

基于MC56F82748 DSC的单电阻采样三相交流感应电机的矢量控制

1 概述

1.1 参考方案简介

本文档描述了基于飞思卡尔电机控制专用的数字信号控制器MC56F82748的三相交流感应电机矢量控制方案。

三相交流感应电机因为其结构简单、工艺成熟、造价低廉、无电刷、维护简单、鲁棒性强等优点，被广泛应用于工业控制中。如水泵、风机、压缩机、制冷系统中。

为了实现三相交流感应电机的调速，需要对电机提供电压幅值和频率可变的交流电，一般使用由数控开关逆变器构成的三相变频器。

电机的控制算法大体分为两类，一类是标量控制，如被广泛应用的V/F恒压频比控制。另一类被称为矢量控制或磁场定向控制（FOC）。相对于标量控制，矢量控制全面提升了电机驱动性能，比如矢量控制实现了转矩和磁链的解耦控制、全转矩控制、效率更高且提高了系统的动态性能。

基于飞思卡尔电机控制专用的数字信号控制器MC56F82748的三相交流感应电机矢量控制是一个面对客户和工业应用的设计方案。低成本和高可靠性是两个关键的考量指标。为了减小系统成本，我们采用了单电阻电流采样方案。为了减少系统对参数的依赖，我们使用了闭环的磁链估算方案，提升了系统稳定性和鲁棒性。

本文档介绍了基本的电机控制理论，系统的设计理念，硬件设计、软件设计，包括FreeMASTER可视化软件工具。

目录

1	概述	1
2	控制原理	9
3	系统概念	28
4	硬件设计	31
5	软件设计	38

1.2 飞思卡尔数字信号控制器的优势和特点

飞思卡尔MC56F82748数字信号控制器不仅带有兼具DSP和MCU优点的内核，同时还集成了诸如脉宽调制器（PWM）、模数转换器（ADC）、定时器、DMA、内部模块互联单元（XBAR），通信外设（SCI, SPI, IIC），和片内Flash和RAM存储器等专用外设模块，非常适用于数字电机控制应用。

MC56F82748集成以下功能模块：

- 50 MHz内核
 - 单周期32位乘以32位结果为32位或64位乘 - 累加指令，支持一个可选的32位并行数据搬移指令
 - 单周期16位乘以16位结果为16位或32位乘 - 累加指令，支持两个可选的16位并行数据搬移指令
 - 四个包含扩展位的36位累加器
- 片内64 KB Flash
- 片内8 KB RAM
- COP看门狗
- 中断控制器
- 系统集成模块
- 8通道高精度脉宽调制器
- 定时器
- 两个带X1、X2、X4可编程放大器的8通道高速12位ADC
- 两个12位DAC
- 四个带6位参考DAC的模拟比较器
- 串行通信接口：IIC、SCI、SPI和CAN
- 四通道DMA
- 两个内部模块互联单元（XBAR）
- 与/或/非模块
- 低功耗控制模块
- 循环冗余校验码产生器

