

## Design Guide: TIDA-010282

## 1.3kW GaN トーテム ポール PFC とモーター インバータのリファレンス デザイン



## 説明

このリファレンス デザインは、主要な家電製品や類似製品向けの 1.3kW トーテムポール力率補正 (PFC) およびモーター インバータです。このデザインは、デジタルトーテムポール PFC と、3 相 PMSM (永久磁石同期モーター) のセンサレス ベクトル制御を実装する方法を提示し、単一の C2000™ マイコンで効率向上と低プロファイルの要件を満たすことができます。このリファレンス デザインで利用できるハードウェアとソフトウェアはテスト済みであり、すぐに使用できるので、開発期間短縮に貢献します。

## リソース

TIDA-010282

デザイン フォルダ

TMS320F2800137、TMCS1126、LMG2650

プロダクト フォルダ

LMG3651R025、TLV9062、LM2903B

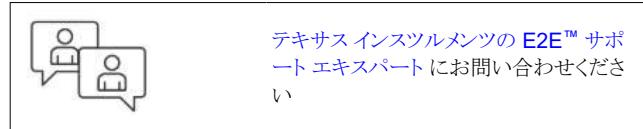
プロダクト フォルダ

UCC28881、UCC27712、TPS562206、TLV74033

プロダクト フォルダ

C2000WARE-MOTORCONTROL-SDK

ツール フォルダ

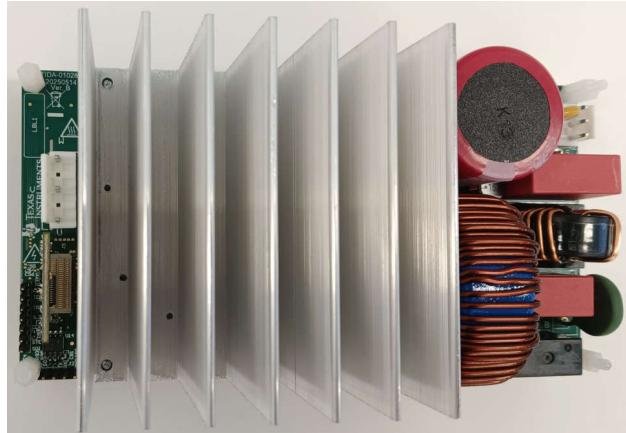
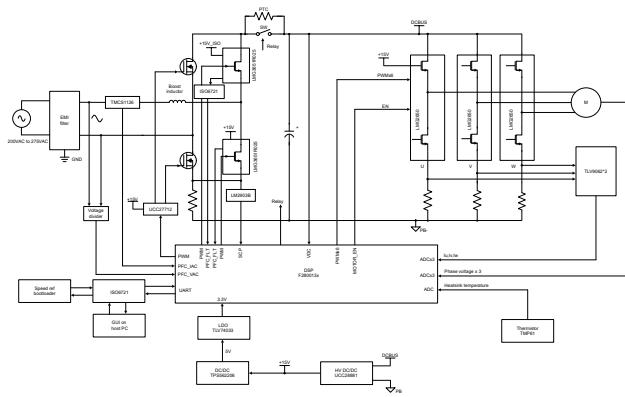


## 特長

- 広い動作電圧入力範囲: 85V ~ 265VAC, 50/60Hz
- 単一の C2000 コントローラを使用し、センサレス FOC (フィールド指向制御) モーター制御とトーテムポール昇圧 PFC コンバータ制御を実現
- 最大 1.3kW の電力出力、75kHz のスイッチング周波数、全動作電圧範囲にわたって中負荷から全負荷までの負荷範囲で 0.95 超過の力率と 5% 未満の THD (全高調波歪み) を達成するデジタル制御トーテムポール昇圧 PFC、電圧と電流の障害保護機能を搭載した堅牢かつ調整可能な電圧出力
- 最大 1.3kW のインバータ段、15kHz のスイッチング周波数、トルク補償、PMSM (永久磁石同期モーター) 向けの自動弱め界磁制御

## アプリケーション

- エアコン 室外機
- 冷蔵庫と冷凍庫
- 洗濯機 / 乾燥機
- 家電製品: コンプレッサ



## 1 システムの説明

最新の主要家電製品は、高いエネルギー効率、小型サイズ、コスト低減を求め、消費者の効率向上を提供します。センサレスフィールドオリエンテッドコントロール (FOC) とデジタルトーテムポール PFC を使用してモーターを制御する実装について説明します。全体的な窒化ガリウム (GaN) ベースのシステムにより、システム効率の向上、基板サイズの縮小、力率の最大化、DC バスの正確な調整、開発時間の短縮が可能になります。TMS320F280013x リアルタイムコントローラ ファミリをベースとするこのリファレンスデザインは、堅牢な制御システムを構築するための強固な基盤を提供し、高度なアプリケーションの開発期間を短縮します。

トーテムポール PFC は、ダイオードブリッジの排除と、高性能 GaN 技術によるスイッチング損失の低減により、従来の昇圧 PFC より優れた効率を実現しています。GaN は、スイッチング周波数を高くする方法で昇圧インダクタのサイズを縮小するのにも役立ちます。デジタル化済み PFC を採用すると、DC バス電圧の明快なレギュレーションを実施し、過電圧、過熱、過電流の各保護方式を簡単に実装することができます。

このリファレンスデザインには、専用の絶縁型ユニバーサル非同期レシーバ/トランシッタ (UART) ポートが組み込まれており、ラップトップの高速 GUI (グラフィカルユーザーインターフェイス) から直接アクセスし。

### 1.1 用語

<b>SLY2022</b>	テキサス・インスツルメンツ用語集:この用語集には、用語や略語の一覧および定義が記載されています。
<b>PMSM</b>	永久磁石同期型モーター
<b>ブラシレス DC</b>	ブラシレス直流電流
<b>BEMF</b>	逆起電力
<b>PWM</b>	パルス幅変調
<b>MOSFET、FET</b>	金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ
<b>IGBT</b>	絶縁型ゲートバイポーラトランジスタ
<b>RMS</b>	実効値
<b>MTPA</b>	最大トルク / 電流
<b>FWC</b>	弱め界磁制御
<b>PFC</b>	力率補正
<b>FOC</b>	フィールド オリエンテッド コントロール
<b>HVAC</b>	暖房、換気、空調
<b>ESMO</b>	拡張スライディング モード オブザーバ
<b>PLL</b>	位相ロック ループ
<b>FAST</b>	フラックス、角度、速度、およびトルクオブザーバ

### 1.2 主なシステム仕様

表 1-1. 主なシステム仕様

パラメータ	テスト条件	最小値	公称値	最大値	単位
<b>システム入力特性</b>					
入力電圧 ( $V_{INAC}$ )	-	85	230	265	VAC
入力周波数 ( $f_{LINE}$ )	-	47	50	63	Hz
無負荷時スタンバイ電力 ( $P_{NL}$ )	$V_{INAC} = 230V$ 、 $I_{out} = 0A$	-	3.0	-	W
入力電流 ( $I_{IN}$ )	$V_{INAC} = 230V$ で、 $I_{out}$ は $I_{MAX}$ です	-	5.65	6	A
<b>PFC コンバータの特性</b>					
PWM スイッチング周波数 ( $f_{sw}$ )	-	60	75	100	kHz
出力電圧 ( $V_{OUT}$ )	$V_{IN} = \text{公称値}$ 、 $I_{OUT} = \text{最小値} \sim \text{最大値}$	360	380	400	V
出力電流 ( $I_{OUT}$ )	$V_{IN} = \text{最小値} \sim \text{最大値}$	-	-	4	A
ラインレギュレーション	$V_{INAC} = \text{最小値} \sim \text{最大値}$ 、 $I_{OUT} = \text{公称値}$	-	-	2	%

**表 1-1. 主なシステム仕様 (続き)**

パラメータ	テスト条件	最小値	公称値	最大値	単位
ロード レギュレーション	$V_{INAC}$ = 公称値、 $I_{OUT}$ = 最小値～最大値	-	-	3	%
出力電圧リップル	$V_{INAC}$ = 公称値、 $I_{OUT}$ = 最大値	-	-	20	V
出力過電圧	$V_{INAC}$ = 最小値～最大値	-	-	430	V
DC リンクピーク過電流 ( $I_{OCP}$ )	$V_{INAC}$ = 最小値	-	-	8	A
高ライン時の出力電力	$V_{INAC}$ = 250V	-	-	1.3	kW
低ラインでの出力電力	$V_{INAC}$ = 187V	-	-	1.0	kW
効率 ( $\eta$ )	$V_{INAC}$ は、最大負荷時の公称値です	-	99	-	%
<b>モーターインバータの特性</b>					
PWM スイッチング周波数 ( $f_{SW}$ )	-	-	15	-	kHz
定格出力電力 ( $P_{OUT}$ )	$V_{INAC}$ = 公称値	-	1.0	1.3	kW
出力電流 ( $I_{RMS}$ )	$V_{INAC}$ = 公称値	-	3.5	4.5	A
インバータ効率 ( $\eta$ )	$V_{INAC}$ = 公称値、 $P_{OUT}$ = 公称値	-	99	-	%
モーターの電気周波数 (f)	$V_{INAC}$ = 最小値～最大値	20	200	400	Hz
フォルト保護	過電流、停止、過熱、低電圧、過電圧				
ドライブ制御方式と特長	電流センシング用に 3 つのシャント抵抗を使用するセンサレス FOC				
<b>システム特性</b>					
補助電源	$V_{INAC}$ = 最小値～最大値	15V±10%, 300mA			
動作時周囲温度	オープンフレーム	-10	25	55	°C
標準と規格	電力線の高調波	EC 61000-3-2 クラス A			
ボード サイズ	長さ × 幅 × 高さ	150mm × 80mm × 55mm			mm <sup>2</sup>

**警告**

テキサス・インスツルメンツは、このリファレンス デザインをラボ環境のみで使用するものとし、一般消費者向けの完成品とはみなしておりません。

テキサス・インスツルメンツは、このリファレンス デザインを高電圧電気機械部品、システム、およびサブシステムの取り扱いに関するリスクを熟知した有資格のエンジニアおよび技術者のみが使用するものとしています。

**高電圧！** 基板上は高電圧状態になっており、接触するおそれがあります。基板は、不適切に取り扱ったり適用したりした場合に感電、火災、負傷の原因となる電圧および電流で動作します。負傷や物品の破損を避けるために、必要な注意と適切な対策をもって機器を使用してください。

**表面は高温！** 触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！ 基板の電源を入れると、一部の部品は 55°C を超える高温に達することがあります。動作中は常に、また動作直後も高温の状態が続く可能性があるため、基板に触れてはいけません。

**注意**

電源を入れたままその場を離れないでください。

## 2 システム概要

## 2.1 ブロック図

図 2-1 には、このリファレンスデザインのブロック図が示されており、主要な TI 部品が含まれています。

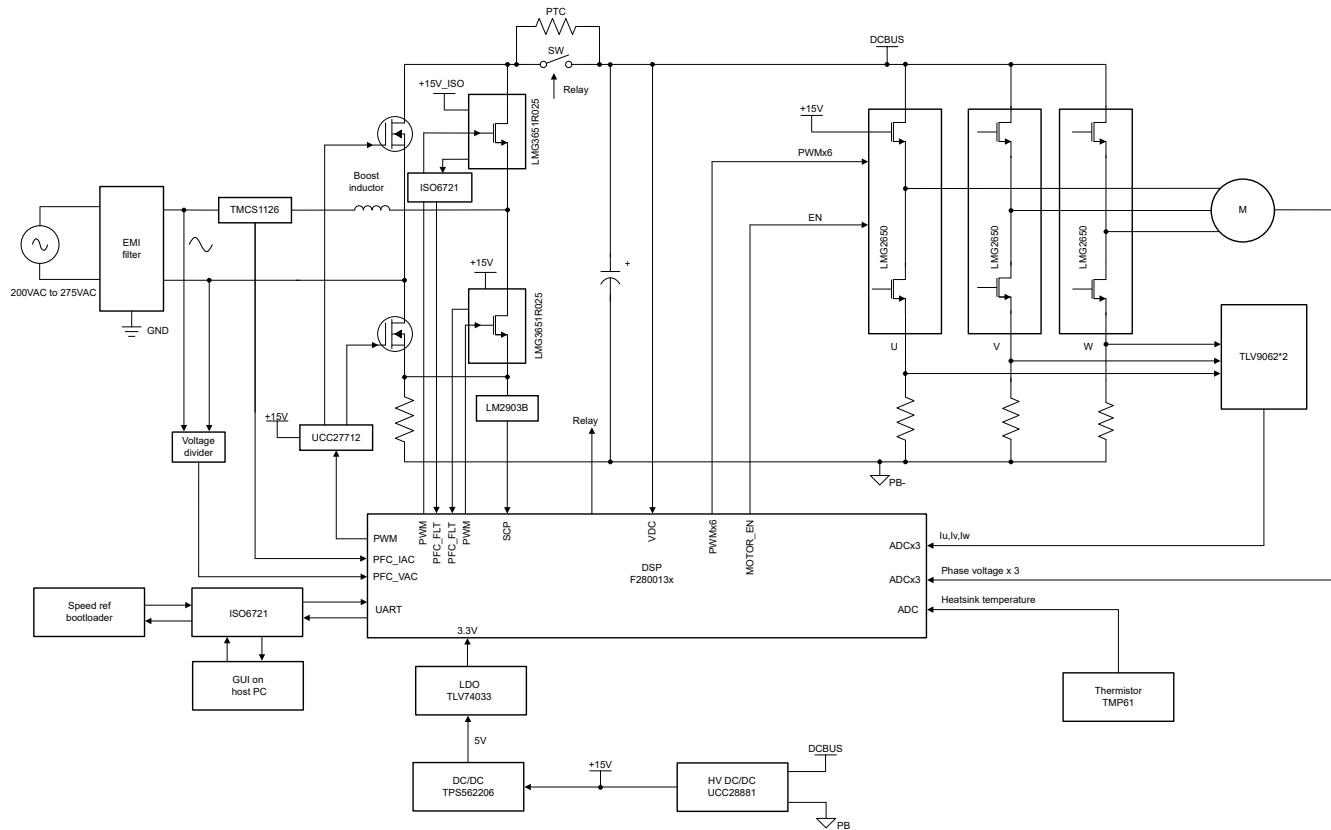


図 2-1. TIDA-010282 トーテムポール PFC とモーターインバータのブロック図

システム全体は、6つのブロックで構成されています。

- 単相トーテムポール **PFC**
  - 3相モーター インバータ
  - 補助電源
  - 絶縁型 **UART**
  - マイクロコントローラ ユニット
  - 温度センシング

