

## Design Guide: TIDA-010950

# 電力レギュレーション機能およびホール効果位置センシング機能搭載、ダンパー/EEV コントローラのリファレンス デザイン



### 概要

このリファレンス デザインでは、ダンパー アクチュエータと電子膨張弁用のデュアル モータードライブ設計を紹介します。複数のモータードライブには、バイポーラ ステッピング モーター ドライバ 1 つと、ブラシレス DC モーター ドライバ 1 つが搭載され、15VDC の電源で動作します。このデザインは、IEC 60335-1 で定義されている低消費電力回路の認定を取得しやすくするための正確な電力制限を行っています。このリファレンス デザインには、バルブまたはダンパーの位置を制御するための 0-10V および 4-20mA 制御インターフェイスと、高精度の位置センシングに使用する TMAG5273 を搭載しています。

### 参照情報

<a href="#">LMR38020</a>	プロダクト フォルダ
<a href="#">TPS62932</a>	プロダクト フォルダ
<a href="#">DRV8316C</a>	プロダクト フォルダ
<a href="#">DRV8428</a>	プロダクト フォルダ
<a href="#">TCAN334</a>	プロダクト フォルダ
<a href="#">ISO1212</a>	プロダクト フォルダ
<a href="#">MSPM0G3507</a>	プロダクト フォルダ
<a href="#">TLV9002</a>	プロダクト フォルダ
<a href="#">TMAG5273</a>	プロダクト フォルダ
<a href="#">TVS1401</a>	プロダクト フォルダ

### デザイン イメージ

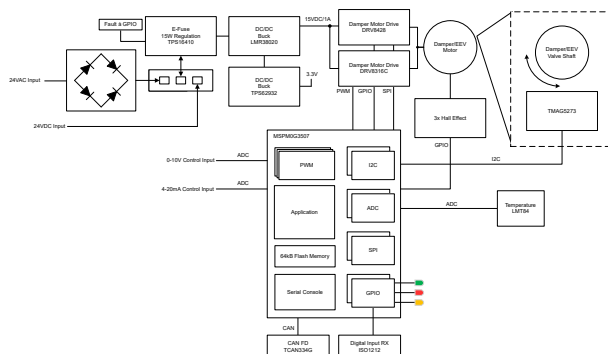


図 1-1. TIDA-010950 のブロック図

TI の TI E2E™ サポート・エキスパートにお問い合わせください。

### 特長

- 24V~40V の電圧範囲で動作
- ブラシレス DC ドライブ - 2 つのハーフブリッジを並列モードで使用する場合に 1.2ARMS
- バイポーラ ステッピングドライブ DRV8847 の効率: >95%
- I2C、SPI を介したマルチデバイス動作によるシングル MCU 制御
- IEC 60335-1 に準拠した低消費電力回路の認定を取得しやすくする高精度電力レギュレーション
- 0-10V および 4-20mA 制御フロント エンド

### アプリケーション

- HVAC バルブおよびアクチュエータの制御
- HVAC モーター制御
- エアコン室内機
- エアコン室外機
- HVAC (エアコン) コントローラ
- ヒート ポンプ

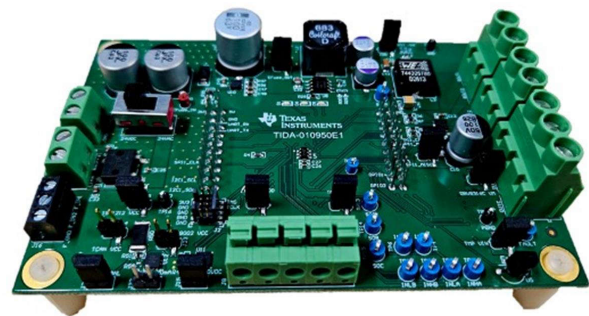


図 1-2. TIDA-010950 PCB

## 1 システムの説明

HVAC ゾーンダンパー、電子式膨張デバイス、水道バルブなど、多くの家電製品は、複数のステッピングモーター、ブラシ付き DC モーター、多数のソレノイドバルブやアクチュエータを使用して動作します。このリファレンスデザインは、BLDC (ブラシレス DC) モーター制御 IC とステッピングモーター制御 IC を使用したデュアルモータードライブ設計を示しています。いずれのデバイスも広い動作電圧範囲に対応しており、スマートチューンリップルやダイナミックディケイコントロールなどの機能、電源低電圧誤動作防止、過電圧保護、チャージポンプ低電圧、過電流保護、過熱警告、過熱シャットダウンなどの保護機能を備えています。

また、このデザインでは、ダンパーや電子バルブのモーター制御デバイスとの通信に使用される、業界でも認められている通信方法 / プロトコルも考慮されています。TCAN334 CAN トランシーバは、MSPM0G3507 の専用 CAN 機能と M0 SDK との組み合わせでデザインに含まれており、実装が迅速に行えます。0-10V 制御と 4-20mA 制御の両方のインターフェイスが統合されており、ホストコントローラからダンパーや膨張弁の位置をリアルタイムで制御できます。制御インターフェイスの TVS1401 によるサージ保護によって、システムの信頼性と堅牢性はより高められています。全開制御または全閉制御のみが必要な場合、このリファレンスデザインは、ダンパー / バルブの現場側の全開 / 全閉制御用に ISO1212 を組み込んでいます。

多くの家電製品は、UL (Underwriters Laboratories) または IEC (International Electrotechnical Commission: 国際電気標準会議) の特定の安全規格に準拠するように設計する必要があります。たとえば、家電製品では IEC 60335-1 および IEC 60730 が一般的です。これらの規格は、家電製品のサブシステムにおける低消費電力回路 (LPC) を定義しています。低消費電力ポイントは、最大供給電力が 15W 未満のノードとして識別できます。回路のうち、低消費電力ポイントよりも電源から遠い部分が低消費電力回路とみなされます。実績のある LPC を使用すると、各規格の定義と要件に従った、グローワイヤ試験、ニードルフレーム試験、および特定の異常フォルト条件に対する評価を省略することができるため、認定や設計に要する時間と費用を削減することができます。

これらのサブシステムの入力に eFuse を使用すると、異常フォルト条件が発生した場合でも正確な電力制限を達成できます。24V~42V 入力に TPS16410 eFuse を使用したデザインにより、設計者は回路を低消費電力回路として認定することができます。このリファレンスデザインでは、テスト中の入力電力制限の誤差が <3% であり、IEC 60335-1 で定義されている低消費電力回路の認定を取得しやすくなっています。

## 2 システム概要

### 2.1 ブロック図

表 2-1. TIDA-010950 の仕様

パラメータ	仕様	
入力電圧	24VDC	24VAC ± 20%
過電圧カットオフスレシヨルド	28VDC	41VDC
入力電力制限	13.65W	最大 64W
保護	OVP、UVP、OCP、フィールド制御インターフェイス ESD	
15V 降圧効率	450mA で 96%	350mA~900mA で 93%
3.3V の降圧効率	800mA~850mA で 93%	
通信インターフェイス	0-10V、4-20mA、CAN、絶縁型フィールドインターフェイス、SPI、I2C	
PCB 仕様	4 層、1 オンスの銅箔、62 ミル	
サブシステム	バイポーラ ステッピング	BLDC モーター
入力電圧	15V-24V	15V-24V
合計位相電流	平均 688.3mA	平均 189.02
制御方式	GPIO (ステップ/方向)	6x PWM

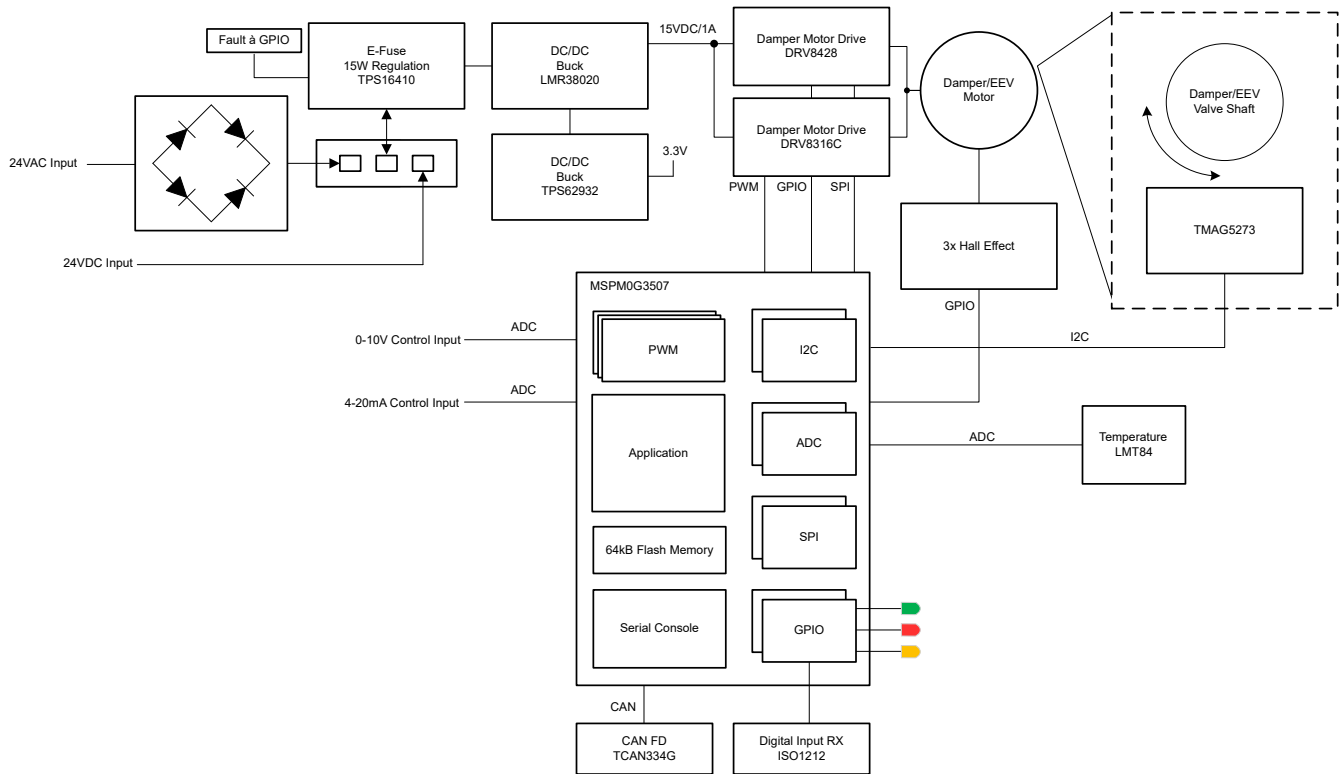


図 2-1. システム ブロック図

## 2.2 設計の考慮事項

TIDA-010950 は、BLDC モーター制御および電子膨張弁制御向けのシングル ボード設計を実現したものです。このリファレンス デザインでは、BLDC モーター制御とステッピング モーター制御のいずれかを選択できます。

このセクションでは、TIDA-010950 の開発と設計に使用される理論と設計上の考慮事項を概説します。

### 24VAC または 24VDC 入力を選択可能

このリファレンス デザインでは、24VAC 入力または 24VDC 入力のいずれかを選択できます。図 2-2 に、24VAC 入力と 24VDC の入力、およびその 2 つの入力のいずれかを選択するスイッチを示します。J18 は 24VAC 入力コネクタで、J19 は 24VDC 入力コネクタで、S1 がいずれかの入力を選択するスイッチです。

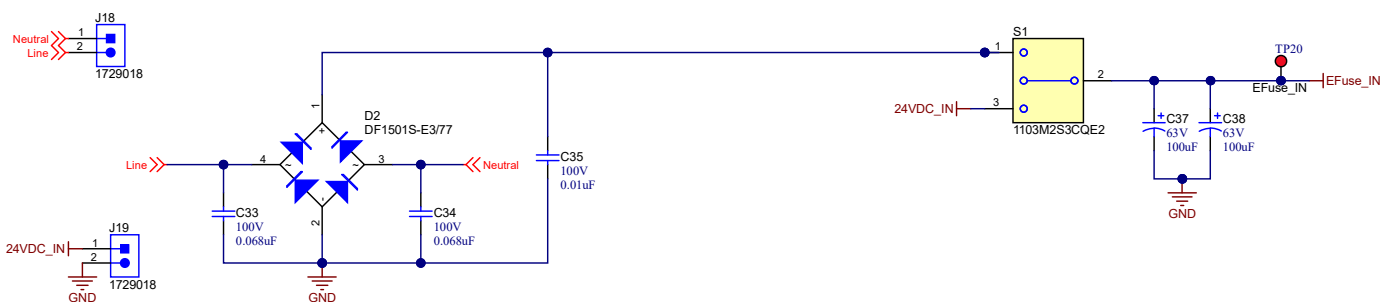


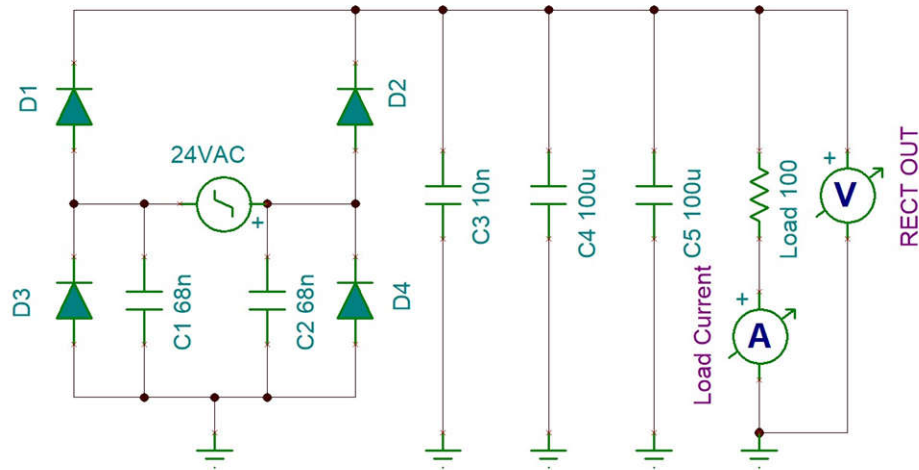
図 2-2. TIDA-010950 入力電源の選択

### 24VAC 整流

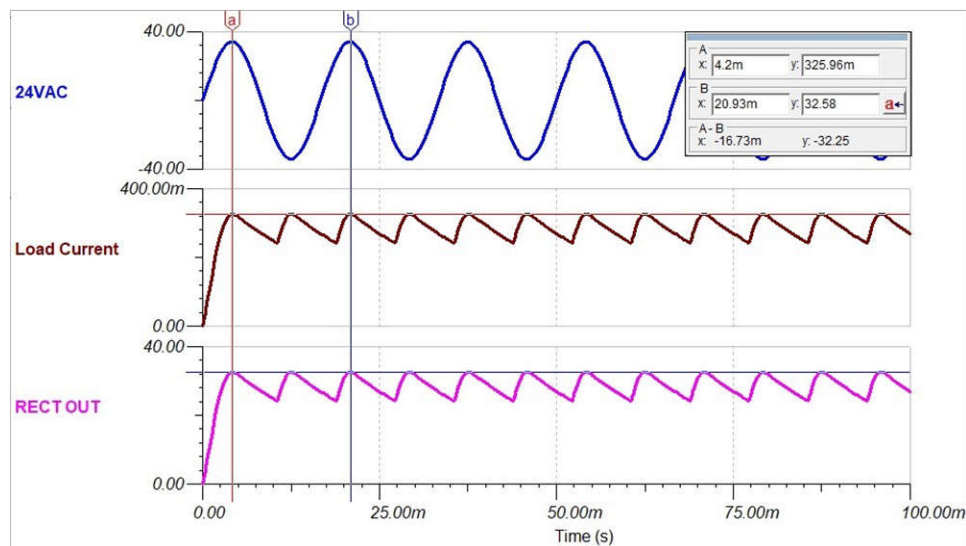
このデザインでは、24VAC 入力オプションを選択した場合、24VAC 入力の DC 整流にフルブリッジ整流器を使用します。120VAC から 24VAC への変圧器には、漏れインダクタンスと寄生容量があります。ブリッジ整流器の 4 つのダイオー

ドが導通していないとき、デバイスは高周波で発振する共振回路を形成します。この発振を抑える方法の一つには、ダイオードと並列に接続されたコンデンサを使用するやり方があります。これによって、発振を大幅に抑えることができます。

次の **図 2-3** に、シミュレーション回路と  $100\Omega$  の抵抗を負荷に利用した整流段の波形を示します。



**図 2-3. TINA-TI による 24VAC 整流のシミュレーション回路**



**図 2-4. TINA-TI による 24VAC 整流のシミュレーション波形**

## eFuse 保護

TIDA-010950 リファレンス デザインは、過電圧または過電流事象が発生した場合は TPS16410 eFuse を使用して IC を保護します。**図 2-5** に、このリファレンス デザインでの TPS16410 の実装を示します。印加される入力電圧に応じて、TPS16410 は、実装の個別要件に基づいて、入力電力を 2W から最大 64W まで調整できます。このデザインでは、24VDC 入力を利用してテストしていますが、ユーザーは次の計算に基づいて、必要に応じて電力レギュレーションと保護スレッショルドを変更できます。

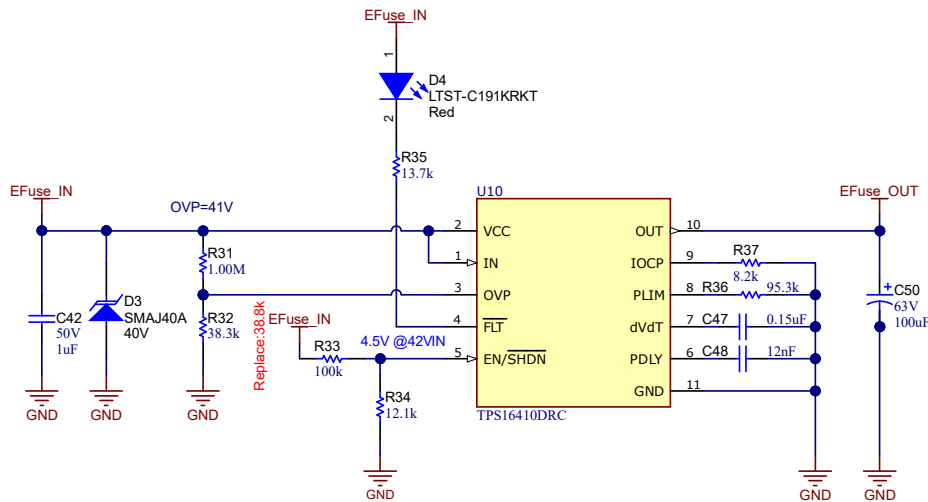


図 2-5. TPS16410 eFuse 回路の実装

TPS16410 の出力電力制限スレッシュホールドをプログラムするには、式 1 を使用して、RPLIM (R36) に必要な抵抗を計算します。出力電力制限  $\leq 15W$  を維持するために、R36 は  $95.3k\Omega$  としました。

$$P_{LIM} = \frac{13.82W}{95.3k\Omega} \times R_{PLIM} \quad (1)$$

入力過電圧保護の設定点は、IN ピンと OVP ピンの間に抵抗 (R31、R32) を接続することで設定できます。R31 と R32 の値は、式 2 と式 3 を使用して計算できます。OVP の立ち上がり設定点を 41V に設定するために、R31 =  $1M\Omega$  および R32 =  $38.3k\Omega$  としました。入力電圧が 24VDC の場合の OVP 設定点を 28V にする際は、R32 を  $59k\Omega$  に変更できます。

$$OVP \text{ Rising Setpoint} = \frac{V_{OVPR} \times (R31 + R32)}{R32} \quad (2)$$

$$OVP \text{ Falling Setpoint} = \frac{V_{OVPF} \times (R31 + R32)}{R32} \quad (3)$$

出力過電流設定点を設定するには、IOCP ピンに抵抗 (R37) が必要です。R37 の値を計算するには、式 4 を使します。R37 は IOCP を 1.5A に設定するようにして、抵抗は 1% に最も近い値  $11k\Omega$  になっています。

$$I_{OCP} = \frac{2.25A}{R_{IOCP}} \times 7.32k\Omega \quad (4)$$

また、TPS16410 では、過負荷イベントや過電流イベントに対するブランキング時間も確保しています。このブランキング時間は、PDLY にコンデンサを接続することで構成でき、式 5 を使用して計算できます。ブランキング時間を 6.5ms に設定するために、C48 は  $12nF$  としました。

$$Blanking \ Time (PDLY) = \frac{6.5ms}{12nF} \times C48 \quad (5)$$

出力の大容量コンデンサを充電する場合、dV/dt ピンのコンデンサを使用して出力スルーレートを制御できます。突入電流の値は、式 6 で推定できます。突入電流を 75mA 未満に抑えるために、C47 は  $150nF$  としています。

$$I_{INRUSH} = \frac{I_{dvdt} \times G_{dvdt} \times C_{OUT}}{C47} \quad (6)$$

TVS ダイオード (D3) を追加して、TPS16410 を電圧過渡から保護しています。

## LMR38020 電圧レール

LMR38020 は、24V 電源を 15VDC に変換してモータードライブの電源として、また 3.3V 降圧の入力として使用します。

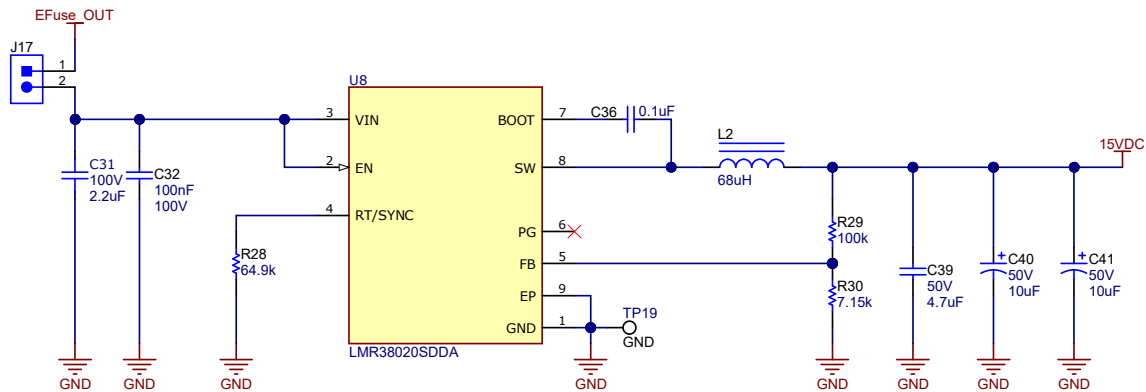


図 2-6. LMR38020 回路の実装

スイッチング周波数の選択は、変換効率と設計全体のサイズとのトレードオフとなります。スイッチング周波数を低くすると、スイッチング損失は減少し、一般的にシステム効率が高くなります。一方、スイッチング周波数を高くすると、より小型のインダクタと出力コンデンサを使用できるようになるため、よりコンパクトな設計が可能となります。このデザインでは、400kHz のスイッチング周波数を使用します。

LMR38020 の出力電圧は、分圧抵抗回路を使用して外部で調整可能です。推奨される出力電圧範囲は、データシートの「推奨動作条件」に記載されています。分圧回路は R29 と R30 で構成され、出力電圧とコンバータの間のループを閉じています。コンバータは、FB ピン電圧を内部基準電圧 (VREF) と同じ電圧に保持することで、出力電圧をレギュレートします。分圧器の抵抗値は、ノイズの過剰な混入と出力の過剰な負荷との折り合いを付けることで決定します。抵抗値を小さくすると、ノイズの影響は小さくなりますが、軽負荷時の効率も低下します。R29 の推奨値は 100kΩ であり、このデザインでは推奨値を遵守しています。R29 を選択した後、式 7 を使用して値を選択します。VREF は公称 1V です。

$$R30 = \frac{R29}{\left[\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1\right]} \quad (7)$$

インダクタを選択するためのパラメータはインダクタンスと飽和電流です。目的のピークツーピークインダクタリップル電流がデバイスの最大出力電流定格の 20%~40% の範囲に収まるように、インダクタを選択します。経験上、インダクタのリップル電流の最適値は最大負荷電流の 30% であることがわかっています。このデバイスで利用可能な最大電流よりも最大負荷電流の方がはるかに小さいアプリケーションの場合でも、リップル電流を選択する際はデバイスの最大電流を使用してください。式 8 を使用して、インダクタンスの値を決定することができます。定数 K はインダクタ電流リップルのパーセンテージです。このデザインでは、K = 0.175 を選択して、L = 60μH のインダクタンスを求めます。L2 には、次の標準値 L = 68μH を選択します。

$$L2 = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{f_{SW} \times K \times I_{OUTMAX}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (8)$$

