタンスは公称値の 30% まで低下する。
- ポイント B における電流センシングの過電流スレッシュホールドは 30A (測定範囲の 93.7%) に設定されている。
- 11kW アプリケーションで使用される電源部品に関する利用可能なデータシートに基づき、最大許容電流 60A が選択されている。

グリッドで短絡が発生してもコンバータはスイッチングしているため、電流は制御されません。故障は突然発生するため、MCU がデューティ サイクルを更新して修正するための十分な時間がありません。PWM の更新は通常、固定周波数 (この例では 70kHz または 14.2µs ごと) で行われます。シングルおよびダブル更新によるリフレッシュ手法を用いれば、MCU の最小応答時間は 1/fs または 1/2fs になります。この時間内に、インダクタの電流がパワー スイッチの短絡電流定格を超える可能性があります。

図 2-11 に、AC/DC コンバータの電圧と電流を示します。図 2-11 は 0ms~19ms の時間枠で、コンバータは、グリッド電圧が 400V_{RMS} に等しく、電流が DC から AC に転送される公称条件で動作していることを示しています。19ms で、位相電圧を公称値の 10% まで落として、短絡イベントがシミュレートされています。図 2-12 に示すように、グリッドの故障と同時に、グリッド電圧とスイッチング段からの印加電圧との間の電圧差により、スイッチング ノードの電流が増加し始めます。

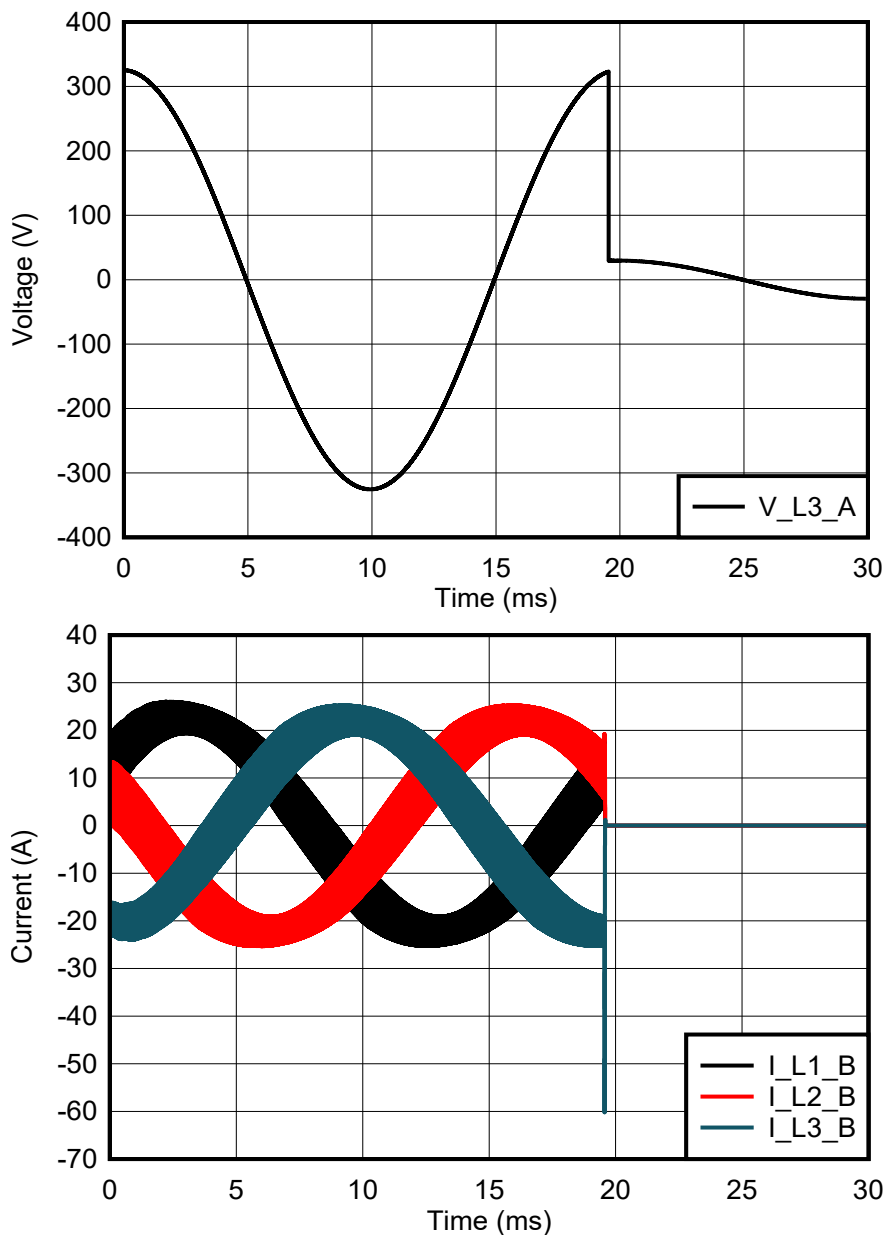


図 2-11. AC/DC コンバータのグリッド電圧および電流: AC/DC コンバータの短絡応答

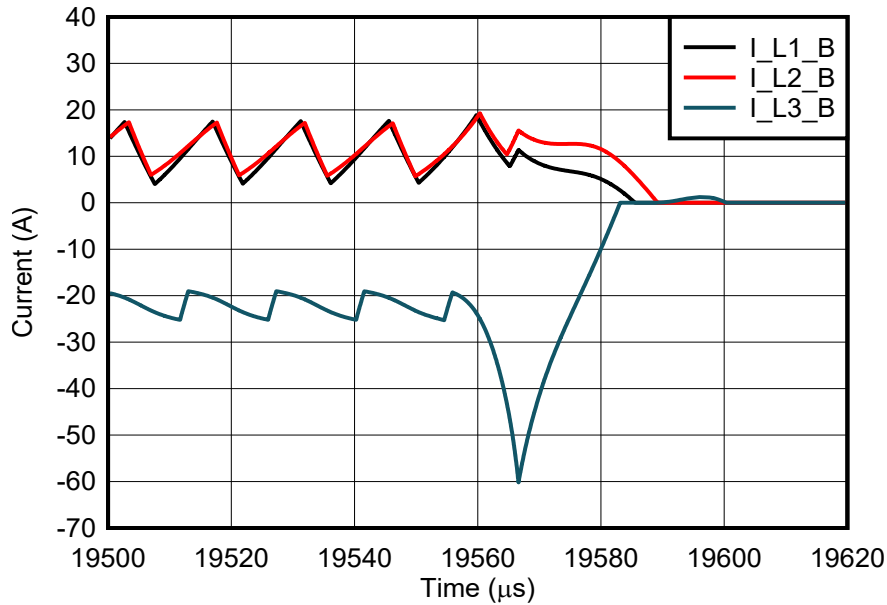


図 2-12. $t = 19.5\text{ms}$ の拡大部分 (スパン $120\mu\text{s}$): AC/DC コンバータの短絡応答

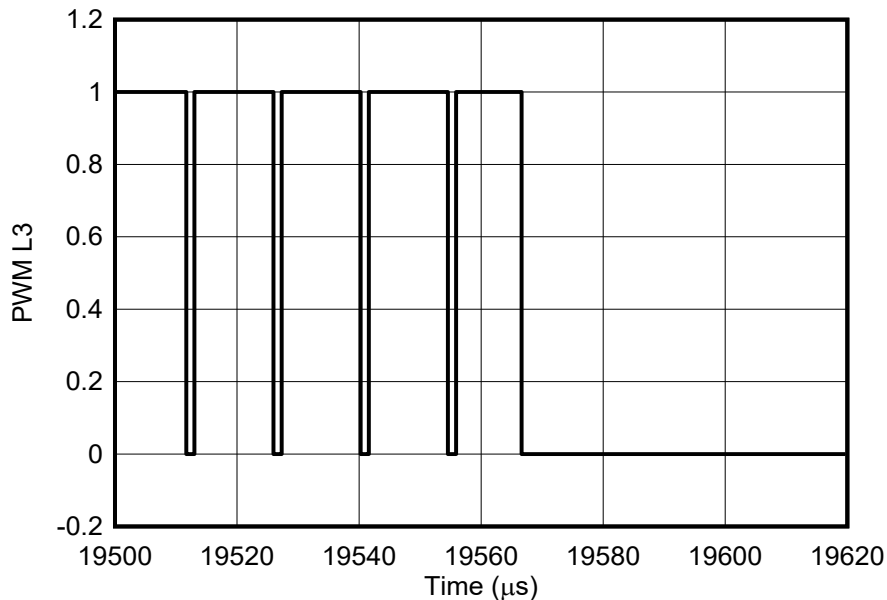


図 2-13. $t = 19.5\text{ms}$ の PWM の部分拡大 (スパン $120\mu\text{s}$): PWM ターンオフ動作

最初に電流が直線的に上昇し始めるのは、コアが飽和しておらず、インダクタンスがほぼ一定であるため、固定の di/dt に従っているためです。

$$di/dt = V_{DC}/(1.5L(i)) \quad (4)$$

ここで、

- L は電流の関数としての AC/DC 昇圧電流です。
- V_{DC} は故障発生時の DC バス電圧です。

コアの飽和電流に達すると、インダクタンス値が大幅に低下し、電流が急激に増加します。L3 相の実際の電流が 30A (過電流スレッショルド) に達した時点で、MCU はそれより大きい電流を検出できず、電流が 60A を超えるレベルに達する前にシャットダウンするため、MCU はできるだけ早く過電流を検出できなければなりません。シミュレーション結果によれ

