

## Design Guide: TIDA-010282

## 1.3kW GaN 图腾柱 PFC 和电机逆变器参考设计



## 说明

此参考设计是一款 1.3kW 图腾柱功率因数校正 (PFC) 和电机逆变器，适用于大型家电及类似产品。此设计展示了一种实现三相永磁同步电机 (PMSM) 数字图腾柱 PFC 和无传感器矢量控制的方法，可通过单个 C2000™ 微控制器满足更高的效率和薄型要求。该参考设计提供的硬件和软件已经过测试，而且可随时使用，用于加快开发，从而缩短产品上市时间。

## 资源

TIDA-010282

设计文件夹

TMS320F2800137、TMCS1126、LMG2650

产品文件夹

LMG3651R025、TLV9062、LM2903B

产品文件夹

UCC28881、UCC27712、TPS562206、TLV74033

产品文件夹

C2000WARE-MOTORCONTROL-SDK

工具文件夹

## 特性

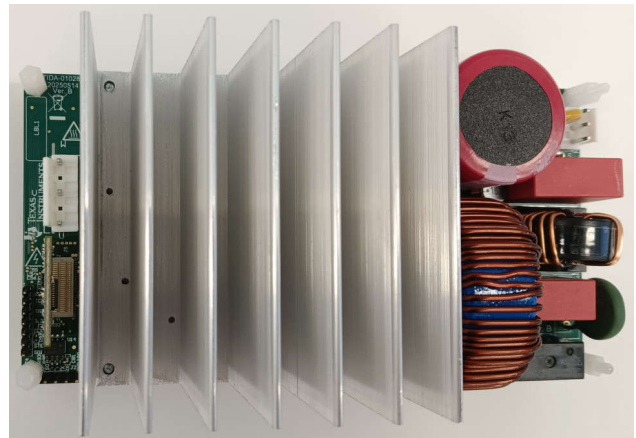
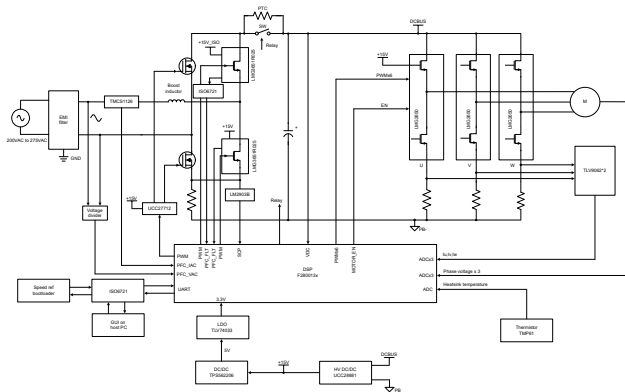
- 宽工作电压输入范围：85V 至 265VAC，50Hz 和 60Hz
- 使用单个 C2000 控制器实现无传感器磁场定向控制 (FOC) 电机控制和图腾柱升压 PFC 转换器控制
- 功率输出高达 1.3kW 的 75kHz 开关频率、数字图腾柱升压 PFC 控制，在整个工作电压范围内、从中等负载到满负载情况下的功率因数大于 0.95 且 THD 小于 5%，提供具有电压和电流故障保护功能的稳健可调电压输出
- 为 PMSM 提供高达 1.3kW 的逆变器级、15kHz 开关频率、扭矩补偿和自动弱磁控制

## 应用

- 空调室外机
- 冰箱和冷冻柜
- 洗衣机和烘干机
- 电器：压缩机



请咨询 TI E2E™ 支持专家



## 1 系统说明

现代大型电器不仅要求能效高、尺寸小、成本低，同时还要为消费者提供更高能效。这里展示了使用无传感器磁场定向控制 (FOC) 和数字图腾柱 PFC 控制电机的实现方案。基于氮化镓 (GaN) 的系统可帮助用户提高系统效率、减小电路板尺寸、更大限度地提高功率因数、精确调节直流母线、并缩短开发周期。该参考设计基于 TMS320F280013x 实时控制器系列，为构建稳健的控制系统奠定了坚实的基础，同时加快了高端应用的开发。

图腾柱 PFC 取消了二极管电桥结构并采用高性能 GaN 技术降低了开关损耗，在能效上显著优于传统升压 PFC。GaN 还可以通过提高开关频率来减小小升压电感器的尺寸。数字 PFC 可直接调节直流母线电压，并轻松实施过压、过热和过流保护方案。

该参考设计集成了专用的隔离式通用异步接收器-发送器 (UART) 端口，支持通过笔记本电脑上的高速图形用户界面 (GUI) 直接进行调试。

### 1.1 术语

<b>SLYZ022</b>	TI 术语表：本术语表列出并解释了术语、首字母缩略词和定义
<b>PMSM</b>	永磁同步电机
<b>BLDC</b>	无刷直流
<b>BEMF</b>	反电动势
<b>PWM</b>	脉宽调制
<b>MOSFET、FET</b>	金属氧化物半导体场效应晶体管
<b>IGBT</b>	绝缘栅双极晶体管
<b>RMS</b>	均方根
<b>MTPA</b>	每安培最大扭矩
<b>FWC</b>	弱磁控制
<b>PFC</b>	功率因数校正
<b>FOC</b>	场定向控制
<b>HVAC</b>	暖通空调
<b>ESMO</b>	增强型滑模观测器
<b>PLL</b>	锁相环
<b>FAST</b>	磁通、角度、转速和扭矩观测器

### 1.2 主要系统规格

表 1-1. 主要系统规格

参数	测试条件	最小值	标称值	最大值	单位
<b>系统输入特性</b>					
输入电压 ( $V_{INAC}$ )	-	85	230	265	VAC
输入频率 ( $f_{LINE}$ )	-	47	50	63	Hz
空载待机功耗 ( $P_{NL}$ )	$V_{INAC} = 230V, I_{out} = 0A$	-	3.0	-	W
输入电流 ( $I_{IN}$ )	$V_{INAC} = 230V, I_{out} = I_{MAX}$	-	5.65	6	A
<b>PFC 转换器特性</b>					
PWM 开关频率 ( $f_{SW}$ )	-	60	75	100	kHz
输出电压 ( $V_{OUT}$ )	$V_{IN} =$ 标称值, $I_{OUT} =$ 最小值至最大值	360	380	400	V
输出电流 ( $I_{OUT}$ )	$V_{IN} =$ 最小值至最大值	-	-	4	A
线路调节	$V_{INAC} =$ 最小值至最大值, $I_{OUT} =$ 标称值	-	-	2	%
负载调整率	$V_{INAC} =$ 标称值, $I_{OUT} =$ 最小值至最大值	-	-	3	%
输出电压纹波	$V_{INAC} =$ 标称值, $I_{OUT} =$ 最大值	-	-	20	V
输出过压	$V_{INAC} =$ 最小值至最大值	-	-	430	V
直流链路峰值过电流 ( $I_{OCP}$ )	$V_{INAC} =$ 最小值	-	-	8	A

表 1-1. 主要系统规格 (续)

参数	测试条件	最小值	标称值	最大值	单位
高压线路的输出功率	$V_{INAC} = 250V$	-	-	1.3	kW
低压线路的输出功率	$V_{INAC} = 187V$	-	-	1.0	kW
效率 ( $\eta$ )	$V_{INAC} =$ 满载时的标称值	-	99	-	%
<b>电机逆变器特性</b>					
PWM 开关频率 ( $f_{sw}$ )	-	-	15	-	kHz
额定输出功率 ( $P_{OUT}$ )	$V_{INAC} =$ 标称值	-	1.0	1.3	kW
输出电流 ( $I_{RMS}$ )	$V_{INAC} =$ 标称值	-	3.5	4.5	A
逆变器效率 ( $\eta$ )	$V_{INAC} =$ 标称值, $P_{OUT} =$ 标称值	-	99	-	%
电机电频率 (f)	$V_{INAC} =$ 最小值至最大值	20	200	400	Hz
故障保护	过流、失速、过热、欠压、过压				
驱动控制方法和功能	采用三个用于电流检测的分流电阻器的无传感器 FOC				
<b>系统特性</b>					
辅助电源	$V_{INAC} =$ 最小值至最大值	15V $\pm$ 10%, 300mA			
工作环境	开放式框架	-10	25	55	°C
标准和规范	电力线谐波	EC 61000-3-2 A 类			
电路板尺寸	长 $\times$ 宽 $\times$ 高	150mm $\times$ 80mm $\times$ 55mm			mm <sup>2</sup>

**警告**

TI 建议, 该参考设计仅在实验室环境中运行, 不应将此参考设计作为成品供一般消费者使用。

TI 建议, 该参考设计仅可由熟悉处理高压电子和机械部件、系统及子系统所存在相关风险的合格工程师和技术人员使用。

**高电压!** 电路板中存在可接触到的高电压。如电路板的电压和电流处理不当或施加不正确, 则可能导致电击、火灾或伤害事故。使用该设备时应特别小心, 并采取相应的保护措施, 以避免伤害自己或损坏财产。

**表面高温!** 接触会导致烫伤。**请勿触摸!** 电路板上电后, 某些元件可能会达到 55°C 以上的高温。由于存在高温, 在使用过程中或使用刚结束时, 用户不得触摸电路板。

**小心**

请勿在无人照看的情况下使该设计通电。

## 2 系统概述

### 2.1 方框图

图 2-1 显示了该参考设计的方框图以及主要 TI 元件。

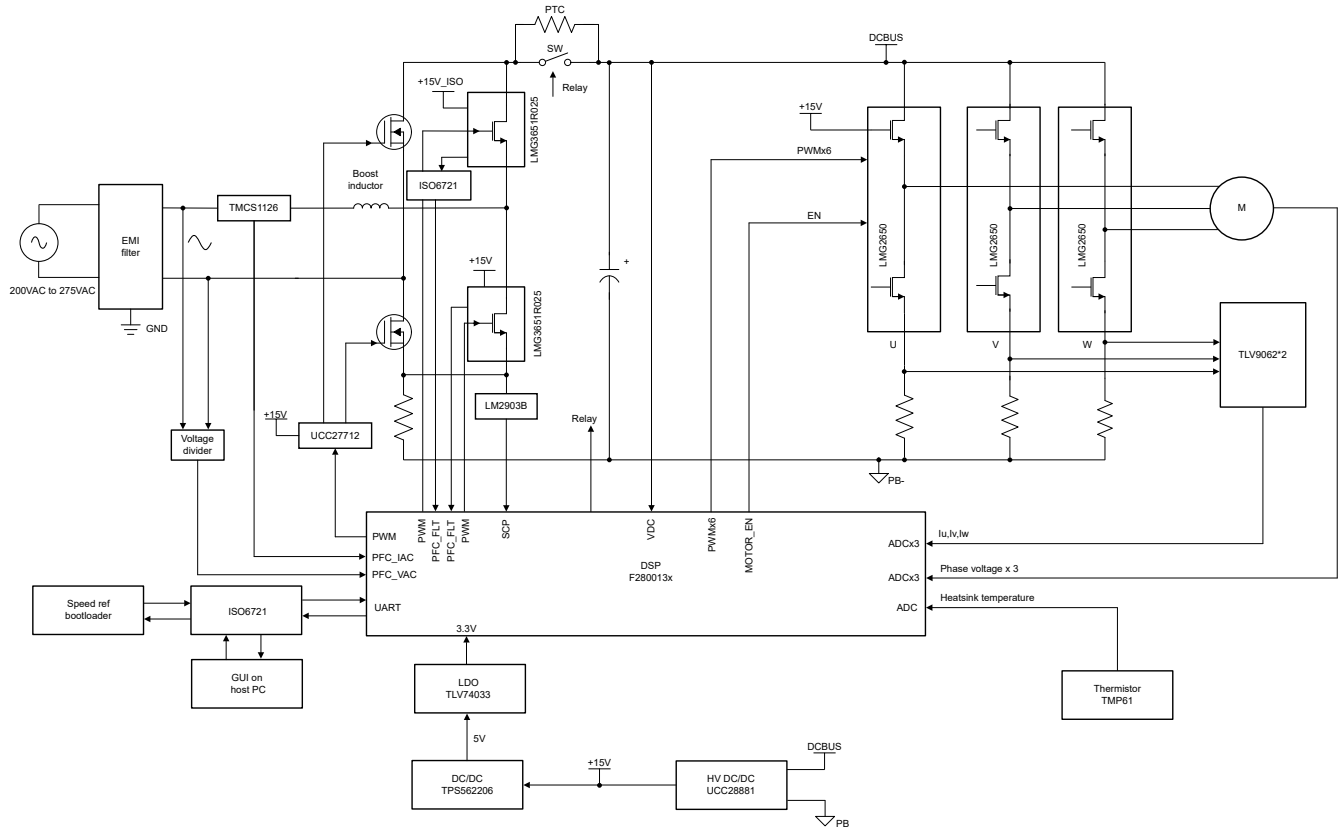


图 2-1. TIDA-010282 图腾柱 PFC 和电机逆变器方框图

整个系统可分为六个块：

- 单相图腾柱 PFC
- 三相电机逆变器
- 辅助电源
- 隔离式 UART
- 微控制器单元
- 温度检测

### 2.2 设计注意事项

该设计使用单个 C2000 控制器实现电机控制和 PFC。具有高抗噪性能的电流和电压检测方案对于精确的电机驱动和 PFC 控制而言是必不可少的。以下部分详细介绍了该设计中使用的检测和驱动电路。硬件设计文件位于 C2000Ware Motor Control SDK 安装目录 <install\_location>\solutions\tida\_010282\_ttplpfcmc\hardware 下。