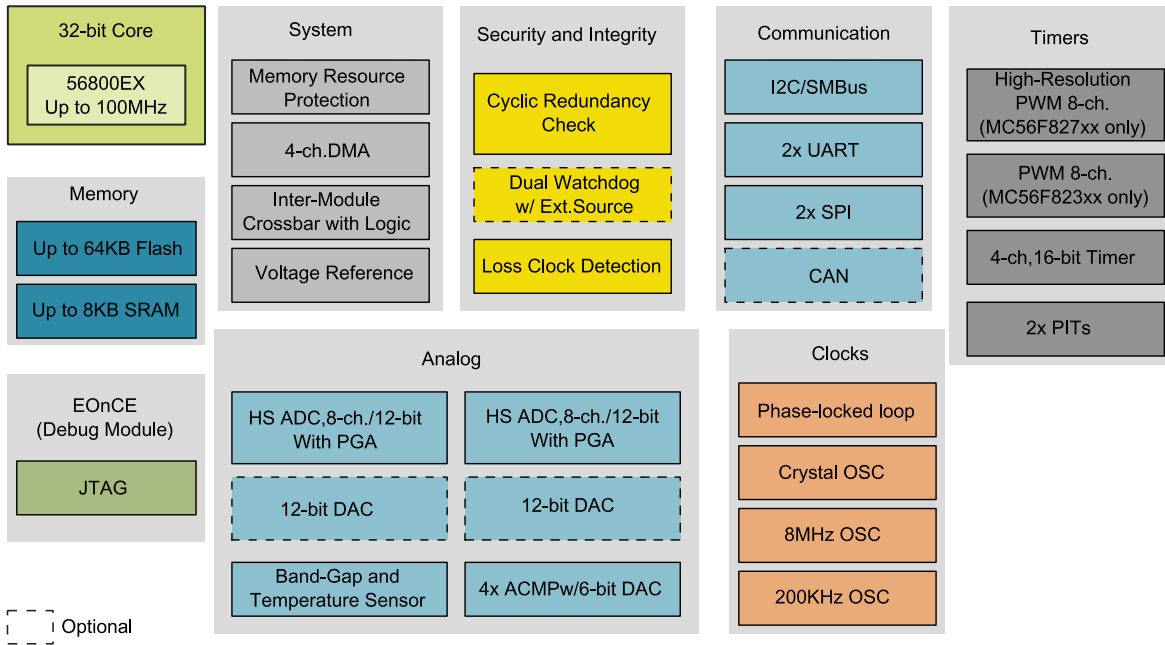


图 1 MC56F827XX简化框图

三相交流感应电机矢量控制和单电阻电流采样算法对PWM和ADC模块有特殊的需求。

MC56F82748的eFlexPWM模块提供了非常灵活的配置功能，可以实现高效的三相交流感应电机矢量控制和单电阻电流采样。更为甚者，该eFlexPWM模块还能在中心对齐模式下产生非对称的PWM输出。

eFlexPWM模块有以下主要特点：

- 16位分辨率，支持中心对齐、边沿对齐和非对称PWM输出
- 高精度小数延时功能，同时支持高精度PWM频率和占空比
- 支持互补或独立PWM输出
- 支持符号数PWM生成
- PWM两个边沿的独立控制
- 支持与外部硬件或其它PWM模块同步功能
- 双缓冲PWM寄存器
- 每个PWM周期多个硬件触发输出
- 支持双开关PWM输出
- 每个故障输入能控制多个PWM模块输出
- 可编程的故障引脚输入滤波器

- 独立可编程的PWM输出极性
- 独立的上下管死区时间插入
- 每个互补PWM信号对有自己独立的PWM频率和死区时间
- 每个PWM输出支持独立的软件控制
- 通过FORCE_OUT事件，能同时更改所有PWM输出状态
- PWM_X能配置成为每个PWM模块第三个PWM输出信号
- 未作为PWM输出使用的通道能配置为带缓冲的比较输出功能
- 未作为PWM输出使用的通道能配置为输入捕获功能
- 增强的双边沿捕获功能
- 每个PWM互补对的源信号可以来自以下信号：
 - 内部模块互联单元（XBAR）输出
 - 经过高低限幅寄存器处理的外部ADC输入

12位ADC模块有以下主要特点：

- 12位分辨率
- 支持最高10 MHz输入时钟
- 高达2.5 MSPS采样率
- 单次转换时间：10个ADC时钟周期
- 顺序转换时间：8个ADC时钟周期
- 并行同时转换模式下，完成8个通道转换仅需34个ADC时钟周期
- 通过内部模块互联单元，能实现与如eFlexPWM等模块的同步操作
- 顺序扫描模式可存储多达16个测量结果
- 并行扫描模式每个ADC模块可存储多达8个测量结果
- 支持扫描暂停并在新的触发输入来临时继续原来扫描序列
- 可配置输入信号增益：x1、x2和x4
- 如果转换结果超过限幅或有过零发生，可配置在转换完成后产生中断事件
- 当扫描结束或转换结果已经就绪，可触发DMA功能搬移转换结果数据
- 通过减去预编程的偏移值，可实现采样纠正功能
- 支持有符号或无符号结果输出

