

# AN13184

## 一款基于MC56F83783的PMSM无传感器FOC和两相交错式升压PFC控制解决方案

第1版 – 2022年3月8日

应用笔记

## 1 概述

### 1.1 介绍

本文介绍了一款基于单控制器、面向无位置传感器的三相PMSM矢量控制驱动器和两相交错式PFC的设计，适用于消费电子和工业应用。这款高性价比、高效率、低噪声、可变功率的先进系统解决方案，其性能得益于恩智浦专用于电机控制和功率变换应用的MC56F83783数字信号控制器（DSC）。

### 1.2 应用特性与组件

该系统用于驱动三相永磁同步电机和两相交错式PFC。该系统的应用特性如下：

- 控制频率为16kHz的无传感器三相PMSM速度矢量控制（FOC）
- 具有32kHz控制频率和96kHz PWM频率的交错式PFC
- 具有三个采样电阻的电机电流感应
- 每个MOSFET带两个串联采样电阻的PFC电流感应
- 直流母线电压感应
- 交流输入电压感应
- 基于恩智浦的MC56F83783数字信号控制器
- 在高压开发平台（HVP-MC3PH）和HVP-56F83783子卡上运行
- 输入电压为85–265V，47–63Hz
- 通过FreeMASTER进行远程SCI控制

可供用户使用的主要应用程序组件如下：

- 软件：以C代码编写，使用实时控制嵌入式软件电机控制和功率变换库（RTCESL）中的部分算法。该工程在CodeWarrior v11.1中基于SDK工程模板和配置工具v9.0开发
- 硬件：基于HVP-MC3PH和HVP-56F83783
- 文档：参见[参考文献](#)。

## 目录

<b>1</b>	<b>概述</b> .....	<b>1</b>
1.1	介绍.....	1
1.2	应用特性与组件.....	1
1.3	恩智浦DSC的优势与特性.....	2
1.4	参考文献.....	3
1.5	缩略语.....	3
1.6	符号词汇表.....	4
<b>2</b>	<b>控制理论</b> .....	<b>5</b>
2.1	三相永磁同步电机（PMSM）.....	5
2.2	PMSM的数学描述.....	5
2.3	PMSM的矢量控制.....	8
2.4	PFC平均电流控制理论.....	15
<b>3</b>	<b>系统概念</b> .....	<b>20</b>
3.1	电机控制和交错式PFC的时序.....	20
3.2	关键外设的设置.....	21
3.3	应用说明.....	22
<b>4</b>	<b>硬件</b> .....	<b>26</b>
<b>5</b>	<b>软件设计</b> .....	<b>27</b>
5.1	分数表示.....	27
5.2	模拟量的缩放.....	27
5.3	代码架构.....	31
5.4	状态机.....	32
<b>6</b>	<b>实验结果</b> .....	<b>39</b>
6.1	硬件设置.....	39
6.2	测试结果.....	40
<b>7</b>	<b>修订历史</b> .....	<b>49</b>

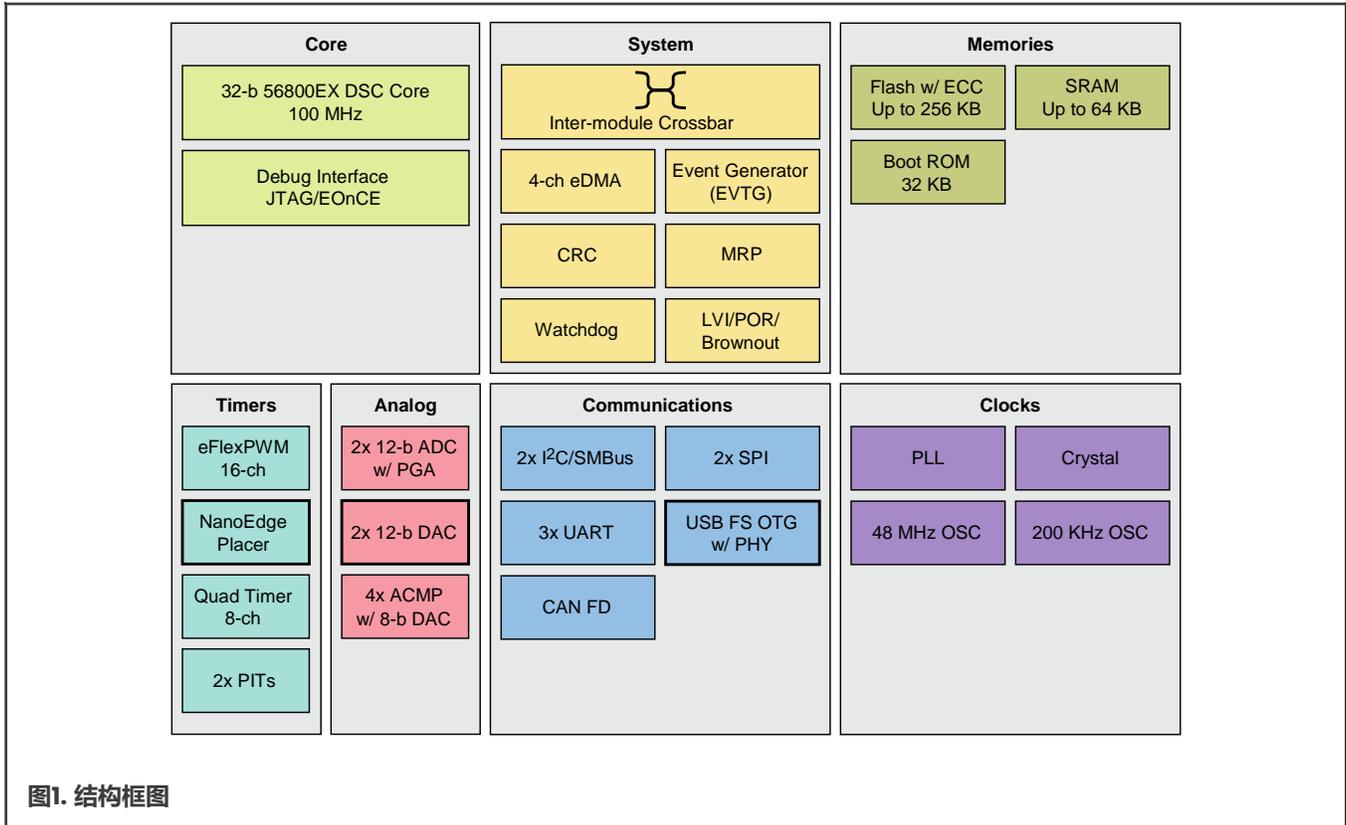


### 1.3 恩智浦DSC的优势与特性

恩智浦的MC56F837xx适用于数字功率变换和电机控制应用。它在一个芯片上结合了DSP的计算功能和MCU的特性。这些控制器提供专用的外设，如脉宽调制 (PWM) 模块、模数转换器 (ADC)、定时器、数模转换器 (DAC)、事件发生器 (EVTG)、直接内存访问 (DMA)、交叉开关 (XBAR)、通信外设 (SCI、SPI、I<sup>2</sup>C) 以及板载闪存、RAM和Boot ROM。

MC56F83789包含以下模块：

- 工作频率为100MHz的内核
- 两个128kB的双分区闪存存储器，具有ECC保护和分区交换功能。
- 高达64kB的数据/程序RAM
- 片上闪存和RAM都可以映射到程序和数据存储空间
- 32kB Boot ROM支持从SCI、I<sup>2</sup>C和CAN启动
- 两个高分辨率eFlexPWM模块，具有2×8个分辨率为312 ps的PWM输出
- 两个16位四通道定时器
- 两个带16个外部通道的高速12位ADC
- 四个带有集成8位DAC参考的模拟比较器
- 两个具有自动波形生成功能的12位DAC
- 事件发生器 (EVTG) 和交叉开关能够灵活地转接信号
- 三个具有LIN从机功能的SCI模块
- 两个SPI模块
- 两个I2C/SMBus端口
- 一个支持CAN-FD的FlexCAN模块
- 一个带集成PHY的USB2.0控制器



## 1.4 参考文献

1. 《DSP56800E和DSP56800EX参考手册》（文档[DSP56800ERM](#)）
2. 《MC56F83xxx参考手册》（文档[MC56F83XXXRM](#)）
3. 《平均电流模式交错式PFC控制》（文档[AN5257](#)）

## 1.5 缩略语

表1. 缩略语

术语	含义
AC	交流电
ADC	模数转换器
BEMF	反电动势
CCM	连续电流模式
DCM	断续电流模式
DAC	数模转换器
DC	直流电

表格续下一页...

表1. 缩略语 (续)

术语	含义
DMA	直接内存访问模块
DSC	数字信号控制器
ISR	中断服务例程
I <sup>2</sup> C	集成电路间通讯
PFC	功率因数校正
PWM	脉宽调制
RPM	每分钟转数
SCI	串行通信接口模块：支持异步通信的模块
SPI	串行外设接口模块
XBAR	交叉开关

## 1.6 符号词汇表

表2. 符号词汇表

术语	定义
$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	ABC静止坐标系中的三相定子电流
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	阿尔法-贝塔静止坐标系中的两相定子电流
$i_d, i_q, u_d, u_q$	DQ旋转坐标系中的电流和电压
$\psi_r$	PMSM转子磁通
$\psi_d, \psi_q$	基于DQ旋转坐标系的气隙磁通
$R_s$	定子电阻
$\theta$	转子位置-转子磁通矢量与A轴之间的夹角
$i_\gamma, i_\delta, u_\gamma, u_\delta$	用于BEMF观测器的 $\gamma\delta$ 旋转坐标系中的电流和电压
$\theta_{\gamma\delta}$	通过BEMF观测器估计的转子位置
$V_{inmax}$	交流输入电压幅值
$V_{in}$	交流输入电压瞬时值
$V_o$	直流母线电压
$n_p$	电机极对数

表格续下一页...

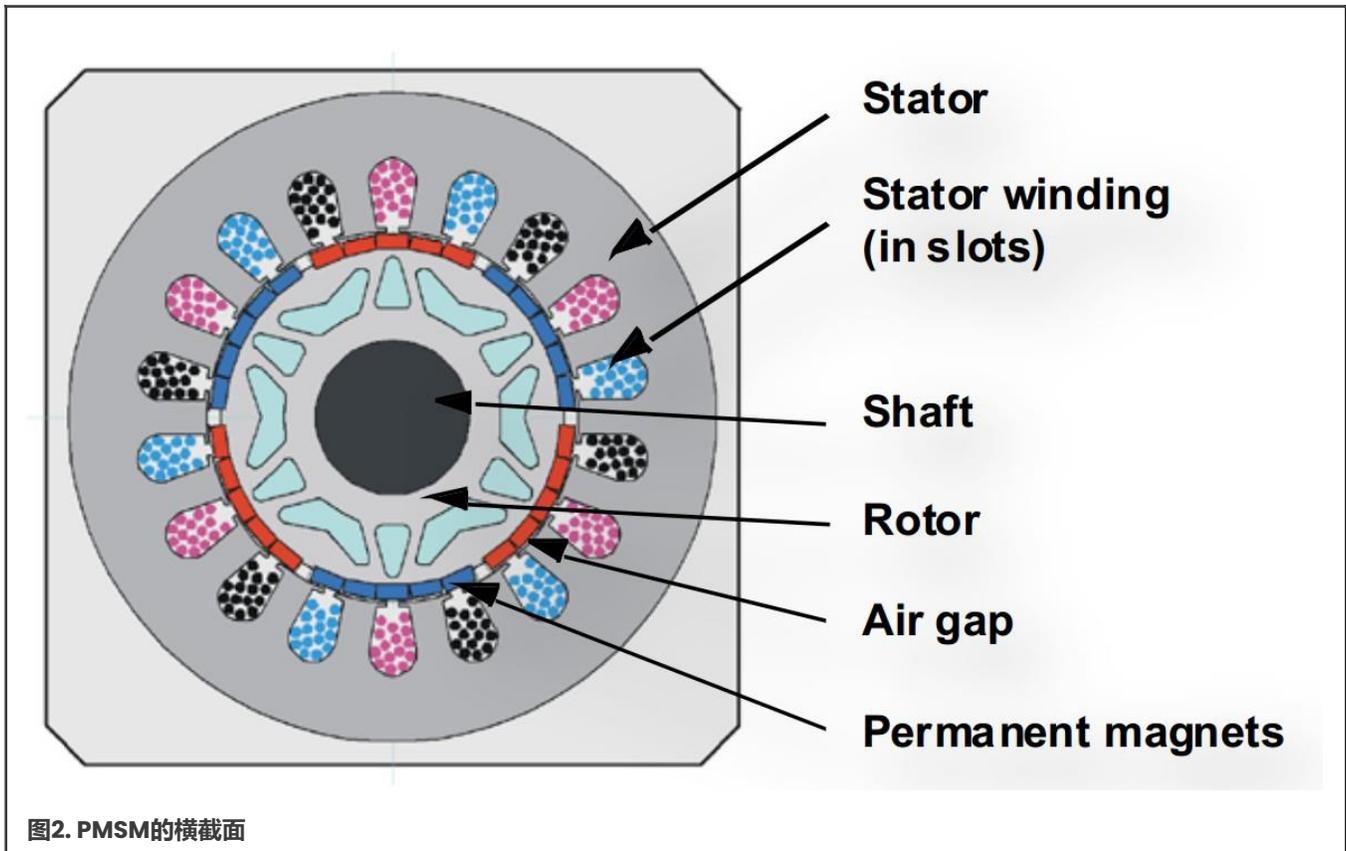
表2. 符号词汇表 (续)

术语	定义
$T_e$	电机产生的电转矩

## 2 控制理论

### 2.1 三相永磁同步电机 (PMSM)

PMSM是一种带有典型三相定子的旋转电机，类似于感应电机。转子具有表面贴装的永磁体，如图2所示。



在这方面，永磁同步电机（PMSM）与感应电机相似，其中气隙磁场由永磁体产生，因此转子磁场是恒定的。永磁同步电机在设计现代运动控制系统方面具有许多优点。使用永磁体会产生巨大的气隙磁通量，使得实现高效的永磁电机设计成为可能。

### 2.2 PMSM的数学描述

永磁同步电机（PMSM）的种类繁多。利用空间矢量理论可以得到用于矢量控制设计的模型。三相电机的数据（如电压、电流、磁通量等）用复空间矢量表示。这种模型适用于电压和电流的任何瞬时变化，并充分描述了电机在稳态和瞬态运行时的性能。复空间矢量可以仅使用两个正交轴来描述。将电机视为两相电机模型，减少了方程的数量，简化了控制设计。

## 2.2.1 空间矢量的定义

假设 $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 和 $i_{sc}$ 为瞬时平衡三相定子电流：

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$$

方程1.

则定子电流空间矢量可以如方程2所示进行定义。

$$\vec{i}_s = k(i_{sa} + ai_{sb} + a^2i_{sc})$$

方程2.

其中：

- $a$ 和 $a^2$ 为空间算子： $a = e^{j2\pi/3}$ ， $a^2 = e^{j4\pi/3}$
- $k$ 为变换常数， $k = 2/3$

图3所示为定子电流空间矢量投射。

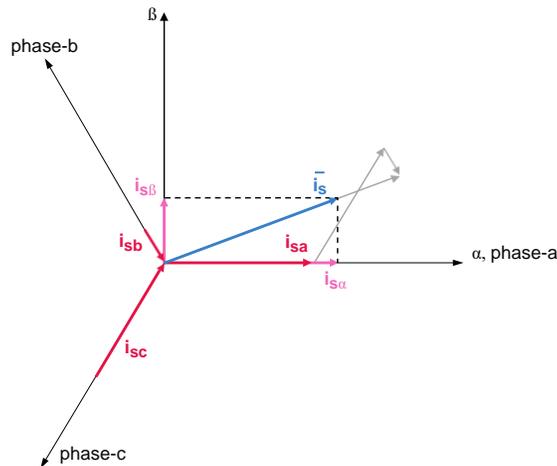


图3. 定子电流空间矢量及其投射

方程2中定义的空间矢量可以用两轴理论表示。空间矢量的实部等于直轴定子电流分量的瞬时值 $i_{s\alpha}$ ，虚部等于正交轴定子电流分量 $i_{s\beta}$ 。因此，连接到定子的静止参考系中的定子电流空间矢量可以表示为：

$$\vec{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$$

方程3.

在对称三相电机中，直轴和正交轴定子电流 $i_{s\alpha}$ 和 $i_{s\beta}$ 是假想的正交相（两相）电流分量，它们与实际三相定子电流有关，如下所示。

$$i_{s\alpha} = k\left(i_{sa} - \frac{1}{2}i_{sb} - \frac{1}{2}i_{sc}\right)$$

方程4.

$$i_{s\beta} = k \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{sb} - i_{sc})$$

方程5.

其中 $k = 2/3$ 是变换常数，因此最终的方程为：

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{sb} - i_{sc}) - \text{Clarke transformation} \end{cases}$$

方程6.

#### 注

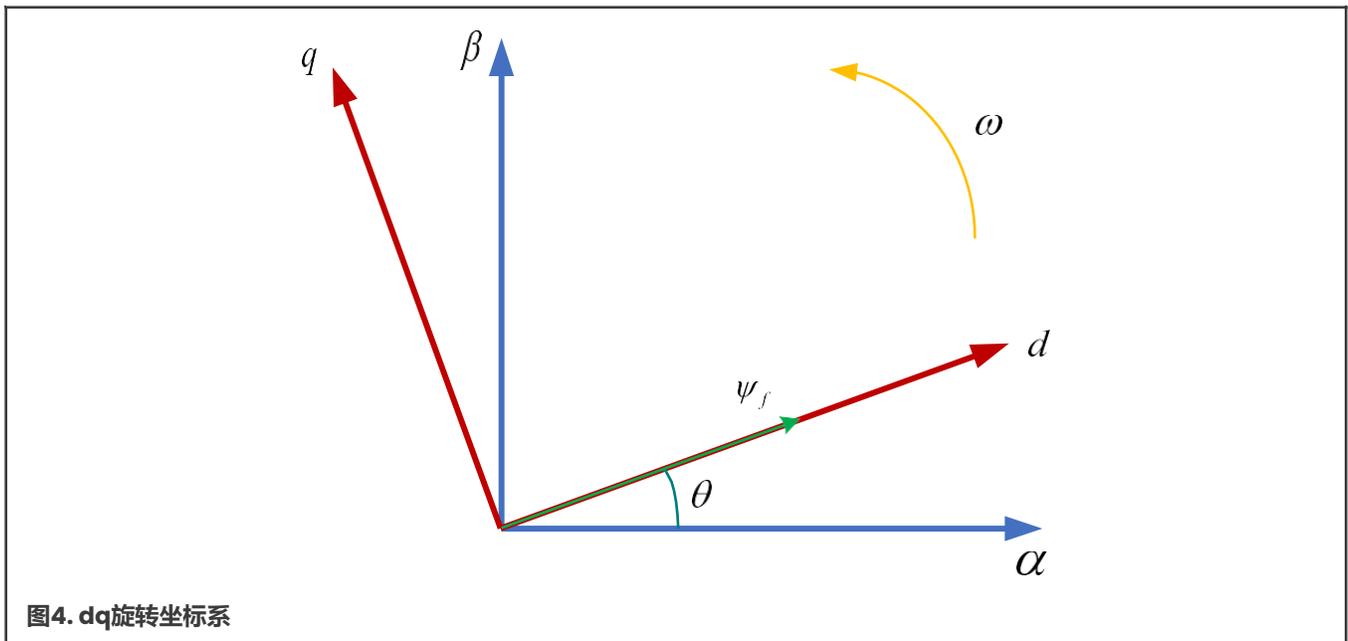
矢量长度被减少到原始长度的 $2/3$ ，使得两相坐标系中的幅值与三相坐标系中的幅值保持一致。

## 2.2.2 PMSM的模型

对于永磁同步电机，定子绕组采用正弦分布。

- 当磁体表面贴装在转子上时，气隙长度不会随转子位置变化而变化。这意味着电机没有显著的磁阻差异（无凸极性），三相绕组的电感也不会随转子位置变化而变化。
- 当磁体插入转子时，单相绕组的磁阻随着转子位置的变化而变化，这意味着绕组电感不再是一个常数，而是随着转子位置的变化而变化。这种类型的永磁同步电机具有凸极性。

当绕组电感随转子位置的变化而变化时，在静止两相坐标系中，电压方程仍未解耦。可以使用Park变换和反Park变换，将电压方程在旋转的两相坐标系中解耦，这个旋转的坐标系被称为 $dq$ 坐标系。如图4所示， $d$ 轴与转子磁通量 $\psi_f$ 对齐。 $\theta$ 为转子磁通量与两相静止坐标系的 $\alpha$ 轴之间的夹角。



在该 $dq$ 坐标系中，磁通量、定子电压和转矩方程如下：

$$\begin{cases} U_d = i_d R_s + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \\ U_q = i_q R_s + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d \\ \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \\ T_e = 1.5n_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \underbrace{1.5n_p \psi_f i_q}_{\text{electrical\_torque}} + \underbrace{1.5n_p (L_d - L_q) i_d i_q}_{\text{reluctance\_torque}} \end{cases}$$

方程7.

考虑在低于基本速度时,  $i_d = 0$ , 将不存在磁阻转矩。总转矩可以仅通过电流  $i_q$  直接控制。

## 2.3 PMSM的矢量控制

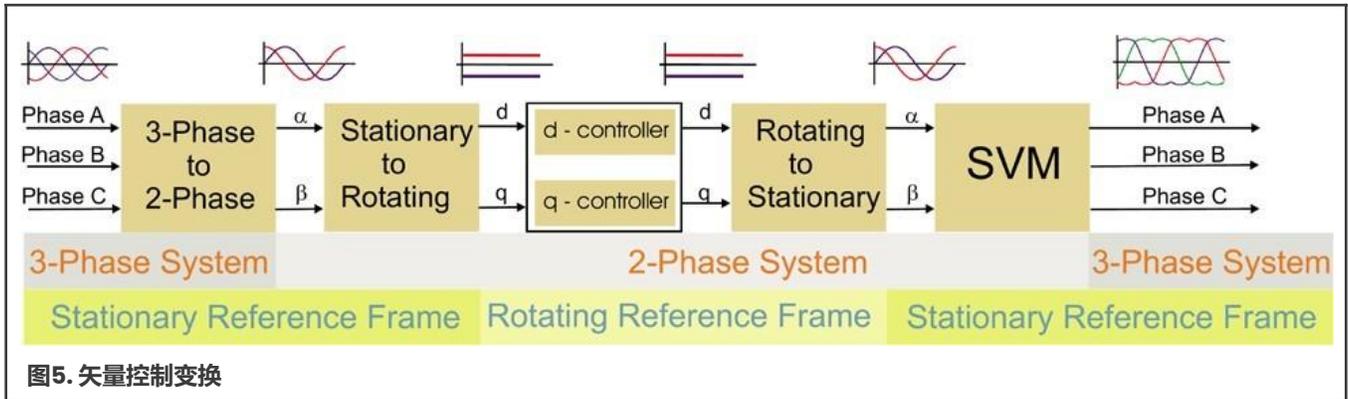
### 2.3.1 矢量控制的基本原理

高性能电机控制的特点包括在电机的整个速度范围内平稳旋转、零速下的全转矩控制、快速加速和减速。为了实现这种控制, 矢量控制技术被用于三相交流电机。矢量控制技术通常是指磁场定向控制 (FOC)。FOC算法的基本概念是将定子电流分解为产生磁场的部分和产生转矩的部分。分解后, 这两个部分可以单独控制。这样, 电机控制器的结构就像单独励磁的直流电机的结构一样简单。

图5所示为PMSM矢量控制算法的基本结构。请按以下步骤执行矢量控制:

1. 测量电机数据 (相电压和电流)。
2. 利用Clarke变换将它们变换为两相系统 ( $\alpha, \beta$ )。
3. 计算转子磁通空间矢量幅值和位置角。
4. 使用Park变换将定子电流变换到d, q参考坐标系中。
5. 定子电流转矩 ( $i_{sq}$ ) 和磁通量 ( $i_{sd}$ ) 产生分量是单独控制的。
6. 使用去耦块计算输出定子电压空间矢量。
7. 定子电压空间矢量通过反Park变换从d, q参考坐标系变换回用定子固定的两相系统。
8. 使用空间矢量调制, 产生输出三相电压。

为了将电流分解为转矩和磁通产生分量 ( $i_{sd}, i_{sq}$ ), 我们需要知道电机的磁化磁通位置。它需要感测准确的转子位置和速度信息。挂在转子上的增量编码器或解析器被用作矢量控制驱动器的位置传感器。在某些应用中, 使用速度/位置传感器可能并不可取。在这种情况下, 不是直接测量速度/位置, 而是采用一些间接技术来估算转子的位置。这种不使用速度传感器的算法被称为**无传感器控制**。