### 2.3 重点产品

本参考设计采用了以下重点产品。本节介绍为该参考设计选择器件时应考虑的主要特性。如需了解有关重点器件的更多详细信息，请参阅各自的产品数据表。

### 2.3.1 TMS320F2800137

**TMS320F280013x** 是 C2000™ 可扩展、超低延迟实时微控制器器件系列中的一款器件，专为提高电力电子应用的效率而设计。实时控制子系统基于 TI 的 32 位 C28x DSP 内核，可针对从片上闪存或 SRAM 运行的浮点或定点代码提供 120MHz 的信号处理性能。三角函数加速器 (TMU) 和循环冗余校验 (VCRC) 扩展指令集进一步增强了 C28x 中央处理单元 (CPU) 的性能，从而加快了实时控制系统关键常用算法的速度。高性能模拟模块集成在 F280013x 实时微控制器 (MCU) 上，并与处理单元和 PWM 单元紧密耦合，以提供更好的实时信号链性能。14 个 PWM 通道均支持与频率无关的分辨率模式，可控制从三相逆变器到高级多级电源拓扑的各种功率级。连接可以通过各种业界通用通信端口 (如串行外设接口 (SPI)、三个 SCI, UART、I2C 和 控制器局域网 (CAN)) 进行，另外还提供了多个引脚多路复用选项，可实现出色的信号布局。

### 2.3.2 LMG3651R025

**LMG3651R025** GaN 场效应晶体管 (FET) 具有集成式驱动器和保护功能，适用于开关模式电源转换器，能够让设计人员实现更高水平的功率密度与效率。可调栅极驱动器强度允许独立地控制导通和最大关断压摆率，这可用于主动控制电磁干扰 (EMI) 并优化开关性能。导通压摆率可以在 10V/ns 至 100V/ns 内变化，而关断压摆率可以根据负载电流的大小限制为 10V/ns 至最大值。保护特性包括欠压锁定 (UVLO) 逐周期过流限制、短路和过热保护。LMG3651R025 在 LDO5V 引脚上提供 5V 低压降 (LDO) 输出，可用于为外部数字隔离器供电。

### 2.3.3 LMG2650

**LMG2650** 是一款 650V, 95mΩ, GaN 功率 FET 半桥。LMG2650 通过在 6mm x 8mm QFN 封装中集成半桥功率 FET、栅极驱动器、自举二极管和高侧栅极驱动电平转换器，可简化设计、减少元件数量并缩减电路板空间。可编程导通压摆率可实现 EMI 和振铃控制。在具有挑战性的电源开关环境中，高侧栅极驱动信号电平转换器能够可靠地将 INH 引脚信号传输到高侧栅极驱动器。智能开关 GaN 自举 FET 没有二极管正向压降，可避免高侧电源过充，并且反向恢复电荷为零。LMG2650 保护特性包括 FET 导通互锁、欠压锁定 (UVLO)、逐周期电流限制和过热关断。超低压摆率设置支持电机驱动应用。

### 2.3.4 TMCS1126

**TMCS1126** 是一款电隔离霍尔效应电流传感器，具有业界出色的隔离功能和精度。该器件还提供与输入电流成正比的输出电压，且在所有灵敏度选项下均具有出色的线性度和低漂移。具有内置漂移补偿功能的精密信号调节电路能够在没有系统级校准的情况下，在温度和寿命范围内实现小于 1.4% 的最大灵敏度误差，或在一次性室温校准的情况下，实现小于 0.9% 的最大灵敏度误差 (包括寿命和温度漂移)。

差分霍尔效应传感器可抑制外部杂散磁场产生的干扰。绝缘能够承受 5kV<sub>RMS</sub>，加上最小 8mm 的爬电距离和间隙，可提供高电平可靠寿命增强型工作电压。集成式屏蔽可提供出色的共模抑制和瞬态抗扰度。固定的灵敏度允许器件使用单个 3V 至 5.5V 的电源运行，因此消除了比例式误差并提高了电源噪声抑制能力。

### 2.3.5 ISO6721

**ISO6721** 器件是高性能双通道数字隔离器，可提供符合 UL 1577 的  $3000V_{RMS}$  (D 封装) 隔离额定值，非常适合具有此类需求的成本敏感型应用。此器件还通过了 VDE、TUV、CSA 和 CQC 认证。在隔离互补金属氧化物半导体 (CMOS) 或低电压互补金属氧化物半导体 (LVCMOS) 数字 I/O 的同时，ISO672xB 器件还能够在提供高电磁抗扰度与低辐射的同时，具备低功耗特性。每条隔离通道的逻辑输入和输出缓冲器均由 TI 的双电容二氧化硅 (SiO<sub>2</sub>) 绝缘栅相隔离。ISO6720B 器件具有两条同向隔离通道。ISO6721B 器件具有两条隔离通道，每个方向各 1 条通道。这些器件与隔离式电源结合使用，有助于防止 UART、SPI、RS-485、RS-232 和 CAN 等数据总线上的噪声电流损坏敏感电路。

### 2.3.6 UCC28881

**UCC28881** 在单片器件中集成了控制器和  $1\Omega$ 、70V 功率 MOSFET。该器件还集成了高压电流源，能够在经整流的市电电压下直接启动和运行。UCC28881 与 UCC28880 属于同一系列的器件，但电流更高。该器件的静态电流较低，能够提供出色的效率。凭借 UCC28881，使用很少的外部元件即可构建降压、降压/升压以及反激拓扑等常用的转换器拓扑。

### 2.3.7 UCC27712

**UCC27712** 是一款 620V 的高/低侧栅极驱动器，具有 1.8A 源电流和 2.8A 灌电流，专用于驱动功率金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 或绝缘栅双极晶体管 (IGBT)。对于 IGBT，建议的 VDD 工作电压为 10V 至 20V，对于功率 MOSFET，建议的 VDD 工作电压为 10V 至 17V。UCC27712 包含保护功能，在此情况下，当输入保持开路状态时，或当未满足最低输入脉宽规格时，输出保持低位。互锁和死区时间功能可防止两个输出同时打开。

### 2.3.8 TPS562206

**TPS562206** 是一款采用 SOT563 封装的简单易用型 2A 同步降压转换器。该器件的设计初衷是使用尽可能少的外部元件即可运行，还可以实现低待机电流。该开关模式电源 (SMPS) 器件采用 D-CAP3 控制模式，能够提供快速瞬态响应，并且在无需外部补偿器件的情况下支持专用聚合物等低等效串联电阻 (ESR) 输出电容以及超低 ESR 陶瓷电容器。TPS562206 在 FCCM 模式下运行，可在所有负载条件下保持相同的频率和较低的输出纹波。

### 2.3.9 TLV9062

**TLV9062** 是具有轨至轨输入和输出摆幅功能的双路低压 (1.8V 至 5.5V) 运算放大器。这些器件是非常具有成本效益的设计，适用于需要低电压运行、小型封装尺寸和高容性负载驱动能力的应用。虽然 TLV906x 的容性负载驱动能力为 100pF，但电阻式开环输出阻抗便于在更高的容性负载下更轻松地实现稳定。TLV906xS 器件具有关断模式，允许放大器切换至典型电流消耗低于  $1\mu A$  的待机模式。TLV906xS 系列有助于简化系统设计，因为该系列具有稳定的单位增益，集成了 RFI 和 EMI 抑制滤波器，而且在过驱条件下不会出现相位反转。

### 2.3.10 TLV74033

**TLV74033** 低压降 (LDO) 线性稳压器是一款低静态电流 LDO，具有出色的线路和负载瞬态性能，专为对功耗敏感的应用设计。此器件可提供 1% 的典型精度。TLV740P 还可在器件上电和使能期间提供浪涌电流控制。TLV740P 将输入电流限制为定义的电流限值，从而防止从输入电源流出的电流过大。此功能对于电池供电类器件尤为重要。

### 3 系统设计原理

该参考设计的主要焦点是使用图腾柱 PFC 和无传感器 FOC 的电机控制，具有低 EMI、高效率、高功率因数和受保护的电源轨，适用大型电器和相似的电器。

#### 3.1 图腾柱 PFC

由于具有连续输入电流特性（可采用平均电流模式进行控制），升压转换器在 PFC 应用中占据主导地位。该转换器会强制输入电流来匹配线电压的相位变化。高固有效率和宽占空比范围使得升压转换器更具吸引力。

虽然基本的单相升压转换器足以满足低功耗非隔离应用的要求，但 GaN 图腾柱 PFC 技术在高功率和高效率应用中具备更多优势。图腾柱 PFC 可以移除二极管电桥从而提高效率，同时 GaN 因其低开关损耗特性，可以通过提高开关频率进一步缩小电感尺寸。

##### 3.1.1 电感器额定值

本节介绍了计算电感器感值和电流额定值的程序。

- 电感器的值

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

$\Delta I_L$  是纹波电流峰峰值，最常见的设计实践建议将纹波电流峰峰值限制在平均电感器电流的 20-25%。

- 电感器电流峰峰值额定值可通过以下公式确定 [方程式 2](#)：

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

- 平均电感器电流可通过以下公式确定 [方程式 3](#)：

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

- 电感器额定电流

- 峰值电感器电流额定值可通过以下公式确定 [方程式 4](#)：

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

##### 3.1.2 交流电压检测

交流电压检测电路用于将电网电压信号转换为低压信号，然后对这些检测到的信号进行调节以满足 ADC 输入端口的要求。线电压和中性点电压由连接电路板指向的电阻分压器检测，如 [图 3-1](#) 所示。在软件上减去这两个信号可得到 VAC 感测结果。

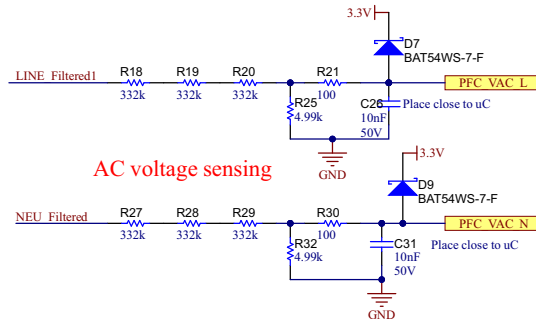


图 3-1. 输入交流电压检测电路

### 3.1.3 直流链路电压检测

同样，直流母线电压检测电路用于将直流链路电压信号转换为低压信号，由电阻分压器网络进行检测，如 图 3-2 所示。

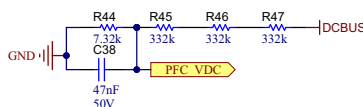


图 3-2. 直流总线电压检测电路

### 3.1.4 交流电流检测

交流电流检测电路用于将 PFC 电感电流信号转换为低压信号，然后对检测到的信号进行调节以满足 ADC 输入端口的要求。作为 PFC 内部电流环路控制的一部分，交流电流检测对于带宽和精度至关重要。TMCS1126B4 用于交流电流检测，如 图 3-3 所示。

