

Design Guide: TIDA-010937

デジタル インターフェイス搭載、絶縁型、低遅延、優れた PWM (パルス幅変調) 除去能力、ホール電流センスのリファレンス デザイン



概要

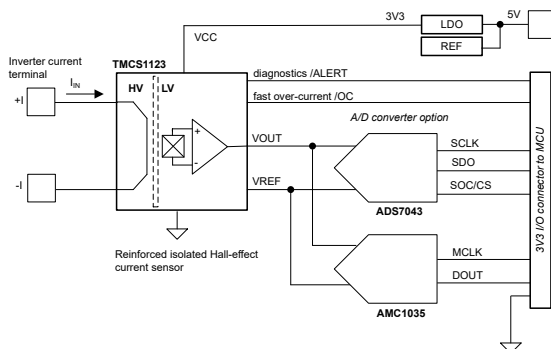
このリファレンス デザインでは、TMCS1123 高精度ホールエフェクト電流センサを使用して、最大 $\pm 62A$ の 3 相インバータにおいて信頼性の高い相電流および DC リンク電流センシングを行う、高精度の強化絶縁双方向電流センシステムを紹介します。このシステムの電源は 3.3V で、過電流検出時間は 100ns 未満です。過電流スレッシュホールドは、フルスケール入力電流範囲の最大 2.5 倍に設定できます。高速 SPI を搭載した小型フォーム ファクタの 12 ビット A/D コンバータ、または最大 21MHz クロックのデルタシグマ変調器により、ノイズ耐性の高い 3.3V I/O デジタル インターフェイスを実現します。このインターフェイスは、C2000™ または Sitara™ MCU などのホストプロセッサに接続して、さまざまな A/D 変換テクノロジーを使って、インパッケージ ホール センサの性能を簡単に評価できます。

参照情報

TIDA-010937	デザイン フォルダ
TMCS1123	プロダクト フォルダ
AMC1035、ADS7043、REF2033	プロダクト フォルダ
LAUNCHXL-F28379D	ツール フォルダ



テキサス・インスツルメンツの™ E2E サポート エキスパートにお問い合わせください。



特長

- 高い直線性、小さい長期ドリフト、低ノイズの電流センサは、変調器と Sinc3 OSR 64 フィルタを搭載し、 $\pm 62A$ の範囲で 9.7 の実効ビット数 (ENOB) を実現
- $\pm 1300V$ の強化絶縁動作電圧で過電流検出機能を備えた高精度ホールエフェクト電流センサは、システムコストの削減に貢献
- 導体の抵抗が小さいため、電力損失を最小限に抑えて放熱要件への適合が容易
- アナログ伝搬遅延が $0.6\mu s$ と非常に小さいため、電流ループの高速化と直接トルク制御を実現可能
- 100ns 未満の高速な過電流応答で、特に高速スイッチング GaN および SiC-FET インバータにより、システムの信頼性が向上
- PWM スwitching ノイズを除去する高い同相過渡耐性、および高い外部磁界除去により、システムの精度と信頼性を向上

アプリケーション

- AC インバータと VF ドライブ
- 単軸および多軸サーボドライブ
- 産業用ロボットおよび協調ロボット
- DC 入力 BLDC モータードライブ
- 太陽光エネルギー
- EV (電気自動車) 充電インフラ



1 システムの説明

絶縁型電流センシングは、AC インバータや可変速度ドライブのようなアプリケーション向けの 110~690V_{AC} 入力 3 相インバータに不可欠なものです。図 1-1 に示すように、多くのサブシステムやモータードライブ システムでは、モーターの相電流、DC リンク電流、ブレーキ電流などの電流を検出します。たとえば、高精度の相電流センシングは、産業用ドライブ向けのベクトル制御 3 相インバータの性能に大きな影響を及ぼします。多くの場合、DC リンク電流とブレーキ電流は、システム内の障害または誤配線に起因する過電流または短絡イベントを検出するために測定されます。また、関連するパワー スイッチをオフにしてそれ以上の損傷を防止するために、高速応答が不可欠です。ベアリングの劣化判定、モーター温度の推定、入力電力の監視のためのモーター電流高調波の分析など、診断、監視、予防保守には、その他の電流センシング機能も重要です。

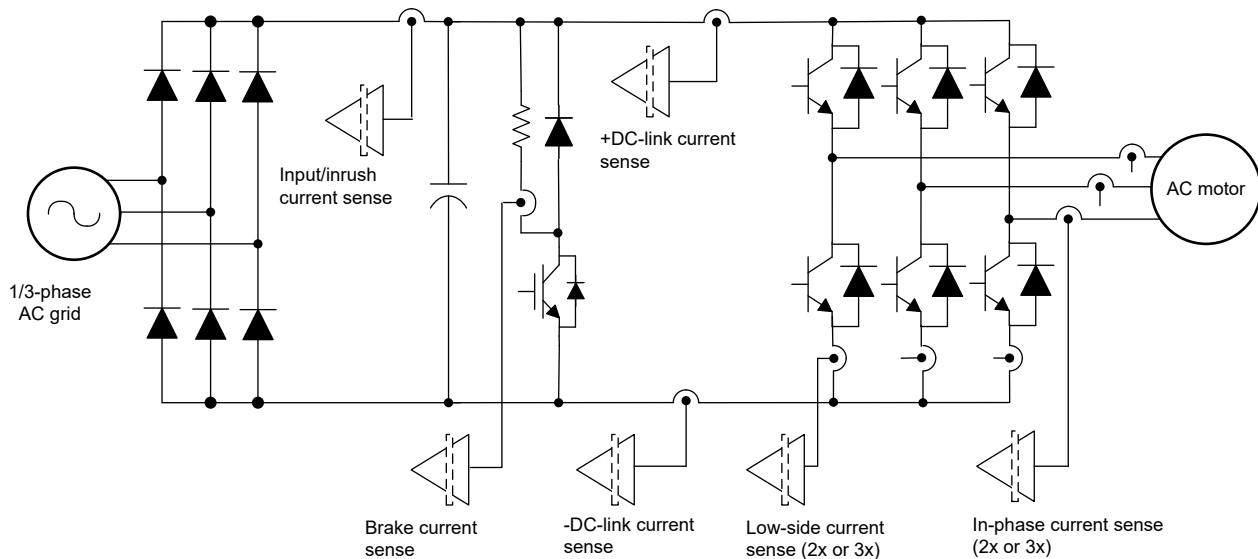


図 1-1. 三相インバータの電流センシング オプション

最大 100A の電流範囲に対しては、TMCS1123 などのインパッケージ ホール エフェクト電流センサ IC と、AMC1300 などの絶縁型アンプまたは AMC1306 などの絶縁型変調器を使ったシャント ベースの設計がよく利用されます。

インライン シャント ベースの設計を採用すれば、3 相インバータでモーター電流を測定するための、線形性が高く、高精度、超低ノイズの選択肢を実現できます。ただし、このような設計にはハイサイドのフローティング電源が必要です。このフローティング電源は、システム内で常に得られるとは限らず、また、シャントの電力損失によって最大連続電流範囲が制限されます。

インパッケージ ホール エフェクト電流センサは、ハイサイドのフローティング電源を必要とせず、本質的に絶縁されています。これらのセンサは、TMCS1123 との組み合わせで $0.67\mu\Omega$ という非常に小さい導体抵抗と、本質的な絶縁を実現しています。多くの場合、TMCS1123 のようなホール エフェクト電流センサは伝搬遅延が小さく、非常に高速な過電流保護機能を備えているので、シングルチップのアナログ電流センス オプションが得られます。一方、システムで実現可能な信号対雑音比および有効ビット数は、シャント ベースの設計よりもホール エフェクト センサを使用する場合のほうが一般的に小さくなります。

過電流監視のためにハイサイド DC リンク電流を測定する必要があるすべての 3 相インバータシステムにおいて、TMCS1123 デバイスは、VDC 電圧の他に追加の絶縁ハイサイド電源は不要で、シャントも必要ありません。したがって、このデバイスを使用すれば、フルスケール入力電流範囲の最大 2.5 倍の過電流範囲に対する高速な過電流検出が可能になり、システム コストの問題も解決できます。

AC インバータや可変速度ドライブなどのアプリケーションで、TMCS1123 強化絶縁型インパッケージ ホール センサを使用すると、相電流センシングや過電流検出のシステムコストを削減できます。TMCS1123 の伝搬遅延は非常に小さいので (600ns)、図 1-2 に示すように、直接トルク制御、ヒステリシス制御、高速電流ループ (FCL) など、より高速なトルク応答を備えた広帯域の電流制御アルゴリズムが可能になります。高速電流ループ (FCL) により、電流制御ループの合計遅延が 1/3 に短縮されるため、より帯域幅の広い閉ループ電流制御をより高速な応答時間で実現できます。

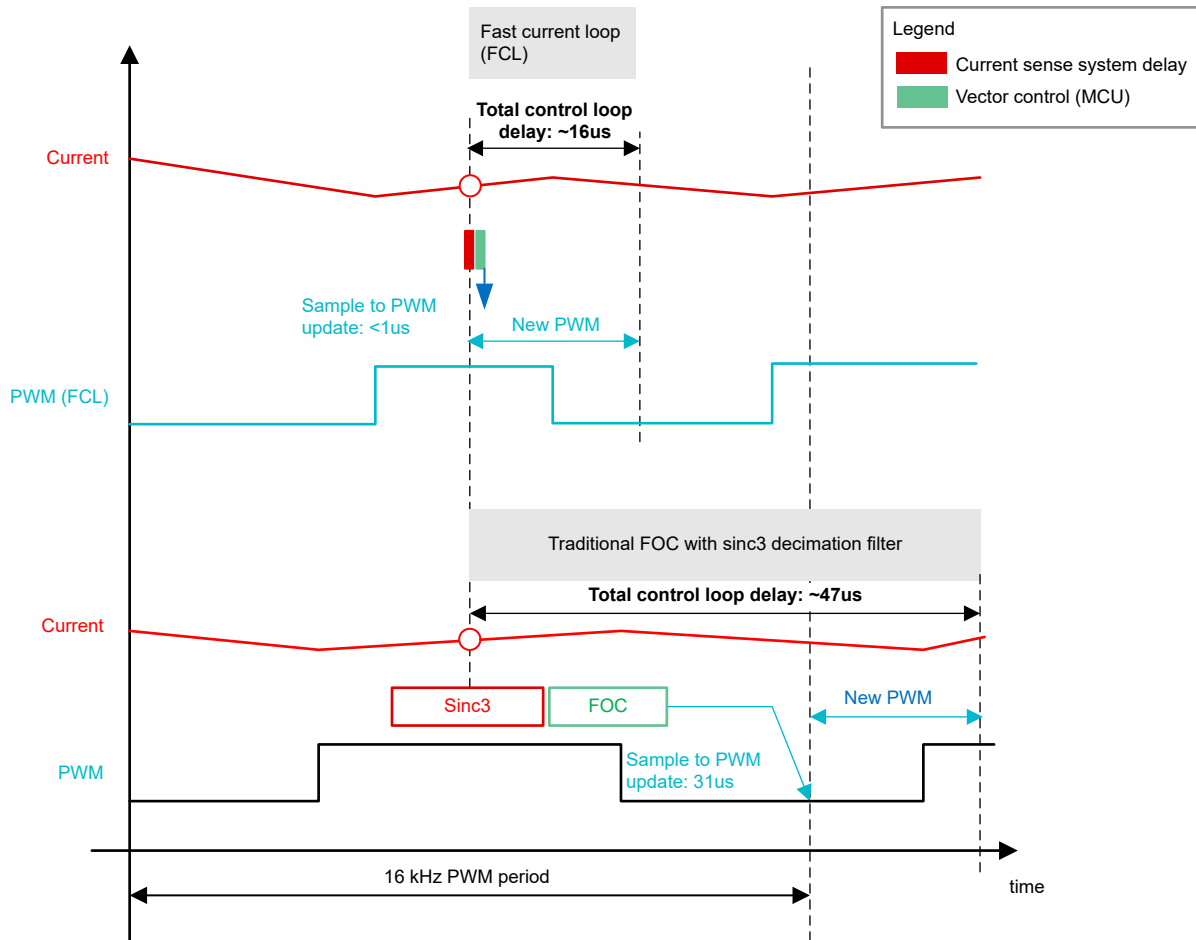


図 1-2. ダブル PWM 更新による、高速電流ループと従来の電流ループ制御の比較

1.1 主なシステム仕様

パラメータ	仕様	備考
フルスケール入力電流範囲 (FSR)	±66A (最大値)	TMCS1123B1 を 3.3V で使用
有効ビット数	9 ENOB (標準値)	TMCS1123B1、ADS7043
	9.7 ENOB (標準値)	TMCS1123B1 および AMC1035、Sinc3 OSR64 フィルタ付き
伝搬遅延	0.6μs (標準値)	TMCS1123B1
	1.6μs (標準値)	A/D 変換およびシリアル ペリフェラル インターフェイス (SPI) 転送機能あり (ADS7043)
	5.5μs (標準値)	Sinc3 OSR64 フィルタあり (AMC1035)
OC スレッシュホールド	FSR の 2 倍	FSR の 0~2.5 倍の範囲で構成可能
OC 応答時間	100ns (標準値)	
絶縁定格	強化	
最大動作電圧	±1300V (最大値)	動作電圧 320V _{DC} でテスト済み
A/D コンバータ オプション	12 ビット SAR ADC (ADS7043) またはデルタシグマ変調器 (AMC1035)	ジャンパで選択可能
MCU インターフェイス コネクタ	2 × 10 ヘッダ (2.54mm ピッチ)、3.3V I/O	
ロジック電源	5V ±10%	
温度範囲 (周囲)	-40°C~125°C	25°C~85°C テスト済み
PCB サイズ	43.5mm × 86.34mm	1.71 インチ × 3.4 インチ
PCB 層構成	4 層	上層と下層に 2 オンスの銅箔