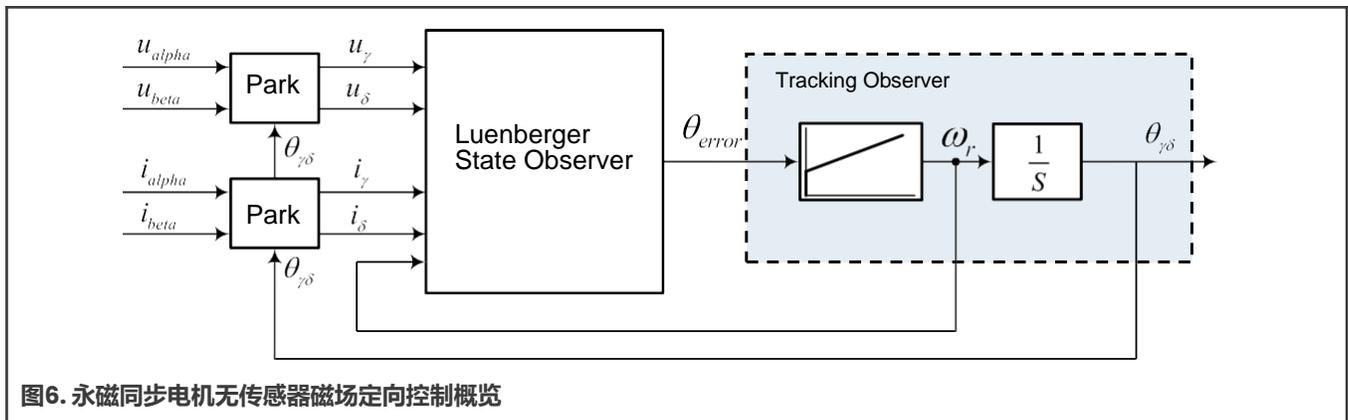
### 2.3.2 矢量控制算法说明

图6所示为控制算法实施的概览框图。与其他面向矢量控制的技术一样，它能够分别控制电机的磁场和转矩，目的是调节电机的速度。Speed命令值由高层级控制设置。该算法在两个控制环路中执行。快速内部控制环路以62.5μs的周期执行。慢速外部控制环路以1毫秒的周期执行。

对于永磁同步电机的控制，该算法要利用反馈信号。基本反馈信号为：三相定子电流和定子电压。对于定子电压，要使用稳压器输出。为了实现正常运行，所展示的控制结构需要在电机轴上安装位置和速度传感器，或者使用高级算法来估计位置和速度。

快速控制环路执行以下两个独立的电流控制环路。

- **直轴电流 ( $i_{sd}$ ) PI控制器**：直轴电流 ( $i_{sd}$ ) 用于控制转子的磁化通量。
- **正交轴电流 ( $i_{sq}$ ) PI控制器**：正交轴电流对应电机转矩。



通常，电流PI控制器的输出由直流母线电压进行补偿，以获得所需的定子电压的空间矢量，并将其施加到电机上。快速控制环路执行以下所有必要任务，以便能够实现定子电流分量的独立控制。

- 三相电流重建
- 正向Clarke变换
- 正向和反向（反）Park变换
- 直流母线电压纹波消除
- 空间矢量调制 (SVM)

慢速控制环路执行速度控制器和较低优先级的控制任务。PI速度控制器的输出为产生转矩的定子电流 ( $i_{sq}$ ) 的正交轴分量设置了参考值。

### 2.3.3 空间矢量调制

空间矢量调制 (SVM) 可以直接将定子电压矢量从两相 $\alpha$ 、 $\beta$ 坐标系转换为脉宽调制 (PWM) 信号 (占空比值)。

标准的输出电压生成技术使用反Clarke变换来获得三相值。使用相电压值，然后计算控制功率平台开关所需的占空比。尽管该技术得到了良好的结果，但空间矢量调制更直接，仅适用于从 $\alpha$ 、 $\beta$ 坐标系的转换。

标准空间矢量调制技术的基本原理可以通过图7所示的功率平台原理图来阐明。在三相功率平台的配置中，如图7所示，存在8种可能的开关状态 (矢量)。这些状态是由相应的电源开关组合来实现的。所有可能的开关组合在图8中被表示为一个六边形。在 $\alpha$ 、 $\beta$ 坐标系中，定义了6个非零矢量 $U_0$ 、 $U_{60}$ 、 $U_{120}$ 、 $U_{180}$ 、 $U_{240}$ 、 $U_{300}$ ，以及两个零矢量 $O_{000}$ 和 $O_{111}$ 。

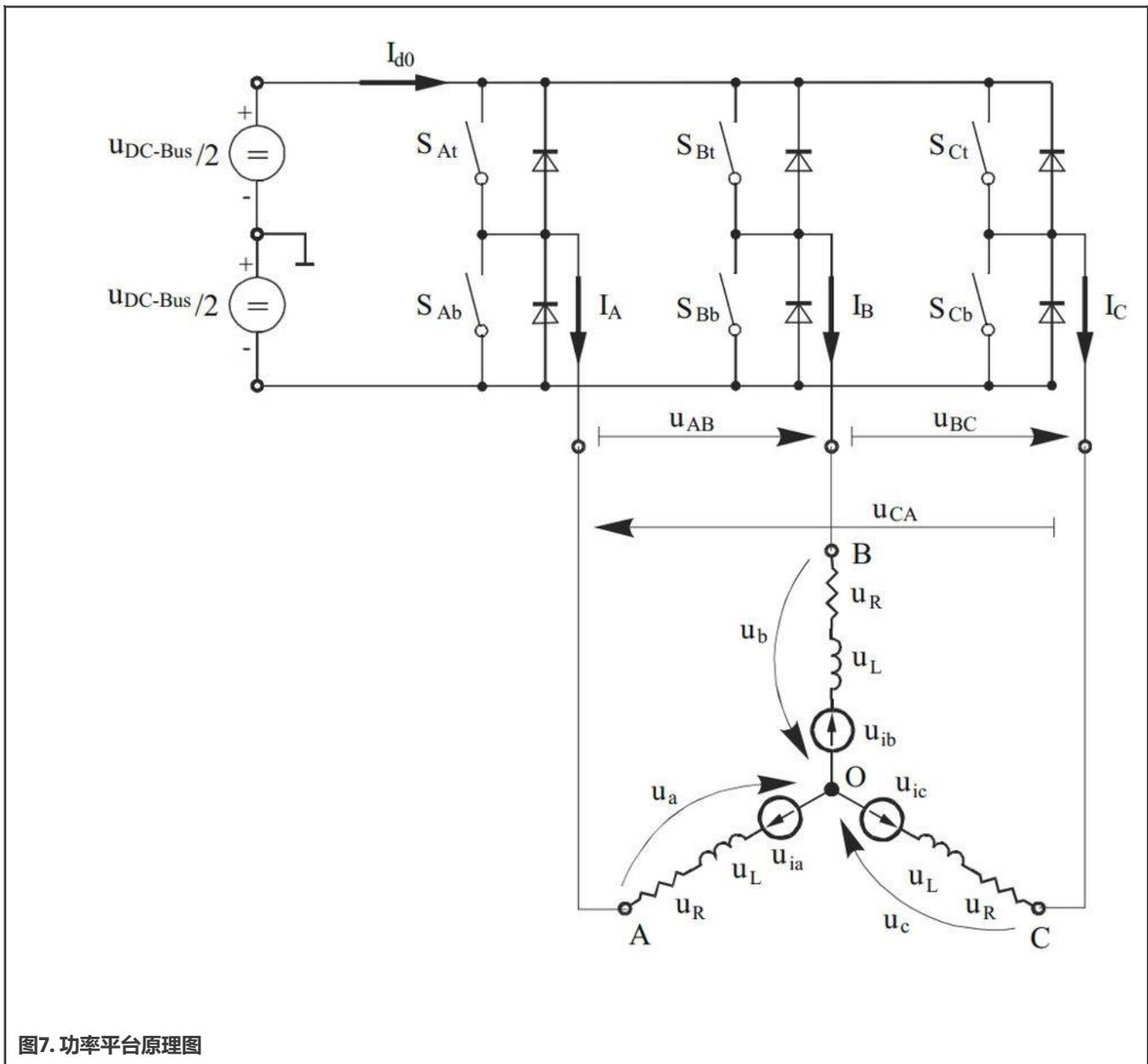


图7. 功率平台原理图

在图8中，每个电压矢量的功率平台开关的ON/OFF状态组合通过括号中的三位数字进行编码。每一位数字代表一个相位。对于每个相位，值为1表示上开关接通 (ON)，下开关断开 (OFF)。

值为0表示上开关断开 (OFF)，下开关接通 (ON)。表3列出了这些状态以及由此产生的瞬时输出线间电压、相电压和电压矢量。

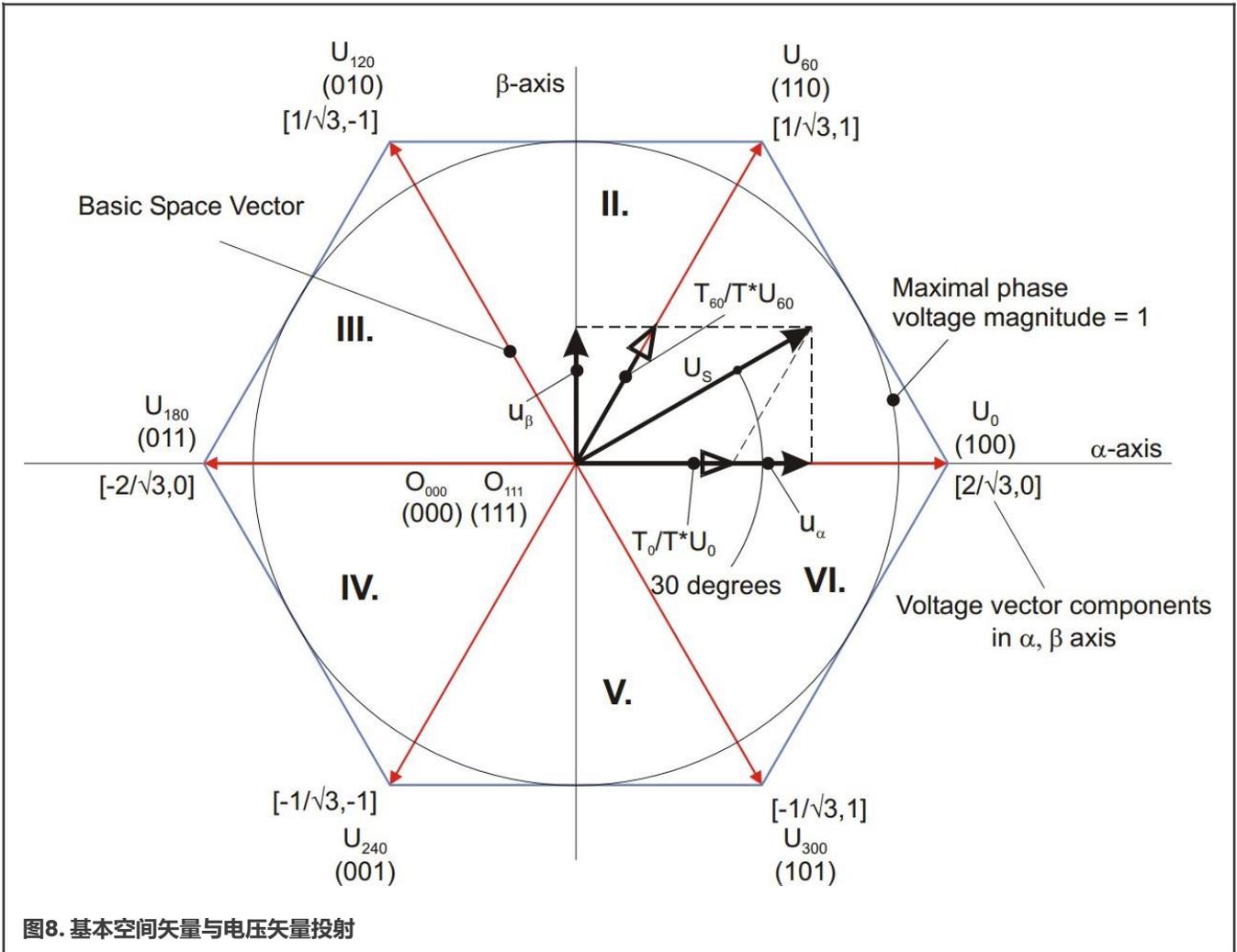


图8. 基本空间矢量与电压矢量投射

表3. 切换模式和产生的瞬时值

a	b	c	$U_a$	$U_b$	$U_c$	$U_{AB}$	$U_{BC}$	$U_{CA}$	矢量
0	0	0	0	0	0	0	0	0	$O_{000}$
1	0	0	$2U_{DC-Bus}/3$	$-U_{DC-Bus}/3$	$-U_{DC-Bus}/3$	$U_{DC-Bus}$	0	$-U_{DC-Bus}$	$U_0$
1	1	0	$U_{DC-Bus}/3$	$U_{DC-Bus}/3$	$-2U_{DC-Bus}/3$	0	$U_{DC-Bus}$	$-U_{DC-Bus}$	$U_{60}$
0	1	0	$-U_{DC-Bus}/3$	$2U_{DC-Bus}/3$	$-U_{DC-Bus}/3$	$-U_{DC-Bus}$	$U_{DC-Bus}$	0	$U_{120}$
0	1	1	$-2U_{DC-Bus}/3$	$U_{DC-Bus}/3$	$U_{DC-Bus}/3$	$-U_{DC-Bus}$	0	$U_{DC-Bus}$	$U_{240}$
0	0	1	$-U_{DC-Bus}/3$	$-U_{DC-Bus}/3$	$2U_{DC-Bus}/3$	0	$-U_{DC-Bus}$	$U_{DC-Bus}$	$U_{300}$
1	0	1	$U_{DC-Bus}/3$	$-2U_{DC-Bus}/3$	$U_{DC-Bus}/3$	$U_{DC-Bus}$	$-U_{DC-Bus}$	0	$U_{360}$
1	1	1	0	0	0	0	0	0	$O_{111}$

SVM是一项将矢量控制 (电压空间矢量) 与PWM (脉宽调制) 紧密结合的技术。SVM技术的实施步骤如下:

1. 识别扇区
2. 将空间电压矢量分解为扇区基矢量 $U_x$ ,  $U_{x\pm 60}$ 的方向
3. 计算PWM占空比

SVM的原理为通过在特定时刻施加电压矢量 $U_{xxx}$ 和 $O_{xxx}$ ，使PWM周期 $T_{PWM}$ 的平均矢量等于所需的电压矢量。

这种方法在安排PWM周期内的零矢量和非零矢量时提供了极大的灵活性。可以根据需要调整这些矢量的排列，以减少开关损耗，或者实现其他目标，例如中心对齐的PWM、边缘对齐的PWM、最小化开关操作等。

对于所选择的SVM，定义了以下规则：

- 所需的电压矢量仅通过应用扇区基矢量来创建：扇区侧的非零矢量 ( $U_x$ ,  $U_{x\pm 60}$ ) 和零矢量 ( $O_{000}$ 或 $O_{111}$ )。

方程8和方程9定义了SVM的原则：

$T_{PWM} \cdot U_{S[\alpha, \beta]} = T_1 \cdot U_x + T_2 \cdot U_{x \pm 60} + T_0 \quad (O_{000} \vee O_{111})$
<b>方程8.</b>
$T_{PWM} = T_1 + T_2 + T_0$
<b>方程9.</b>

为了求解时间段 $T_0$ 、 $T_1$ 和 $T_2$ ，将空间电压矢量 $U_{S[\alpha, \beta]}$ 分解为扇区基矢量 $U_x$ ,  $U_{x\pm 60}$ 的方向。方程8被拆分为方程10和方程11。

$T_{PWM} \cdot U_{SX} = T_1 \cdot U_x$
<b>方程10.</b>
$T_{PWM} \cdot U_{S(X \pm 60)} = T_2 \cdot U_{x \pm 60}$
<b>方程11.</b>

通过解这两个方程，可以得出在PWM周期 $T_{PWM}$ 内应用扇区基矢量 $U_x$ ,  $U_{x\pm 60}$ 的必要持续时间，以产生正确的定子电压。

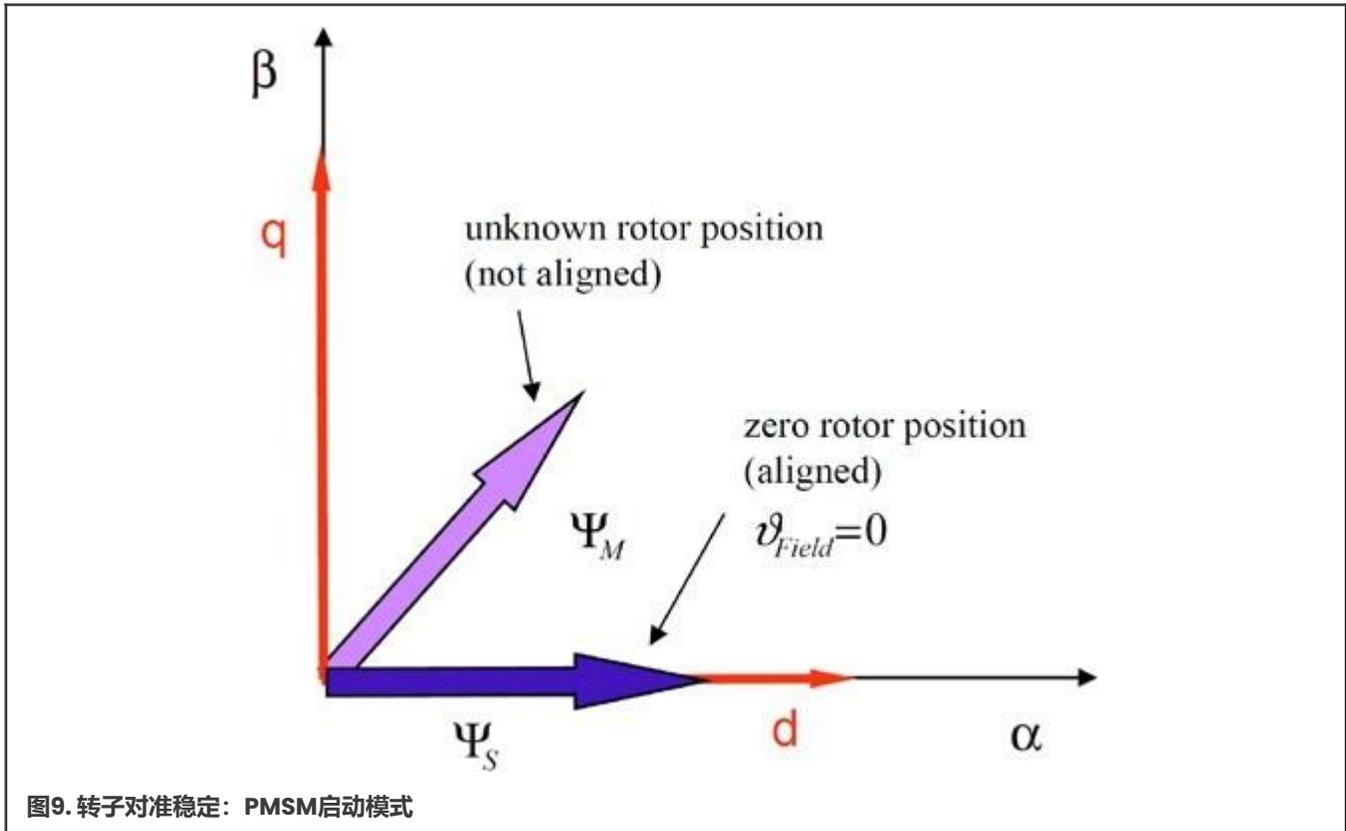
$T_1 = \frac{ U_{SX} }{ U_x } T_{PWM} \text{ for vector } U_x$
<b>方程12.</b>
$T_2 = \frac{ U_{S(X \pm 60)} }{ U_{x \pm 60} } T_{PWM} \text{ for vector } U_{x \pm 60}$
<b>方程13.</b>
$T_0 = T_{PWM} - T_1 - T_2 \text{ for either vector } O_{000} \text{ or } O_{111} \text{ or the mix of these two vectors}$
<b>方程14.</b>

### 2.3.4 取消位置传感器

所提出的整个控制结构的第一阶段采用转子永磁对齐算法，以设置准确的初始位置。这样能够向电机施加全部的启动转矩。在第二阶段，为了推动电机达到观测器能提供精确的速度和位置估计的速度值，将磁场定向控制设置为开环模式（其中转子磁通精确位置未知）。一旦观测器提供了合适的估计值，就可以使用Luenberger型观测器，基于在静止参考坐标系中对反电动势的估计值来计算转子的速度和位置。

### 2.3.5 电机位置对齐

在这里所展示的设计中，没有转子位置和速度传感器。必须要知道电机启动前转子的确切位置。可以采用一种简单且易于植入的方法，将转子对齐到预定的位置。通过施加一个选定的静态电压或电流矢量来给电机供电，使转子移动并对齐到在图4中表示为 $\theta=0$ 的预定位置。这种对齐操作只在电机首次启动时执行一次。图9所示为电机的对齐情况。在施加恒定电流/电压矢量给定子之前，转子的位置是未知的。但在一段时间的稳定后，转子的磁通量需要与定子的磁通量对齐。在实际操作中，只有当外部负载产生的转矩远小于对齐矢量产生的转矩时，这才能实现。



### 2.3.6 开环启动

在确定了转子的初始位置后，在开环模式下使用磁场定向控制（仅在无传感器控制的情况下）。电流设定点由速度控制器决定，该控制器产生转矩参考电流 $i_{Qref}$ ，速度控制环路的比例积分控制器会被初始化，设定为系统允许的最大电流值。在开环运行期间，角速度反馈 $\omega_{FBCK}$ 保持在零水平，矢量变换的输入由通过对速度斜坡参考进行积分而得到的时变参考位置信号提供。该策略将电机加速到观测器能够提供精确的速度和位置估计值的速度水平。

关于开环启动的具体实施方法，请参阅“[开环启动](#)”章节的描述。

### 2.3.7 反电动势观测器

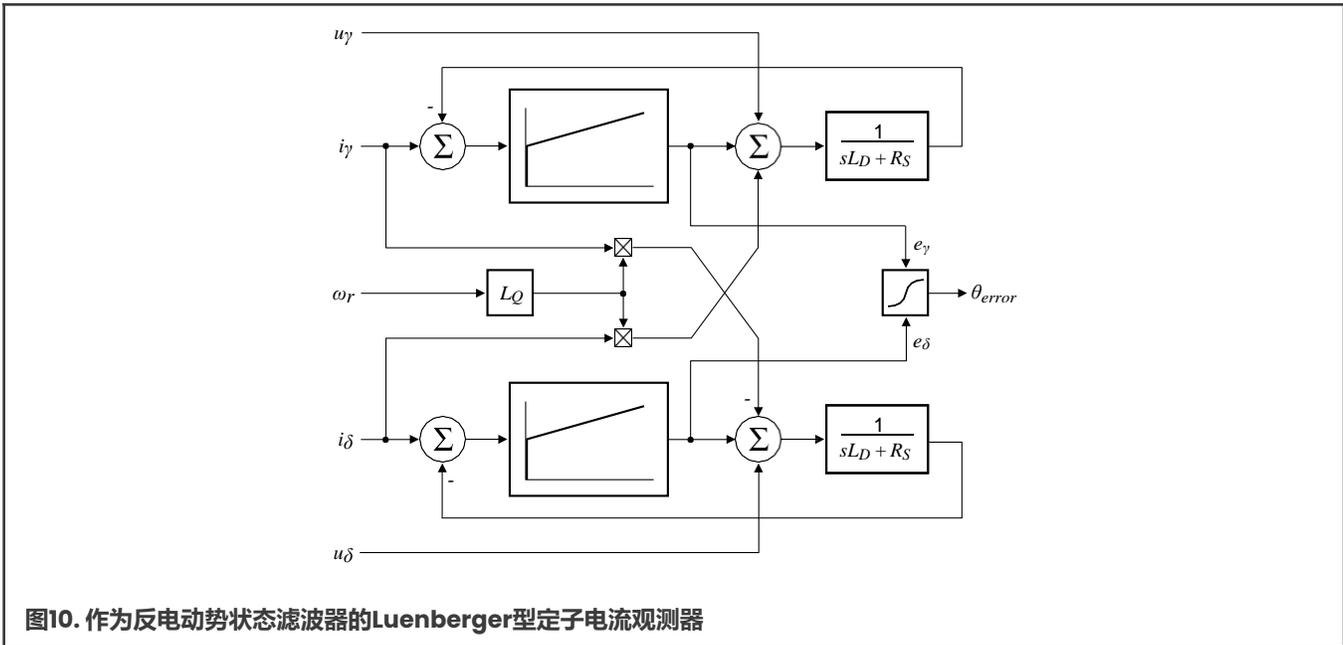
当永磁同步电机达到最低运行速度时，转子永磁体产生可以检测到的最小反电动势。反电动势观测器随后逐步过渡到闭环模式。反馈环路由反电动势观测器提供的估计角度和估计速度信号进行控制。

这种位置和角速度的估计方法基于具有扩展电动势功能的电机数学模型。该扩展反电动势模型包含来自传统定义的反电动势和定子电感的位置信息，仅通过估计扩展反电动势就能获得转子的位置和速度信息。

$$\begin{bmatrix} u_\gamma \\ u_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S + sL_D & -\omega_r L_Q \\ \omega_r L_Q & R_S + sL_D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \left( \Delta L \cdot (\omega_r i_D - s i_Q) + \psi_f \omega_r \right) \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{error}) \\ \cos(\theta_{error}) \end{bmatrix}$$

**方程15.**

对于永磁同步电机 (PMSM) 采用的观测器带有一个估计器模型，但不包含这个扩展的反电动势项。通过图10中所示的观测器，我们可以估计出这个扩展的反电动势项，而这个观测器本身是基于PMSM定子电流的简化版。本文提出的反电动势观测器是在旋转参考系 (dq) 中实现的。这个dq轴估计器由两部分组成：一部分是基于RL电机电路的定子电流观测器，另一部分是估计出的电机参数。电流观测器的输入包括实际施加到电机上的电压、与电机q轴电感Lq相对应的交叉耦合旋转项，以及补偿器的校正输出。由于反电动势并未包含在该观测器模型中，观测器提供了反电动势信号作为干扰。



### 2.3.8 速度和位置信息的获得

为了从位置误差中获得速度和位置信息，使用了跟踪观测器。该算法采用锁相环机制。它需要一个输入参数作为相位误差。这种相位跟踪观测器使用标准PI控制器作为环路补偿器，如图11所示。