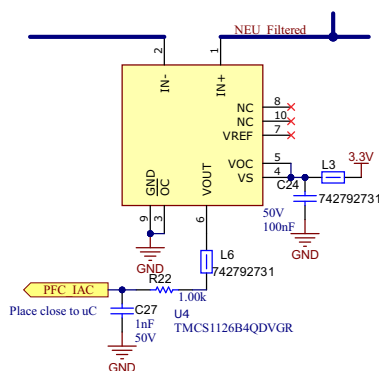


图 3-3. PFC 交流电流检测电路

- 交流电流增益、TMCS1126B4 具有 100mV/A 灵敏度。

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

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

### 3.1.5 直流链路电容器额定值

TIDA-010282 使用一个铝电解电容器来实现直流链路。尽管寿命显著延长的聚合物电解质电容器具有可靠的高稳定性，但由于室外压缩机等高度振动环境，这些电容器并非最佳选择。与铝电解电容器中的液体电解质不同，聚合物电解电容器由于固态聚合物结构而不能吸收振动。为了吸收直流链路上的高频分量，在靠近升级级的直流链路中还使用了一个陶瓷电容器以减少高频循环。

- 电容值计算
  - 基于保持电荷的直流链路电容器容值

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

- 基于电压纹波要求的直流链路电容器容值

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

- 电容器降额

实际电容器容值会因初始电容器容差、温度和老化等因素而变化。每个因素考虑 20%。



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

- 电容电压额定值
  - 考虑峰值纹波电压

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

- 考虑 10% 的瞬态和过压安全裕度

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

- 电容电流 RMS 值

估算电容器 RMS 电流并不简单，需要执行以下步骤：

- 角频率由下式给出

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

- 迭代次数

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

- 一个阶跃的值（以秒为单位）：

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

- 线电压是正弦函数，可由下式确定

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

- 占空比也是输入电压的函数，可通过以下公式进行计算：

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

- 在采用功率因数校正时，输入电流也是正弦函数

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

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

- 电容器 ESR 额定值

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

### 3.2 三相 PMSM 驱动器

永磁同步电机 (PMSM) 具有一个绕线定子、一个永磁转子组件和用于检测转子位置的内部或外部器件。感测器件提供位置反馈以适当地调整定子基准电压的频率和振幅，从而使磁体组件保持旋转。一个内部永磁转子和外部绕组的组合提供低转子惯性、有效散热和电机尺寸减少等优势。

- 同步电机构造：永磁体被牢牢固定在旋转轴上，生成了一个恒定的转子磁通。这个转子磁通通常具有一个恒定的磁通量。定子绕组通电后可产生旋转电磁场。为了控制旋转的磁场，有必要控制定子电流。
- 根据机器的功率范围和额定速度，转子的实际结构会有所不同。永磁体专为高达千瓦级的同步机器而设计。为了获得更高的额定功率，转子通常由接通直流电的绕组组成。转子的机械结构是针对所需磁极的数量和所需的磁通梯度进行设计的。

- 定子和转子磁通的交感产生了一个转矩。由于定子被牢固地安装在电机架上，而转子可自由旋转，因此转子的旋转会产生一个有用的机械输出，如 图 3-4 所示。
- 必须仔细控制转子磁场和定子磁场间的角度，以产生最大扭矩和实现较高的机电转换效率。为了实现这一目的，在同一转速和扭矩条件下，为了尽可能少地消耗电流，在关闭速度环路后需要使用无传感器算法进行微调。
- 旋转中的定子磁场的频率必须与转子永磁磁场的频率相同，否则转子会经历快速的正负扭矩交替。这会减少设计扭矩产出量，并且在机器器件上产生过多的机械抖动、噪声和机械应力。此外，如果转子因惯性而不能对这些摆动做出响应，那么转子的转动会偏离同步频率，并且对静止转子的平均扭矩（零扭矩）：做出响应。这意味着机器会出现一种称为牵出的现象。这也是为什么同步机器不能自启动的原因。
- 转子磁场与定子磁场间的角度必须等于  $90^\circ$  以获得最高的互转矩产出量。为了产生正确的定子磁场，该同步需要知道转子位置。
- 通过将不同转子相位的输出组合在一起，可将定子磁场设定为任一方向和强度以产生相应的定子磁通。

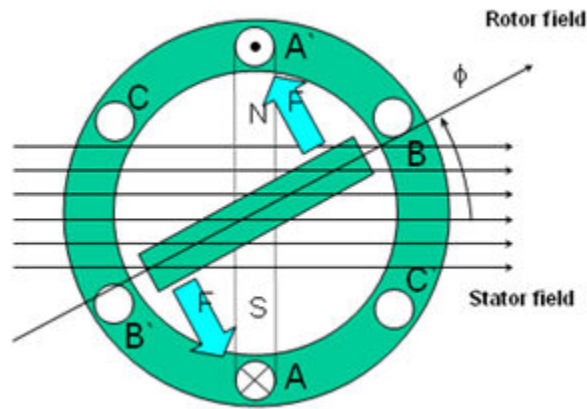


图 3-4. 旋转的定子磁通和转子磁通之间的相互作用产生扭矩

### 3.2.1 PM 同步电机的磁场定向控制

为了实现更好的动态性能，需要采用更加复杂的控制方案来控制 PM 电机。借助微控制器提供的数学处理能力，可以实施先进的控制策略，这些策略使用数学变换将永磁电机中的扭矩生成和磁化功能解耦。这种解耦的扭矩和磁化控制通常称为转子磁通定向控制，或简称为磁场定向控制 (FOC)。

在直流电机中，定子和转子的励磁是独立控制的，产生的扭矩和磁通可以独立调整，如图 3-5 所示。磁场激励强度（例如，磁场激励电流的振幅）决定了磁通的大小。通过转子绕组的电流确定了扭矩是如何生成。转子上的换向器在扭矩产生过程中发挥着有趣的作用。换向器保持与电刷接触，机械设计会将绕组切换到电路中从而在对齐时产生最大扭矩。机械构造确保绕组可始终保持转子绕组的磁通与定子磁场垂直。

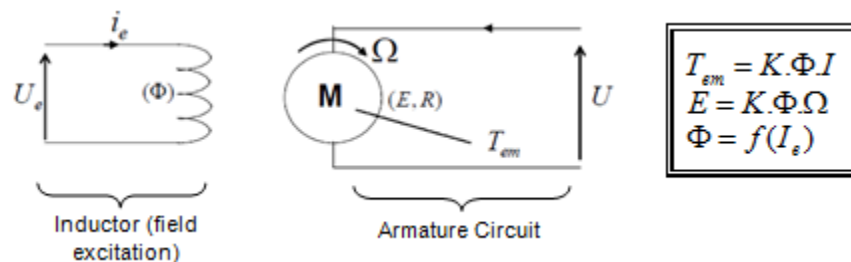


图 3-5. 在直流电机模型中磁通和扭矩是独立控制的

同步和异步电机上 FOC ( 也被称为矢量控制 ) 的目的在于能够分别控制扭矩生成和磁化磁通分量。利用 FOC 控制，我们能够解耦定子电流的扭矩分量和磁化通量分量。借助于磁化的去耦合控制，定子磁通的扭矩生成分量现在可以被看成是独立扭矩控制。去耦合扭矩和磁通有必要采用几个数学变换，而这是最能体现微控制器价值的地方。微控制器提供的处理能力可非常快速地执行使这些数学变换。反过来，这意味着控制电机的整个算法可以高

速率执行，从而实现了更高的动态性能。除了去耦合，现在一个电机的动态模型被用于很多数量的计算，例如转子磁通角和转子速度。这意味着，它们的影响被计算在内，并且总体控制质量更佳。

根据电磁定律，同步电机中产生的扭矩等于两个现有磁场的矢量叉积，如 [方程式 20](#) 所示。

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

该表达式表明，如果定子和转子磁场正交，则扭矩最大，这意味着需要将负载保持在 **90 度**。如果始终保持此条件且磁通方向正确，则可减少扭矩纹波并提升动态响应。然而，您需要了解转子的位置：这可以通过位置传感器（诸如递增编码器）实现。对于无法接近转子的低成本应用，采用不同的转子位置观察器策略可无需使用位置传感器。

简而言之，目标是使转子和定子磁通保持正交：例如，目标是将定子磁通与转子磁通的 **q 轴** 对齐，从而与转子磁通正交。为了实现这个目的，控制与转子磁通正交的定子电流分量以产生命令规定的扭矩，并且直接分量被设定为零。定子电流的直接分量可用在某些磁场减弱的情况下，这有抗拒转子磁通的作用，并且减少反电动势，从而实现更高速的运行。

磁场定向控制包括控制由矢量表示的定子电流。这个控制所基于的设计是，将三相时间和速度相关系统变换为两坐标（**d** 和 **q** 坐标）非时变系统。这些设计导致一个与 **DC** 机器控制结构相似的结构。磁场定向控制（**FOC**）电机需要两个常数作为输入基准：扭矩分量（与 **q** 坐标对齐）和磁通分量（与 **d** 坐标对齐）。由于磁场定向控制只是基于这些投影，因此控制结构将处理瞬时电量。这使得在每次的工作运转过程中（稳定状态和瞬态）均可实现准确控制，并且与受限带宽数学模型无关。因此，**FOC** 通过以下方式解决了传统方案存在的问题：

- 轻松达到恒定基准（定子电流的扭矩分量和磁通分量）
- 轻松应用直接扭矩控制，这是因为在（**d, q**）坐标系中，扭矩的表达式定义如 [方程式 21](#) 所示。

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

通过将转子磁通（ $\psi_R$ ）的振幅保持在一个固定值，在扭矩和扭矩分量（ $i_{sq}$ ）之间实现线性关系。然后，通过控制定子电流矢量的扭矩分量来控制扭矩输出。

### 3.2.1.1 空间矢量定义和投影

交流电机的三相电压、电流和磁通可根据复数空间矢量进行分析。对于电流，空间矢量可定义如下：

- 假设  $i_a$ 、 $i_b$  和  $i_c$  是定子相中的瞬时电流，则复定子电流矢量的定义如 [方程式 22](#) 所示。

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

其中

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

[图 3-6](#) 所示为定子电流的复数空间矢量。

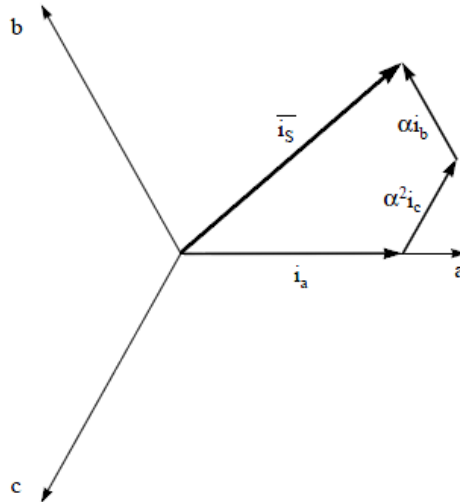


图 3-6. 定子电流空间矢量及其以 (a,b,c) 坐标系表示的分量

如 图 3-6 所示，( a、b 和 c ) 是三相系统轴。这个电流空间矢量对三相正弦系统进行了描述。这仍需变换为一个两坐标非时变系统。这个变换可拆分为两个步骤：

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

( Clarke 变换 )，输出一个两坐标时变系统

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

( Park 变换 )，输出一个两坐标时不变系统

### 3.2.1.2 Clarke 变换

可以使用另外一个仅包含两相 (  $\alpha$ ,  $\beta$  ) 正交轴的坐标系来表示该空间矢量。图 3-7 显示了假设 a 轴和  $\alpha$  轴方向相同时生成的矢量图。