2 システム概要

2.1 ブロック図

図 2-1 に、このリファレンス デザインのブロック図を示します。

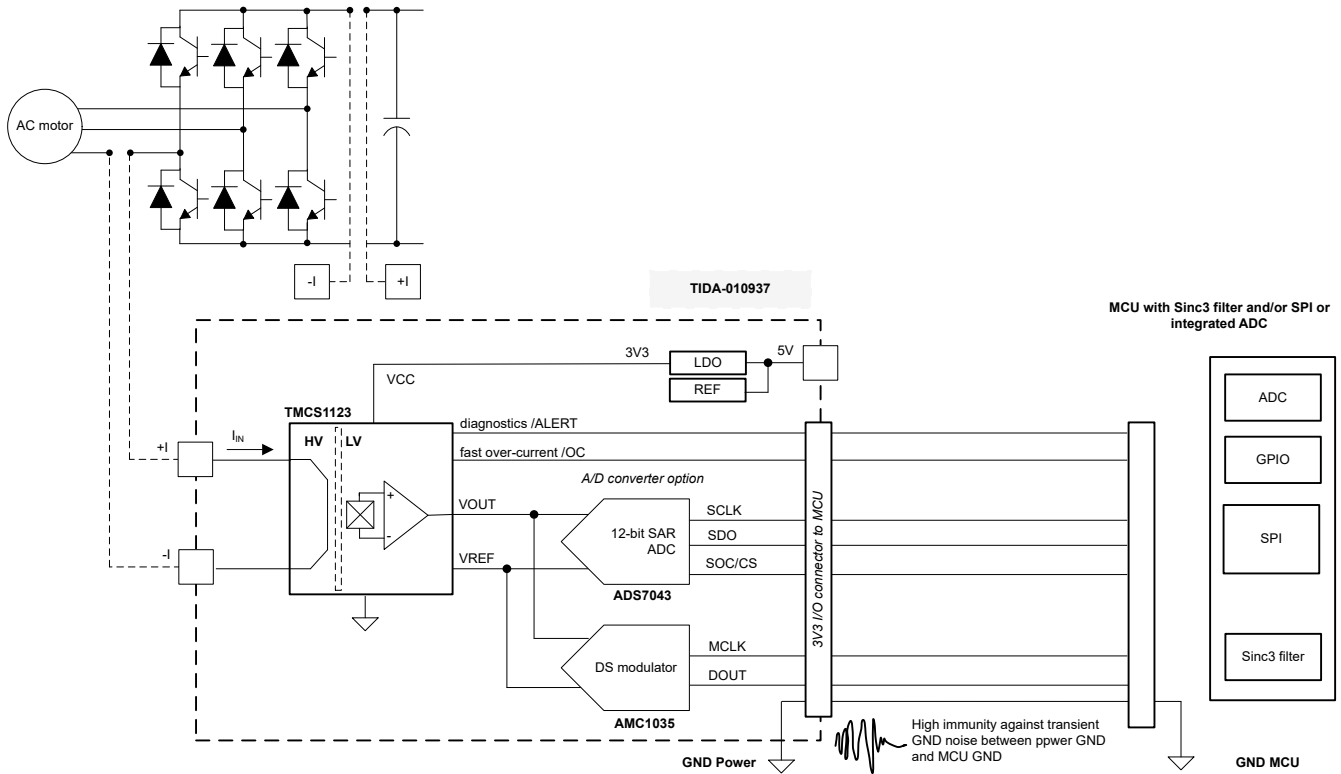


図 2-1. システム ブロック図

2.2 設計上の考慮事項

このリファレンス デザインは、AC インバータや可変周波数ドライブなどの 3 相インバータ アプリケーションにおいて、絶縁型双方向相電流センシングおよび絶縁型 DC リンク電流センシングの両方に使用できます。TMCS1123 または TMC1126 高精度ホール エフェクト電流センサは、さまざまな感度オプションで評価可能であり、3.3V 電源電圧で最大 $\pm 62\text{A}$ の線形電流範囲、 $\pm 66\text{A}$ の最大フルスケール範囲を実現します。過電流スレッシュホールドは、フルスケール入力電流範囲の最大 2.5 倍に設定できます。また、オプションで設定可能なグリッチ フィルタ付きの過電流信号により、高速で信頼性の高い過電流検出を実現できます。高速 SPI を備えた小型フォーム ファクタの 12 ビット A/D コンバータ、または最高 21MHz クロックのデルタ シグマ変調器により、ノイズ耐性の高い 3.3V I/O デジタル インターフェイスを実現します。このインターフェイスは、C2000 または Sitara MCU などのホスト プロセッサに接続して、さまざまな A/D 変換テクノロジーを使って、インパッケージ ホール センサの性能を簡単に評価できます。

2.3 主な使用製品

TIDA-010937 リファレンス デザインは、テキサス・インスツルメンツの以下の主要なデバイスを使用しています。

2.3.1 TMCS1123

TMCS1123 は、同相または DC バス電流センシングおよび過電流検出用の高精度強化絶縁ホール電流センサです。

- 高精度、低ドリフト (全寿命にわたって 0.5%)、 $\pm 16\text{A} \sim \pm 96\text{A}$ の幅広い測定可能電流範囲
- 過電流検出、高速 OC 応答時間、センサ フォルト診断機能を内蔵し、システムレベルの安全性を強化
- 5kV の強化絶縁、 $\pm 1300\text{V}$ の強化動作電圧
- AD コンバータでの疑似差動サンプリングのために V_{REF} を内蔵
- 固定感度とすることにより、TMCS1123 は 3V \sim 5.5V の単一電源で動作でき、レシオメトリック誤差をなくし、電源ノイズ除去を向上
- 拡張産業用温度範囲: $-40^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$

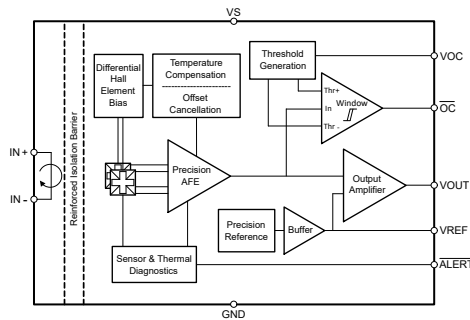


図 2-2. TMCS1123 の機能ブロック図

2.3.2 ADS7043

ADS7043 は、超小型パッケージで使いやすい 1MSPS、12 ビットの A/D コンバータ (ADC) です。このデバイスは、通常の DVDD 範囲 (1.65V \sim 1.95V) について JESD8-7A 規格に準拠しています。

- 疑似差動入力と広い差動アナログ入力電圧範囲 ($\pm 0.825\text{V} \sim \pm 1.8\text{V}$) に対応
- 広い電源電圧範囲 (1.65V \sim 3.6V)
- 1.5mm \times 1.5mm QFN パッケージで、スペースに制約のある設計に対応
- 高速 16MHz SPI、変換開始から SPI 転送完了まで $< 1\mu\text{s}$ レイテンシ

2.3.3 AMC1035

AMC1035 は、3.0V \sim 5.5V の単一電源で動作する高精度デルタ シグマ ($\Delta\Sigma$) 変調器であり、電圧センシングに最適化されています。

- デジタル フィルタと組み合わせて使用すると、16 ビットの分解能で、82kSPS のデータ速度、87dB のダイナミックレンジを実現できます。
- マンチェスター 符号化、または符号化なしのビットストリーム出力を選択可能
- 拡張産業用温度範囲: $-40^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$

2.3.4 REF2033

REF20xx は、ADC 用の高精度電圧リファレンスです。優れた温度ドリフト (最大値 8ppm/ $^\circ\text{C}$) および高い初期精度 (0.05%) により、シグナルチェーンの精度が向上します。REF20xx の主な特長は次のとおりです。

- デュアル リファレンス出力ピンにより複数のデバイスをバイアス
- 温度ドリフトが 8ppm/ $^\circ\text{C}$ と低いシステム精度が向上
- システム基板面積を削減するコンパクトな SOT23-5 パッケージ

3 システム設計理論

TMCS1123 などのホール エフェクト電流センサには、三相インバータでの強化絶縁の電流センシングおよび過電流検出に関して、シャント ベースの設計に比べていくつかの利点があります。シャントおよび絶縁型バイアス電源が不要なため、システム コストと PCB 面積を削減できます。もう 1 つの利点は、600ns という非常に小さいアナログ信号伝搬遅延 (TMCS1123) および高速な過電流検出 (<0.5μs) です。この際の過電流スレッシュホールドは、フルスケール入力電流範囲の最大 2.5 倍にすることができます。

表 3-1. 絶縁された半導体による電流センシング設計の簡単な比較

パラメータ	TMCS1123	AMC1300	AMC1306M05	AMC23C11
説明	ホール エフェクト センサ	絶縁アンプ	絶縁型変調器	絶縁型コンパレータ
ENOB (標準値)	≤ 10 ⁽¹⁾	≤ 11	> 12 ⁽²⁾	該当なし
伝搬遅延	0.6μs	1.7μs	4.8μs ⁽²⁾	該当なし
インターフェイス	アナログ	アナログ	デジタル	デジタル
絶縁型電源の必要性	なし	あり	あり	あり
OC 応答時間	0.1μs	2.4μs	1.2μs ⁽³⁾	300ns

(1) ENOB は、通常、フルスケール レンジに依存します。表 3-2 を参照してください。

(2) Sinc3 OSR 64 デシメーション フィルタあり

(3) Sinc3 OSR 8 デシメーション フィルタあり

シャント ベースの設計以外では、インパッケージ ホール効果センサの信号対雑音比は、ホール センサのフルスケール電流範囲に応じて決まります。これは、入力換算ノイズ密度がデバイスの感度に依存せず、入力電流範囲にも依存しないためです。表 3-2 に、実効ノイズ帯域幅を推定するために、カットオフ周波数 250kHz、ブリックウォール係数 1.22 として、デバイスのフルスケール範囲にわたって計算した ENOB の概要を示します。

表 3-2. TMCS1123 のデバイス バリエーションに対する概算 ENOB

パラメータ	TMCS1123B1A	TMCS1123B2A	TMCS1123B3A
入力ノイズ密度	170μA/√Hz	170μA/√Hz	170μA/√Hz
FSR (最大)	±66A	±33A	±22A
信号対雑音比 (DC)	57dB	51dB	47dB
ENOB (DC)	9.2	8.2	7.6

3.1 ホール エフェクト電流センサの回路設計

TMCS1123 は、8mm 以上の空間距離および沿面距離で $\pm 1300V$ の強化絶縁動作電圧に対応しています。3.3V 電源の場合、TMCS1123Bx のゼロ電流出力は 1.65V であり、0V~3.3V のユニポーラフルスケール アナログ出力を備えた双方向電流センシングを目的としています。TMCS1123Bx は、さまざまな感度のバリエーションがあり、3.3V 電源で $\pm 10.3A$ ~ $\pm 62A$ の広い電流測定範囲をサポートします。

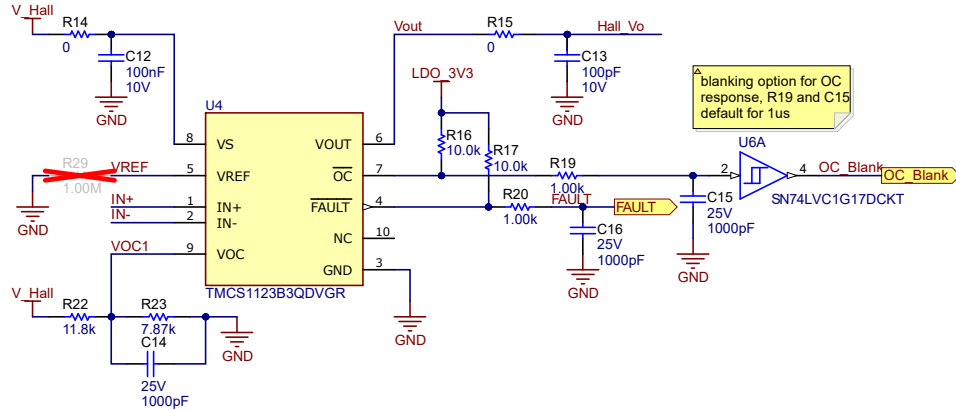


図 3-1. ホールセンサ TMCS1123 の回路図

このリファレンス デザインでは、TMCS1123B1 を DC および AC ノイズ テストに使用し、B3 バージョンをノイズ耐性、過電流検出、レイテンシの各テストに使用します。B1 バージョンの場合、感度は 25mV/A、線形入力電流範囲は $\pm 62A$ です。B3 バージョンの場合、感度は 75mV/A、線形入力電流範囲は $\pm 20.7A$ です。V_{REF} ピンは 1.65V の定電圧を出力し、ADC の負入力に接続して疑似差動入力を形成できるため、ノイズ耐性の向上に役立ちます。

OC ピンおよび FAULT ピンはどちらもオープンドレイン出力なので、プルアップ抵抗が必要です。この設計では、OC ピンおよび FAULT ピンを 10k Ω プルアップ抵抗経由で 3.3V 電源に接続します。OC ピンについては、シュミットトリガ SN74LVC1G17 を使用してノイズをフィルタ処理し、誤トリガを防止します。R₁₉ および C₁₅ はノイズを除去します。デフォルトの遅延 t_d は式 1 で計算できます。

$$t_d = R_{19}C_{15} = 1\mu s \quad (1)$$

V_{OC} は、過電流検出スレッシュホールドの設定に使用されます。V_{OC} は、式 2 で計算できます。

$$V_{OC} = \frac{S \times I_{OC}}{2.5} \quad (2)$$

ここで、

- S はホールセンサの感度です。TMCS1123B1 の場合 S = 25mV/A、TMCS1123B3 の場合 S = 75mV/A
- I_{OC} は過電流スレッシュホールドです。