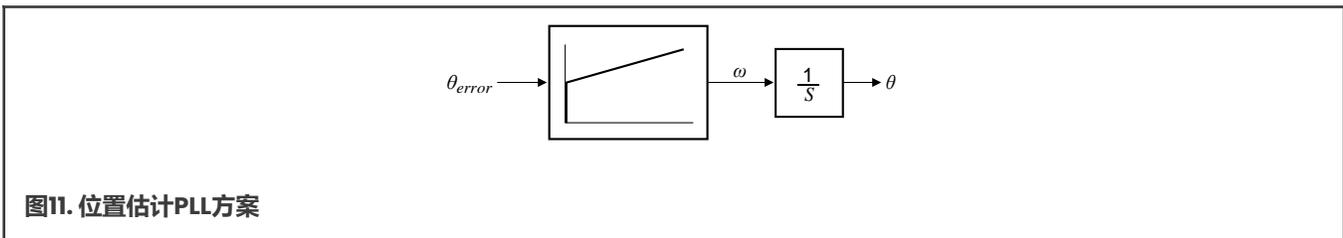
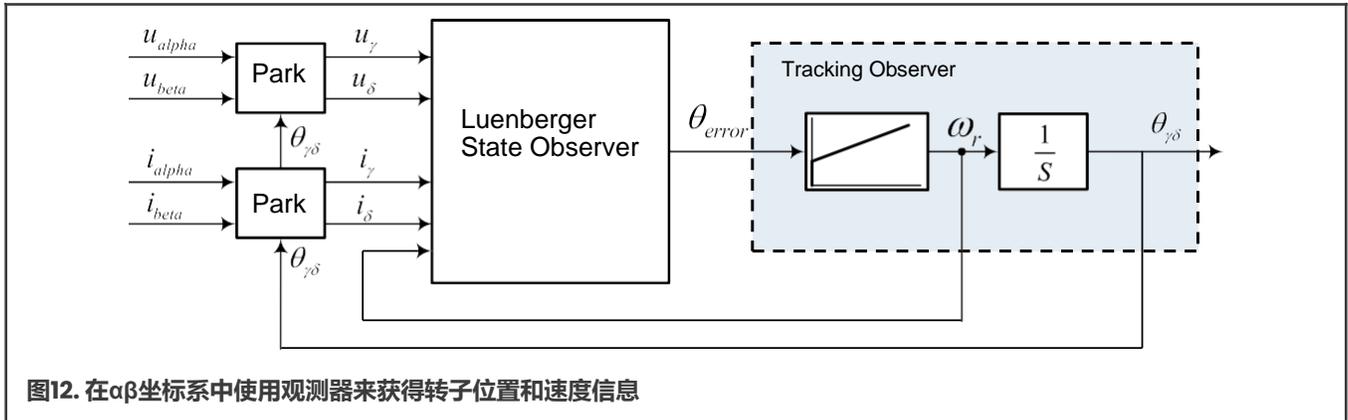


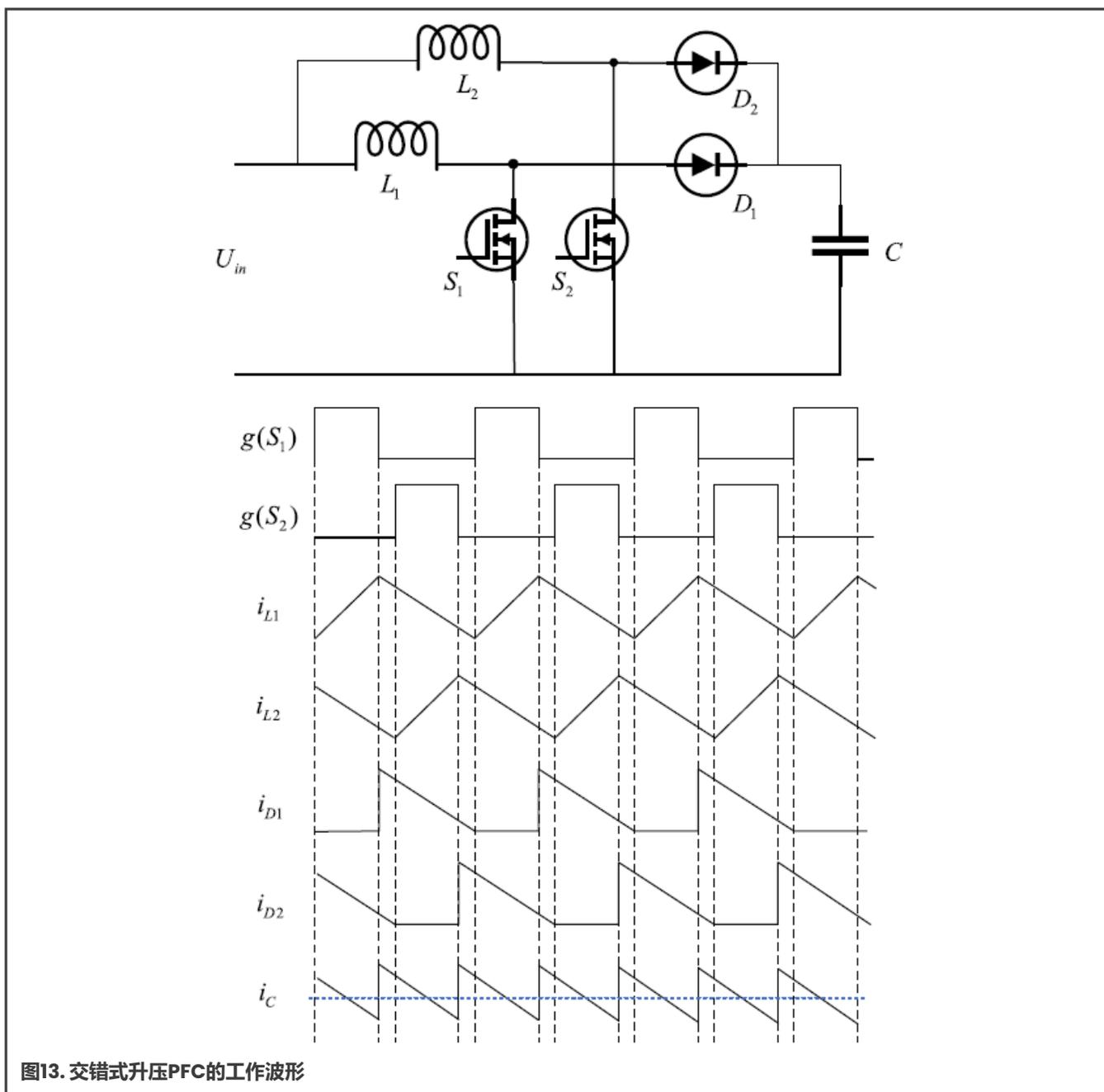
图12所示为反电动势观测器和跟踪观测器的全貌。θ<sub>vδ</sub>表示估计的转子位置，ω<sub>r</sub>为估计的速度。



## 2.4 PFC平均电流控制理论

### 2.4.1 交错式升压PFC的基础知识

交错式PFC由两个并联的升压转换器组成。如图13所示，由于电感电流相互偏移了 $180^\circ$ ，交错操作在不增加开关损耗的情况下提高了电流纹波的有效频率，还减少了输入电流纹波和输出电容电流纹波。因此，实现了电感和EMI滤波器整体尺寸的显著减小，进而提升了功率密度。



然而，保持两个交错式转换器之间的电流平衡至关重要，因为由于设备和控制参数的原因，如果电流不平衡，可能会在特定相位上产生更多的热应力，甚至触发过流保护。要实现电流平衡，应对两个相位采用相同的电流参考值，并分别对它们进行控制。这样，闭环控制会确保电流的自动平衡，如图14所示。

将感测到的直流母线电压 $V_o$ 与参考总线电压 $V_{ref}$ 进行比较。这个误差信号随后被输入到电压控制器，以便调整母线电压至设定的参考水平。电压控制器的输出与转换器的功率传输量成正比。为了消除输入电压变化的影响，需要用交流输入的峰值电压值的平方来补偿电流参考值。整流后的交流输入电压还对电压控制器的输出进行调制，保证PFC输入电流与交流输入电压的相位一致。将感测到的开关电流 $i_{s1}$ 和 $i_{s2}$ 分别与生成的电流参考值 $i_{ref}$ 进行比较。误差信号被输入到两个独立的电流控制器，以生成每个相位的PWM占空比命令。

更多关于控制环路设计的详细信息，请参阅《平均电流模式交错式PFC控制》（文件AN5257）。

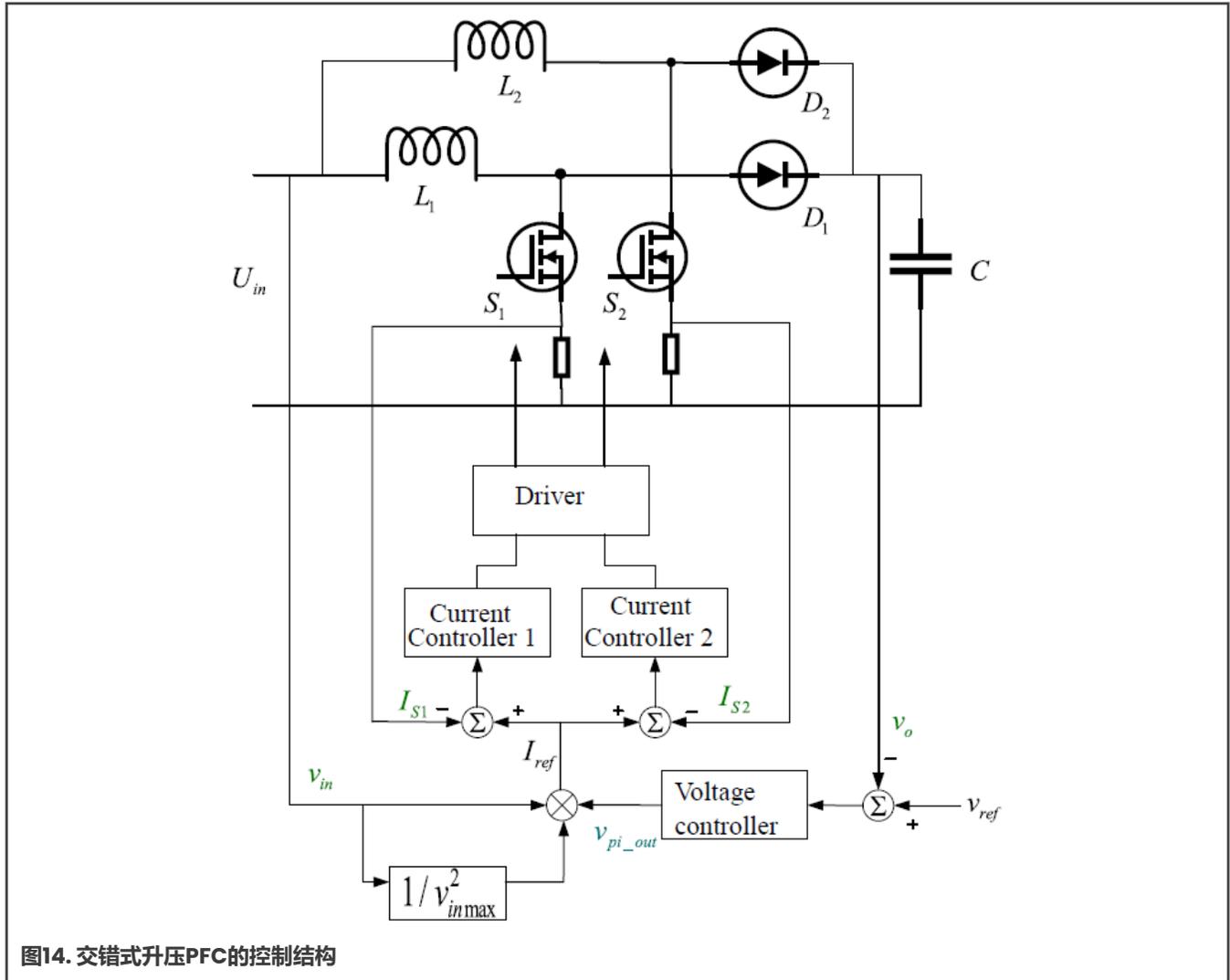


图14. 交错式升压PFC的控制结构

根据电感电流是否连续，升压PFC可以在三种模式下工作：

- 连续电流模式 (CCM)
- 临界电流模式 (CRM)
- 断续电流模式 (DCM)

大功率范围的转换器通常是连续电流模式 (CCM) 设计的。CCM升压PFC通常采用平均电流控制。然而，在输入电压过零点附近存在断续电流模式 (DCM)，这会导致输入电流失真，特别是在轻载的情况下。造成这种失真的主要原因有两个：一是采样错误，二是转换器在连续电流模式与断续电流模式下的动态特性差异。

### 2.4.2 错误采样引起的反馈电流校正

对于平均电流控制的升压PFC，常见的选择是在其上升沿的中点对电感电流进行采样。当PFC转换器在连续电流模式 (CCM) 下工作时，如图15所示，电感电流采样 $i_{i\_sample}$ 等于平均电流 $i_{i\_avg}$ 。因此，采样电流可以直接用于平均电流控制。

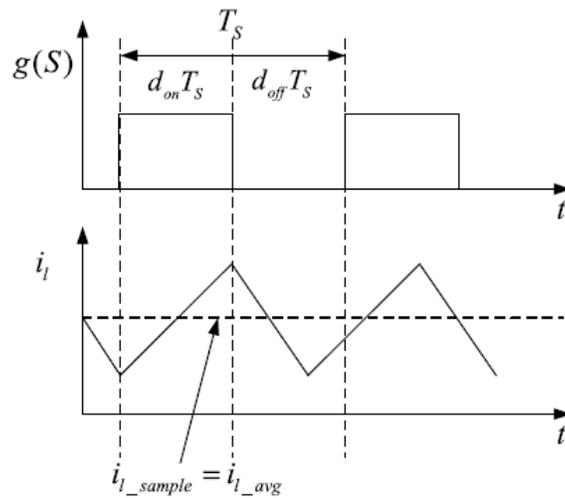


图15. CCM的电流波形

当PFC转换器在断续电流模式（DCM）下工作时，如图16所示，电感电流采样 $i_{l\_sample}$ 大于平均电流 $i_{l\_avg}$ 。因此需要用校正算法来获得准确的平均电流。

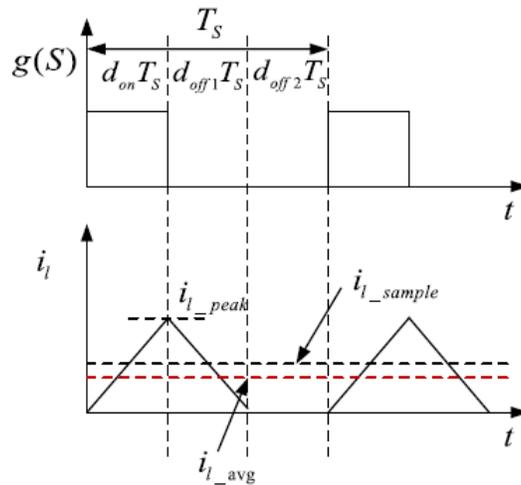


图16. DCM的电流波形

在一个切换周期中，峰值电感电流 $i_{l\_peak}$ 为：

$$i_{l\_peak} = \frac{v_{in} d_{on} T_s}{L}$$

方程16.

其中：

- $v_{in}$ 为输入电压。
- $d_{on}$ 为占空比。
- $T_s$ 为切换周期。
- $L$ 为电感值。

根据电感伏秒平衡原理，电感电流放电时间占空比 $d_{off1}$ 为：

$$d_{off1} = \frac{v_{in}d_{on}}{v_o - v_{in}}$$

方程17.

其中 $v_o$ 是输出电压。

根据方程16和方程17，可获得 $i_{L\_avg}$ ：

$$i_{L\_avg} = \frac{1}{2}i_{L\_peak}(d_{on} + d_{off1}) = \frac{1}{2}i_{L\_peak}\frac{v_o d_{on}}{v_o - v_{in}}$$

方程18.

电感电流在上升沿的中点进行采样。方程19给出了 $i_{L\_avg}$ 和 $i_{L\_sample}$ 之间的关系。

$$i_{L\_avg} = i_{L\_sample}\frac{v_o d_{on}}{v_o - v_{in}}$$

方程19.

### 2.4.3 不同转换器动态特性的前馈占空比补偿

由于转换器在连续电流模式（CCM）和断续电流模式（DCM）下的动态特性变化较大，如果在这两种模式下使用同一个控制器，可能会导致电感电流跟踪性能不佳和输入电流失真严重。为了在不增加控制器设计复杂性的前提下抑制电流失真，可以采用增加占空比前馈的方法。这样，可以计算出理想的占空比，并将其加到电流控制器的输出中，以生成最终的占空比。这样，电流控制器只需补偿较小的输入电流误差，无需高增益环路。为CCM下的转换器设计的PI控制器能够在整个运行过程中实现低电流失真。

在CCM下，占空比的理想值 $d_{CCM}$ 的推导方式如下所示：

$$d_{CCM} = 1 - \frac{v_{in}}{v_o}$$

方程20.

在DCM下，输入电流与占空比有直接关系，可以根据方程18进行计算，与方程16相结合，将 $d_{DCM}$ 表示为 $d_{on}$ 。DCM下的平均电流为：

$$i_{L\_avg} = \frac{1}{2}i_{L\_peak}\frac{v_o d_{DCM}}{v_o - v_{in}} = \frac{1}{2}\frac{v_{in}d_{DCM}T_s}{L}\frac{v_o d_{DCM}}{v_o - v_{in}}$$

方程21.

根据图14所示的控制结构，所需的平均电流 $i_{ref}$ 为：

$$i_{ref} = \frac{v_{pi\_out}v_{in}}{v_{inmax}^2}$$

方程22.

其中 $v_{pi\_out}$ 为电压控制器的输出。

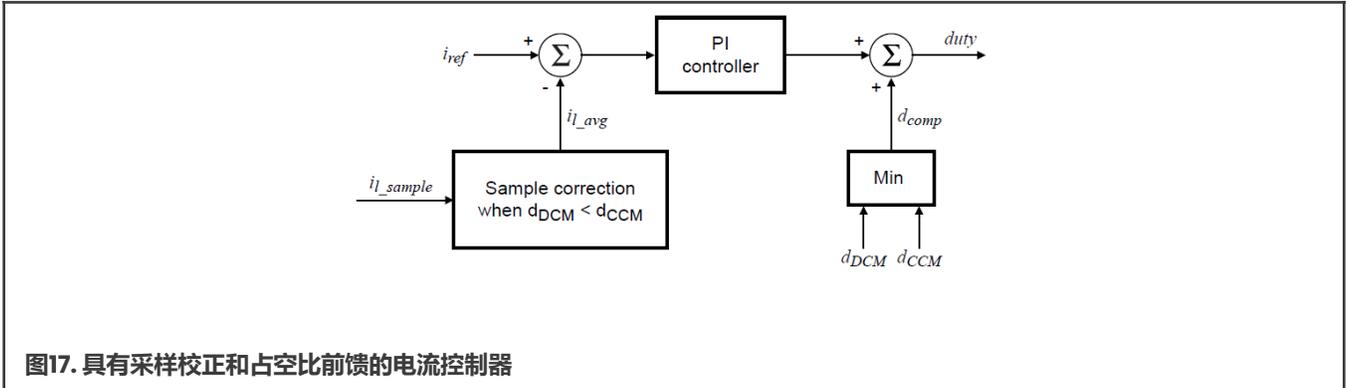
假设理想电流波形 $i_{L\_avg} = i_{ref}$ ，则DCM理想占空比可以根据方程23计算得出。

$$d_{DCM} = \sqrt{\frac{2L v_{pi\_out}}{T_s v_{inmax}^2} d_{CCM}}$$

方程23.

当转换器设计为在临界电流模式（CRM）下运行时，计算出的两个占空比 $d_{CCM}$ 和 $d_{DCM}$ 是相等的。当转换器设计为在连续电流模式（CCM）下运行时，计算出的 $d_{DCM}$ 大于 $d_{CCM}$ 。反之，当转换器在断续电流模式（DCM）下运行时，计算出的 $d_{DCM}$ 小于 $d_{CCM}$ 。因此，在混合模式下运行时，所需的占空比前馈值是 $d_{CCM}$ 和 $d_{DCM}$ 的组合。取这两个占空比中的较小值即可获得正确的值。

图17所示为输入电流控制器，包括反馈电流校正和占空比前馈。



## 3 系统概念

### 3.1 电机控制和交错式PFC的时序

为了在56F83783上用一块芯片实现一个PMSM FOC和两相交错式PFC控制，电机控制PWM波形与PFC PWM波形之间的同步至关重要。这种同步为ADC创建了一个扫描顺序，涵盖了电机和PFC控制所需的所有反馈模拟信号。图18所示为ADC配置、ISR设置以及触发信号生成的详细系统时序。

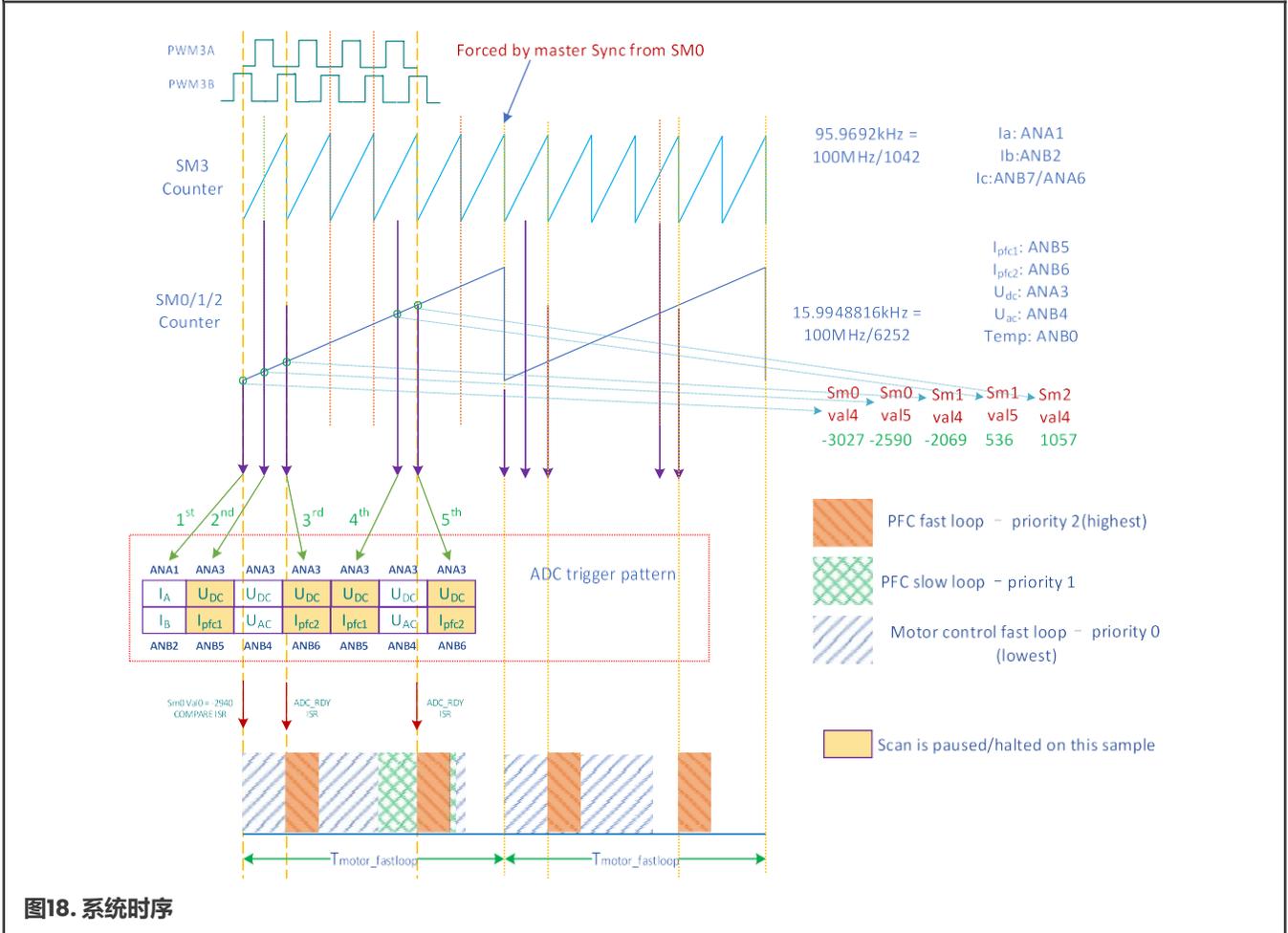


图18. 系统时序

### 3.2 关键外设的设置

要构建一个PMSM控制和交错式PFC控制的系统，三个关键外设必不可少。参见图18。

- eFlexPWMA：子模块（SM）0-2用于PMSM控制，SM3的两个输出用于PFC控制。eFlexPWMA的时钟为100MHz，与总线时钟相同。**SM0-2**的工作频率为15.99kHz，而**SM3**的工作频率为95.9692kHz，是**SM0-2**的6倍。**SM3**由来自**SM0**的主同步信号同步，该主同步信号是**SM0**中VAL1的比较匹配信号。对于两相交错式PFC，**SM3**的输出相移为180°。
- ADC：ADC配置为同时并行模式。创建一个**ADC触发模式**至关重要，如图18所示，它实际上是由eFlexPWM反复触发并由ADC转换的扫描顺序。一个SM0 PWM周期内有5个触发信号，由VALx比较匹配信号生成。
  - 第一个触发信号处于SM0 PWM周期的开始，对于PMSM控制，该信号恰好位于NULL（000）矢量的中间。它启动顺序的转换，使两相电流IA和IB同时被ADC采样/转换。完成IA和IB的转换后，ADC应立即转换下一对信号（UDC和I<sub>pf1</sub>）。此时，ADC被设置为在完成这一对信号的转换后暂停，等待第二个触发信号。与此同时，IA和IB的转换完成后，SM0 VAL0会生成一个比较匹配的ISR，以实现FOC的快速环路。
  - 第二个触发信号位于PFC相I电路的PWM-ON周期中间，由PWM3A控制。当该触发信号出现时，直流母线电压UDC和MOS电流I<sub>pf1</sub>被采样/转换。在UDC和I<sub>pf1</sub>的转换完成后，不会有暂停，ADC将立即采样和转换下一对信号（UDC和交流输入电压UAC）。在UDC和UAC的转换完成后，ADC应立即转换下一对信号（UDC和I<sub>pf2</sub>）。ADC被配置为在这一对信号转换后暂停，等待第三个触发信号。