## 2.2 設計上の考慮事項

このデザインは、モーター制御と PFC の両方に单一の C2000 コントローラを使用しています。高いノイズ耐性を持つ電流および電圧センシング方式は、正確なモータードライブおよび PFC 制御にとって不可欠です。このデザインで使用されるセンシング回路と駆動回路について以下に詳述します。ハードウェア設計ファイルは、C2000Ware Motor Control SDK Install ディレクトリの <install location> \solutions\tida\_010282\tpplpfcmc\hardware から入手できます。

## 2.3 主な使用製品

このリファレンス デザインでは、以下の主な製品を使用しています。このセクションでは、このリファレンス デザインで使用するデバイスを選択するための主な機能について説明します。主なデバイスの詳細については、それぞれの製品データシートを参照してください。

### 2.3.1 TMS320F2800137

[TMS320F280013x](#) は、パワー エレクトロニクス用アプリケーションの効率を高めるために設計されたスケーラブルな超低レイテンシ デバイスである C2000™ リアルタイム マイクロコントローラ ファミリの製品です。リアルタイム制御サブシステムは、テキサス・インスツルメンツの 32 ビット C28x DSP コアをベースにしており、オンチップ フラッシュまたは 静的ランダムアクセスメモリ (SRAM) から実行される浮動小数点または固定小数点コードに対して 120 MHz の信号処理性能を発揮します。C28x 中央処理装置 (CPU) は三角関数算術演算ユニット (TMU) と巡回冗長検査 (VCRC) 拡張命令セットによってさらに強化され、リアルタイム制御システムでよく使われる重要なアルゴリズムを高速処理します。F280013x リアルタイム マイクロコントローラ (MCU) に内蔵された高性能アナログ ブロックは、優れたリアルタイム シグナル チェーン性能を得るために、処理および PWM ユニットと密結合されています。14 個の PWM チャネルはすべて周波数に依存しない分解能モードをサポートしており、3 相インバータから高度なマルチレベル電源トポロジまで、さまざまな電力段を制御できます。インターフェースは、さまざまな業界標準の通信ポート (シリアルペリフェラルインターフェース (SPI)、3 つの SCI、UART、I2C、コントローラエリアネットワーク (CAN) など) を通じてサポートされており、優れた信号配置のために多様なビンマルチプレクシングオプションを提供しています。

### 2.3.2 LMG3651R025

統合型ドライバと保護機能を搭載した [LMG3651R025](#) GaN (窒化ガリウム) フィールド効果トランジスタ (FET) は、スイッチモード パワー コンバータを対象としています。このデバイスを使うと、設計者は新しいレベルの電力密度と効率を実現できます。調整可能なゲートドライブ強度により、独立な有効化と最大限無効化スルーレートの制御が可能で、電磁干渉 (EMI) のアクティブ制御とスイッチング性能の最適化に使用できます。有効化スルーレートは 10V/ns から 100V/ns まで変動する可能性がありますが、負荷電流の大きさに基づいて 10V/ns の範囲で無効化スルーレートの最大値に制限することができます。保護機能として、低電圧誤動作防止 (UVLO)、サイクル単位の電流制限、短絡保護、および過熱保護が搭載されています。LMG3651R025 は、LDO5V ピンに 5V のローモードドロップアウト (LDO) 出力を提供しており、外部デジタルアイソレータに電力を供給することができます。

### 2.3.3 LMG2650

[LMG2650](#) は、650V、95mΩ の GaN (窒化ガリウム) を用いた FET ハーフブリッジです。LMG2650 は、ハーフブリッジパワー FET、ゲートドライバ、ブートストラップ ダイオード、ハイサイド ゲートドライブ レベル シフタを 6mm x 8mm の QFN パッケージに統合することで、設計の簡素化、部品点数の低減、基板面積の低減を実現しています。プログラマブルなターンオン スルーレートにより、EMI とリンクギングを制御できます。ハイサイド ゲートドライブ信号レベル シフタは、厳しいパワー スイッチング環境でも、INH ピンの信号を確実にハイサイド ゲートドライバに伝えます。スマートスイッチ付き GaN ブートストラップ FET を使うと、ダイオードの順方向電圧降下がなく、ハイサイド電源を過充電せず、逆方向回復電荷がありません。LMG2650 保護機能には、FET ターンオン インターロック、低電圧誤動作防止 (UVLO)、サイクル単位の電流制限、過熱シャットダウンが含まれます。超低スルーレート設定はモーター ドライブ アプリケーションに対応します。

### 2.3.4 TMCS1126

[TMCS1126](#) は、業界をリードする絶縁性と精度を備えたガルバニック絶縁ホール効果電流センサです。入力電流に比例する出力電圧により、優れた直線性と、あらゆる感度オプションで低ドリフトを実現しています。ドリフト補償を内蔵した高精度のシグナルコンディショニング回路は、システム レベルのキャリブレーションなしで、温度範囲と寿命全体にわたり 1.4% 未満の最大感度誤差を達成しており、室温キャリブレーションを 1 回のみ実行した場合には、寿命および温度ドリフトを考慮しても 0.9% 未満の最大感度誤差を達成します。

差動ホール効果センサは、外部の浮遊磁界による干渉を排除します。5kV<sub>RMS</sub> に耐える絶縁と、最小 8mm の沿面距離および空間距離により、高いレベルの、信頼できる寿命をもった強化動作電圧を実現します。内蔵シールドにより、優れた同相除去と過渡耐性を実現しています。固定感度とすることで、デバイスは 3V ~ 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させています。

### 2.3.5 ISO6721

この [ISO6721](#) デバイスは、UL 1577 準拠で最高 3000V<sub>RMS</sub> (D パッケージ) の絶縁定格を必要とするコスト重視のアプリケーション用に設計された、高性能なデュアルチャネル デジタル アイソレータです。デバイスは VDE、TUV、CSA、CQC 認定も取得しています。ISO672xB デバイスは、高い電磁耐性と低電力消費を実現しながら、CMOS または低電圧 CMOS (LVC MOS) デジタル I/O を絶縁し、低いエミッションを提供します。各絶縁チャネルは、テキサス・インスツルメンツの二酸化ケイ素 (SiO<sub>2</sub>) の二重容量性絶縁バリアで分離された、ロジック入力および出力バッファを備えています。この ISO6720B デバイスには 2 つの絶縁チャネルがあり、どちらのチャネルも同一方向です。ISO6721B デバイスは、2 つの絶縁チャネル (各方向に 1 チャネル) を備えています。これらのデバイスを絶縁電源と組み合わせて使用することで、UART、SPI、RS-485、RS-232、CAN などのデータバスのノイズ電流によって敏感な回路が損傷を受けることを防止できます。

### 2.3.6 UCC28881

[UCC28881](#) は、コントローラと 1Ω、70V のパワー MOSFET を 1 つのモノリシック デバイスに統合したものです。また、このデバイスには高電圧電流源も内蔵されており、整流電源電圧からの直接の起動と動作が可能です。[UCC28881](#) は、より電流が大きい [UCC28880](#) と同じファミリ デバイスです。デバイスの静止電流が小さいため、優れた効率が得られます。[UCC28881](#) を使用すると、降圧、昇降圧、フライバックなどの最も一般的なコンバータトポロジを、最小限の外付け部品数で構築できます。

### 2.3.7 UCC27712

[UCC27712](#) は 620V のハイサイドおよびローサイドゲートドライバで、ソース 1.8A、シンク 2.8A の電流能力を持ち、パワー MOSFET (金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ) または IGBT (絶縁型ゲートバイポーラトランジスタ) の駆動に適しています。推奨 VDD 動作電圧は、IGBT では 10V~20V、パワー MOSFET では 10V~17V です。[UCC27712](#) には保護機能が組み込まれており、入力がオープンの状態、または最小入力パルス幅の仕様が満たされていない場合、出力は LOW に保持されます。インターロックおよびデッド タイム機能により、両方の出力が同時にオンになることが防止されます。

### 2.3.8 TPS562206

[TPS562206](#) は単純で使いやすい 2A 同期整流式降圧コンバータで、SOT563 パッケージに搭載されています。このデバイスは最小の外付け部品数で動作し、スタンバイ電流が小さくなるよう設計されています。このスイッチ モード電源 (SMPS) デバイスは、D-CAP3 制御モードを採用し、高速の過渡応答を実現します。また、特殊ポリマーなど ESR (等価直列抵抗) の低い出力コンデンサと、超低 ESR のセラミック コンデンサの両方を、外部補償部品なしでサポートします。[TPS562206](#) は FCCM モードで動作することで、すべての負荷条件で同じ周波数と小さい出力リップルを維持します。

### 2.3.9 TLV9062

[TLV9062](#) は、レールツーレールの入力および出力スイング機能を備えたデュアル低電圧 (1.8V ~ 5.5V) オペアンプです。これらのデバイスは、低電圧での動作、小さな占有面積、大きな容量性負荷の駆動が必要なアプリケーション向けの、コスト効率の優れた設計です。[TLV906x](#) の容量性負荷駆動能力は 100pF ですが、抵抗性の開ループ出力インピーダンスにより、高い静電負荷に対しても安定化が容易になります。[TLV906xS](#) デバイスにはシャットダウン モードが備わっており、標準消費電流 1µA 未満で、アンプをスタンバイ モードに切り替えることができます。[TLV906xS](#) ファミリはユニティゲイン安定で、RFI および EMI 除去フィルタが内蔵され、オーバードライブ状況で位相反転が発生しないため、システムの設計を簡素化するため役立ちます。

### 2.3.10 TLV74033

[TLV74033](#) 低ドロップアウト (LDO) リニア レギュレータは、静止電流の低い LDO で、ラインおよび負荷過渡性能が非常に優れており、消費電力の制限が厳しいアプリケーション向けに設計されています。このデバイスの標準精度は 1% です。また [TLV740P](#) は、デバイスの電源投入およびイネーブル時に突入電流の制御も行います。[TLV740P](#) は定義済みの上限値に入力電流を制限し、入力電源から大電流が流れ込むことを防止します。この機能は、バッテリで動作するデバイスでは特に重要です。

### 3 システム設計理論

このリファレンスデザインの主な焦点は、主要な家電製品および類似のアプリケーションを対象とした、低 EMI、高効率、高い力率、保護された電源レールを備えたセンサレス FOC を使用するトーテムポール PFC とモーター制御です。

#### 3.1 トーテムポール PFC

連続入力電流を使用して平均電流モード制御を使用して制御できることから、昇圧コンバータは PFC アプリケーションで支配的な地位を占めます。コンバータは、入力電流を強制的にライン電圧の位相変化に一致させます。固有の効率が高く、デューティサイクル範囲が広いため、昇圧コンバータはます魅力的です。

基本的な単相昇圧コンバータは低消費電力の非絶縁型アプリケーションに適していますが、GaN トーテムポール PFC 手法には大電力で高効率のアプリケーションでさらに利点があります。トーテムポール PFC はダイオードブリッジが不要になるため効率を向上させ、GaN はスイッチング周波数を高くすることでインダクタンスのサイズをさらに低減できます。GaN はスイッチング損失が小さいためです。

##### 3.1.1 インダクタの定格

このセクションでは、インダクタの値と電流定格を計算する手順について説明します。

- インダクタの値

$$L_1 = \frac{\sqrt{2} \times V_{ACMIN} \times D_{MIN}}{\Delta I_L \times F_{SW}} \quad (1)$$

$\Delta I_L$  はピークツーピークのリップル電流であり、最も一般的な設計手法では、平均インダクタ電流の 20 ~ 25% で、ピーケツーピークのリップル電流を制限することを推奨しています。

- ピークツーピークのインダクタ電流定格は、式 2 で決定されます。

$$\Delta I_L = \% Ripple \times I_{L(AVG)} \quad (2)$$

- 平均インダクタ電流は式 3 で決定されます。

$$I_{L(AVG)} = \frac{\sqrt{2} \times I_{LINE\_RMS\_MAX}}{2} \quad (3)$$

- インダクタ電流定格

- ピーク・インダクタ電流定格は、式 4 を使用して求められます。

$$I_{L2PEAK} = I_{L1PEAK} = I_{L(AVG)} + \left( \frac{\Delta I_L}{2} \right) \quad (4)$$

#### 3.1.2 AC 電圧センシング

AC 電圧センシング回路は、グリッド電圧信号を低電圧信号に変換し、その後、これらのセンシング信号を ADC 入力ポートの要件に合うように調整するために使用されます。ライン電圧と中性線電圧は、基板の基準点に対して抵抗分圧器を使用してセンシングされます (図 3-1 参照)。これら 2 つの信号はソフトウェアによって引き算され、VAC センシング値が得られます。

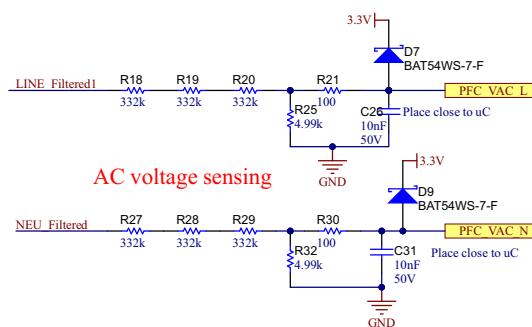


図 3-1. 入力 AC 電流センシング

### 3.1.3 DC リンク電圧検出

DC バス電圧センシング回路は、DC リンク電圧信号を低電圧信号に変換し、抵抗分圧ネットワークを通じて感知されるようにします。図 3-2 に示されています。

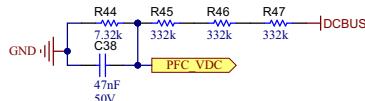


図 3-2. DC バス電圧センシング回路

### 3.1.4 AC 電流センシング

AC 電流センシング回路は、PFC インダクタの電流信号を低電圧信号に変換し、その後、検出された信号を ADC 入力ポートの要件に合うように調整するために使用されます。PFC 内部電流ループ制御の一環として、AC 電流センシングは帯域幅と精度の両方において非常に重要です。AC 電流センシングには TMCS1126B4 が使用されており、図 3-3 に示されています。