40A のスレッシュホールドを設定するには、V_{OC} を 1.2V にする必要があります。

抵抗分圧器 R₂₂ および R₂₃ は、式 3 で計算できます。

$$\frac{R_{23}}{R_{22} + R_{23}} = \frac{V_{OC}}{V_s} \quad (3)$$

R₂₃ として 7.87k Ω を選択すると、R₂₂ は 13.77k Ω にする必要があります。

3.2 A/D コンバータ

このデザインでは、A/D 変換について、SAR ADC ADS7043 およびデルタ シグマ変調器 AMC1035 を使用して、TMCS1123 での性能を 2 つの変換方法の間で比較しています。0Ω 抵抗とジャンパを使用して、2 つの ADC のうちどちらをアクティブにして TMCS1123 ホール効果センサの出力を接続するかを選択します。

ジャンパ J₄ と J₁₀ を使って信号パスを選択します。J₄ は TMCS1123 の V_{REF} パス選択に使用し、J₁₀ は TMCS1123 の出力電圧パス選択に使用します。J₄ および J₁₀ のいずれも、J₁ と J₂ を接続すると信号が AMC1035 に接続され、J₂ と J₃ を接続すると信号が ADS7043 に接続されます。

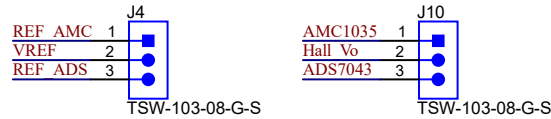


図 3-2. 信号パス選択ジャンパ

3.2.1 デルタ シグマ変調器

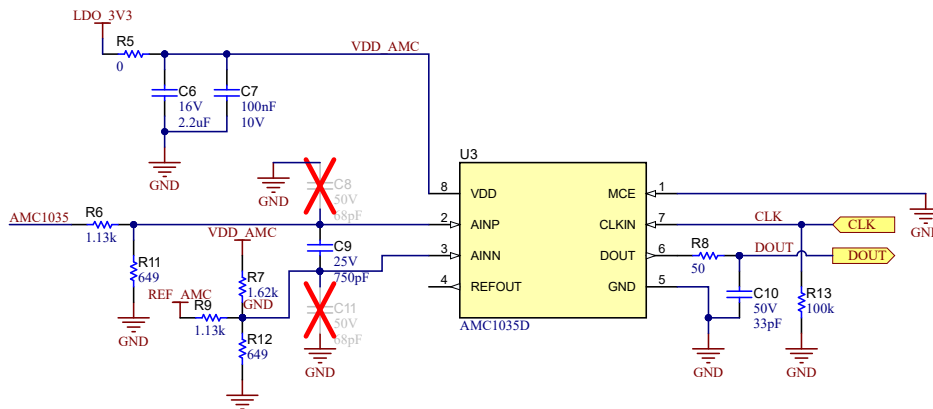


図 3-3. AMC1035 の回路図

3.2.1.1 同相電圧範囲

TMCS1123 の出力を ADC 入力に直接接続する場合、ADC の性能に影響を及ぼさないようにするため、その ADC の同相入力電圧範囲に適合する必要があります。

AMC1035 の場合、同相電圧範囲は -0.8V~0.9V、差動入力電圧範囲は -1V~1V です。追加の抵抗分圧器が必要です。IN₊ と IN₋ は分圧抵抗の入力電圧、K は分圧抵抗比です。K の範囲は、式 4 および 式 5 を使って計算できます。

$$-1V < K \times (IN_+ - IN_-) < 1V \quad (4)$$

$$-0.8V < \frac{K \times (IN_+ - IN_-)}{2} < 0.9V \quad (5)$$

差動電圧 (IN₊ - IN₋) は、-1.65V~1.65V の範囲であり、同相電圧 (IN₊ + IN₋)/2 は、0.825V~2.475V の範囲なので、K は 0.364 にする必要があります。K を 0.36、R₁₁ と R₁₂ を 649Ω とすると、R₆ および R₉ は、1.13kΩ となります。

3.2.1.2 入力フィルタリング

システムの高周波ノイズをさらに低減するために、外付けのアンチエイリアシング入力フィルタを使用します。

R₆、R₁₁、R₉、R₁₂、C₉ が AMC1035 の入力フィルタを構成しています。フィルタ帯域幅として 500kHz を選択し、10MHz で 26dB の減衰を実現します。抵抗とコンデンサは、式 6 で計算できます。

$$\frac{1}{2\pi(R_6 // R_{11} + R_9 // R_{12})C_9} = BW \quad (6)$$

R₆、R₉、R₁₁、R₁₂ は [セクション 3.2.1.1](#) により計算されます。これらの値を [式 6](#) に入力して、C₉ は、750pF と計算されます。

3.2.1.3 MCU へのインターフェイス

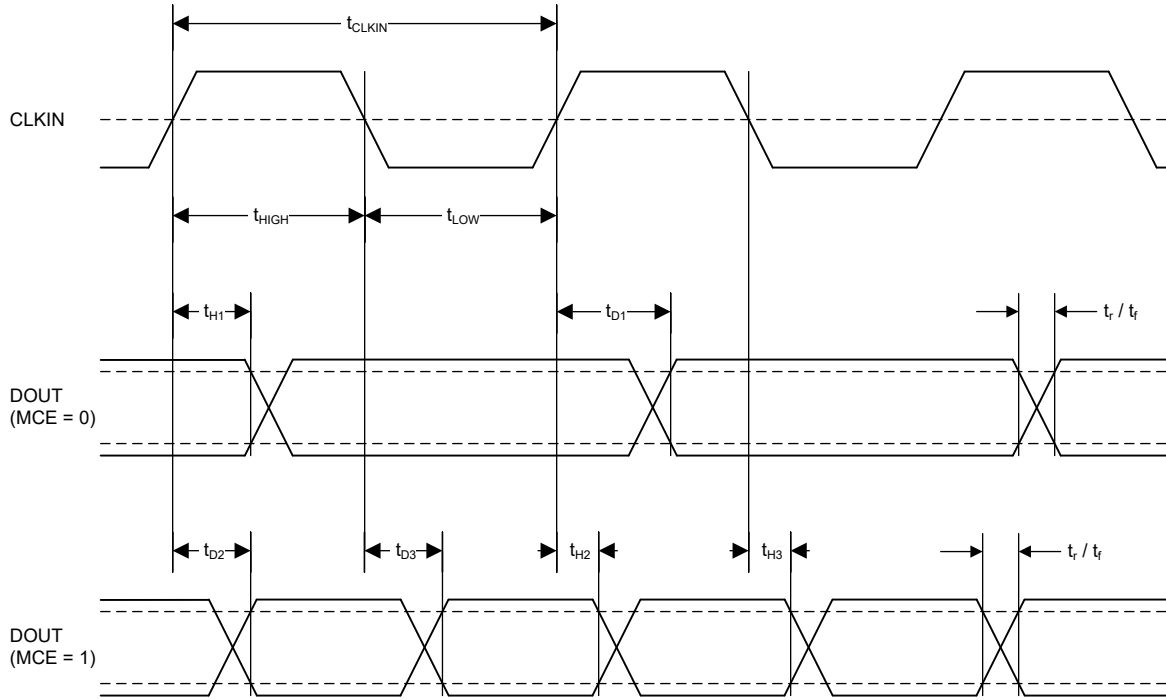


図 3-4. AMC1035 デジタル インターフェイス

AMC1035 は F28379D の SDFM モジュールに接続します。CLK は AMC1035 の入力ピンであり、100kΩ プルダウン抵抗を経由してグラウンドに接続します。DOUT は出力ピン、R8 は 50Ω のライン終端抵抗、C10 は信号スルーレート制御用のオプションのコンデンサです。

3.2.2 12 ビット SAR ADC

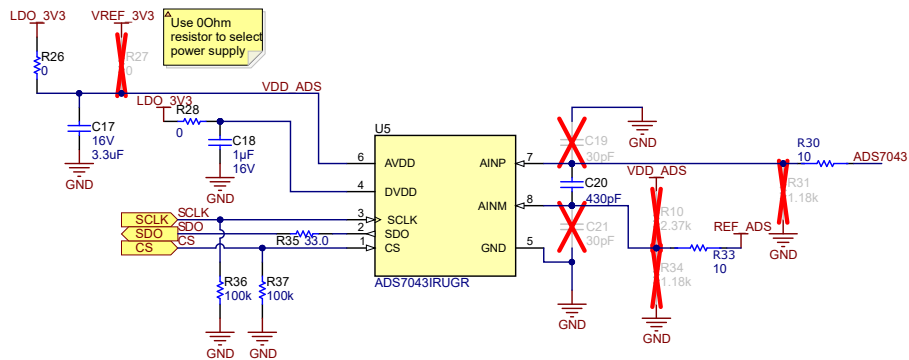


図 3-5. ADS7043 の回路図

3.2.2.1 同相電圧範囲

ADS7043 は疑似差動入力 ADC であり、負の入力電圧範囲は 1.55V~1.75V (3.3V 電源)、正の入力電圧範囲は -0.1V~3.4V です。TMCS1123 の 1.65V の V_{REF} および 0V~3V の V_{OUT} は ADS7043 で許容されるため、抵抗分圧器を追加する必要はありません。

R_{10} および R_{34} は、 V_{REF} が利用できない場合にオプションの分圧抵抗を形成します。 R_{30} および R_{31} は、出力範囲のより高いホール センサを ADC に接続する場合にオプションの分圧抵抗を形成します。 R_{10} 、 R_{31} 、 R_{34} は、デフォルトでは基板に半田付けされていません。

3.2.2.2 入力フィルタ

ADS7043 には、アンチエイリアシング入力フィルタも必要です。図 3-4 で、 R_{30} 、 R_{33} 、 C_{20} が入力フィルタを構成しています。AMC1035 と同様に、式 7 を使って抵抗とコンデンサを計算できます。

$$\frac{1}{2\pi(R_{30} + R_{33})C_{20}} = BW \quad (7)$$

フィルタ帯域幅として 500kHz、差動コンデンサ C_{20} として 430pF を選択すると、 R_{30} および R_{33} は、10 Ω となります。

3.2.2.3 MCU へのインターフェイス

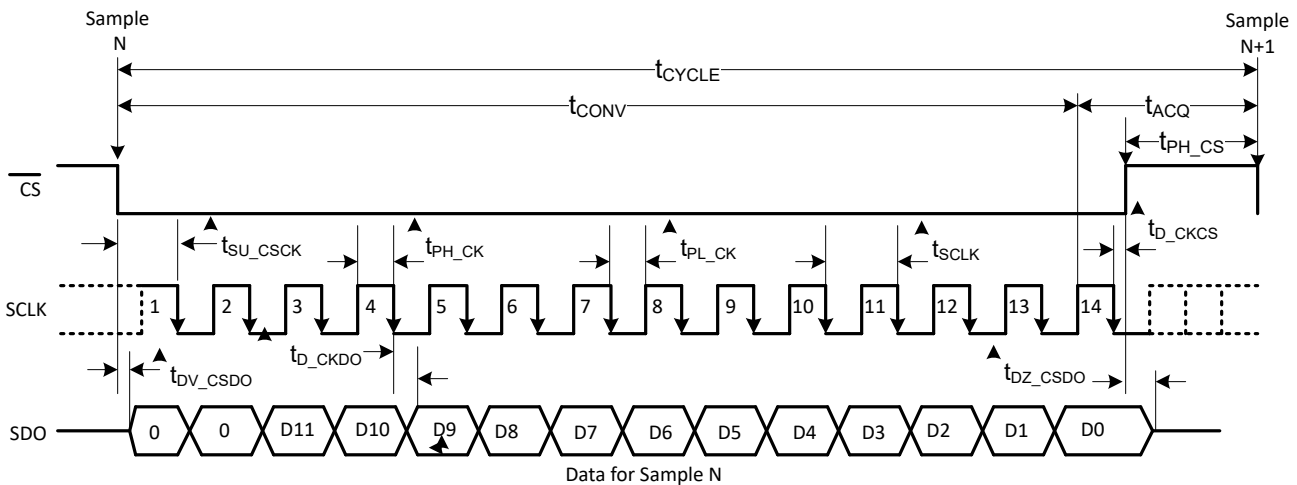


図 3-6. ADS7043 SPI

ADS7043 は、SPI 経由で F28379D に接続されています。SCLK ピンおよび CS ピンが ADS7043 への出力ポートを構成しているので、100k Ω プルダウン抵抗 R_{36} および R_{37} を使用して、フローティングと無効なデータの取得を回避します。SDO は ADS7043 の出力ピンであり、33 Ω の終端抵抗を配置してシグナル インテグリティを実現します。

図 3-6 に、ADS7043 の SPI 波形を示します。SPI 送信のときは、最初に CS がプルダウンされ、送信が開始されます。SDO は、最初の 2 ビットを 0 に設定したデジタル信号を出力し、その後 12 ビットの変換結果を出力します。その後、CS がプルアップされ、送信が停止します。