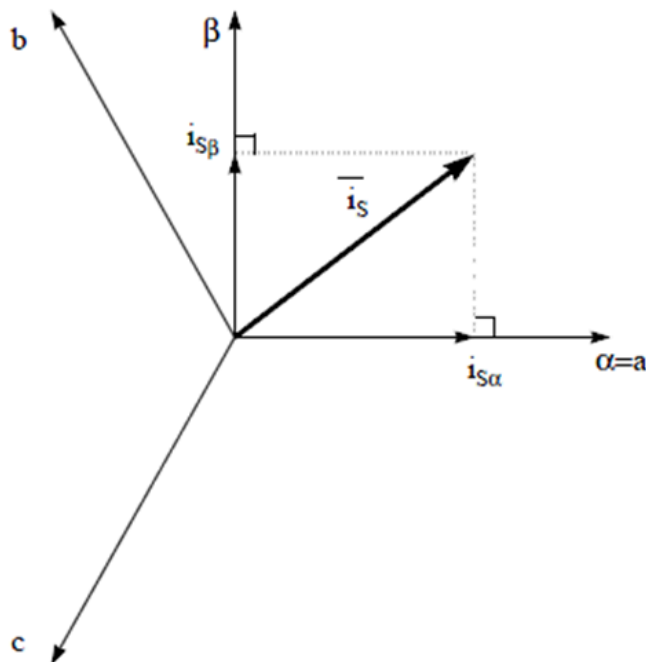


图 3-7. 静止坐标系中的定子电流空间矢量

将三相系统修改为  $(\alpha, \beta)$  二维正交系统的投影如 [方程式 25](#) 所示。

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

两相  $(\alpha, \beta)$  电流仍取决于时间和速度。

### 3.2.1.3 Park 变换

系统设计的下一步是在  $(d, q)$  旋转坐标系中修改了一个两相正交系统  $(\alpha, \beta)$ 。假设  $d$  轴与转子磁通对齐，那么 [图 3-8](#) 显示了来自该二维坐标系的电流矢量的关系。

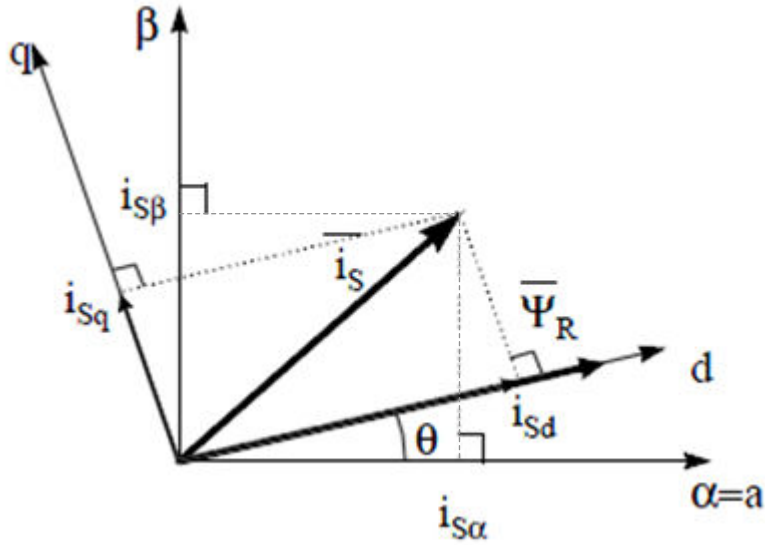


图 3-8.  $d, q$  旋转坐标系中的定子电流空间矢量

电流矢量的磁通和扭矩分量由 [方程式 26](#) 决定。

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

其中

- $\theta$  是转子磁通位置

这些分量取决于电流矢量  $(\alpha, \beta)$  分量和转子磁通位置；如果知道正确的转子磁通位置，那么，通过该投影， $d, q$  分量就变成一个常量。现在，两个相位电流变换为直流数量（非时变）。此时扭矩控制变得更容易，其中恒定的  $i_{sd}$ （磁通分量）和  $i_{sq}$ （扭矩分量）电流分量单独受到控制。

### 3.2.1.4 交流电机 FOC 基本配置方案

[图 3-9](#) 总结了用 FOC 进行扭矩控制的基本系统配置。

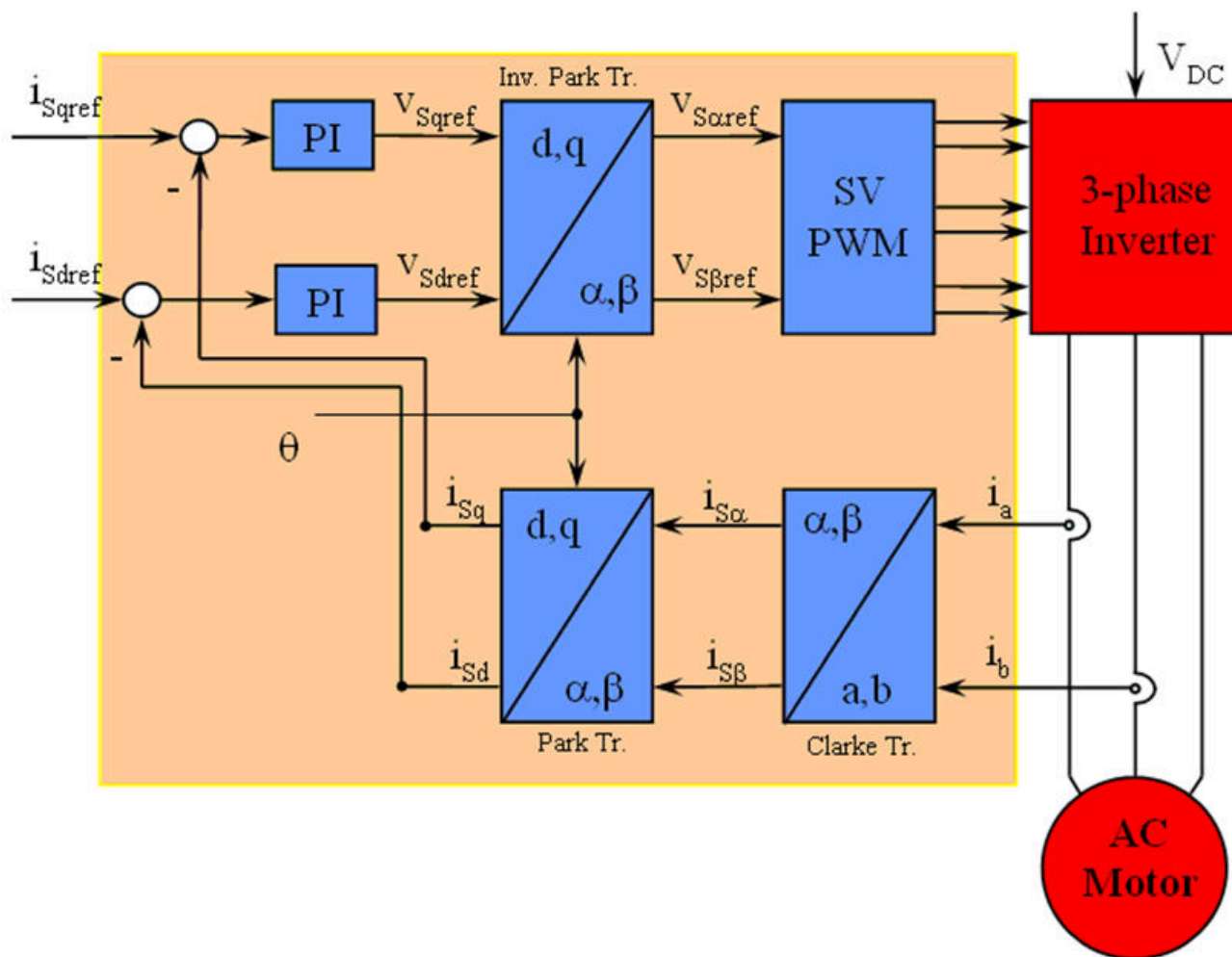


图 3-9. 交流电机 FOC 基本配置方案

测量了两个电机相电流。这些测量值馈入 Clarke 变换模块。这个模块的输出为  $i_{s\alpha}$  和  $i_{s\beta}$ 。电流的这两个分量是 Park 变换的输入，该变换给出了  $d,q$  旋转坐标系中的电流。  $i_{sd}$  和  $i_{sq}$  分量与基准  $i_{sdref}$  (磁通基准分量) 和  $i_{sqref}$  (扭矩基准分量) 进行比较。在这一点上，这个控制结构显示了一个有意思的优势：这可被用来控制同步或感应机器，采用的方法就是简单地改变磁通基准并获得转子磁通位置。与在同步永磁电机中一样，转子磁通是固定的，并由磁体确定；所以无需产生转子磁通。因此，当控制一个 PMSM 时，  $i_{sdref}$  需被设定为 0。由于交流感应电机需要生成转子磁通才能运行，因此磁通基准一定不能为零。这很方便地解决了经典控制结构的一个主要缺陷：异步驱动至同步驱动的可移植性。当使用转速 FOC 时，扭矩命令  $i_{sqref}$  可以是转速调节器的输出。电流调节器的输出是  $V_{sdref}$  和  $V_{sqref}$ ；输出应用于 Park 逆变换。这个模块的输出是  $V_{s\alpha ref}$  和  $V_{s\beta ref}$ ，它们是  $(\alpha, \beta)$  静止正交坐标系中定子矢量电压的分量。这些是空间矢量脉宽调制 (PWM) 的输入。这个块的输出是驱动此反相器的信号。Park 和 Park 逆变换均需要转子磁通位置。这个转子磁通位置的获得由交流机器的类型 (同步或异步机器) 而定。

### 3.2.1.5 转子磁通位置

转子磁通位置的相关知识是 FOC 的核心。事实上，如果该变量存在误差，则转子磁通与  $d$  轴不对齐，并且定子电流的磁通和扭矩分量  $i_{sd}$  和  $i_{sq}$  不正确。图 3-10 展示了  $(a, b, c)$ 、 $(\alpha, \beta)$  和  $(d, q)$  坐标系，以及转子磁通的正确位置和以同步速度随  $d,q$  坐标旋转的定子电流和定子电压空间矢量。

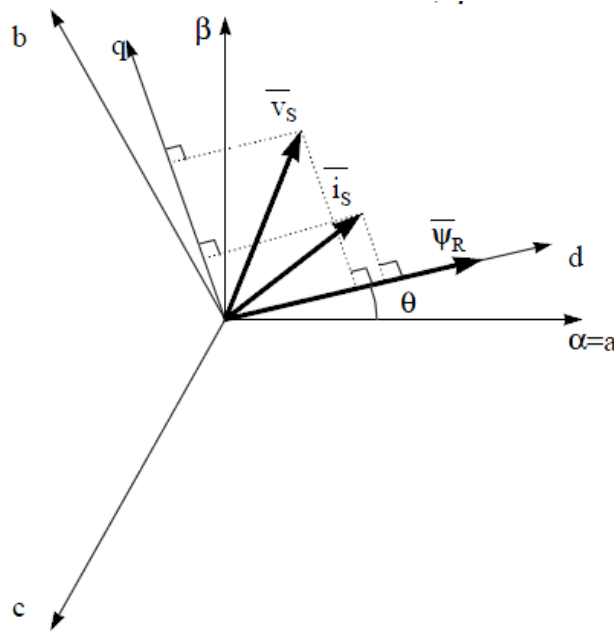


图 3-10. (d, q) 旋转坐标系中的电流、电压和转子磁通空间矢量

考虑同步或异步电机，转子磁通位置的测量是不同的：

- 在同步电机中，转子转速等于转子磁通转速。然后  $\theta$ （转子磁通位置）由位置传感器或转子速度的积分直接计算。
- 在异步电机中，转子转速不等于转子磁通转速（存在转差速度），因此需要使用特定的方法来计算  $\theta$ 。基本方法是使用一个电流模型，该模型需要  $d, q$  坐标系中的电机模型的两个公式。

理论上，针对 PMSM 驱动的 FOC 可用磁通实现对电机转矩的单独控制，这与直流电机的运行类似。换句话说，转矩和磁通互相之间去耦合。从静止坐标系到同步旋转坐标系间的变量变换需要知道转子位置信息。由于这种变换（所谓的 Park 变换）， $q$  轴电流将控制扭矩，而  $d$  轴电流被强制设置为零。因此，该系统的关键模块是使用增强型滑模观测器 (eSMO) 或 FAST 估算器来估算转子位置。

图 3-11 展示了该参考设计中风扇 PMSM 的无传感器 FOC（使用 eSMO 并具有快速启动功能）的整体方框图。

图 3-12 展示了该参考设计中压缩机 PMSM 的无传感器 FOC（使用 eSMO 并具有弱磁控制 (FWC) 和每安培最大扭矩 (MTPA) 功能）的整体方框图。