- 第三个触发信号位于PFC相2电路PWM-ON周期的中间，由PWM3B控制。在该触发信号出现时，直流母线电压UDC和MOS电流 $i_{pfc2}$ 被采样/转换。同时，在UDC和 $i_{pfc2}$ 转换完成后，ADC就绪ISR被生成，其中实现了相1和相2的PFC快速环路。由于序列中下一对信号上设有暂停，ADC将等待第四个触发信号。
  - 为了确保PFC快速环路的控制频率为32kHz，PMSM快速环路的频率为16kHz，第4个和第5个触发信号被放置在图18所示的适当位置。相1和相2的MOS电流的采样方式与第二个和第三个触发信号完全相同。在序列中最后一对信号转换完成后，将生成ADC就绪ISR。
  - 该序列（ADC触发模式）在每个SM0 PWM周期内执行一次。通过设置用于实现FOC的SM0 VAL0比较ISR为最低中断优先级，并且设置用于实现PFC电流环路的ADC就绪ISR为最高优先级，从而合理地分配CPU负载。在EVTG中，这5个触发信号通过AOI进行“或”运算。
- PIT0: PIT0用于为PFC电压环路生成10 kHz周期性中断。ISR的优先级介于FOC快速环路和PFC快速环路之间。

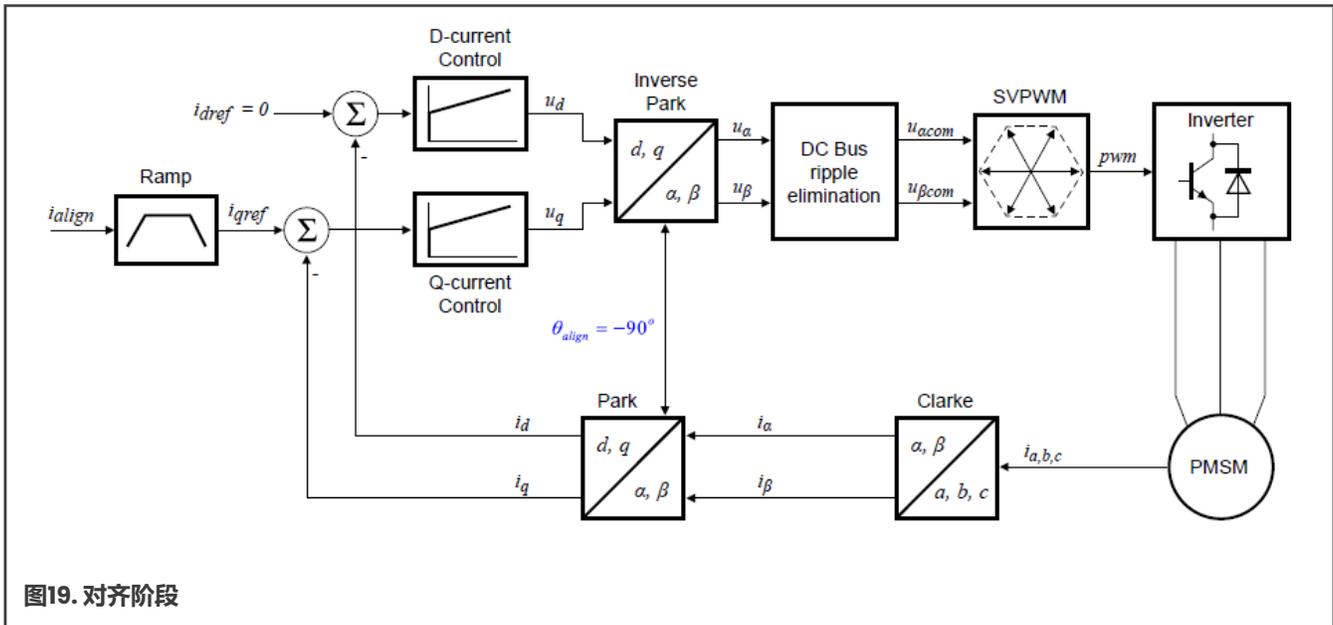
### 3.3 应用说明

#### 3.3.1 电机控制流程

对于该应用中的PMSM无传感器矢量控制，需要三个主要阶段：对齐、开环启动、合并和闭环旋转。

##### 3.3.1.1 对齐

要启动电机，需将转子对齐到一个已知位置，以确保稍后有最大的启动转矩。D轴电流参考值 $i_{dref}$ 为0，q轴电流参考值 $i_{qref}$ 为0.5A。转子位置为 $-90^\circ$ 。α轴上将有一个电流矢量，持续时间为0.8秒。图19所示为控制框图。



### 3.3.1.2 开环启动

对齐后，转子已被放置在与A轴对齐的位置0。在这个位置构造一个电流矢量，并开始以逐渐增加的速度旋转。在该过程中，电转矩随着电流矢量与转子磁通之间的夹角的增加而增大。只要电流矢量与转子磁通之间的夹角保持在 $90^\circ$ 以下，就不会失步。显然，要拉动重负载，就需要较大的电流。在该应用中，由于轴上的负载较轻， $i_{qref}$ 为0.5A， $i_{dref}$ 为0。在该阶段，d轴位置是通过爬坡速度积分得到的。当转速达到500 RPM时，转速不再增加。

在当前矢量速度高于250 RPM时，观测器开始工作。

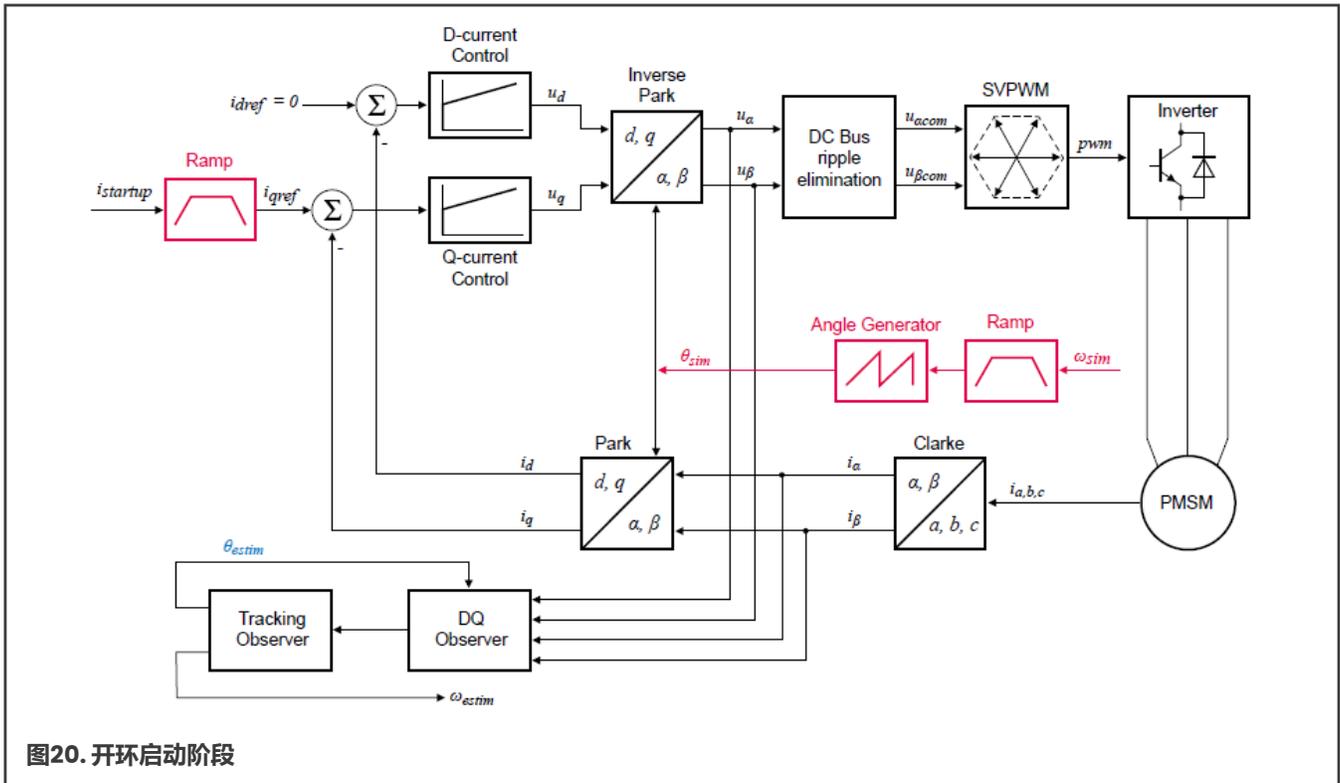
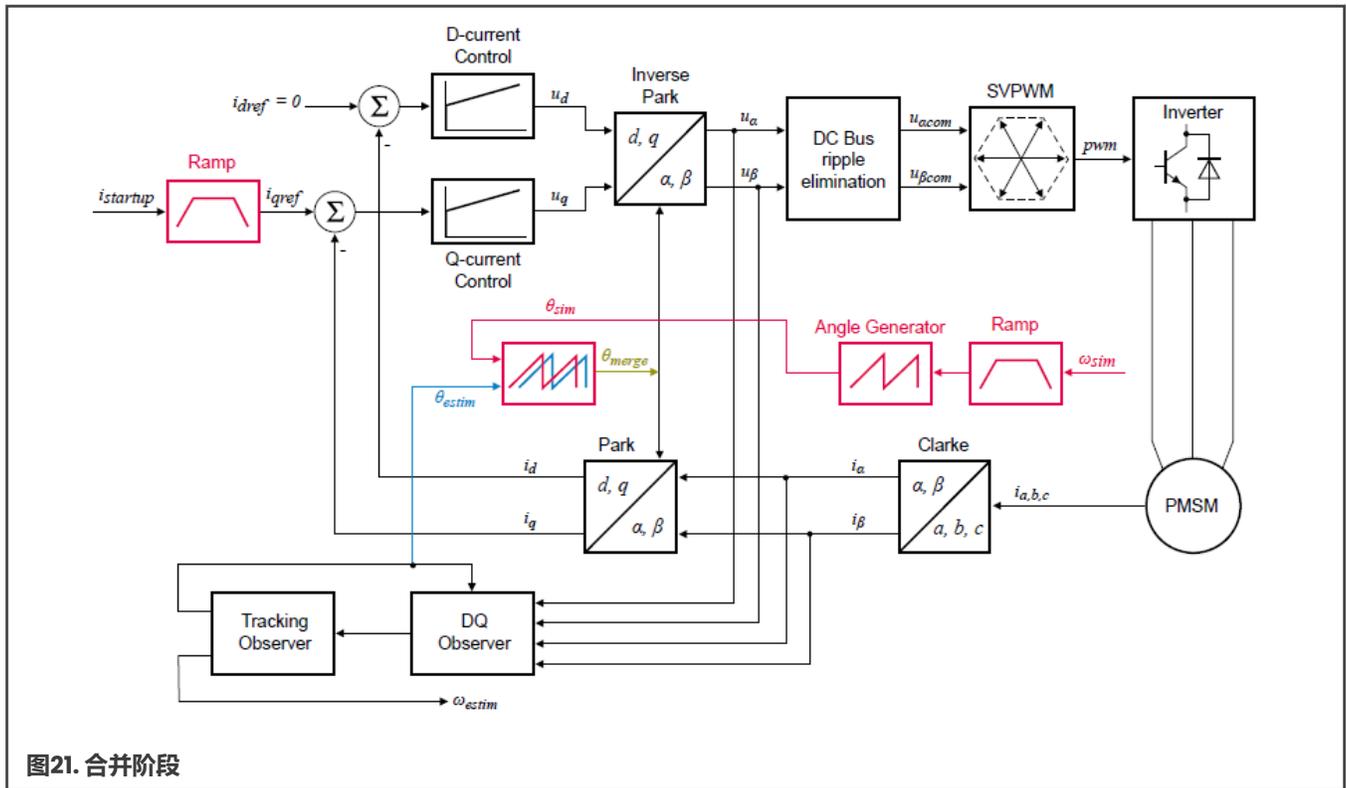


图20. 开环启动阶段

### 3.3.1.3 合并

在开环启动阶段结束时，一旦电流矢量速度达到500 RPM，就可以假设转子速度也已经达到了500 RPM，观测器正常工作。此时可以从手动设定的转子位置 $\theta_{sim}$ 切换到观测的转子位置 $\theta_{estim}$ ，如图21所示。



当电流矢量速度达到500 RPM时， $\theta_{sim}$ 和 $\theta_{estim}$ 之间必然有一个差异。不建议突然从 $\theta_{sim}$ 切换到 $\theta_{estim}$ ，因为这会导致不希望出现的电流尖峰。为了使过渡过程平滑，创建了一个新的位置 $\theta_{merge}$ 。

$$\theta_{merge} = \theta_{sim} + Coeff \cdot (\theta_{estim} - \theta_{sim})$$

$Coeff$ 是一个变量，在100个快速环路中从0增加到1。从手动设定的位置转移到观测位置需要6.2 ms。

### 3.3.1.4 闭环旋转

在合并阶段结束时，当 $Coeff$ 达到1时，观测位置完全用于FOC，并开启速度环路控制。实际q轴电流被设置到速度控制器的积分部分，以确保q轴电流参考值没有阶跃变化。此时，速度环路 and 电流环路完全参与控制，转子位置和速度反馈都来自观测器。

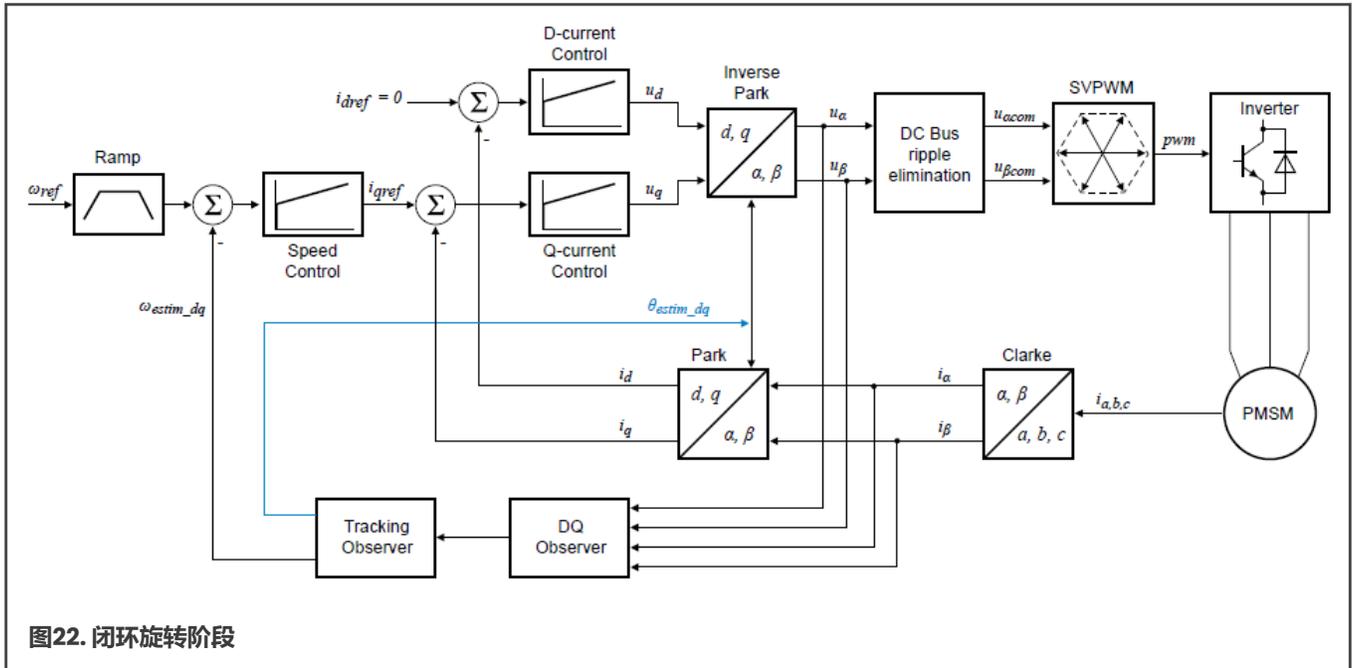


图22. 闭环旋转阶段

### 3.3.2 PFC控制流程

两个控制环路用于PFC控制：

- 外环控制直流母线电压。
- 内环控制电感电流，使电流呈正弦曲线，并保持与输入电压相同的相位。

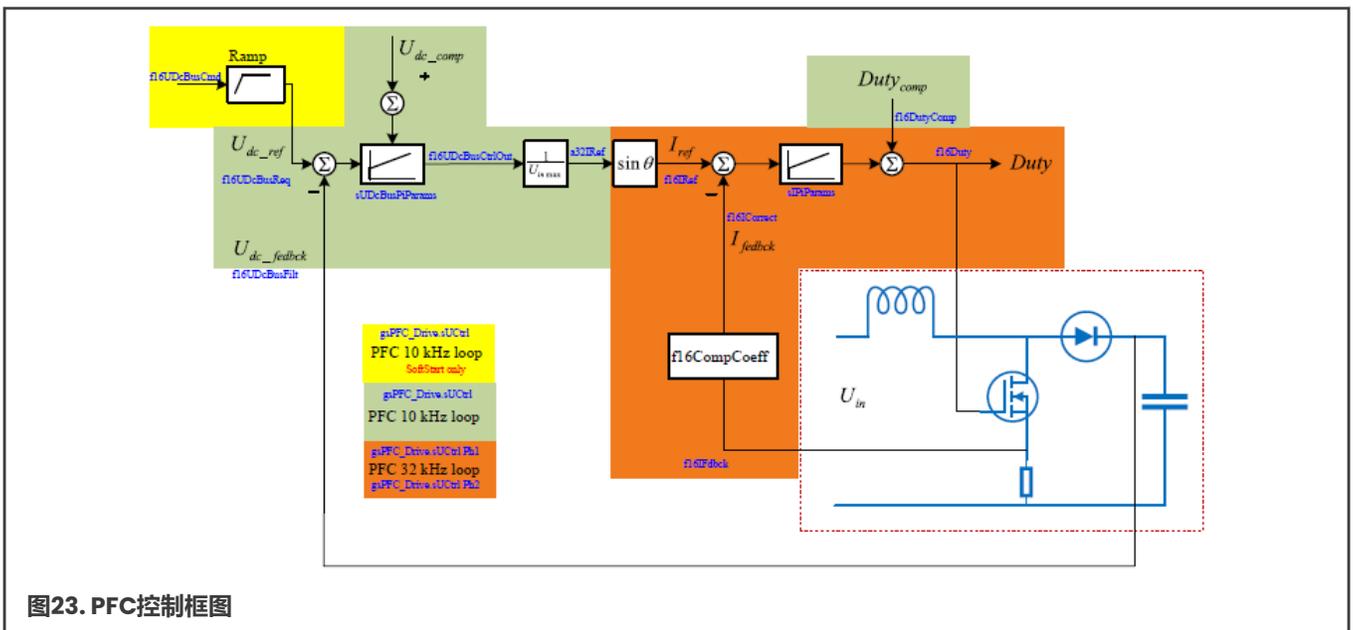
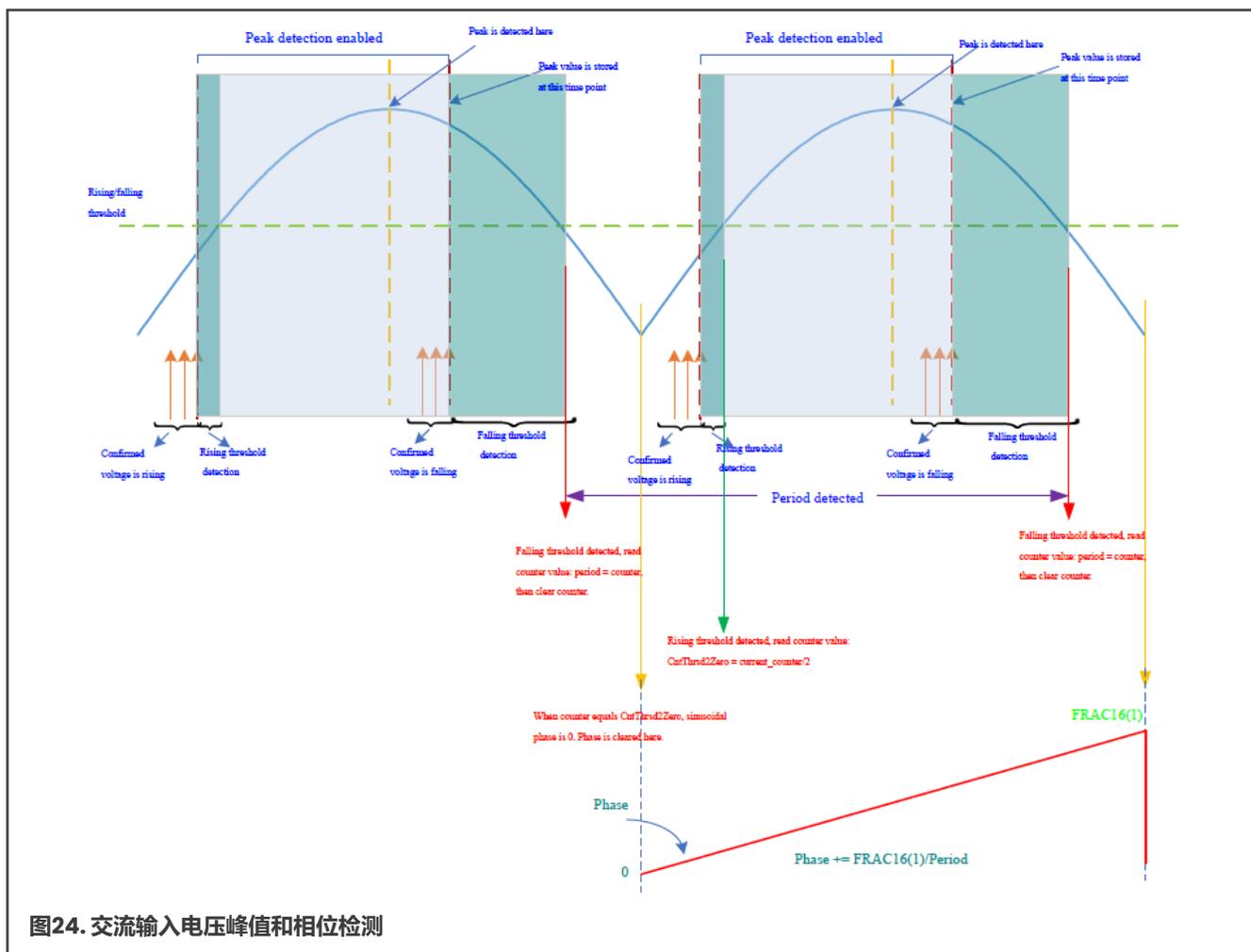


图23. PFC控制框图

### 3.3.3 交流输入电压峰值及相位检测

需要最新的交流输入电压峰值和相位信息来补偿控制器并获得电流参考值。

- 交流输入电压峰值在PIT0\_ISRHANDLER中检测，以10kHz的频率更新。实际的直流母线电压也在该ISR中更新。如图20所示，当检测到电压上升趋势时，程序开始检测峰值，当电压开始下降时，将检测到的最大值视为峰值。在检测到8个交流输入电压峰值之前，不能启用PFC。
- 交流输入电压相位（过零）在ADC\_A\_IRQHANDLER中检测，以32kHz的频率计算。在交流输入峰值电压检测过程中，在确认电压上升趋势后程序开始检测上升阈值，当确认了电压下降趋势后开始检测下降阈值。上升和下降阈值具有相同的值。两个连续的下降阈值检测间隔为交流输入周期的一半。检测到上升阈值的时刻被用来计算交流输入的过零点。正弦参考值可以通过检测到的过零点和交流输入周期来计算。



## 4 硬件

该应用程序是在高压开发平台（HVP-MC3PH）和HVP-56F83783（插入到HVP-MC3PH的子卡）上实现的。有关该平台的硬件详细信息，请参阅“[高压开发平台](#)”章节。

最大设计负载为800W。如果需要，用户可以通过HVP-MC3PH上的J12直接在直流母线上增加负载，J12实际上是电机的制动电阻连接器。

## 5 软件设计

整个工程是在CodeWarrior v11.1中开发的，可以在CodeWarrior® for MCUs上找到。MCUXpresso配置工具v9也用于进行所有外设初始化，包括引脚和时钟。配置工具提供GUI界面，用户可轻松配置引脚、时钟、外设以及FreeMASTER等中间件。该应用工程的开发步骤如下所示：

1. 从“[工程模板MC56F83xxx](#)”下载工程模板包。
2. 解压缩该模板包。
3. 打开CodeWarrior，将project\_template\_MC56F83783工程导入工作区。在“**导入工程**”对话框中勾选“**将工程复制到工作区**”。
4. 导入的工程中有一个.mex文件，该文件可以通过配置工具直接打开。

### 5.1 分数表示

该应用程序主要采用分数形式来表示大多数数值。恩智浦DSC支持分数运算，本应用程序和算法库都充分利用了这一特性。

N位带符号的分数格式使用1.[N-1]格式（1个符号位，N-1个小数位）表示。带符号的分数（SF）的取值范围如下所示：

$$-1.0 \leq SF \leq +1.0 - 2^{-[N-1]}$$

对于字和长字格式的带符号分数，可以表示的最小负数为-1.0，其内部表示分别为0x8000和0x80000000。字的最大正数为0x7FFF或 $1.0 - 2^{-15}$ ，长字的最大正数为0x7FFFFFFF或 $1.0 - 2^{-31}$ 。

简而言之，有符号的N位整数表示的1.[N-1]格式的分数值为：

$$\frac{\text{integer}}{2^{N-1}}$$

### 5.2 模拟量的缩放

下式展示了实数表示和分数表示之间的关系：

$$\text{Fractional value} = \frac{\text{Real Value}}{\text{Real Quantity Range}}$$

方程24.