フェライトコア材を採用したインダクタは飽和特性が非常に急峻ですが、コア損失は通常、圧粉コアよりも小さいです。圧粉コアは穏やかな飽和特性を示すため、インダクタの電流定格をある程度緩和できます。インダクタの飽和電流がデバイスのローサイド電流制限値よりも小さくならないようにする必要があります。分数調波発振を防止するため、インダクタンス値が式 9 で示される値よりも小さくならないようにする必要があります。

$$L_{MIN} \geq M \times \frac{V_{OUT}}{f_{SW}} = 0.42 \times \frac{15V}{400kHz} = 15.75 \mu H \quad (9)$$

ここで

- $L_{min}$  = 最小インダクタンス (H)
- $M = 0.42$

- $f_{sw}$  = スイッチング周波数 (Hz)

## TPS62932 電圧レール

TPS62932 は、高集積の同期整流式降圧 DC/DC コンバータです。このデバイスを使用して、LMR38020 からの 15VDC 出力を 3.3VDC レールに変換し、このリファレンス デザインの MSPM0 とペリフェラルに電力を供給します。

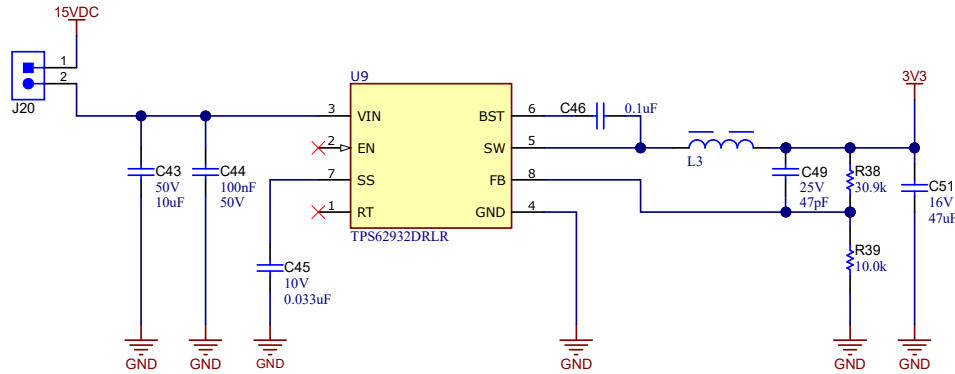


図 2-7. TPS62932 回路の実装

出力電圧は、出力ノードと FB ピンとの間の抵抗分圧回路によって設定されます。公差 1% 以内の分圧抵抗を使用することを推奨します。図 2-7 を参照して、R39 を 10kΩ から始め、式 10 を使用して  $R38 = 30.9k\Omega$  を計算します。軽負荷時の効率を向上させるには、より大きな値の抵抗の使用を検討します。値が大きすぎると、コンバータがノイズの影響を受けやすくなり、FB 入力リーク電流からの電圧誤差が目立つようになります。

$$R38 = \frac{V_{OUT} - V_{REF}}{V_{REF}} \times R39 \quad (10)$$

スイッチング周波数の選択は、変換効率と設計全体のサイズとのトレードオフとなります。スイッチング周波数を高くすると、より小型のインダクタや出力コンデンサを使用できるようになるため、よりコンパクトな設計が可能となります。ただし、スイッチング周波数を低くするとスイッチング損失が減少し、通常はシステム効率が向上するため、このリファレンス デザインでは RT ピンをフローティングのままにして 500kHz のスイッチング周波数にしました。

大きな CSS は、大きな容量性負荷を駆動するときの突入電流を低減することができます。このデザインでは、ソフトスタート時間 tSS を約 5ms に設定するために C45 を 33nF としております。

適切な動作のためには、BST ピンと SW ピンの間に 0.1μF のセラミック コンデンサを接続する必要があります。テキサス・インスツルメンツでは、X5R 以上の誘電体を持つセラミック コンデンサの使用を推奨します。コンデンサ C46 の電圧定格は 16V 以上である必要があります。

TPS62932 の EN ピンには内部プルアップ電流源があり、ユーザは EN ピンをフローティングにしてデバイスをイネーブルにできます。このリファレンス デザインでは、EN ピンをフローティングのままにしてデバイスをイネーブルしています。

インダクタに最も重要なパラメータは、インダクタンス、飽和電流、および RMS 電流です。インダクタンスは目的のピークツーピークリップル電流に基づいており、式 11 で計算できます。

$$\Delta i_L = \frac{(V_{IN\_MAX} - V_{OUT})}{f_{sw} \times L} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN\_MAX}} \quad (11)$$

通常、K 係数はデバイスの最大出力電流に対するインダクタのリップル電流量を表し、K の妥当な値は 20%~60% です。このリファレンス デザインでは、K を 40% の値にしています。リップル電流は入力電圧とともに増加するため、最大入力電圧は常に最小インダクタンス L を計算するために使用されます。式 12 を使用して、出力インダクタの最小値を 6.44 と計算します。この最小インダクタンス値を踏まえて、このデザインでは  $L3 = 7.8$  としました。

$$L3 = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{f_{sw} \times K \times I_{OUTMAX}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (12)$$

## DRV8316C BLDC モータードライバ

TIDA-010950 では、SPI バリエーションを選択しています。SPI バリエーションは、MSPM0 と DRV8316C の間でデータを送受信できるシリアル通信バスに対応しています。これにより、MSPM0 はデバイスの設定や詳細なフォルト情報の読み取りを行うことができます。SPI は SCLK、SDI、SDO、nSCS の各ピンを使用した 4 線式のインターフェイスです。

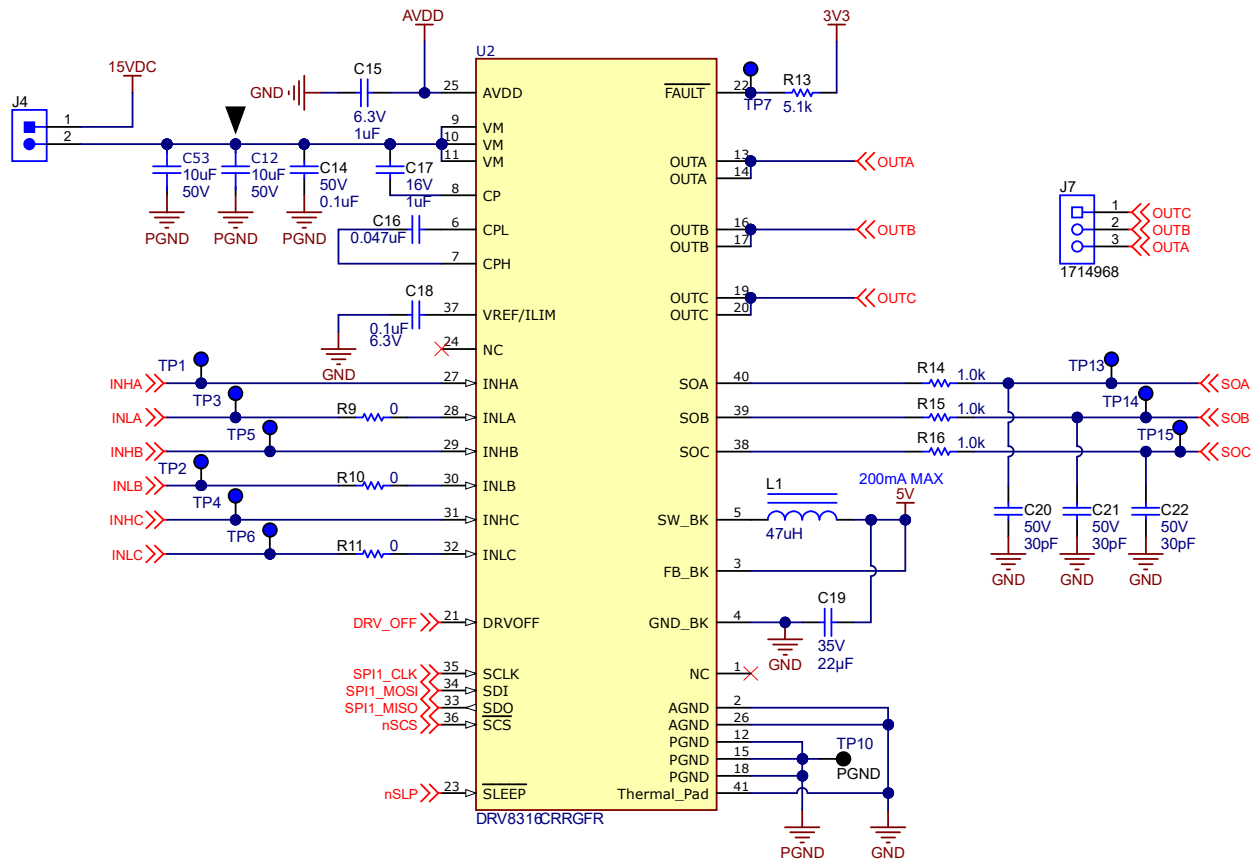


図 2-8. DRV8316C 回路の実装

DRV8316C は、内蔵電流センシングを使った電流測定のために、3 つの高性能ローサイド電流センスアンプを内蔵しています。ローサイド電流測定は、一般に過電流保護、外部トルク制御、または外部コントローラによるブラシレス DC 整流の実装に使用されます。この 3 つのアンプは、各ハーフブリッジレグの電流センシングに使用できます (対応する位相のローサイド FET が導通しているとき)。TIDA-010950 では、これらの電流センス測定値は MSPM0 の内蔵 ADC によって読み取られます。

DRV8316C デバイスの降圧レギュレータは、主に 47 $\mu$ H インダクタおよび 22 $\mu$ H インダクタの低インダクタンスに対応するように設計されています。このリファレンス デザインでは、L1 に 47 $\mu$ H インダクタが選択されており、これにより降圧レギュレータは 5V 出力で最大 200mA の負荷電流に対応します。このリファレンス デザインはこの電源を使用していませんが、必要に応じて MCU や他の低電圧ペリフェラルに電力を供給するために利用できます。

## DRV8428 ステッピング モータードライバ

シンプルな STEP/DIR インターフェイスにより、外部コントローラからステッピング モーターの方向とステップ速度を制御できます。内部マイクロステッピング インデクサを使うと、巻線電流レベルを制御する外部コントローラを使わずに高精度のマイクロステッピングを実行できます。このステッピング制御ロジック (インデクサ) はフルステップ、ハーフステップ、1/4、1/8、1/16、1/32、1/64、1/128、1/256 マイクロステッピングを実行できます。高いマイクロステッピングにより、大きな可聴ノイズの低減とスムーズな移動が可能になります。標準のハーフステップ モードに加えて、非真円ハーフステップ モードを利用して、モーターの RPM が高いときにトルク出力を増大させることもできます。ステッピング モータードライバは、いくつかの種類のカイデイ モードを実装して巻線電流を再循環する必要があります。DRV8428 には、スマート チューン カイデイ モー



ドが搭載されています。スマート チューンは、電圧、モーター速度、変動、経年変化の影響に関係なく、最適な電流レギュレーション性能を自動的に調整するディケイメカニズムです。スマート チューンリップルコントロールでは、オフ時間可変型のリップル電流制御方式により、モータ巻線電流の歪みを最小限に抑えることができます。スマート チューンダイナミック ディケイでは、オフ時間固定のダイナミックファーストディケイ率方式により、モータ巻線電流の歪みを最小限に抑え、周波数成分を最小化し、設計作業を大幅に削減できます。このシームレスで簡単な自動スマート チューンに加えて、DRV8428 は従来のミックス ディケイ モードも備えています。

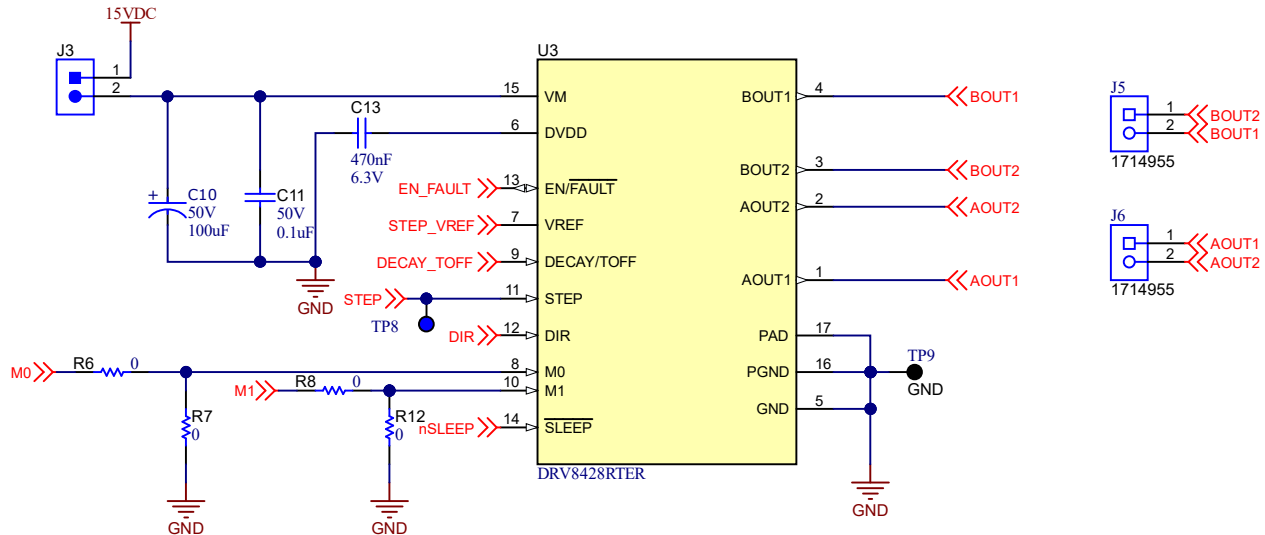


図 2-9. DRV8428 回路の実装

このリファレンス デザインでは、DECAY を 0 と HI-Z に設定し、スマート チューンリップル制御またはスマート チューンダイナミック ディケイを実現します。これは、[ディケイモードの設定](#) に示す構成を使用して、好みに合わせ設定することもできます。

表 2-2. ディケイモードの設定

DECAY/TOFF	ディケイモード	オフ時間
0	スマート チューンリップル制御	-
14.7kΩ から GND へ	30% ミックス ディケイ	7μs
44.2kΩ から GND へ		16μs
100kΩ から GND へ		32μs
249kΩ から GND へ	スマート チューンダイナミック減衰	7μs
ハイ インピーダンス		16μs
DVDD		32μs

マイクロステッピング レベルは M0 ピンと M1 ピンで設定し、[マイクロステッピングの設定](#) に示す設定のいずれかにできます。マイクロステッピング レベルが高いほどモーターの動きは円滑になり、可聴ノイズは小さくなりますが、同じモーター速度を実現するのに高い  $f_{step}$  を必要とします。このリファレンス デザインでは、設計者は R6、R7、R8、R12 に抵抗を取り付けたり外したりして、[マイクロステッピングの設定](#) で目的のステップ モードを設定できます。このデザインをテストでは、M0 は 0 に設定され、M1 は 330kΩ の抵抗を通してグラウンドに接続されています。

表 2-3. マイクロステップの設定

M0	M1	ステップ モード
0	0	100% 電流によるフルステップ (2 相励起)
0	330kΩ から GND へ	71% 電流によるフルステップ (2 相励起)
1	0	非循環 1/2 ステップ
ハイインピーダンス	0	1/2 ステップ
0	1	1/4 ステップ
1	1	1/8 ステップ
ハイインピーダンス	1	1/16 ステップ
0	ハイインピーダンス	1/32 ステップ
ハイインピーダンス	330kΩ から GND へ	1/64 ステップ
ハイインピーダンス	ハイインピーダンス	1/128 ステップ
1	ハイインピーダンス	1/256 ステップ

次の DRV8428 の外付け部品 に、DRV8428 回路の推奨ディスクリート部品値と、各ピンの接続を示します。

表 2-4. DRV8428 の外付け部品

部品	ピン 1	ピン 2	推奨
C <sub>VM1</sub>	VM	PGND	X7R、0.01μF、VM 定格セラミック コンデンサ
C <sub>VM2</sub>	VM	PGND	バルク、VM 定格コンデンサ
C <sub>DVDD</sub>	DVDD	GND	X7R、0.47μF~1μF、6.3V セラミック コンデンサ
R <sub>REF1</sub>	VREF	VCC	チョッピング電流を制限するための抵抗。R <sub>REF1</sub> と R <sub>REF2</sub> を並列接続した場合の抵抗値は 50kΩ 未満でなければなりません。
R <sub>REF2</sub> (オプション)	VREF	GND	

## 位置センシング

TIDA-010950 は、TMAG5273 を利用してダンパー / EEV の位置センシングを行います。TMAG5273 は角度計算エンジン (CORDIC) を内蔵しており、軸上と軸外の両方の角度測定トポロジで 360 度の角度位置情報を提供します。角度の計算は、ユーザーが選択した 2 つの磁気軸を使用して行います。このデバイスは磁気ゲインとオフセット補正機能を搭載しており、システムの機械的誤差の原因による影響を緩和します。

このリファレンス デザインでは、制御ループのフィードバックに角度出力を利用しています。詳細については、このガイドの「ソフトウェア」セクションを参照してください。

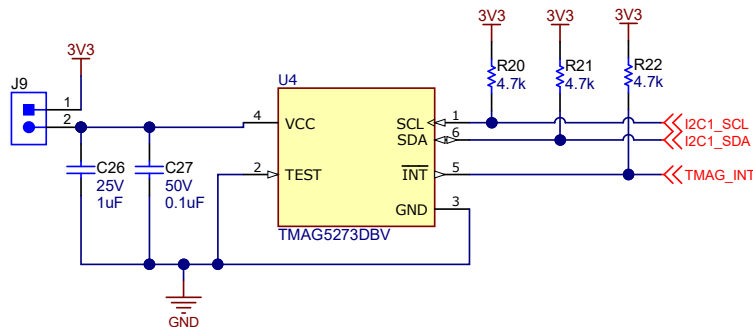


図 2-10. TMAG5273 回路の実装

## ISO1212

ISO1212 は、絶縁型 24V~60V デジタル入力レシーバで、IEC 61131-2 Type 1、2、3 の各特性に準拠しています。このデバイスにより、プログラマブル ロジック コントローラ (PLC)、モータ制御、その他の産業用アプリケーションで、9V~300VDC の AC デジタル入力モジュールが使用可能になります。従来のフォトカプラ設計は電力制限回路がディスクリートで精度が低いのに対して、ISO121x デバイスは単純かつ低消費電力の設計で、正確な電流制限により、コンパクトで高密度の I/O モジュールを設計できます。また、これらのデバイスは、現場側の電源を必要とせず、ソース入力またはシンク入力として構成可能です。

このリファレンス デザインでは、ISO1212 を 24VDC 開閉コントローラ信号のインターフェイスとして使用しています。SENSE 1 ピンの入力が High のとき、ダンパモータは 90° (全閉) のダンパ位置に達するまで作動します。SENSE 2 が High のとき、ダンパモータも TMAG5273 に従って作動し、ダンパを 0° (全開) 位置に動かします。

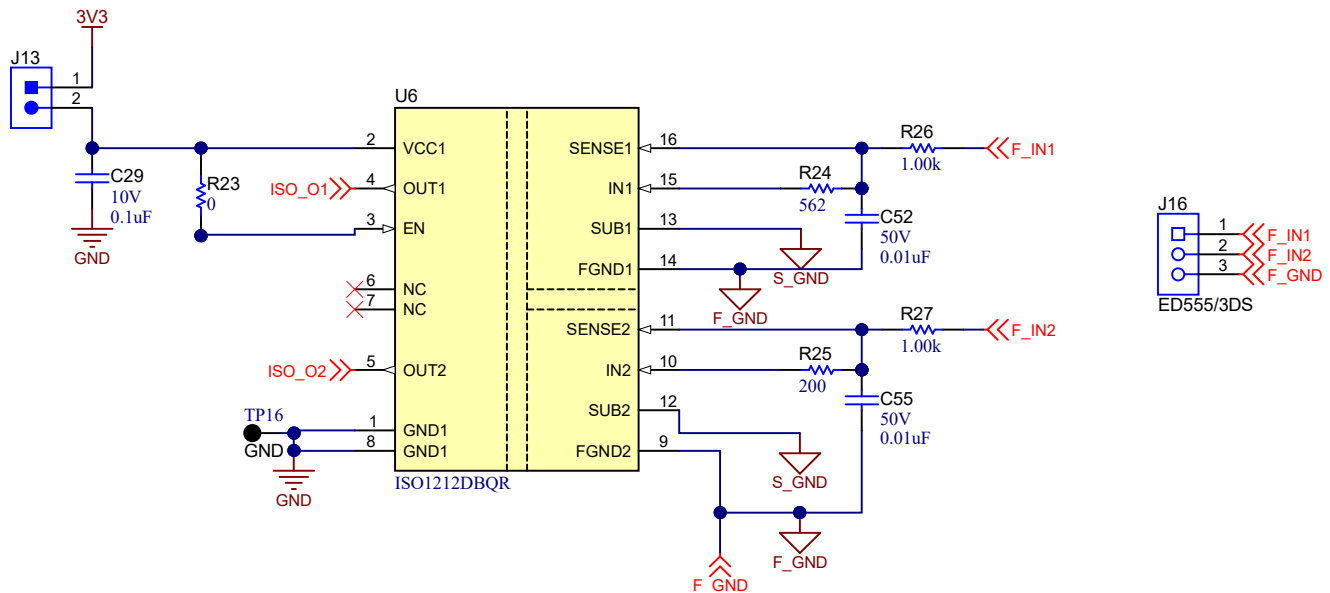


図 2-11. ISO1212 回路の実装

$R_{SENSE}$  抵抗 (R24、R25) は、フィールド入力から取り込まれる電流を制限します。いずれの場合も、高い電流制限の必要性や部品の入手可能性に基づいて、(わずかに) 低い  $R_{SENSE}$  の値を選択することができます。 $R_{SENSE}$  には許容誤差 1% を推奨しますが、電流制限値の大きな変動が許容される場合は 5% の抵抗を使用することもできます。 $R_{SENSE}$  抵抗と標準的な電流制限 ( $I_L$ ) の関係は、式 13 で求められます。

$$I_L = \frac{2.25mA \times 562\Omega}{R_{SENSE}} \quad (13)$$

ISO121x デバイスの SENSE ピンの最大電圧は 60V です。ただし、 $R_{THR}$  抵抗はさらに電圧を降下させるため、モジュール入力に対応できる最大電圧はより高くなり、式 14 で求められます。

$$V_{In(max)} = 60V + R_{THR} \times \frac{2.1mA \times 562\Omega}{R_{Sense}} \quad (14)$$

$R_{THR}$  抵抗は、電圧スレッシュホールド ( $V_{IL}$  と  $V_{IH}$ ) を設定し、サージ電流を制限します。タイプ 3 システムの  $R_{THR}$  には 1k $\Omega$  を推奨します (必要な最大スレッシュホールド電圧は 11V)。タイプ 1 システムの  $R_{THR}$  には 2.5k $\Omega$  (必要な最大スレッシュホールド電圧は 15V)、タイプ 2 システムの  $R_{THR}$  には 330 $\Omega$  を推奨します。ディスクリート部品値の計算の詳細については、ISO1212 のデータシートを参照してください。

## TCAN334

終端は通常、バスの両端に  $120\Omega$  の抵抗を接続します。バスの同相電圧のフィルタリングと安定化が必要な場合は、分割終端を使用できます。分割終端では、2 つの  $60\Omega$  抵抗を使用し、これらの抵抗の間にあるコンデンサをグランドに接続します。分割終端は、メッセージ送信の開始時と終了時のバス同相電圧の変動を排除することで、ネットワークの電磁放射の挙動を改善します。

使用する終端抵抗の電力定格には注意が必要です。一般に、ワーストケースは、システム電源が終端抵抗を通してグランドに短絡している場合です。ほとんどの場合、この状態で抵抗を流れる電流はトランシーバの電流制限をはるかに上回っています。