3.3 電源および基準電圧

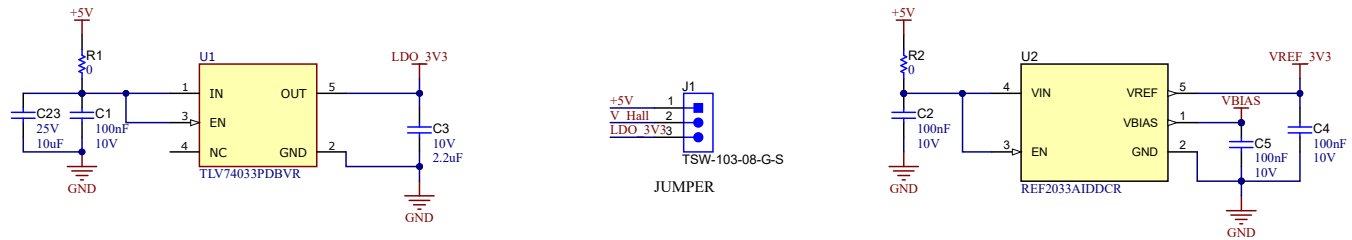


図 3-7. 電源回路図

このデザインでは、TLV74033 および REF2033 を使用して、基板上のデバイスに電力を供給しています。TLV74033 は、最大 5.5V の入力電圧を受け入れて、TMCS1123、ADS7043、AMC1035 の電源用に 3.3V レールを生成します。ノイズ デカップリングのために、2 つの並列コンデンサ C₂₃ (10 μ F) および C₁ (100nF) が必要です。また、安定した動作のために、出力コンデンサ C₃ (2.2 μ F) が必要です。

REF2033 は、外部 5V 電源から電力を供給され、高精度の 3.3V 出力を生成します。この方法は、ADS7043 に電力を供給して、ADC の基準電圧として作用するという選択肢になります。これに対して、ホール センサが基準電圧出力を供給しない場合には、このデバイスを ADS7043 と、AMC1035 の負の入力ピンに接続して、疑似差動入力を形成できます。TLV74033 と同様に、デカップリングのために C₂ (100nF) が必要であり、安定動作のために C₄ および C₅ (100nF) を使用します。

TMCS1123 は、3V~5.5V の電源電圧に対応可能です。このデザインでは、センサの電源として、外部 5V および TLV74033 の 3.3V 出力を使用する設計になっています。J₁ は、ホール センサの電源選択に使用します。

4 ハードウェア、ソフトウェア、テスト要件、テスト結果

4.1 ハードウェア要件

図 4-1 および 図 4-2 に、プリント基板 (PCB) の上面図と底面図、および 主なデバイス、入力電流、MCU とのインターフェイスとなる I/O コネクタ、デザインを構成するためのジャンパの概略を示します。

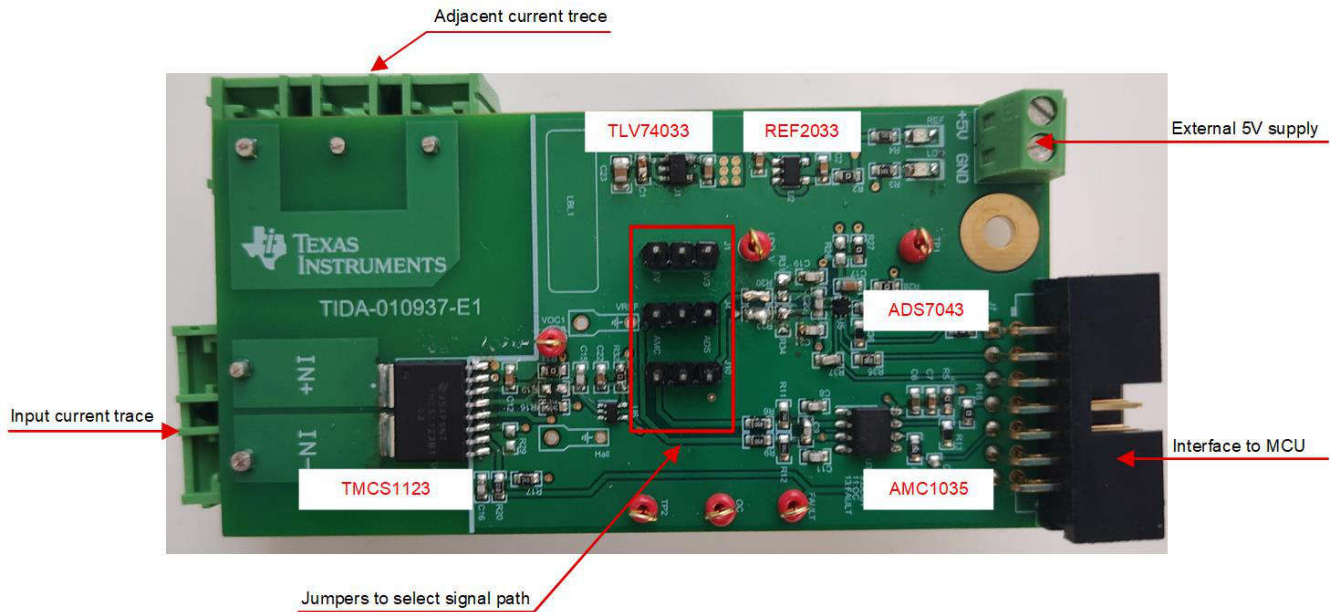


図 4-1. TIDA-010937 PCB の上面図

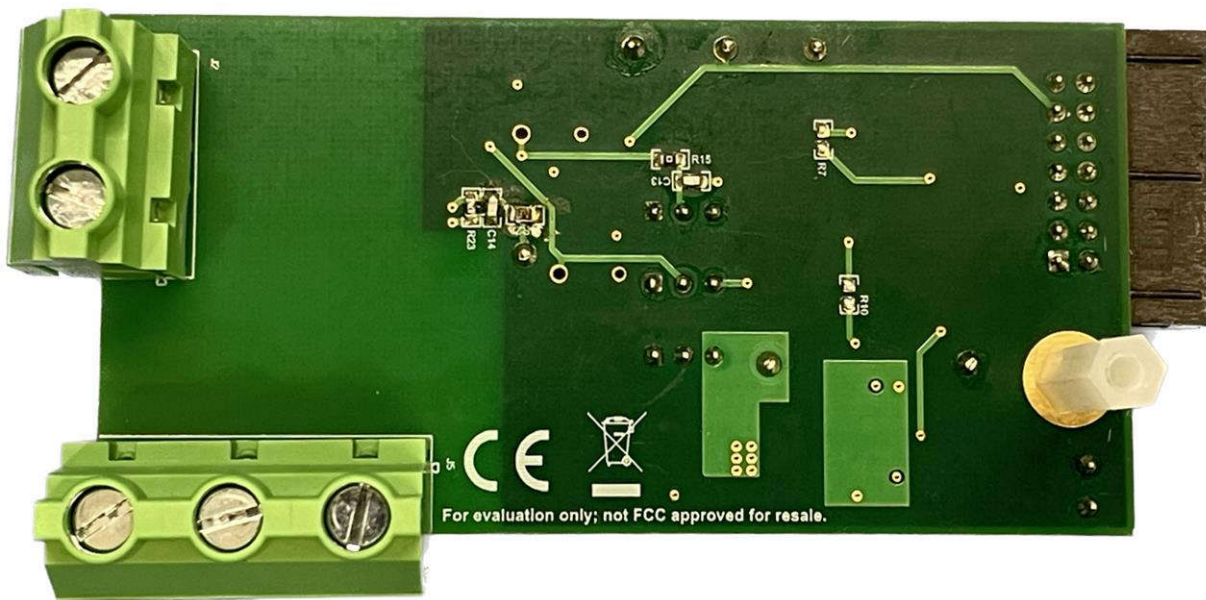


図 4-2. TIDA-010937 PCB の底面図

ヘッダおよびデフォルトのジャンパ設定については、[表 4-1](#) および [表 4-2](#) で説明します。

表 4-1. デフォルトの抵抗およびジャンパ設定

ヘッダ、抵抗	ジャンパ、抵抗の設定
J1	3.3V 電源に接続
J4	ADS7043 に接続
J10	ADS7043 に接続
R26, R27	R27 を実装して、REF2033 からの 3.3V 電源供給を選択

表 4-2. ホスト MCU インターフェイス J7

ヘッダ	信号	I/O
J7-1	ADS7043 への SCLK	3.3V 入力
J7-3	ADS7043 からの SDO	3.3V 出力
J7-5	ADS7043 への CS	3.3V 入力
J7-7	AMC1035 への CLK	3.3V 入力
J7-9	AMC1035 からの DOUT	3.3V 出力
J7-11	TMCS1123 からの OC	3.3V 出力
J7-13	TMCS1123 からの FAULT	3.3V 出力

4.2 ソフトウェア要件

TI 社内テストソフトウェアは、TMS320F28379D デバイス用の TIDA-010937 デザインを検証するために開発されました。対応する LaunchPad™ 開発キットを使用しました。このソフトウェアは、一般向けには提供していません。C2000 ソフトウェアのサポートについては、[C2000™ 向けモーター制御ソフトウェア開発キット \(SDK\)](#) および [C2000™ マイクロコントローラの TI E2E™ 設計サポート](#) フォーラムを参照してください。

4.3 テスト設定

このリファレンス デザインのテストに使用した試験装置を 表 4-3 に示します。図 4-3 にテスト設定を示します。

表 4-3. 試験装置

試験装置	部品番号
高速オシロスコープ	MSO4104B
シングルエンド プローブ	P2220
電流プローブ	CP8030H
DC 電源	GPS-4303C
高電圧 DC 電源	6260-600
DC 電子負荷	IT8501
信号ジェネレータ	AFG3252
マルチメータ	34401A
恒温槽	VT4002
サーマル カメラ	TIS55

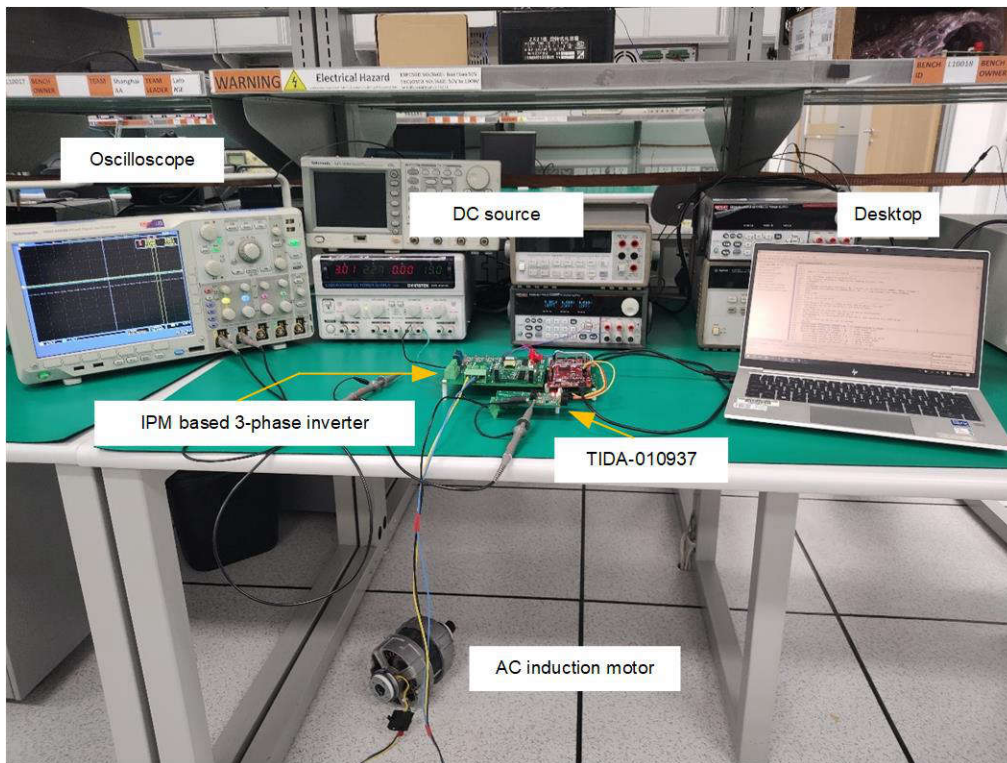


図 4-3. テスト設定

4.3.1 注意事項

このリファレンス デザインは、3 相インバータ向けに TMCS1123 を使用した強化絶縁型同相電流センシングです。入力同相電圧は 600V_{DC} (最大値) です。したがって、PCB は 60V_{DC} および 25V_{AC} を超える電圧にさらされるため、テスト中は細心の注意を払う必要があります。

このリファレンス デザインは、テキサス・インスツルメンツの技術をラボ空間内で評価するためにのみ作られており、高電圧を取り扱う資格を持つ専門技術者が使用することを想定しています。ユーザーは、高電圧に関する適切な安全上の注意事項がテスト前およびテスト中に守られていることを確認する必要があります。電源を入れている間、露出した端子 (高電圧かどうかにかかわらず) に直接触れないでください。本リファレンス デザインの電源をオフにし、本リファレンス デザインに電力が供給されていない間に、すべての接続を行う必要があります。約 25°C の室温での動作中であっても、一部の部

品と PCB 表面の特定の部分が 100°C よりも高い温度に達する可能性があります。PCB には高温警告のシンボルが表示されています。やけどの原因になることがあるので、PCB に触れないでください。PCB の電源を切った後、PCB の温度が下がるまでしばらく待ってから、基板を取り扱ってください。

警告


危険！高電圧。通電中の電線に基板を接続している場合、感電の危険性があります。この基板は、高電圧を扱う資格のある専門家のみが注意して取り扱う必要があります。安全のため、過電圧および過電流保護機能付きの絶縁された試験装置の使用を強く推奨します。