图 3-13 展示了该参考设计中风扇 PMSM 的无传感器 FOC（使用 FAST 并具有快速启动功能）的整体方框图。

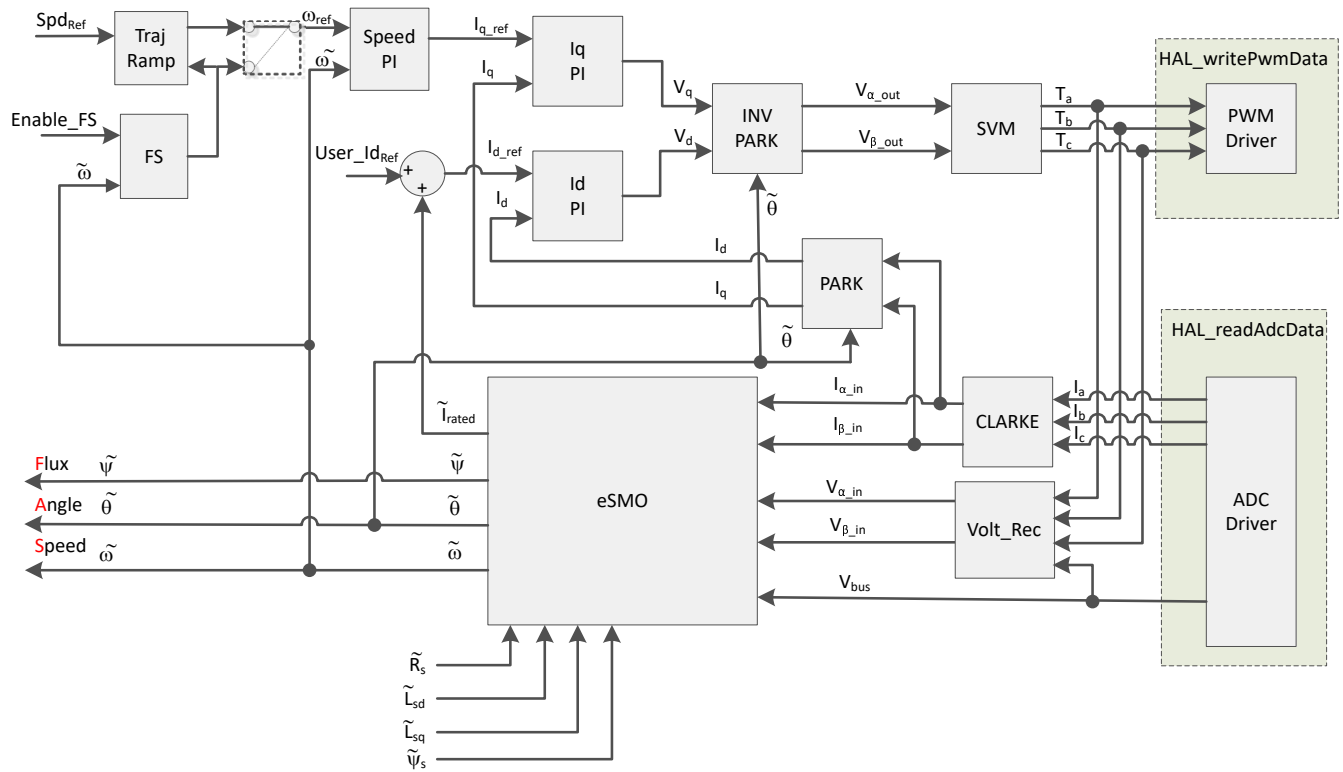


图 3-11. 使用 eSMO 并具有快速启动 (FS) 功能的风扇 PMSM 的无传感器 FOC

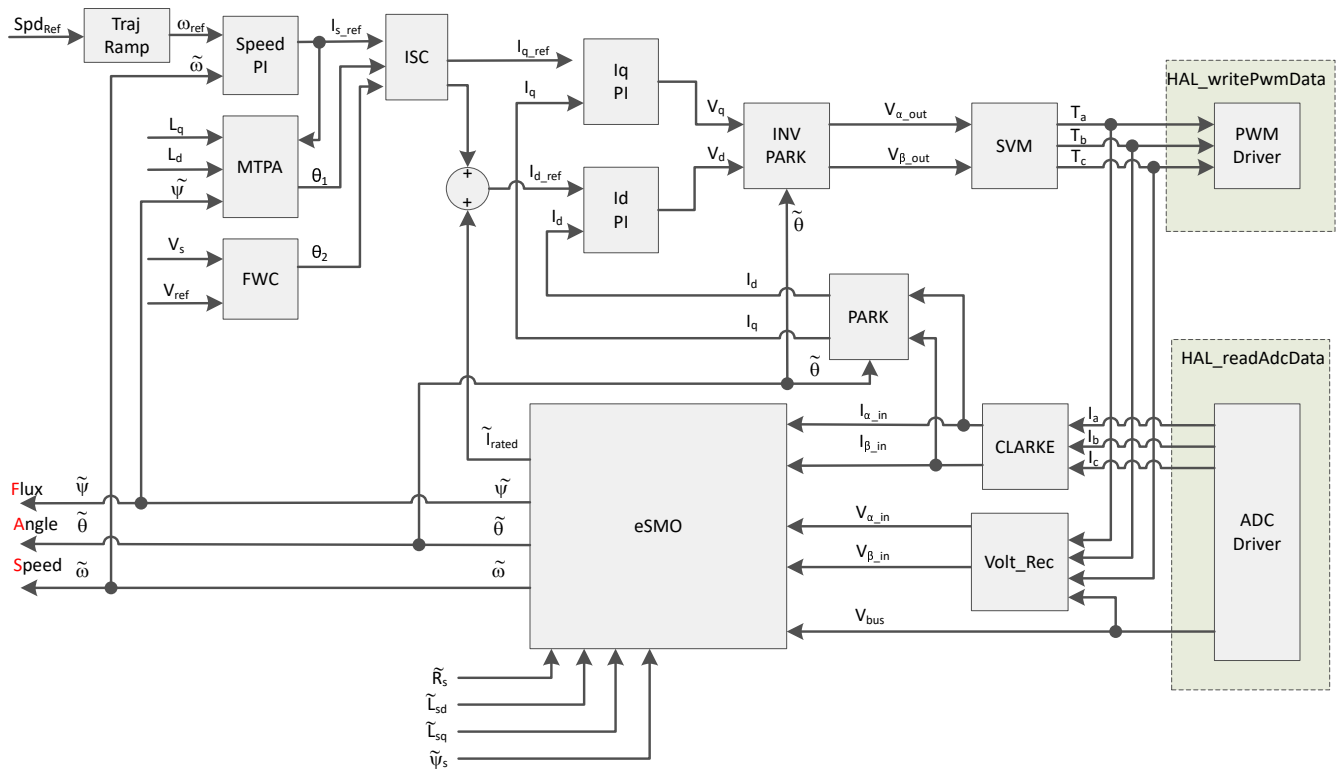


图 3-12. 使用 eSMO 并具有 FWC 和 MTPA 功能的压缩机 PMSM 的无传感器 FOC



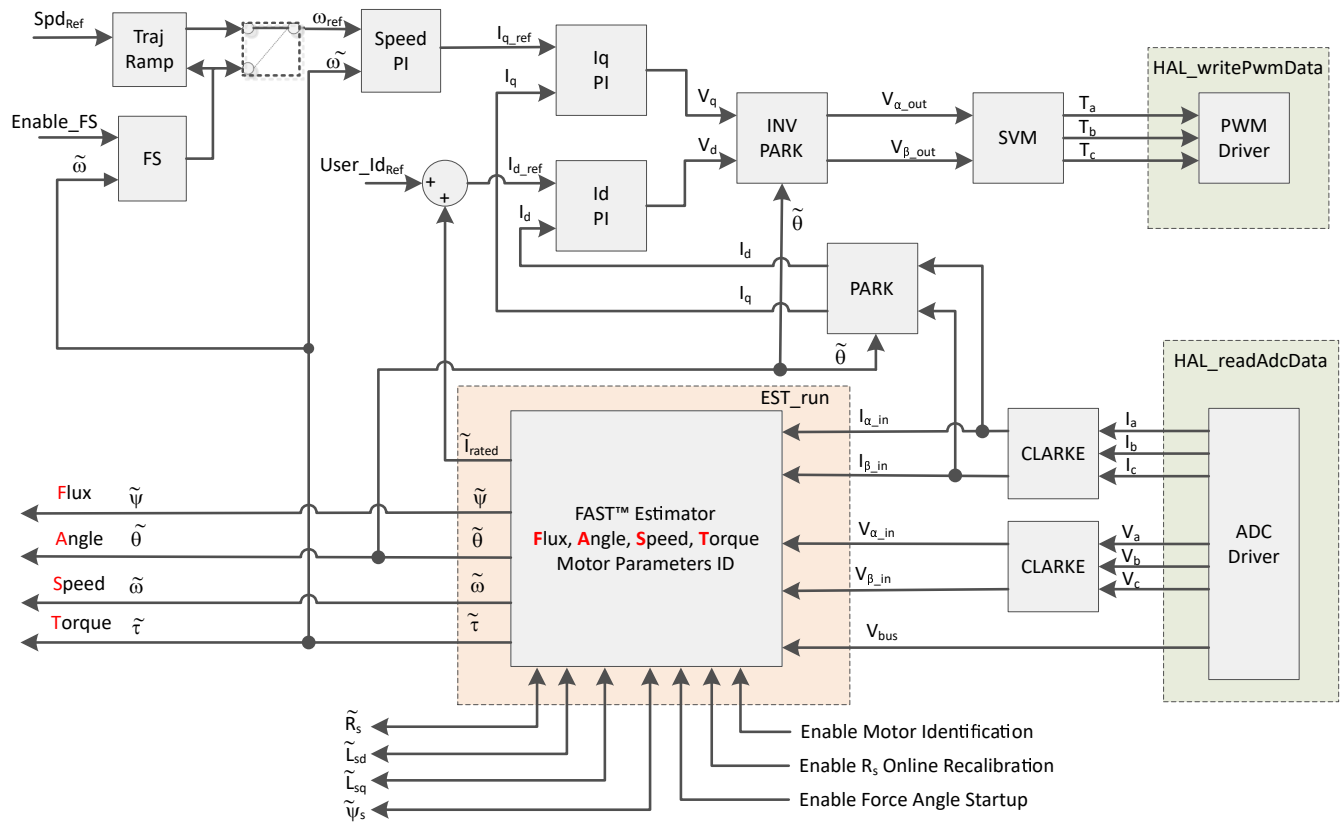


图 3-13. 使用 FAST 并具有快速启动 (FS) 功能的风扇 PMSM 的无传感器 FOC

### 3.2.2 PM 同步电机的无传感器控制

在家用电器应用中，如果使用机械传感器，这会导致成本、尺寸和可靠性问题增加。为了克服这些问题，无传感器控制方法应运而生，它可以通过多种估算方法在没有机械位置传感器的情况下获得转子转速和位置信息。滑模观测器 (SMO) 因其各种吸引人的特性（包括可靠性、所需的性能和针对系统参数变化的稳健性）而被广泛使用。

#### 3.2.2.1 具有锁相环的增强型滑模观测器

基于模型的方法用于实现 IPMSM 驱动系统在电机以中高速运行时的无位置传感器控制。模型法通过反电动势或磁链模型估算转子位置。滑动模式观测器是基于滑模控制的观测器设计方法。系统的结构不是固定的，而是根据系统的当前状态有目的地改变，迫使系统按照预定的滑模轨迹运动。其优点包括响应速度快、稳健性高以及对参数变化和干扰不敏感。

### 3.2.2.1.1 IPMSM 的数学模型和 FOC 结构

图 3-14 显示了 IPMSM 的无传感器 FOC 结构。在该系统中，eSMO 用于实现 IPMSM 系统的无传感器控制，eSMO 模型是利用反电动势模型和 PLL 模型设计的，用于估算转子位置和转速。