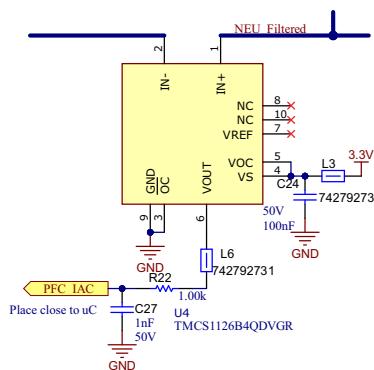


図 3-3. AC 電流センシング回路

- AC 電流ゲインとして、TMCS1126B4 は 100 mV/A の感度を持っています。

$$V_{PFC\_IAC} = I_{AC\_PFC} \times G_i \quad (5)$$

$$V_{PFC, IAC} = 0.1 \times I_{AC} \quad (6)$$

### 3.1.5 DC リンクコンデンサの定格

TIDA-010282 は、DC リンクにアルミ電解コンデンサを使用します。寿命が大幅に長いポリマー電解コンデンサは信頼性が高いことが証明されていますが、屋外コンプレッサユニットのような高振動環境のため、これらのコンデンサは最良の選択肢ではありません。アルミニウム電解コンデンサの液体電解質とは異なり、高分子電解コンデンサは固体高分子構造のため振動を吸収できない。DC リンクの高周波成分を吸収するため、昇圧段の近くにある DC リンク内でセラミックコンデンサも使用し、高周波ループを低減します。

- 容量値の計算
    - ホールドアップ電荷に基づく DC リンクコンデンサの値

$$C_{OUT(MIN)} \geq \frac{2 \times P_{OUT} \times \frac{1}{f_{LINE}}}{v_{OUT}^2 - \left(\frac{v_{OUT}}{2}\right)^2} \quad (7)$$

- 電圧リップル要件に基づく DC リンクコンデンサの値

$$C_{OUT(MIN)} = \frac{1}{4} \times \frac{\left( \frac{P_{OUT}}{V_{OUT} \times \eta \times 0.637} \right)}{V_{RIPPLE} \times 0.8 \times \pi \times f_{LINE}} \quad (8)$$

- ## ＝ コンデンサのディレーティング

実際のコンデンサ値は、コンデンサの初期許容誤差、温度、経年劣化などの要因に基づいて変化します。各要因について 20% を考慮してください。

$$C_{OUT} = \frac{C_{OUT(MIN)}}{(1 - \eta_{tolerance}) \times (1 - \eta_{temp}) \times (1 - \eta_{aging})} \quad (9)$$

- 静電容量電圧定格
  - ピークリップル電圧を考慮する必要があります

$$WV_{DC\_BUS\_CAP\_MIN} = V_{DCBUS} + \frac{\Delta V_{PP}}{2} \quad (10)$$

- 過渡と過電圧に関して 10% の安全マージンを考慮する

$$WV_{DC\_BUS\_CAP} = 1.1 \times WV_{DC\_BUS\_CAP\_MIN} \quad (11)$$

- 容量電流 RMS 値

コンデンサの RMS 電流の推定は単純ではなく、以下の手順を実行する必要があります。

- 角周波数の算出

$$\omega = 2 \times \pi \times f_{LINE} \quad (12)$$

- 繰り返し回数の決定

$$iteration = \frac{F_{SW\_PFC}}{2 \times f_{LINE}} \quad (13)$$

- 秒単位の 1 ステップの値:

$$Step = \frac{1}{f_{LINE}} \quad (14)$$

- ライン電圧は正弦関数で、で決定できます

$$V_{IN}(t) = \sqrt{2} \times V_{IN(RMS)} \times \sin(\omega t) \quad (15)$$

- デューティ比は入力電圧の関数でもあり、のように計算できます

$$D(t) = \frac{V_{OUT} - V_{IN}(\omega t)}{V_{OUT}} \quad (16)$$

- 力率補正を行う場合、入力電流も正弦波になります

$$I_{IN}(t) = \frac{\sqrt{2} \times P_{OUT}}{\eta_{System} \times V_{IN(MIN)}} \times \sin(\omega t) \quad (17)$$

$$I_{Crms} = \sqrt{\frac{1}{Iteration} \times \sum_{n=1}^{Iteration} \left\{ [I_{IN}(n \times Step)]^2 \times \left[ \frac{1}{2} \times \sqrt{(2 - 2 \times D(n \times Step)) - (2 - 2 \times D(n \times Step))^2} \right]^2 \right\}} \quad (18)$$

- コンデンサの ESR 定格

$$ESR_{MAX} \geq \frac{V_{RIPPLE} \times 0.2}{\left( \frac{P_{OUT} \times \sqrt{2}}{V_{IN(MIN)} \times \eta} \right)} \quad (19)$$

### 3.2.3 相 PMSM 駆動

永久磁石同期モーター (PMSM) は、巻線固定子、永久磁石回転子アセンブリ、回転子位置をセンシングする内部デバイスや外部デバイスを備えています。センシング デバイスは、磁石アセンブリの回転を維持するために、固定子電圧リファレンスの周波数と振幅を適切に調整するための位置帰還を提供するものです。内部の永久磁石回転子と外部巻線を組み合わせることで、回転子の慣性が小さく、放熱が効率的で、モーターを小型化できるという利点があります。

- 同期モーターの構造: 永久磁石は回転軸にしっかりと固定され、一定の回転子フラックスを生み出します。この回転子フラックスの振幅は通常一定の大きさです。通電されると、固定子巻線によって回転磁場が生成されます。回転磁場を制御するには、固定子電流を制御する必要があります。
- 回転子の実際の構造は、機械の出力範囲と定格速度によって異なります。永久磁石は、数キロワットまでの同期機械向けに設計されています。高電力定格の場合、回転子は通常 DC 電流が循環する巻線で構成されます。回転子の機械的構造は、必要な極数と必要なフラックス勾配に応じて設計されます。
- 固定子フラックスと回転子フラックスの相互作用によってトルクが生成されます。固定子はフレームにしっかりと取り付けられ、回転子は自由に回転できるため、図 3-4 に示すように、回転子が回転することにより実際の機械的出力が得られます。
- 最大トルクを生成して、高い電気機械的変換効率を達成するには、回転子磁場と固定子磁場の間の角度を慎重に制御する必要があります。このためには、センサレスアルゴリズムを使用して速度ループを閉じた後、速度とトルクが同じ条件のもとで最小量の電流を流すように微調整する必要があります。
- 回転する固定子磁場は、回転子の永久磁場と同じ周波数で回転する必要があります。そうでない場合、回転子には正と負のトルクが急速に交互に発生します。その結果、設計されたトルクが十分に生産されず、過剰な機械的振動や騒音、また機械部品への機械的ストレスが生じる可能性があります。さらに、回転子の慣性が原因で、回転子がこれらの振動に応答できなくなると、回転子は同期周波数での回転を停止し、静止している回転子から見た平均トルク、つまり。ゼロに反応することになります。これは機械がプルアウトと呼ばれる現象を起こしていることを意味しており、同期機が自己起動しない理由でもあります。
- 最高の相互トルク生成を実現するには、回転子磁場と固定子磁場の間の角度が  $90^\circ$  でなければなりません。この同期化には、回転子の位置を把握して、適切な固定子の磁場を生成する必要があります。
- 固定子の磁場は、異なる固定子相からの影響を組み合わせて固定子フラックスを生成することにより、任意の方向と大きさにすることができます。

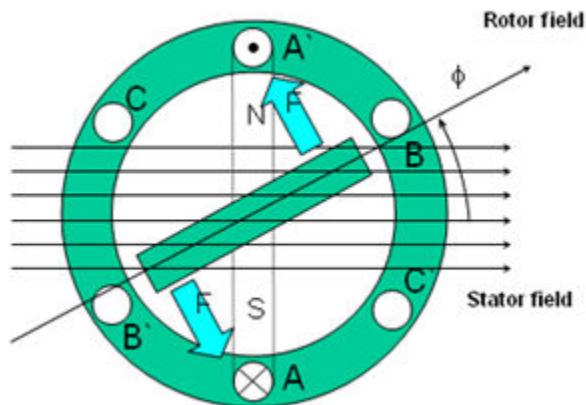


図 3-4. 回転する固定子フラックスと回転子フラックスの相互作用によって生成されるトルク

### 3.2.1 PM 同期モーターの磁界方向制御

より優れた動的性能を実現するには、より複雑な制御方式を適用して PM モーターを制御する必要があります。マイクロコントローラがもたらす数学的処理能力により、PM モーターのトルク生成と磁化機能をデカップリングする数学的変換を使用した高度な制御方式を実装できます。トルクと磁化をデカップリングするこのような制御は、一般的に回転子フラックスオリエンテッドコントロール、または単にフィールドオリエンテッドコントロール (FOC) と呼ばれます。

図 3-5 に示すように、直流 (DC) モーターでは、固定子と回転子の励磁は別々に制御され、生成されたトルクとフラックスは別々の調整が可能です。界励磁の強さ (たとえば、界励磁電流の大きさ) によって、フラックスの値が設定されます。回転子巻線に流れる電流によって、生成されるトルクの大きさが決まります。トルク生成において特に興味深い役割を果たすのが、回転子の整流子です。整流子はブラシとの接触を維持し、機械設計では巻線を調整時に最大トルクを生成する回路に切り替えます。機械的構造は、回転子巻線からのフラックスを常に固定子磁場に対して垂直に保つ巻線を管理します。

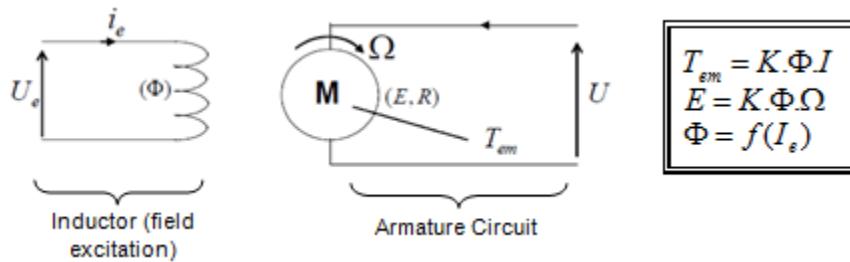


図 3-5. フラックスとトルクが別々に制御される DC モーター モデル

同期機と非同期機の FOC (ベクトル制御とも呼ぶ) の目的は、トルク生成成分とフラックス磁化成分を別々に制御できるようにすることです。FOC 制御を使用すると、固定子電流のトルク生成成分とフラックス磁化成分をデカップリングできます。磁化のデカップリング制御を行うことで、固定子フラックスのトルク生成成分は独立したトルク制御として考えることができます。マイクロコントローラが最も価値を発揮するのがこの部分になります。マイクロコントローラによる処理能力によって、このような数学的変換を非常に高速で行うことができます。これは、モーターを制御するアルゴリズム全体を高速で実行できることを意味し、より高度な動的性能が実現できるのです。現在では、デカップリングに加えて、回転子フラックスの角度や回転子の速度など、数多くの量の計算にモーターの動的モデルが使用されています。つまり、効果が考慮されて、全体的な制御の質が向上しているのです。

電磁法則によれば、同期機で生成されるトルクは、式 20 に示すように、既存の 2 つの磁場のベクトル外積に等しくなります。

$$\tau_{em} = \vec{B}_{stator} \times \vec{B}_{rotor} \quad (20)$$

この式は、トルクが最大になるのは、固定子と回転子の磁場が直交している場合、つまり負荷が 90 度に保たれているときであることを示しています。この条件が常に維持されており、フラックスの向きが正しい場合は、トルクリップを減らして、より優れた動的応答を提供します。ただし、回転子の位置を把握していないなければならないという制約があります。インクリメンタル エンコーダのような位置センサを使用すると実現できます。回転子にアクセスできないような低コストのアプリケーションでは、位置センサを排除するために異なる回転子位置オブザーバ方式が適用されます。

簡単に説明すると、回転子フラックスと固定子フラックスを直交させた状態で維持することです。固定子フラックスを回転子フラックスの  $q$  軸に、たとえば回転子フラックスに直交するように合わせることが目標です。そのために、回転子フラックスと直交する固定子電流成分は指令されたトルクを生成するように制御され、直接成分はゼロに設定されます。固定子電流の直接成分は場合によって弱め界磁に使用することができ、回転子フラックスを逆向きにし、逆 EMF を減少させて、より高速での動作が可能になります。

フィールドオリエンテッドコントロールは、ベクトルで表される固定子電流を制御します。この制御は、時間と速度に依存する 3 相座標系が時不变の 2 座標系 ( $d$  座標と  $q$  座標) に変換される投影に基づいています。このような投影によって、DC 機制御と同じ構造になります。フィールドオリエンテッドコントロールに基づいている機械は、入力リファレンスとして、トルク成分 ( $q$  座標) とフラックス成分 ( $d$  座標) の 2 つの定数を必要とします。フィールドオリエンテッドコントロールは単純に投影に基づいているため、制御構造が瞬間的な電気量を取り扱います。これによって、あらゆる動作 (定常状態と過渡状態) について正確な制御が実現し、帯域幅に制限がある数学モデルに依存することはありません。これにより、FOC は従来の方式の問題を次のように解決します。

- 一定のリファレンスに到達しやすい (固定子電流のトルク成分とフラックス成分)
- ( $d, q$ ) リファレンスフレームではトルクの式が式 21 で定義されることから、直接トルク制御が適用しやすい

$$\tau_{em} \propto \psi_R \times i_{sq} \quad (21)$$

回転子フラックス ( $\psi_R$ ) の振幅を固定値に保つことで、トルクとトルク成分 ( $i_{sq}$ ) との間に線形関係が成立します。固定子電流ベクトルのトルク成分を制御してトルク出力を制御します。

### 3.2.1.1 空間ベクトルの定義と投影

AC モーターの 3 相電圧、電流、フラックスは、複素空間ベクトルとして解析できます。電流の場合、空間ベクトルは次のように定義できます。

- $i_a, i_b, i_c$  を固定子相の瞬時電流とすると、複素固定子電流ベクトルは 式 22 で定義されます。

$$\bar{i}_s = i_a + \alpha i_b + \alpha^2 i_c \quad (22)$$

ここで、

$$\alpha = -e^{j\frac{2}{3}\pi} \text{ and } \alpha^2 = e^{j\frac{4}{3}\pi} \text{ represent the spatial operators}$$