設計者は、必要に応じてオンボード TCAN インターフェイスを利用することができます。また、以下に示すように、このインターフェイスで必要とされる外部水晶発振器がボードに追加されています。MSPM0 SDK は、CAN の実装例として利用できます。

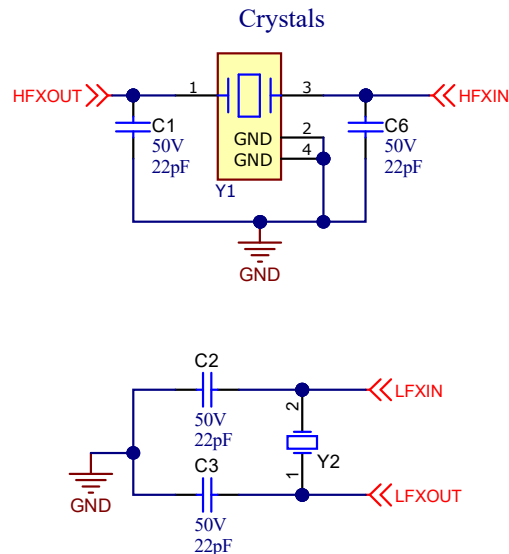


図 2-12. TCAN 通信用の外部水晶発振器

### 4-20mA と 0-10V 回路

このリファレンス デザインでは、0-10V 制御インターフェイスまたは 4-20mA 制御インターフェイスから受信した入力信号に基づいて、ダンパと EEV の位置を調整します。入力フロントエンドは、業界の標準的な信号入力範囲を ADC 入力電圧範囲に変換し、入力インピーダンスを設定して、必要な過電圧および過電流保護を行います。0-10V 制御インターフェイスと 4-20mA 制御インターフェイスの両方では、制御信号が M0 ADC に送信される前に、単一の TLV9002 オペアンプがバッファとして使用されます。TLV9002 は

TLV9002 は、レール ツー レールの入出力スイング機能を備えた低電圧 (1.8V~5.5V) オペアンプです。このオペアンプは、スペースの制約が厳しいアプリケーションや、低電圧動作と高容量負荷ドライブが必要なアプリケーション向けに、コスト効率の優れた設計を提供します。

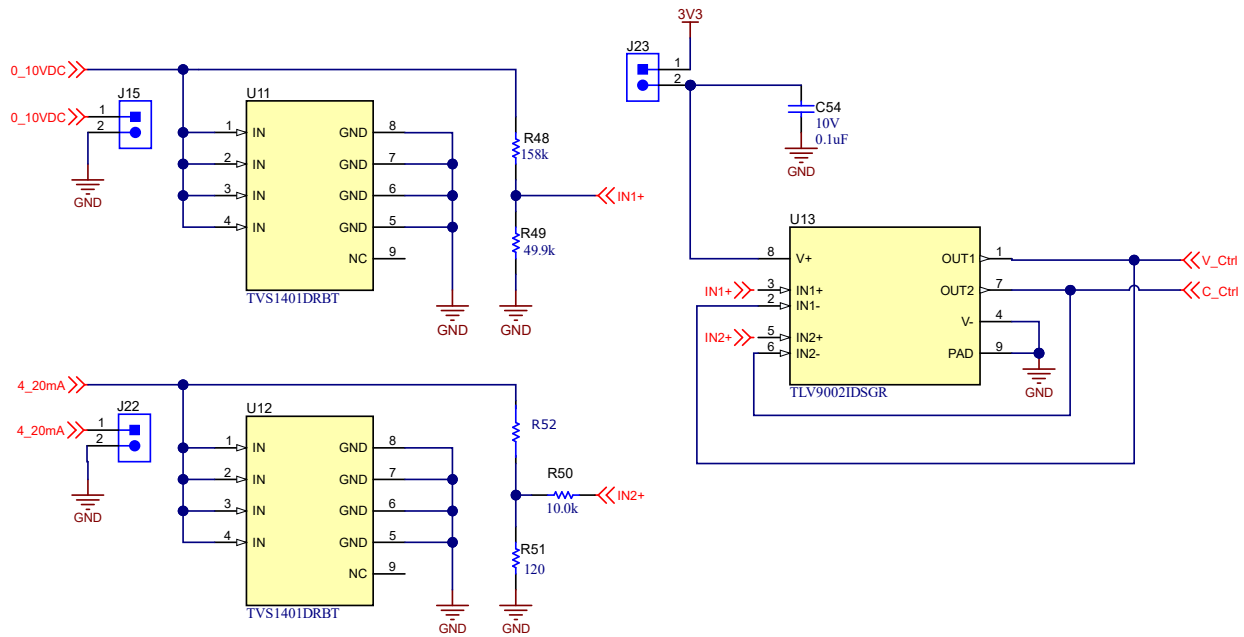


図 2-13. 0-10V および 4-20mA 制御インターフェイス回路の実装

0-10V 入力に対しては、単純な分圧器を使用して、MSP M0 ADC の電圧範囲に合わせて電圧範囲をスケールリングします。既知の入力範囲と M0 ADC (2.5V) の  $V_{REF}$  を利用して、次の式 15 に従って、R48 と R49 の抵抗値は次のように計算されます。

$$2.5 = 10 \times \frac{R_{49}}{R_{48} + R_{49}} \quad (15)$$

R49 に 49.9k を選択すると、最も近い 1% 抵抗値は 149.7k になります。ただし、入力段のゲイン係数は、10V または 20mA 入力信号がオフセット、ゲイン、その他の誤差を考慮して飽和を避けるためにフルスケール 2.5V より少し低い ADC への入力電圧になるように選択されるので、R48 には 158k 抵抗値が選択されます。電圧入力段では、0.24V/V のゲインが使用され、つまり 2.4V は 10V 入力に対応します。電流入力段では、120Ω のシャント抵抗に 20mA 入力電流を流すと、ADC 入力 は 2.4V になります。

電流入力段では、120Ω のシャント抵抗に 20mA 入力電流を流すと、ADC 入力 は 2.4V になります。4-20mA 入力フロントエンドには、追加の 24V PTC 抵抗 (R52 = PRG18BB470MB1RB) があり、保護ために使用されます。入力フロントエンドの詳細については、『MSP430 MCU を使用した PLC アナログ入力モジュールのコストの削減』を参照してください。

## ソフトウェア

TIDA-010950 のソフトウェアは、SPI、I2C、GPIO、PWM を含む MSPM0 ペリフェラルのいくつかに依存しています。ダンパー BLDC モーター制御と EEV ステッピング モーター制御は、どちらも非常に類似したファームウェア ループを使用しており、モーター制御方式がそれぞれ異なるだけです。

通信チャンネルの初期化後、ADC 入力 がイネーブルになり、主に制御電圧 / 電流のセンシング、および LMT84 温度センサからの温度のセンシングを行います。ADC の  $V_{REF}$  は、内部で 2.5V を基準とするように設定されています。

次に、DRV8316 の場合、デバイスとの SPI 通信が確立され、その後でモーター制御 IC がイネーブルになり動作します。回転方向と終了位置は、0-10V または 4-20mA の入力フロントエンドからの制御信号に対するダンパーの現在の位置 (TMAG5273 が検出) に基づいています。必要な変更があれば、ファームウェアが計算し、方向と PWM の値が設定され、モーターが動作します。

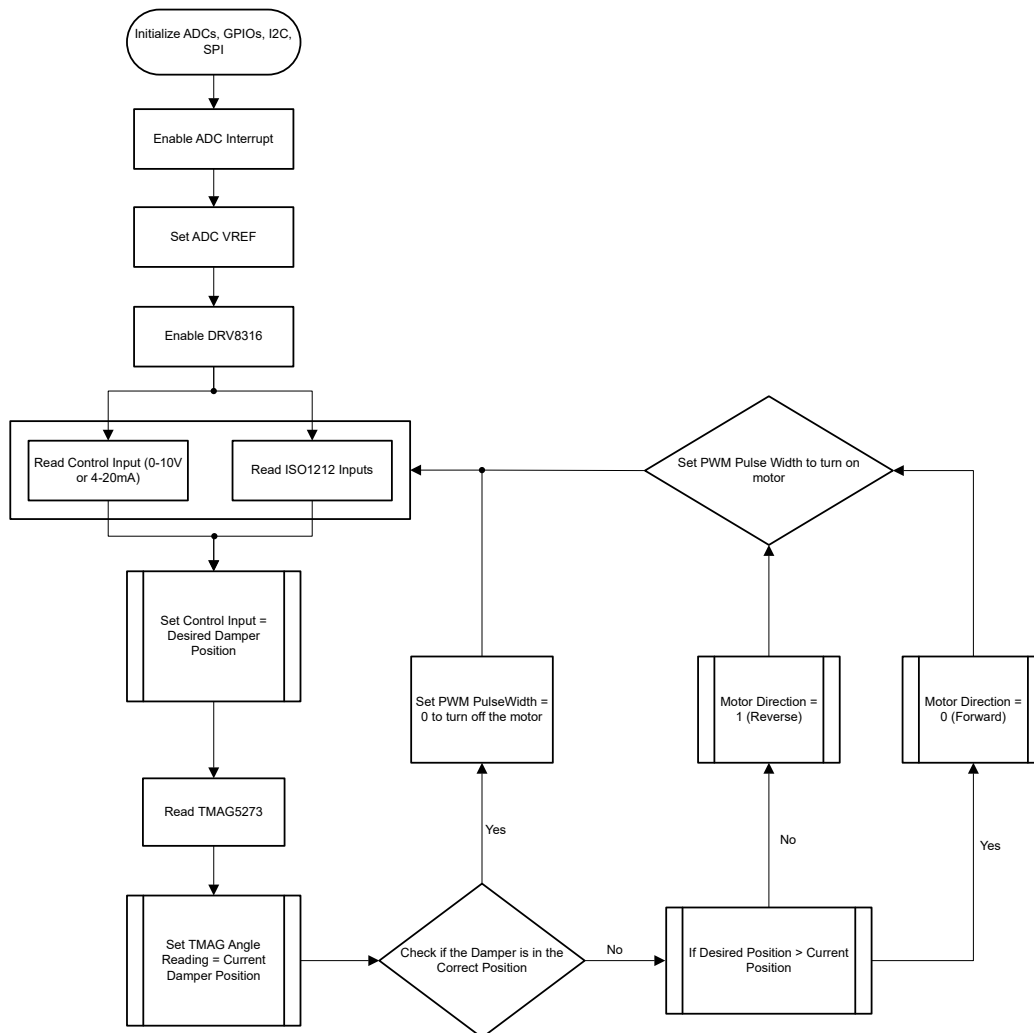


図 2-14. BLDC モーター制御ソフトウェアの制御ループ図

コードの実装例:

```

while (1) { /* check 2 digital isolator pins for
high */ /* Read iso1 and iso2 states */ iso1Status = HAL_readGPIOpin(iso1);
iso2Status = HAL_readGPIOpin(iso2); if (iso1Status) { desiredDamperPosition = 90; }
else if (iso2Status) { desiredDamperPosition = 0; } else { /* Read mV value of
current control and control inputs */ controlVoltage = (HAL_getmVFromADC(vControl) *
2500) / 2400; // scale to 0 - 2.4V input desiredDamperPosition = controlVoltage *
0.036; // 0-2500mV = 0-90 degrees }

```

```
do { /* Read in TMAG angle result and set to
    current damper position */ tmagAngleResult(); currentDamperPosition = tmagAngle;
    correctPosition = currentDamperPosition * 0.9 <= desiredDamperPosition &&
    currentDamperPosition * 1.1 >= desiredDamperPosition; /* Set duty cycle to 0%
    when current position reaches the desired position */ if (correctPosition) {
    firmVar.pulsewidth = 0x00; break; } /* Set motor direction */ else if
    (currentDamperPosition < desiredDamperPosition) { firmVar.motorDirection =
    MOTOR_DIR_FORWARD; } else { firmVar.motorDirection = MOTOR_DIR_REVERSE; } /* Set PWM
    duty cycle */ firmVar.pulsewidth = 0x64; /* Read mV value of current control and
    control inputs */ controlVoltage = (HAL_getmvFromADC(vControl) * 2500) / 2400; //
    scale to 0 - 2.4V input desiredDamperPosition = controlVoltage * 0.036; // 0-2500mv
    = 0-90 degrees } while (!correctPosition); }
```

EEV ステッピング モーター制御では、[図 2-15](#) に示すように、LMT84 からの温度出力という制御ループの追加コンポーネントを採用するオプションがあります。これは、EEV を変調してバルブを流れる冷媒の量を増減するために使用できる熱帰還ループの実装例として使用されます。ペリフェラルのセットアップでは、ADC は DRV8316C ファームウェアと同じ方法で初期化されます。このファームウェアには SPI 通信は必要ありませんが、ユーザーが選択した場合は削除できます。

モーター制御インターフェイスは非常に単純で、必要なのは MCU によって制御される EN ピンと nSLEEP ピンのみです。これらのピンは、High に駆動されるとデバイスをイネーブルにしてウェークアップにし、Low に駆動されるとデバイスをディセーブルにするかスリープ状態にします。次の両方の例では、制御ループ内の STEP GPIO を切り替えるだけで、ステッピング モーターが回転します。ユーザーは、遅延定義に割り当てられた値を増減することにより、ファームウェアでパルス時間を調整できます。

デバイスをセットアップして、ペリフェラルを動作させると、オンボード LMT84 が温度データを取得します。必要に応じて、ボード上のブースタック ヘッダを通して、オフボード温度センサを実装することもできます。蒸発器からの吸引ラインの温度をシミュレートしている温度読み取り値に基づいて、吸引ラインの温度が目標温度より高い場合はバルブが順方向に回転し、吸引ラインの温度が目標温度より低い場合はその逆になります。この例では、TMAG5273 は回転と位置の検証のみに使用され、全体的な制御ループには関与していません。

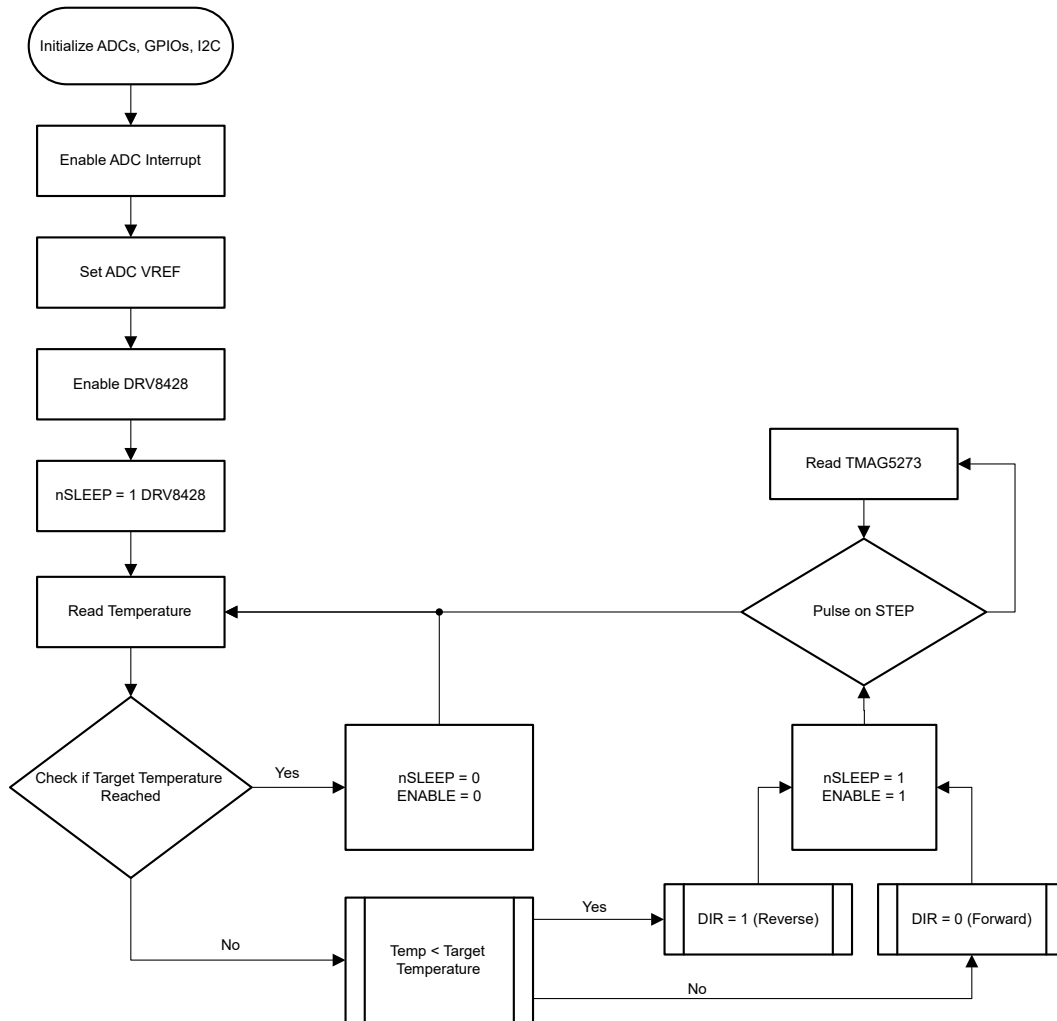


図 2-15. ステッピング モーター制御ソフトウェアの制御ループ図 (温度ベース)

```

#define ADC12_BIT_RESOLUTION (12) #define
ADC12_REF_VOLTAGE (2.5) uint16_t gVolt = 0; uint16_t getVolts() { uint16_t voltage =
0; DL_ADC12_startConversion(VControl_ADC_INST); gAdcResult =
DL_ADC12_getMemResult(VControl_ADC_INST, DL_ADC12_MEM_IDX_0); voltage = (gAdcResult
* ADC12_REF_VOLTAGE) / (1 << ADC12_BIT_RESOLUTION) * 3;
DL_ADC12_enableConversions(VControl_ADC_INST); return (voltage); }

```



```
while (1) { // Set the DRV8428 control pins to
known values before entering loop gVolt = getVolts(); If (gVolt != Target_TMP) { //
now that we have a condition where desired and // current position dont match,
enable the device for // the position change loop DL_GPIO_setPins (GPIO_LEDS_PORT,
(GPIO_LEDS_USER_LED_1_PIN); // Using this is a status pin DL_GPIO_setPins
(GPIO_LEDS_PORT, GPIO_LEDS_DRV8428_EN_PIN); // Logic high to enable outputs
DL_GPIO_setPins (GPIO_LEDS_PORT, GPIO_LEDS_DRV8428_SLP_PIN); // Logic high to enable
device while (gVolt < Target_TMP) { DL_GPIO_setPins( GPIO_LEDS_PORT,
GPIO_LEDS_DRV8428_DIR_PIN; // Set Direction pin for CW or CCW DL_GPIO_setPins(
GPIO_LEDS_PORT, GPIO_LEDS_DRV8428_STEP_PIN; // Move motor ahead by one step
DL_GPIO_SetPins(GPIO_LEDS_PORT, GPIO_LEDS_USER_LED_1_PIN); // Using this as status
pin delay_cycles(Delay_MOTOR); DL_GPIO_clearPins( GPIO_LEDS_PORT,
GPIO_LEDS_DRV8428_STEP_PIN); // Set Direction pin for CW or CCW
DL_GPIO_clearPins(GPIO_LEDS_PORT, GPIO_LEDS_USER_LED_1_PIN); // Using this as status
pin delay_cycles(Delay_MOTOR); }
```

図 2-16 に示すように、変調が温度帰還ループによって制御されない場合、0-10V 制御インターフェイスと 4-10mA 制御インターフェイスを使用してステッパの方向と目標端の位置を制御できます。この例は前の例とほぼ同じですが、この例では、TMAG5273 を制御フロントエンドと組み合わせて使用し、目的の位置に対する現在の角度位置を提供し、それに応じてステッピング モーターを回転させます。

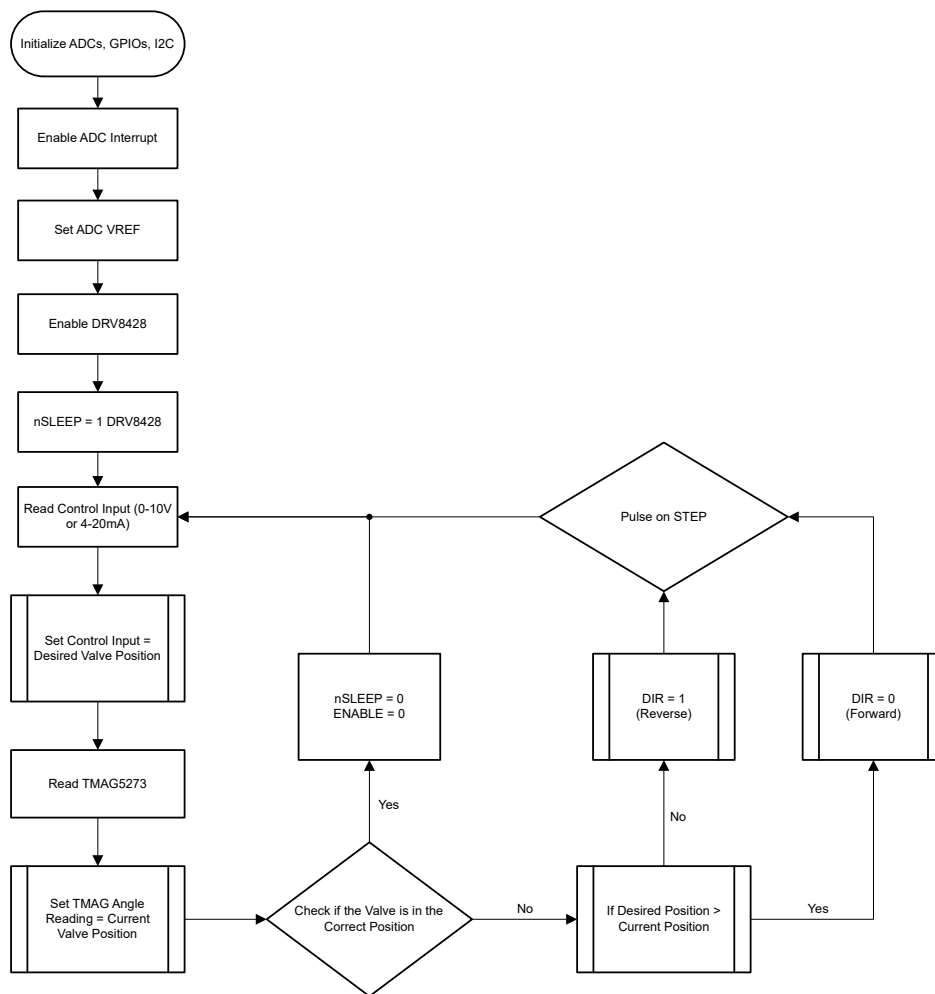


図 2-16. ステッピング モーター制御ソフトウェアの制御ループ図 (制御入力ベース)

この具体例では、最初の 2 つの例を組み合わせてファームウェアに実装し、代わりに DRV8428 の GPIO 制御ピンを利用して方向と回転を制御することができます。

## 2.3 主な使用製品

TPS1641x は、高精度の電力制限または電流制限機能付きの統合型 eFuse です。このデバイスは、RON 152mΩ の NFET を内蔵しています。TPS16410、TPS16411、TPS16414、TPS16415 は電力制限機能、TPS16412、TPS16413、TPS16416、TPS16417 は電流制限機能を備えています。TPS16410、TPS16411、TPS16414、TPS16415 は、IEC60335 および UL60730 規格に準拠した低消費電力回路 (LPC) 用の 15W の高精度な電力制限を提供できます。また、TPS16410、TPS16411、TPS16412、TPS16413 は、入力と出力の間の短絡を検出し、FLT 出力に表示する機能も備えています。入力と出力の間の短絡検出機能により、IEC60335、UL60730 などの同様の規格において、入力と出力の間の短絡テストの際に eFuse や電力制限回路を追加する必要はありません。FLT は MCU の入力として使用するほか、外部 PFET の駆動にも使用できます。TPS1641x デバイスは、隣接するピンの短絡および GND へのピン短絡フォルトに対する保護機能も備えています。また、TPS1641x デバイスには、過渡負荷に対するブランキング時間 (IDLY または PDLY) と過電流保護 (IOCP) を構成できます。モーターなどの負荷は、起動に大電流を必要とします。ブランキング時間は、モーターなど負荷の起動時に大電流を供給するのに役立ちます。TPS1641x デバイスには、過電圧保護 (OVP)、過熱保護、および可変出力スローレイト制御 (dvdt) が備えられています。Vcc と FLT の定格は最大 60V で、外部 PFET を使用して最大 60V まで保護できます。