其中：

- 分数值=数量的分数表示[-]
- 实际值=以物理单位表示的实际数量[..]
- 实际数量范围=以物理单位表示的用于缩放的最大定义数量值[..]

#### 5.2.1 电机控制的缩放

下面的小节介绍了PMSM矢量控制中物理量的缩放方式。

##### 5.2.1.1 电流缩放

电流通常通过测量采样电阻上的压降来确定，并通过运算放大器进行放大，如图25所示。如果同时需要正电流和负电流，则放大的信号会有一个偏移值。该偏移值通常是ADC范围的一半。最大电流幅度与ADC最大输入电压范围的一半成正比，如图26所示。

在图25所示的电路中，展示了逆变器的一个支路。采样电阻为0.05Ω，放大器增益为4.121，输出上增加的偏移值为1.65V。  
-8~8A的电流范围对应ADC通道输入端的0~3.3V，这反过来又表明在代码中，-8~8A的电流范围对应-1~1的分数值，如图26所示。在这种情况下，电流幅度为8A。

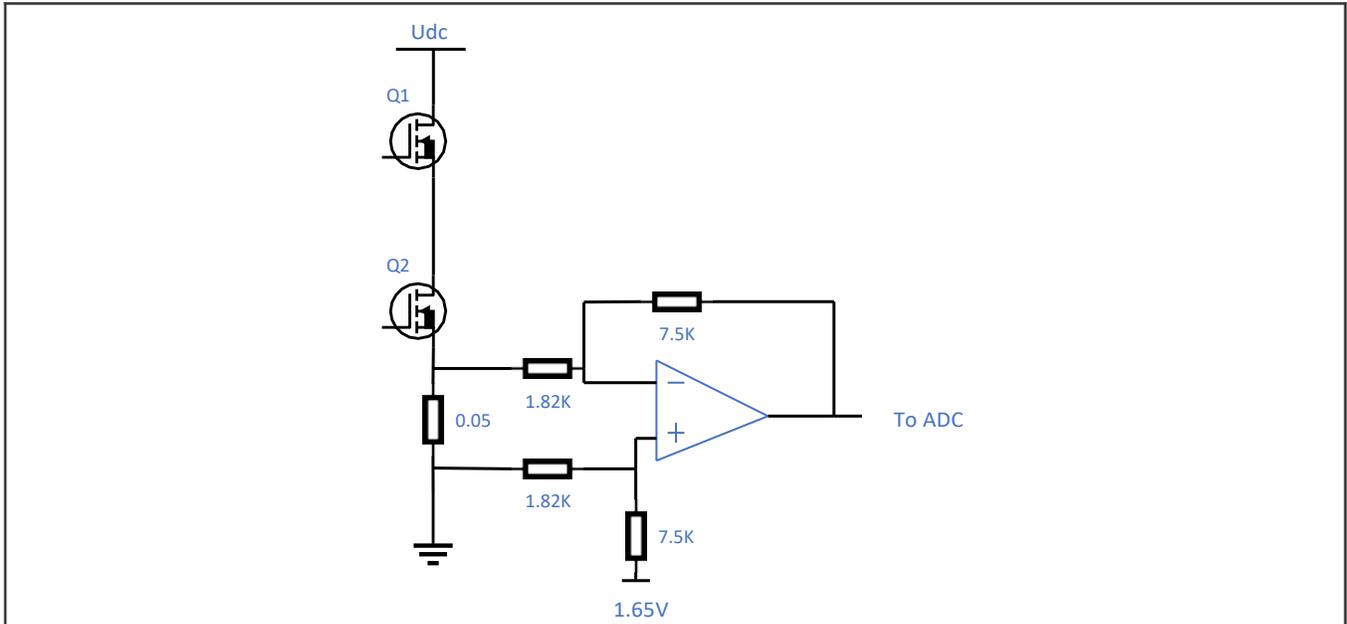


图25. 相电流采样电路

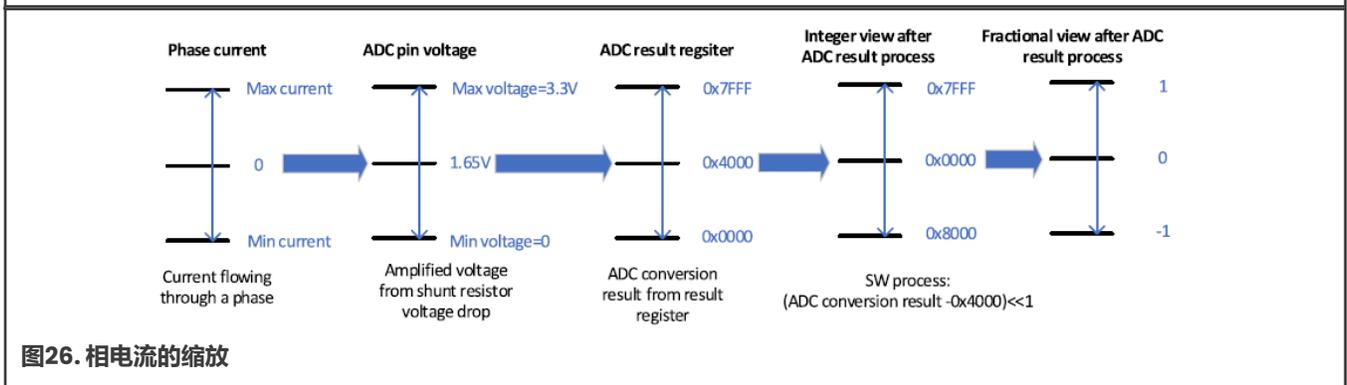
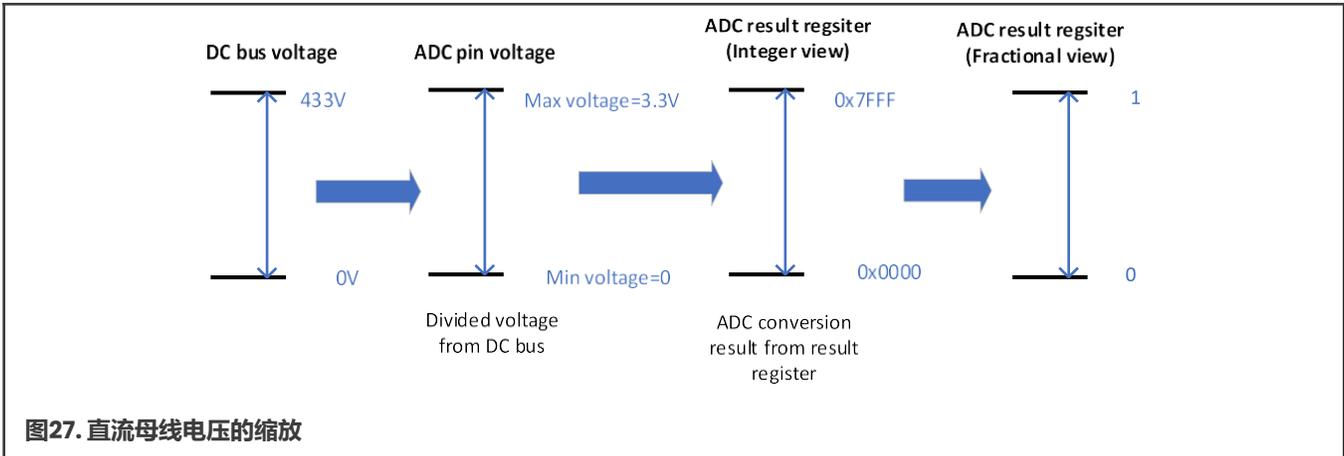


图26. 相电流的缩放

### 5.2.1.2 直流母线电压的幅度

电压通常通过ADC在电压电阻分压器上进行测量，因此最大电压幅度与ADC的最大输入电压范围成正比。在该应用中，最大电压为433V。有关详细信息，请参见图27。



### 5.2.1.3 相电压的幅度

对于相电压的缩放，选择最大物理可测量相电压作为其幅度。在稳定状态下，相电压为正弦波，因此相电压的最大幅值为电压幅度。由于电流和电压都被馈送到观测器中，以获得转子的位置和速度信息，为了保证观测器的精度，相电压也应以最大幅值作为其幅度。

如“空间矢量调制”部分所述，6个基本电压矢量的长度为直流母线电压，因此一个基本电压矢量最大长度实际上是直流母线的电压幅度，在本应用中为433V。如图8所示，由于仅使用内切圆，电压矢量的最大可用长度为： $\frac{\sqrt{3}}{2}$ 直流母线电压幅度

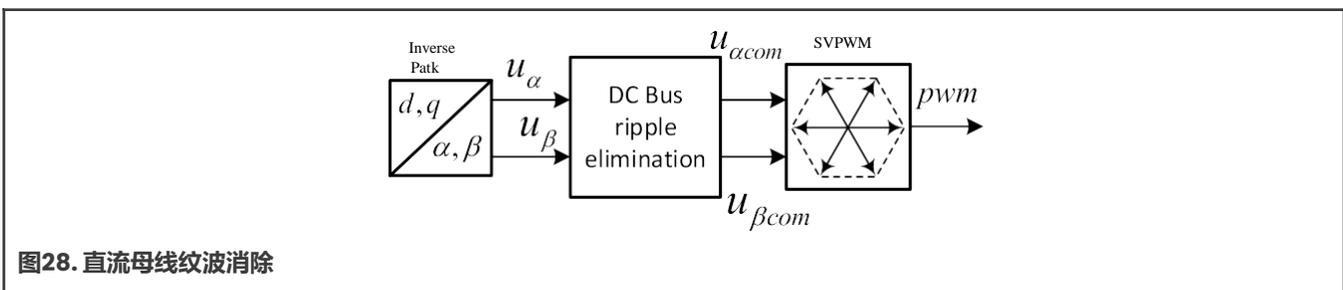
在方程6中所述的Clarke变换中，矢量长度被缩小到原来的2/3，以确保矢量长度与稳定状态下的幅值相同。因此相电压幅度为： $\frac{2}{3} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$ 直流母线电压幅度 =  $\frac{1}{\sqrt{3}}$  · 直流母线电压幅度

### 5.2.1.4 SVM输入电压的幅度

在该应用中实施空间矢量调制期间，输入是基于动态内切圆半径缩放的 $\alpha$ 和 $\beta$ 电压，如图8所示。半径取为单位1。然而，半径为： $\frac{\sqrt{3}}{2}$  · 实际直流母线电压

因此SVM的输入电压幅度与“相电压幅度”章节所述的相电压幅度不同。

为此，实现了一个名为直流母线纹波消除的算法块，用于执行不同幅度之间的转换，如图28所示。



- $u_\alpha$ 和 $u_\beta$ 表示分数相电压，使用 $\frac{1}{\sqrt{3}}$  DC\_Bus\_voltage\_scale作为其幅度。
- $u_{\alpha,com}$ 和 $u_{\beta,com}$ 表示SVM的分数输入电压，使用 $\frac{\sqrt{3}}{2}$  · real\_DC\_Bus\_voltage作为其幅度。
- $u_{dc}$ 表示分数实际直流母线电压，使用DC\_Bus\_voltage\_scale作为其幅度。

为了求 $u_{\alpha}$ 和 $u_{\alpha com}$ 之间的关系，需要遵循SVM的输入矢量长度与SVM的输出矢量长度相等的原则。基于这一规则列出了方程25。

$$u_{\alpha} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} DC\_Bus\_voltage\_scale \cdot \frac{3}{2} = u_{\alpha com} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} real\_DC\_Bus\_voltage$$

方程25.

在方程25的左侧有一个 $3/2$ ，这是SVM的输入，因为在所有FOC计算中矢量长度都减少到其 $2/3$ 。我们需要在SVM中将其恢复到原来的长度。由方程25可得：

$$u_{\alpha com} = \frac{u_{\alpha} \cdot DC\_Bus\_voltage\_scale}{real\_DC\_Bus\_voltage} = \frac{u_{\alpha} \cdot DC\_Bus\_voltage\_scale}{u_{dc} \cdot DC\_Bus\_voltage\_scale} = \frac{u_{\alpha}}{u_{dc}}$$

方程26.

$u_{\beta com}$ 的运算也是如此：

$$\begin{cases} u_{\alpha com} = \frac{u_{\alpha}}{u_{dc}} \\ u_{\beta com} = \frac{u_{\beta}}{u_{dc}} \end{cases}$$

方程27.

### 5.2.1.5 角度幅度

角度，如转子位置，用 $(-1, 1)$ 范围的16位带符号的分数值表示，对应于 $(-\pi, \pi)$ 范围内的角度。在16位带符号整数中，角度表示如下。

$$-\pi = 0x8000$$

方程28.

$$\pi = 0x7FFF$$

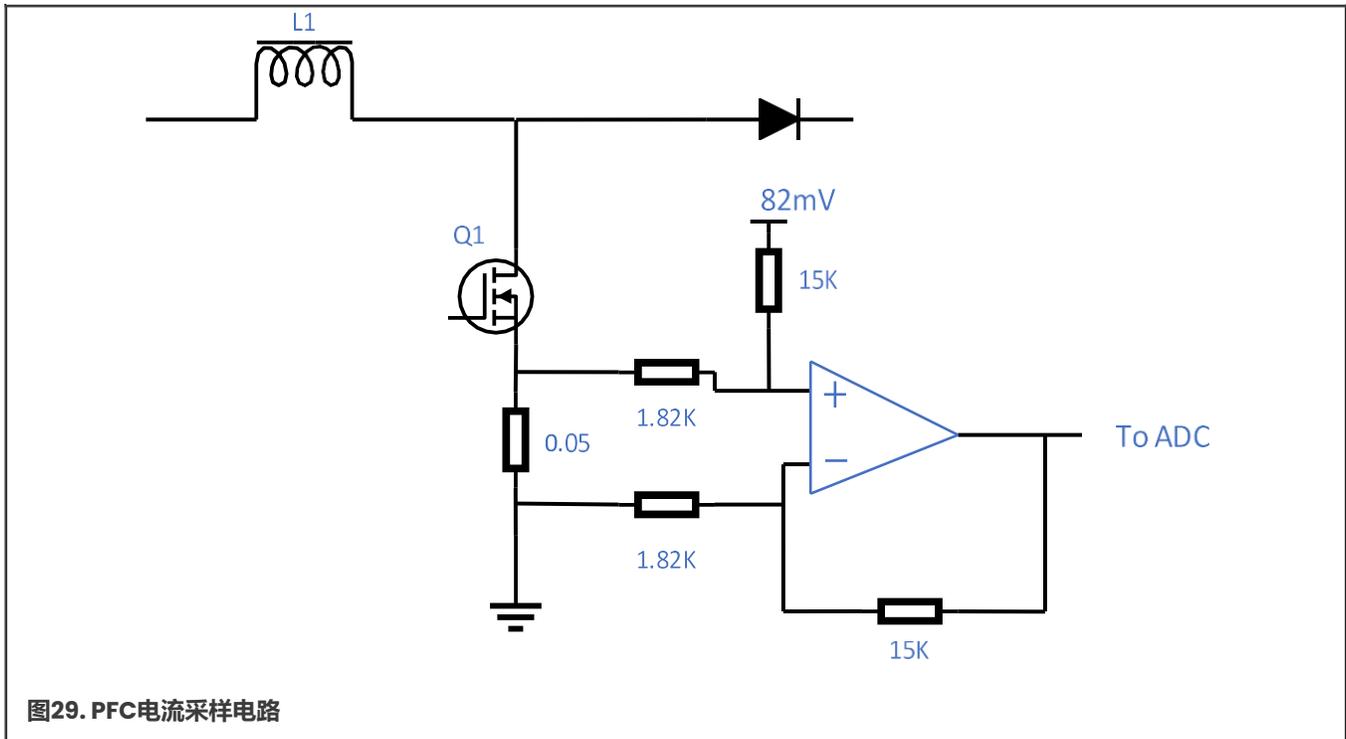
方程29.

## 5.2.2 PFC的缩放

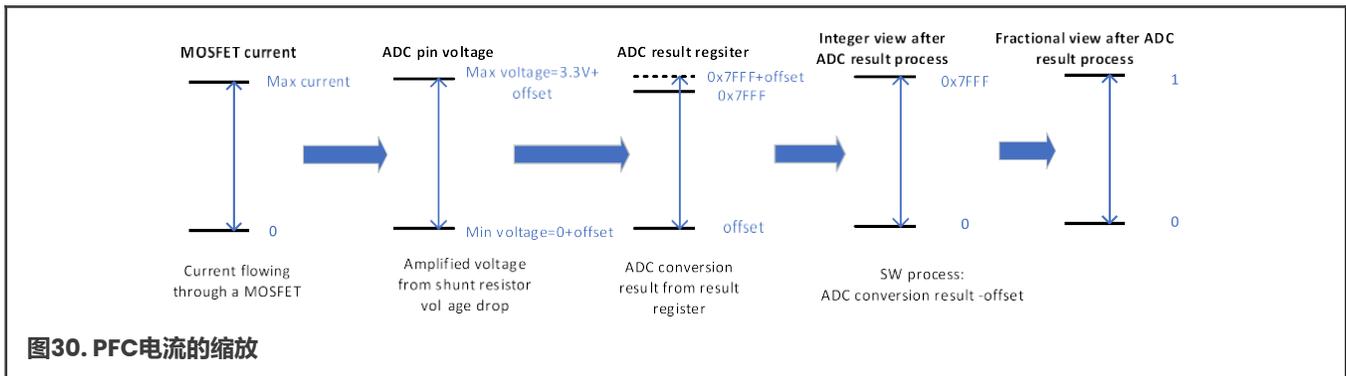
本节介绍了物理量在PFC控制中是如何缩放的。

### 5.2.2.1 电流幅度

采样电阻与升压电路中的MOSFET级联，因此在测量中没有负电流。与电机控制中的电流缩放一样，采样电阻的压降被放大，如图29所示。考虑到运算放大器可能不会在输出端输出0V（即，并非理想的轨对轨输出），在输出端增加了一个非常小的偏移值。



在本示例中，通过图30所示的处理，PFC电流0-8A对应到分数0-1。



### 5.2.2.2 电压幅度

电机和PFC控制都需要直流母线电压，因此它们共享“直流母线电压幅度”部分所述的电路。首先对交流输入电压进行整流，然后使用相同的电阻分压器阶梯进行采样。其幅度也是433V。

## 5.3 代码架构

PMSM和PFC控制是中断驱动的。系统中有三个ISR。

- **PWMA\_COMPARE\_0\_IRQHANDLER:** 由SM0 VAL0比较匹配信号生成，优先级最低，频率为16kHz。在该ISR中实现了PMSM FOC快环和慢环。
- **ADC\_A\_IRQHANDLER:** 由ADC采样I1和I4就绪信号生成，优先级最高，频率为32kHz。该ISR实现了在主状态机中实现的交流输入电压相位检测和PFC电流环路。PFC电流环路在RUN（运行）状态下实现。
- **PIT0\_ISRHANDLER:** 由PIT0周期性中断生成，具有中等优先级，频率为10kHz。该ISR实现了交流输入电压峰值检测和PFC电压环路。还实施了一个简单的状态机，根据负载控制直流母线电压控制器的行为。