- 支持单端或差分输入
- 三个模拟输入支持滞环PWM输出

本方案使用ADC与PWM的同步功能。此配置可以在所需的时间内完成对所需的逆变器电流和电压等模拟信号的同时转换。

1.3 参考文档

- DSP56800E and DSP56800EX Reference Manual, DSP56800ERM, Rev.3, 可从freescale.com官网下载
- MC56F827xx Reference Manual, MC56F827XXRM, Rev.1, 可从freescale.com官网下载
- FreeMASTER Software User's Manual, freescale.com/FreeMaster, 飞思卡尔半导体提供
- Freescale's Embedded Software Libraries, freescale.com/fslesl, 飞思卡尔半导体提供
- 飞思卡尔电机控制, freescale.com/motorcontrol, 飞思卡尔半导体提供

有关最新文档版本, 请访问freescale.com。

1.4 缩略语和缩写

表 1 缩略语

术语	含义
AC	交流电
ADC	模数转换器
API	应用程序接口
FSLES�	飞思卡尔嵌入式软件函数库
BEMF	反电动势
BLDC	无刷直流电机
CCW	逆时针方向
COP	看门狗
CW	顺时针方向
DAC	数模转换器
DC	直流电

DMA	直接存储器访问模块
DRM	设计参考手册
DT	死区时间
GPIO	通用目的输入/输出
HSCMP	高速比较器模块
I/O	计算机系统与外部世界之间的输入/输出接口
ISR	中断服务例程
IIC	集成电路总线
LED	发光二极管
DSC	数字信号控制器
PDB	可编程延时模块
PLL	锁相环
PWM	脉冲宽度调制器
RPM	每分钟转速
XBAR	内部模块互联单元
SCI	串行通信接口模块
SPI	串行外设接口模块

1.5 符号列表

表 2 符号索引列表

符号	定义
d, q	正交旋转坐标系
α, β	正交静止坐标系
$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$	定子电压在静止正交坐标系下的分量
u_{sd}, u_{sq}	定子电压在旋转正交坐标系下的分量
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	a、b、c相定子电流
i_{sd}, i_{sq}	定子电流在旋转正交坐标系下的分量
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	定子电流在静止正交坐标系下的分量
$u_{r\alpha}, u_{r\beta}$	转子电压在静止正交坐标系下的分量
u_{rd}, u_{rq}	转子电压在旋转正交坐标系下的分量
i_{rd}, i_{rq}	转子电流在旋转正交坐标系下的分量
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	转子电流在静止正交坐标系下的分量
i_{mr}	转子励磁电流
$\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}$	定子磁通在静止正交坐标系下的分量
Ψ_{sd}, Ψ_{sq}	定子磁通在旋转正交坐标系下的分量
θ_{Ψ}	转子磁链角
R_s	定子相电阻
R_r	转子相电阻
L_s	定子相电感
$L_{s\sigma}$	定子相漏感
$L_{r\sigma}$	转子相漏感
L_r	转子相电感

L_m	定转子互感
$\omega, \omega_r, \omega_{slip}, \omega_s$	转子电气角速度/转子电气角速度/滑差电气角速度/同步电气角速度
f_s	定子磁链同步频率
f_{slip}	滑差频率
P_p	电机极对数
T_e	电磁转矩
τ_r	转子时间常数

2 控制原理

2.1 三相交流感应电机

三相交流电机是一种用三相交流电控制的旋转机械，为了实现转速可调，电压源一般使用由功率开关元器件构成的逆变器，产生幅值和频率可调的近似正弦波的交流电压。

一个三对极的三相交流感应电机的剖面图如图2所示，定子槽内嵌有a, b, c三相绕组。为了在气隙中生成近似正弦的磁势，绕组采用分布式绕制。当定子绕组流过三相对称、相角互差 120° 的正弦交流电流时，气隙中会形成一个以定子电流频率旋转的磁场矢量。