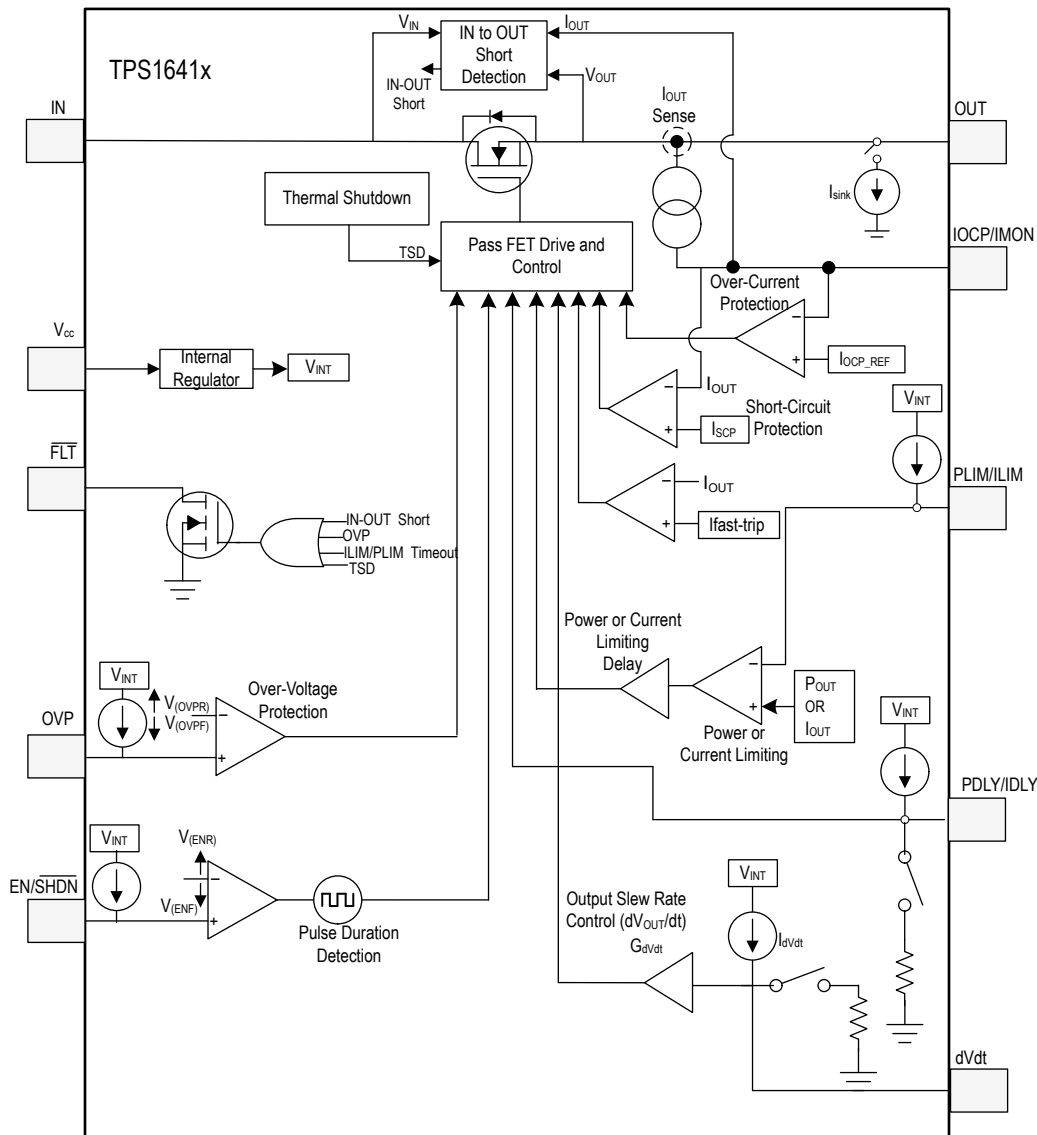


図 2-17. TPS16410

LMR38020 コンバータは、4.2V~80V の電源電圧で動作する使いやすい同期整流降圧 DC/DC コンバータです。このデバイスは、小さい設計サイズで最大 2ADC 負荷電流を供給できます。LMR38020 は、ピーク電流モード制御を採用しています。軽負荷時には PFM モードへ移行し、PFM バージョンで高い効率を実現します。FPWM バージョンを備えており、軽負荷時に、小さい出力電圧リップル、正確な出力電圧安定化、一定のスイッチング周波数を実現します。デバイスは内部で位相補償されているため、設計時間が短縮され、外付け部品はほとんど必要ありません。高精度イネーブルや内部ソフトスタートなどの追加機能により、広範なアプリケーション向けの柔軟で使いやすい設計を実現できます。保護機能として、サーマルシャットダウン、VIN 低電圧誤動作防止、サイクル単位の電流制限、ヒックアップモード短絡保護が搭載されています。このファミリーは外付け部品がほとんど必要なく、PCB レイアウトが単純になるようにピン配置が設計されています。

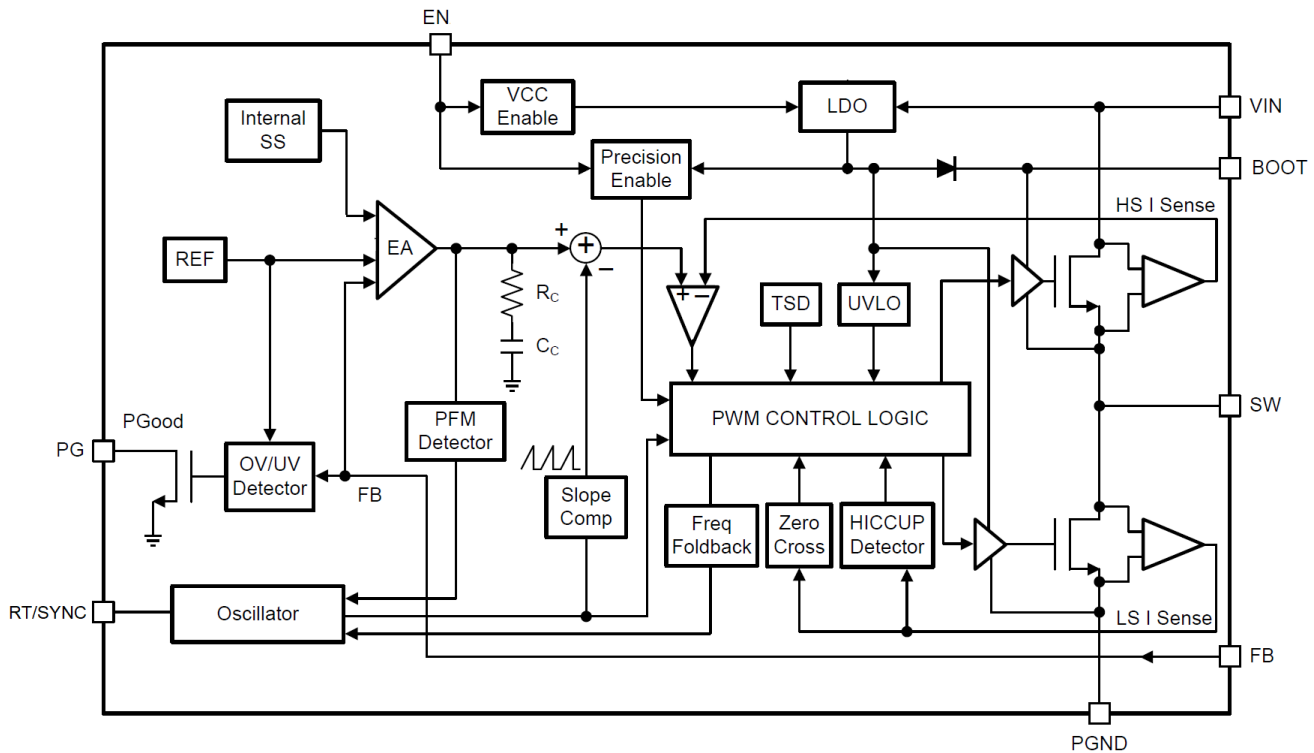


図 2-18. LMR38020

TPS62932 および TPS62933x は、2 つの n チャネル MOSFET を内蔵した、30V、2A および 3A の同期整流バック (降圧型) コンバータです。TPS62932 および TPS62933x は、固定周波数ピーク電流制御モードを採用して、高速な過渡応答と優れたラインおよび負荷レギュレーションを実現しています。内部ループ補償が最適化されているため、幅広い出力電圧範囲とスイッチング周波数において、外付け補償部品が不要です。76mΩ および 32mΩ の内蔵 MOSFET により、最大 2A (TPS62932) または 3A (TPS62933 と TPS62933x) の連続出力電流で高効率の電源設計を実現しています。帰還基準電圧は 0.8V に設計されています。出力電圧は 0.8V~22V まで降圧可能です。これらのデバイスは、5V、12V、19V、24V の電源バスレールから電源供給されるシステム用に設計されています。TPS6293x は、プリバイアスされた負荷に対して安全な単調起動が行えるよう設計されています。デフォルトでは VIN が 3.8V のときに起動します。デバイスがイネーブルになると、出力は 0V からレギュレートされた電圧まで滑らかに上昇します。TPS6293x は、無負荷でスイッチングを行わないときは動作電流が小さく、特に TPS62932、TPS62933、TPS62933P の動作電流は 12μA (標準値) です。TPS6293x がディセーブル時の電源電流は、約 2μA (標準値) です。低消費電力動作で長期的なバッテリー寿命を実現しようとする場合、これらの機能は非常に有益です。

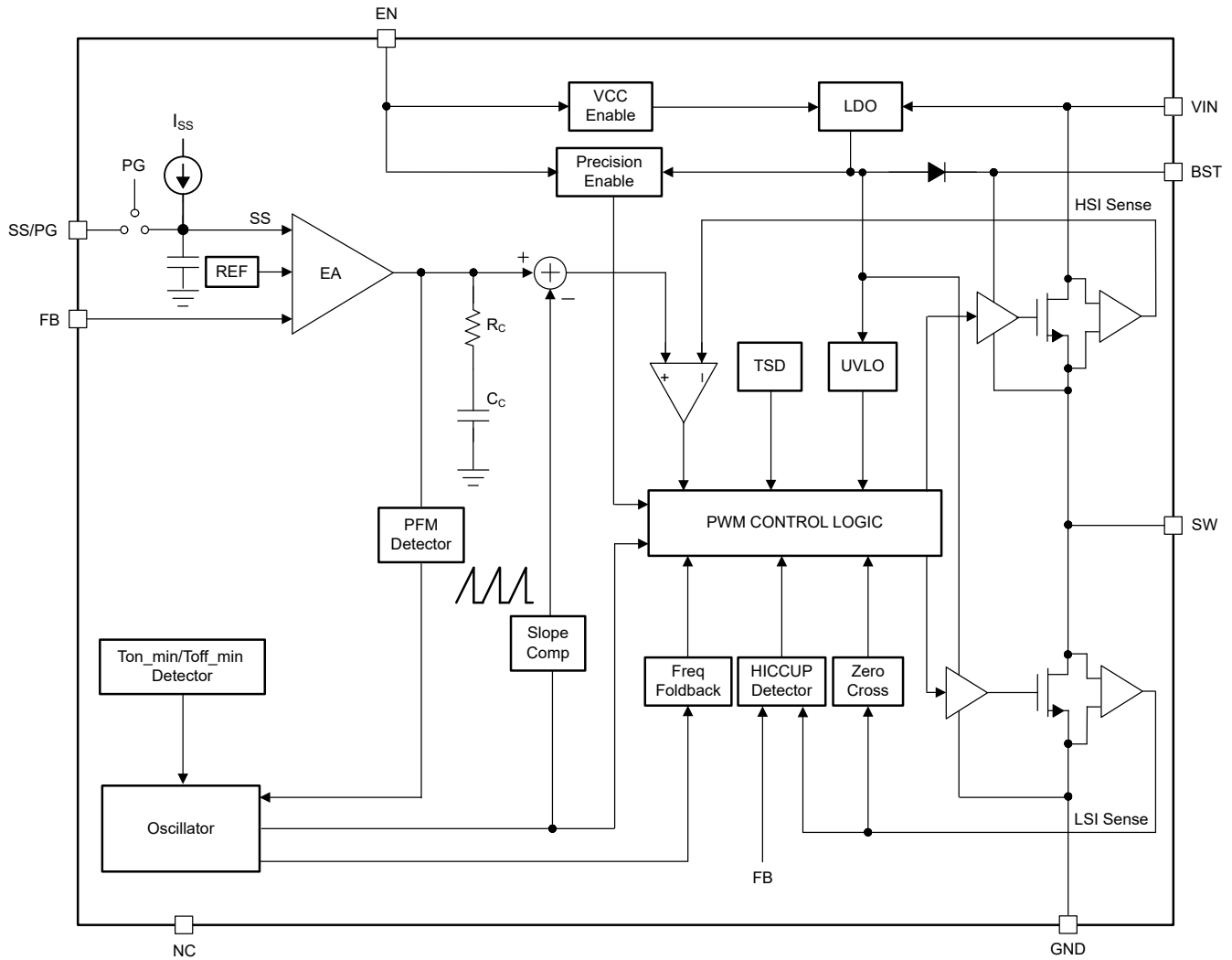


図 2-19. TPS62932

DRV8316C デバイスは、3 相モータドライブ アプリケーション向けの 95mΩ (ハイサイド + ローサイド MOSFET オン抵抗) 統合型ドライバです。このデバイスは、3 つのハーフブリッジ MOSFET、ゲートドライバ、チャージポンプ、電流センスアンプ、外部負荷用リニアレギュレータと降圧レギュレータを統合することで、システムの部品点数、コスト、複雑さを低減しています。標準のシリアルペリフェラルインターフェイス (SPI) を使うと、デバイスの各種設定とフォルト診断情報の読み出しを外部マイクロコントローラから簡単に行うことができます。また、ハードウェアインターフェイス (ピン) バリエーションを選択した場合、固定の外付け抵抗を使用して、最も一般的に使用される設定を行うことができます。このアーキテクチャでは、短絡イベントや内部パワー MOSFET の  $dv/dt$  寄生ターンオンから保護するために、内部ステートマシンを使用しています。DRV8316C デバイスには、内蔵電流センスを使用して各ハーフブリッジを流れる電流のレベルを監視するために、3 つの双方向電流センスアンプが内蔵されています。電流センスアンプのゲイン設定は、SPI またはハードウェアインターフェイスを介して調整できます。高いレベルのデバイス統合に加え、DRV8316C には、広範な保護機能も組み込まれています。例えば、電源の低電圧誤動作防止 (UVLO)、チャージポンプの低電圧誤動作防止 (CPUV)、過電流保護 (OCP)、AVDD 低電圧誤動作防止 (AVDD\_UV)、降圧レギュレータ UVLO および過熱警告とシャットダウン (OTW と OTSD) などの機能が挙げられます。フォルトイベントは nFAULT ピンによって示され、詳細情報は SPI バリエーションの SPI レジスタで取得できます。

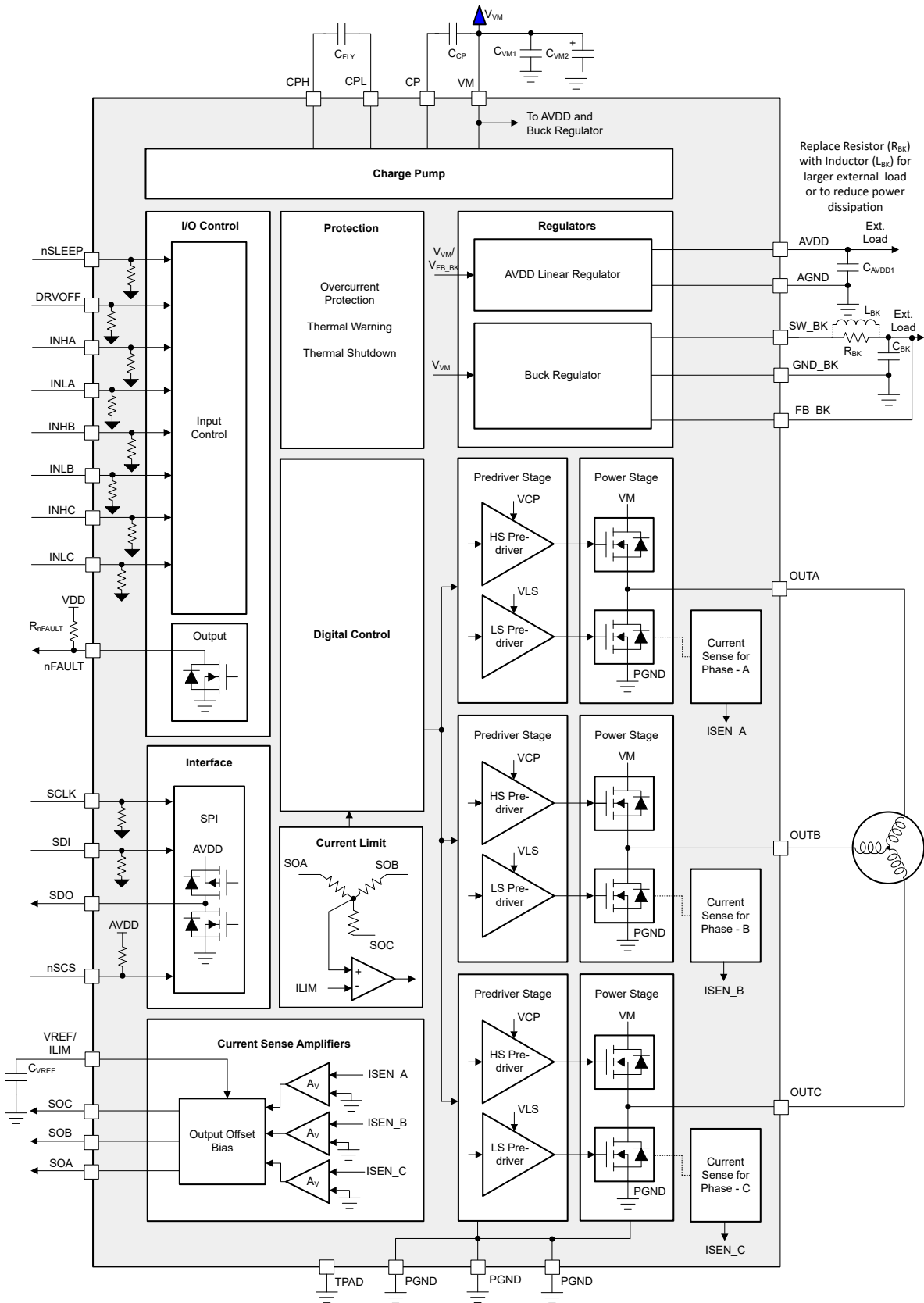


図 2-20. DRV8316C

**DRV8428** デバイスはバイポーラ ステッピング モーター用の統合型モータドライバ設計です。このデバイスは、2 つの N チャネル パワー MOSFET H ブリッジ、電流検出抵抗とレギュレーション回路、およびマイクロステッピング インデクサを統合することで、性能を最大限に発揮します。**DRV8428** は、4.2V~33V の広い電源範囲に対応しています。**DRV8428** は、最大 1.7A のピーク、1A のフルスケール、0.7A の二乗平均平方根 (rms) の出力電流を提供します。実際のフルスケールおよび RMS 電流は、周囲温度、電源電圧、PCB の熱性能に依存します。**DRV8428** は電流センス アーキテクチャを内蔵しているため、2 つの外部電力センス抵抗が不要になり、基板面積、BOM コスト、設計作業が大幅に削減され、消費電力が大幅に削減されます。このアーキテクチャでは、電流センシングに電流ミラー手法と内部パワー MOSFET を使うことで、センス抵抗での電力消費をなくしています。電流レギュレーションの設定点は VREF ピンの電圧で調整されます。シンプルな STEP/DIR インターフェイスにより、外部コントローラからステッピング モータの方向とステップ速度を制御できます。内部マイクロステッピング インデクサを使うと、巻線電流レベルを制御する外部コントローラを使わずに高精度のマイクロステッピングを実行できます。このステッピング制御ロジック (インデクサ) はフルステップ、ハーフステップ、1/4、1/8、1/16、1/32、1/64、1/128、1/256 マイクロステッピングを実行できます。高いマイクロステッピングにより、大きな可聴ノイズの低減とスムーズな移動が可能になります。標準のハーフステップ モードに加えて、非真円ハーフステップ モードを利用して、モータの RPM が高いときにトルク出力を増大させることもできます。ステッピング モータドライバは、いくつかの種類のディケイ モードを実装して巻線電流を再循環する必要があります。**DRV8428** には、スマート チューン ディケイ モードが搭載されています。スマート チューンは優れたディケイ メカニズムで、電圧、モーター速度、変動、経年変化の影響に関係なく、最適な電流レギュレーション性能に自動的に調整します。スマート チューンリップル コントロールでは、オフ時間可変型のリップル電流制御方式により、モータ巻線電流の歪みを最小限に抑えることができます。スマート チューンダイナミック ディケイでは、オフ時間固定のダイナミック ファースト ディケイ率方式により、モータ巻線電流の歪みを最小限に抑え、周波数成分を最小化し、設計作業を大幅に削減できます。このシームレスで簡単な自動スマート チューンに加えて、**DRV8428** は従来のミックス ディケイ モードも備えています。また、低消費電力スリープ モードを搭載しているため、モーターをアクティブに駆動していないときにシステムの電力を節約できます。

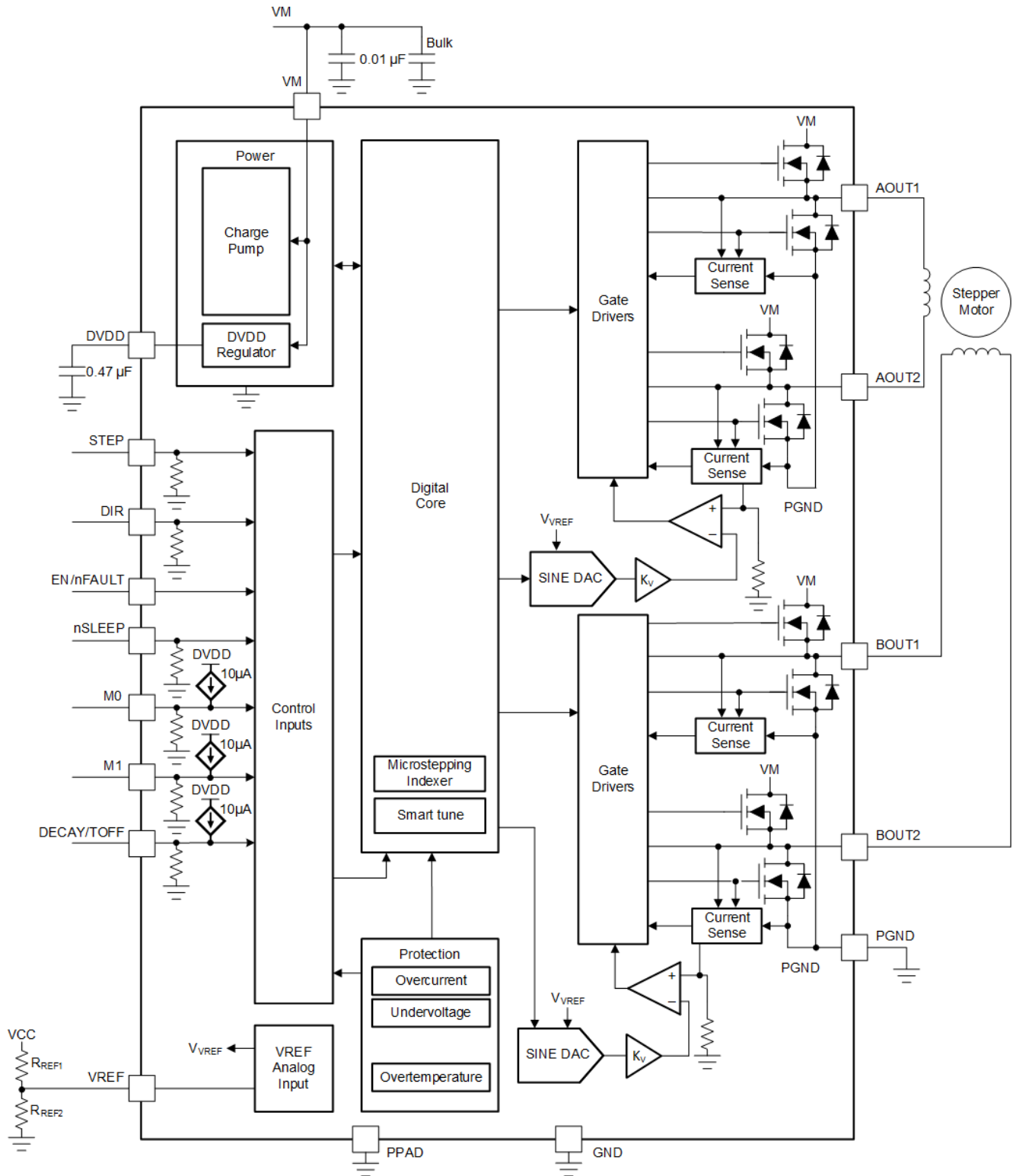


図 2-21. DRV8428

ISO1211 および ISO1212 デバイスは、IEC 61131-2 タイプ 1、2、3 特性を持つ、完全統合型の絶縁型デジタル入力レシーバです。これらのデバイスは、24V~60V のデジタル入力信号を受信し、絶縁されたデジタル出力を供給します。現場側の電源は不要です。入力信号パス上の外付け抵抗  $R_{SENSE}$  により、内部フィードバック ループに基づいてフィールド入力から取り込まれる電流の制限が正確に設定されます。電圧遷移スレッショルドはタイプ 1、2、3 に準拠しており、