ば、電流が臨界値に達するまでに $4\mu\text{s}$ かかります。このタイミングに達したら、[図 2-13](#) に示すように、PWM 信号をオフにします。

結論として、パワー スイッチの損傷を避けるために、 $4\mu\text{s}$ 以内にシステムをオフにする必要があります。電流センシングのレイテンシは、MCU やドライバ段のシャットダウンのレイテンシと合わせて考慮してください。MCU やドライバ段のレイテンシ時間の標準値に基づくと、電流センサによって最大 $3.5\mu\text{s}$ のレイテンシが確保されなければなりません。

2.2.3 ゲイン誤差の影響

[図 1-2](#) に、ゲイン誤差ブロックがある電流センサの等価モデルを示します。この調査では、[セクション 1.2.2](#) に記載されているように、ゲイン誤差は固定値としてモデル化されています。

2.2.3.1 ゲイン誤差に起因する AC/DC の電源の外乱

AC/DC 段の電流制御ループの目標は、システム内の実際の電流を測定することなく、MCU によって検出された電流を制御し続けることです。測定値が現実と一致しない場合は、[式 5](#) で示されるゲイン誤差によってシステムに不要な電源の外乱が発生します。

$$\Delta P_{\text{GAIN}} = 0.5 VI[(\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3) + (0.5(\epsilon_2 + \epsilon_3) - \epsilon_1)\cos(2\omega t) + (0.87(\epsilon_2 - \epsilon_3))\sin(2\omega t)] \quad (5)$$

ここで、

- ΔP は、時間の関数としてのゲイン誤差による電源の外乱で、この電力はグリッドから DC リンクに引き出されます。
- ϵ_1 、 ϵ_2 、 ϵ_3 は各電流センシング段の相対ゲイン誤差です。
- V は位相と中性線との間の RMS 電圧です。
- I はコンバータによって制御される RMS 電流です。
- ω はグリッド周波数から導かれる電氣的な脈動です。

電源の外乱は AC 段と DC 段の間のコンバータ電力の関数であり、AC/DC コンバータによって最大電力が要求されると最大になります。さらに、[式 5](#) は [式 6](#) と [式 7](#) の 2 つに分割できます。

$$P_{\text{GAIN_DC}} = 0.5 VI[(\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3)] \quad (6)$$

$$P_{\text{GAIN_AC}} = 0.5 VI[(0.5(\epsilon_2 + \epsilon_3) - \epsilon_1)\cos(2\omega t) + (0.87(\epsilon_2 - \epsilon_3))\sin(2\omega t)] \quad (7)$$

ここで、

- $P_{\text{GAIN_DC}}$ は、動作中に PFC によって引き出される固定の電源外乱の有無を表します。
- $P_{\text{GAIN_AC}}$ は、グリッドと交換されるグリッド周波数の 2 倍の電力リップルを表します。

検出された欠陥とともに電圧制御ループを観察して、DC 側と AC 側のこれらの電源の外乱の影響を調査しました。

2.2.3.2 ゲイン誤差に起因する電源の外乱に対する AC/DC 応答

[図 2-14](#) に、一般的な電圧コントローラと発電所の等価モデルを示します。

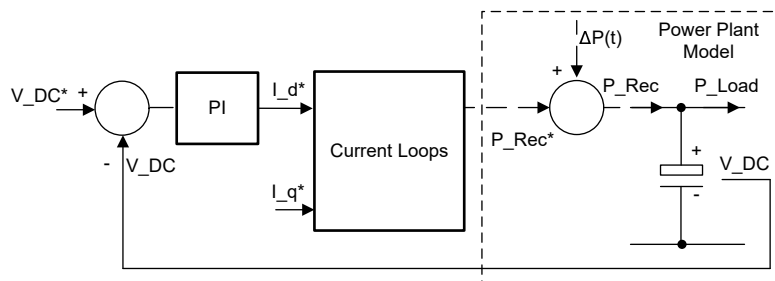


図 2-14. 発電所モデルによる簡略化された DC バス電圧制御ループ

[図 2-14](#) に示すように、先に分析的に導き出した項 ([式 5](#)) を、電圧制御の性能をチェックするための外乱としてループに導入しました。制御ループトポロジを観察することで、PI コントローラの積分部分があるからこそ、DC 外乱 ([式 5](#)) によ

て引き起こされる定常状態誤差が完全に除去されることがわかります。逆に、外乱の AC 成分は完全に除去できないため、電圧リップルが発生します。

AC 側で使用される電流センサの最大許容ゲイン誤差を評価するため、以下の条件を適用してシミュレーションを実行しました。

- DC バス電圧は、リップル電圧を最大化するために最小定格電圧で動作する (650V)。
- AC 側と DC 側の間での最大限の電力交換で、電源の外乱 (11kW) を増加させる。
- ワorstケースのシナリオになるように適用される 3 相のゲイン誤差は $\epsilon_1 = -\epsilon_2 = -\epsilon_3$ である。
- 電流制御ループ帯域幅はすべてのシミュレーションで一定に保つ (3kHz)。
- AC フィルタは、主要電流センシングの使用時に、公称出力電力で THD を 3% 未満に抑えるように設計されている。
- 電力線の周波数は 50Hz である。

ゲイン誤差が異なるセンサを使用した AC/DC コンバータのシミュレーション結果を、[図 2-15](#) に示します。

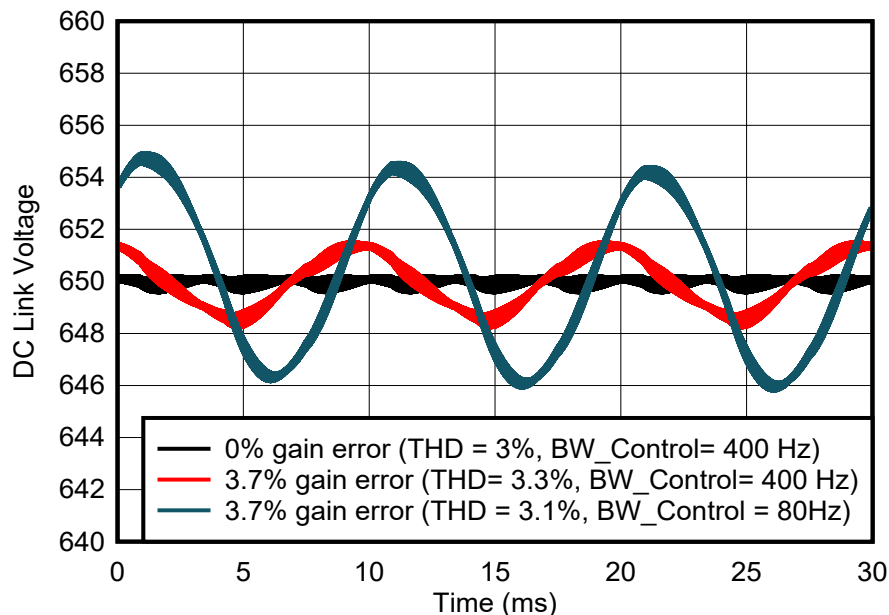


図 2-15. DC リンクの帯域幅とゲイン誤差をパラメータとした場合の DC リンク電圧リップルの経時変化

以下の結果を [図 2-15](#) に示します。

1. DC リンクの 100Hz リップル電圧。これは、電流センシング段のゲイン誤差によって注入される電力リップルによって生じるものです。
2. 定常状態に到達したときの電圧の平均値は、理論的に確認されたとおり、PI コントローラの積分部分によって、すべてのケースで同じです。
3. DC リンク電圧リップルは、DC リンク電圧制御ループの帯域幅に関連しています。電圧制御ループの帯域幅が十分に高い場合、コントローラはグリッド THD を犠牲にして電流ループを非常に高速に制御することで、リップル電圧を除去しようとします。

この例では、電圧制御ループの 400Hz 帯域幅と電流センサの 3.7% のゲイン誤差の組み合わせによって、ゲイン誤差のない理想的な電流センサの THD が 3% であるのに対し、THD は 3.3% になります。また、電圧制御ループの帯域幅が低いとグリッド側の THD は低下しますが、DC リンクのリップル電圧が許容できないレベルまで上昇する可能性があります。DC リンクに電圧リップルがあると、バッテリーで許容できない電力リップルが発生する可能性があります。さらに、電圧制御ループの帯域幅が低いと、負荷ステップ応答が悪くなります。