図 3-6 に、固定子電流の複素空間ベクトルを示します。

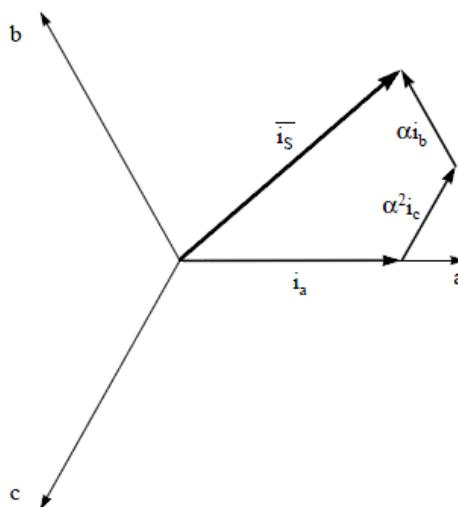


図 3-6. (a, b, c) フレームにおける固定子電流空間ベクトルと成分

図 3-6 では、a, b, c は 3 相座標系の軸になります。この電流空間ベクトルは 3 相正弦波系を表しています。これはまだ 2 時不变の座標系に変換する必要があります。この変換は、次の 2 つのステップに分けることができます。

$$(a, b) \Rightarrow (\alpha, \beta) \quad (23)$$

(クラーク変換) は時変 2 座標系を出力します。

$$(\alpha, \beta) \Rightarrow (d, q) \quad (24)$$

(パーク変換) は時不变 2 座標系を出力します。

### 3.2.1.2 クラーク変換

空間ベクトルは、直交する 2 つの軸 ( $\alpha, \beta$ ) だけを持つ別のリファレンスフレームで表すことができます。図 3-7 には、軸 a と軸アルファが同じ方向にあると仮定した場合のベクトル図が示されています。

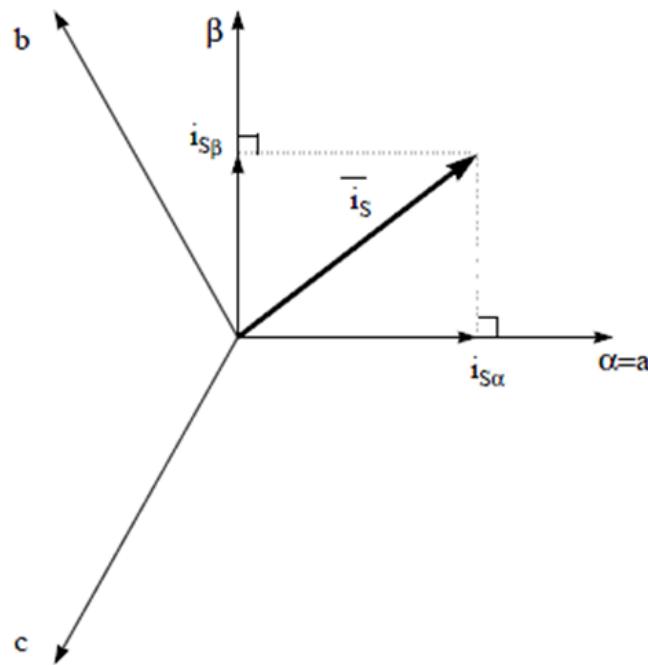


図 3-7. 固定リファレンス フレームの固定子電流空間ベクトル

式 25 には、三相システムを  $(\alpha, \beta)$  の 2 次元直交系に変換するための投影が示されています。

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= i_a \\ i_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b \end{aligned} \quad (25)$$

2 相  $(\alpha, \beta)$  電流は、依然として時間と速度に依存します。

### 3.2.1.3 パーク変換

システム設計の次のステップは、 $(d, q)$  回転リファレンス フレームにおいて 2 相直交系  $(\alpha, \beta)$  を修正することです。d 軸が回転子フラックスと一直線上にあるものとして、図 3-8 に 2 つのリファレンス フレームの電流ベクトルの関係を示しています。

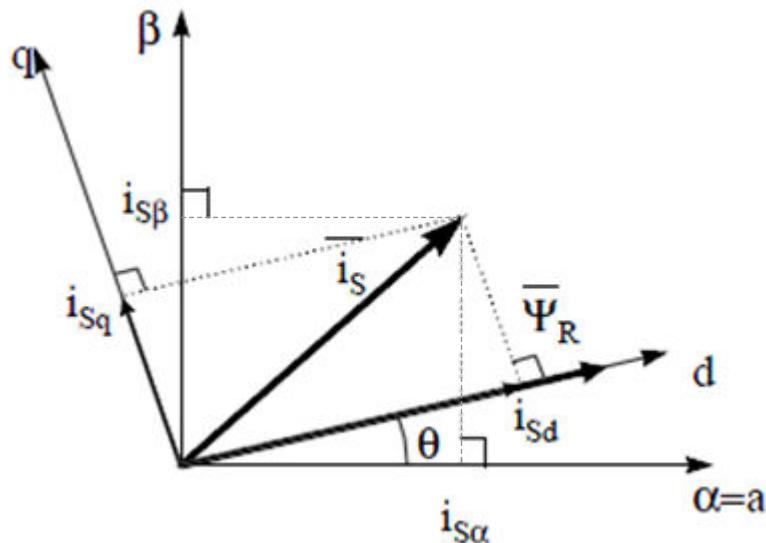


図 3-8.  $(d, q)$  回転リファレンス フレームの固定子電流空間ベクトル

電流ベクトルのフラックス成分とトルク成分は 式 26 で決定されます。

$$\begin{aligned} i_{sd} &= i_{s\alpha}\cos(\theta) + i_{s\beta}\sin(\theta) \\ i_{sq} &= -i_{s\alpha}\sin(\theta) + i_{s\beta}\cos(\theta) \end{aligned} \quad (26)$$

ここで、

- $\theta$  は回転子フラックスの位置です。

これらの成分は、電流ベクトル ( $\alpha, \beta$ ) の成分と回転子フラックスの位置に依存します。適切な回転子フラックスの位置がわかれると、この投影によって  $d, q$  成分は一定になります。これで 2 相電流は DC 量 (時不变) に変わります。この時点では、一定の  $i_{sd}$  (フラックス成分) と  $i_{sq}$  (トルク成分) の電流成分が別々に制御されるため、トルク制御が容易になります。

### 3.2.1.4 AC モーターの FOC 基本方式

図 3-9 に、FOC によるトルク制御の基本方式をまとめます。

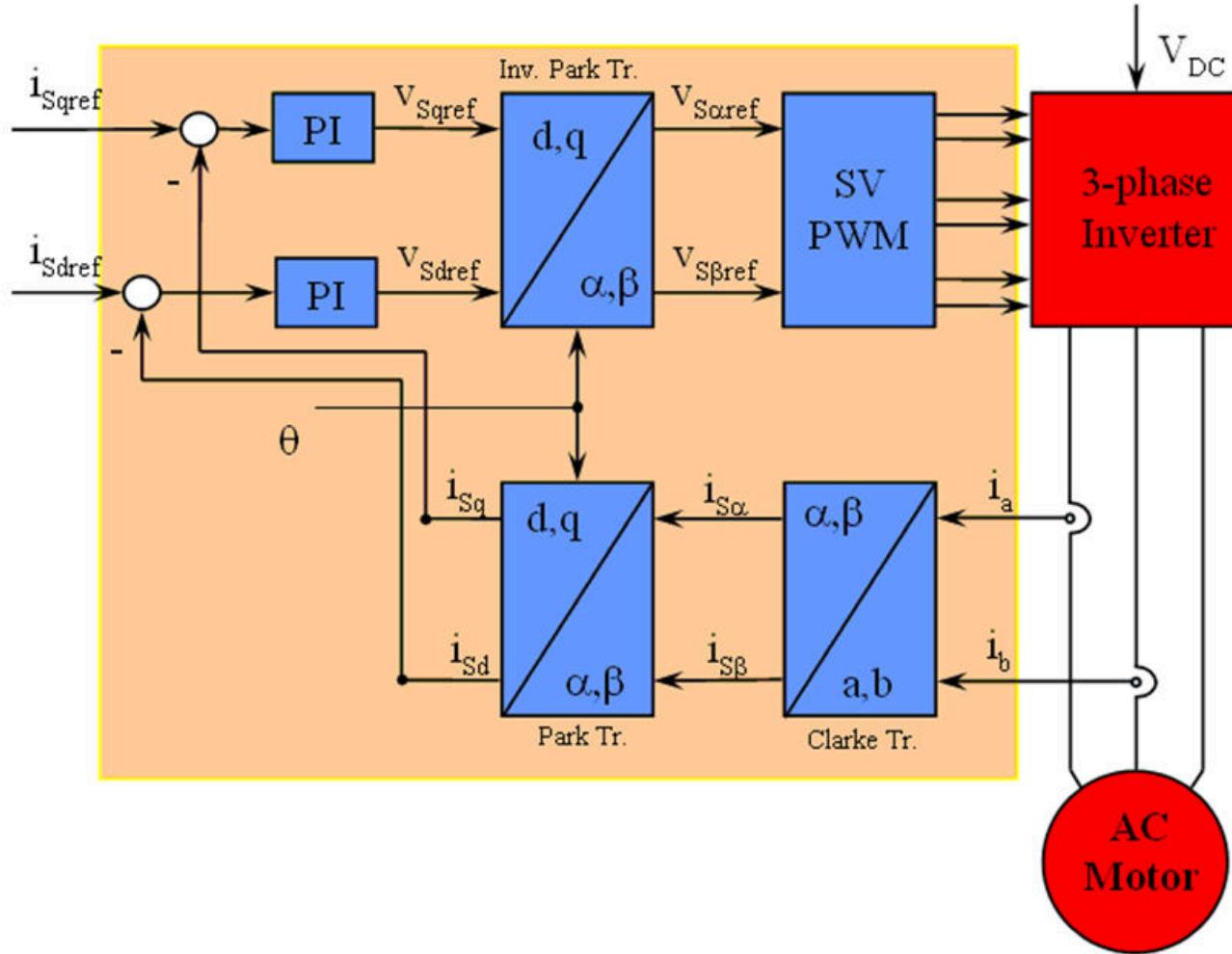


図 3-9. AC モーターの FOC 基本方式

2 つのモーター相電流が測定されて、測定値がクラーク変換モジュールに供給されます。この投影の出力は  $i_{sa}$  と  $i_{sb}$  になります。この電流の 2 つの成分は、 $d, q$  回転リファレンスフレームでの電流をもたらすパーク変換の入力です。 $i_{sd}$  と  $i_{sq}$  成分は、リファレンス  $i_{sdref}$  (フラックスリファレンス成分) と  $i_{sqref}$  (トルクリファレンス成分) と比較されます。ここで、この制御構造に興味深い利点があることがわかります。つまり、フラックスリファレンスを変更して、回転子フラックスの位置を取得するだけで、同期機または誘導機のいずれかを制御できるのです。永久磁石同期モーターの場合、回転子フラックスは磁石によって固定されているため、フラックスの生成は必要ありません。したがって、PMSM を制御する際には、 $i_{sdref}$  はゼ

口に設定する必要があります。AC 誘導モーターは動作するために回転子フラックスを生成する必要があるため、フラックスリファレンスはゼロではありません。これにより、従来の制御構造の大きな欠点の 1 つである、非同期ドライブから同期ドライブへの移行が簡単に解決されます。速度 FOC を使用する場合、トルク指令  $i_{sqref}$  を速度レギュレータの出力とすることができます。電流レギュレータの出力は  $V_{sdref}$  と  $V_{sqref}$  であり、逆パーク変換に適用されます。この投影の出力は、 $(\alpha, \beta)$  固定直交リファレンスフレームにおける固定子ベクトル電圧の成分である  $V_{saref}$  と  $V_{s\beta ref}$  であり、空間ベクトル PWM の入力になります。このブロックの出力はインバータを駆動する信号です。パーク変換と逆パーク変換の両方には回転子フラックスの位置が必要になることに注意してください。この回転子フラックスの位置の取得方法は、AC 機のタイプ(同期機または非同期機)によって異なります。

### 3.2.1.5 回転子フラックスの位置

FOC では、回転子フラックスの位置情報を把握することが中心となります。実際、この変数に誤差があると、回転子フラックスは  $d$ -軸と一直線にならず、 $i_{sd}$  と  $i_{sq}$  は固定子電流の正しいフラックス成分とトルク成分とはなりません。図 3-10 は  $(a, b, c)$ 、 $(\alpha, \beta)$ 、 $(d, q)$  の各リファレンスフレームを示し、同期速度で  $d, q$  リファレンスで回転する、回転子フラックス、固定子電流、固定子電圧の各空間ベクトルの正しい位置を示しています。

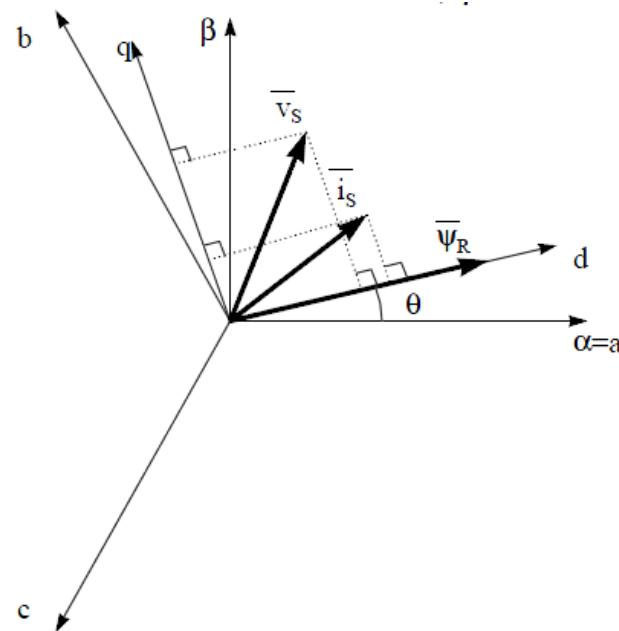


図 3-10. 回転リファレンスフレーム ( $d, q$ ) の電流、電圧、回転子フラックスの各空間ベクトル

同期モーターと非同期モーターでは、回転子フラックス位置の測定方法が異なります。

- 同期モーターでは、回転子速度は回転子フラックス速度と等しくなります。したがって、 $\theta$  (回転子フラックスの位置) は位置センサによって直接測定されるか、回転子速度の積分によって求められます。
- 非同期モーターでは、回転子速度は回転子フラックス速度と等しくないため (スリップ速度があるため)、 $\theta$  の算出には特定の方法が必要になります。基本的な方法としては、 $d, q$  リファレンスフレームにおけるモーター モデルの 2 つの式を必要とする電流モデルを使用します。