根据三相交流感应电机的转子结构的不同，可分为鼠笼式和绕线式，其中鼠笼式最为常见，鼠笼式转子绕组是自己短路的绕组，在转子铁芯的每个槽中放有一根导体（材料为铜或铝），导体比铁芯长，在铁芯两端用两个端环将导体短接，形成短路绕组。若将铁芯去掉，剩下的绕组形状似松鼠笼子，故称鼠笼式绕组。

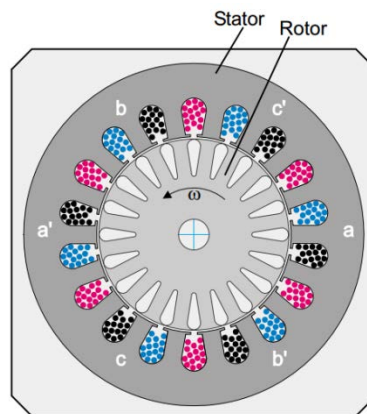


图2 三相交流感应电机-剖面图

若初始时转子处于静止状态，由定子三相交流电产生的气隙磁场将从转子导条上扫过，在转子导条上产生了感应电压，进而在短路的转子中感应出感应电流。气隙磁链和转子感应电流相互作用产生转矩。感应电机典型的转矩转速曲线如图3所示。在电机以同步转速运行时，转子中不可能产生感应电流，因此，也不可能产生转矩，在任何其他转速 ω_r 时，转速差 $\omega_e - \omega_r$ 称为滑差。

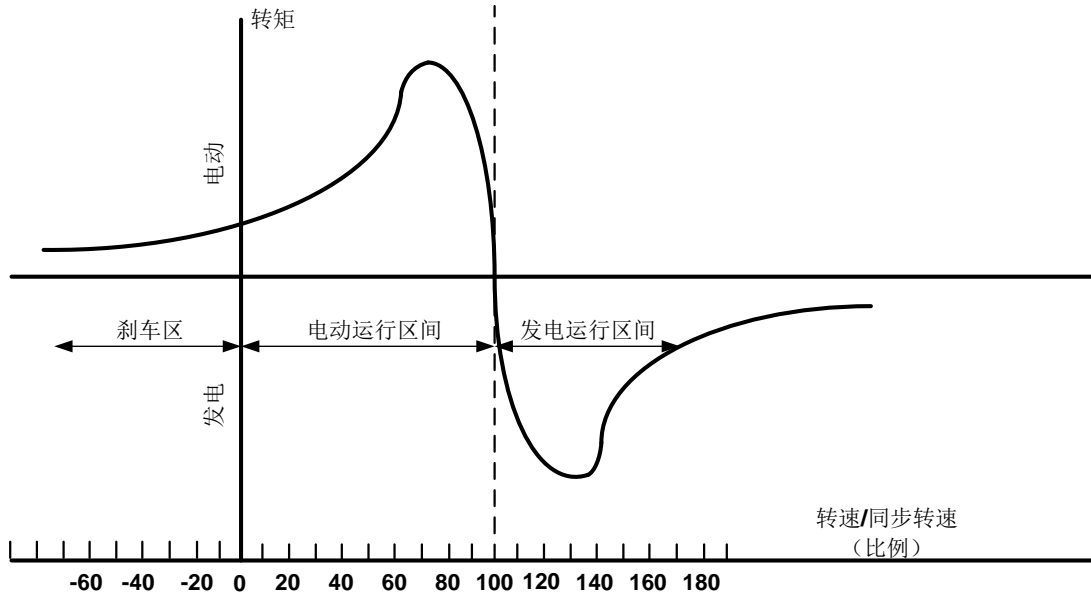


图 3 三相感应电机速度-转矩特性曲线

2.2 三相交流感应电机的数学模型

交流感应电机有很多数学模型。用于矢量控制的模型可以从空间矢量理论的角度去分析。三相电机物理量（诸如电压，电流，磁链等）可以用综合空间矢量来表示。这个模型适用于任何电压电流瞬态时刻，可以同时表征电机在稳态和瞬态的运行性能。综合空间矢量可使用两个正交坐标轴来表示。因此我们可以将电机看成两相电机。使用该两相电机模型可以减少电机方程数量，从而简化控制算法。