外付け抵抗  $R_{THR}$  を使用してさらに上げることができます。RSENSE および  $R_{THR}$  の抵抗値を選択する際の詳細については、「詳細な設計手順」セクションを参照してください。ISO121x デバイスは、オン オフ キーイング (OOK) 変調方式を使用し、二酸化ケイ素をベースとする絶縁バリアを介してデジタル データを送信します。トランスミッタは、バリアを介して高周波キャリアを送信することによって、1 つのデジタル状態を表しています。また、信号を送信しないことによって、もう 1 つのデジタル状態を表しています。レシーバは、高度な信号コンディショニングを行ってから信号を復調し、バッファ段経由で出力を生成します。ISO121x デバイスの概念ブロック図については、「機能ブロック図」セクションを参照してください。

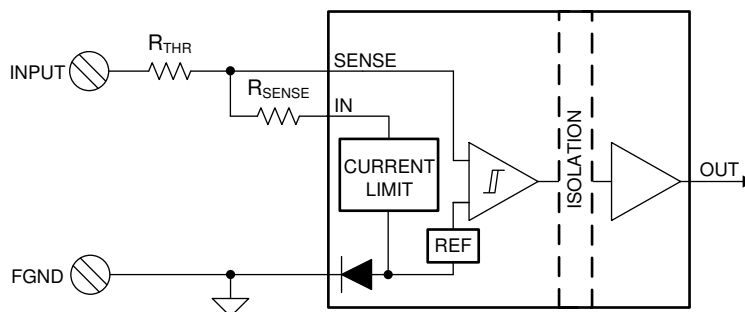
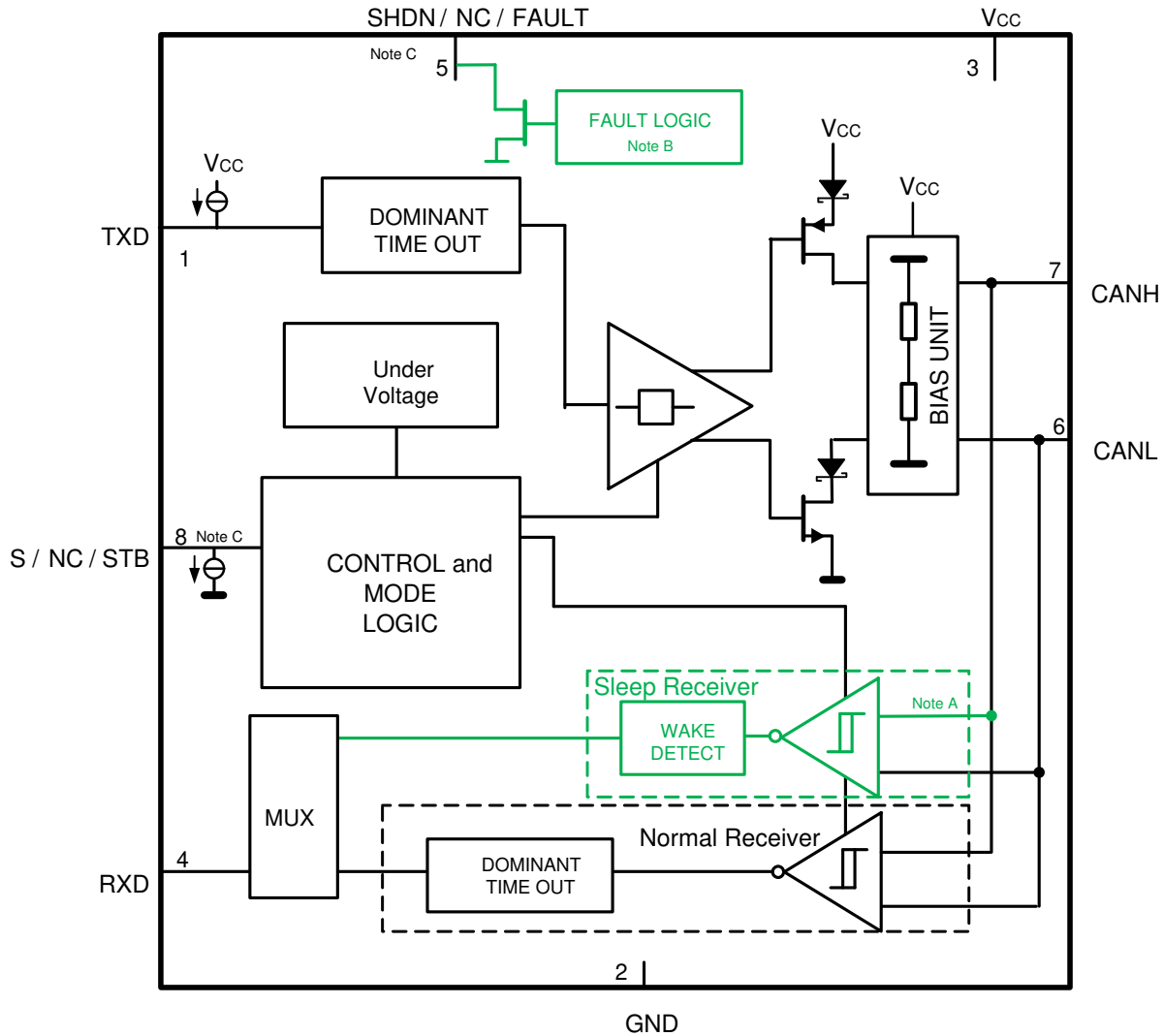


図 2-22. ISO1212

この CAN トランシーバ ファミリーは、ISO11898-2 高速 CAN (コントローラ エリア ネットワーク) の物理層規格に準拠しています。CAN トランシーバは、CAN の差動バスラインと CAN プロトコル コントローラ間のインターフェイスとして設計されています。





Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

図 2-23. TCAN334

MSPM0G350x マイクロコントローラ (MCU) は、最大 80MHz の周波数で動作する拡張 Arm® Cortex®-M0+ 32 ビット コア プラットフォームをベースにした、MSP 高集積超低消費電力 32 ビット MCU ファミリーに含まれます。コスト最適化されたこれらの MCU は高性能アナログ ペリフェラルを統合しており、-40°C~105°Cの拡張温度範囲をサポートし、1.62V~3.6V の電源電圧で動作します。MSPM0G350x デバイスは、エラー訂正コード (ECC) を内蔵した最大 128KB の組み込みフラッシュ プログラム メモリと、ハードウェア パリティ オプション付きの最大 32KB の SRAM を搭載しています。また、メモリ保護ユニット、7 チャンネル DMA、演算アクセラレータに加えて、2 つの 12 ビット 4Msps ADC、構成可能な内部共有電圧リファレンス、1 つの 12 ビット 1Msps DAC、リファレンス DAC を内蔵した 3 つの高速コンパレータ、ゲインをプログラム可能な 2 つのゼロドリフト ゼロクロスオーバー オペアンプ、1 つの汎用アンプなど各種の高性能アナログ ペリフェラルも内蔵しています。これらのデバイスは、2 つの 16 ビット高度制御タイマ、5 つの汎用タイマ (QEI インターフェイス用の 1 つの 16 ビット汎用タイマ、STANDBY モード用の 2 つの 16 ビット汎用タイマ、1 つの 32 ビット汎用タイマ)、2 つのウィンドウ付きウォッチドッグ タイマ、アラームとカレンダー モードを備えた 1 つの RTC など、インテリジェントなデジタル ペリフェラルも搭載しています。これらのデバイスは、データ整合性と暗号化ペリフェラル (AES、CRC、TRNG)、および拡張通信インターフェイス (4 つの UART、2 つの I2C、2 つの SPI、CAN 2.0/FD) を備えています。

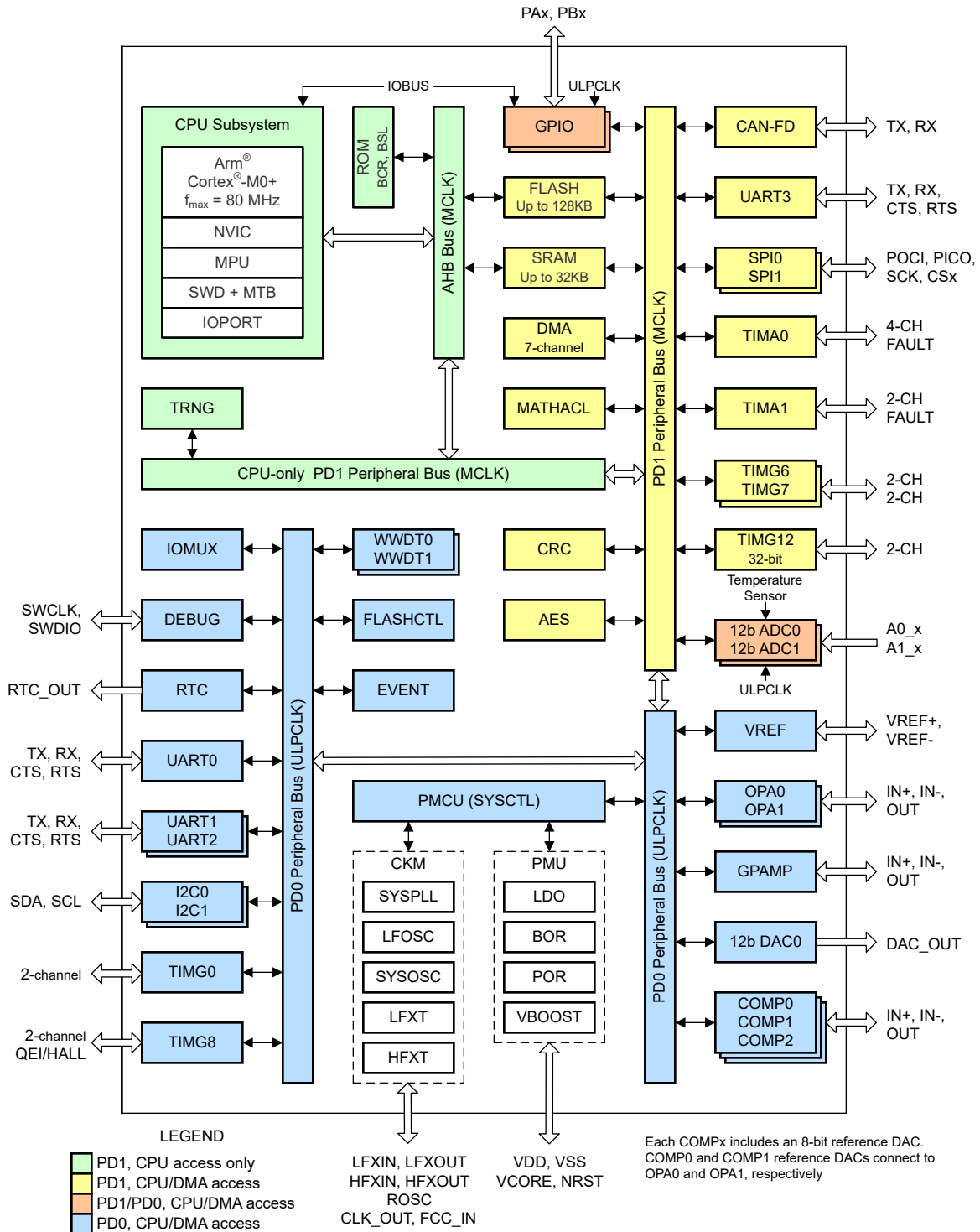


図 2-24. MSPM0G3507

TMAG5273 IC は、テキサス・インスツルメンツのホール効果技術と高精度ミックスド シグナル回路をベースにしています。出力信号 (未加工の X、Y、Z の磁気データと温度データ) は、I2C インターフェイスからアクセスできます。IC は、次の機能ブロックと構築ブロックで構成されています。

- 電源管理および発振器ブロックには、低消費電力発振器、バイアス回路、低電圧検出回路、および高速発振器が含まれています。

- センシングおよび温度測定ブロックには、ホール バイアス、マルチプレクサ付きホール センサ、ノイズ フィルタ、積分回路、温度センサ、ADC が含まれています。ホール効果センサ データと温度データは、同じ ADC を介して多重化されます。
- インターフェイス ブロックには、I2C 制御回路、ESD 保護回路、およびすべての I/O 回路が含まれています。TMAG5273 は、統合した巡回冗長性検査 (CRC) と連動して、複数の I2C 読み取りフレームに対応しています。

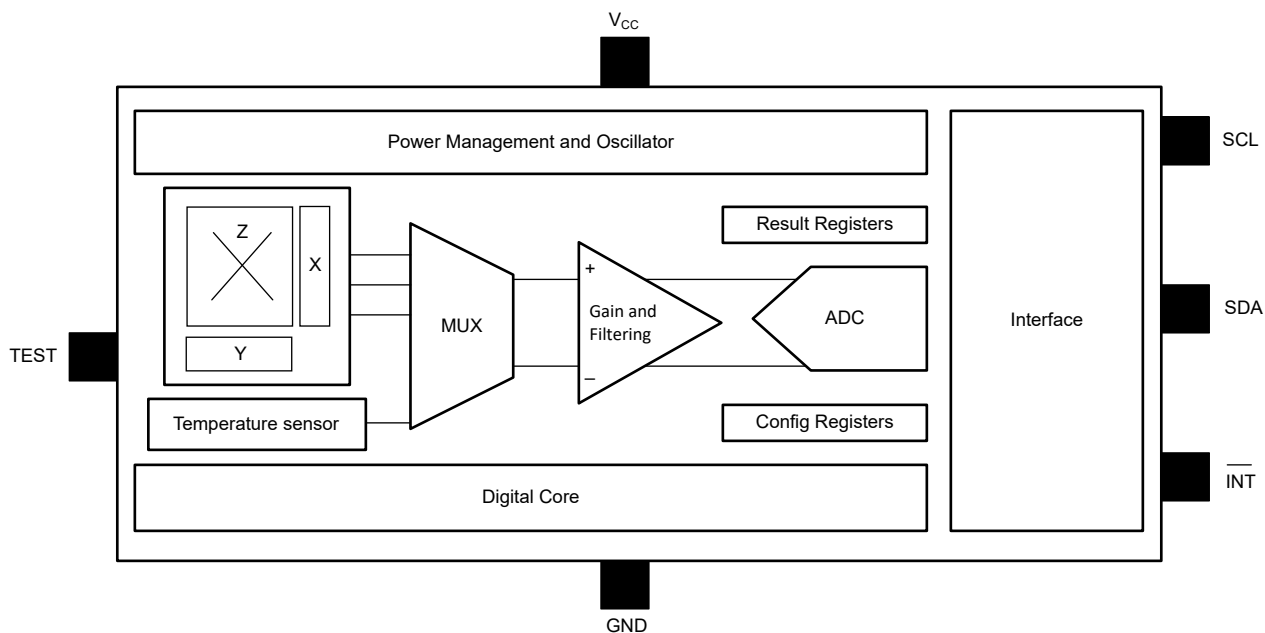


図 2-25. TMAG5273

TLV900x は、低消費電力のレールツーレール入力および出力オペアンプのファミリーです。これらのデバイスは 1.8V ~ 5.5V で動作し、ユニティゲインで安定しており、幅広い汎用アプリケーションのために設計されています。入力同相電圧範囲には両方のレールが含まれており、TLV900x ファミリーは事実上あらゆる単一電源アプリケーションで使用できます。レールツーレールの入出力スイングにより、特に低電源アプリケーションでダイナミックレンジが大幅に拡大し、サンプリング A/D コンバータ (ADC) の駆動に最適な選択肢となります。

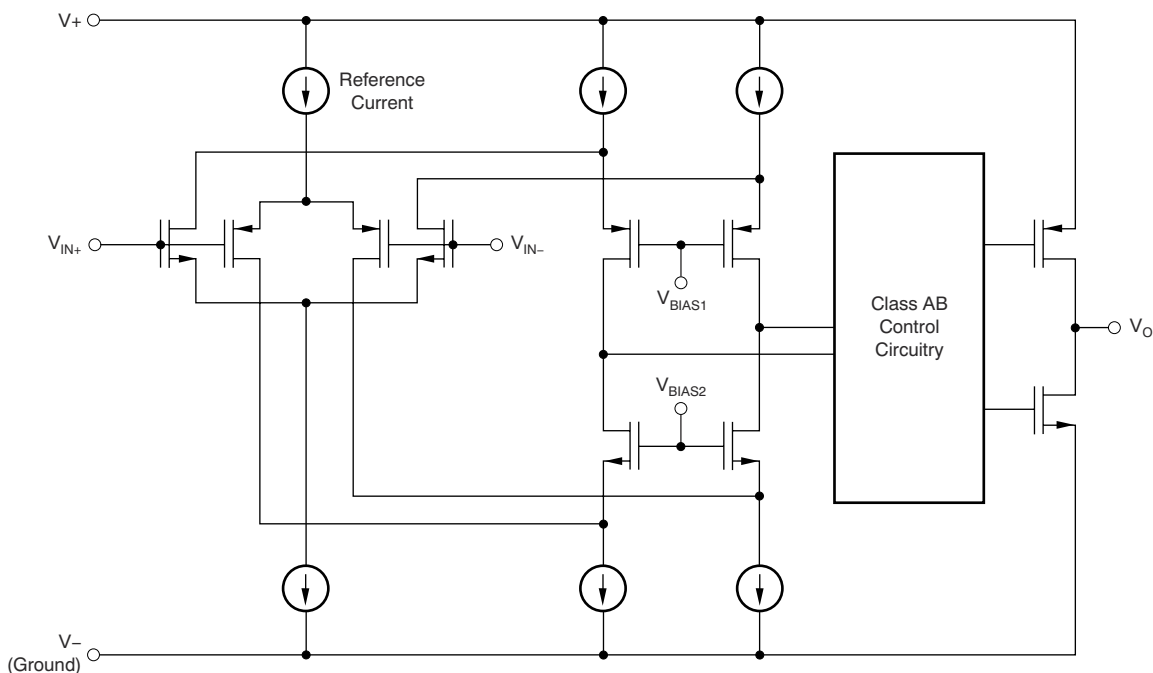


図 2-26. TLV9002

### 3 ハードウェア、ソフトウェア、テスト要件、テスト結果

#### 3.1 ハードウェア要件

図 3-1 に、このリファレンス デザインの主なインターフェイス接続を示します。

- 電源は、S1 の位置に応じて、24VAC から 24VDC に切り替えたり、完全にオフにしたりできます。これにより、主電源から下流にあるデバイスに対して同じ機能を維持しながら、入力電源に柔軟性を持たせることができます。24VDC は J19 経由で接続され、24VAC は J18 経由で接続されます。
- J16 は、ISO1212 へのフィールド入力とフィールド グランドの接続を行います。
- J21 は CAN インターフェイスの接続ポイントです。
- J22 は、4-10mA 制御入力フロントエンドの接続ポイントです。評価中は、これらのピンをジャンパで短絡しないでください。
- J15 は、0-10V 制御入力フロントエンドの接続ポイントです。評価中は、これらのピンをジャンパで短絡しないでください。
- J2 は、組込み MSPM0 にファームウェアを導入するための JTAG コネクタです。
- J8 は、BLDC モーターのホール効果センサを MCU に接続します。ホール センサに電力を供給するための 3.3V 接続と GND もこのコネクタに含まれています。
- J5、J6、J7 のねじ端子コネクタは、BLDC とステッピング モーターの出力接続です。J5 (B<sub>OUT</sub>) と J6 (A<sub>OUT</sub>) はステッピング モーターに接続され、J7 は BLDC モーターの 3 相に接続されます。

ボードにはステータスを示す 4 つの LED もあります。

- D4 – eFuse のフォルト通知
- D1 – ダンパー位置が適正
- D5 – エラーまたはモーター ドライブの故障
- D6 – ダンパー位置の調整中

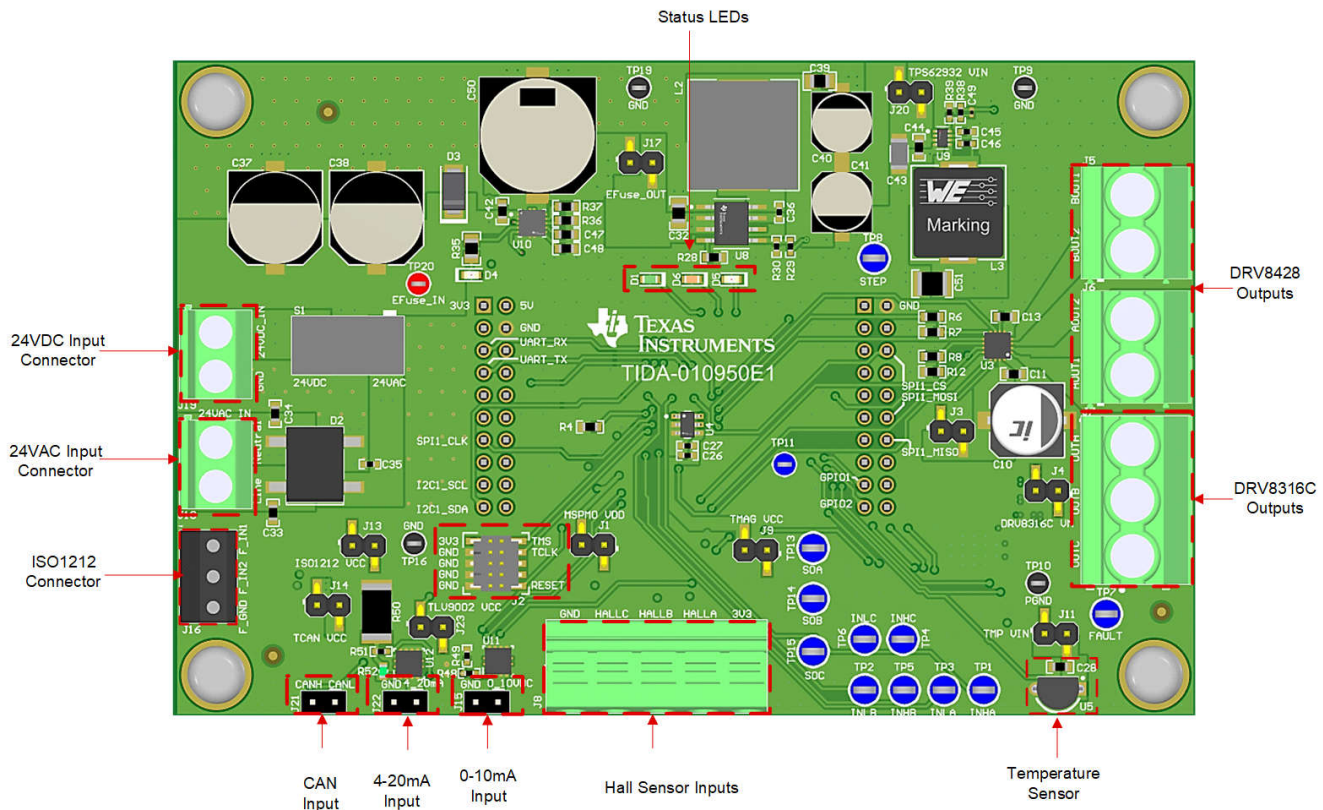


図 3-1. TIDA-010950 PCB の接続

### 3.2 テスト構成

次の 図 3-2 と 図 3-3 は、TIDA-010950 リファレンス デザインのテストに使用したラボのテスト構成を示します。DC 電源は 24VDC レールをボードの入力に供給するために使用され、120VAC から 24VAC へのプラグイントランスはボードの 24VAC 入力に電力を供給するために使用されます。