## 5.4 状态机

电机控制有两种状态机，即主状态机和子状态机，PFC也是如此。对于主状态机来说，PFC和电机控制使用相同的代码结构。

### 5.4.1 电机控制状态机和控制环路

PMSM控制的主状态机在频率为16kHz的PWMA\_COMPARE\_0\_IRQHANDLER中实现。子状态机仅在主状态机处于RUN（运行）状态时启用。

#### 5.4.1.1 电机控制的主状态机

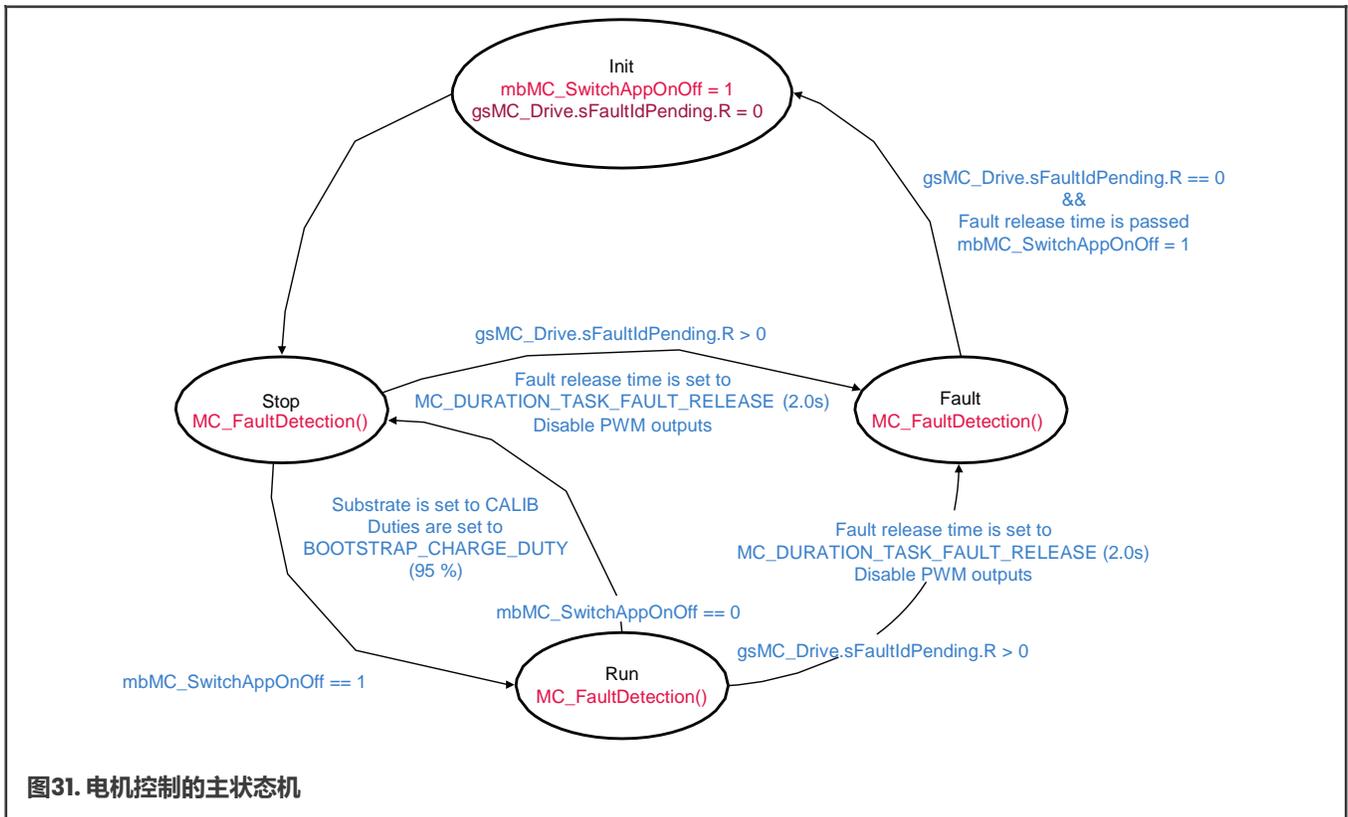


图31. 电机控制的主状态机

### 5.4.1.2 电机控制的子状态机

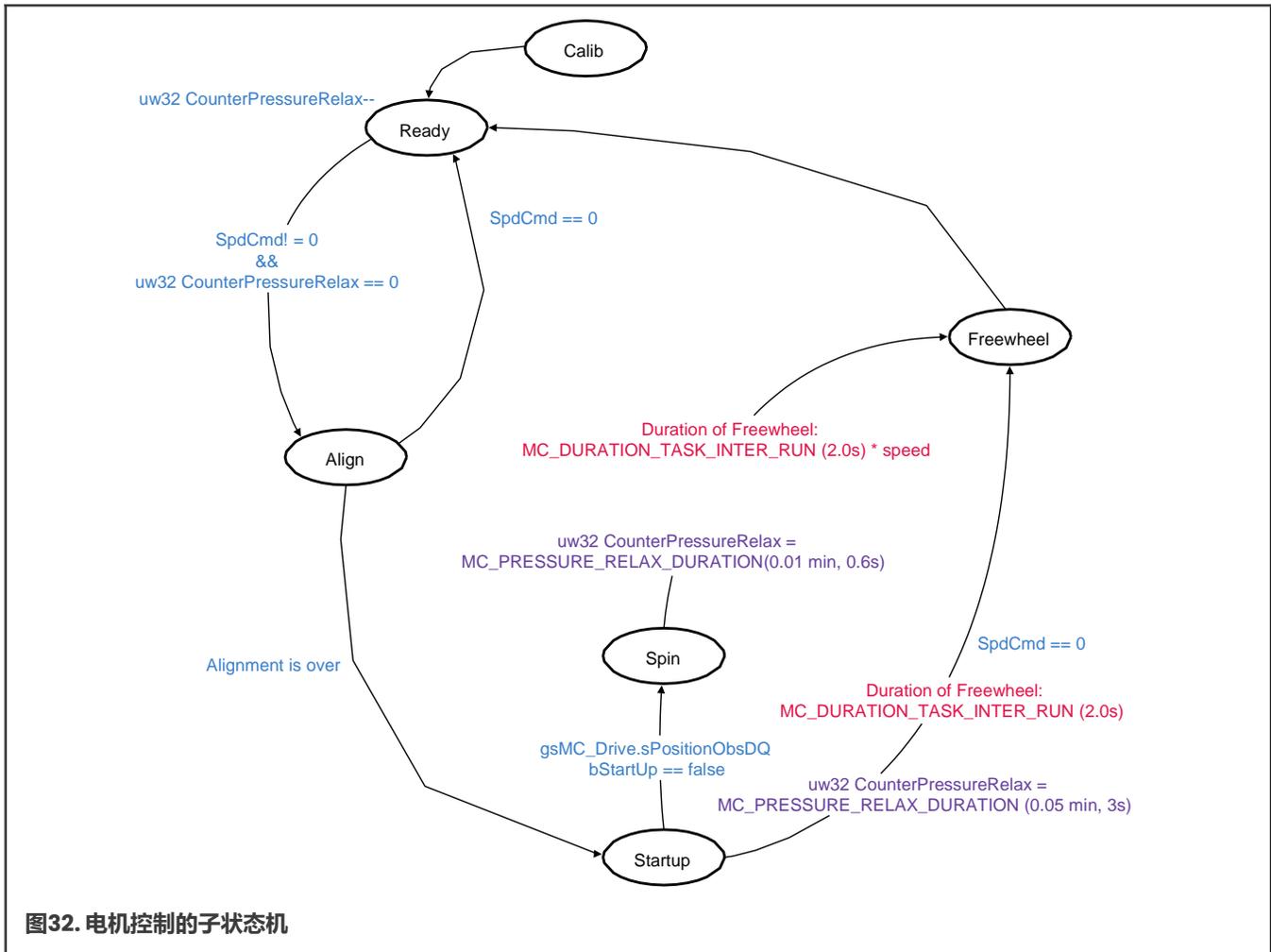


图32. 电机控制的子状态机

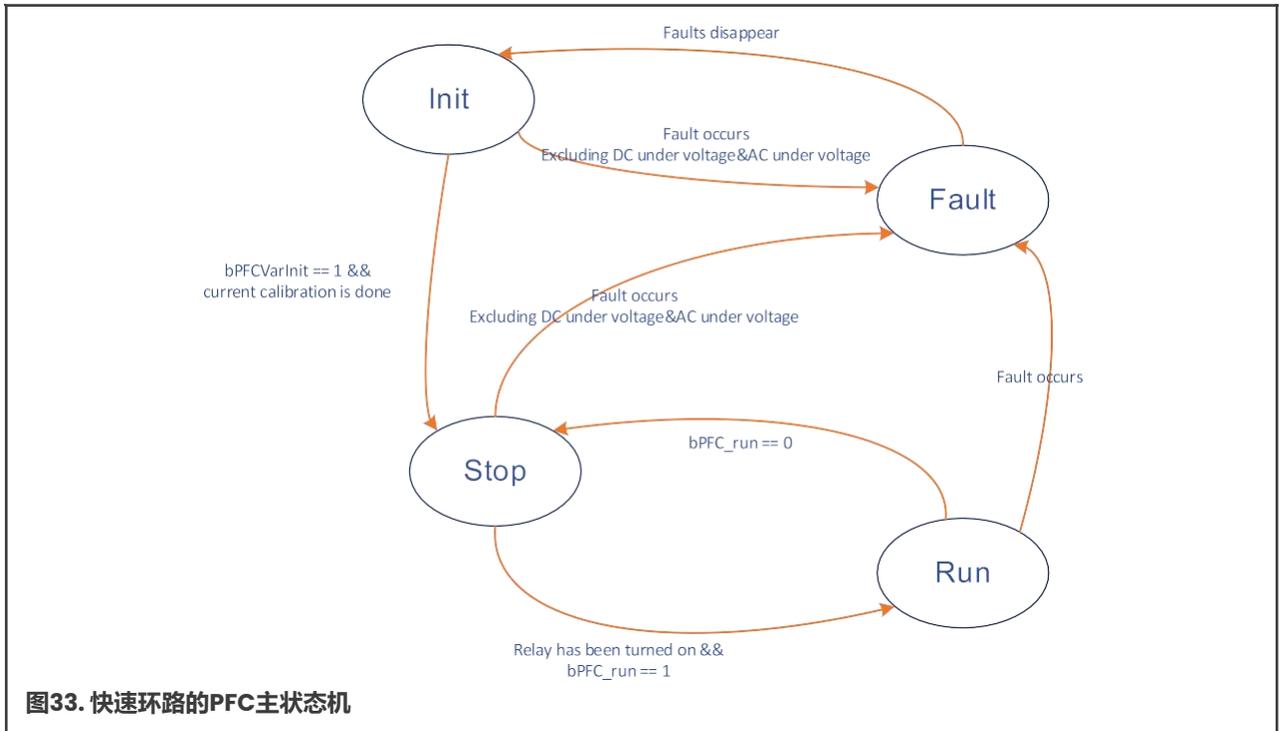
### 5.4.2 PFC状态机与控制环路

PFC的主状态机在频率为32kHz的 `ADC_A_IRQHANDLER` ISR中实现。电流环路在该ISR中在RUN（运行）状态下实现，在图23中以32kHz的循环被调用。PFC电压控制器设置的子状态机在频率为10kHz的 `P1T0_ISRHANDLER` ISR中实现。电压环路直接在该ISR中实现，在图23中以10kHz的循环被调用。子状态机仅在主状态机处于RUN（运行）状态时启用。

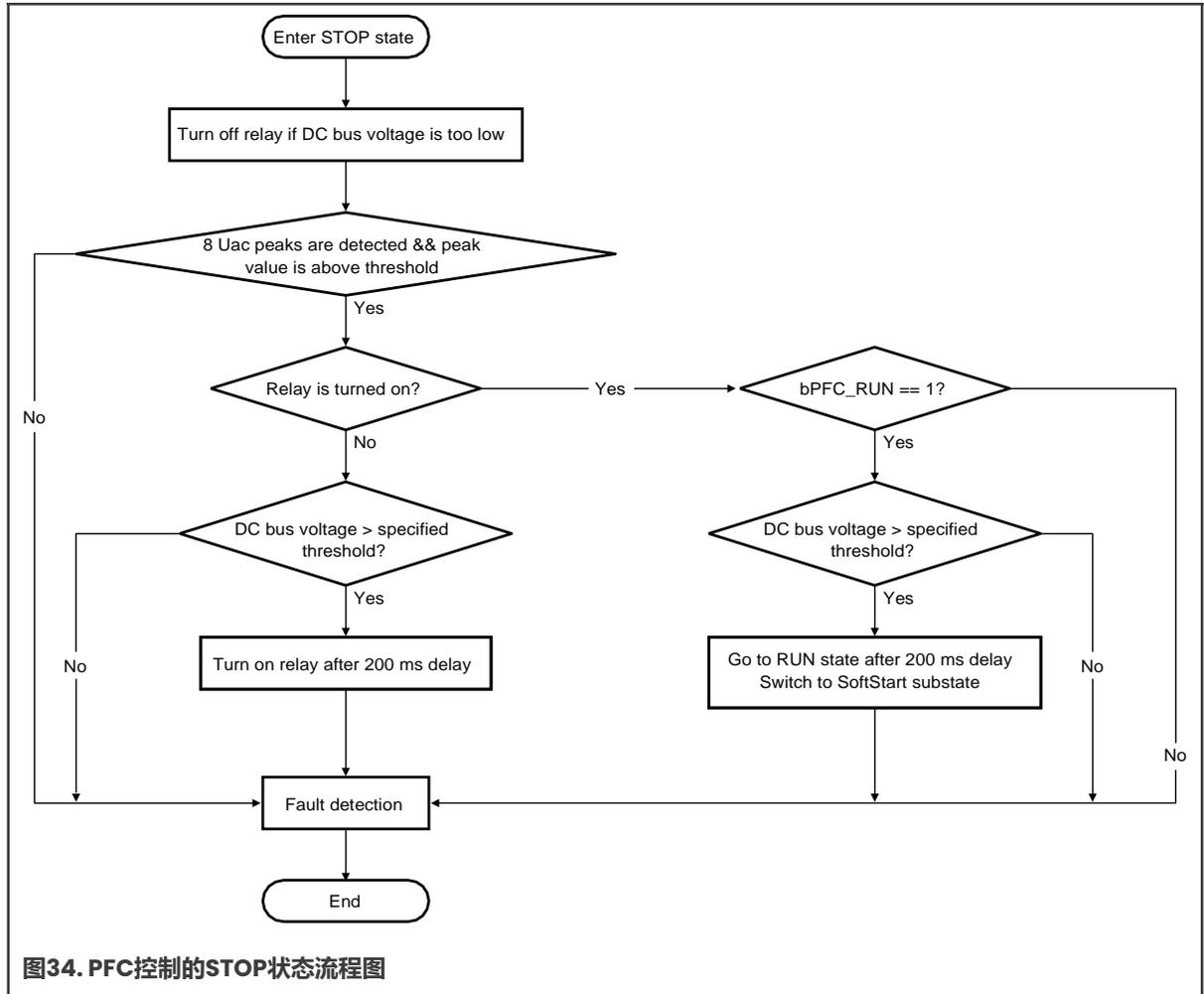
#### 5.4.2.1 ADC结果就绪ISR与PFC主状态机

在 `ADC_A_IRQHANDLER` ISR中，依次执行以下任务。

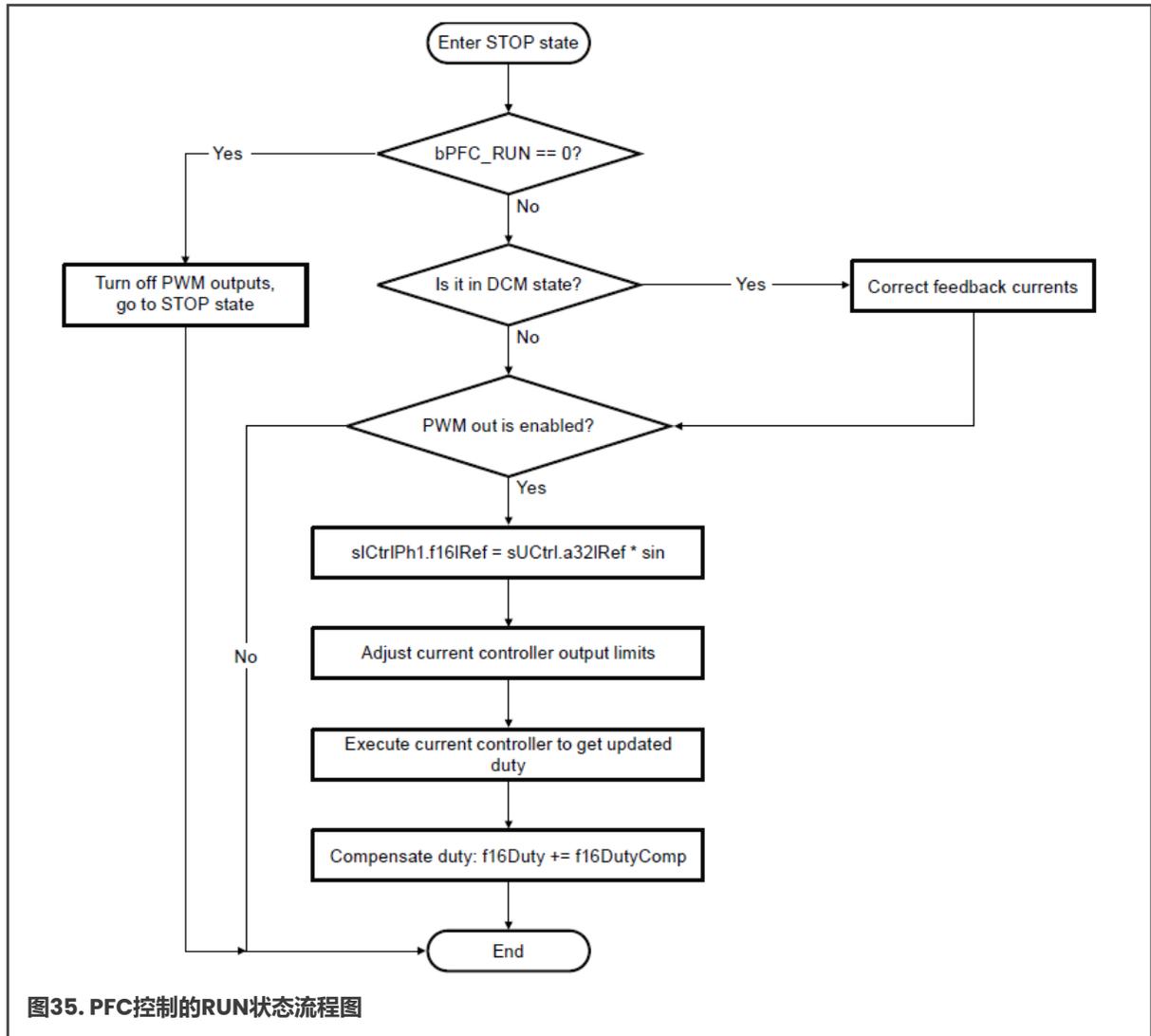
1. 更新两相MOSFET电流和交流输入电压。
2. 分析交流输入电压相位，得到过零点和周期。图23中的`sin0`是基于这些信息计算得出的。
3. 启动PFC的主状态机，如图33所示。



- a. **INIT (初始化)**：这是上电复位后的第一个状态。所有变量都被初始化，电流偏移在200ms内被校准。校准完成后，进入STOP (停止) 状态。
- b. **STOP (停止)**：PFC电路在STOP (停止) 状态下关闭。它监测交流输入电压和直流母线电压，以确定直流母线继电器应打开还是关闭。继电器打开后，它监测**bPFC\_RUN**的值，启动PFC控制。变量值可以通过FreeMASTER进行修改。详细信息请参见图34。



- c. **RUN (运行)**：当继电器接通且**bPFC\_RUN**为1时，状态机进入RUN（运行）状态。电流环路在该状态下实现，输出占空比根据断续电流模式（DCM）或连续电流模式（CCM）进行补偿。详细信息请参见图35。

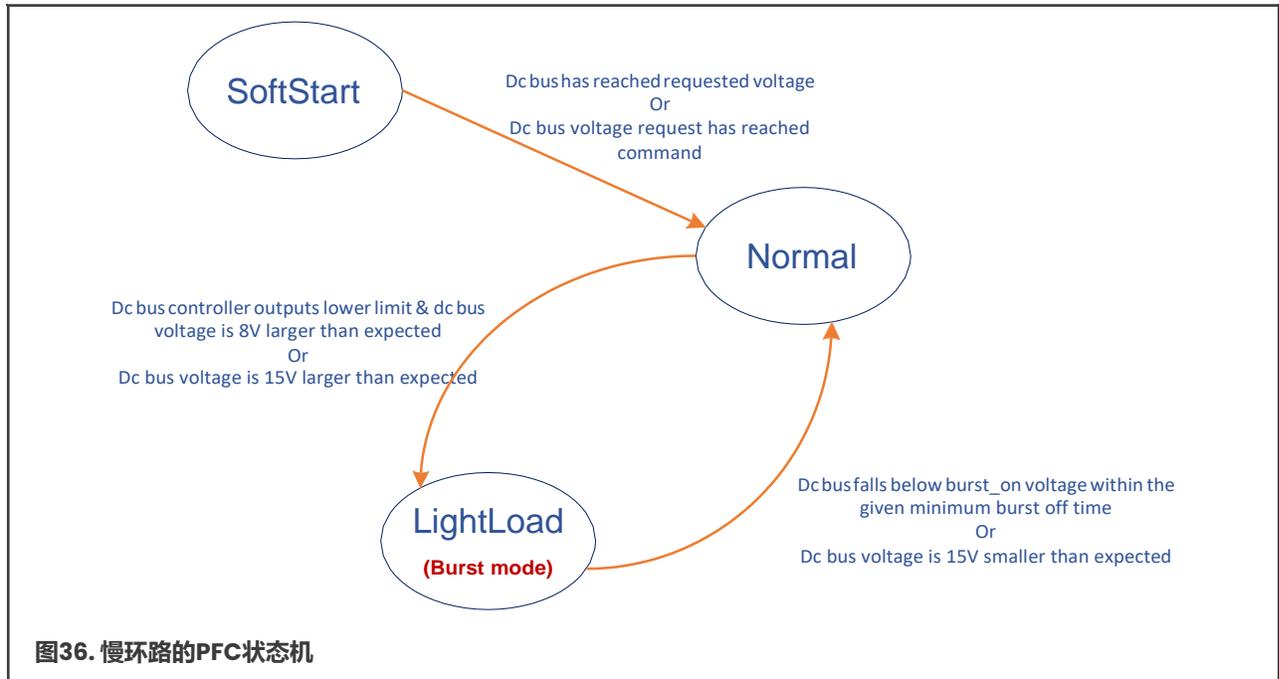


- d. **FAULT (故障)**：当直流母线上出现过压/欠压或交流输入峰值、过流、交流输入频率过高或低时，状态机进入故障状态，故障消失后进入INIT (初始化) 状态。如图33所示，当PFC控制未启用时，直流母线欠压和交流输入峰值欠压保护不开启。

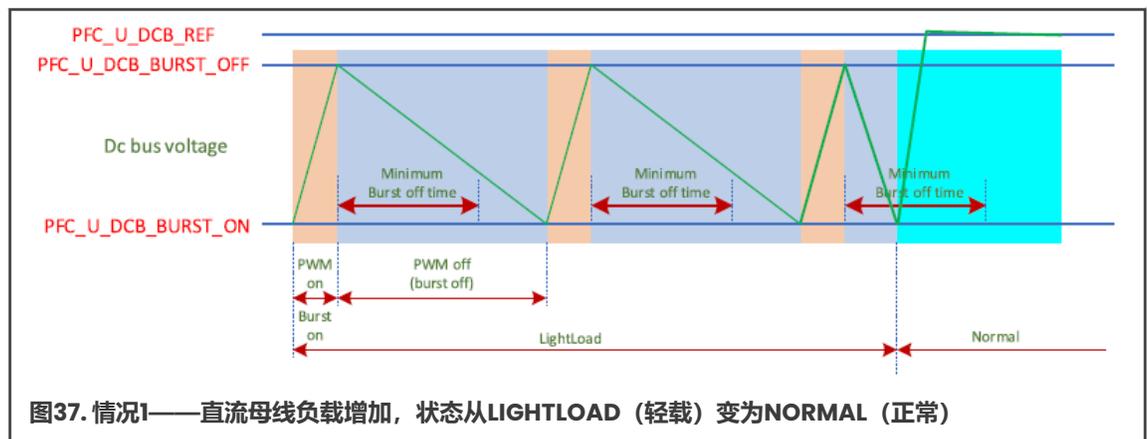
#### 5.4.2.2 PIT0周期ISR和PFC子状态机

在PIT0\_ISRHANDLER ISR中，依次执行以下任务。

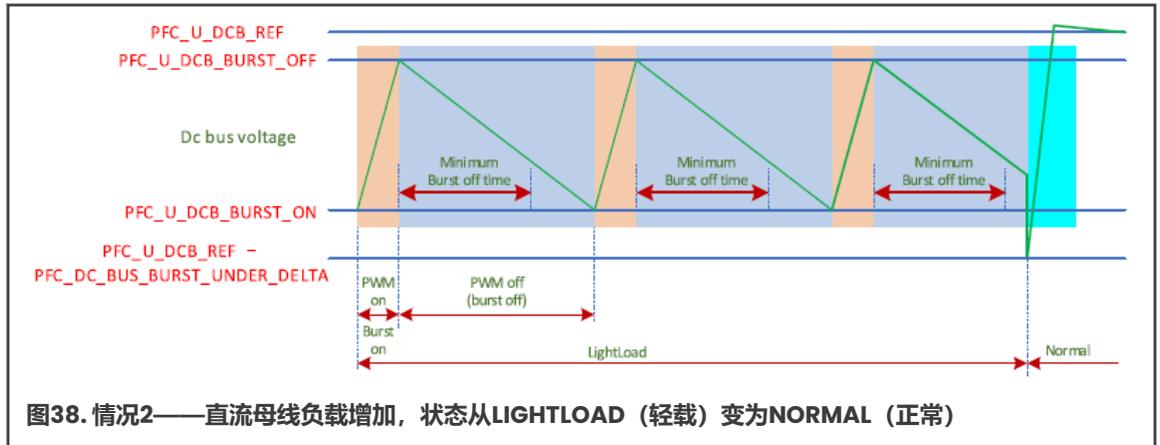
1. 更新反馈直流母线电压。
2. 检测交流输入电压峰值。
3. 当主状态机处于RUN (运行) 状态时，执行子状态机，即根据直流母线负载变化来配置电压环路控制器的设置。



- a. **SOFTSTART (软启动)**：PFC控制刚刚启动。考虑到负载较轻时通过整流桥的直流母线电压会快速增加，电压PI控制器的输出下限设为0。这里实现了用于直流母线电压请求的斜坡。当实际直流母线电压在请求电压爬坡期间已达到命令电压（负载较轻），或者请求电压已达到命令电压但实际直流母线电压尚未达到命令电压（负载较重）时，它将进入NORMAL（正常）状态。参见图23和图39。电压控制器的输出用作电流环路的电流幅值参考。
- b. **NORMAL (正常)**：直流母线负载相对较高。电压PI控制器的输出下限不再是零，电压控制器输出用作电流环路的电流幅值参考。当直流母线电压过冲过多或电压控制器总是输出下限值时，子状态机进入LIGHTLOAD（轻载）状态。
- c. **LIGHTLOAD (轻载)**：直流母线负载相对较低。这种状态也被称为突发模式。电压PI控制器的输出下限不再是零。由于负载较轻，当直流母线高于PFC\_U\_DCB\_BURST\_OFF时（称为突发关闭），禁用PWM输出；当直流母线低于PFC\_U\_DCB\_BURST\_ON时（称为突发开启），启用PWM输出。在突发开启阶段，仅电压控制器输出的下限被用作电流幅值参考。在以下两种情况下，当负载增加时，状态将返回NORMAL（正常）：
  - i. 由于直流母线负载较低，我们预计突发关闭阶段应保持最短的时间。如果直流母线电压在该最小突发关闭时间内下降到PFC\_U\_DCB\_BURST\_ON，我们假设负载增加。详见图37。



- ii. 当直流母线电压下降很多时，进入  $PFC\_U\_DCB\_REF - PFC\_DC\_BUS\_BURST\_UNDER\_DELTA$ ，状态也变为 NORMAL (正常)。详细信息请参见图38。



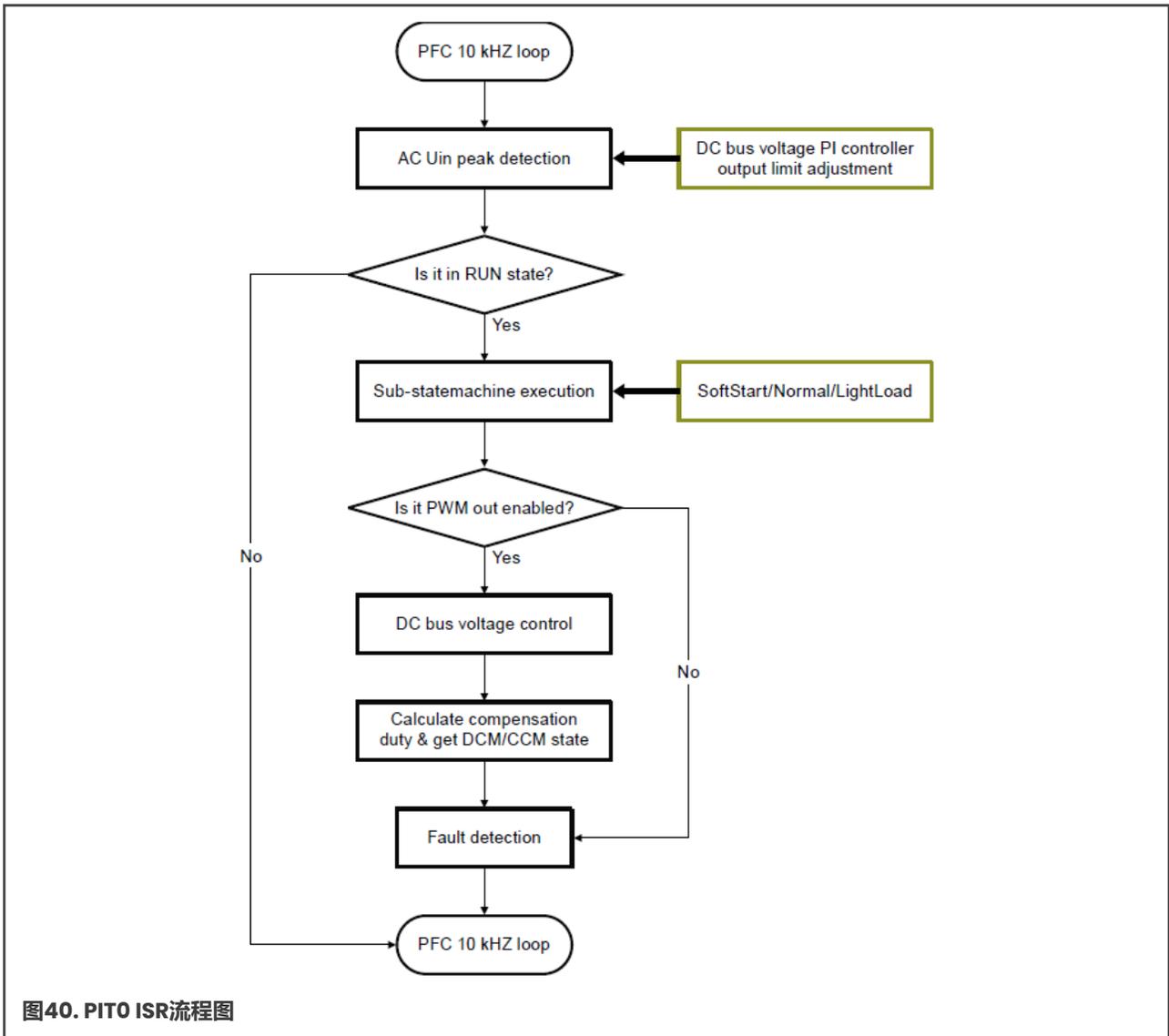
- d. 当主状态机处于RUN (运行) 状态时，开启PWM输出，电压环路控制器启动。得到电流环路的电流幅值参考。由于这个子状态机，电压控制器配置的差异如图39所示。