2.2.1 空间矢量的定义

我们假设 i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} 是对称的三相定子电流：

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

等式 1

这里我们定义如下的定子电流空间矢量：

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

等式 2

这里的 a 和 a^2 是空间算子 $a = e^{j2\pi/3}$, $a^2 = e^{j4\pi/3}$, k 基于磁势不变的变换常数, $k=2/3$ 。图 4 所示为定子电流空间矢量投影。

等式 2 定义的空间矢量可以使用两相坐标理论表示。空间矢量的实部等价表示瞬态直轴定子电流分量 $i_{s\alpha}$ ，而虚部等价表示瞬态交轴定子电流分量 $i_{s\beta}$ ，因此建立在定子上的两相静止参考坐标系的定子电流空间矢量可以表示为：

$$\overline{i_s} = i_{s\alpha} + j i_{s\beta}$$

等式 3

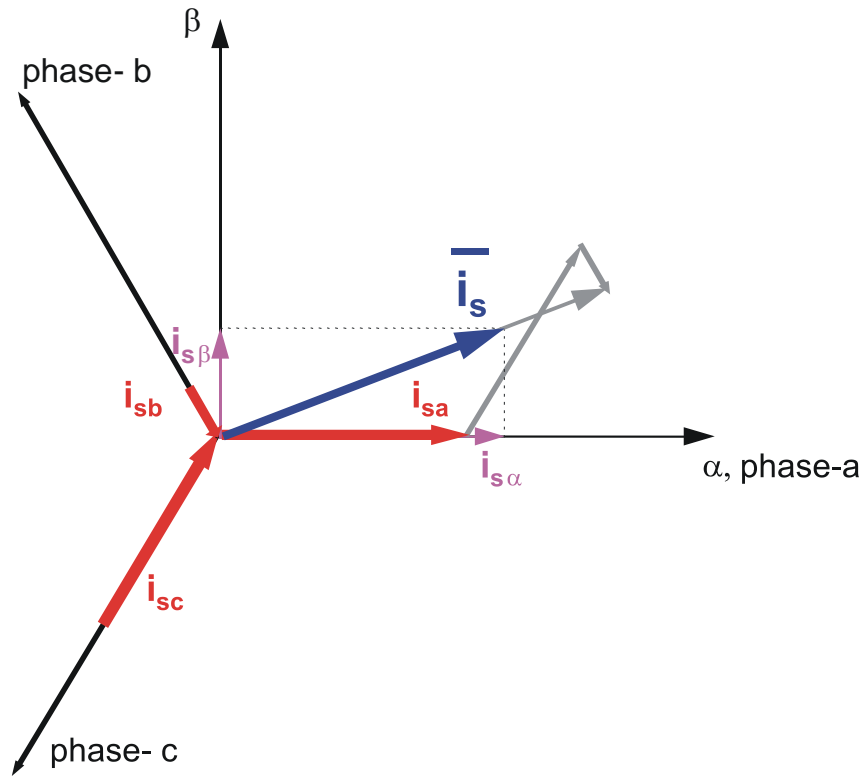


图 4 定子电流空间矢量与投影

在三相对称电机里，静止坐标系的交直轴定子电流分量是虚拟的两相电流分量，可以用如下三相定子电流表示：

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

等式 4

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

等式 5

这里的 $k=2/3$ 是基于磁势不变的变换常数，简化后方程为：

$$i_{s\alpha} = i_{sa}$$

等式 6

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{sb} - i_{sc})$$

等式 7

其它的电机物理量的空间矢量（电压、磁链等）都可以用如上定子电流空间矢量的方法表示。

2.2.2 三相交流感应电机数学模型

在对三相交流感应电机数学模型分析之前，我们假设电机气隙均匀，绕组产生的气隙磁场按正弦规律分布。由于三相电压方程中含有大量的瞬态变量比较麻烦，所以使用静止两相坐标系理论（克拉克变换）重构电机瞬态方程会更简单实用。那么三相交流感应电机在基于 α, β 定子静止坐标系表示的定转子电压动态方程为：

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha}$$

等式 8

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta}$$

等式 9

$$u_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} + \omega \psi_{r\beta}$$