結論として、スイッチング ノードに 3.7% のゲイン誤差を持つ電流センサを配置すると、グリッド電流 THD が 10% 以上増加する可能性があります。この増加を補償するため、コンバータのグリッド側で < 3% THD という設計目標を達成するためには、入力フィルタの体積を 4% 以上増やす必要があります。

2.2.4 オフセットの影響

図 1-2 は、オフセット付きの実際の電流センサの等価モデルを示しています。この調査では、電流センサのオフセットは、測定フルスケールに正規化された固定値としてモデル化されています。式 8 を参照してください。

$$I_0 = I_{MAX} \delta_0 \quad (8)$$

ここで、

- I_0 は、センサによって示される絶対オフセット値です。
- I_{MAX} は測定スケールの最大値です。
- θ_0 は測定で発生するオフセット誤差の単位に対する値です。

AC/DC 段の電流制御ループの目標は、システム内の実際の電流を測定することなく、MCU によって検出された電流を制御し続けることです。オフセット誤差が原因で測定値が実際の電流と一致しない場合、式 9 に示すように、電流はシステムに想定外の電源の外乱を引き起こします。

$$\Delta P_O = V[I_{O1}\sin(\omega t) + I_{O2}\sin(\omega t - 2/3\pi) + I_{O3}\sin(\omega t + 2/3\pi)] \quad (9)$$

ここで、

- ΔP_O は、時間の関数としてオフセット誤差に起因する電源の外乱です。
- I_{O1} 、 I_{O2} 、 I_{O3} は各電流センサのオフセット誤差です。
- V は位相と中性線との間の RMS 電圧です。
- ω はグリッド周波数から導かれる電氣的な脈動です。

電源の外乱は、ゲイン誤差の場合とは対照的に、AC 段と DC 段の間の電力変換には関係ありません。したがって、この問題はどのような動作条件でも常に存在します。これは DC リンクに常に電圧リップルがあることで反映されます。オフセットは、グリッドのライン周波数に相当する周波数の電源の外乱をシステムに引き起こします。「ゲイン誤差」の章で説明したように、DC バス電圧ループは、センシングポイントから発生する電力リップルを完全に除去することはできません。このため、制御ループと電流センシングの性能をシミュレーションする必要があります。シミュレーションに関する使用事例と条件は、以下のとおりです。

- DC バス電圧は、リップル電圧を最大化 (650V) するために最小定格電圧で動作する。
- AC 側と DC 側の間での最大限の電力交換を行うが、これは結果に影響しない。無負荷条件の場合も結果は同じである。
- オフセット誤差は単位あたりのフル測定スケールに対して定義される。 $\pm 50\text{mV}$ の絶縁型デバイスを使用したシャントベース設計の場合、最大スケールは $\pm 32\text{A}$ 。
- ワorstケースのシナリオになるように適用される 3 相のオフセットは $I_{O1} = -I_{O2} = -I_{O3}$ である。
- 電流制御ループ帯域幅はすべてのシミュレーションで一定 (3kHz) である。
- AC フィルタは、理想的なセンシングを使用した場合、公称電力でのグリッド THD を 3% に抑えることを目標に設計されている。
- 電力線の周波数は 50Hz である。

図 2-16 に、電流センシングとオフセット誤差が異なる AC/DC コンバータのシミュレーション結果を示します。

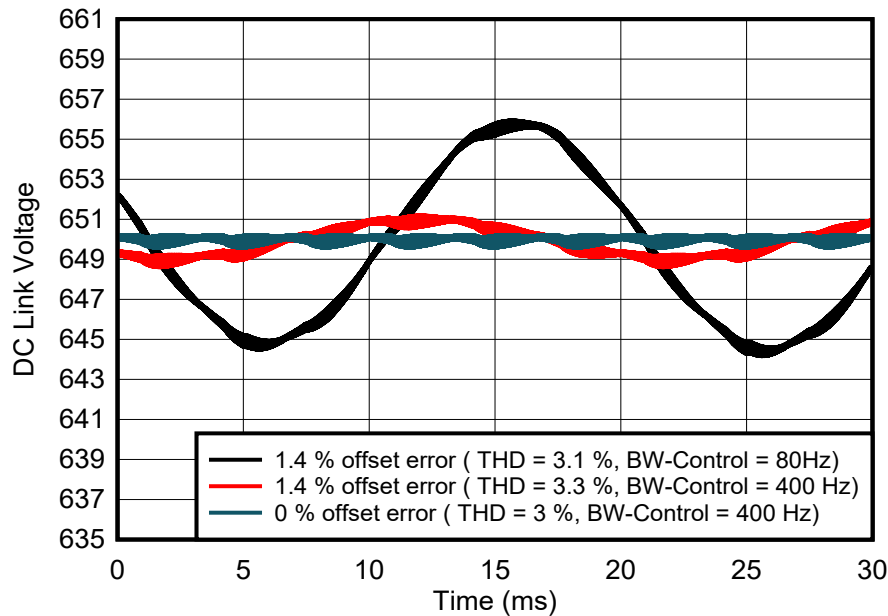


図 2-16. DC リンクの帯域幅とオフセット誤差をパラメータとした場合の DC リンク電圧リップルの経時変化

オフセット付きの電流センシング段から注入される電力リップルに起因する、DC リンク上の 50Hz リップル電圧の有無を確認します。さらに、PI コントローラの積分部分により、定常状態に達したときの電圧の平均値は、すべてのケースで変わりません。

DC リンク電圧リップルと電圧制御帯域幅の間には、明らかに重要な相関関係があります。電圧制御ループの帯域幅が十分に高い場合、制御ループはグリッドに向かう THD を犠牲にして電流ループを高速に制御することで、リップル電圧を除去しようとします。実際、制御の帯域幅が 400Hz の場合、オフセット誤差が 1.4% になると、THD が 10% 増加します (3%~3.3%)。逆に、電圧ループの帯域幅が高くない場合、電圧ループがこの変動を除去しようとするのではなく、グリッドに高調波を注入しないため、DC リンクの変動が非常に大きくなります。ただし、DC リンクに電圧リップルがあると、バッテリーに許容できない電力リップルが発生する可能性があることに注意してください。さらに、電圧帯域幅が大幅に縮小されると、ステップ負荷応答の性能がかなり悪くなります。

結論として、スイッチング ノードに 1.4% のオフセット誤差を持つ電流センサを配置すると、グリッド電流 THD が 10% 以上増加する可能性があります。

2.3 ポイント C、D – AC/DC DC リンク電流センシング

この章では、AC/DC コンバータの DC リンクに使用される電流センサの設計上の考慮事項について説明します。

DC リンクの電流センサは、電力変換の基本機能に必須ではありませんが、電圧ループの電力測定、保護、フィードフォワードなどの機能を実装するためにセンサを使用することができます。

DC リンクでのセンシングは、PWM リップル周波数のフィルタリングとエネルギー ストレージに使用される DC リンク コンデンサの前後で、それぞれポイント C またはポイント D に配置できます (図 2-1)。

電流センサのオフセット、帯域幅、精度、レイテンシについて、必要な追加機能のそれぞれの最小要件を決定することを目標に、システム レベルで説明しています。ポイント C とポイント D の両方については、多くのケースが繰り返しになるため、すべてのシナリオを説明しているわけではありません。ワーストケースのみを分析し、電流センサの要件を決定しました。各分析の詳細は以下のとおりです。

- **ゲイン誤差:**ゲイン誤差の影響は、ポイント C とポイント D のどちらでも同じです。このセンサに必要な最小ゲイン誤差は、電力測定とフィードフォワードについて評価する必要があります。
- **オフセット誤差:**オフセット誤差の影響は、ポイント C とポイント D のどちらでも同じです。このセンサに必要な最小オフセット誤差は、電力測定に限って評価する必要があります。オフセット誤差は、DC バス電圧 PI コントローラの積分部分から補償されるため、フィードフォワードでは重要ではありません。
- **最小帯域幅:**帯域幅の影響は、ポイント C とポイント D のどちらでも同じです。帯域幅はフィードフォワード アプリケーションに必要で、ポイント D に設定すると最も効果的です。

- **最大レイテンシ:** 低レイテンシは、電力段のアクティブ スイッチを保護するために重要であるため、アクティブ スイッチに最も近いポイント C について評価されます。

2.3.1 帯域幅のフィードフォワード性能への影響

ポイント D に配置された電流センサをフィードフォワードに使用する場合に必要な最小帯域幅を評価するため、以下の条件を適用してシステム シミュレーションを実行しました。

- DC バス電圧は最小定格電圧 (650V) で動作する。
- ステップ電力は 11kW の DC リンクに印加される。
- グリッドは 400V_{RMS} で動作する。