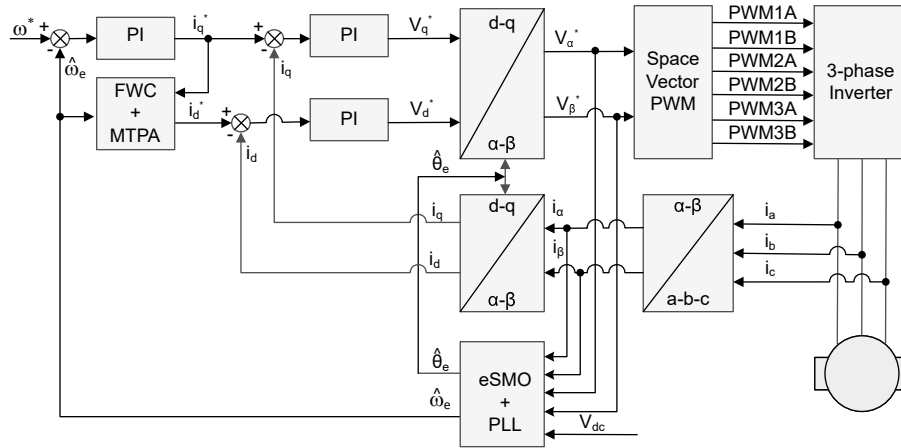


图 3-14. IPMSM 系统的无传感器 FOC 结构

IPMSM 由一个三相定子绕组 ( a、b、c 轴 ) 和用于励磁的永磁体 (PM) 转子组成。电机由标准的三相逆变器进行控制。可以使用相位 a-b-c 量对 IPMSM 进行建模。通过适当的坐标变换，可以得到 d-q 转子坐标系和 α-β 静止坐标系中的动态 PMSM 模型。这些坐标系之间的关系如方程式 27 所示。通用 PMSM 的动态模型可以在 d-q 转子坐标系中写为：

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

其中

- $v_d$  和  $v_q$  分别是 q 轴和 d 轴定子端电压
- $i_d$  和  $i_q$  分别是 d 轴和 q 轴定子电流
- $L_d$  和  $L_q$  分别是 q 轴和 d 轴电感
- $p$  是导数算子，用于简写  $d/d_t$
- $\lambda_{pm}$  是永磁体产生的磁链
- $R_s$  是定子绕组的电阻
- $\omega_e$  是转子的电角速度

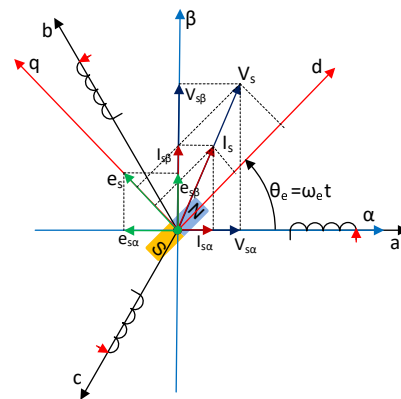


图 3-15. PMSM 建模坐标系的定义

通过使用如图 3-15 所示的 Park 逆变换，PMSM 的动力学可以在 α-β 静止坐标系中建模为：

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

其中

- $e_\alpha$  和  $e_\beta$  是  $\alpha$ - $\beta$  轴上扩展电动势 (EEMF) 的分量，可以按照 方程式 29 中所示进行定义。

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

根据 方程式 28 和 方程式 29，通过等效变换和引入 EEMF 概念，可以将转子位置信息从电感矩阵中解耦出来，从而使 EEMF 成为唯一包含转子磁极位置信息的项。现在可以直接利用 EEMF 相位信息实现转子位置观测。使用定子电流作为状态变量，将 IPMSM 电压公式 方程式 28 改写为状态公式：

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

由于定子电流是唯一可以直接测量的物理量，因此在定子电流路径上选择滑动面：

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

其中

- $\hat{i}_\alpha$  和  $\hat{i}_\beta$  是估算的电流
- 上标 ^ 表示变量为估算值
- 上标 “~” 表示变量为变量误差，即观测值与实际测量值之间的差异

### 3.2.2.1.2 IPMSM 的 ESMO 设计

图 3-16 展示了集成到 SMO 中的传统 PLL。

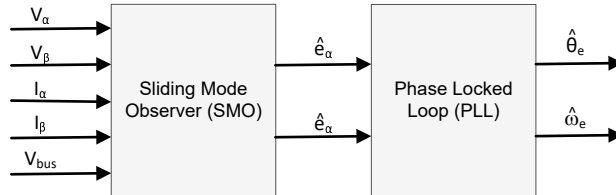


图 3-16. 包含用于 PMSM 的 PLL 的 eSMO 方框图

这里构建了传统的降阶滑模观测器（其数学模型如 方程式 32 所示），方框图如 图 3-17 所示。

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

其中

- $z_\alpha$  和  $z_\beta$  是滑模反馈分量，其定义如 [方程式 33](#) 所示

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

其中

- $k_\alpha$  和  $k_\beta$  是通过李雅普诺夫稳定性分析设计的恒定滑模增益

如果  $k_\alpha$  和  $k_\beta$  是足够大的正值，以保证 SMO 的稳定运行， $k_\alpha$  和  $k_\beta$  足够大，以保持  $k_\alpha > \max(|e_a|)$  且  $k_\beta > \max(|e_\beta|)$ 。

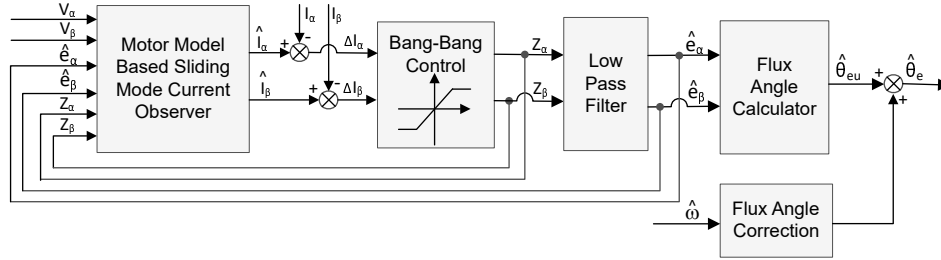


图 3-17. 传统滑模观测器的方框图

$\alpha$ - $\beta$  轴上的 EEMF 估算值 ( $\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$ ) 可通过低通滤波器从不连续开关信号  $z_\alpha$  和  $z_\beta$  中获得：

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

其中

- $\omega_c = 2\pi f_c$  是 LPF 的截止角频率，通常根据定子电流的基频来选择该截止角频率。

因此，转子位置可以直接通过反电动势的反正切计算得出，其定义如 [方程式 35](#) 所示：

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

低通滤波器消除了滑模函数的高频项，从而导致出现相位延迟。可以通过截止频率  $\omega_c$  和反电动势频率  $\omega_e$  之间的关系对延迟进行补偿，其定义为：

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

当前转子位置估算采用 SMO 法：

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

在数字控制应用中，需要使用 SMO 的时间离散方程。欧拉法是变换为时间离散观测器的合适方法。在  $\alpha$ - $\beta$  坐标中，[方程式 32](#) 的时间离散系统矩阵由 [方程式 38](#) 给出：

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

其中

- 矩阵  $[F]$  和  $[G]$  由 方程式 39 和 方程式 40 给出：

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

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

方程式 34 的时间离散形式由 方程式 41 给出：

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

### 3.2.2.1.3 使用 PLL 的转子位置和转速估算

在反正切法中，由于噪声和谐波分量的存在，位置和转速估算的精度会受到影响。为了消除该问题，可使用 PLL 模型对 IPMSM 的无传感器控制结构中的转速和位置进行估算。节 3.2.2.1.2 中说明了与 SMO 配合使用的 PLL 结构。反电动势估算  $\hat{e}_\alpha$  和  $\hat{e}_\beta$ ，可与 PLL 模型配合使用来估算电机角速度和位置，如 图 3-18 所示。

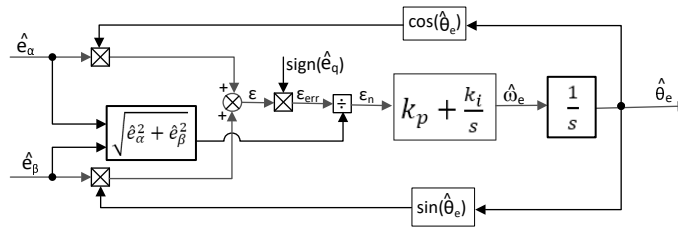


图 3-18. 锁相环位置跟踪器的方框图

由于  $\hat{e}_\alpha = E \cos(\theta_e)$ ， $\hat{e}_\beta = E \sin(\theta_e)$  和  $E = \Omega_e \lambda_{pm}$ ，方程式 42 定义了位置误差。

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

其中

- E 是 EEMF 的幅度，与电机转速  $\omega_e$  成正比。

当  $(\theta_e - \hat{\theta}_e) < \pi/2$  时，方程式 42 可以简化为如 方程式 43 所示。

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

可以进一步得到 EEMF 归一化后的位置误差：

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

根据分析，可以得到正交锁相环位置跟踪器的简化方框图，如 图 3-19 所示。PLL 的闭环传递函数可表示为：

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

其中

- $K_p$  是标准 PI 稳压器的比例增益

- $k_i$  是标准 PI 调节器的比例增益和积分增益
- $\omega_n$  是固有频率

阻尼比,  $\xi$ , 在 方程式 46 中给出。

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

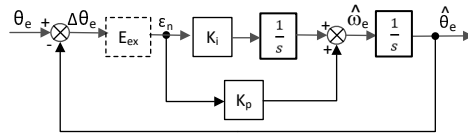


图 3-19. 锁相环位置跟踪器的简化方框图

### 3.2.3 电机驱动器的硬件必要条件

电机控制算法利用电机状况的采样测量值, 包括直流总线电源电压、每个电机相位上的电压、每个电机相位的电流。需要正确设置一些与硬件相关的参数, 才能正确识别电机并使用 FOC 有效地运行电机。以下各节说明如何计算采用 FAST 或 eSMO 的压缩机和风扇电机控制的电流标度值、电压标度值和电压滤波器极点。

#### 3.2.3.1 采用三分流器的电流检测

在每个 PWM 周期内, 作为电机控制算法的一部分, 微控制器会对流经电机的电流进行采样。为了测量电机相位的双向电流 (即正负电流), 该电路设置了一个基准电压 1.65V。该失调基准电压通过一个带有 TLV9062 的电压跟随器生成。图 3-20 显示了电机电流如何表示为电压信号, 其中包含滤波、放大和相对于 ADC 输入范围中心的偏移。该电路用于三相中的每个相。方程式 47 给出了该电路的传递函数。

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

其中

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

利用计算出的电阻值, 可得到图 3-21 所示的检测电路,  $G_i$  由方程式 48 给出。

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

微控制器可测量的最大峰峰值电流由方程式 49 给出。

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

±8.25A 的峰峰值为 16.5A。以下代码片段显示了如何在 `user_mtr1.h` 文件中为压缩机电机定义该值:

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

正确的电流反馈极性也很重要, 因为这样才能确保微处理器精确测量电流。在该硬件板配置中, 分流电阻器的负引脚接地, 同时与运算放大器的同相引脚连接。突出显示的符号需要在软件中配置为具有正确的电流反馈极性, 如 `motor1_drive.c` 中的以下代码片段所示:

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

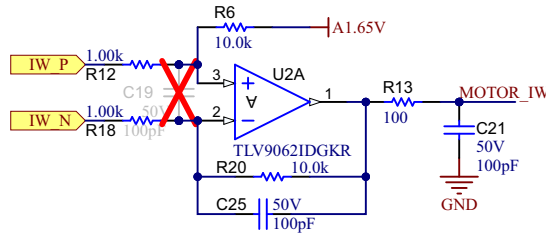


图 3-20. 采用三分流器的电机电流检测

对风扇电机执行相同的计算步骤，并在 `user_mtr2.h` 文件中设置标度值。

### 3.2.3.2 电机电压反馈

FAST 估算器需要电压反馈，以在最宽的速度范围内实现最佳性能，相电压直接从电机相位测量，而不是使用软件估算。eSMO 依靠软件估算值来表示电压相位，而不使用电机相位电压检测电路。此软件值 (`USER_ADC_FULL_SCALE_VOLTAGE_V`) 取决于感测电机相电压反馈的电路。图 3-21 展示了如何使用基于电阻分压器的电压反馈电路，根据 ADC 输入范围对电机电压进行滤波和缩放。类似的电路用于测量压缩机和风扇电机以及直流总线。