SoftStart	$sUDcBusPiParams.f16LowerLim = 0$ $sUDcBusPiParams.f16UpperLim = HIGH\_CURRENT * UinMax$	f16UDcBusCtrlOut is PI controller output
Normal	$sUDcBusPiParams.f16LowerLim = LOW\_CURRENT * UinMax$ $sUDcBusPiParams.f16UpperLim = HIGH\_CURRENT * UinMax$	f16UDcBusCtrlOut is PI controller output
LightLoad (Burst mode)	$sUDcBusPiParams.f16LowerLim = LOW\_CURRENT * UinMax$ $sUDcBusPiParams.f16UpperLim = HIGH\_CURRENT * UinMax$	$f16UDcBusCtrlOut = sUDcBusPiParams.f16LowerLim$ Voltage loop is only enabled in burst_on mode

**图39. 子状态下的电压控制器设置和电流幅值参考**

- e. 通过电路模型计算区分断续电流模式 (DCM) 和连续电流模式 (CCM)，并计算补偿占空比。

图40所示为PITO\_ISRHANDLER ISR中的流程图。



## 6 实验结果

在该应用程序中，满载功率为800W。直流母线参考电压为400V，测试了几种负载和转换。

### 6.1 硬件设置

PFC应用程序是使用高压电机控制平台（HVP-MC3PH）和HVP-56F83783子卡构建的。完整的硬件设置如图41所示：

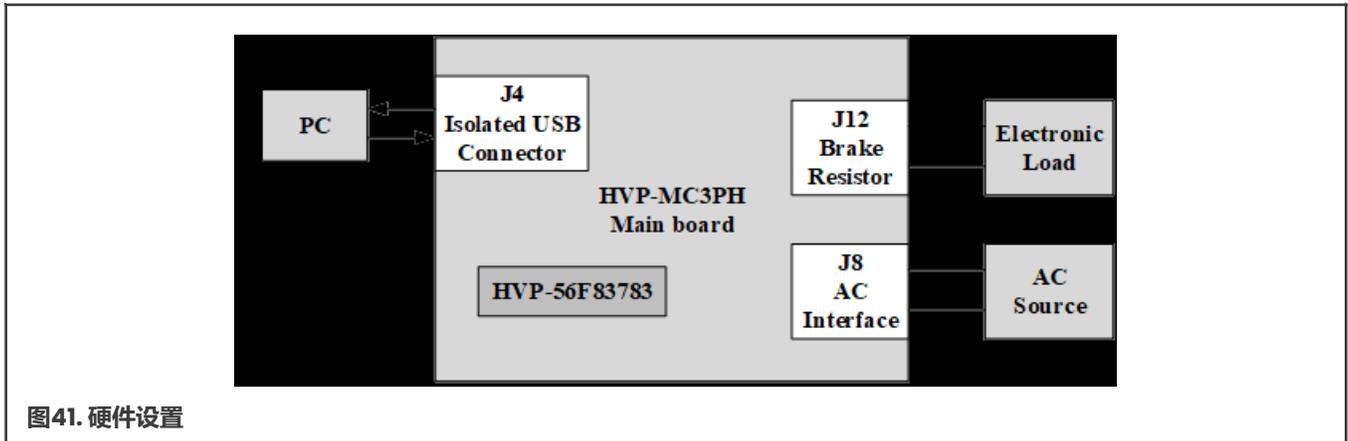


图41. 硬件设置

两个电路板都已准备好可以在默认配置下进行PFC开发，因此在运行应用程序之前不需要设置跳线。负载通过制动电阻连接器J12连接。高压功率平台可以由电网或交流电源供电。供电电压范围为90-240 VAC。请注意，要正常工作，如果使用电子负载测试HVP-MC3PH，则需要在电网和电子负载之间增加一个隔离变压器。HVP-MC3PH电路板上的PE不应与电网地连接，例如在电网和HVP-MC3PH之间增加隔离变压器。如果出于安全考虑，需要将电路板上的PE接地，请将HVP-MC2PH电路板上的C19和C20电容拆下。

## 6.2 测试结果

- 通道1为交流输入电压。
- 通道4为输入电流。
- 通道3为直流母线电压。
- Freemaster用作控制和显示面板。
- 具有115200波特率的SCI是通信端口。

要测试PFC的性能，请使用最新的FreeMASTER版本打开56F83783\_HVP\_PMSM\_PFC\_release.pmp，进入**PFC**控制块，并激活**Udc & Status**观测器。

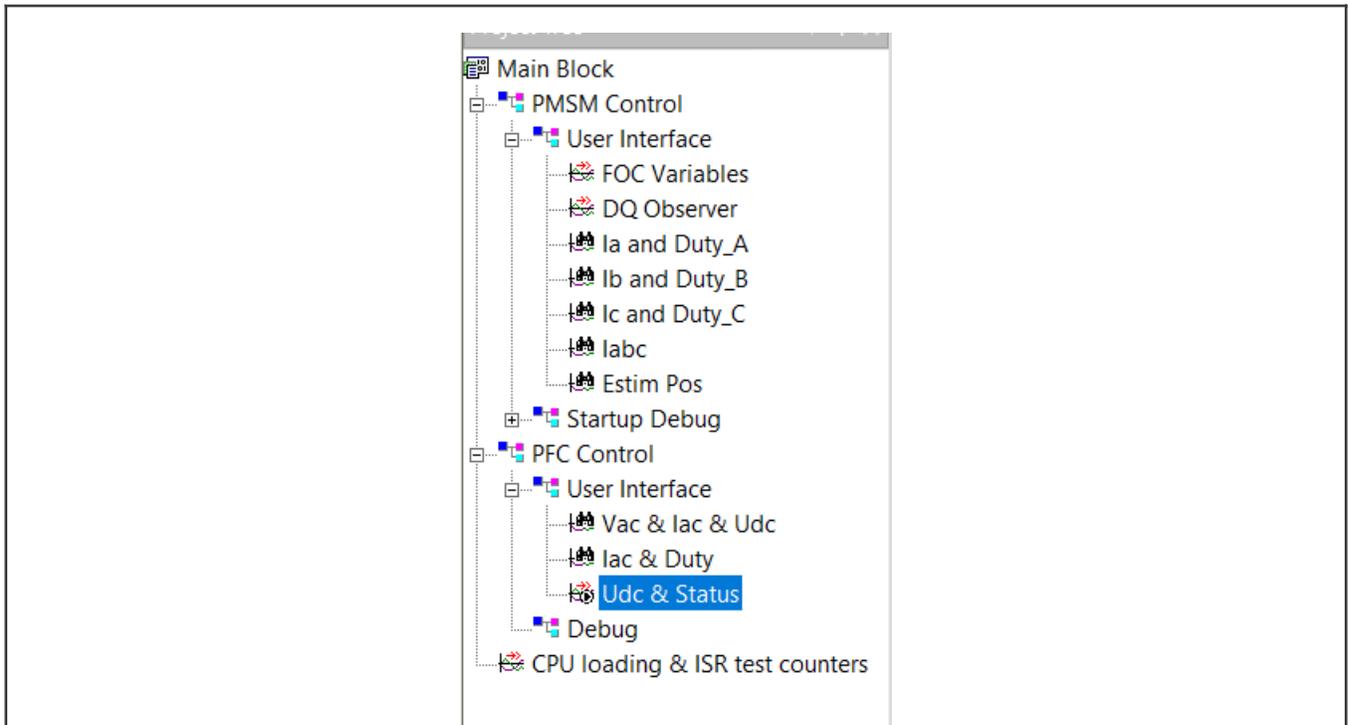


图42. FreeMASTER工程树中的PFC和电机控制块

Variable Watch			
Name	Value	Unit	
<b>bPFC_RUN</b>	<b>0</b>	<b>DEC</b>	<b>1000</b>
gsPFC_Drive.FaultId.R	<b>NORMAL</b>	<b>ENUM</b>	<b>1000</b>
gsPFC_Ctrl.eState	Stop	ENUM	1000
ePFC_StateRunSub	Soft_start	ENUM	1000
gsPFC_Drive.sUCtrl.f16UDcBusCmd	399.991	Volt	1000
gsPFC_Drive.sUCtrl.f16UDcBusFilt	308.906	Volt	1000
mbMC_SwitchAppOnOff	<b>OFF</b>	<b>ENUM</b>	<b>1000</b>
gsMC_Drive.sSpeed.f16SpeedCmd	<b>0</b>	<b>RPM</b>	<b>1000</b>
Motor+PFC loading	489, 236, 3959	(VAL, MIN, MAX)	0
PFC fast loop loading	419, 263, 762	(VAL, MIN, MAX)	0
w16ExeTimePfc_slowloop	130, 100, 1585	(VAL, MIN, MAX)	0

图43. 变量监视窗格

在“变量监视”窗格中，对**bPFC\_RUN**输入1，启用PFC控制。

Variable Watch			
Name	Value	Unit	
<b>bPFC_RUN</b>	<b>1</b>	<b>DEC</b>	<b>1000</b>
gsPFC_Drive.FaultId.R	NORMAL	ENUM	1000
gsPFC_Ctrl.eState	Run	ENUM	1000
ePFC_StateRunSub	LightLoad	ENUM	1000
gsPFC_Drive.sUCtrl.f16UDcBusCmd	399.991	Volt	1000
gsPFC_Drive.sUCtrl.f16UDcBusFilt	396.476	Volt	1000
mbMC_SwitchAppOnOff	OFF	ENUM	1000
gsMC_Drive.sSpeed.f16SpeedCmd	0	RPM	1000
Motor+PFC loading	489, 236, 3959	(VAL, MIN, MAX)	0
PFC fast loop loading	406, 263, 762	(VAL, MIN, MAX)	0
w16ExeTimePfc_slowloop	350, 100, 1585	(VAL, MIN, MAX)	0

**图44. 通过将bPFC\_RUN设置为1启用PFC控制**

将mbMC\_SwitchAppOnOff设置为ON，并设置速度值。gsMC\_Drive.sSpeed.f16SpeedCmd将启动电机。

Variable Watch			
Name	Value	Unit	
<b>bPFC_RUN</b>	<b>1</b>	<b>DEC</b>	<b>1000</b>
gsPFC_Drive.FaultId.R	NORMAL	ENUM	1000
gsPFC_Ctrl.eState	Run	ENUM	1000
ePFC_StateRunSub	LightLoad	ENUM	1000
gsPFC_Drive.sUCtrl.f16UDcBusCmd	399.991	Volt	1000
gsPFC_Drive.sUCtrl.f16UDcBusFilt	395.683	Volt	1000
mbMC_SwitchAppOnOff	ON	ENUM	1000
gsMC_Drive.sSpeed.f16SpeedCmd	<b>2000</b>	<b>RPM</b>	<b>1000</b>
Motor+PFC loading	2493, 236, 3959	(VAL, MIN, MAX)	0
PFC fast loop loading	394, 263, 762	(VAL, MIN, MAX)	0
w16ExeTimePfc_slowloop	337, 100, 1585	(VAL, MIN, MAX)	0

**图45. 通过将mbMC\_SwitchAppOnOff设置为ON并下发非零速度命令来启用电机控制**

型号为61704的可编程交流电源Chroma，在以下测试中用作交流电压输入。

交流输入电压(V)	电子负载(W)	功率因数
220	199.85	0.987
220	400.5	0.992
220	600	0.997
220	800	0.997
110	100.3	0.99
110	200	0.996
110	300	0.998
110	400	0.998