警告


表面は高温！触れるとやけどの原因になることがあります。触れないでください！

警告


基板の電源を入れたままその場を離れないでください。

4.4 テスト結果

4.4.1 DC 性能

DC 性能テストでは、2000 MCU と Sinc³ OSR64 フィルタを備えた SAR ADC ADS7043 またはデルタシグマ変調器 AMC1035 を使用して、実効出力ノイズの性能に重点を置いています。このテストでは、A/D 変換後の TMCS1123B1 および TMCS1123B3 バージョンの実効出力ノイズを測定し、ENOB を計算します。TMCS1123B1 の場合、フルスケール範囲は ±66A、TMCS1123B3 の場合、フルスケール範囲は ±22A です。

4.4.1.1 AD 変換後の出力電圧ノイズおよび ENOB

0A の電流で DC ノイズ測定を行います。ADS7043 と AMC1035 を使用して TMCS1123 の出力電圧を 10kHz でサンプリングした後、サンプリングされた電圧を実効入力電流に合わせてスケールリングします。図 4-4～図 4-7 に、TMCS1123 での A/D 変換後の実効出力ノイズを示します。デルタシグマ変調器 AMC1035 の実効出力ノイズは小さくなります。Sinc³ OSR 64 フィルタのカットオフ周波数は 80kHz であり、SAR ADC に比べてノイズフロアを低減できるからです。

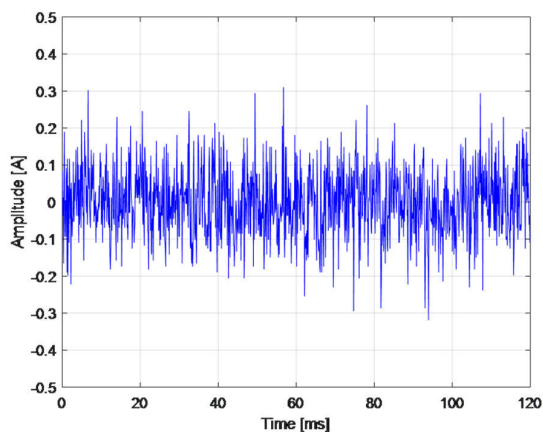


図 4-4. 0A 入力での TMCS1123B3 実効ノイズ、A/D 変換後 (ADS7043)

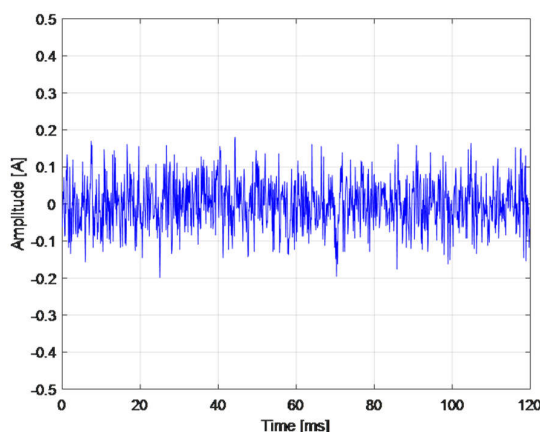


図 4-5. 0A 入力での TMCS1123B3 実効ノイズ、A/D 変換後 (AMC1035、Sinc³ OSR64)

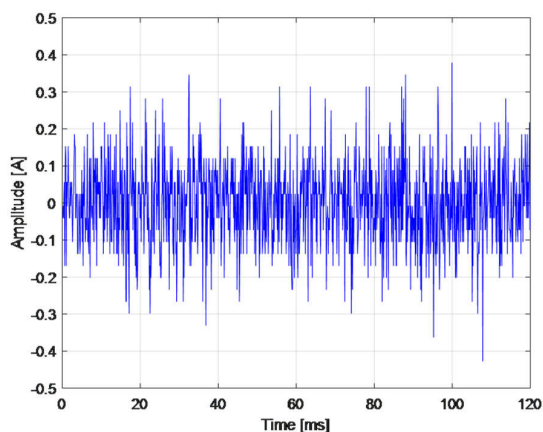


図 4-6. 0A 入力での TMCS1123B1 実効ノイズ、A/D 変換後 (ADS7043)

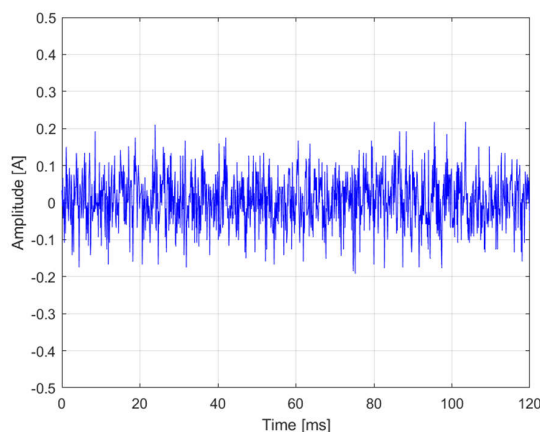


図 4-7. 0A 入力での TMCS1123B1 実効ノイズ、A/D 変換後 (AMC1035、Sinc³ OSR64)

ノイズの二乗平均平方根 (RMS) 値によって ENOB を計算します。結果を [表 4-4](#) に示します。

ADS7043 を使用した場合の TMCS1123B3 と TMCS1123B1 のノイズ結果を比較します。B1 バージョンの入力ノイズ RMS は 110.13mA であり、B3 バージョンよりも 20% 大きくなりますが、B1 バージョンのフルスケール範囲は 3 倍大きいので、B1 の ENOB は 8.93 ビットであり、B3 バージョンの ENOB よりも 1.4 ビット大きくなります。

ADS7043 と AMC1035 の結果を比較します。Sinc フィルタを使用すると、B1 と B3 の両方のバージョンでノイズを大幅に低減できます。TMCS1123B1 および AMC1035 を使用する場合、64 倍の OSR Sinc³ フィルタにより、ADS7043 の結果と比較して 38% のノイズを低減し、ENOB は 0.7 ビット大きくなります。

表 4-4. ENOB テスト結果

デバイス	TMCS1123B3 (±22A)		TMCS1123B1 (±66A)	
	ADS7043	AMC1035 Sinc ³ OSR = 64	ADS7043	AMC1035 Sinc ³ OSR = 64
出力ノイズ RMS/mA	91	64	105	68
SNR /dB	48	51	56	60
ENOB (DC) /ビット	7.6	8.1	9.0	9.7

4.4.1.2 直線性と温度ドリフト

実際のシステムでは、周囲温度は通常大きく変化します。センサのゲインとオフセットも温度とともに変化するため、測定誤差が増加します。テスト精度を向上させるには、キャリブレーションが必要です。このセクションでは、ドリフトテストは 25°C および 85°C で実行し、キャリブレーションは 25°C でテストデータのみに基づいて実行します。

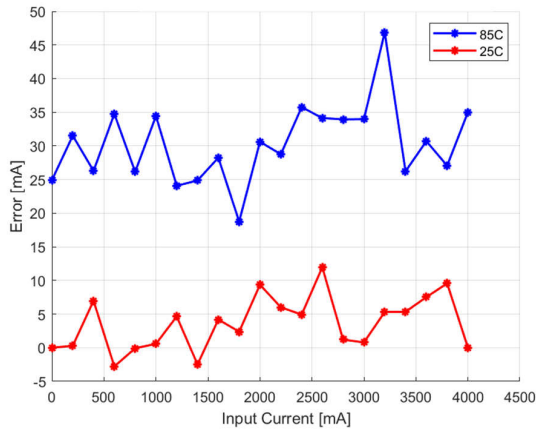


図 4-8. 25°C でキャリブレーションした直線性誤差

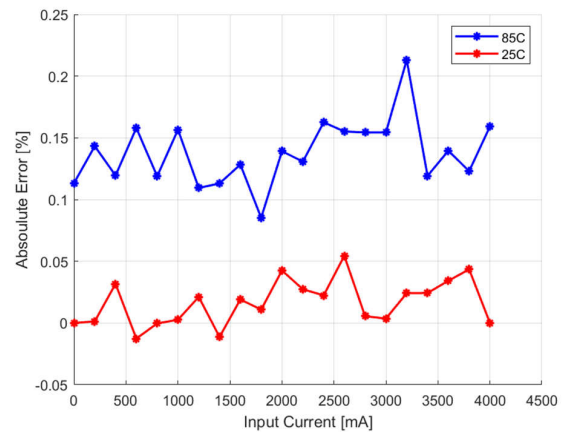


図 4-9. 25°C でキャリブレーションした絶対誤差

各テストポイントで 1200 のサンプルが記録され、平均化によってノイズの影響をフィルタリングします。25°C では、キャリブレーション後の最大直線性誤差は 12mA であり、絶対誤差は 0.058% です。温度が 85°C まで上昇すると、オフセットは 27mA に増加します。較正後の最大誤差は 46.9mA であり、これは絶対誤差 0.23% を意味します。オフセットのドリフトは、式 8 を使って計算できます。

$$\text{offset drift} = \frac{\Delta \text{offset}}{\Delta T} = \frac{27\text{mA} \times 75\text{mV/A}}{60^\circ\text{C}} = 33.7\mu\text{V}/^\circ\text{C} \quad (8)$$

オフセットのドリフトは、データシートの最大値 (35μV/°C) に近くなっています。これは、テスト対象のチップがエンジニアリング サンプルであり、単一温度ポイントでトリミングされているためです。量産デバイスは、複数の温度ポイントでトリミングされているので、ドリフト性能が大幅に向上しています。

4.4.2 AC 性能

AC 性能テストは、入力電流が小さい場合の SNR、および入力電流と出力電圧間のレイテンシに重点を置いています。これらの項目をテストするために、OPA541 を使用した電圧 / 電流コンバータを製作し、信号ジェネレータで電流波形を生成します。SNR テストでは、50Hz、1.5A ピークの正弦波電流を生成します。レイテンシテストでは、10kHz、3A ピークの方形波電流を生成します。図 4-10 に、テスト構成のブロック図を示します。

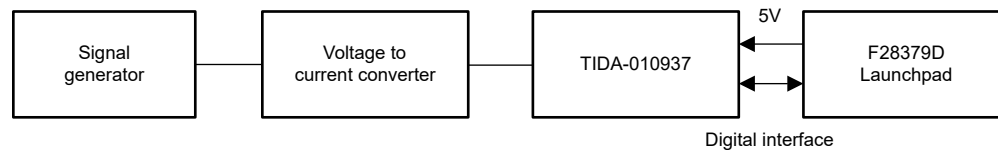


図 4-10. AC 性能テストの構成

4.4.2.1 SNR の測定

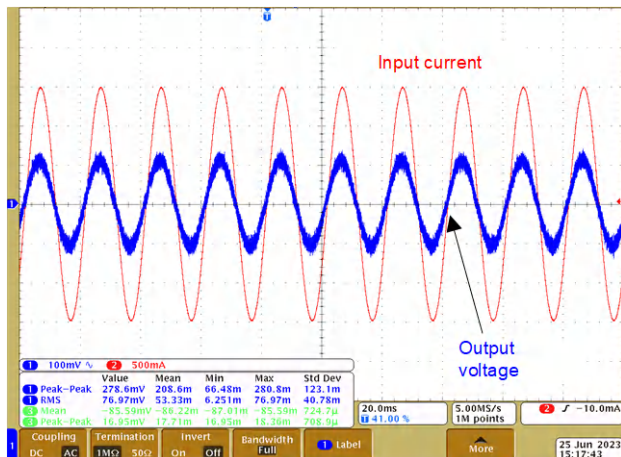


図 4-11. 入力電流および出力電圧波形 (B3 バージョン)

信号ジェネレータの出力を調整することにより、パワー アンプ ボードは 1.5A、50Hz の正弦波電流を出力し、その電流を TMCS1123 に注入します。図 4-11 で、赤の曲線は入力電流の波形、青の曲線は TMCS1123 の出力電圧を示しています。

正弦波入力電流が 1.5A のとき、実効信号対雑音比の測定値は、約 23.6dB でした。フルスケールレンジが $\pm 22A$ であることを考慮すると、SNR は約 47dB、ENOB は 7.5 ビットです。AMC1035 と Sinc³ OSR 64 フィルタ (カットオフ周波数 80kHz) を使用した測定では、SAR ADS7043 を使用した結果に比べて SNR が 2.6dB 大きく、ENOB は 0.4 ビット大きくなっています。B1 バージョンはフルスケール範囲が大きいため、B3 バージョンよりも ENOB が 1.1 ビット大きくなっていますが、TMCS1123 の入力ノイズ密度はほぼ同じです。

表 4-5. 小さい入力電流での SNR および ENOB テスト

デバイス	TMCS1123B3 ($\pm 22A$)		TMCS1123B1 ($\pm 66A$)	
	ADS7043	AMC1035 Sinc ³ OSR=64	ADS7043	AMC1035 Sinc ³ OSR=64
1.5A での SNR /dB	23.6	26.3	20.5	24.1
FSR での SNR /dB	47.0	49.6	53.4	57.0
ENOB (AC) ビット	7.5	7.9	8.6	9.2

4.4.2.2 レイテンシ テスト

レイテンシはドライブ システムの重要なパラメータです。実際の相電流とサンプリングされた電流との間の遅延は、電流ループの帯域幅に影響を及ぼし、さらにはシステムの応答時間と安定性にも影響を及ぼします。TMCS1123 の入力電流と出力電圧をわかりやすく示すために、10kHz、3A の方形波電流を TIDA-010937 に注入します。オシロスコープの連続モードを使って、50% 入力と 50% 出力の間の遅延をキャプチャします。