考虑到 ADC 输入的最大电压为 3.3V，该参考设计中的微控制器可测量的最大相电压反馈可按照方程式 50 进行计算。

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

其中

- $G_v$  是衰减因子，可通过以下公式进行计算 方程式 51

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

对于该电压反馈电路，在 `user_mtr1.h` 中进行以下设置：

```

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

FAST 估算器中需要使用电压滤波器极点，以便准确检测电压反馈。滤波器的电压应足够低，以便能够滤除 PWM 信号，同时允许高速电压反馈信号通过滤波器。通常，使用几百 Hz 的截止频率便足以过滤掉 5 至 20kHz 的 PWM 频率。只有在运行超高速电机时生成 kHz 量级相电压频率的情况下，才需更改硬件滤波器。

使用 [方程式 52](#) 来计算该参考设计中的滤波器极点设置。

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

where,

$$C = 47\text{nF}$$

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

下面的代码示例显示了 `user_mtr1.h` 中是如何定义该极点的：

```

//! \brief Defines the analog voltage filter pole location, Hz
#define USER_M1_VOLTAGE_FILTER_POLE_HZ (466.01f)

```

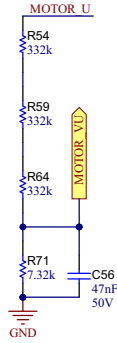


图 3-21. 电机电压检测电路



## 4 硬件、测试要求和测试结果

### 4.1 硬件要求

本节详细介绍了设计电路板和软件测试和检验所需的设备、测试装置和过程说明。

#### 4.1.1 硬件板概述

图 4-1 概述了典型的电机控制，其中 PFC 由交流电源供电。PFC 级可对输入交流电流进行波形整形，并为三相逆变器提供可调直流电源。

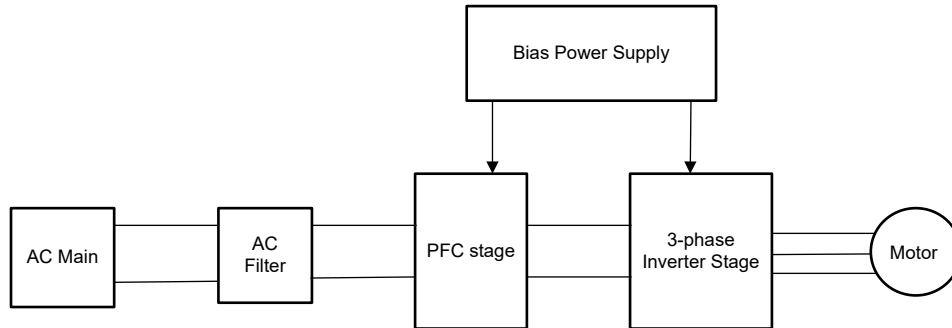


图 4-1. TIDA-010282 硬件电路板方框图

电机控制板具有可实现完整电机驱动系统的功能组。以下是电路板上的块及功能的列表，图 4-2 显示了电路板顶视图和 TIDA-010282 PCB 的不同块。

- 电源线输入滤波器
- 电子图腾柱 PFC
  - 最大功率高达 1.3kW
  - PFC 75kHz 开关频率
  - 快速开关器件选用 GaN，低速开关器件选用 MOSFET
- 三相逆变器
  - 功率高达 1.3kW 的三相逆变器支持 PMSM 或 IPM
  - 15kHz 开关频率
  - 三分流器电流检测
- 控制
  - 支持采用 48 引脚 LQFP 封装的 TMS320F2800137 MCU 子卡
  - 具有 FPU 和 TMU 的 120MHz 32 位 CPU
- 辅助电源
  - 板载 +15V 和 +3.3V 偏置电源

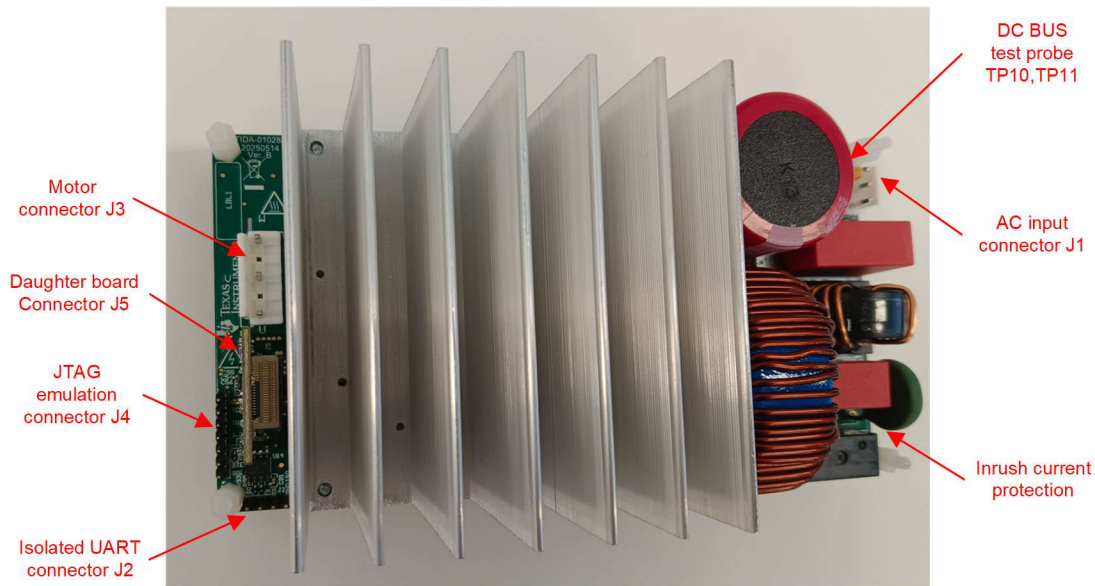


图 4-2. TIDA-010282 参考设计电路板布局布线

TI 建议在使用该板时采取以下预防措施：

- 电路板通电时，请勿触摸电路板的任何部分或连接到电路板的元件。
- 使用交流电源（墙上电源）为套件供电。TI 建议使用隔离交流电源。
- 通电时请勿触摸电路板、套件或组合的任何部分。（尽管电源模块散热器与电路板隔离，但高电压开关会在散热器身上产生一些电容耦合电压。）
- 控制接地可能很热

#### 4.1.2 测试条件

以下参数和指南可用于测试参考设计软件：

- PFC 操作
  - 对于输入端，电源电压范围必须为 85VAC 至 265VAC。将输入交流电源的输入电流限制设置为 10A 以进行全功率测试，但在初始电路板启动期间先使用较低的电流限制。
  - 对于输出端，使用电子可变负载或可变电阻负载，其额定电压不得低于 400V，负载电流必须在 0mA 至 5A 范围内变化。
- 电机驱动操作
  - 对于输入端，如果使用交流电，电源的电压范围必须为 85VAC 到 265VAC。将输入交流电源的输入电流限制设置为 10A，但在初始电路板启动期间先使用较低的电流限制。
  - 对于输出，采用带测力计的三相 PMSM

#### 4.1.3 电路板验证所需的测试设备

- 隔离式交流源
- 数字示波器
- 万用表
- 电子或电阻负载
- 直流电源
- 1.3kW、三相 PM 同步电机
- 测力计
- 三相功率分析仪

## 4.2 测试设置

图 4-2 显示了这些块和连接器在板上的位置。按照以下步骤设置硬件：

1. 将 JTAG 仿真器连接到连接器 J4 即可对 C2000 器件进行调试或编程。外部仿真器必须使用 2 个引脚 ( TMS 和 TCK )  
cJTAG 模式。
2. 完成第一个增量构建步骤后，将电机导线连接至端子 J3。
3. 通过将电源连接到 J1，为逆变器提供交流电源或交流主电源。
  - a. 直流电源的最大输出为 400VDC
  - b. 交流电源的最大输出为 265VAC ( 频率为 50Hz 和 60Hz )
  - c. 交流市电为 220VAC ( 频率为 50Hz 和 60Hz )
4. 通过电线将输出端子 TP10 和 TP11 与电子负载相连，并保持正确的极性。
5. 连接万用表、示波器探头和其他测量设备，以根据需要探测或分析各种信号和参数。仅使用具有适当额定值的设备并遵循适当的隔离和安全措施。

### 备注

如果在测试时外部仿真器出现连接问题，请在 JTAG 信号和 USB 电缆上添加铁氧体磁珠。使连接线路尽可能短。

### 警告

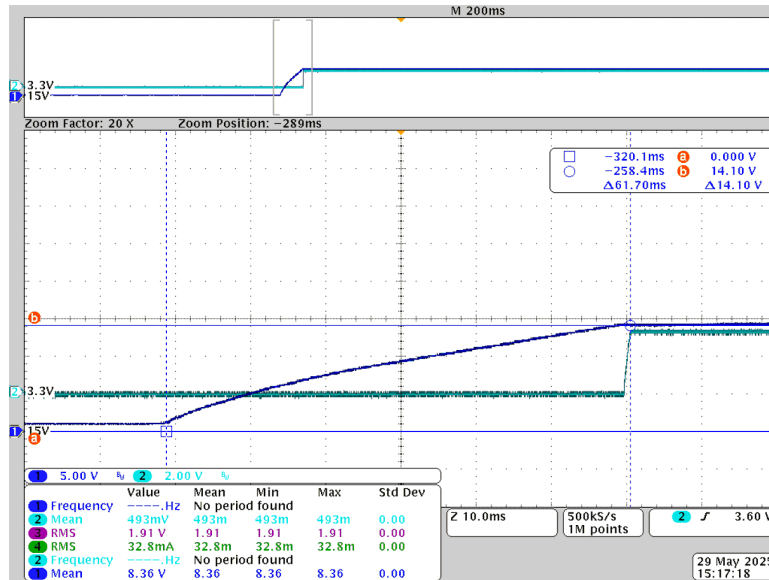
两个电源域的接地平面可以相同或不同，具体取决于硬件配置。在将任何测试设备与电路板连接之前，应满足适当的隔离要求，以确保您和您设备的安全。在为电路板供电之前，请检查 GND 连接。如果测量设备连接至电路板，则需要隔离器。

## 4.3 测试结果

以下各节介绍了通过设计获得的测试数据。测试结果分为多个部分，涵盖风扇和压缩机电机的稳态性能和数据、功能性能波形以及瞬态性能波形。

### 4.3.1 函数波形

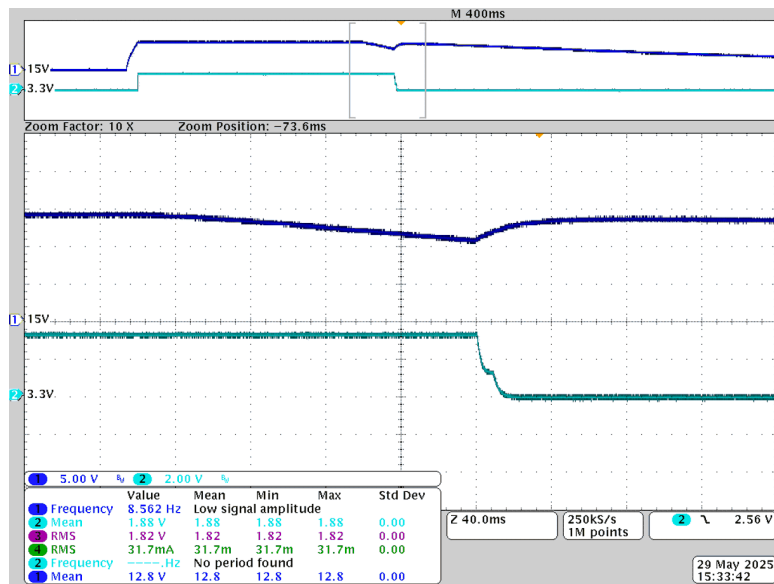
图 4-3 是板载供电时 15V 和 3.3V 辅助电源的屏幕截图。下面显示了当 15V 电压轨达到 12.7V 时设置的 3.3V 电压。



CH1 (蓝色) : 15VDC  
CH2 (深绿色) : 3.3VDC

图 4-3. 15V 和 3.3V 电源开启

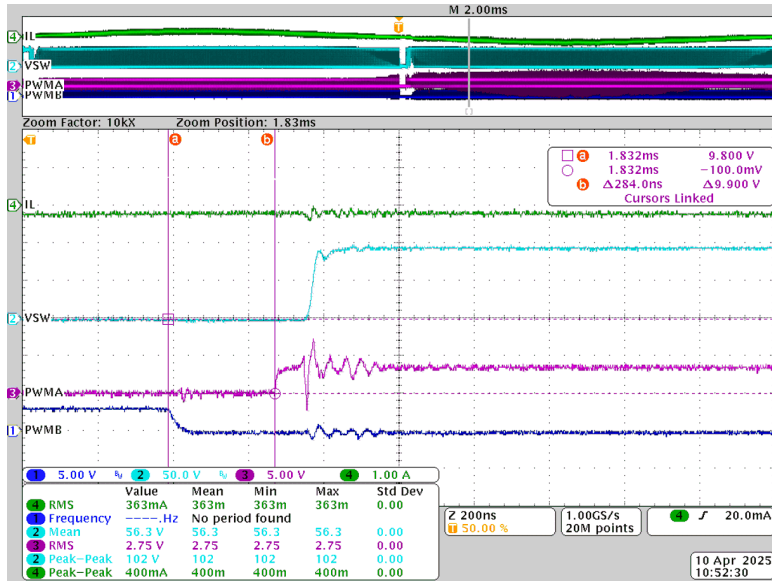
图 4-3 是电路板断电时 15V 和 3.3V 辅助电源屏幕截图。由于 5V 直流/直流 TPS562206 具有 12.7VDC 使能电压，并具有 1.9V 迟滞电压，因此当 3.3V 降至零时，可避免电压反弹。



CH1 (蓝色) : 15VDC  
CH2 (深绿色) : 3.3VDC

图 4-4. 15V 和 3.3V 电源关闭

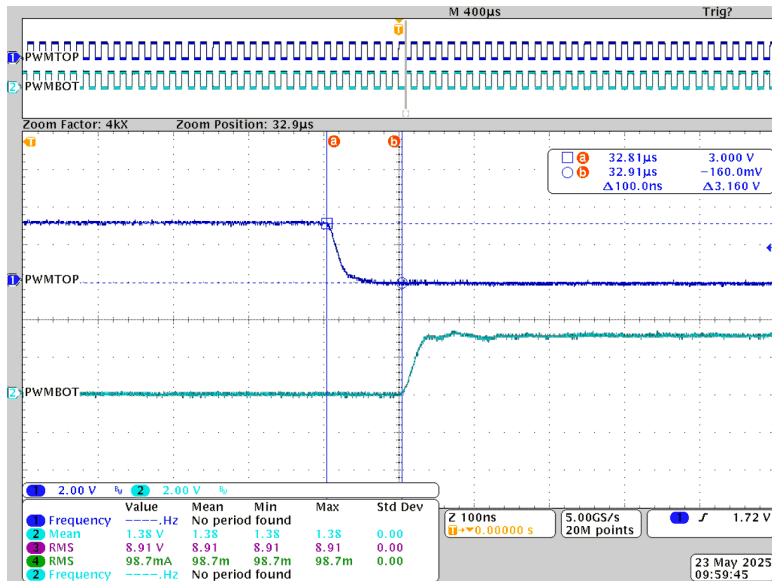
GaN 器件具有极快的转换率，可在高性能电源电子应用中大幅缩短死区时间。图 4-5 展示了使用氮化镓 (GaN) 晶体管的 PFC 电路，其死区时间为 300ns。