理論的には、PMSM ドライブの FOC により、DC モーターの動作のようにモータートルクをフラックスとは無関係に制御することができます。言い換えれば、トルクとフラックスは互いにデカップリングされていることになります。固定リファレンスフレームから同期回転リファレンスフレームへの変数変換を行うには、回転子位置を知る必要があります。この変換(いわゆるパーク変換)の結果、 $q$ -軸の電流がトルクを制御し、 $d$ -軸の電流は強制的にゼロになります。したがって、このシステムの重要なモジュールは、拡張スライディング モード オブザーバ (eSMO) または FAST エステイメータを使用した回転子位置の推定になります。

図 3-11 は、フライング スタートを備えた eSMO を使用した、ファン用 PMSM のセンサレス FOC の全体ブロック図を示します。

図 3-12 に、弱め界磁制御 (FWC) と最大トルク / 電流 (MTPA) を備えた eSMO を使用した、コンプレッサ用 PMSM のセンサレス FOC の全体ブロック図を示します。

図 3-13 に、フライング スタートを備えた FAST を使用した、ファン用 PMSM のセンサレス FOC の全体ブロック図を示します。

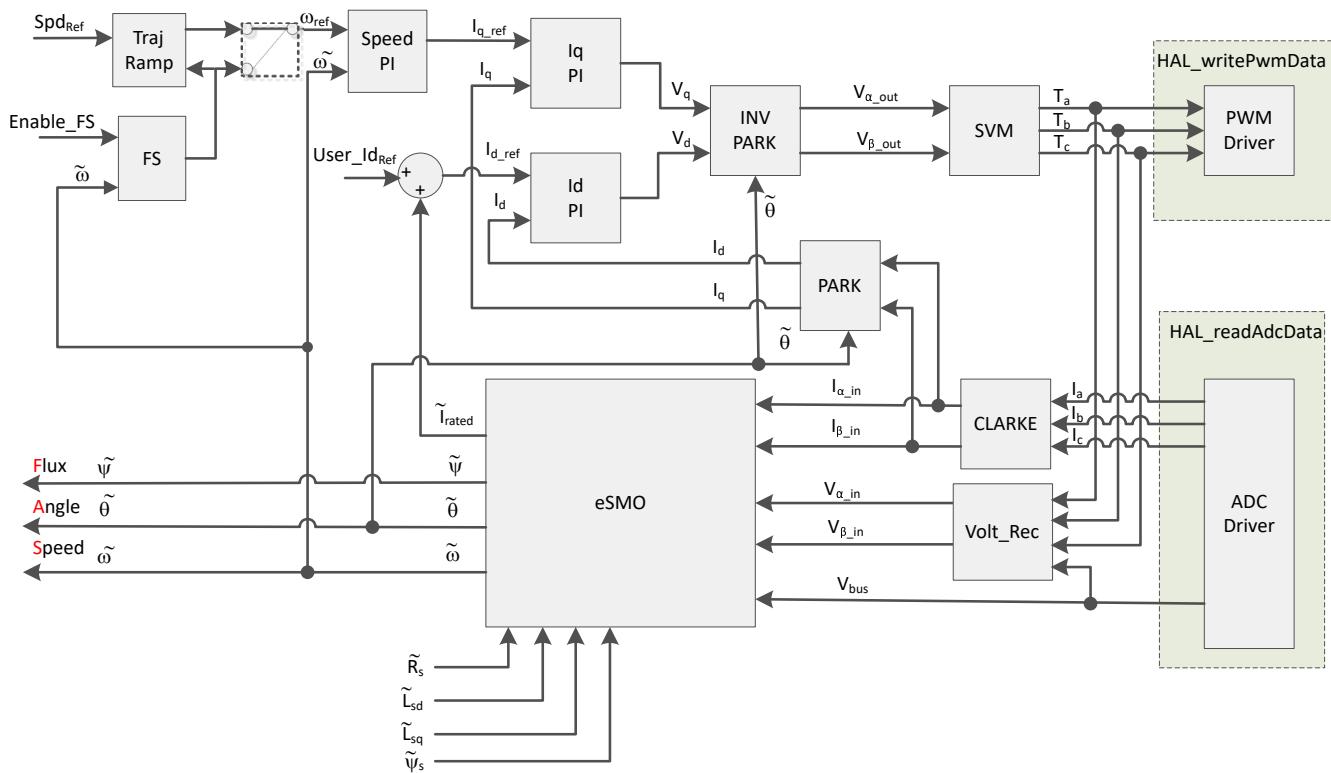


図 3-11. フライング スタート (FS) を備えた eSMO を使用したファン PMSM のセンサレス FOC

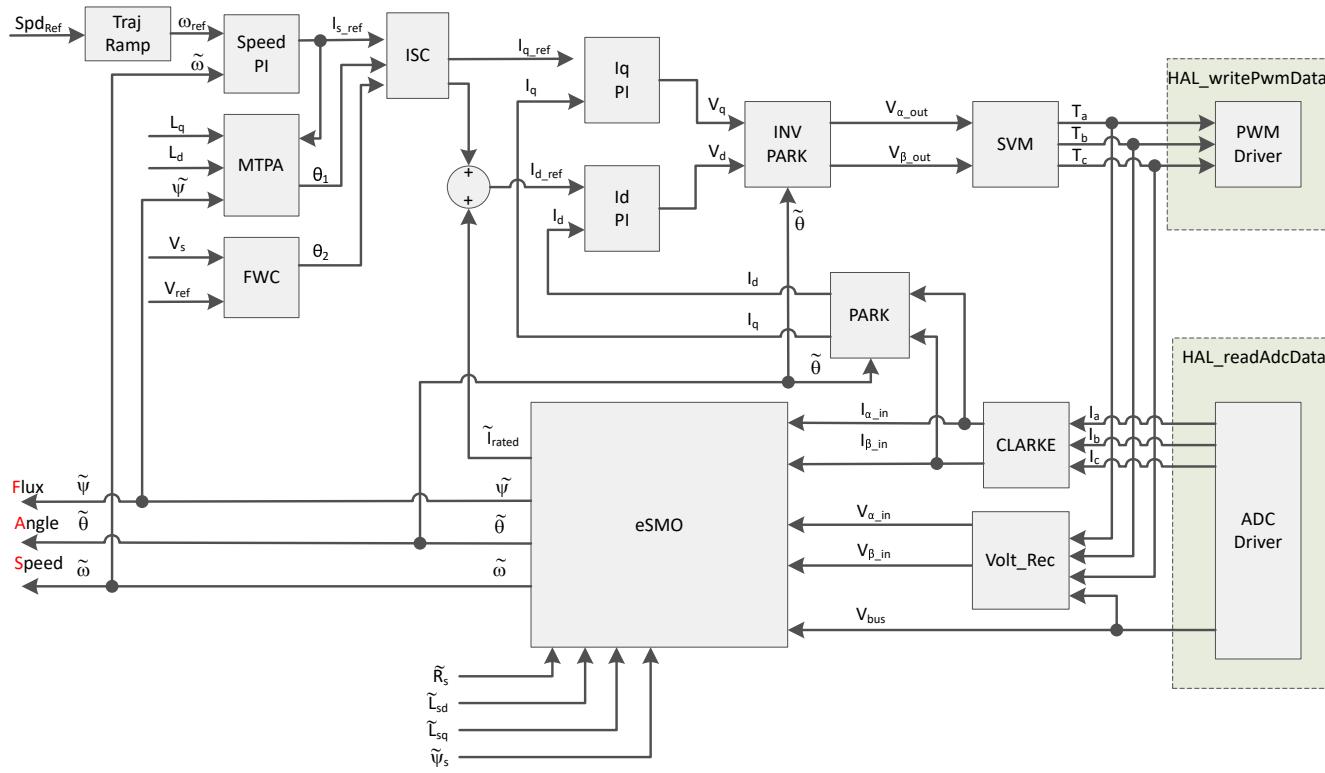


図 3-12. FWC と MTPAeSMO を備えた eSMO を使用したコンプレッサー PMSM のセンサレス FOC

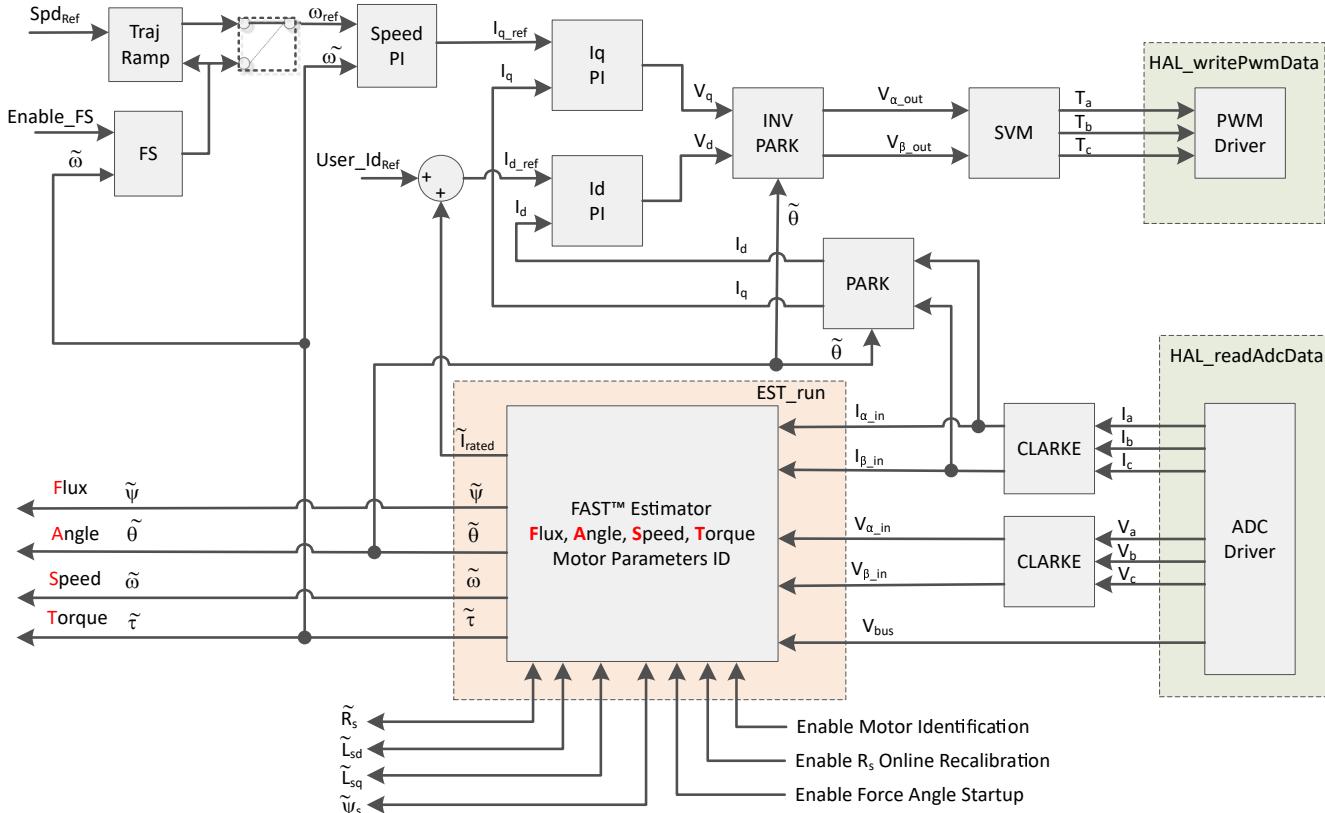


図 3-13. フライング スタート (FS) を備えた FAST を使用したファン PMSM のセンサレス FOC

### 3.2.2 PM 同期モーターのセンサレス制御

家庭用電化製品のアプリケーションにおいて、機械式センサを使用すると、コストやサイズの増加、さらには信頼性の問題が生じる可能性があります。これらの問題を克服するために、センサレス制御方式が導入されています。機械的な位置センサを使用せずに回転子の速度と位置の情報を取得するために、複数の推定方法が使用されます。スライディング モード オブザーバ (SMO) には、信頼性、期待される性能、システム パラメータの変動に対する堅牢性など、数多くの魅力的な特長があるため、一般的に利用されています。

#### 3.2.2.1 位相ロック ループを備えた拡張スライディング モード オブザーバ

モデルベースの手法を使用して、モーターが中速または高速で動作する場合に、IPMSM ドライブシステムの位置センサレス制御を実現しています。モデルベースの手法では、逆 EMF モデルまたは磁束結合モデルによって回転子位置を推定します。スライディング モード オブザーバは、スライディング モード制御に基づいたオブザーバの設計手法です。システムの構造は固定ではなく、システムの現在の状態に応じて意図的に変更され、あらかじめ決められたスライディング モードの軌道に従って強制的に動かされます。応答が速く、堅牢性が優れ、パラメータの変化や外部の変動に対して影響を受けにくいのが利点です。

### 3.2.2.1.1 IPMSM の数学モデルとFOC構造

図3-14は、IPMSMのセンサレスFOC構造を示します。このシステムでは、IPMSMシステムのセンサレス制御を実現するためにeSMOを使用し、eSMOモデルは、逆起電力モデルとPLLモデルを組合せて、回転子の位置と速度を推定するように設計されています。