入力電流 50% から出力電圧 50% までのレイテンシを 図 4-12 に示します。グラフが示す値は 300ns となっています。電流プローブと電圧プローブの帯域幅の不一致によって、レイテンシが約 200ns オフセットしているため、TMCS1123 のレイテンシ合計は約 500ns です。

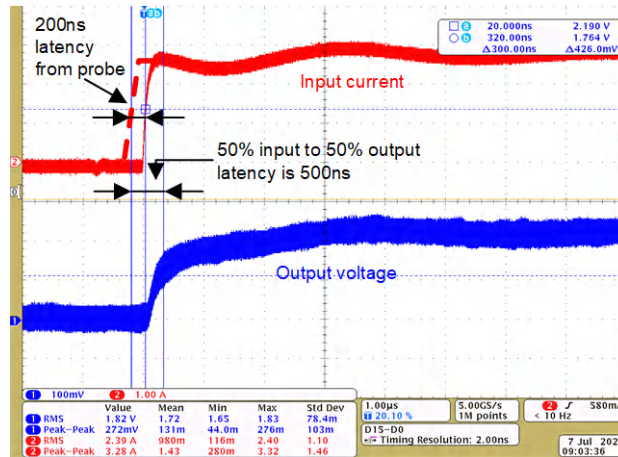


図 4-12. TMCS1123 の入力電流とそれに対応する出力電圧

4.4.3 PWM 除去

IGBT ベースの 3 相インバータを使用する場合、PWM スwitchング時に相電流に最大 10kV/μs という大きな同相電圧過渡が発生し、電流センサの精度に影響を及ぼす可能性があります。このため、同相過渡耐性 (CMTI) とも呼ばれる PWM 除去は、正確な電流測定を行うための重要なパラメータです。TMCS1123 の PWM 除去をテストするために、320V_{DC} バスの 3 相インバータ (TIDA-010025)、および AC モーターを使用しました。TIDA-010937 の TMCS1123 は 3 相インバータの U 相に接続し、C200 MCU 上のソフトウェアは、1200 PWM 周期にわたって ADS7043 データコンバータで相電流をサンプリングするように構成しました。このとき、新しい PWM サイクルごとにシステム オン チップ (SoC) を 60ns ステップで増加させて、ADC の変換開始時間を PWM サイクルの開始から PWM サイクルの終了まで連続的に変化させます。その結果、1 つの PWM 周期にわたって 16MHz サンプリングしたのと等価な電流測定値が得られます。1200 PWM 周期 (10kHz PWM 周期) にわたって電流が変化しないように、3A DC の電流を印加しました。図 4-13 にテスト構成を示します。

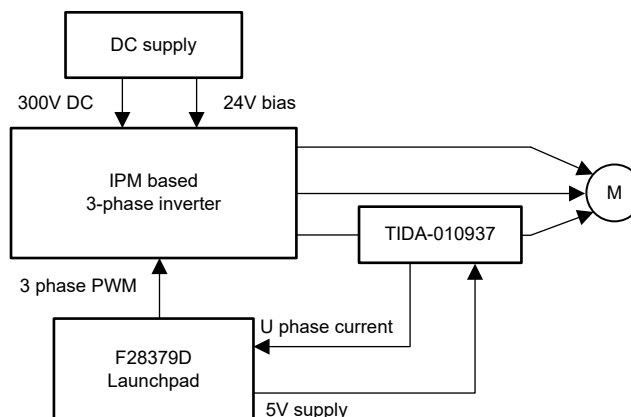


図 4-13. TMCS1123 の PWM 除去テスト構成

図 4-14 で、青の曲線は出力電圧のオシロスコープ波形、赤の曲線は電流プローブで測定した TMCS1123 の入力電流です。TIDA-010025 は 3A の平均 DC 電流を出力します。小さい過渡ノイズ スパイクは、オシロスコープが IGBT インバータの PWM スイッチングに敏感に反応することによるものです。

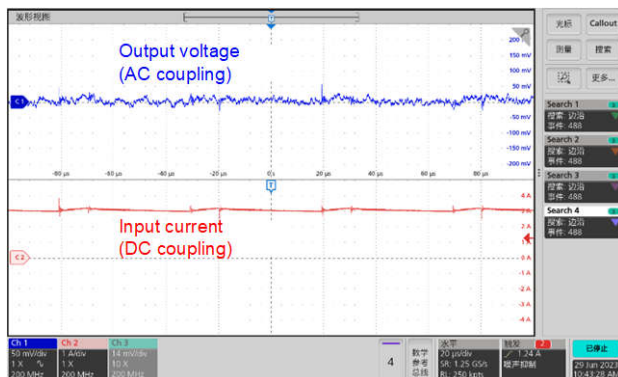


図 4-14. TMCS1123 の出力電圧および入力電流のオシロスコープ測定

図 4-15 に、相電流の測定値を示します (青は、前述のように ADS7043 SAR ADC を使用しています)。青の曲線は、前述のように ADS7043 のトリガ時間を使用して測定した U 相電流の波形 (16MHz 等価サンプルレート) であり、赤の曲線は U 相電圧の波形です。PWM スイッチング時に TMCS1123 出力にリンギングは発生していません。このように、TMCS1123 は PWM スイッチング時にも高い精度を維持します。

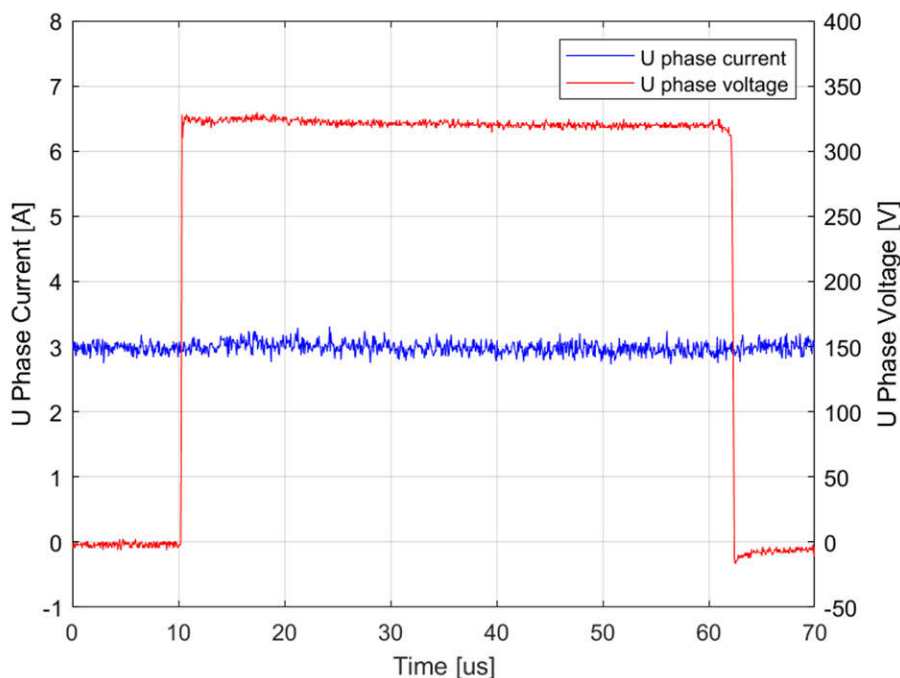


図 4-15. 時間トリガ ADS7043 ADC を使用してサンプリングした 1 つの PWM サイクルにわたる TMCS1123 電流

4.4.4 過電流応答

大電流パルスを生成するために、GaN ベースのハーフブリッジ回路 LMG3422EVM を使用します。図 4-16 に、テスト構成の概要を示します。

LMG3422EVM は、ドライバと保護機能を内蔵した LMG3422 600V GaN 電界効果トランジスタ (FET) を 2 個使ったハーフブリッジ構成を採用しており、必要なバイアス回路と、ロジックまたは電力のレベルシフト機能を備えています。GaN ハーフブリッジは、高スルーレートの出力電圧パルスを生成します。また、電流制限抵抗を使用して出力電流のピーク値を設定します。

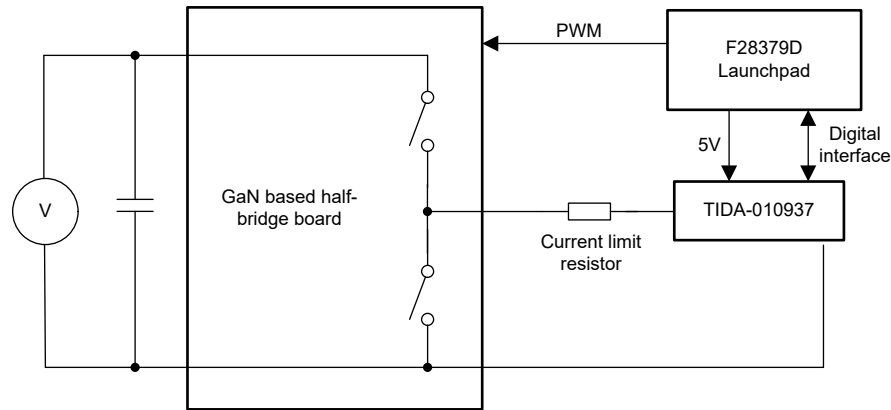


図 4-16. 過電流応答テスト構成

OC スレッシュホールドを検証するために、DC バス電圧を調整して、必要なピーク電流を TMCS1123 に注入します。図 4-17 および 図 4-18 に結果を示します。信号 V_{OUT} は、TMCS1123 ホール センサのアナログ出力電圧です。 V_{OC} はアナログ入力であり、過電流スレッシュホールドを 37A に設定します。OC はアクティブ LOW のデジタル出力で、過電流が検出されると LOW になります。ピーク電流が 36.8A のとき OC はトリガされず、電流が 37.2A に増加すると OC がトリガされるので、スレッシュホールドは約 37A です。

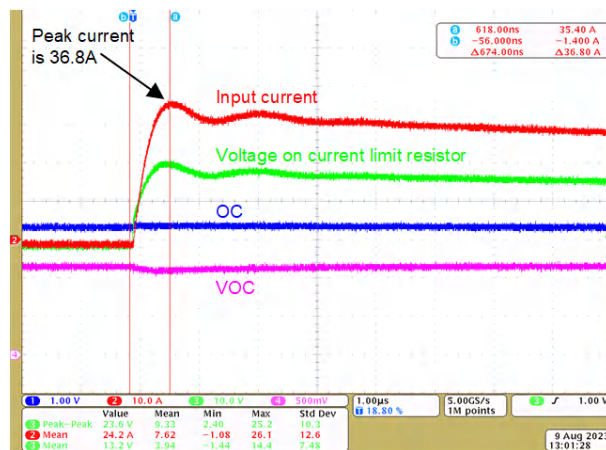


図 4-17. OC スレッシュホールドの確認 (ピーク電流 = 36.8A)

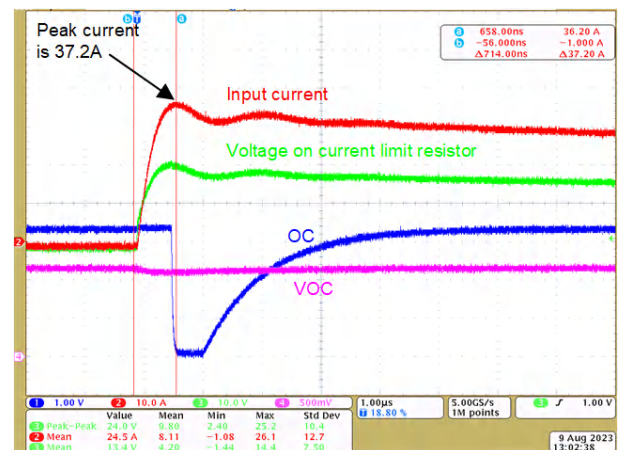


図 4-18. OC スレッシュホールドの確認 (ピーク電流 = 37.2A)

次に、ピーク電流を連続的に増加させて OC 波形を観測します。図 4-19 で、ピーク電流は 37.2A であり、電流が 36.8A に達したとき OC がトリガされます。図 4-20 で、ピーク電流は 57.6A であり、電流が 37.2A に達したとき OC がトリガされます。電流の立ち上がり時に、 V_{OC} が 1.2V から 1.16V にわずかに低下します。これは、理論上のスレッシュホールドが 40A から 38.7A に低下することを意味します。実際のスレッシュホールドは 37A であり、データシートのスレッシュホールドの許容範囲内です。このテストは、TMCS1123 の過電流応答時間が非常に短く、電流がスレッシュホールドに達するとすぐに OC がトリガされることを示しています。

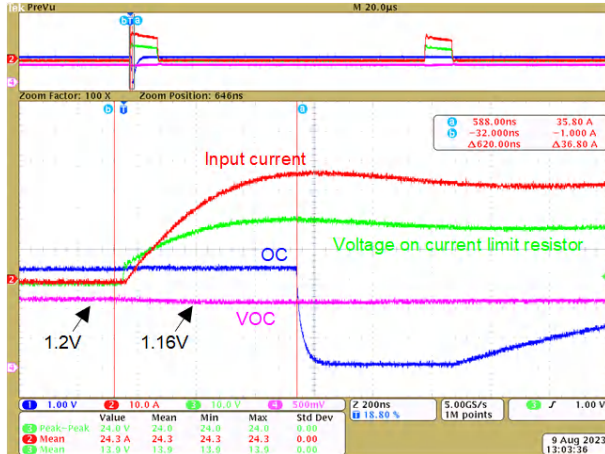


図 4-19. OC 応答テスト (ピーク電流 = 37.2A)