- CH1 (蓝色) : 底部 GaN
- CH2 PWM (浅蓝色) : 开关节点电压
- CH3 (紫色) : 顶部 GaN
- CH4 PWM (绿色) : 升压电感器电流

图 4-5. GaN PFC 的死区时间为 300ns

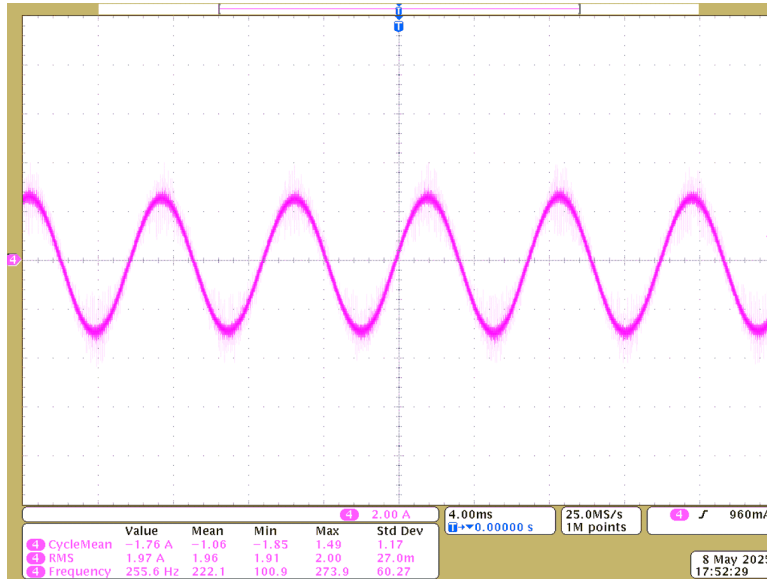
图 4-6 是电机逆变器级死区时间为 100ns 的屏幕截图。



- CH1 (蓝色) : 顶部 GaN
- CH2 PWM (浅蓝色) : 底部 GaN PWM

图 4-6. 电机逆变器的死区时间为 100ns

图 4-7 是  $2A_{RMS}$  电机相电流的屏幕截图。



CH4 (粉色) : 使用电流探头测量的电机相电流

图 4-7. 电机相电流

## 5 设计和文档支持

### 5.1 设计文件

#### 5.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-010282](#) 中的设计文件。

#### 5.1.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010282](#) 中的设计文件。

#### 5.1.3 Altium 工程

要下载 Altium 工程文件，请参阅 [TIDA-010282](#) 中的设计文件。

#### 5.1.4 Gerber 文件

要下载 Gerber 文件，请参阅 [TIDA-010282](#) 的设计文件。

#### 5.1.5 PCB 布局建议

考虑到应用的成本敏感性，该参考设计使用具有两层 1oz 铜并采用单侧 SMD 元件放置方式的 PCB 进行实施。在设计 PCB 时，需要注意几个重要方面。以下列出了每个块的系统级放置方式和布局。

大功率路径中的元件处于 PCB 的外边缘，并尽可能互相靠近。微控制器放置在中心，以便与所有需要控制的电源块保持最佳距离。引脚进行了合理分配，以尽可能减小控制信号引线和反馈信号引线距离并尽可能减少模拟信号和数字信号之间的交叉。

- 交流线路保护和 EMI 滤波器
  - 所有交流线路保护元件紧密地放置在一起，尽可能缩短连接路径。在保护和 EMI 滤波器电路周围提供了接地连接保护。
  - 有源 EMI 滤波器放置在最佳距离处，以便更接近开关并以最小距离连接到 EARTH 端子。
- IPFC 驱动器

在 IPFC 驱动器中，三个电流路径对于 PCB 布局非常关键 - 大功率交流环路、直流环路和栅极驱动环路。这些路径需要尽可能短且具有最大宽度，以降低寄生环路电感。

- 交流环路 - 由二极管桥 (源)、电感器和 MOSFET 漏极和 MOSFET 源极 (回路) 组成。在该环路上，主要是通过电感器、MOSFET 漏极和二极管阳极之间的连接来处理高频和大功率。连接该节点时需特别小心，通过减小距离和增加铜面积来更大限度地降低寄生电感。
- 直流回路 - 由二极管桥 (源)、电感器、二极管、电容器、负载 (回路) 组成。为了均匀分布 RMS 电流应力，应将电解电容器组放置在每个电解电容器与二极管阴极的电气距离大致相同的位置。该设计使用铜平面进行  $V_{DC}$  和 PGND 连接。为了抑制高频分量，在二极管阴极附近放置一个金属膜电容器。该电容器可以显著降低环路电感。
- 栅极驱动环路 - 由驱动器电源 (源)、栅极驱动器 IC、MOSFET 栅极和 MOSFET 源极引脚 (回路) 组成。该设计针对 IPFC 的两相使用并联布置，以尽可能减小其他两个交流/直流环路。由于该并联布置，栅极驱动器无法访问外部相位 MOSFET 栅极。使用 SMD 绝缘粗跳线将栅极驱动器信号连接至 MOSFET 栅极。
- 压缩机和风扇驱动器
  - 由于对纹波的要求非常高，压缩机驱动器被放置在最靠近 IPFC 驱动器的直流母线电容器组的位置，而风扇则被放置在压缩机旁边。
  - 实施了采用四线检测的低侧分流电阻器方法来进行电流检测。使用具有阻抗匹配电阻器的差分对将来自分流电阻器的检测信号连接到运算放大器电路。分流电阻放置在模块附近，并直接连接接地铜平面。
- 辅助电源
  - 由于对电源和纹波的要求非常低，辅助电源放置在风扇驱动器之后。使用专用铜平面将 APS 接地端连接至直流母线电容器组。该布置可更大限度地减少高频和大功率电机电流与控制电路之间的干扰。

## 5.2 工具

### CCSTUDIO

Code Composer Studio™ 适用于 TI 微控制器和处理器的集成开发环境 (IDE)。Code Composer Studio 包含一整套丰富的工具，用于构建、调试、分析和优化嵌入式应用。Code Composer Studio 可下载到 Microsoft® Windows®、Linux® 和 macOS® 系统上。

### C2000WARE- MOTORCONTROL- SDK

适用于 C2000™ MCU 的 MotorControl 软件开发套件 (SDK)。适用于 C2000™ 微控制器 (MCU) 的 MotorControl SDK 包含一套全面的软件基础架构、工具和文档，旨在尽可能地缩短基于 C2000 实时控制器的电机控制系统开发时间，可适用于各种三相电机控制应用。

## 5.3 文档支持

1. 德州仪器 (TI), [TMS320F28002x 实时微控制器数据表](#)
2. 德州仪器 (TI), [TMS320F28002x 实时微控制器技术参考手册](#)
3. 德州仪器 (TI), [TMS320F28003x 微控制器数据表](#)
4. 德州仪器 (TI), [TMS320F28003x 实时微控制器技术参考手册](#)
5. 德州仪器 (TI), [TMS320F280013x 微控制器数据表](#)
6. 德州仪器 (TI), [TMS320F280013x 实时微控制器技术参考手册](#)
7. 德州仪器 (TI), [InstaSPIN-FOC 和 InstaSPIN-MOTION 用户指南](#)
8. 德州仪器 (TI), [Motor Control SDK 通用工程和实验用户指南](#)
9. 德州仪器 (TI), [C2000™ 软件频率响应分析仪 \(SFRA\) 库和补偿设计器用户指南](#)
10. 德州仪器 (TI), [具有功率计量测试结果的两相交错式 PFC 转换器参考设计](#)
11. 德州仪器 (TI), [使用单一 DC-Link 分流器的 PMSM 无传感器 FOC 应用手册](#)
12. 德州仪器 (TI), [TIDM-1022 谷底开关升压功率因数校正 \(PFC\) 参考设计](#)
13. 德州仪器 (TI), [C2000 SysConfig 应用手册](#)

## 5.4 支持资源

[TI E2E™ 中文支持论坛](#) 是工程师的重要参考资料，可直接从专家处获得快速、经过验证的解答和设计帮助。搜索现有解答或提出自己的问题，获得所需的快速设计帮助。

链接的内容由各个贡献者“按原样”提供。这些内容并不构成 TI 技术规范，并且不一定反映 TI 的观点；请参阅 TI 的[使用条款](#)。

## 5.5 商标

C2000™ and TI 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.  
所有商标均为其各自所有者的财产。

## 6 作者简介

**HELY ZHANG** 是德州仪器 (TI) 的系统应用工程师，负责开发与家用电器相关的电力输送器件和电机逆变器。Hely 于 2002 年获得了安徽理工大学电力电子专业硕士学位，在加入 TI 之前他曾就职于 SolarEdge 和通用电气。



## 重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司