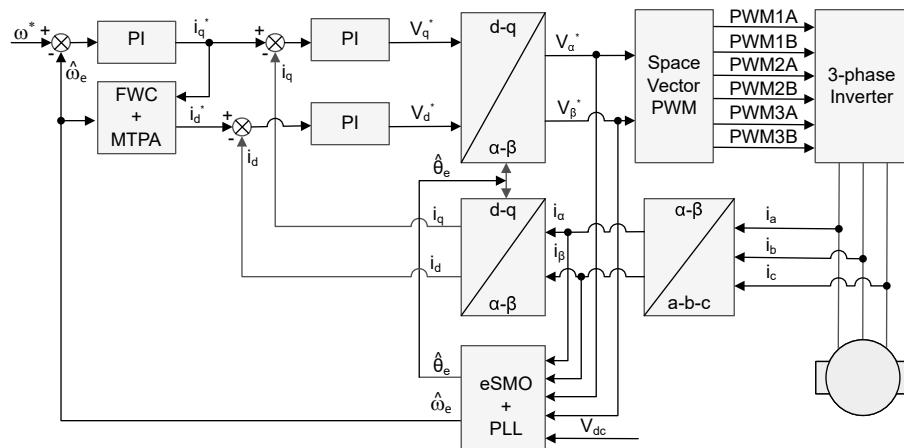


図3-14. IPMSMシステムのセンサレスFOC構造

IPMSMは、3相の固定子巻線(a軸、b軸、c軸)と励起用の永久磁石(PM)回転子で構成されています。モーターは、標準的な3相インバータによって制御されます。IPMSMは位相a-b-cの量を用いてモデル化できます。適切な座標変換を行うことで、PMSMの動的モデルをd-q回転リファレンスフレームとα-β固定リファレンスフレームで実現できます。これらのリファレンスフレームは式27のような関係にあります。一般的なPMSMの動的モデルは、d-q回転リファレンスフレームにおいて次のように記述できます。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_{pm} \end{bmatrix} \quad (27)$$

ここで、

- $V_d$ および $V_q$ は、それぞれq軸およびd軸の固定子端子電圧です
- $i_d$ および $i_q$ は、それぞれd軸およびq軸の固定子電流です
- $L_d$ および $L_q$ は、それぞれq軸およびd軸のインダクタンスです
- $p$ は微分演算子で、 $d/dt$ の略式表記です
- $\lambda_{pm}$ は、永久磁石によって生成される磁束結合です。
- $R_s$ は、固定子巻線の抵抗です。
- $\omega_e$ は、回転子の電気角速度です

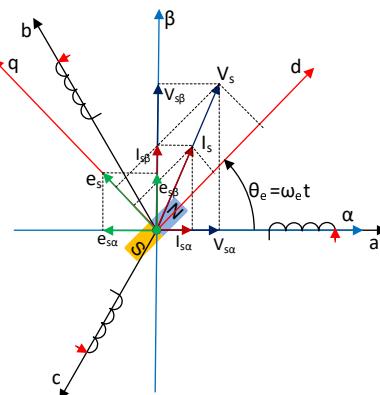


図3-15. PMSMモデル化のための座標リファレンスフレームの定義

図 3-15 に示すように逆パーコ変換を使用することで、PMSM の動的特性は、次に示すように  $\alpha$ - $\beta$  固定リファレンス フレームでモデル化できます。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & \omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (28)$$

ここで、

- $e_\alpha$  および  $e_\beta$  は、 $\alpha$ - $\beta$  軸の拡張起電力 (EEMF) の成分であり、式 29 に示すように定義できます。

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = (\lambda_{pm} + (L_d - L_q)i_d)\omega_e \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (29)$$

式 28 と式 29 によると、等価変換と EEMF の概念を導入することで、回転子の位置情報はインダクタンス マトリックスから切り離すことができ、その結果、EEMF が回転子の極位置情報を含む唯一の項となります。さらに、EEMF の位相情報をそのまま回転子の位置観測に利用することができます。固定子電流を状態変数として、IPMSM の電圧式 式 28 を状態式に書き換えます。

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & -\omega_e(L_d - L_q) \\ \omega_e(L_d - L_q) & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} V_\alpha - e_\alpha \\ V_\beta - e_\beta \end{bmatrix} \quad (30)$$

直接測定できる唯一の物理量は固定子電流であるため、スライディング サーフェスは固定子電流の経路上で選択されます。

$$S(x) = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (31)$$

ここで、

- $\hat{i}_\alpha$  および  $\hat{i}_\beta$  は、推定された電流値です
- 上付きの添え字  $\hat{\cdot}$  は推定値を示します。
- 上付きの添え字  $\tilde{\cdot}$  は、観測値と実測値との差を意味する変数誤差を示します。

### 3.2.2.1.2 IPMSM 向け ESMO の設計

図 3-16 に、SMO に組み込まれた通常の PLL を示します。

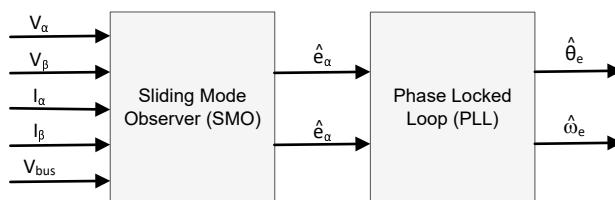


図 3-16. PMSM 向け PLL 搭載 eSMO のブロック図

従来の低次スライディング モード オブザーバは、図 3-17 に示す数学モデルと、式 32 に示すブロック図を使用して構築されます。

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_\alpha \\ \dot{\hat{i}}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & -\hat{\omega}_e(L_d - L_q) \\ \hat{\omega}_e(L_d - L_q) & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} V_\alpha - \hat{e}_\alpha + z_\alpha \\ V_\beta - \hat{e}_\beta + z_\beta \end{bmatrix} \quad (32)$$

ここで、

- $z_\alpha$  および  $z_\beta$  はスライディングモードの帰還成分であり、式 33 に示すように定義されます

$$\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_\alpha \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ k_\beta \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (33)$$

ここで、

- $k_\alpha$  および  $k_\beta$  は、リアプローフ安定性解析によって設計された一定スライディングモードゲインです

$k_\alpha$  と  $k_\beta$  が正の値で、SMO の安定した動作を確保するのに十分な大きさである場合、 $k_\alpha$  と  $k_\beta$  は  $k_\alpha > \max(|e_\alpha|)$  および  $k_\beta > \max(|e_\beta|)$  を維持できるだけ十分に大きくなります。

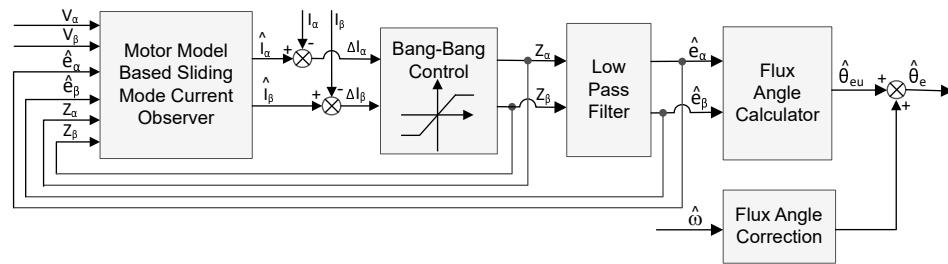


図 3-17. 従来のスライディングモードオブザーバのブロック図

$\alpha$ - $\beta$  軸における EEMF の推定値 ( $\hat{e}_\alpha$ ,  $\hat{e}_\beta$ ) は、不連続スイッチング信号  $z_\alpha$  と  $z_\beta$  からローパスフィルタを用いて得られます。

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} \quad (34)$$

ここで、

- $\omega_c = 2\pi f_c$  はローパスフィルタ (LPF) のカットオフ角周波数であり、通常はステータ電流の基準周波数に基づいて選定されます。

したがって、回転子位置は、式 35 に定義するように、逆起電力のアーカンジメントから直接計算できます。

$$\hat{\theta}_e = -\tan^{-1}\left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right) \quad (35)$$

ローパスフィルタは、スライディングモード関数の高周波項を除去することにより、位相遅延を引き起こします。この遅延は、カットオフ周波数  $\omega_c$  と逆起電力周波数  $\omega_e$  の関係で補償できます。この関係は、に示すように定義されています。

$$\Delta \theta_e = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega_e}{\omega_c}\right) \quad (36)$$

ここで、推定された回転子位置は、SMO 方式を使用して計算されます。

$$\hat{\theta}_e = -\tan^{-1}\left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right) + \Delta \theta_e \quad (37)$$

デジタル制御アプリケーションでは、SMO の時間離散式が必要です。時間離散オブザーバに変換するには、オイラー法が適切です。 $\alpha$ - $\beta$  座標における式 32 の時間離散システムマトリックスは、式 38 のとおりです。

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha(n+1) \\ \hat{i}_\beta(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha(n) \\ \hat{i}_\beta(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_\alpha \\ G_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha^*(n) - \hat{e}_\alpha(n) + z_\alpha(n) \\ V_\beta^*(n) - \hat{e}_\beta(n) + z_\beta(n) \end{bmatrix} \quad (38)$$

ここで、

- 行列  $[F]$  と  $[G]$  は、式 39 と式 40 によって次のように与えられます：

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\frac{R_s}{L_d}} \\ e^{-\frac{R_s}{L_q}} \end{bmatrix} \quad (39)$$

$$\begin{bmatrix} G_\alpha \\ G_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{R_s} \begin{bmatrix} 1 - e^{-\frac{R_s}{L_d}} \\ 1 - e^{-\frac{R_s}{L_q}} \end{bmatrix} \quad (40)$$

式 34 の時間離散形式は、式 41 のとおりです。

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha(n+1) \\ \hat{e}_\beta(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha(n) \\ \hat{e}_\beta(n) \end{bmatrix} + 2\pi f_c \begin{bmatrix} z_\alpha(n) - \hat{e}_\alpha(n) \\ z_\beta(n) - \hat{e}_\beta(n) \end{bmatrix} \quad (41)$$

### 3.2.2.1.3 PLL による回転子位置および速度の推定

アーカ タンジェント法では、ノイズや高調波の成分が存在するため、位置と速度の推定精度に影響が出ます。この問題を解消するために、IPMSM のセンサレス制御構造では、PLL モデルを速度と位置の推定に使用できます。セクション

3.2.2.1.2 に、SMO と一緒に使用される PLL 構造を示します。逆起電力の推定値  $\hat{e}_\alpha$  および  $\hat{e}_\beta$  を PLL モデルで使用して、図 3-18 に示すように、モーターの角速度と位置を推定できます。

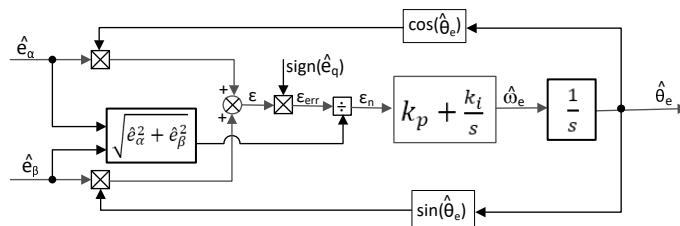


図 3-18. 位相ロック ループ位置トラッカーのブロック図

$e_\alpha = E \cos(\theta_e)$ 、 $e_\beta = E \sin(\theta_e)$ 、 $E = \omega_e \lambda_{pm}$  式 42 になるため、を定義します。

$$\varepsilon = \hat{e}_\beta \cos(\hat{\theta}_e) - \hat{e}_\alpha \sin(\hat{\theta}_e) = E \sin(\theta_e) \cos(\hat{\theta}_e) - E \cos(\theta_e) \sin(\hat{\theta}_e) = E \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \quad (42)$$

ここで、

- $E$  は EEMF の大きさで、モーター速度  $\omega_e$  に比例します。

$\lceil(\theta_e - \hat{\theta}_e) < \pi/2\rceil$  のとき、式 42 式 43 はのように簡略化できます。

$$\varepsilon = E(\theta_e - \hat{\theta}_e) \quad (43)$$

さらに、EEMF の正規化後の位置誤差を求めることができます。

$$\varepsilon_n = \theta_e - \hat{\theta}_e \quad (44)$$

解析に従うと、直角位相ロックループの位置トラッカーの簡略ブロック図は、図 3-19 のようになります。PLL の閉ループ伝達関数は、次のように表すことができます。

$$\hat{\theta}_e = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (45)$$

ここで、

- $k_p$  は、標準的な PI レギュレータの比例ゲインです
- $k_i$  は、標準的な PI レギュレータの比例ゲインと積分ゲインです
- $\omega_n$  は固有周波数です

減衰比  $\xi$  は 式 46 で与えられます。

$$k_p = 2\xi\omega_n, \quad k_i = \omega_n^2 \quad (46)$$

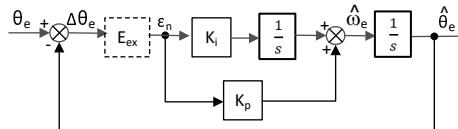


図 3-19. 位相ロック ループ位置トラッカーの概略ブロック図

### 3.2.3 モーター駆動のハードウェア要件

モーターの制御アルゴリズムは、DC バス電源電圧、各モーター相の電圧、各モーター相の電流など、モーターの状態に関するサンプリング測定値を利用します。モーターを正しく識別し、FOC を使用してモーターを効果的に動作させるには、正しい設定が求められるハードウェア依存のパラメータがいくつかあります。以下のセクションでは、FAST または eSMO を使用したコンプレッサーおよびファンモーター制御のための電流スケール値、電圧スケール値、電圧フィルタ極の計算方法を示します。

#### 3.2.3.1.3 シャントによる電流検出

モーターを流れる電流は、PWM サイクルごとにモーター制御アルゴリズムの一部としてマイクロコントローラによってサンプリングされます。モーター相の双方向電流、つまり正電流と負電流を測定するために、回路は 1.65V の基準電圧を生成します。このオフセット基準電圧は、TLV9062 を使用したボルテージフォロワーによって作られます。図 3-20 は、モータ電流が電圧信号として表現される様子を示しており、フィルタリング、增幅、さらに ADC 入力範囲の中心へのオフセットが行われています。この回路は三相モーターの各相に使用されます。この回路の伝達関数を 式 47 に示します。

$$V_{OUT} = V_{OFFSET} + (I_{IN} \times R_{SHUNT} \times G_i) \quad (47)$$

ここで、

- $R_{SHUNT} = 0.02\Omega$
- $V_{OFFSET} = 1.65V$

計算された抵抗値により、図 3-21 に示されたセンシング回路が構築されます。 $G_i$  は 式 48 で求められます。

$$G_i = \frac{R_{fb}}{R_{in}} = \frac{R_{20}}{R_{18}} = \frac{10.0K}{1.0K} = 10.0 \quad (48)$$

マイクロコントローラで測定可能なピークツーピーク電流の最大値は、式 49 で求められます。

$$I_{scale\_max} = \frac{V_{ADC\_max}}{R_{SHUNT} \times G_i} = \frac{3.3}{0.02 \times 10} = 16.5A \quad (49)$$

得られた 16.5A は、±8.25A のピークツーピーク値です。次のコード スニペットは、これが *user\_mtr1.h* ファイルでどのように定義されているかを示しています。

```
/// \brief Defines the maximum current at the AD converter
#define USER_M1_ADC_FULL_SCALE_CURRENT_A (16.5f)
```