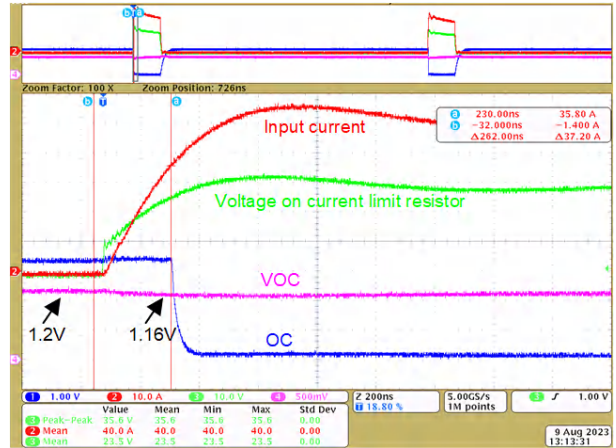


図 4-20. OC 応答テスト (ピーク電流 = 57.6A)

OC イベント後の TMCS1123 出力電圧の動作を観測します。結果を図 4-21 に示します。 V_{OUT} は、OC イベントの後 68ns で低下を開始します。

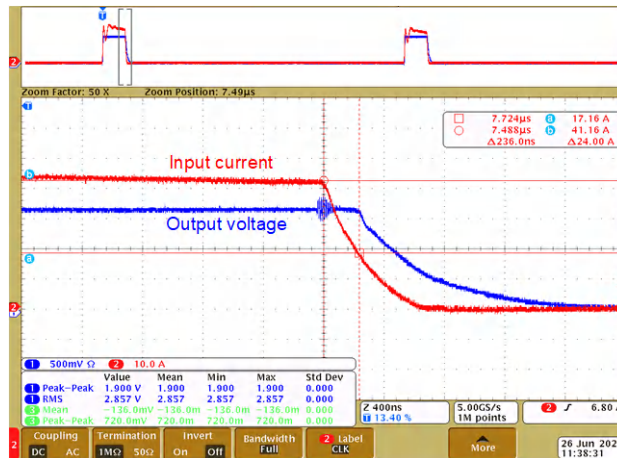


図 4-21. OC イベント後の V_{OUT} 復帰時間

4.4.5 隣接電流除去

隣接電流除去テストについては、テスト構成は OC 応答テストと同様です。詳細については、[セクション 4.4.4](#) を参照してください。唯一の違いは、[図 4-22](#) に示す隣接パターンに 40A の電流パルスを入力して、磁界干渉をシミュレートすることです。

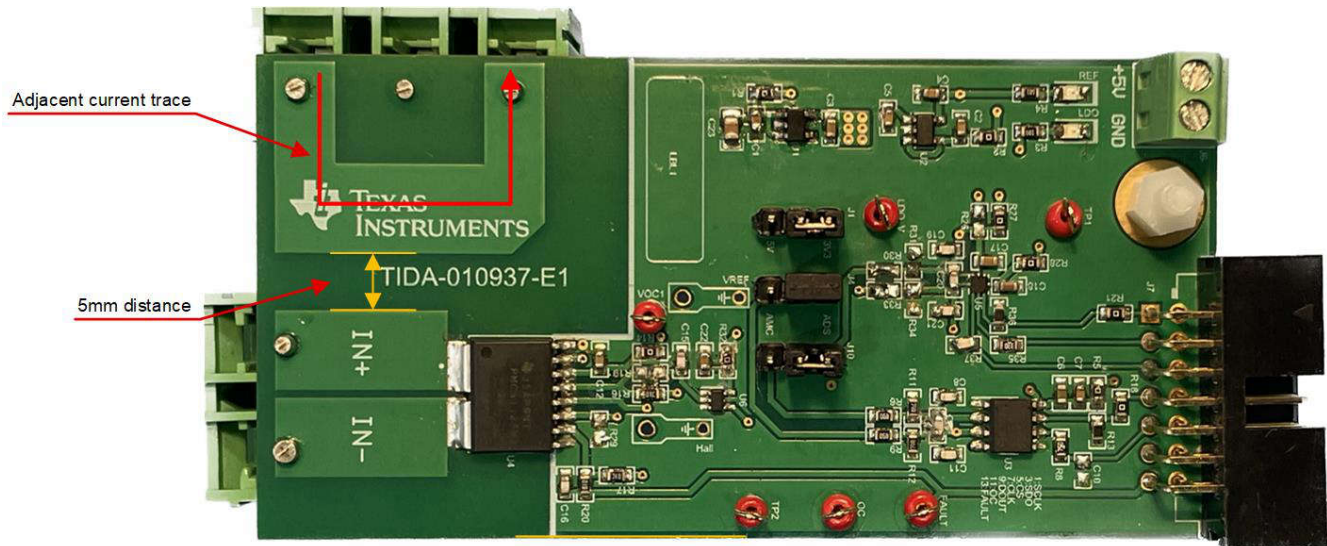


図 4-22. 隣接電流トレース

[図 4-23](#) によれば、40A ピーク入力隣接電流は出力電圧に影響を与えません。隣接電流の立ち上がりおよび立ち下がりエッジで、出力電圧への大きな変動はありません。出力電圧は、TMCS1123 の出力ノイズによって決まります。

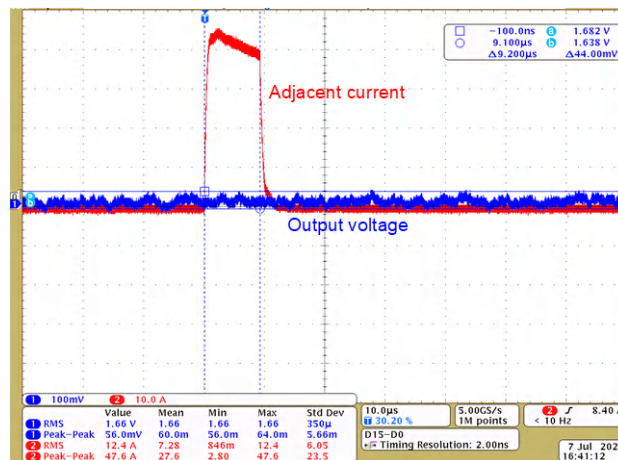


図 4-23. 隣接電流および出力電圧

4.4.6 電源除去比

通常、電源ノイズによりホール センサの出力電圧に追加のノイズが発生し、センサの精度が低下します。電源除去比 (PSRR) は、ホールセンサにとって重要なパラメータです。PSRR テストでは、300mV、100kHz のピークツーピークリップを TMCS1123 の電源電圧に注入します。TMCS1123 の出力電圧リップルは、電源リップルを除去する能力を示しています。このテストでは、DC 電源および信号ジェネレータを使用してこのリップルを生成します。図 4-24 にブロック図を示します。

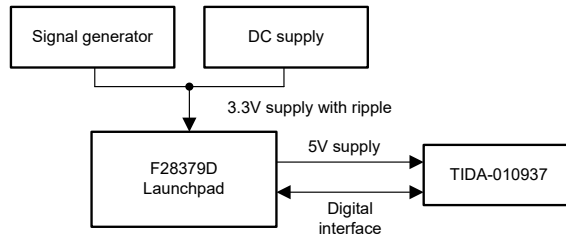


図 4-24. PSRR テスト設定

図 4-25 で紫の曲線は、注入された電圧リップルであり、ピークツーピーク値 320mV、周波数 100kHz です。このオシロスコープ波形は、TMCS1123 の基準電圧 V_{REF} と出力電圧 V_{OUT} の両方に同じ周波数リップルがあることを示しています。 V_{REF} および V_{OUT} を 100ms にわたって記録し、波形のピークツーピーク値を 100ms 測定し、その値を電源リップルがない状況の結果と比較します。

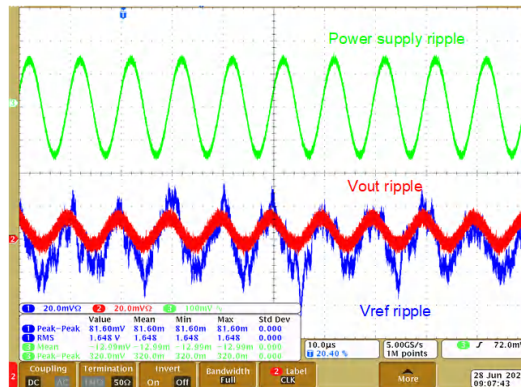


図 4-25. 電源リップル、基準電圧、出力電圧の波形

図 4-26 および 図 4-27 に結果を示します。

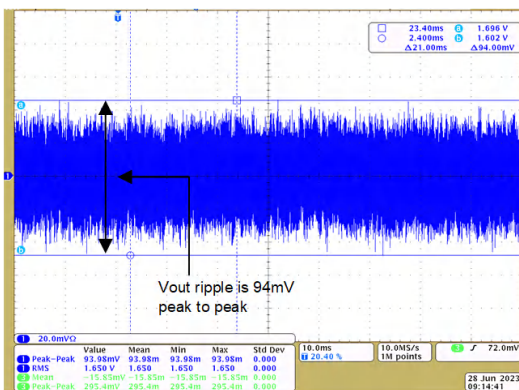


図 4-26. 電源電圧リップルが大きい場合の TMCS1123 出力電圧と GND との関係

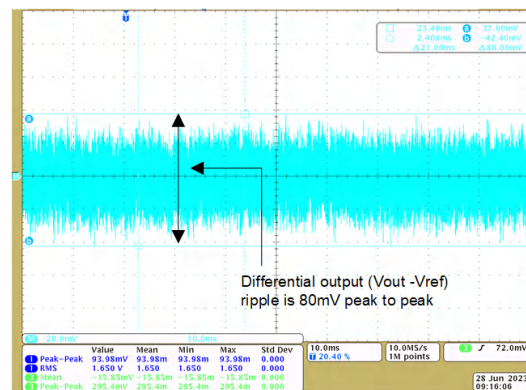


図 4-27. 電源電圧リップルが大きい場合の TMCS1123 出力電圧と V_{REF} との関係

電源リップルを付加した場合、 V_{OUT} のリップルは 94mV_{PP} 、差動出力電圧 $V_{OUT} - V_{REF}$ のリップルは 80mV です。TMCS1123 で差動出力を使用すると、電源リップルによって発生する出力ノイズを低減し、測定精度を向上させるのに役立ちます。

図 4-28～図 4-31 に、ADS7043 および AMC1035 のサンプリング データを示します。

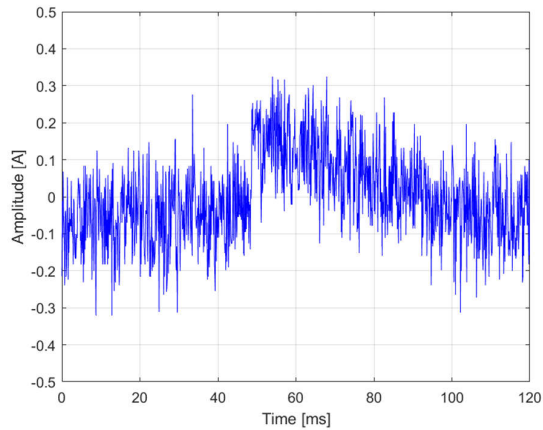


図 4-28. 電源電圧リップルがある場合の出力ノイズ (ADS7043 による 10kHz でのサンプリング)

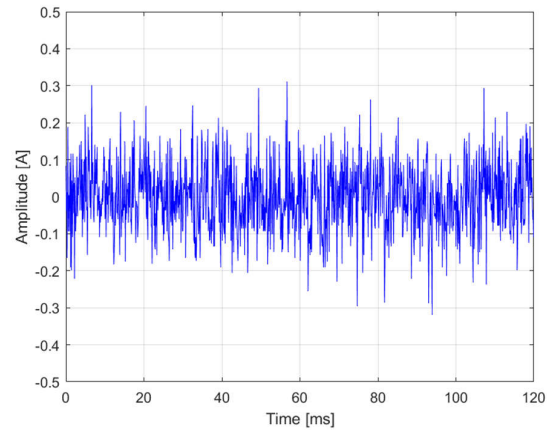


図 4-29. 電源電圧リップルがない場合の出力ノイズ (ADS7043 による 10kHz でのサンプリング)

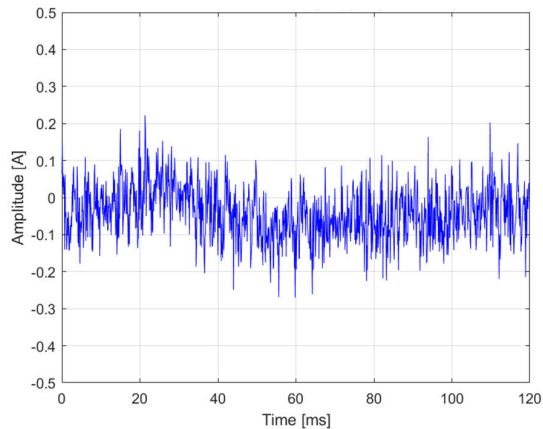


図 4-30. 電源電圧リップルがある場合の出力ノイズ (AMC1035 による 10kHz でのサンプリング)

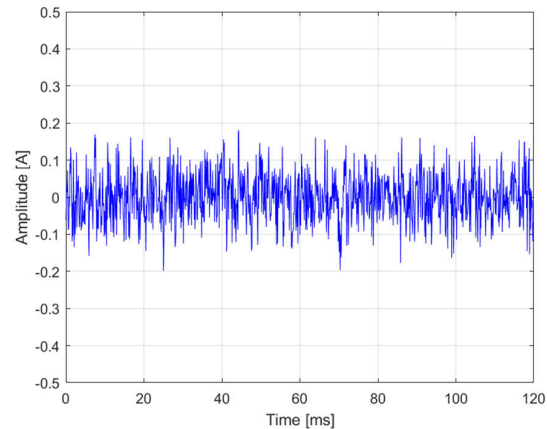


図 4-31. 電源電圧リップルがない場合の出力ノイズ (AMC1035 による 10kHz でのサンプリング)