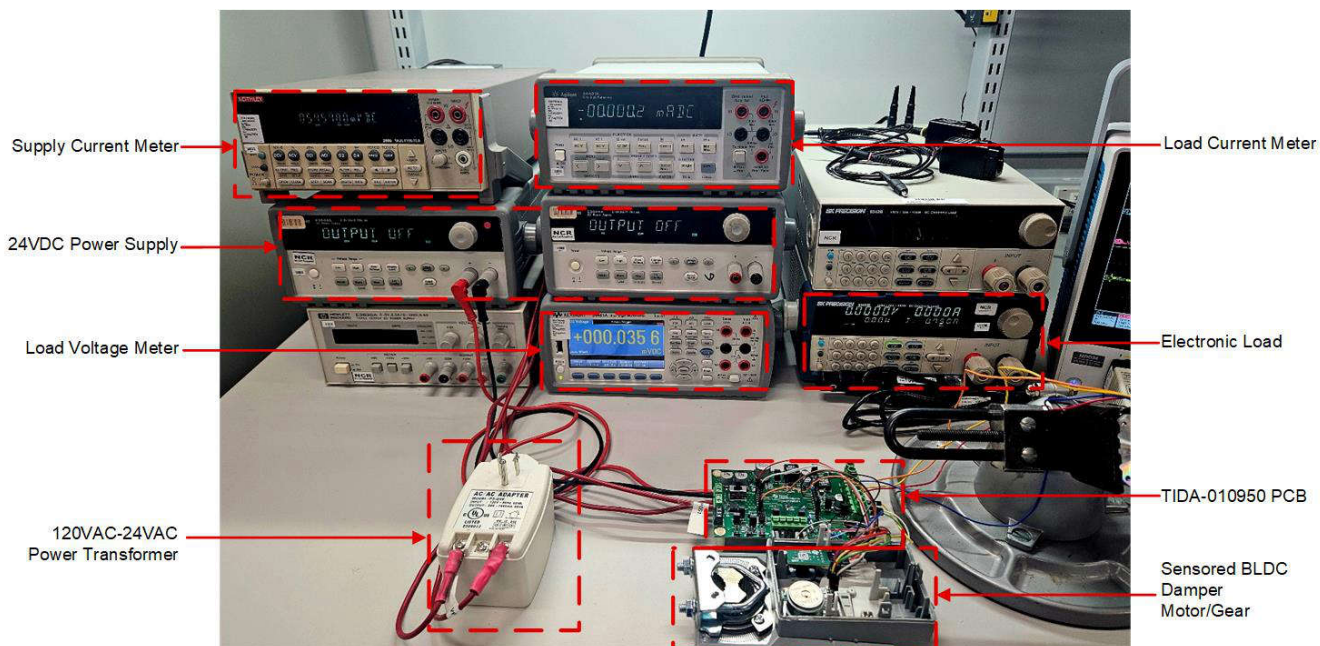


図 3-2. ラボ ベンチ テストの構成 I

BLDC テストでは、エンド ユーザーのダンパー アクチュエータプラットフォームを使用します。制御はリファレンス・デザインによって対応しますが、現場での実際の使用を再現するために、既存製品の BLDC モーター、ホール センサ、ギア ボックスを使用します。EEV モーターのテストでは、SS2421-5042 パンケーキ バイポーラ ステッピング モーターを使用して EEV ステッピング モーターを再現します。

効率測定は、各負荷ステップで入力 / 出力の電圧と電流を読み取るための複数の卓上マルチメータに加えて、電子負荷を利用して行います。各降圧の負荷は、100mA から 1A まで 50mA ステップ サイズで段階的に増加させます。

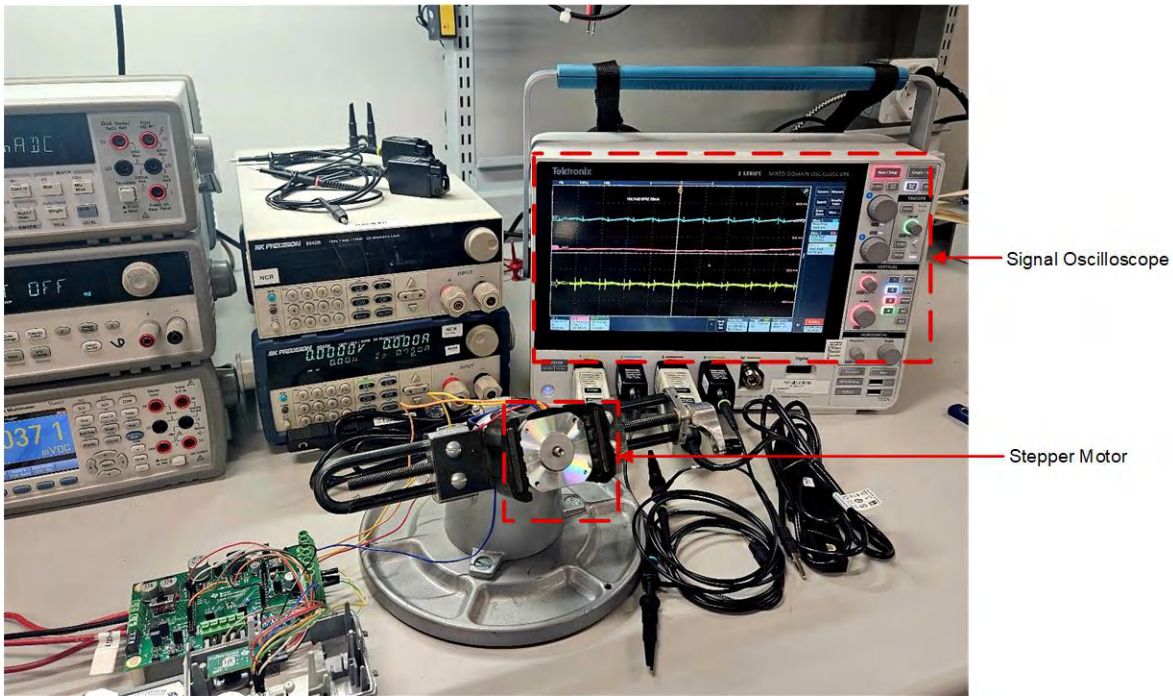


図 3-3. ラボ ベンチ テストの構成 II

ダンパーまたは EEV の位置は、0-10V 制御インターフェイスまたは 4-20mA 制御インターフェイスから受信した入力信号に基づいて調整されます。さらに、「ソフトウェア」セクションで説明したように、LMT84 からの温度読み取り値を使用して EEV を制御できます。

### 3.3 テスト結果

#### TPS16410 eFuse のテスト結果

TPS16410 eFuse の機能をテストするために、電子負荷を使用して電源から電力を引き出します。次の 図 3-4 の J17 は、電子負荷の接続ポイントを示しています。このテストで使用する入力電力は、さまざまな電圧で動作する DC 電源であり、過電流保護と電力制限に加えて、制御された起動、過電圧および低電圧保護の応答をキャプチャします。

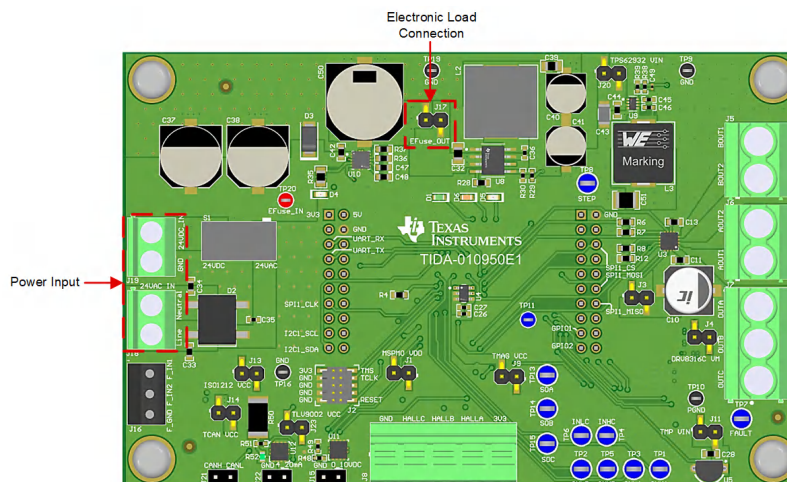


図 3-4. TPS16410 eFuse のテストに使用するボードの接続

### eFuse の起動、無負荷

次の [図 3-5](#) に、デバイスの入力に電圧を印加し、低電圧スレッシュホールドを少し上回るまで段階的に増加させたときの TPS16410 の起動動作を示します。電圧がこのポイントに達すると、TPS16410 の出力電圧がイネーブルになり、デバイスがイネーブルになってから、入力電圧が下流デバイスの電源用出力で使用可能になるまで 1.98ms の遅延があります。

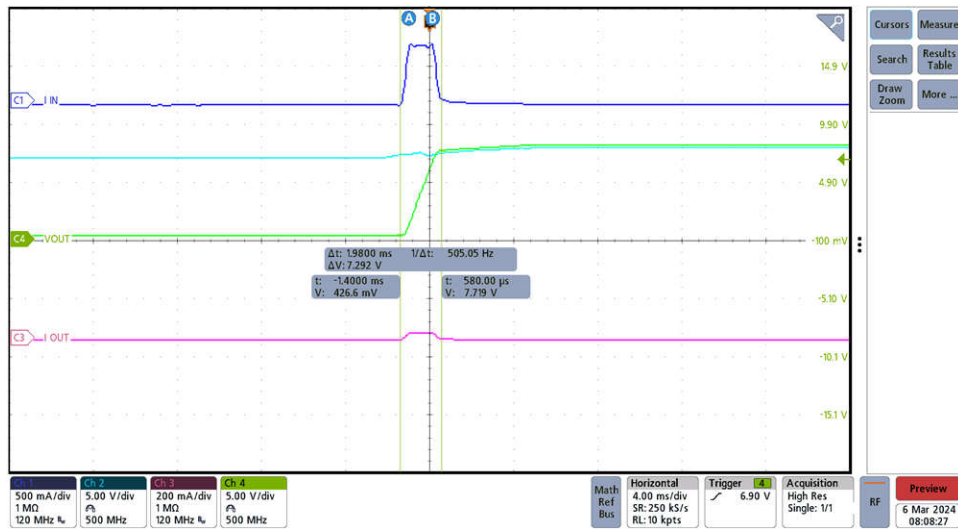


図 3-5. 無負荷時の eFuse の起動

次の [図 3-6](#) に、高負荷がアクティブな状態で電源がオンになったときの TPS16410 の応答を示します。この例では、TPS16410 は期待どおり電力レギュレーションを開始しますが、すでにアクティブな負荷に関連する突入電流が原因で、入力電圧がオンになってから約 200ms 後に eFuse は最終的にフォルト状態になります。このテストでは入力電力が 14.30W に制限されているため、誤差は約 3% です。

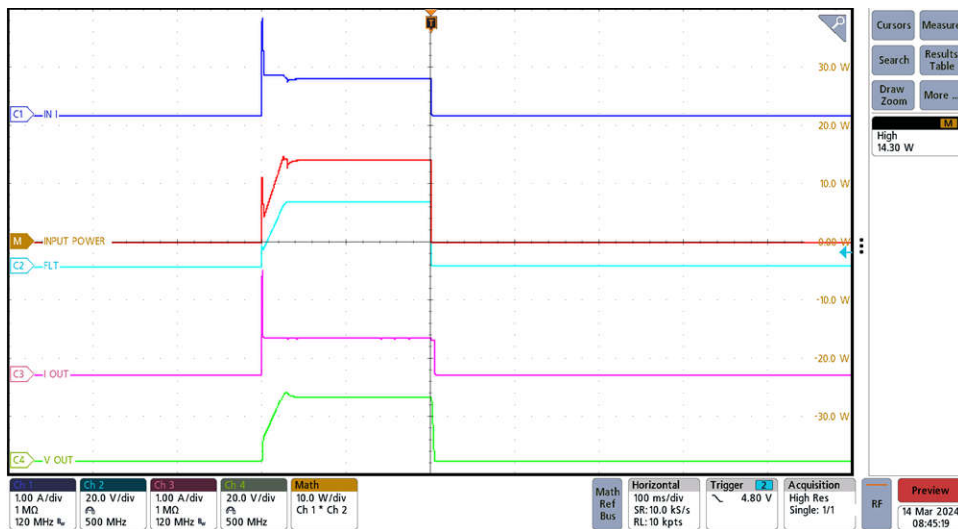


図 3-6. 高負荷での電圧ターンオン時の eFuse レギュレーション

### 電力制限

TPS16410 回路は、このデザインでは、消費電力を 13.65W に制限するように設計されています。より高い電力制限 (24VAC 入力) を必要とするアプリケーションでは、[セクション 2.2](#) の式を使用して電力制限を調整するか、デバイスをバイパスして評価することができます。

デバイスの接合部温度がサーマル シャットダウン スレッシュホールド (TSD) に達すると、内部 FET がオフになります。TPS16410 が熱過負荷を検出すると、デバイスは  $T_{SDHYS}$  まで冷却されるまでオフのままになります。TPS16410 が

$T_{SDHYS}$  だけ冷却されると、デバイスは追加の遅延時間  $t_{TSD,RST}$  の間オフのままになり、その後、デバイスがまだイネーブルであれば、デバイスは自動的にオンを再試行します。サーマル シャットダウン中、FAULT ピン FLT は Low にプルされてフォルト状態を通知します。

次の 図 3-7 に、13.7W のスレッショルドに近づいたデバイスの電力レギュレーションを示します。電子負荷は一定の電力に設定され、電力制限に向かって徐々に増加します。負荷が増加するにつれて、出力電圧は、電力を制限スレッショルド未満に保とうと低下し始めます。負荷がさらに増加すると、デバイスは出力をディセーブルにします。TPS16410 の電力レギュレーション精度は、 $P_{LIM}$  が 13.65W の場合は 99.5% です。

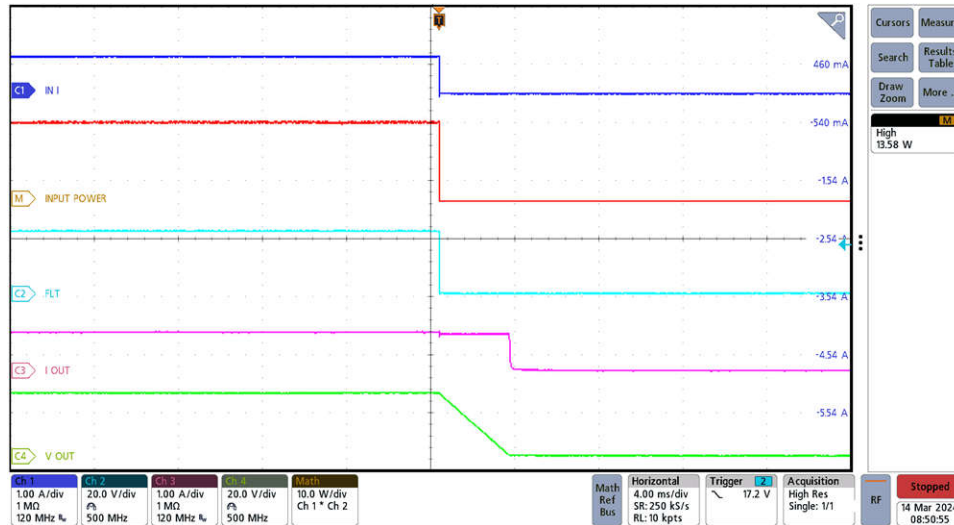


図 3-7. eFuse の電力制限



### 入力過電圧保護

TPS16410 デバイスには、過電圧状態のときにシステムを保護する回路が組み込まれています。OVLO ピンの電圧が  $V_{OVLO}$  スレッショルドを上回ると、内部 FET がオフになり、下流の負荷が保護されます。このリファレンス デザインは、入力電圧 24VDC で 28V、入力電圧 24VAC で約 40V の過電圧保護電圧で設計されています。図 3-8 に 28.13V での過電圧シャットダウンを示しており、28V の OVP スレッショルドに対して 99.5% の OVP 精度が得られます。

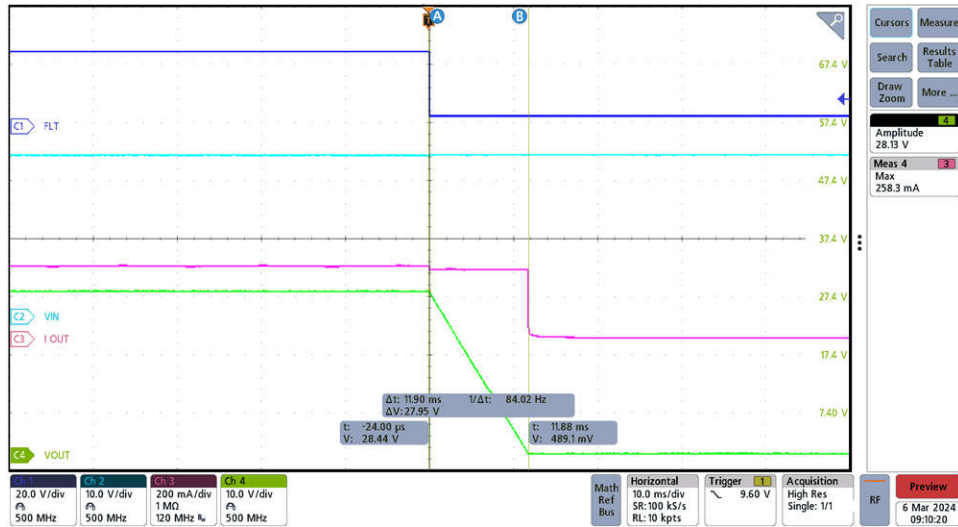


図 3-8. eFuse の入力過電圧保護応答

### LMR38020 15V 電源レールのテスト結果

100mA~1A の負荷に対する LMR38020 の効率をテストするために、J18 と J19 に対してそれぞれ 24VAC と 24VDC の両方を供給します。電子負荷は、各テストの具体的な負荷条件を作成するために使用します。入力電圧、出力電圧、出力電流リップルの各測定は、総電力制限 15W の範囲内で、予想される最大許容負荷で行われます。

次の図 3-9 に、LMR38020 の負荷が 1A の場合の出力電流リップルに加えて、入力電圧と出力電圧の両方の電圧リップルを示します。この負荷では、総消費電力は eFuse で設定された制限値をわずかに下回る程度です。1A 負荷時の入力電圧リップルは約 592mV pk-pk、出力電圧リップルは約 186mV pk-pk です。負荷に対する出力電流は電流リップル 約 9.3mA で、約 9.3% のリップル pk-pk を示しています。

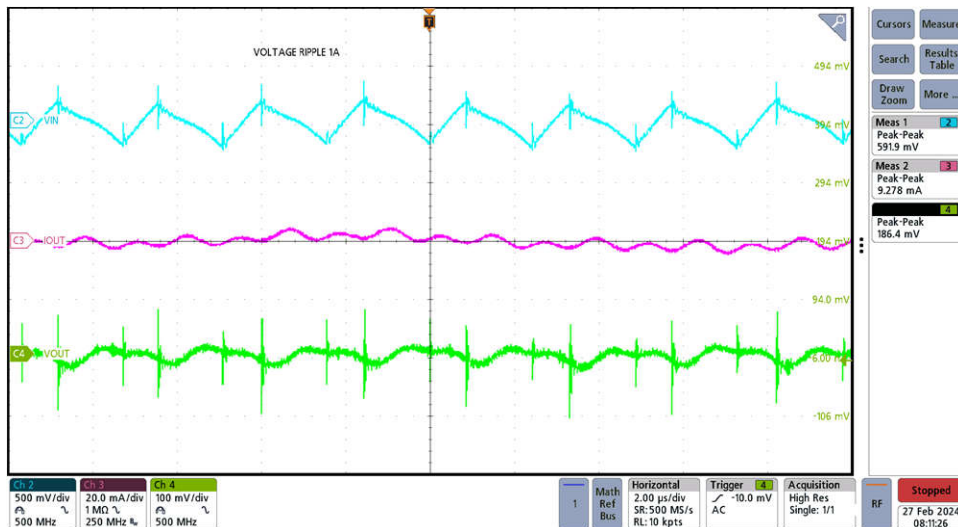


図 3-9. LMR38020 1A 負荷時の出力電圧リップル

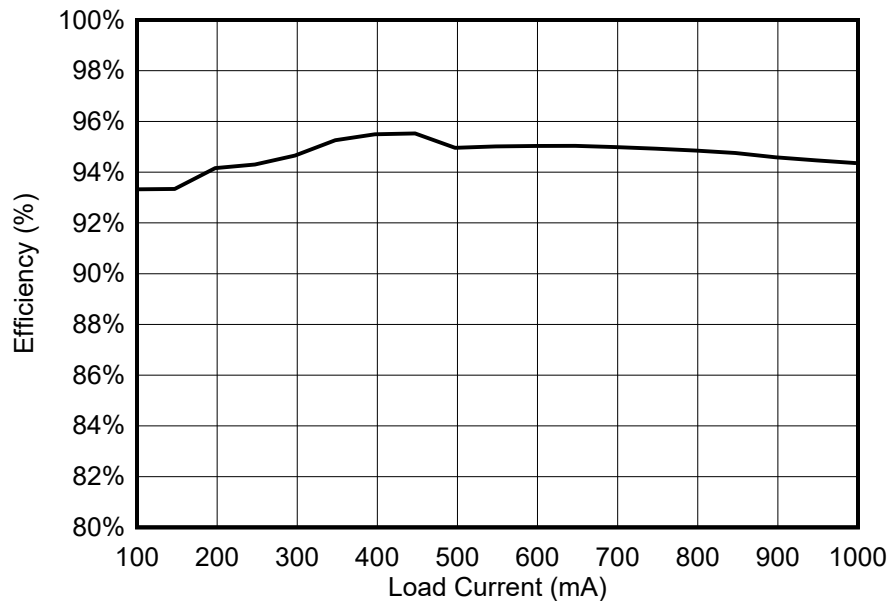
負荷テストにおける効率の結果:

次の表 3-1 に、LMR38020 に 24VDC を入力し、デバイスへの出力に電子負荷をかけた場合のテスト データを示します。負荷電流範囲は、100mA から 1A まで 50mA ステップで増加します。

**表 3-1. LMR38020 24VDC 入力効率テストのデータ**

VIN (V)	IIN (mA)	VOUT (V)		IOUT (mA)	PIN (W)	POUT (W)	効率
24	66.31	15.24		97.45	1.59	1.49	93.32
24	99.94	15.23		147.00	2.40	2.24	93.34
24	133.00	15.21		197.60	3.19	3.01	94.16
24	164.60	15.07		247.20	3.95	3.73	94.30
24	197.04	15.07		297.03	4.73	4.48	94.66
24	229.04	15.07		347.47	5.50	5.24	95.26
24	261.06	15.07		397.03	6.27	5.98	95.50
24	293.92	15.07		447.16	7.05	6.74	95.53
24	328.67	15.07		497.12	7.89	7.49	94.96
24	361.79	15.07		547.46	8.68	8.25	95.02
24	394.57	15.07		597.16	9.47	9.00	95.03
24	427.66	15.07		647.28	10.26	9.75	95.04
24	461.07	15.07		697.51	11.07	10.51	94.99
24	494.42	15.07		747.47	11.87	11.26	94.93
24	527.97	15.07		797.53	12.67	12.02	94.85
24	561.28	15.07		846.98	13.47	12.76	94.75
24	595.32	15.06		897.36	14.29	13.51	94.59
24	629.45	15.06		947.59	15.11	14.27	94.47
24	663.55	15.06		997.71	15.93	15.03	94.35

次の図 3-10 に、負荷電流における効率を示します。すべての負荷値にわたる効率は 90% を上回り、450mA の負荷電流において 96% の効率でピークに達します。