### 6.2.1 220 VAC, 50Hz, 空载

PFC在突发模式下工作。由于负载很轻，突发关闭时间比突发开启时间长得多。

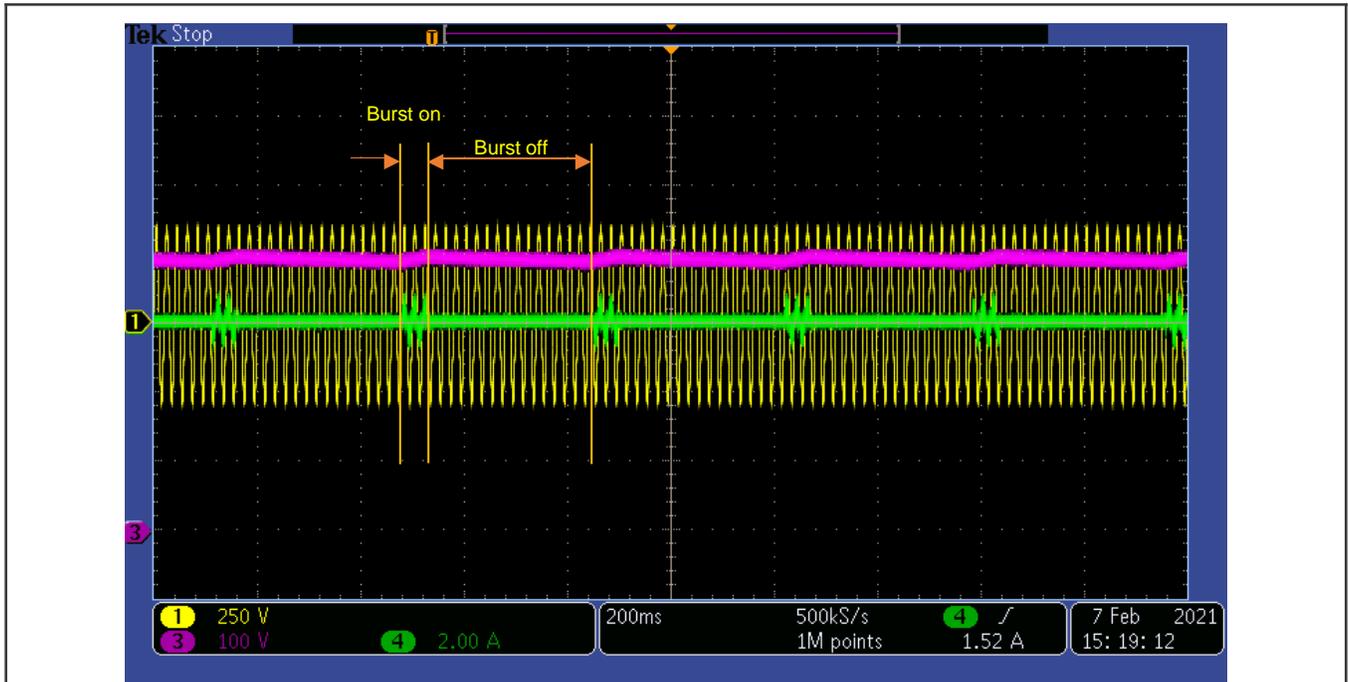


图46. 空载时的交流输入电压/电流和直流电压

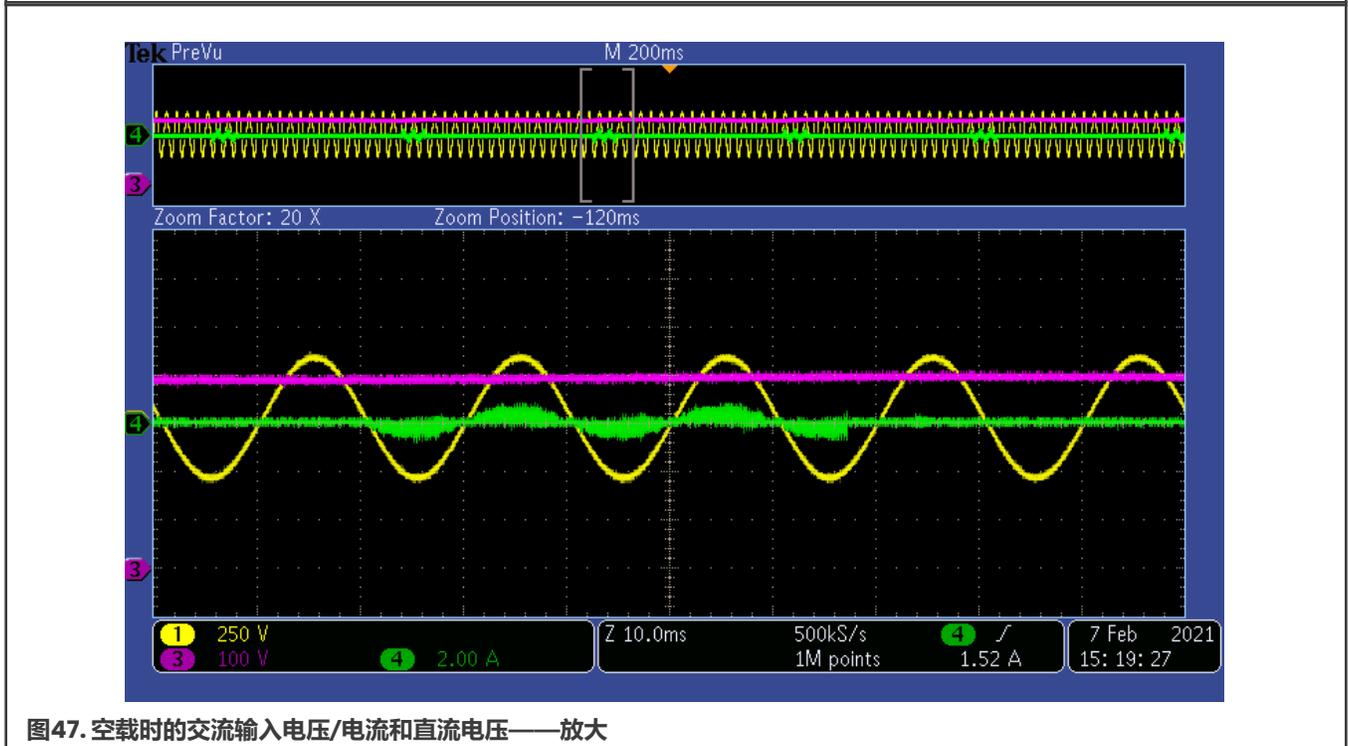


图47. 空载时的交流输入电压/电流和直流电压——放大

### 6.2.2 220 VAC, 50Hz, 30W电机负载

全部负载来自于电机运行，电机轴上并没有负载。因此，直流母线负载也很轻，但比空载重一点。PFC仍然在突发模式下工作。现在，突发开启时间比突发关闭的时间长。

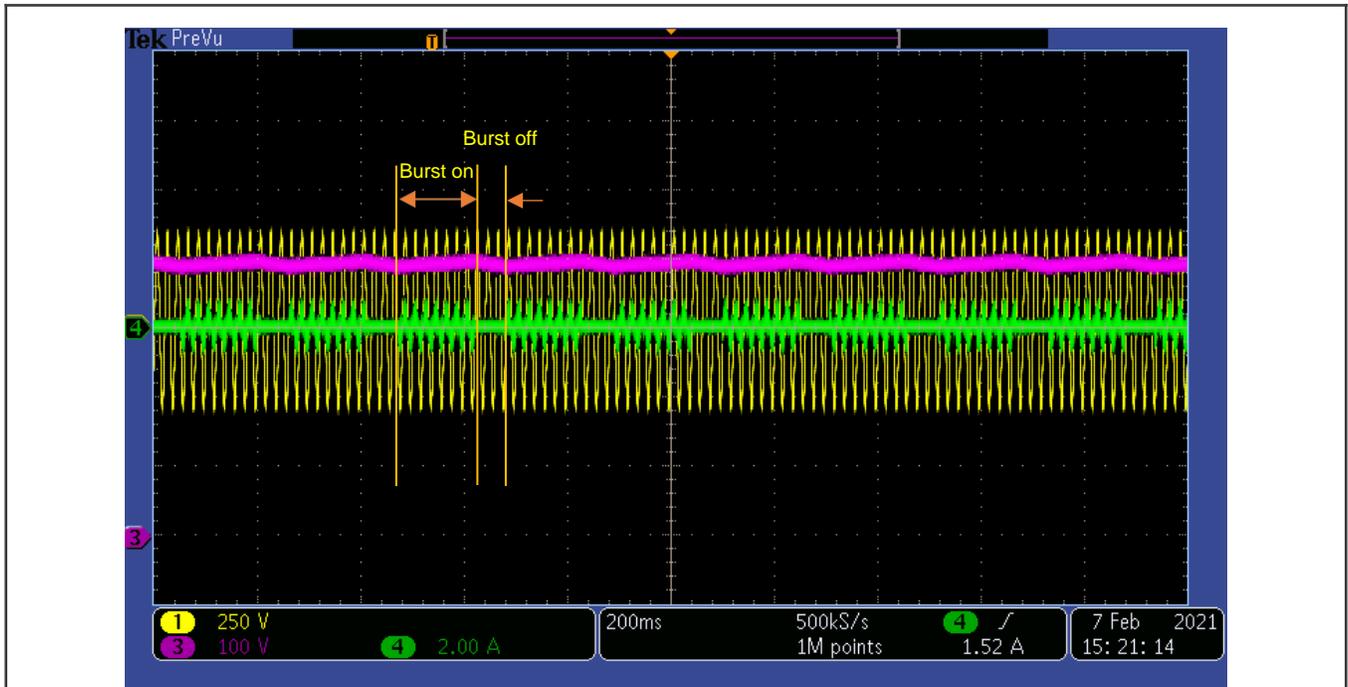


图48. 电机负载下的交流输入电压/电流和直流电压

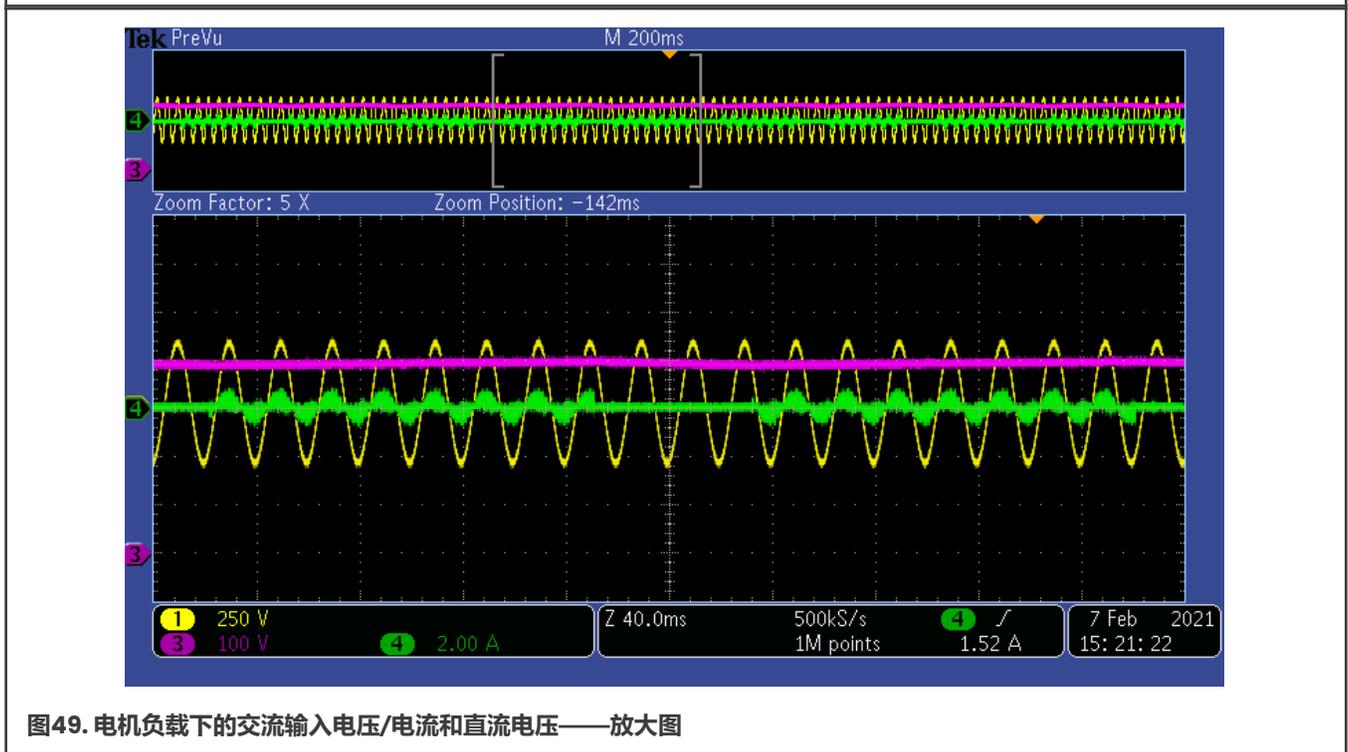


图49. 电机负载下的交流输入电压/电流和直流电压——放大图

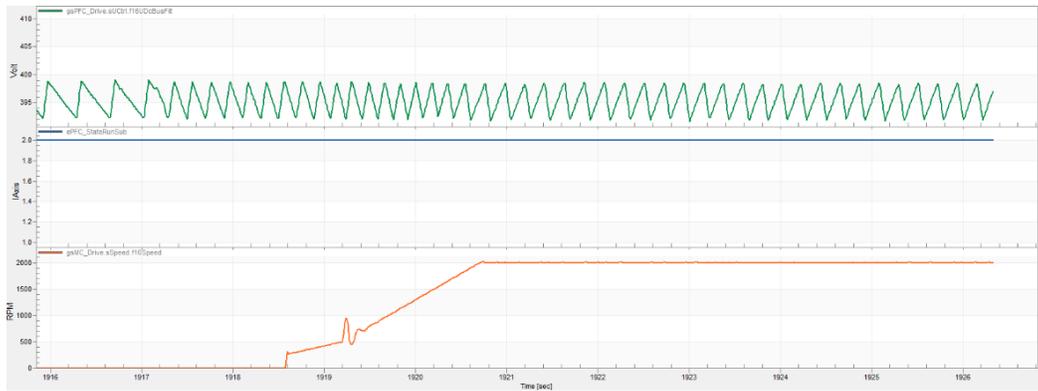


图50. 直流电压——从空载到启动电机

### 6.2.3 220 VAC, 50Hz, 200W电子负载

PFC在正常模式下工作。直流电子负载通过制动电阻连接器施加。

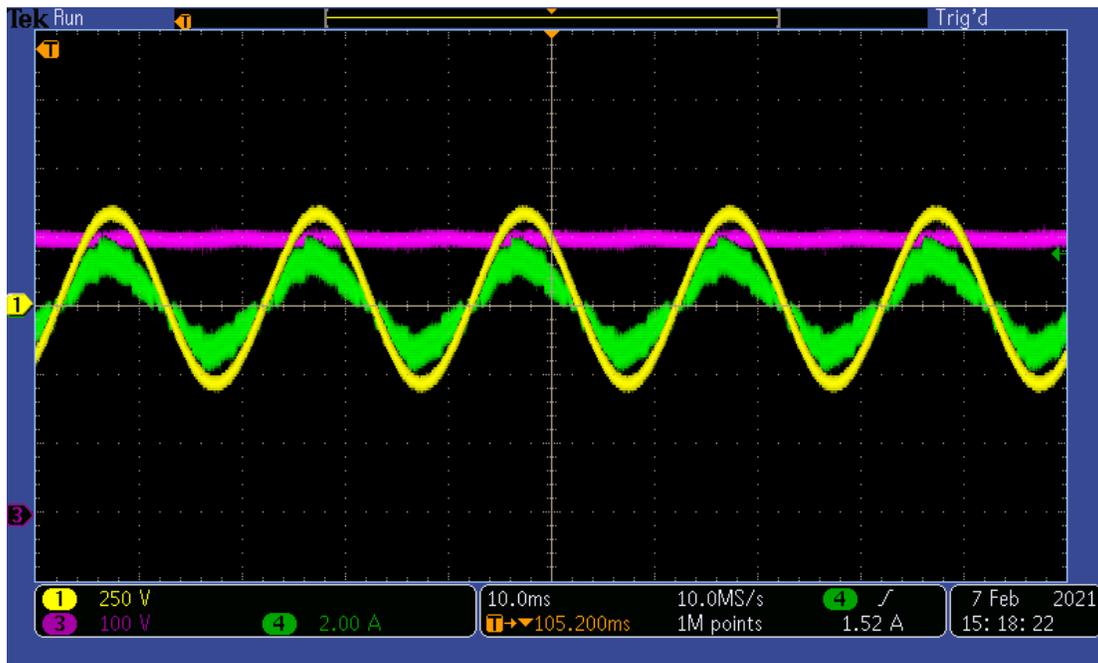
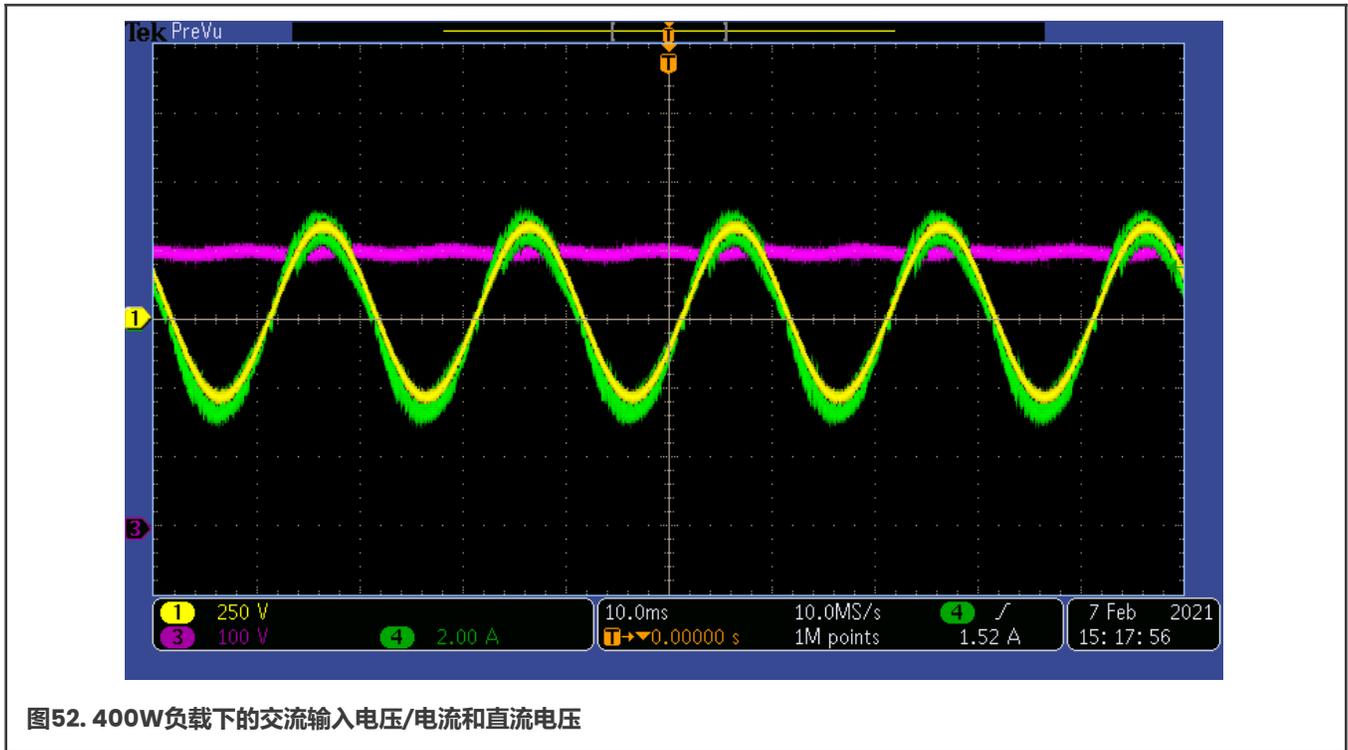


图51. 200W负载下的交流输入电压/电流和直流电压

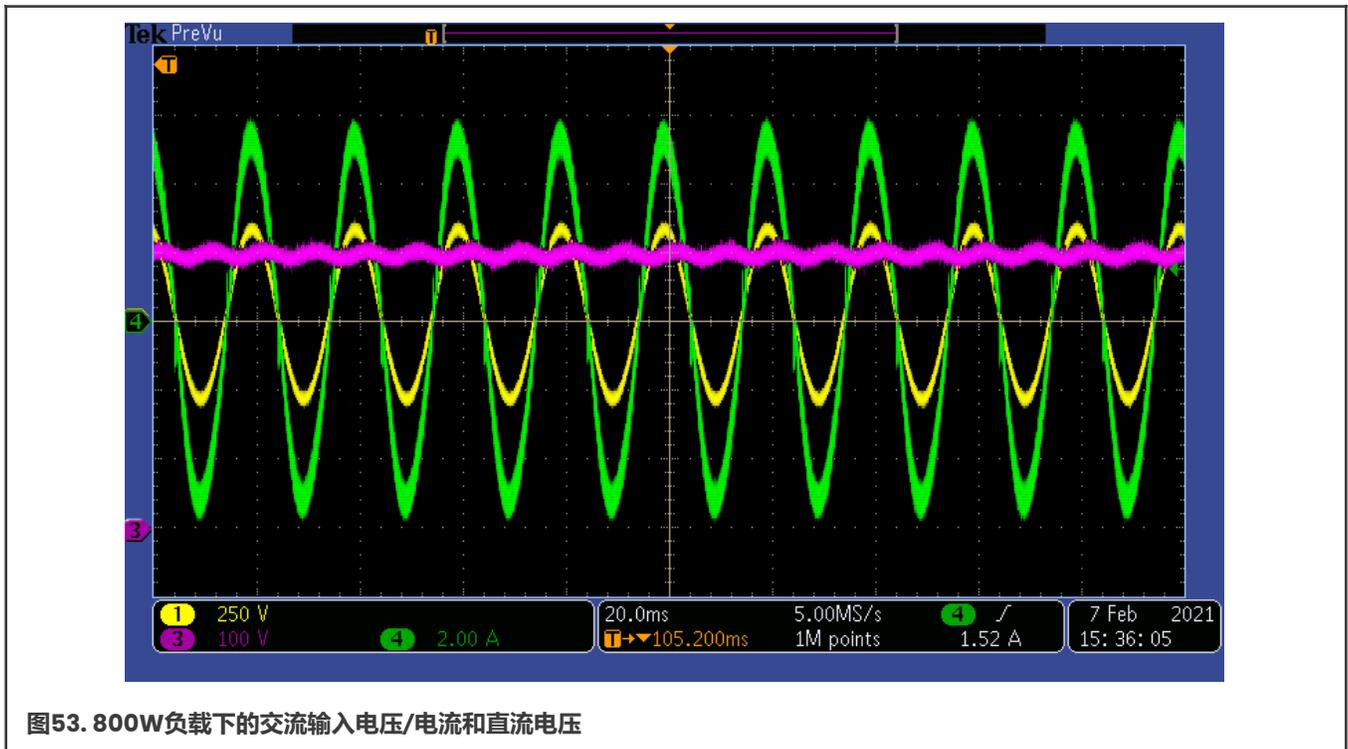
### 6.2.4 220 VAC, 50Hz, 400W电子负载

PFC在正常模式下工作。直流电子负载通过制动电阻连接器施加。



### 6.2.5 220 VAC, 50Hz, 800W电子负载

PFC在正常模式下工作。直流电子负载通过制动电阻连接器施加。



### 6.2.6 220 VAC, 50Hz, 0W至800W负载转换

当突然增加800W负载时，PFC立即从突发模式切换到正常模式。

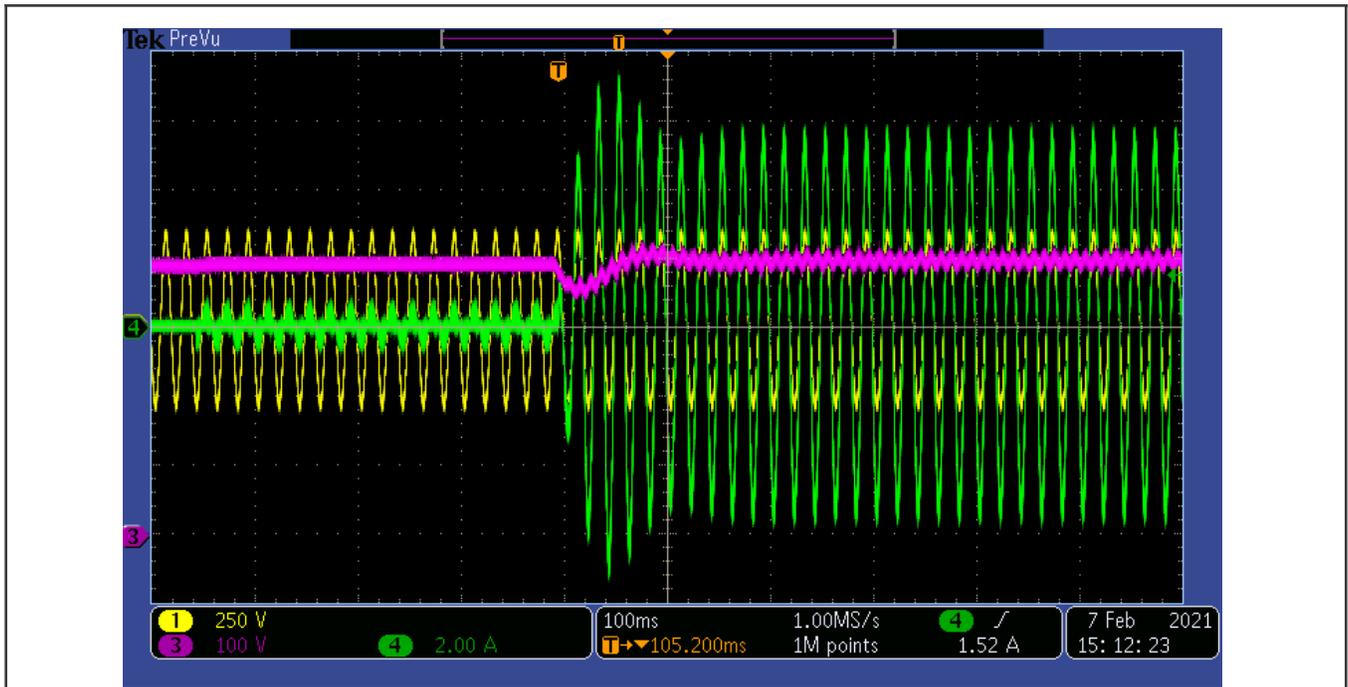


图54. 负载从0W变为800W时的交流输入电压/电流和直流电压

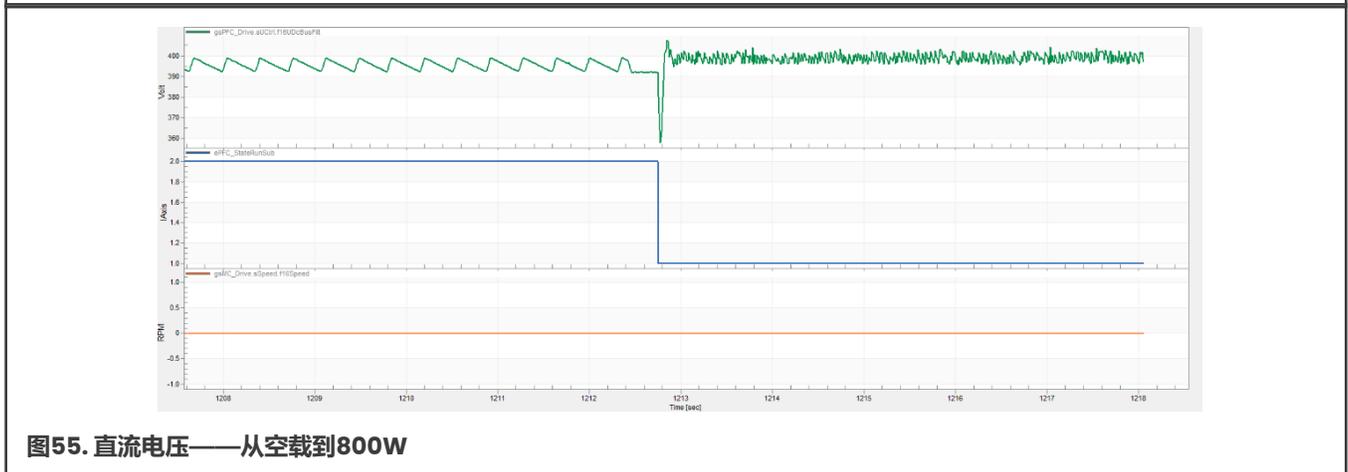


图55. 直流电压——从空载到800W

### 6.2.7 110 VAC, 50Hz, 800W至0负载转换

当800W负载突然消失时，PFC立即从正常模式切换到突发模式。

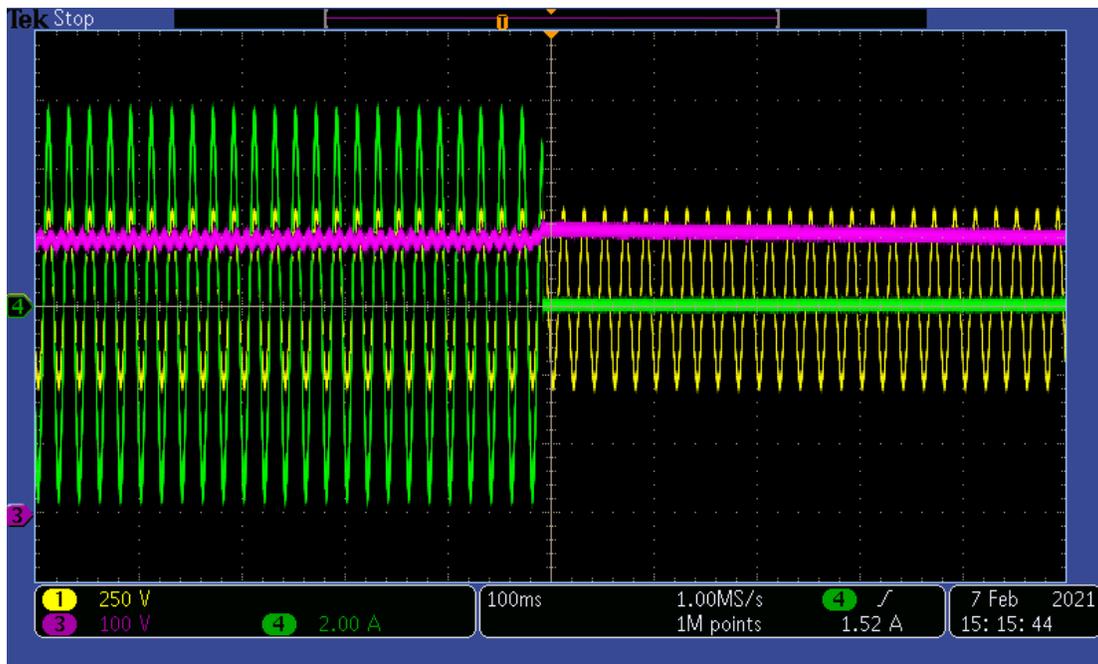


图56. 负载从800W变为0时的交流输入电压/电流和直流电压

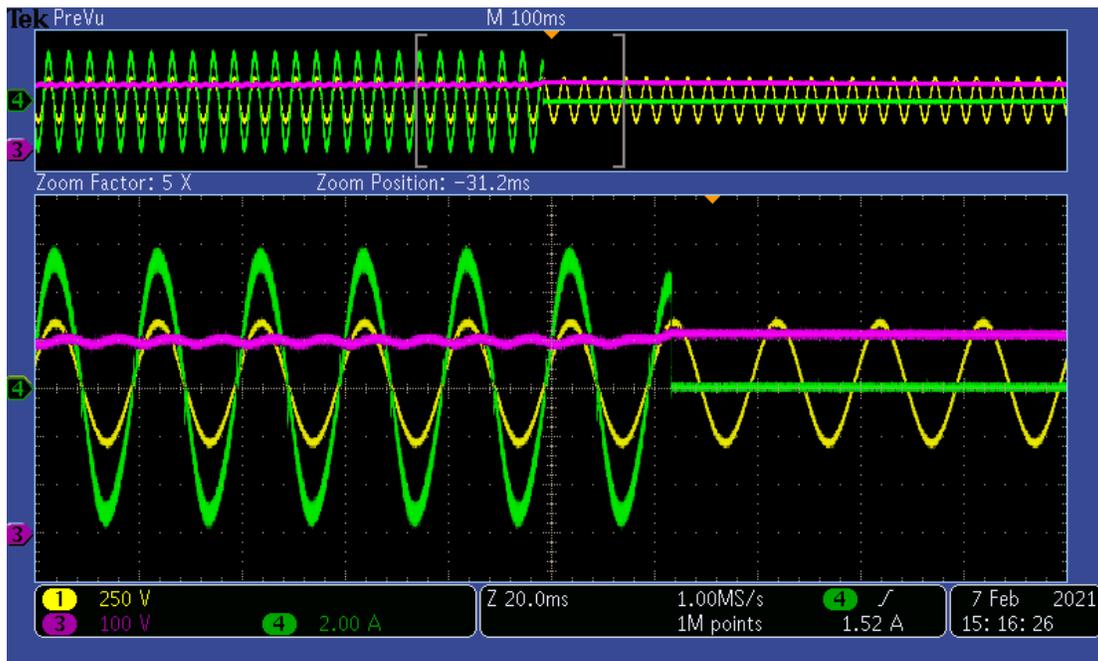


图57. 负载从800W变为0时的交流输入电压/电流和直流电压——放大图

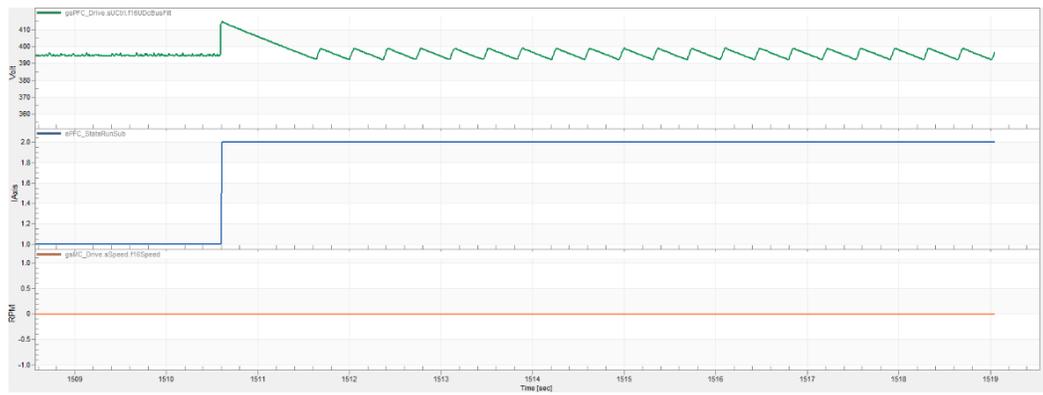


图58. 直流电压——从800W到空载

## 7 修订历史

表4. 修订历史

版本	日期	说明
1	2022年3月8日	更新了图17、“软件设计”以及“实验结果”。
0	2021年3月	初版发布。

## ***How To Reach Us***

### **Home Page:**

[nxp.com.cn](http://nxp.com.cn)

### **Web Support:**

[nxp.com.cn/support](http://nxp.com.cn/support)

Information in this document is provided solely to enable system and software implementers to use NXP products. There are no express or implied copyright licenses granted hereunder to design or fabricate any integrated circuits based on the information in this document. NXP reserves the right to make changes without further notice to any products herein.

NXP makes no warranty, representation, or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does NXP assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters that may be provided in NXP data sheets and/or specifications can and do vary in different applications, and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "typicals," must be validated for each customer application by customer's technical experts. NXP does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. NXP sells products pursuant to standard terms and conditions of sale, which can be found at the following address: [nxp.com.cn/SalesTermsandConditions](http://nxp.com.cn/SalesTermsandConditions).

**Right to make changes** - NXP Semiconductors reserves the right to make changes to information published in this document, including without limitation specifications and product descriptions, at any time and without notice. This document supersedes and replaces all information supplied prior to the publication hereof.

**Security** — Customer understands that all NXP products may be subject to unidentified or documented vulnerabilities. Customer is responsible for the design and operation of its applications and products throughout their lifecycles to reduce the effect of these vulnerabilities on customer's applications and products. Customer's responsibility also extends to other open and/or proprietary technologies supported by NXP products for use in customer's applications. NXP accepts no liability for any vulnerability. Customer should regularly check security updates from NXP and follow up appropriately. Customer shall select products with security features that best meet rules, regulations, and standards of the intended application and make the ultimate design decisions regarding its products and is solely responsible for compliance with all legal, regulatory, and security related requirements concerning its products, regardless of any information or support that may be provided by NXP. NXP has a Product Security Incident Response Team (PSIRT) (reachable at [PSIRT@nxp.com](mailto:PSIRT@nxp.com)) that manages the investigation, reporting, and solution release to security vulnerabilities of NXP products.

NXP, the NXP logo, NXP SECURE CONNECTIONS FOR A SMARTER WORLD, COOLFLUX, EMBRACE, GREENCHIP, HITAG, ICODE, JCOP, LIFE, VIBES, MIFARE, MIFARE CLASSIC, MIFARE DESFire, MIFARE PLUS, MIFARE FLEX, MANTIS, MIFARE ULTRALIGHT, MIFARE4MOBILE, MIGLO, NTAG, ROADLINK, SMARTLX, SMARTMX, STARPLUG, TOPFET, TRENCHMOS, UCODE, Freescale, the Freescale logo, Altivec, CodeWarrior, ColdFire, ColdFire+, the Energy Efficient Solutions logo, Kinetis, Layerscape, MagniV, mobileGT, PEG, PowerQUICC, Processor Expert, QorIQ, QorIQ Qonverge, SafeAssure, the SafeAssure logo, StarCore, Symphony, VortiQa, Vybrid, Airfast, BeeKit, BeeStack, CoreNet, Flexis, MXC, Platform in a Package, QUICC Engine, Tower, TurboLink, EdgeScale, EdgeLock, eIQ, and Immersive3D are trademarks of NXP B.V. All other product or service names are the property of their respective owners. AMBA, Arm, Arm7, Arm7TDMI, Arm9, Arm11, Artisan, big.LITTLE, Cordio, CoreLink, CoreSight, Cortex, DesignStart, DynamIQ, Jazelle, Keil, Mali, Mbed, Mbed Enabled, NEON, POP, RealView, SecurCore, Socrates, Thumb, TrustZone, ULINK, ULINK2, ULINK-ME, ULINK-PLUS, ULINKpro, µVision, Versatile are trademarks or registered trademarks of Arm Limited (or its subsidiaries) in the US and/or elsewhere. The related technology may be protected by any or all of patents, copyrights, designs and trade secrets. All rights reserved. Oracle and Java are registered trademarks of Oracle and/or its affiliates. The Power Architecture and Power.org word marks and the Power and Power.org logos and related marks are trademarks and service marks licensed by Power.org.

© NXP B.V. 2022.

All rights reserved.

For more information, please visit: <http://www.nxp.com.cn>

For sales office addresses, please send an email to: [salesaddresses@nxp.com](mailto:salesaddresses@nxp.com)

Date of release: 08 March 2022

Document identifier: AN13184