電流帰還の極性が正しいことも、マイクロコントローラが正確な電流測定を行う上で重要です。このハードウェア ボードの構成では、接地に接続されているシャント抵抗の負のピンは、オペアンプの非反転ピンにも接続されています。`motor1_drive.c` での次のコード スニペットに示すように、強調表示されている記号は、ソフトウェアで電流帰還の正しい極性を持つように設定する必要があります。

```
// define the sign of current feedback based on hardware board
adcData[MTR_1].current_sf = -userParams[MTR_1].current_sf;
```

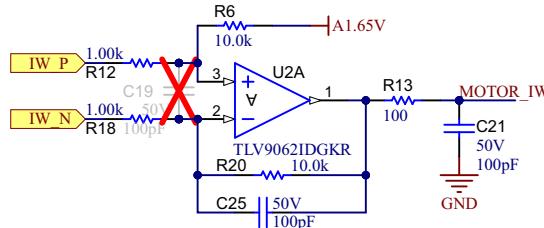


図 3-20. 三相シャントを用いたモーター電流センシング回路

ファンモーターに対して同じ計算手順を実行し、`user_mtr2.h` ファイルにスケール値を設定します。

### 3.2.3.2 モーター電圧帰還

FAST エスティメータでは最も広い速度範囲で最高の性能を実現できるように電圧帰還が必要で、相電圧はソフトウェアによる推定ではなく、モーター相から直接測定されます。eSMO は、モーター相電圧センシング回路を使用することなく、電圧位相を表すソフトウェア推定値に依存しています。このソフトウェア値 (USER\_ADC\_FULL\_SCALE\_VOLTAGE\_V) は、モーター相からの電圧帰還をセンシングする回路に依存します。図 3-21 に、分圧抵抗に基づく電圧帰還回路を使用して、モーター電圧が ADC 入力範囲に対してどのようにフィルタリングされ、スケーリングされるかを示します。同様の回路は、コンプレッサ モーターとファン モーターの両方、および DC バスの測定に使用されます。

このリファレンス デザインでマイクロコントローラによって測定可能な最大位相電圧帰還は、ADC 入力の最大電圧が 3.3V であることを考慮して、式 50 のように計算できます。

$$V_{FS} = V_{ADC\_FS} \times G_v = 3.3V \times 137.07 = 452.32V \quad (50)$$

ここで、

- $G_v$  は、式 51 で計算できる減衰係数です

$$G_v = \frac{(R54 + R59 + R64 + R71)}{R71} = \frac{(332K + 332K + 332K + 7.32K)}{7.32K} = 137.07 \quad (51)$$

この電圧帰還回路では、`user_mtr1.h` で次の設定が行われます。

```
/// \brief Defines the maximum voltage at the AD converter
#define USER_M1_ADC_FULL_SCALE_VOLTAGE_V (452.32f)
```

電圧帰還を正確に検出できるように、FAST エスティメータには電圧フィルタの極が必要です。PWM 信号をフィルタリングして除去し、同時に高速な電圧帰還信号がフィルタリングを通過できるように、フィルタを十分に低い周波数に設定してください。一般的なガイドラインとして、5~20kHz の PWM 周波数をフィルタリングで除去するには、数百 Hz のカットオフ周波数があれば十分です。数 kHz 程度の位相電圧周波数を生成するような超高速モーターを動作させる場合にのみ、ハードウェア フィルタを変更してください。

式 52 を使用して、このリファレンスデザインのフィルタ極設定を計算します。

$$f_{filter\_pole} = \frac{1}{(2 \times \pi \times R_{Parallel} \times C)} = 466.01 \text{ Hz} \quad (52)$$

where,

$C = 47nF$

$$R_{Parallel} = \left( \frac{(332K + 332K + 332K) \times 7.32K}{(332K + 332K + 332K) + 7.32K} \right) = 7.267k\Omega$$

次のサンプルコードでは、`user_mtr1.h` でどのように定義されているかを示しています。

```
///! \brief Defines the analog voltage filter pole location, Hz
#define USER_M1_VOLTAGE_FILTER_POLE_Hz (466.01f)
```

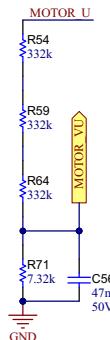


図 3-21. モーター電圧センシング回路

## 4 ハードウェア、テスト要件、およびテスト結果

### 4.1 ハードウェア要件

このセクションでは、設計のボードおよびソフトウェアのテストと検証に必要な機器、テストのセットアップ、および手順について詳しく説明します。

#### 4.1.1 ハードウェアボードの概要

図 4-1 は、AC 電源から動作する典型的なモーター制御および PFC の概要を示しています。PFC 段により、入力 AC 電流の波形整形が可能になり、3 相モーターに調整可能な DC 電力を供給できます。

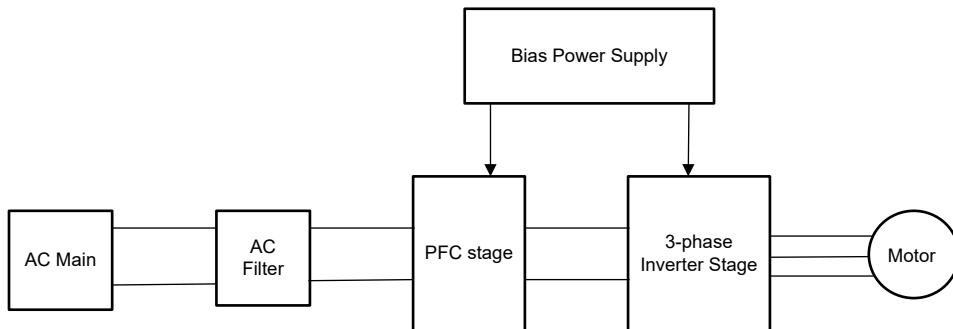


図 4-1. TIDA-010282 ハードウェア ボードのブロック図

モーター制御ボードには、完全なモータードライブシステムを実現する機能グループがあります。ボード上の各ブロックと各機能は以下のとおりです。図 4-2 は、ボードを上から見たもので、TIDA-010282 PCB にさまざまなブロックがあるのがわかります。

- 電源ライン入力フィルタ
- デジタルトーテムポール PFC
  - 最大電力は 1.3kW です
  - 75kHz のスイッチング周波数に対応する PFC
  - 高速スイッチングデバイスは GaN であり、低スイッチングデバイスは MOSFET です
- 3 相インバータ
  - 最大 1.3kW の 3 相インバータで PMSM または IPM をサポート
  - 15kHz のスイッチング周波数
  - 電流センシング用の 3 つのシャント
- 制御
  - 48 ピン LQFP パッケージの TMS320F2800137 MCU 用のサポートドーター ボード
  - 120MHz、32 ビット CPU (FPU および TMU 付き)
- 補助電源
  - オンボードの +15V と +3.3V バイアス電源

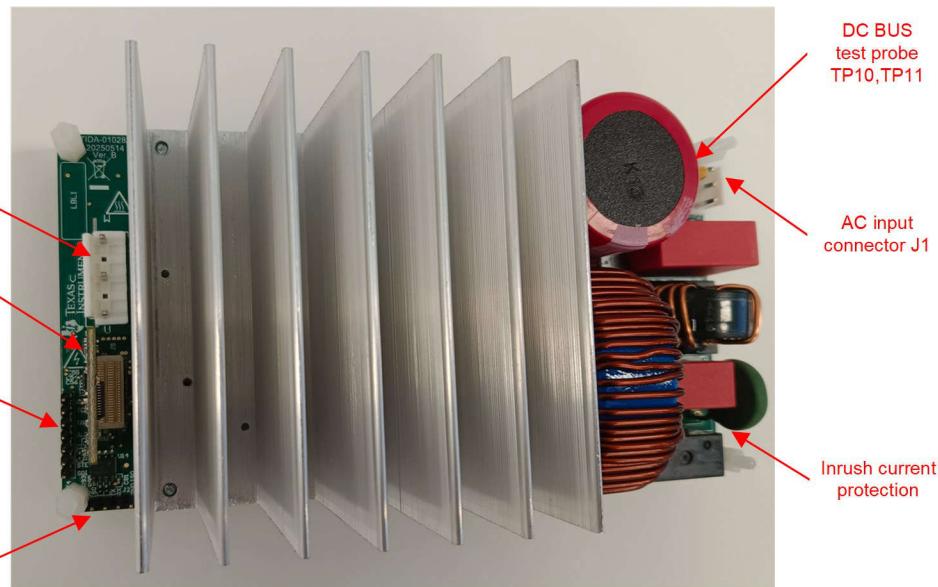


図 4-2. TIDA-010282 リファレンス デザインのボード レイアウト

ボードを使用する際には、以下の事項に注意を払うことを推奨します。

- ボードに通電しているときは、ボードのどの部分にも触れないでください。また、ボードに接続されている部品にも触れないでください。
- AC 電源 (壁面コンセント) を使用してキットに電力を供給します。絶縁型 AC ソースを推奨します。
- 通電中は、ボード、キット、アセンブリのどの部分にも触れないでください。(パワー モジュールのヒートシンクはボードから絶縁されていますが、高電圧スイッチングにより、ヒートシンク本体にある程度の容量性結合電圧が生成されます。)
- 制御グランドは高温になる可能性があります

#### 4.1.2 テスト条件

以下のパラメータとガイドラインは、リファレンスデザインソフトウェアのテストに推奨されます。

- PFC 動作
  - 入力電圧: 電源は 85VAC から 265VAC の範囲でなければなりません。フルパワー テストのために、入力 AC ソースの電流制限を 10A に設定しますが、初期のボード立ち上げ時には低い電流制限から始めることを推奨します。
  - 出力では、電子可変負荷または可変抵抗性負荷を使用します。この負荷の定格は 400V 以上にし、負荷電流を 0mA ~ 5A の範囲で変化させる必要があります。
- モータードライブの動作
  - 入力に関して、AC ソースを使用する場合、電源は 85V から 265V の範囲でなければなりません。入力 AC ソースの電流制限は 10A に設定しますが、初期のボード立ち上げ時には低い電流制限から始めることを推奨します。
  - 出力には、ダイナモメーターを用いた三相 PMSM を使用してください

#### 4.1.3 ボードの検証に必要なテスト機器

- 絶縁型 AC ソース
- デジタル オシロスコープ
- マルチメータ
- 電子負荷または抵抗性負荷
- DC 電源
- 1.3kW、三相 PM 同期モーター
- 動力計
- 3 相電力アナライザ

## 4.2 テスト設定

図 4-2 は、ボード上のブロックとコネクタの位置を示しています。次の手順に従ってハードウェアの設定を行ってください。

1. JTAG エミュレータをコネクタ J4 に接続し、C2000 デバイスのデバッグまたはプログラムを行います。  
外部エミュレータでは、2 ピン (TMS および TCK) の cJTAG モードを使用する必要があります。
2. 最初のインクリメンタルビルドステップが完了したら、モーターウィヤを端子 J3 に接続します。
3. AC 電源または AC 主電源をインバータに供給するには、J1 に電源を接続してください。
  - a. DC 電源の最大出力は 400VDC です
  - b. AC 電源の最大出力は 265VAC (50Hz および 60Hz) です
  - c. AC 主電源は 220VAC (50Hz および 60Hz) です
4. 出力端子 TP10 および TP11 を、正しい極性を維持したまま電子負荷に接続してください。
5. マルチメータ、オシロスコープのプローブ、その他の測定機器を接続して、必要に応じて、さまざまな信号やパラメータの測定や解析を行います。適切な定格の機器のみを使用し、適切な絶縁方法と安全対策に従ってください。

### 注

テスト中に外付けエミュレータの接続に問題がある場合は、JTAG 信号と USB ケーブルにフェライトビーズを追加してください。接続配線は可能な限り短くしてください。

### 警告

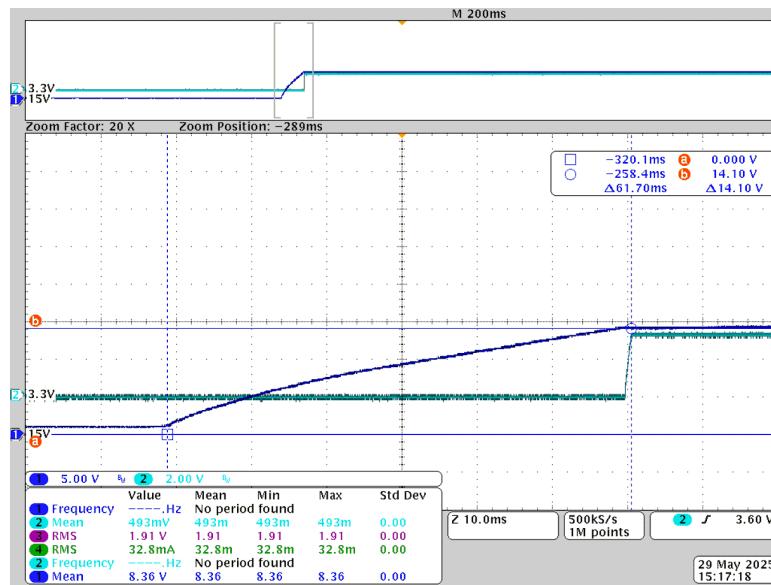
両方の電源ドメインの接地プレーンは、ハードウェア構成に応じて同じでも、異なっていても構いません。テスト機器をボードに接続する前に、適切な絶縁要件を満たしてください。これにより、自分自身と機器の安全が確保されます。ボードに電力供給する前に、GND 接続を確認してください。測定機器をボードに接続する場合は、アイソレータが必要です。

## 4.3 テスト結果

以下のセクションには、設計から得られたテストデータを示します。テスト結果は複数のセクションに分かれており、ファンとコンプレッサのモーターの定常状態の性能とデータ、機能性能の波形、過渡性能の波形を網羅しています。

#### 4.3.1 機能波形

図 4-3 は、オンボード電源を供給したときの 15V および 3.3V バイアス電源のスクリーンショットを示します。以下の表示は、15V 電圧レールが 12.7V に達したときに 3.3V が設定されることを示しています。