**図 3-10. LMR38020 24VDC 入力での負荷における効率**

LMR38020 に整流された 24VAC 入力を印加して同じテストを行い、負荷電流を再び 100mA から 1A まで 50mA ステップ サイズで掃引します。このデータは、次の表 3-2 に示します。

表 3-2. LMR38020 24VAC 入力効率テストのデータ

VIN (V)	IIN (mA)	VOUT (V)	IOUT (mA)	PIN (W)	POUT (W)	効率
34.53	47.93	15.23	98	1.66	1.49	90%
34.22	72.91	15.22	147	2.49	2.24	90%
33.98	99.07	15.19	198	3.37	3.01	89%
33.78	120.37	15.06	248	4.07	3.73	92%
33.60	144.48	15.05	297	4.85	4.47	92%
33.39	168.70	15.04	348	5.63	5.23	93%
33.22	192.62	15.04	397	6.40	5.97	93%
33.01	218.14	15.03	447	7.20	6.72	93%
32.82	244.57	15.03	497	8.03	7.47	93%
32.61	270.47	15.03	548	8.82	8.24	93%
32.44	296.54	15.02	597	9.62	8.97	93%
32.23	323.26	15.02	648	10.42	9.73	93%
32.03	350.78	15.02	698	11.24	10.48	93%
31.82	378.61	15.01	748	12.05	11.23	93%
31.63	407.28	15.01	798	12.88	11.98	93%
31.42	435.92	15.00	847	13.70	12.71	93%
31.22	465.80	15.00	898	14.54	13.47	93%
31.00	496.66	15.00	948	15.40	14.22	92%
30.78	528.17	14.99	997	16.26	14.95	92%

次の図 3-11 に、LMR38020 に整流された 24VAC 入力電圧を印可した場合の効率と負荷電流との関係を示します。効率は 93% でピークを示し、負荷電流 350mA から 900mA までは比較的平坦な効率曲線になっています。

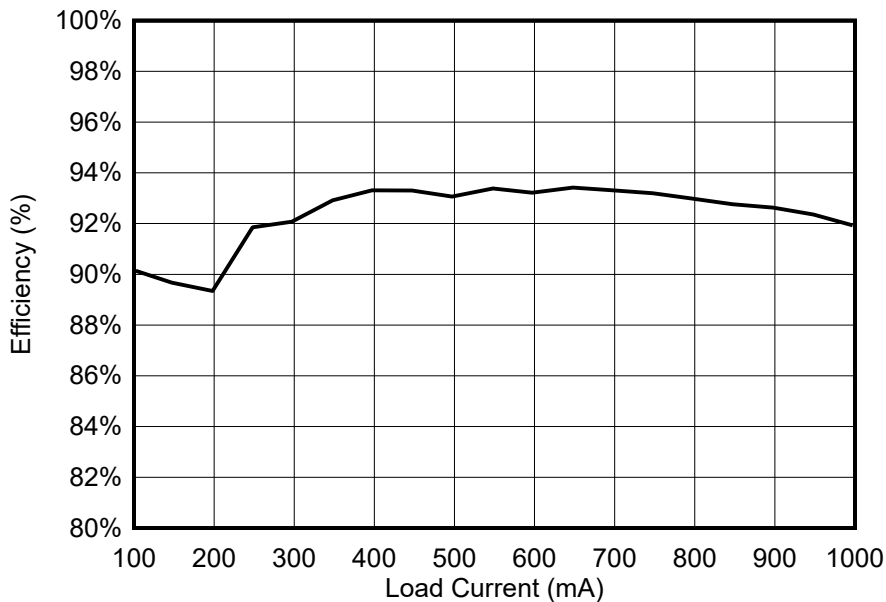


図 3-11. LMR38020 24VAC 入力での負荷における効率

### TPS62932 3.3V 電源レールのテスト結果

さまざまな負荷条件で TPS62932 の効率をテストする手順は、上記の LMR38020 のテストと同じです。この場合は、降圧の入力に 15VDC を供給しながら、3.3VDC 電源レールから 100mA~1A をプルしています。これは、3.3VDC 降圧の性能を分離するためです。

3.3V 電源レールの負荷については、入力電圧リップル、出力電圧リップル、および出力電流リップルを測定するために、負荷電流としてワーストケース シナリオである 750mA を使用します。次の 図 3-12 に、前述の各パラメータのリップルを示します。入力電圧リップル **pk-pk** は 192mV で、約 1.3% です。出力電圧リップル **pk-pk** は約 80.8mV で、約 2.4% です。出力電流リップル **pk-pk** は約 5.3mA で、約 0.7% です。

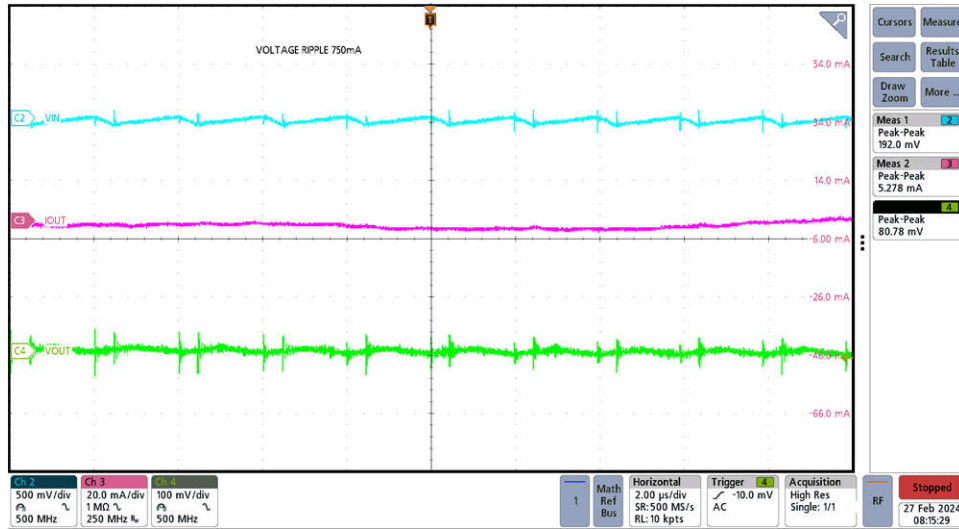


図 3-12. TPS62932 750mA 負荷でのリップル

効率の結果:

次の 表 3-3 に、TPS62932 の効率テストでキャプチャされたデータを示します。このテストは、負荷電流テスト値については LMR38020 と同じですが、3.3V 電源レールは、MCU とボード ペリフェラルにのみ使用されるため、総消費電力はるかに低くなります。

表 3-3. TPS62932 効率テストのデータ

VIN (V)	IIN (mA)	VOUT (V)	IOUT (mA)	PIN (W)	POUT (W)	効率
15	25.56	3.28	97.75	0.38	0.32	83.63
15	39.02	3.27	147.26	0.59	0.48	82.27
15	51.06	3.27	197.82	0.77	0.65	84.46
15	62.96	3.27	247.44	0.94	0.81	85.68
15	74.90	3.2	297.26	1.12	0.97	86.52
15	86.85	3.27	347.68	1.30	1.14	87.27
15	98.91	3.27	397.25	1.48	1.30	87.55
15	110.56	3.26	447.34	1.66	1.46	87.94
15	120.11	3.26	497.31	1.80	1.62	89.99
15	131.23	3.26	547.69	1.97	1.79	90.70
15	142.08	3.26	597.36	2.13	1.95	91.38
15	152.94	3.26	647.48	2.29	2.11	92.01
15	164.29	3.26	697.71	2.46	2.27	92.30
15	175.78	3.26	747.67	2.64	2.44	92.44
15	187.34	3.26	797.72	2.81	2.60	92.54
15	198.81	3.26	847.20	2.98	2.76	92.61
15	210.50	3.25	897.58	3.16	2.92	92.39
15	222.17	3.25	947.63	3.33	3.08	92.42
15	233.76	3.25	997.25	3.51	3.24	92.43

次の [図 3-13](#) に、TPS62932 の効率と負荷電流との関係を示します。効率は 850mA 負荷時に 92.61% でピークに達しますが、3.3V レールの合計負荷はこれよりはるかに低いため、動作時の効率は平均 80% 台半ばです。

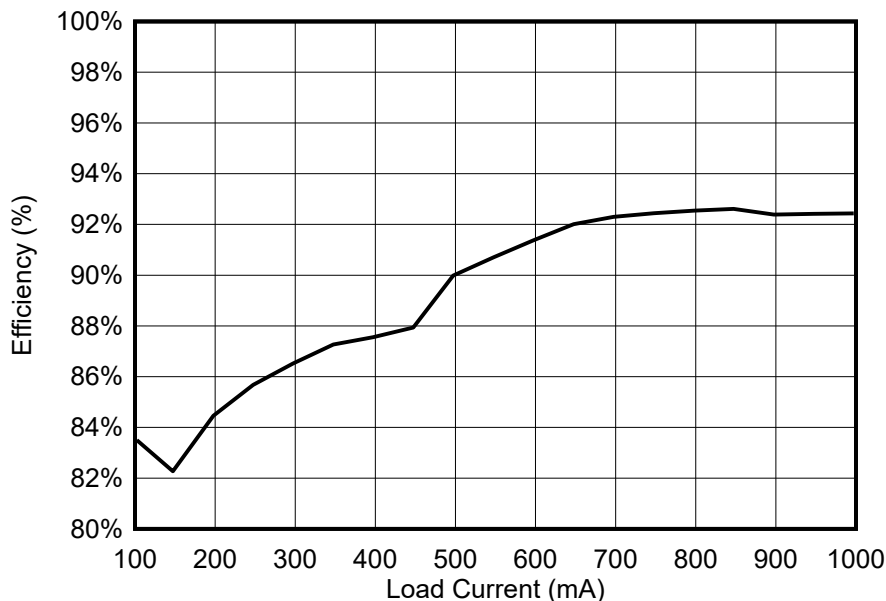
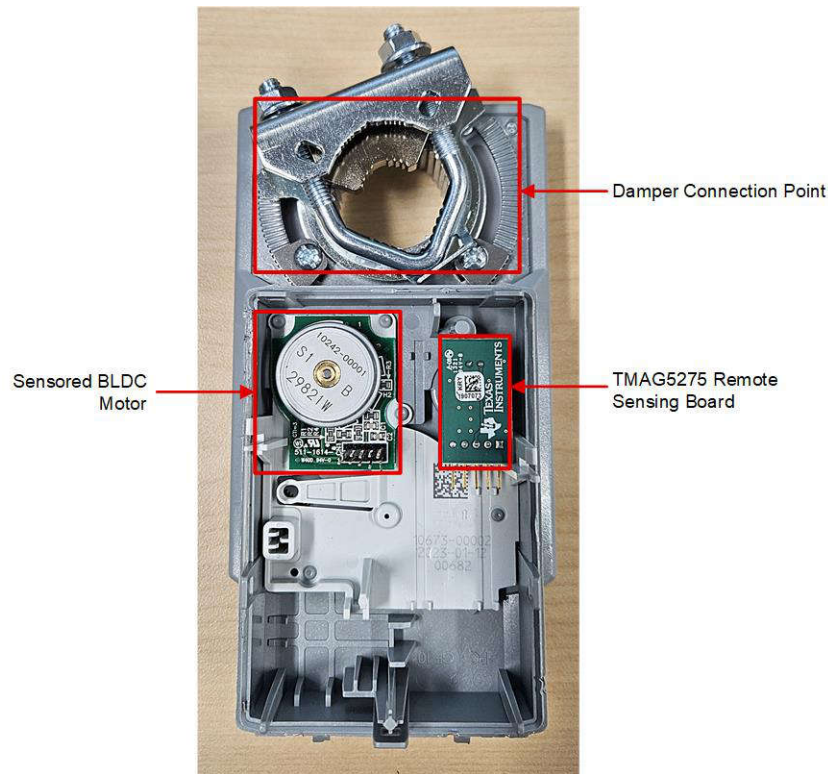


図 3-13. TPS62932 負荷における効率

### DRV8316 のテスト結果

DRV8316C の動作機能をテストするには、実際のエンドユーザー製品を使用してテキサス・インスツルメンツのデバイスの性能をテストします。このリファレンス デザインで使用されているのは、ホール効果センサ、BLDC ダンパー モーター、モーターの回転エネルギーをダンパーに効果的に伝達するギアです。[図 3-14](#) に、主なテスト構成を示します。モーターが回転すると、利用可能なギアのネットワークの一部が、ギア キャビティ内に配置された磁石とともに回転情報を提供するために利用されます。TMAG5273 ボードは磁石 / ギアの上に直接取り付けられ、動作中に角度データをメイン ボードに送り返します。



**図 3-14. BLDC ダンパー制御のテスト構成**

ダンパーモーター / ギヤに関する重要な注意点として、左回転はより大きな電流を必要とし、右回転ははるかに少ない電流しか必要としないことがあります。このセクションでは、オーバー ツー ライト (OTR) はダンパーの右回転時の低電流を、オーバー ツー レフト (OTL) は BLDC モーターの左回転時の高電流を示します。

リファレンス デザインのサイズ、および製品へのボードの取り付けオプションがないことを理由に、ダンパーの位置をリモート検出する手段として、セカンダリ TMAG5273 ボードを使用しています。次の [図 3-15](#) に TMAG5273 リモート ボードを示します。

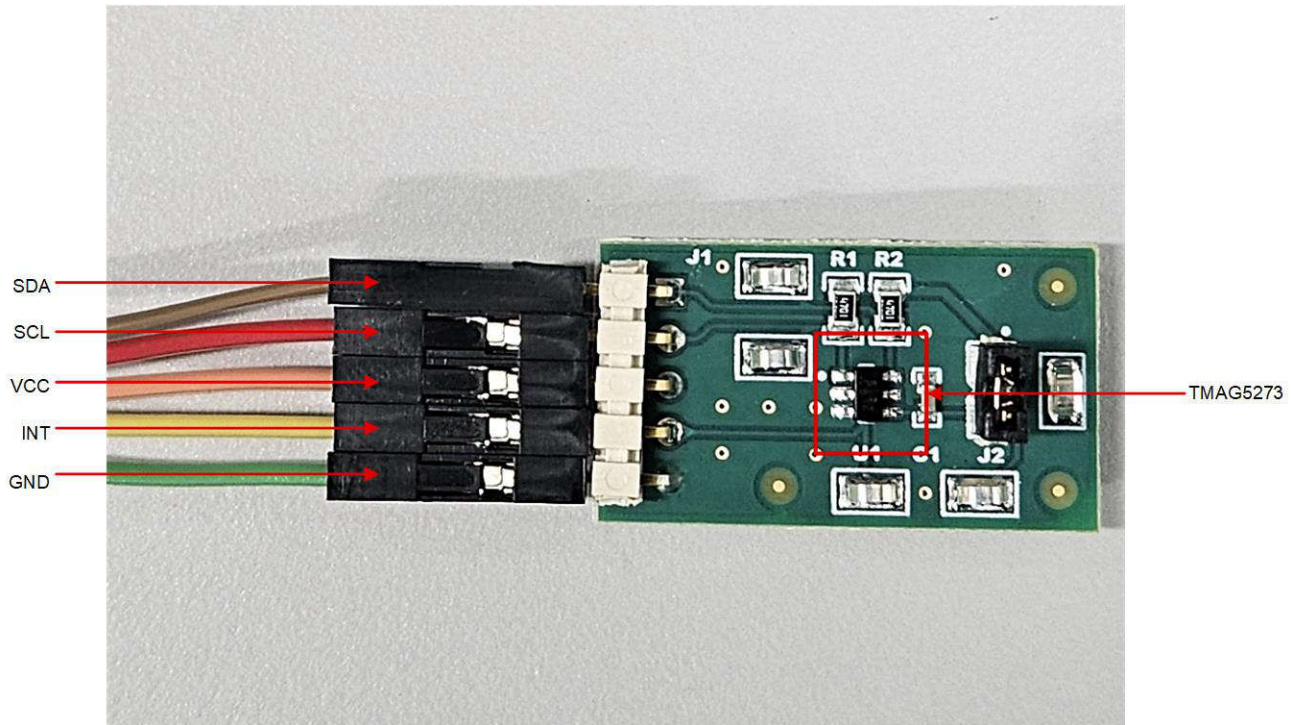


図 3-15. TMAG5273 BLDC モーター位置センシング用リモートセンシングボード

次の図 3-16 に、OTL 動作中の 3 相それぞれのモータ電圧出力を示します。BLDC モーターへの出力は各位相間で  $120^\circ$  で、BLDC モーターへの出力電圧は各出力相で  $15.38\text{V} \sim 15.73\text{V}$  の範囲です。

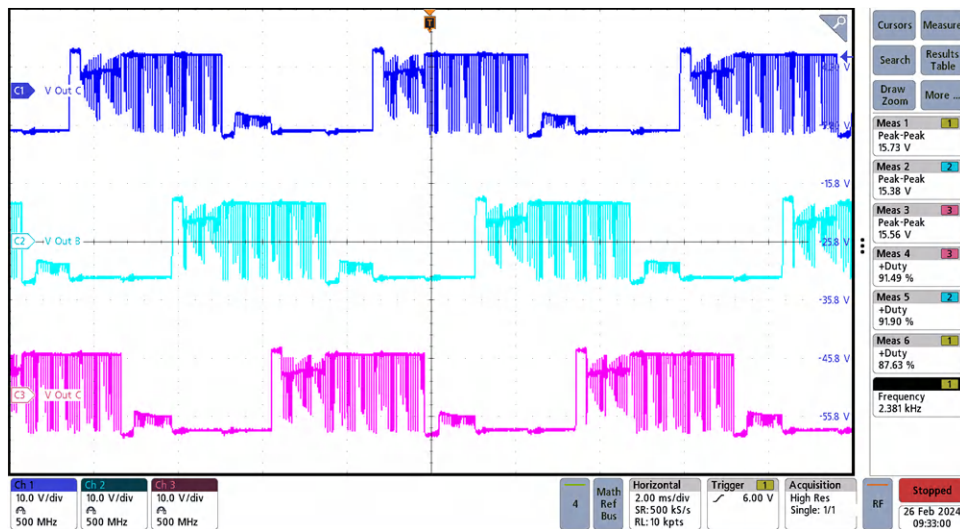


図 3-16. DRV8316C 各位相の電圧出力

DRV8316C 動作時の位相電流: 次の図 3-17 に、OTL 動作中の BLDC モーターの各位相の出力電流を示します。位相電流波形は位相間が  $120^\circ$  で、総 RMS 電流は  $474.6\text{mA}$  です。RMS 電流は、高電流の左回転中にキャプチャされます。

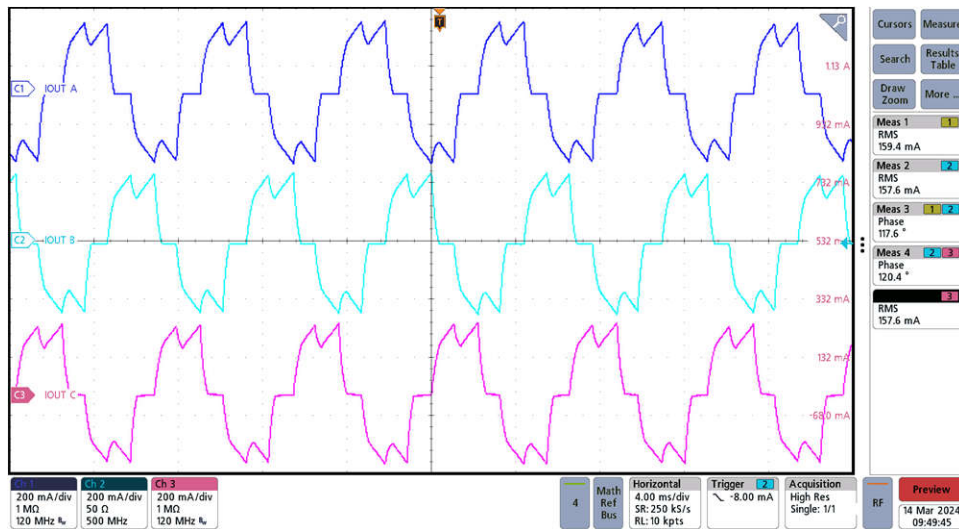


図 3-17. DRV8316C モータ動作時の出力電流

次の図 3-18 の波形は、BLDC モーターの OTL 動作中の DRV8316C への入力電流を示しています。DRV8316C の消費電流は、センサ付き BLDC モーター装置の駆動時に約 187mA でピークに達し、動作時間にわたって RMS 値は 190.1mA です。入力電圧は AC 結合され、動作中に電圧リップルを抽出します。ダンパー モーターが左回転する高負荷時の電圧リップルは約 201mV です。

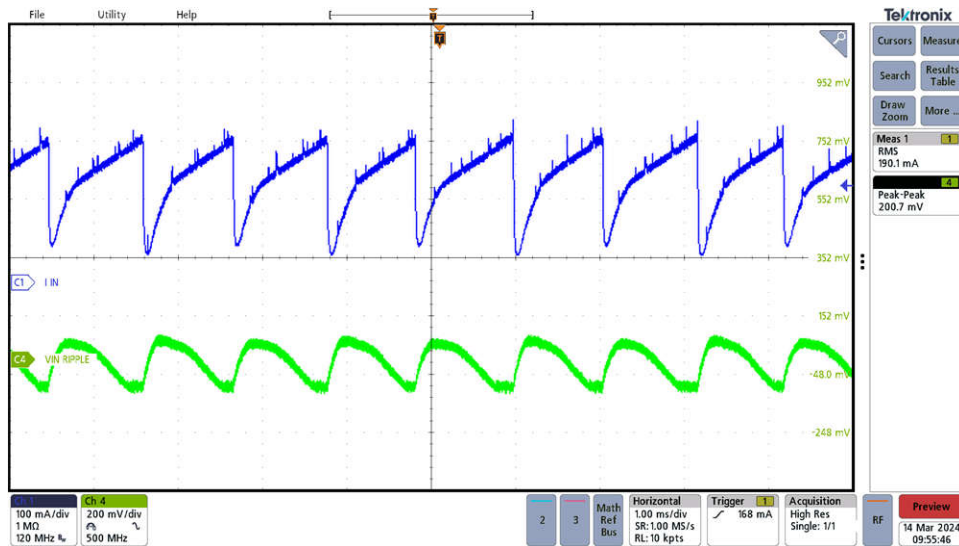


図 3-18. DRV8316C 動作時の入力電流と入力電圧リップル

次の図 3-19 に、MSPM0 の単一出力相 (INH と INL の両方) からの制御信号と、OTL 動作中の SO ピンからの電流出力を示します。

DRV8316C の SO<sub>x</sub> ピンは、ローサイド FET を流れる電流にゲイン設定 (GCSA) を乗算した値に比例するアナログ電圧を出力します。ゲイン設定は、GAIN ピン (ハードウェア デバイス バリエント) または GAIN ビット (SPI デバイス バリエント) で設定できる 4 つの異なるレベルの間で調整できます。電流センサは、DRV8316C デバイスの各ローサイド FET のセンサ FET で実装されています。この電流情報は内部 I/V コンバータに供給され、VREF ピンの電圧とゲイン設定に基づいて SO<sub>x</sub> ピンに CSA 出力電圧を生成します。



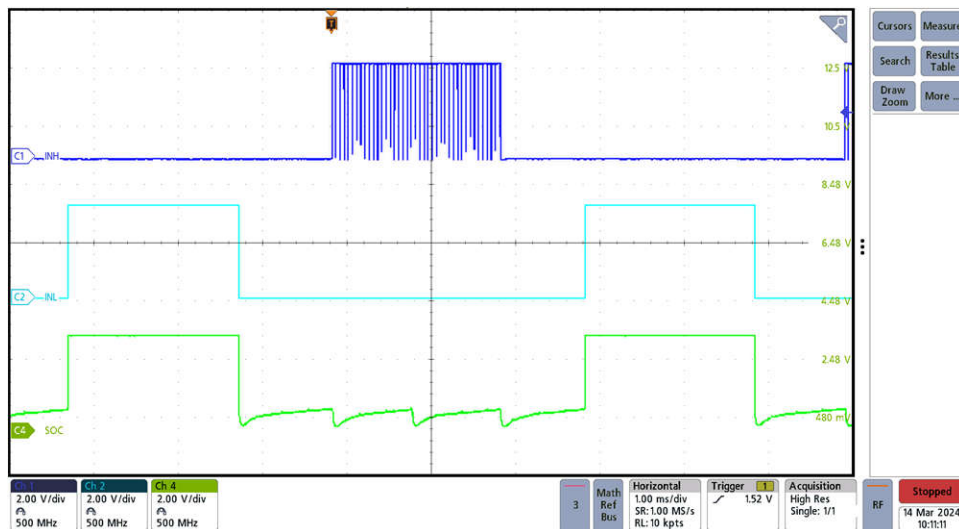


図 3-19. DRV8316C モーター動作 (OTL) 時の INH、INL、SOx

図 3-20 に、OTR 動作時の同じ出力を示します。INH および INL の制御信号と SOx は、このシナリオでダンパー モーターが高速回転している間、周波数が高くなり、持続時間が大幅に短くなっています。