シミュレーションを実行し、フィードフォワードの有無による負荷過渡性能を比較しました。図 2-17 に結果を示します。フィードフォワードなしの場合、負荷がかかると DC リンク電圧が大幅に降下し、コンバータの動作が不安定になる可能性があります。フィードフォワードありの場合、性能が大幅に向上し、負荷過渡応答が 1/5 に低減されます。一方、シミュレーション結果は、DC レールの電力を測定する機能に加え、警告を発生することなく接続や切断が行われる負荷と一緒に配置された場合、この追加センサが非常に有用であることを示しています。

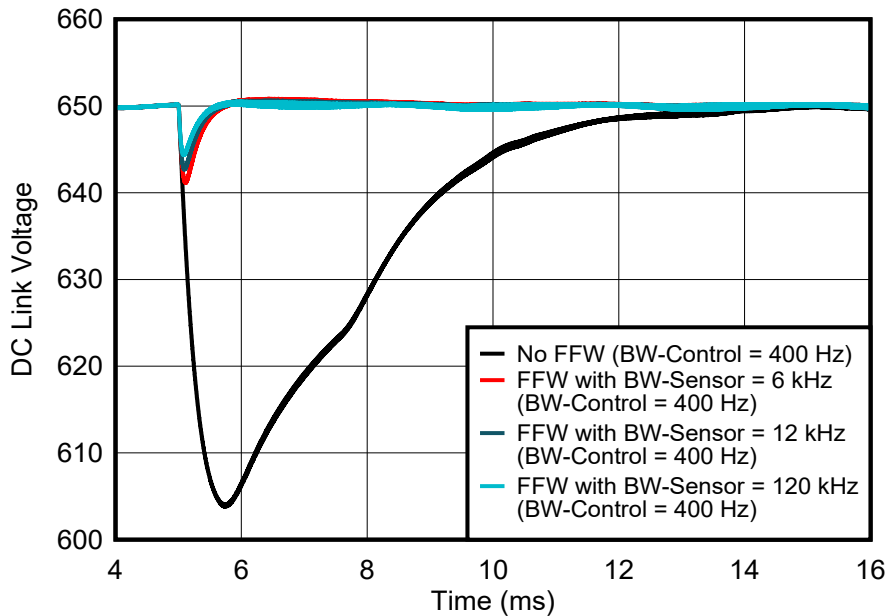


図 2-17. DC リンク帯域幅をパラメータとした場合のステップ電力に対する DC リンク電圧応答、フィードフォワードの有無による

図 2-18 は、全体の帯域幅が dq 電流ループによって制限されているため、電流センサの帯域幅が性能向上に果たす役割はわずかであることを示しています。

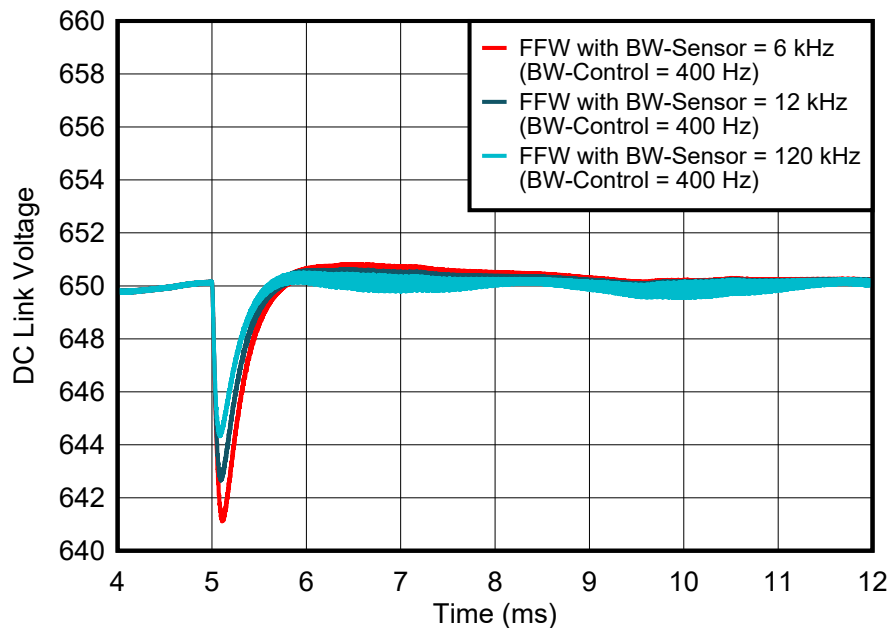


図 2-18. DC リンクの帯域幅をパラメータとした場合のステップ電力に対する DC リンク電圧応答、フィードフォワードあり

まとめると、フィードフォワードの目的で電流センサをポイント D に配置する場合、 $< 10\text{kHz}$ の低帯域幅で十分ということになります。一般に、電流センサの帯域幅は電流ループの帯域幅の少なくとも 2 倍である必要があります。

2.3.2 レイテンシの電源スイッチ保護への影響

ポイント C はパワー デバイスに最も近い点のため、センシング段の最大レイテンシはポイント C についてのみ評価する必要があります。このセンサを配置すると過電流と短絡の両方を検出できますが、ループ内の寄生インダクタンスが増加するという代償が伴います。検出レイテンシは、パワー スイッチの短絡耐久時間より短くなければならないため、スイッチ技術に依存します。以下の数値はあくまで目安です。耐久時間を確認する際は、デバイスのデータシートを参照してください。

- SiC MOSFET: 最大レイテンシ 1~3 μs
- IGBT: 最大レイテンシ 2~10 μs
- GaN FET $< 3\mu\text{s}$

過電流センサのレイテンシに加えて、入力フィルタの遅延、MCU の応答時間、ゲートドライバのターンオフ遅延も考慮する必要があります。実効ターンオフ遅延 $< 1.5\mu\text{s}$ を実現するため、過電流センサのレイテンシは $< 1\mu\text{s}$ でなければなりません。テキサス・インスツルメンツでは、このアプリケーション用に特別に設計された、レイテンシ $< 300\text{ns}$ の絶縁型コンパレータ製品ラインアップを提供しています。

2.3.3 ゲイン誤差の電力測定への影響

2.3.3.1 過渡分析:ポイント D のフィードフォワード

電流センサのゲイン誤差がフィードフォワードの性能に与える影響を評価するため、以下の動作条件でシミュレーションを実行しました。

- DC バス電圧は最小定格電圧 (650V) で動作する。
- $t = 1\text{ms}$ で負荷ステップ 11kW を DC リンクに適用する。
- グリッド電圧は 400V_{RMS} である。

図 2-19 に示すように、ポイント D のゲイン誤差が増加しても、わずかに悪化するだけです。これは、フィードフォワードアプリケーションを考慮するとき、ゲイン誤差が重要なパラメータではないことを示しています。

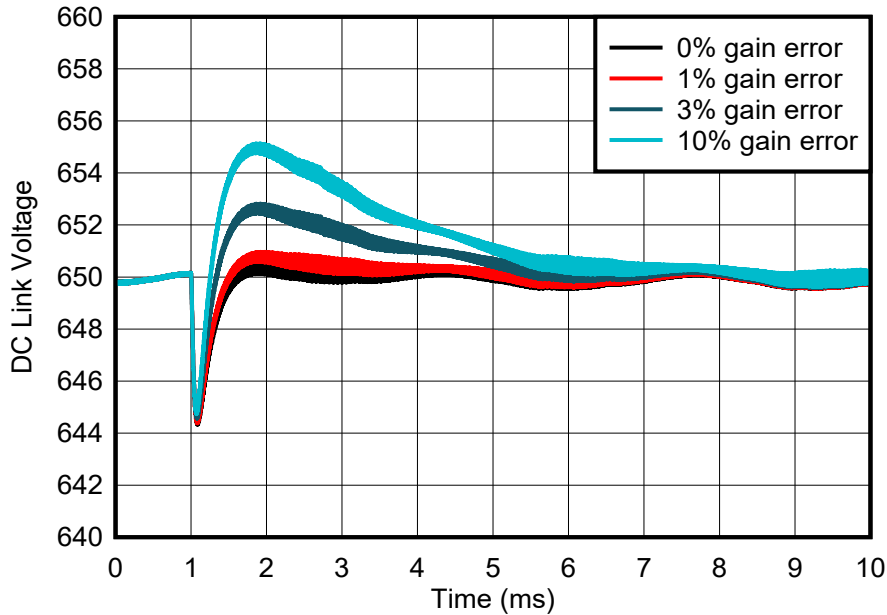


図 2-19. DC リンクのゲイン誤差をパラメータとした場合のステップ電力に対する DC リンク電圧応答、フィードフォワードあり

まとめると、DC リンク電流センサのゲイン誤差は過渡負荷ステップの全体的な性能にほとんど影響することはない、最大 3% のゲイン誤差でも許容可能な性能を実現できます。

2.3.4 オフセットの影響

センシング段のオフセットは、定常状態にのみ影響します。センシングがフィードフォワードの生成に使用される動的アプリケーションでは、オフセットによって生じる誤差を電圧ループが自動的に補償します。