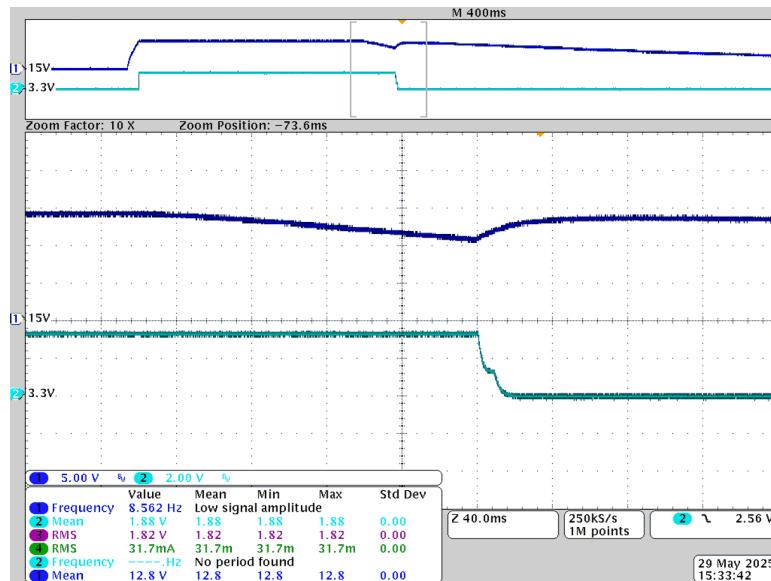


CH1 (青): 15VDC

CH2 (ダークグリーン): 3.3VDC

図 4-3. 15V と 3.3V の電源オン

図 4-3 は、基板の電源がオフのときの 15V および 3.3V バイアス電源のスクリーンショットです。5V DC/DC TPS562206 は 12.7VDC のイネーブル電圧を持ち、ヒステリシス電圧が 1.9V のため、3.3V がゼロに低下した後のバウンスを防止できます。

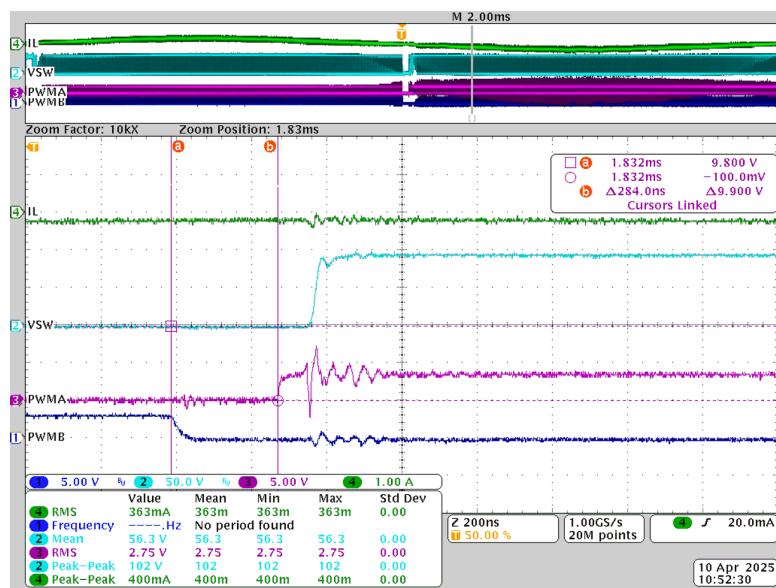


CH1 (青): 15VDC

CH2 (ダークグリーン): 3.3VDC

図 4-4. 15V および 3.3V 電源オフ

GaN デバイスはスルーレートが非常に高速で、高性能のパワーエレクトロニクスアプリケーションでデッドタイムを非常に短くできます。図 4-5 は、窒化ガリウム (GaN)トランジスタを使用した PFC 回路で 300ns のデッドタイムを示しています。



CH1 (青): 下側 GaN

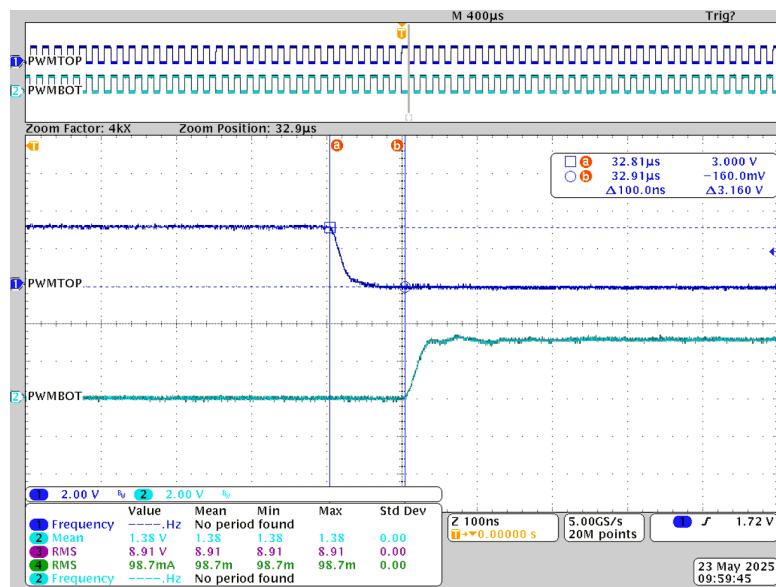
CH2 の PWM (水色): スイッチングノード電圧

CH3 (紫): 上側 GaN

CH4 の PWM (緑): 昇圧インダクタ電流

図 4-5. GaN の 300ns PFC デッドタイム

図 4-6 は、モーターインバータ段のデッドタイム 100ns のスクリーンショットです。



CH1 (青): 上側 GaN

CH2 の PWM (水色): 2 次側 GaN 用 PWM

図 4-6. モーターインバータのデッドタイムは 100ns

図 4-7 は、 $2A_{RMS}$  のモーター相電流のスクリーンショットです。



図 4-7. モーター相電流

## 5 設計とドキュメントのサポート

### 5.1 デザイン ファイル

#### 5.1.1 回路図

回路図をダウンロードするには、[TIDA-010282](#) のデザイン ファイルを参照してください。

#### 5.1.2 部品表 (BOM)

部品表 (BOM) をダウンロードするには、[TIDA-010282](#) のデザイン ファイルを参照してください。

#### 5.1.3 Altium プロジェクト

Altium プロジェクト ファイルをダウンロードするには、[TIDA-010282](#) のデザイン ファイルを参照してください。

#### 5.1.4 ガーバー ファイル

ガーバー ファイルをダウンロードするには、[TIDA-010282](#) のデザイン ファイルを参照してください。

#### 5.1.5 PCB レイアウトに関する推奨事項

このリファレンスデザインは、コストに敏感なアプリケーションを考慮し、1 オンスの銅を使用した 2 層の PCB に実装されており、片面に SMD 部品が配置されています。PCB を設計する際には、注意すべき重要な点がいくつかあります。以下のリストでは、システム レベルの配置と各ブロックのレイアウトについて説明します。

大電力経路にある部品は、PCB の外縁に可能な限り最短距離で配置します。マイクロコントローラーは、制御が必要なすべてのパワー ブロックからの最適な距離を考慮して、中央に配置します。ピン配置は、制御信号トレースと帰還信号トレースの長さと、アナログ信号とデジタル信号の交差を最小限に抑えるように設定されます。

- AC ライン保護と EMI フィルタ
  - AC ライン保護部品は、接続経路までの最小距離内に近接して配置されます。保護回路と EMI フィルタ回路の周囲には、アース接続の保護を設けています。
  - アクティブ EMI フィルタは最適な距離に配置します。これにより、スイッチングに近い距離を維持し、アース端子に接続するための最小距離を確保できます。
- IPFC ドライブ

IPFC ドライブでは、PCB レイアウトにとって、大電力 AC ループ、DC ループ、ゲートドライブループの 3 つの電流パスが非常に重要です。寄生ループインダクタンスを低減するため、これらの配線は最大幅で短くする必要があります。

- AC ループはダイオードブリッジ(ソース)、インダクタ、MOSFET のドレインと MOSFET ソース(リターン)で構成されます。このループでは、特にインダクタの間の接続で、MOSFET ドレインとダイオードアノードが高周波と高電力を処理します。このノードを接続する際には、距離を短くして銅箔面積を広げることで、寄生インダクタンスを最小限に抑えるため特別な注意が必要です。
- DC ループ—ダイオードブリッジ(ソース)、インダクタ、ダイオード、コンデンサ、負荷(リターン)で構成されます。RMS 電流ストレスを均等に分配するには、ダイオードのカソードからのそれぞれの電気的距離がほぼ同じになるように、電解質コンデンサのバンクを配置します。この設計では、 $V_{DC}$  と PGND 接続に銅プレーンを使用します。高周波成分を抑制するために、ダイオードのカソードのすぐ隣に金属皮膜コンデンサを配置します。コンデンサにより、ループインダクタンスを大幅に最小化します。
- ゲートドライブループ—ドライバ電源(ソース)、ゲートドライバ IC、MOSFET ゲート、MOSFET ソースピン(リターン)で構成されます。この設計では、IPFC の 2 つの相を並列配置して、他の 2 つの AC/DC ループを最小限に抑えています。この並列配置により、ゲートドライバが外側の位相 MOSFET のゲートにアクセスできなくなります。ゲートドライバ信号を MOSFET のゲートに接続するには、SMD 絶縁厚のジャンパを使用します。
- コンプレッサとファンドライブ
  - リップル要件が最大の場合、コンプレッサ駆動は IPFC ドライブの DC バスコンデンサバンクの最も近くに配置され、ファンはコンプレッサの隣に配置されます。
  - 電流センシングには、4 線式センシングのローサイド シャント抵抗方式が採用されます。シャント抵抗からオペアンプ回路へのセンシング信号の接続には、インピーダンス マッチング抵抗による差動ペアが使用されます。シャント抵抗はモジュールの近くに配置され、直接接地された銅プレーンに接続されます。
- 補助電源

- 消費電力とリップルの要件が最小のため、ファンドライブの後段に補助電源を配置します。APS グランドを DC バスコンデンサバンクに接続するには、専用の銅プレーンを使用します。この配置により、高周波と大電力のモータ電流および制御回路との間の干渉を最小限に抑えることができます。

## 5.2 ツール

### CCSTUDIO

Code Composer Studio™ は、TI のマイクロコントローラおよびプロセッサ向けの統合開発環境 (IDE) です。

この IDE は、組み込みアプリケーションを構築、デバッグ、分析、最適化するための豊富なツールセットを提供しています。Code Composer Studio は、Microsoft® Windows®、Linux®、macOS® のデスクトップからダウンロードできます。

### C2000WARE- MOTORCONTROL- SDK

C2000™ MCU 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。

## 5.3 ドキュメントのサポート

1. テキサス・インスツルメンツ、『TMS320F28002x リアルタイム マイクロコントローラ データシート』[SPRSP45](#)
2. テキサス・インスツルメンツ、『TMS320F28002x リアルタイム マイクロコントローラ テクニカルリファレンス マニュアル』[spruin7](#)
3. テキサス・インスツルメンツ、『[TMS320F28003x マイクロコントローラ』データシート](#)
4. テキサス・インスツルメンツ、『[TMS320F28003x リアルタイム マイクロコントローラ テクニカルリファレンス マニュアル』\[spruiw9\]\(#\)](#)
5. テキサス・インスツルメンツ、『[TMS320F280013x マイクロコントローラ』データシート](#)
6. テキサス・インスツルメンツ、『[TMS320F280013x リアルタイム マイクロコントローラ テクニカルリファレンス マニュアル』\[SPRUIX1\]\(#\)](#)
7. テキサス・インスツルメンツ、『[InstaSPIN-FOC および InstaSPIN-MOTION』ユーザー ガイド](#)
8. テキサス・インスツルメンツ、『[モーター制御 SDK ユニバーサル プロジェクト および ラボ』ユーザー ガイド](#)
9. テキサス・インスツルメンツ、『[C2000™ ソフトウェア周波数応答アナライザ \(SFRA\) ライブリおよび補償デザイナー』ユーザー ガイド](#)
10. テキサス・インスツルメンツ、『[2 相インターリーブ型 PFC コンバータの設計ガイド、電力計テスト データ付き](#)
11. テキサス・インスツルメンツ、『[単一 DC リンクシャント付き PMSM のセンサレス FOC』アプリケーション ノート](#)
12. テキサス・インスツルメンツ、『[TIDM-1022 バレースイッチング、昇圧、力率補正 \(PFC\) のリファレンス デザインにおける CLA の活用](#)
13. テキサス・インスツルメンツ、『[C2000 SysConfig』アプリケーション ノート](#)

## 5.4 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、設計で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。

## 5.5 商標

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

Microsoft® and Windows® are registered trademarks of Microsoft Corporation.

Linux® is a registered trademark of Linus Torvalds.

macOS® is a registered trademark of Apple Inc.

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

## 6 著者について

**HELY ZHANG** はテキサス・インスツルメンツのシステム アプリケーション エンジニアで、家電製品に関する電力供給とモーター インバータの開発を担当しています。Hely は 2002 年に安徽理工大学からパワー エレクトロニクスの修士号を取得し、テキサス・インスツルメンツに入社する前は SolarEdge と General Electric で働いていました。

## 重要なお知らせと免責事項

テキサス・インスツルメンツは、技術データと信頼性データ(データシートを含みます)、設計リソース(リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の默示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または默示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、テキサス・インスツルメンツ製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適したテキサス・インスツルメンツ製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとします。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されているテキサス・インスツルメンツ製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、テキサス・インスツルメンツはその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。テキサス・インスツルメンツや第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、テキサス・インスツルメンツおよびその代理人を完全に補償するものとし、テキサス・インスツルメンツは一切の責任を拒否します。

テキサス・インスツルメンツの製品は、[テキサス・インスツルメンツの販売条件](#)、または [ti.com](http://ti.com) やかかるテキサス・インスツルメンツ製品の関連資料などのいずれかを通じて提供する適用可能な条項の下で提供されています。テキサス・インスツルメンツがこれらのリソースを提供することは、適用されるテキサス・インスツルメンツの保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案した場合でも、テキサス・インスツルメンツはそれらに異議を唱え、拒否します。

郵送先住所: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2025, Texas Instruments Incorporated

## 重要なお知らせと免責事項

TI は、技術データと信頼性データ (データシートを含みます)、設計リソース (リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の默示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または默示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したもので、(1) お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとします。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI はその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。TI や第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](#) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案する場合も、TI はそれらに異議を唱え、拒否します。

Copyright © 2025, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月