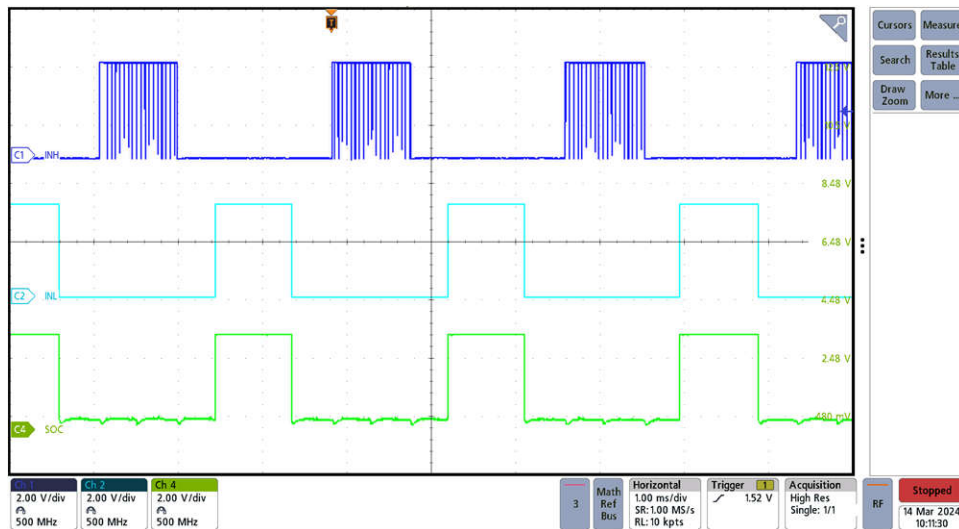


図 3-20. DRV8316C モーター動作 (OTR) 時の INH、INL、SOx

### DRV8428 のテスト結果

DRV8428 のテストは BLDC ダンパー モーターのテストによく似ていますが、代わりに 24VDC バイポーラ ステッピング モーターを使用します。次の図 3-21 に示すように、モーターの裏には磁石が取り付けられており、これは 0V~10V 制御または 4mA~20mA 制御の場合は位置制御ループに使用され、ステッピング モーターが温度ベースの制御ループで制御されている場合は単純に位置確認手段として使用されます。

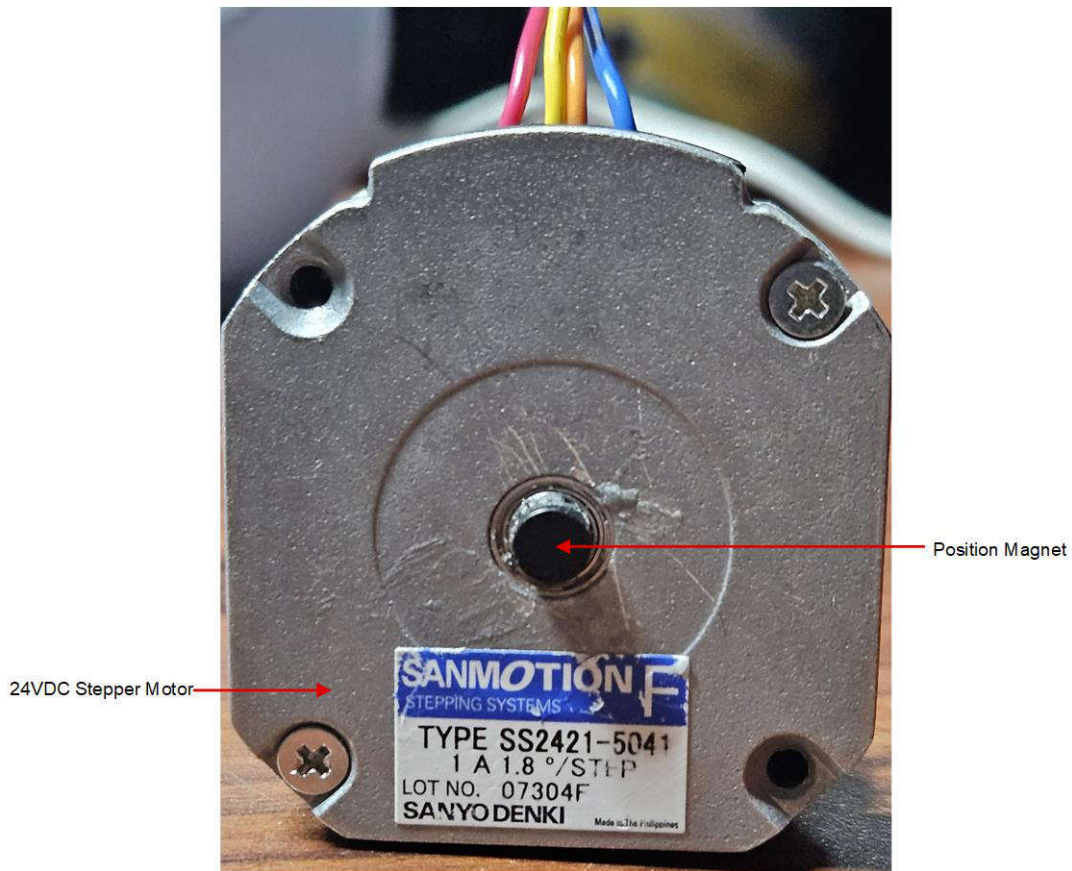


図 3-21. 位置決め磁石付きステッピング モーターのセットアップ

図 3-22 に、シングル ピン インターフェイスを使用してバイポーラ ステッピング モータをフル ステッピング モードで駆動した DRV8428 デバイスの負荷テストの結果を示します。フル ステッピング モードでは、フルブリッジは 2 つの巻線間の位相シフト 90°で、2 つのモード (順方向または逆方向モード) のいずれかで動作します。図 3-22 に、STEP 電圧、OUTA 巻線電流、OUTB 巻線を示します。

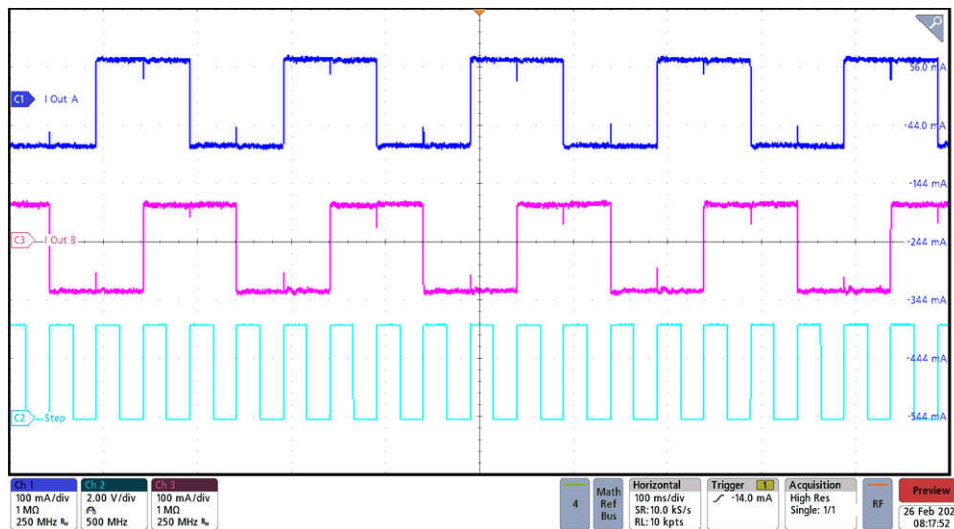


図 3-22. DRV8428 位相出力および STEP 制御信号

DRV8428 ステッピング モーター ドライブの効率:

DRV8428 の効率をテストするために、動作中の電源の電流出力を観察しながら、デバイスへの入力 DC 電圧を 15VDC から 24VDC まで掃引します。モーター動作中も、DRV8316C からの各出力で電流プローブと電圧計を使用して、各位相の RMS 電圧と RMS 電流を取得します。このテストは、達成可能な効率改善を明確にするために、異なるディケイモード設定を使用して 2 回実行されます。

次の図 3-23 に、MSPM0 からの GPIO 経由で DECAY ピンを 0 に設定したときの、動作中の DRV8428 の電流出力と電圧出力を示します (スマート チューンリップル制御がイネーブル)。スマート チューンリップル コントロールは、 $I_{TRIP}$  レベルと  $I_{VALLEY}$  レベルを設定することで動作します。電流レベルが  $I_{TRIP}$  に達すると、ドライバは  $t_{OFF}$  時間が経過するまでスロー ディケイに移行する代わりに、 $I_{VALLEY}$  に達するまでスロー ディケイに移行します。スロー ディケイは、両方のローサイド MOSFET がオンになって電流が再循環できるモード 1 と同様に動作します。このモードでは、電流レベルと動作条件に応じて、 $t_{OFF}$  が変化します。この手法によって、はるかに厳密な電流レベルのレギュレーションが可能になり、モータの効率とシステムの性能が向上します。スマート チューンリップル制御は、可変オフ時間レギュレーション方式に対応するシステムで電流レギュレーションの電流リップルを小さくするために使用できます。 $V_{REF}$  ピンは、ファームウェアによって MSPM0 DAC から 1.5V に設定されます。DRV8428 の M0 ピンは 0 に駆動され、M1 ピンは 330k $\Omega$  抵抗を経由してグランドに接続され、マイクロステップモードが 71% 電流でフル ステップ (2 相励起) に設定されます。

AOUT 1 の RMS 電圧と電流の測定値は 1.69V と 367.1mA RMS で、BOUT 1 はそれぞれ 2.08V と 368.4mA です。各位相のオフ時間は 9.86ms で、両方の出力は 90° 位相シフトしています。

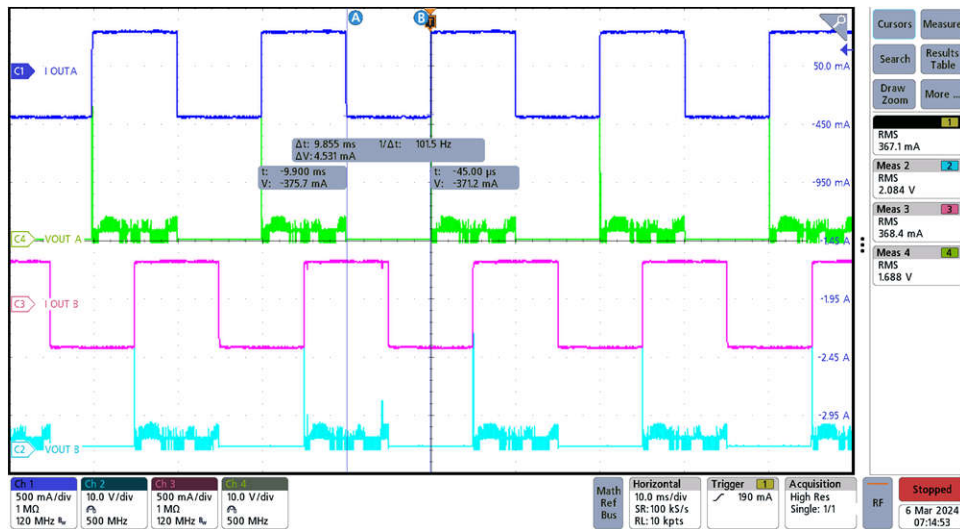


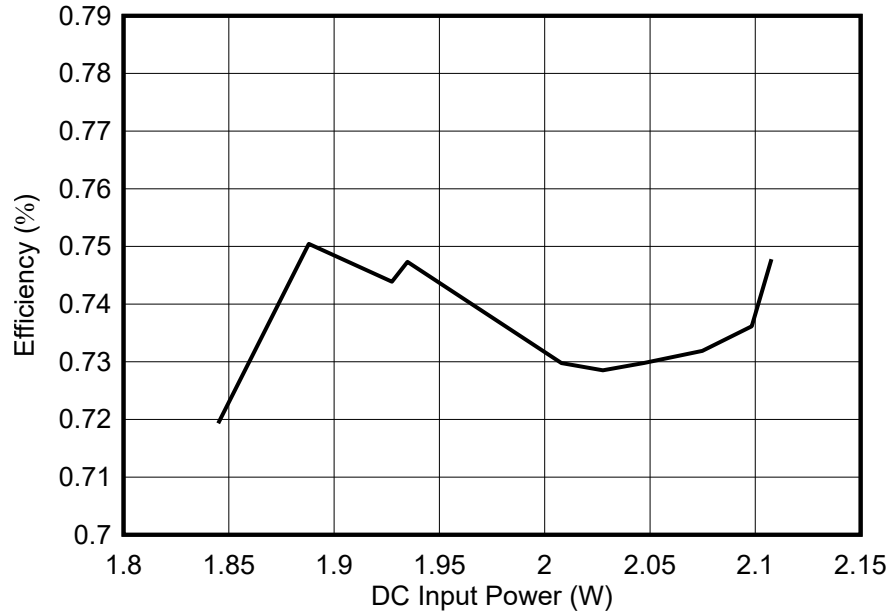
図 3-23. DRV8428 スマート チューン リップル制御による出力電流および出力電圧

次の表 3-4 に、ディケイモードをスマート チューンリップル制御に設定した状態で動作したときの DRV8428 の効率に関するテスト結果を示します。入力 DC 電力を徐々に増加させ、RMS 出力の電圧 / 電流を記録して、モータードライブの効率を計算します。

表 3-4. 入力電力に対する効率データ (ディケイ = 0)

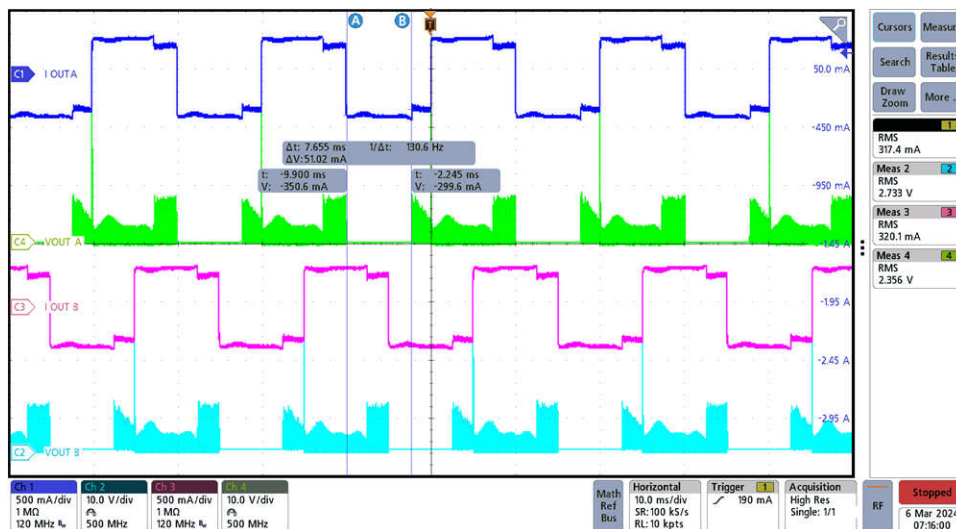
DC 入力電力	出力 RMS 電流	効率
1.85	721.10	71.93%
1.89	714.80	75.04%
1.93	715.00	74.39%
1.93	717.40	74.73%
2.01	717.30	72.98%
2.03	718.70	72.85%
2.05	719.90	72.98%
2.07	723.00	73.19%
2.10	725.10	73.61%
2.11	726.20	74.78

次の **図 3-24** に、入力 DC 電力に対するモータードライブの効率を示します。



**図 3-24. DRV8428 入力電力に対する効率**

2 つ目のテストでは、ディケイモードを HI-Z に設定し、スマート チューン ダイナミック ディケイ モードを利用します。このディケイモード設定は、各 PWM サイクルで繰り返し最適化されます。モーター電流が目標トリップレベルを超えると、レギュレーション損失を防ぐため、次のサイクルで減衰モードはより積極的になります (高速減衰の割合を増やします)。目標トリップレベルに達するまでに長い駆動時間を必要とする場合は、リップルを抑え、効率を上げるために、次のサイクルでディケイモードはより消極的になります (ファースト ディケイの割合を減らします)。立ち下がりステップでは、次のステップに素早く達するために、スマート チューン ダイナミック減衰は自動的に高速減衰に切り替わります。V<sub>REF</sub> は MSPM0 DAC で設定された 1.5V のままで、71% の電流でフルステップ 2 相励起を利用します。次の **図 3-25** に、モーター動作中の AOUT 1 と BOUT 1 の両方の出力を示します。AOUT1 の RMS 電圧は 2.36V で、RMS 電流出力は 317.4mA です。BOUT 1 の RMS 電圧は 2.73V で、RMS 電流は 320.1mA です。このモードのオフ時間は約 7.66ms です。



**図 3-25. DRV8428 スマート チューン ダイナミック ディケイによる出力電流および出力電圧**

次の **表 3-5** に、入力電圧値の増分ごとに記録されたデータと、それぞれについて計算された効率を示します。

表 3-5. 入力電力に対する効率データ (ディケイ = HI-Z)

DC 入力電力 (W)	合計出力 RMS 電流 (mA)	効率 (%)
1.54	671.80	77.05%
1.59	671.50	75.54%
1.59	667.30	79.74%
1.60	666.90	83.52%
1.61	660.20	84.14%
1.62	656.20	88.61%
1.62	650.40	91.88%
1.63	646.10	94.34%
1.65	639.90	95.42%
1.68	636.80	96.96%

次の 図 3-26 に、スマート チューン ダイナミック ディケイがイネーブルのときの DRV8428 の入力電力範囲にわたる効率と合計位相出力電流のプロットを示します。このテストでは、効率は大幅に改善され、入力電源電圧に比例し、入力電圧 24VDC、約 97% でピーク値に達しています。

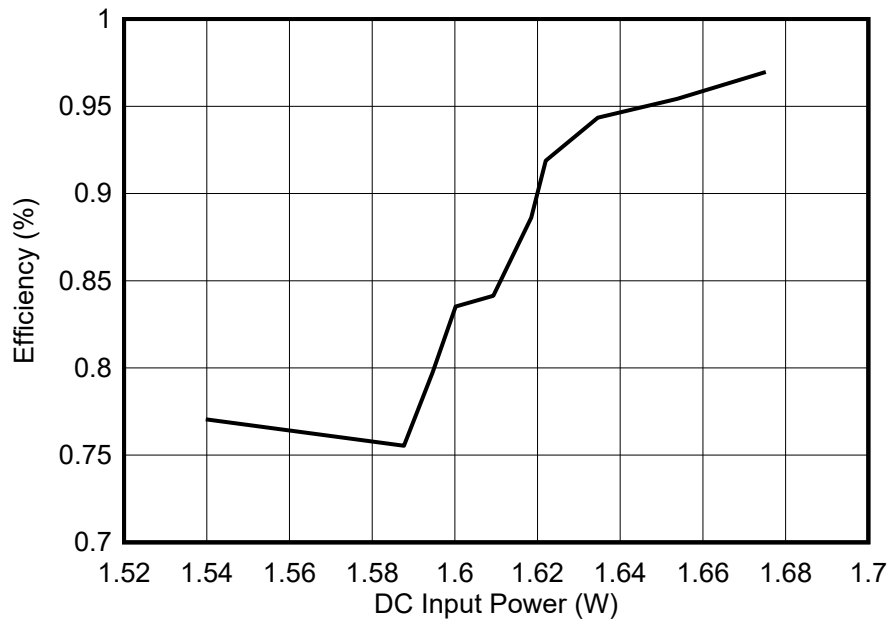


図 3-26. DRV8428 入力電力に対する効率

## 4 設計とドキュメントのサポート

### 4.1 デザイン ファイル

#### 4.1.1 回路図

回路図をダウンロードするには、[TIDA-010950](#) のデザイン ファイルを参照してください。

#### 4.1.2 BOM (部品表)

部品表 (BOM) をダウンロードするには、[TIDA-010950](#) のデザイン ファイルを参照してください。

## 4.2 ツールとソフトウェア

### ツール

- WEBENCH Power Designer** 設計要件に基づき、カスタム化した電源回路を作成できます。この環境でエンド ツー エンド (自己完結型) の電源設計機能を利用できるので、設計プロセスの全フェーズを通じて時間を節約することができます。
- TPS16410 デザイン カリキュレータ** このデザイン カリキュレータを使用すると、TPS1641 eFuse を使用して設計しながら、外部ペリフェラル コンポーネントのサイズを決定できます。

### ソフトウェア

- MSPM0 ソフトウェア 開発** 最適化済みのソフトウェアドライバ、数百のサンプル コード、開発者にとって使いやすいオペレーティング システムのサポートなどを活用すると、開発期間を短縮できます。

## 4.3 ドキュメントのサポート

1. テキサス・インスツルメンツ、『TPS1641 出力電力制限機能搭載、2.7V~40V、152mΩ、1.8A eFuse』データシート
2. テキサス・インスツルメンツ、『LMR38020 40μA の静止電流 (IQ)、4.2V~80V、2A、SIMPLE SWITCHER® 同期整流降圧パワー コンバータ』データシート
3. テキサス・インスツルメンツ、『TPS62932 SOT-583 パッケージ封止、3.8V~30V 入力、2A、200kHz~2.2MHz、低静止電流 (IQ)、同期整流降圧コンバータ』データシート
4. テキサス・インスツルメンツ、『MSPM0G3507 80MHz Arm M0+ MCU、128KB フラッシュ、32KB SRAM、2 × 12 ビット 4Mps ADC、DAC、3 個のコンパレータ、3 個のオペアンプ、CAN-FD、MATH ACL (演算アクセラレータ)』データシート
5. テキサス・インスツルメンツ、『DRV8316C 電流センシング機能と複数の FET 内蔵、強化型仕様の CSA (電流センスアンプ) 採用、最大 40V、ピーク 8A の 3 相モータードライバ』データシート
6. テキサス・インスツルメンツ、『DRV8428 電流センシング機能 & 1/256 マイクロステップ機能を統合した、35V、1A のバイポーラ ステッパ モータードライバ』データシート
7. テキサス・インスツルメンツ、『ISO1212 デジタル入力モジュール向け、デュアルチャネル、24V~60V、絶縁型デジタル入力レシーバ』データシート
8. テキサス・インスツルメンツ、『TMAG5273 I<sup>2</sup>C インターフェイス搭載、低消費電力、リニア 3D ホール効果センサ』データシート
9. テキサス・インスツルメンツ、『TCAN334 3.3V CAN トランシーバ』データシート
10. テキサス・インスツルメンツ、『TLV9002 コスト最適化アプリケーション向け、デュアル、5.5V、1MHz、RRIO (レールツーレール入出力) オペアンプ』データシート

## 4.4 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。

## 4.5 商標

TI E2E™ and テキサス・インスツルメンツ E2E™ are trademarks of Texas Instruments.  
SIMPLE SWITCHER® is a registered trademark of Texas Instruments.  
すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

## 5 著者について

**BRIAN DEMPSEY** はテキサス・インスツルメンツのシステム設計者で、産業用部門でリファレンス デザイン開発を担当しており、HVAC システムの電子デバイスに関する幅広い経験とミックスド シグナル システムの経験があります。**Brian** はテキサス州カレッジ ステーションのテキサス A&M 大学で電気工学 (BSEE) の学士号を取得しています。

**CAMERON ANTHONY** はアナログ フィールド アプリケーション エンジニアで、デザイン ソリューションの開発とお客様の技術的な質問への回答を担当しています。**Cameron** はニューヨーク州ポツダムのクラークソン大学で電気工学 (BSEE) の学士号を取得しています。

## 6 改訂履歴

資料番号末尾の英字は改訂を表しています。その改訂履歴は英語版に準じています。

日付	改訂	注
April 2024	*	初版

## 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](#)、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