2.4 ポイント A、B、C_{1/2}、D_{1/2} におけるプラス要素とマイナス要素の概要および推奨製品

パワー スイッチは、過負荷または過電流によって最も損傷しやすい部品です。パワー スイッチが近接しているため、故障の高速検出が可能になり、ポイント B とポイント C のセンシングが極めて重要になります。ポイント B では、絶縁型アンプのハイサイド電源をハイサイドのゲートドライバ電源と共有することができ、高速の過電流 (OC) 検出が可能です。ポイント B の電流センシングは、高い同相過渡耐性 (CMTI) に対応できる必要があり、この測定値は、特に GaN 設計または SiC 設計を採用する場合、電力段のスイッチング中にノイズの影響を受ける可能性があります。高精度の無効電力制御は、スイッチング ノイズから遠く離れたフィルタの背後で測定されるポイント A で可能となります。難点は、ポイント A に絶縁電源が必要になることです。低速の OC 検出ししかできません。表 2-1 に、各種電流センシング ポイントのプラス要素とマイナス要素を示します。表 2-2 は要件をまとめたもので、各ポイントについて優れた製品の選択肢を示しています。

表 2-1. 電流センシング ポイント A、B、C_{1/2}、D_{1/2} のプラス要素とマイナス要素

	A	B	C1	D1	C2	D2
高精度の電力レギュレーション	(+) ⁽¹⁾	(-)	(+)	(+)	(++)	(++)
フィードフォワード ループ	該当なし	該当なし	(-)	(-)	(+)	(+)
フォルト保護	(-)	(++)	(++)	(+)	(-)	(-)
電源の共有	(-)	(+)	(+)	(-) ⁽²⁾	(+)	(-) ⁽²⁾

(1) PCC での高精度な無効電力制御が可能 – 精度はメーカーが定義します (多くの場合 < 1%)。

(2) ポイント D₁ と D₂ には、VDC+ よりも上に位置するフローティング電源が必要です。

表 2-2. ポイント A、B、C_{1/2}、D_{1/2} における電流センシングのための AC/DC 最小要件と入手可能な製品

I センシング ポイント	プライマリ アプリケーション	絶縁電源電圧	最小帯域幅	最大レイテンシ	要求される CMTI	最小精度 (1)	テキサス・インスツルメンツの製品 (ISO-)AMP ISO-ΔΣ
A	無効電力を高精度で調整 可能	フローティングが必要 (ISO-VDD1)	> 102kHz	-	低	< 3.7%	AMC3302 AMC3306M05
B	過電流保護および制御	上部ゲートドライバか ら	> 102kHz	< 3.5μs	高	< 3.7%	AMC1302 AMC1306M05 AMC23Cxx
C1	負の分岐電流と故障検出	下部ゲートドライバか ら	-	< 1.5μs	低	< 1%	AMC1302 AMC1306M05 AMC3302 AMC23Cxx AMC22Cxx
D1	正の分岐電流と故障検出	VDC+ より上にフロー ティングが必要	-	< 1.5μs	低	< 1%	AMC3306M05 AMC3302 AMC23Cxx AMC22Cxx
C2	負の分岐電流 と故障検出	下部ゲートドライバか ら	> 6kHz	-	低	< 1%	AMC1302 AMC1306M05 AMC3302
D2	正の分岐電流 とフォルト保護	VDC+ より上にフロー ティングが必要	> 6kHz	-	低	< 1%	AMC3302 AMC3306M05 AMC23Cxx AMC22Cxx

(1) 電力を正確に測定する必要がある場合のみ、1% の精度が必要です。正確な電力制御を必要としないシステムでは 3% で十分です。

3 DC/DC コンバータの電流センシング

EV 充電アプリケーションで使用できる DC/DC コンバータには、さまざまな実装があります。一般的には、絶縁型アーキテクチャが選択されます。双方向トポロジとして頻繁に使用される 2 つのトポロジは、位相シフト制御を備えたデュアル アクティブブリッジと、共振 CLLLC 構成のデュアル アクティブブリッジです。両トポロジの詳細および、トポロジに電流センシングを実装する方法については、次のセクションで説明します。

3.1 位相シフト制御を備えた絶縁型 DC/DC コンバータの基本動作原理

図 3-1 に、位相シフト デュアル アクティブブリッジ (DAB) DC/DC コンバータの代表的な制御ループを示します。このシステムには、(a) 外部電圧ループと (b) 内部電流ループの 2 つの制御ループがあります。

電圧ループの場合、出力電圧は図 3-1 の MCU の ADC に供給されます (V_{fb} と表記)。 V_{fb} はリファレンス電圧 (V_{ref} と表記) と比較されます。測定電圧とリファレンス電圧との誤差は、PID コントローラとして実現可能な補償器に供給されます。電圧ループの出力は、内部電流ループのリファレンス (I_{ref}) として使用されます。内部電流ループ (G_I) の補償器は、リファレンス (I_{ref}) とセンシングされた実際の電流値 (I_{out}) を比較し、この誤差を使用して、電流の方向に応じて PWM 波形の位相を先行するブリッジまたは後続するブリッジに対して調整します。定電流充電の場合、電圧ループはオプションであり、保護の目的でのみ実装できます。定電力充電には、両方のループが必要です。位相シフトの理論上の限界は $\pm\pi$ ですが、実際の実装ではこれよりはるかに小さくなります。

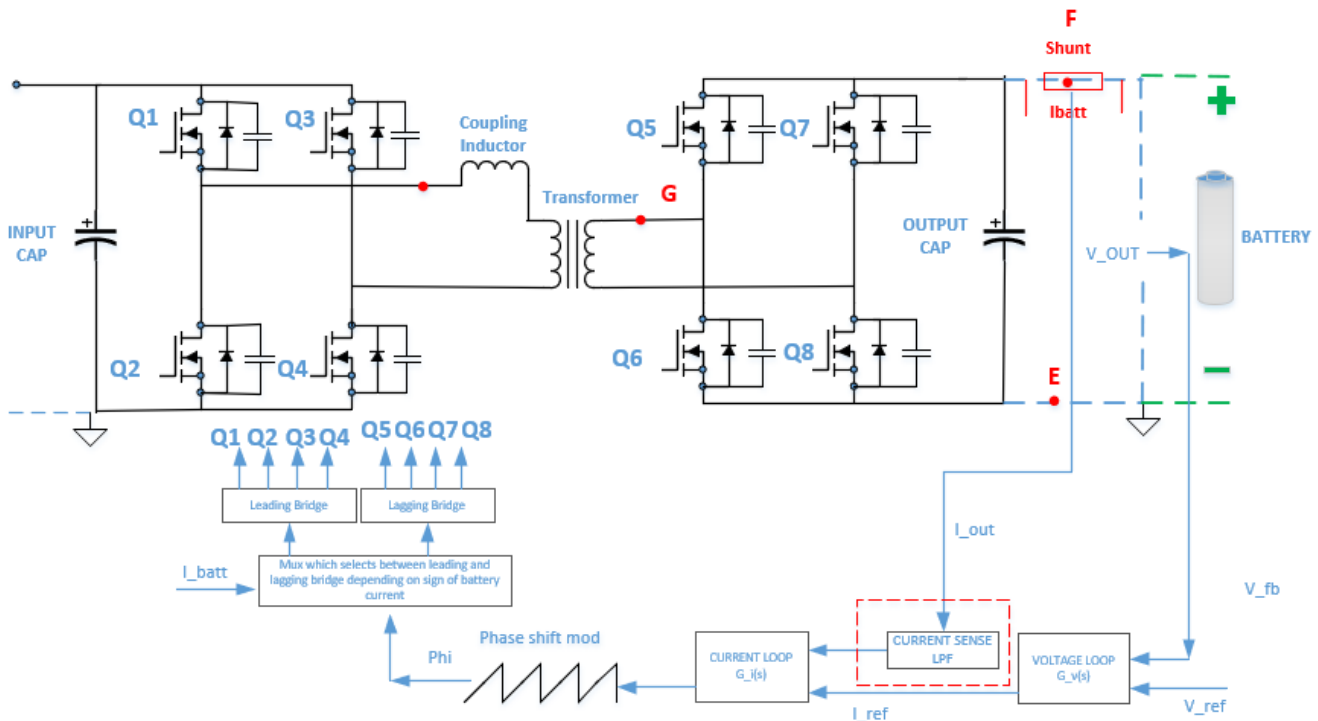
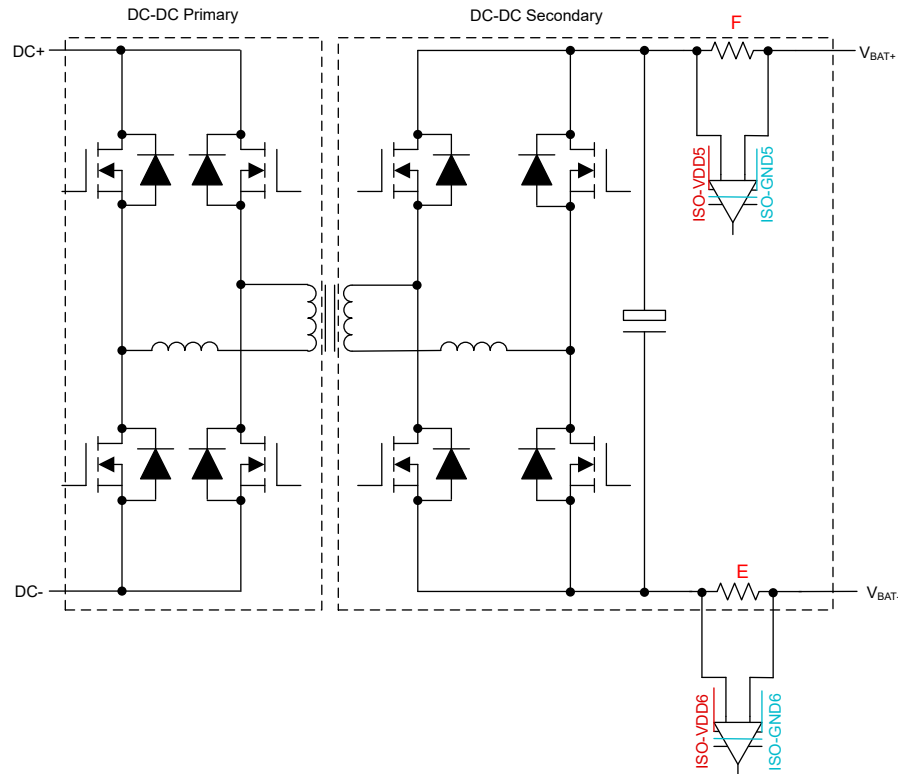