ADS7043 の場合、ピークツーピーク ノイズは約 600mA 、AMC1035 の場合、約 450mA です。これらの結果は、[セクション 4.4.1.1](#) の DC ノイズテスト結果と一致しています。デルタシグマ変調器を使用すると、電源リップルによる影響をさらに低減できます。

この結果には、信号周波数 (100kHz) がサンプリング周波数 (10kHz) よりも高いことによるスペクトル エイリアシングが現れています。

4.4.7 デジタル インターフェイス

ADS7043 では、データ転送に SPI プロトコルを使用します。デジタル インターフェイス波形を 図 4-32 に示します。CS をプルダウンすると、フレーム転送が開始されます。MCU によって 10MHz クロック信号が生成されます。次に、ADS743 は最初に 0 を 2 ビット送信した後、12 ビットの変換結果を送信します。すべての信号は、TIDA-010937 の出力コネクタで測定しています。



図 4-32. ADS7043 デジタル インターフェイスのタイミング

図 4-33 に、AMC1035 デジタルインターフェイスの波形を示します。このリファレンス デザインでは、F28379D が連続的に 20MHz クロック信号を供給します。差動入力信号が 0V のとき、AMC1035 は、50% の期間が HIGH、50% の期間が LOW である 1 と 0 のストリームを出力します。すべての信号は、TIDA-010937 の出力コネクタ J7 で測定しています。

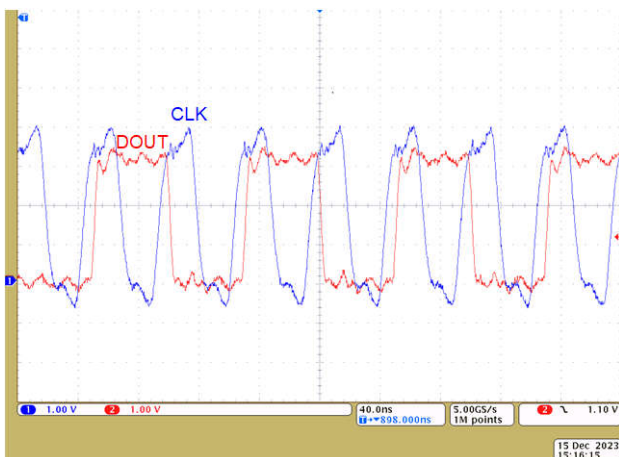


図 4-33. AMC1035 デジタル インターフェイスのタイミング

5 他社デバイスとの性能比較

TIDA-010937 ボードに基づいて、他社のホール センサ電流を分析しました。他社のデバイスは TMCS1123B3 とピン互換ですが、帯域幅はわずか 120kHz であり、線形測定範囲は $\pm 15A$ です。このセクションでは、これら 2 つのデバイスの性能分析について詳しく説明します。

5.1 有効ビット数

ノイズ テストの詳細については、[セクション 4.4.1.1](#) を参照してください。DC ENOB については、0A 入力時の等価入力電流ノイズをテストして ENOB を計算します。ADC の変換結果を記録することにより、SNR および ENOB を計算できます。表 5-1 に、テスト結果を示します。

表 5-1. ノイズと DC/AC の ENOB 比較

デバイス		TMCS1123B3		他社のデバイス	
帯域幅		250kHz		120kHz	
フルスケールレンジ		$\pm 22A$		$\pm 18A$	
ADC		ADS7043	AMC1035 Sinc ³ 64OSR	ADS7043	AMC1035 Sinc ³ 64OSR
DC 性能	RMS /mA	91	64	89	66
	SNR /dB	48	51	46	49
	ENOB /ビット	7.6	8.1	7.3	7.8

TMCS1123B3 の線形測定範囲は $\pm 20.7A$ 、フルスケール範囲は $\pm 22A$ です。その線形範囲は、フルスケール範囲の最大 94.1%です。競合他社のデバイスの線形測定範囲は $\pm 15A$ 、フルスケール範囲は $\pm 18A$ です。その線形範囲は、フルスケール範囲の最大 83.3% です。

TMCS1123 の帯域幅 (250kHz) は、競合他社のデバイス (120kHz) より大きくなっていますが、入力電流ノイズはほぼ同じです。つまり、TMCS1123 は、競合他社のデバイスよりもノイズ密度が低くなっています。追加のフィルタ回路を加えると、TMCS1123 の精度をさらに向上させることができます。

5.2 レイテンシ

レイテンシ テストの詳細については、[セクション 4.4.2.2](#) を参照してください。10kHz、3A ピークの方波電流を TIDA-010937 に注入し、50% 入力から 50% 出力までのレイテンシを測定します。図 5-1 および 図 5-2 に、テスト結果を示します。

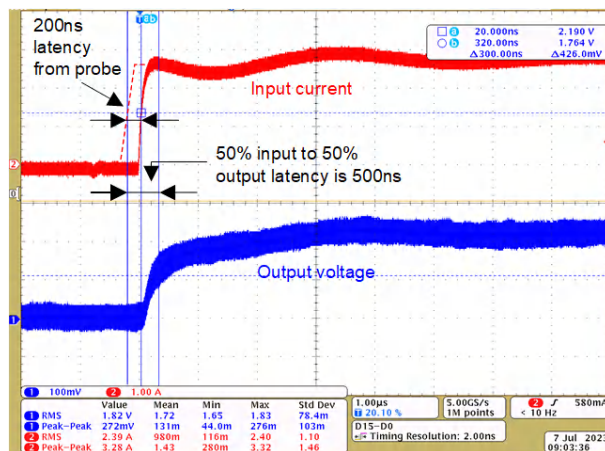


図 5-1. レイテンシ テスト (TMCS1123B3)

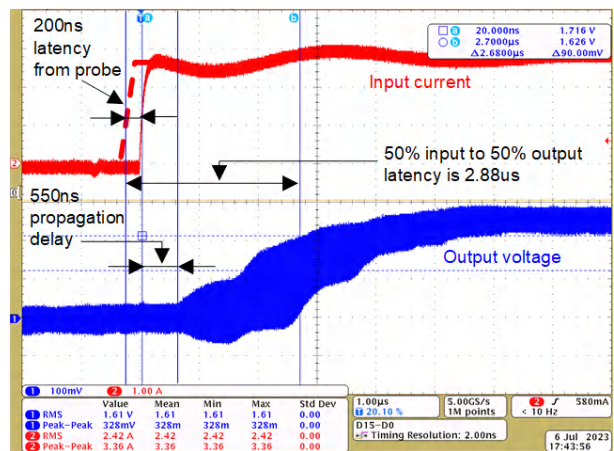


図 5-2. レイテンシ テスト (他社デバイス)

図 5-1 を見ると、TMCS1123 にはレイテンシにおいて大幅に優れていることがわかります。レイテンシがわずか 300ns であるため、高い周波数で電流を検出できるとともに、システムの制御帯域幅には影響を与えません。競合他社のデバイス

の場合、レイテンシは 2 つの部分で構成されています。1 つは最大 550ns の伝搬遅延であり、もう 1 つはゼロから 50% までのレイテンシで、これは約 2.1 μ s です。

また、オシロスコープの連続モードを見れば、他社のデバイスでは、入力電流の立ち上がりエッジで大きなリングングが発生していることがわかります。一方、TMCS1123 の出力電圧はより滑らかであり、di/dt の大きいアプリケーション向けに設計されています。

5.3 PWM 除去

PWM 除去テストの詳細については、[セクション 4.4.3](#) を参照してください。ADC サンプルングポイントの位置を連続して増加させることにより、1 つの PWM サイクル中の電流センサの出力電圧が記録されます。[図 5-3](#) および [図 5-4](#) に、テスト結果を示します。

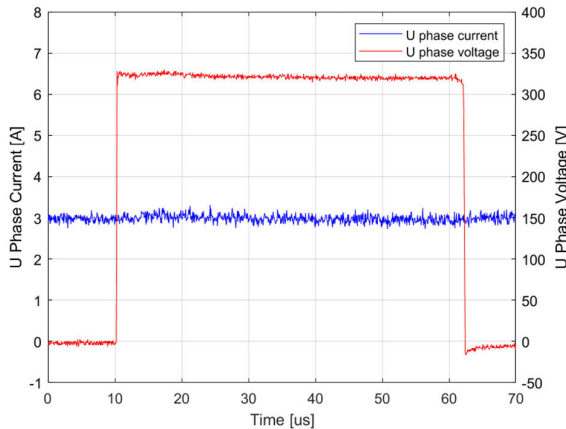


図 5-3. PWM 除去テスト (TMCS1123B1)

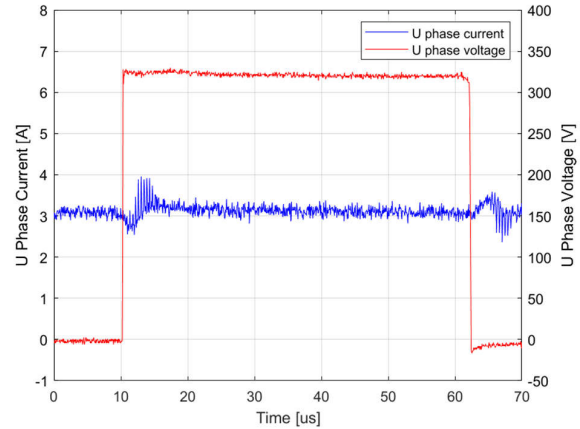


図 5-4. PWM 除去テスト (他社デバイス)

スイッチング時に、競合他社のデバイスは大きなスパイク ノイズを出力しており、これを等価入力電流に換算すると最大 1A になります。一方、TMCS1123 は同相過渡に対する優れた耐性を示しています。CMTI が高いため、特にデューティサイクルが小さい場合に、正確なサンプルング結果が得られます。

6 設計とドキュメントのサポート

6.1 デザイン ファイル

6.1.1 回路図

回路図をダウンロードするには、[TIDA-010937](#) のデザイン ファイルを参照してください。

6.1.2 BOM

部品表 (BOM) をダウンロードするには、[TIDA-010937](#) のデザイン ファイルを参照してください。

6.1.3 PCB レイアウトに関する推奨事項

レイアウトの推奨事項については、『[TMCS1123 高精度 250kHz ホール エフェクト電流センサ、±1.3kV 強化絶縁動作電圧、過電流検出、周囲磁界除去機能搭載](#)』データシートを参照してください。

6.1.3.1 レイアウト プリント

レイアウト プリントをダウンロードするには、[TIDA-010937](#) のデザイン ファイルを参照してください。

6.2 ツールとソフトウェア

ツール

C2000™ Delfino™ MCU 向け F28379D LaunchPad™ 開発キット LAUNCHXL-F28379D は、さまざまなプラグオン BoosterPack プラグイン モジュールと互換性のある TI の MCU LaunchPad™ 開発キット エコシステム の TMS320F2837xD、TMS320F2837xS、TMS320F2807x 製品向けの低コスト評価 / 開発ツールです。LaunchPad 開発キットの拡張バージョンであり、2 個の BoosterPack との接続をサポートしています。LaunchPad 開発キットは、アプリケーション開発にあたって、標準化された使いやすいプラットフォームを提供します。

ソフトウェア

C2000™ 向けモーター制御ソフトウェア開発キット (SDK) C2000™ マイコン (MCU) 用のモーター制御 SDK は、さまざまな 3 相モーター制御アプリケーションで使用するために C2000 リアルタイムコントローラ ベースのモーター制御システムの開発時間を最小限に抑える目的で設計したソフトウェア インフラ、ツール、資料の包括的なセットです。このソフトウェアには、C2000 モーター制御評価モジュール (EVM) で動作するファームウェアと、産業用ドライブ、ロボット、家電製品、車載アプリケーションを対象としたテキサス・インスツルメンツのリファレンス デザインが含まれています。MotorControl SDK は、高性能モーター制御アプリケーションの開発と評価のすべての段階で必要とされるあらゆるリソースを提供します。

6.3 ドキュメントのサポート

1. テキサス・インスツルメンツ、『[TMCS1123 高精度 250kHz ホール エフェクト電流センサ、±1.3kV 強化絶縁動作電圧、過電流検出、周囲磁界除去機能搭載](#)』データシート

6.4 サポート・リソース

テキサス・インスツルメンツ **E2E™ サポート・フォーラム**は、エンジニアが検証済みの回答と設計に関するヒントをエキスパートから迅速かつ直接得ることができる場所です。既存の回答を検索したり、独自の質問をしたりすることで、設計に必要な支援を迅速に得ることができます。

リンクされているコンテンツは、各寄稿者により「現状のまま」提供されるものです。これらはテキサス・インスツルメンツの仕様を構成するものではなく、必ずしもテキサス・インスツルメンツの見解を反映したものではありません。テキサス・インスツルメンツの[使用条件](#)を参照してください。

6.5 商標

C2000™, Sitara™, テキサス・インスツルメンツの™, LaunchPad™, Delfino™, LaunchPad™, and テキサス・インスツルメンツ E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

7 著者について

YUFENG ZHANG は、テキサス・インスツルメンツの産業システム モーター ドライブ チームのシステム エンジニアであり、産業用ドライブ向けリファレンス デザインの仕様策定と開発を担当しています。

MARTIN STAEBLER は、テキサス・インスツルメンツの産業システム モーター ドライブ チームのシニア メンバー テクニカル スタッフであり、産業用ドライブ向けリファレンス デザインの仕様策定と開発を担当しています。

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、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](https://www.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 © 2024, 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