図 3-1. 位相シフト制御を備えたデュアル アクティブブリッジ (DAB) DC/DC コンバータの一般的な制御ループ

3.2 ポイント E、F - DC/DC 電流センシング

このセクションでは、DC/DC 段の出力電流センシングについて説明します。図 3-2 に示すように、電流センサを負のバッテリー接続 (ポイント E) または正のバッテリー接続 (ポイント F) に配置することができます。どちらも、制御ループのレギュレーションの観点から見れば同じです。ポイント F では電流センサの電源は VBAT+ よりも上にフローティングされていますが、ポイント E では電源は下部ゲートドライバから導出することができます。


図 3-2. 電流センシング ポイント E、F

電流センサのゲイン誤差、オフセット誤差、帯域幅が DC/DC コンバータの性能に及ぼす影響を評価するため、シミュレーションには [図 1-2](#) に示すモデルを使用しました。

3.2.1 帯域幅の影響

このシミュレーションでは、位相シフト制御付きのデュアル アクティブ ブリッジを 100kHz のスイッチング周波数で動作させ、純抵抗 10Ω の負荷に 20A の固定電流を供給する定電流源出力として構成しています (その結果、4kW 負荷に相当する 200V DC 出力が得られます)。

$t_1 = 2\text{ms}$ の時点で、負荷は 10Ω から 20Ω に変化します。その結果、電流はすぐに 10A まで減少します (その時の電圧は 200V なので)。しばらくすると、制御ループは 20A の定電流に戻るようレギュレーションを開始し、これにより出力電圧を強制的に 400V DC に上昇させます (その結果、負荷は 4kW から 2kW に変化します)。出力電流の過渡応答を、[図 3-3](#) に示します。

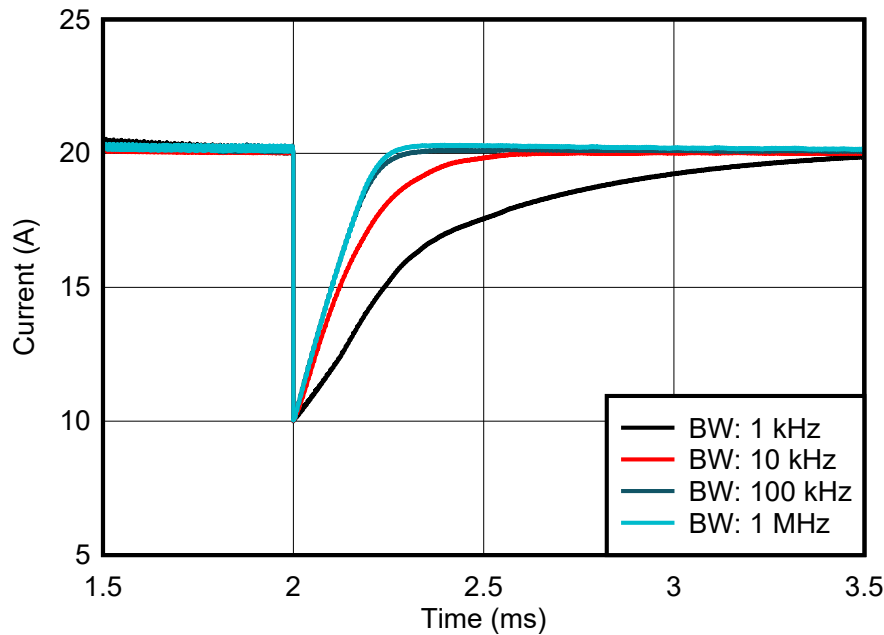


図 3-3. DC/DC ステップ負荷応答と電流センサ帯域幅との関係

図 3-3 に、異なる帯域幅設定または制御ループ内の電流センサの、同じ負荷ステップに対する応答を示します。電流センサの帯域幅がわずか 1kHz なので、セトリング時間が 1.6ms と長くなります。帯域幅を 10kHz と 100kHz に広げると、セトリング時間 (終了値の 90%) がそれぞれ 0.6ms と 0.3ms に短縮されます。電流センサの帯域幅をさらに広げても、過渡応答は大幅には改善されません。これは、セトリング時間が電流ループの制御ループ帯域幅によって制限されるためです。この帯域幅は 10kHz に設定されています。

結論として、コンバータ出力での負荷ステップ変動に対して、セトリング時間を <1ms に維持するためには、帯域幅が 100kHz より低いポイント E または F にある電流センサで十分です。

3.2.2 ゲイン誤差の影響

電流センサにはゲイン誤差があり、制御ループの精度に影響する可能性があります。図 1-2 に示す電流センサ モデルでシミュレーションを実行し、コンバータのターンオン時のセトリング時間を調査しています。センサの帯域幅を 100kHz に設定し、ゲイン誤差 0%、1%、2% を選択しました。誤差の影響を 図 3-4 に示します。

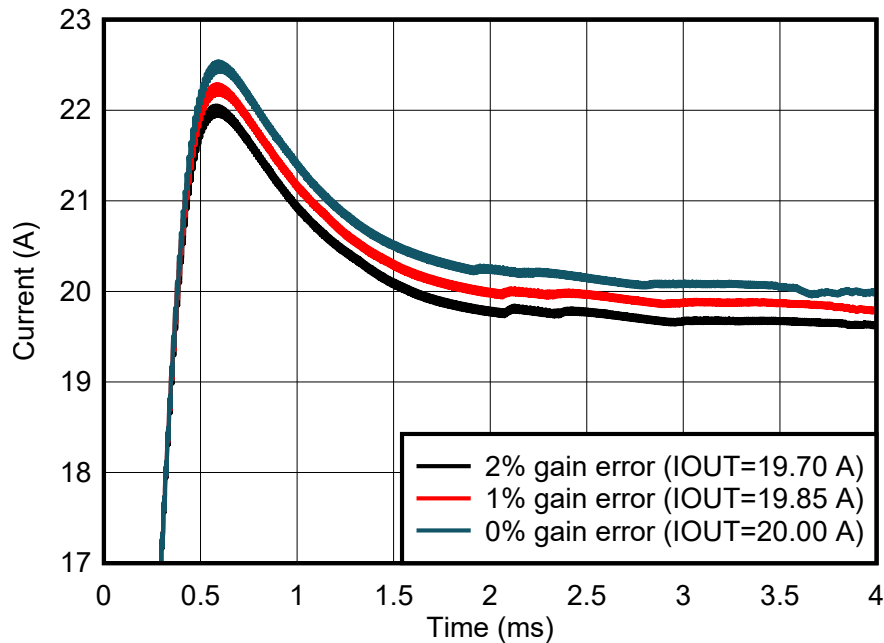


図 3-4. 定常状態の出力電流誤差と電流センサのゲイン誤差との関係

センサの帯域幅がすべてのケースでセトリング時間を定義しているため、負荷変化後のセトリング時間はほぼ同じです。つまり、ゲイン誤差がセトリング時間に大きな影響を与えることはありません。ただし、出力電流が落ち着く値には影響します。このシミュレーションによると、電流センサのゲイン誤差が 1% の場合、出力電流の残りの一定誤差は理想的な 20A より約 0.66% (約 0.15A) 低くなります (電流センサのゲイン誤差が 2% の場合、理想的な 20A の出力電流よりそれぞれ約 1.33%/0.32A 低くなります)。

ゲイン誤差は、電流のフルスケールに対する誤差として定義されます。この例では、フルスケール電流は 32A です。つまり、20A の電流では、結果として生じるゲイン誤差はフルスケールの約 2/3 (約 0.66%) にすぎません。フルスケール誤差が 2% の場合、残りの出力電流誤差は約 1.33% に落ち着きます。

出力電流が 1% ウィンドウ内で落ち着く必要がある場合、電流センサのフルスケール ゲイン誤差は 1% を超えてはなりません。

3.2.3 オフセット誤差の影響

この章では、DC/DC コンバータのオフセット誤差について調べます。図 3-5 に示すセトリング時間のシミュレーションでは、同じ制御ループ設定、100kHz の電流センサ帯域幅、0% の電流センサのゲイン誤差を想定しています。オフセット誤差は 0%、1%、2% と変化させています。

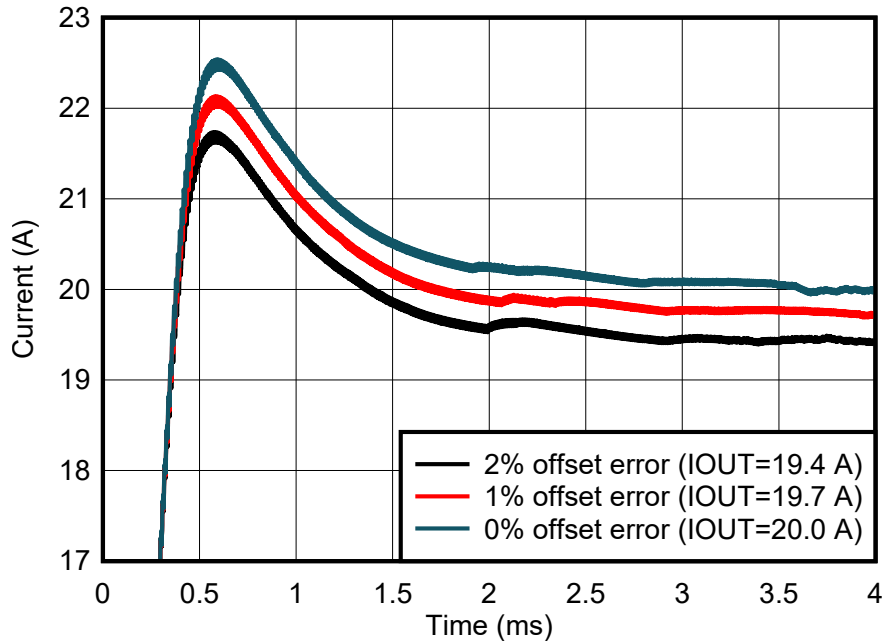


図 3-5. 定常状態の出力電流誤差と電流センサのオフセット誤差との関係

この場合も、オフセット誤差はセトリング時間に影響されません。セトリングされた出力電流に大きく影響します。オフセット誤差が 1% の場合、電流出力は 1.5% または 0.3A 低くなります (オフセット誤差が 2% の場合、電流出力はそれぞれ 3% または 0.6A の誤差を示します)。

ゲイン誤差と同様に、オフセット誤差はフルスケール誤差に対して示されます。この例では、フルスケール電流は 32A でした。これは、1% の誤差の場合、絶対誤差が 0.3A であることを意味します (2% の場合、絶対誤差は 0.6A)。シミュレーションによると、この結果は正確です。

出力に対して比例するゲイン誤差とは異なり、オフセット誤差はコンバータに設定された出力電流に対して絶対値で加算されます。オフセット誤差は、較正されるか、フィードフォワード手法 (既知の誤差を出力に加算する) によって補償されます。

まとめると、ゲイン誤差とオフセット誤差はどちらも、電流センサが制御ループの帯域幅を制限しない程度に高い帯域幅を持つ限り、制御ループのセトリング時間に影響しません。ゲイン誤差とオフセット誤差の両方は、DC チャージャ出力の精度に影響します。表 1-1 に定義されている EV チャージャの目標仕様では、電流センサの帯域幅が 10kHz~100kHz で、(ゲインとオフセットの両方の) 合計誤差が 1% 未満である必要があります。こオフセット較正を使用して、目標を達成してください。

3.3 ポイント G - DC/DC タンク電流センシング

このセクションでは、スイッチング タンクであるポイント G での電流センシング要件について詳しく説明します。共振 CLLLC 双方向絶縁型 DC/DC コンバータでは、同期整流にゼロクロス検出 (ZCD) が必要です。これによって、導通損失が低減され、システム効率が向上します。

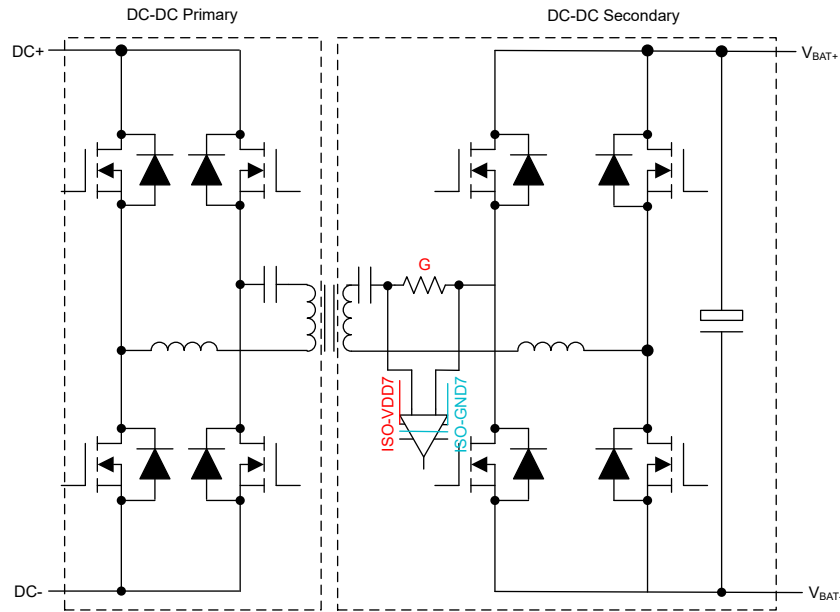


図 3-6. 絶縁型 DC/DC コンバータの 1 次側タンクまたは 2 次側タンクでの電流センシング

図 3-6 では、2 本の緑色のカーソル線で、ゼロクロスから 2 次側 FET ターンオンまでの伝搬遅延を示しています。

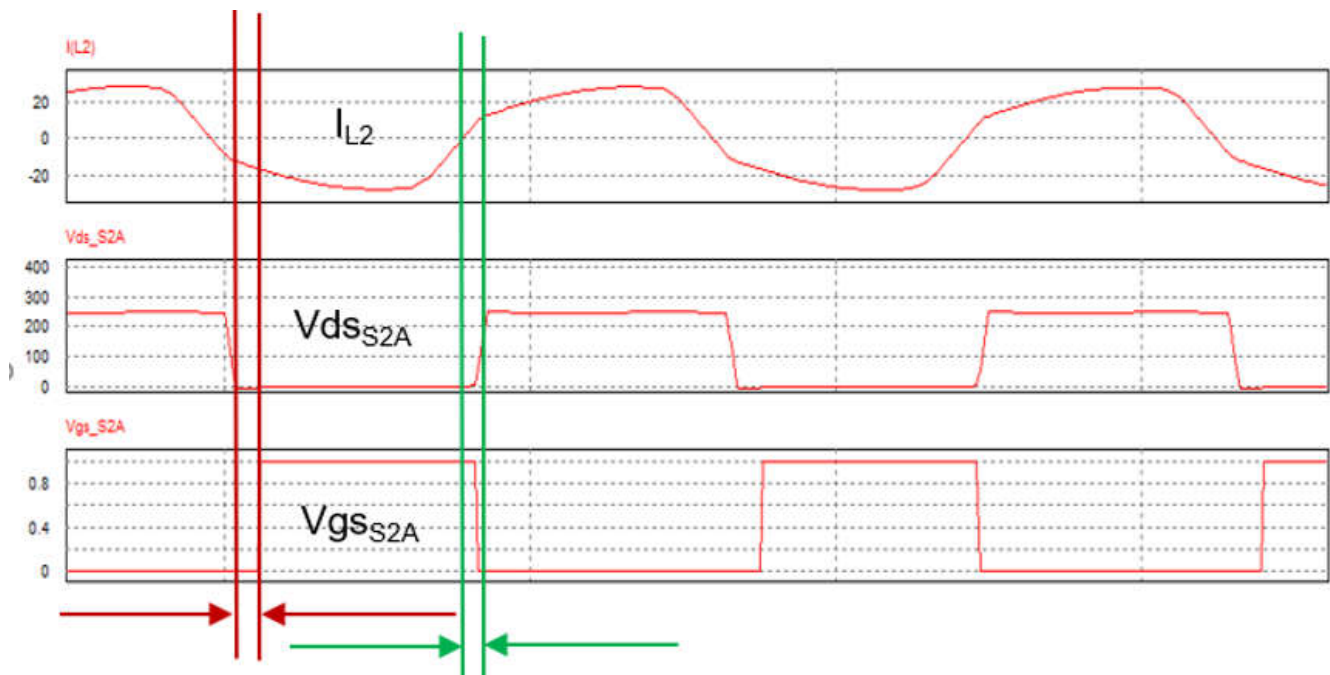


図 3-7. ゼロクロス検出の伝搬遅延

CLLLC トポロジでの ZCD 回路の最新の実装は、共振コンデンサと直列に、電流トランス (CT) またはログスキー コイルを 1 次側と 2 次側に配置することです。CT またはログスキー コイルによるアプローチにおける一般的な伝搬遅延は、100ns~200ns です。この遅延は CLLLC トポロジに大きな損失を引き起こし、DC/DC コンバータの全体的な効率に負の影響を及ぼす可能性があります。ピーク電流が約 30A、共振スイッチング周波数が 500kHz、ターンオン遅延が 100ns であると想定すると、FET がオンになるまで、ボディダイオード (順方向電圧 4.5V) が 9.3A を流します。これにより、FET あたりのピーク時のエネルギー損失は約 42W になります。

図 3-8 は別のアプローチです。ここでは、共振コンデンサ電圧と微分回路を組み合わせて実装し、正弦波電流を再現しています。再現された正弦波信号は、さらに差動からシングルエンドへの OPA (OPA354) と ZCD 用高速コンパレータ (TLV3501) によって処理されます。

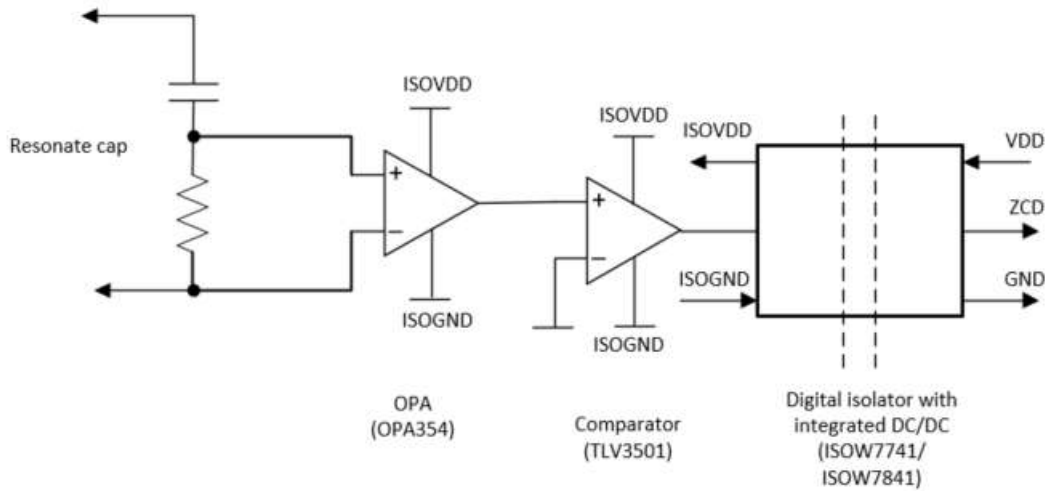


図 3-8. ISOW7741、ISOW7841 を使用した ZCD 回路

ゼロクロス信号は、デジタルアイソレータ (ISOW7741 または ISOW7841) によって絶縁されます。これらのデジタルアイソレータは、OPA デバイスとコンパレータ デバイス用の絶縁電源を生成する絶縁型 DC/DC コンバータを内蔵しています。OPA354、TLV3501、ISOW7741 の伝搬遅延はそれぞれ 0.6ns、4.5ns、10.7ns で、設計全体の合計伝搬遅延は 15.8ns となり、CT またはログスキー コイルによるアプローチの約 1/10 になります。前の例と同じスイッチング周波数とピーク電流を想定すると、FET あたりのピーク時のエネルギー損失は 42W から 6.7W に低減するだけです (全体的な効率にプラスの影響を与えます)。

3.4 センシングポイント E、F、G の概要と推奨製品

表 3-1 に、電流センシングポイント E、F、G のプラス要素とマイナス要素を示します。フォルト保護は、電流センサでは十分速く検出できないため、スマートゲートドライバで処理する必要があります。図 3-8 に示す新しい ZCD を使用すると、電力損失を大幅に改善できます。

表 3-1. 電流センシングポイント E、F、G のプラス要素とマイナス要素

	E	F	G
高精度の電流出力レギュレーション	(+)	(+)	(-)
過電流フォルト保護	(-)	(-)	(+)
電源供給が簡単	(+)	(-) ⁽¹⁾	(-)
ZCD	該当なし	該当なし	(+)

(1) ポイント F には VOUT+ よりも上に位置するフローティング電源が必要です。

表 3-2. ポイント E、F、G の電流センシング用製品

I センシング ポイント	コメント、課題	絶縁電源電圧	最小帯域幅	最大レイテンシ	CMTI	最小精度	製品 (ISO-)AMP ISO-ADC
E	負の分岐電流と故障検出	下部ゲート ドライバから	> 10kHz	–	低	< 1%	AMC1302 AMC1306M05 AMC23Cxx AMC22Cxx
F	正の分岐電流と故障検出	OUT+ よりも上に位 置する フローティングが必 要	> 10kHz	–	低	< 1%	AMC3302 AMC3306M05 AMC23Cxx AMC22Cxx
G	ZCD 用	上部ゲート ドライバから	> 1MHz	< 200ns	高	–	OPA354 TLV3501 ISOW7841 ISOW7741

4 まとめ

DC 充電ステーションにおける電力変換システムの制御ループレギュレーション性能は、帯域幅、ゲイン誤差、オフセット誤差などの電流センサのパラメータに大きく影響されるものです。

このアプリケーション ノートでは、さまざまな特長に基づく電流センサの最小要件について、AC/DC と DC/DC のシステムシミュレーションを定義しています。この資料に記載している各結果は、DC 充電ステーションにおいて、シャント ベースの設計が低消費電力であることにより、すべての測定ポイントで同等、さらにはより高い性能を発揮できることを示しています。シャント ベース電流センシングの課題は、低レイテンシのゼロクロス電流検出を達成する必要がある場合に、DC/DC コンバータのスイッチング ノードで見つかりました。電流のゼロクロスを検出する別の方法を提案しています。

結論として、このアプリケーション ノートで適用されている手法は 11kW のシステムだけに有効なだけでなく、より大きな出力にまで応用することが可能で、電流センサを選択する際の適切なガイドラインにつながるものです。

5 参考資料

1. テキサス・インスツルメンツ、『[AMC1302 高精度、±50mV 入力、強化絶縁型アンプ](#)』データシート
2. テキサス・インスツルメンツ、『[AMC1306x 高 CMTI、小型、高精度の強化絶縁型デルタ-シグマ変調器](#)』データシート [SBAS734](#)
3. テキサス・インスツルメンツ、『[AMC3302 DC/DC コンバータ内蔵、高精度、±50mV 入力、強化絶縁型アンプ](#)』データシート
4. テキサス・インスツルメンツ、『[AMC3306M05 DC/DC コンバータ内蔵、高精度、±50mV 入力、強化絶縁型デルタシグマ変調器](#)』データシート
5. テキサス・インスツルメンツ、『[ISOW784x 高効率低放射 DC/DC コンバータ内蔵、高性能、5000VRMS 強化型クワッドチャンネル デジタル アイソレータ](#)』データシート
6. テキサス・インスツルメンツ、『[ISOW774x 低放射低ノイズ DC/DC コンバータ内蔵、クワッドチャンネル デジタル アイソレータ](#)』データシート
7. テキサス・インスツルメンツ、『[電源の伝導 EMI 仕様の概要](#)』マーケティング ホワイト ペーパー
8. テキサス・インスツルメンツ、『[TIDA-01606 10kW、双方向、3 相、3 レベル \(T タイプ\) インバータと PFC](#)』リファレンス デザイン
9. テキサス・インスツルメンツ、『[TIDA-010210 GaN 使用、11kW、双方向、3 相 ANPC](#)』リファレンス デザイン
10. テキサス・インスツルメンツ、『[TIDA-010054 レベル 3 電気自動車 \(EV\) 充電ステーション向け、双方向、デュアル アクティブ ブリッジ](#)』リファレンス デザイン
11. テキサス・インスツルメンツ、『[3 相グリッド接続アプリケーション向け、C2000™ マイコンを使用するソフトウェア フェーズ ロック ループ \(PLL\)](#)』アプリケーション ノート
12. テキサス・インスツルメンツ、『[低スイッチング周波数コンバータのためのマルチレート高調波補償制御の方式、モデル化、分析](#)』

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