等式 10

$$u_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{r\beta} - \omega \psi_{r\alpha}$$

等式 11

定子和转子磁链方程用定转子空间电流矢量表示方程为：

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha}$$

等式 12

$$\psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta}$$

等式 13

$$\psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha}$$

等式 14

$$\psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta}$$

等式 15

电磁转矩的空间矢量方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} p_p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha})$$

等式 16

相关符号术语含义请参见表 2。

除了基于定子静止坐标系，电机电压矢量方程还可以基于一种更通用的旋转坐标系来表示，其旋转速度为 g 。如果基于旋转坐标系，直轴交轴分量 x, y 以瞬时速度 $g = d\theta_g/dt$ 旋转，如图 5 所示，这里的角度 θ_g 就是定子静止坐标系 α 轴分量与通用坐标系 x 轴分量的夹角，等式 17 定义了旋转坐标系下定子电流空间矢量方程：

$$\overline{i_{sg}} = \overline{i_s} e^{-j\theta_g} = i_{sx} + j i_{sy}$$

等式 17

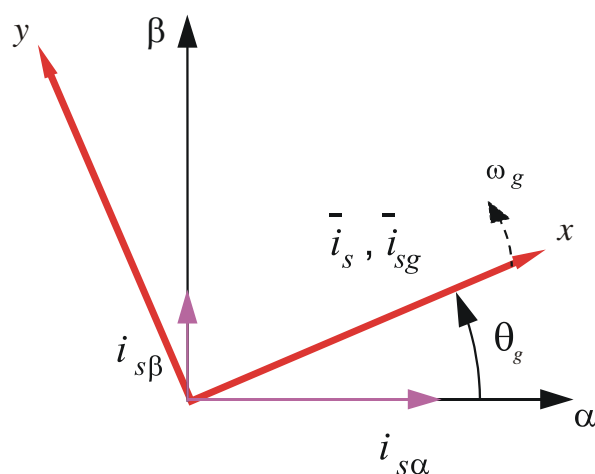


图 5 旋转坐标的应用

同样，定子电压和磁链空间矢量也可以用通用坐标系表示。

同样，转子电压，电流，磁链空间矢量也可以用类似的分析方法。定位于转子的坐标系实轴与定子坐标系直轴夹角为 θ_r 。我们可以看到，转子坐标系的实轴与通用坐标系的实轴 x 的夹角为 $\theta_g - \theta_r$ ，所以在通用坐标系中，转子电流空间矢量可以表示为：

$$\overline{i_{rg}} = \overline{i_r} e^{-j(\theta_g - \theta_r)} = i_{rx} + j i_{ry}$$

等式 18

这里的 $\overline{i_r}$ 是在转子参考坐标系里的转子电流空间矢量。

同样，转子电压和磁链空间矢量也可以用通用坐标系表示。

通用坐标系电机电压方程可以利用介绍过的坐标变换从静止坐标系旋转变换到通用坐标系来推导。矢量控制经常使用三相交流感应电机模型。矢量控制的目的是使用类似直流电机的控制方案实现高性能的交流电机动态控制。为实现这个目标，可以把参考坐标系定位于定子磁链空间矢量，转子磁链空间矢量，或者气隙磁链空间矢量。最常见的就是定向在转子磁链空间矢量，其直轴为d，交轴为q。

经过dq坐标变换，电机数学模型可以表示如下：

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega_s \psi_{sq}$$

等式 19

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega_s \psi_{sd}$$

等式 20

$$u_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \psi_{rd} + (\omega_s + \omega) \psi_{rq}$$

等式 21

$$u_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \psi_{rq} + (\omega_s - \omega) \psi_{rd}$$

等式 22

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd}$$

等式 23

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq}$$

等式 24

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd}$$

等式 25

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq}$$

等式 26

$$T_e = \frac{3}{2} p_p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd})$$

等式 27

图 6 标示了定子电压矢量，定子电流矢量和定转子及气隙磁链在dq轴参考坐标系下的分布。其中d轴定向在转子磁链矢量方向。

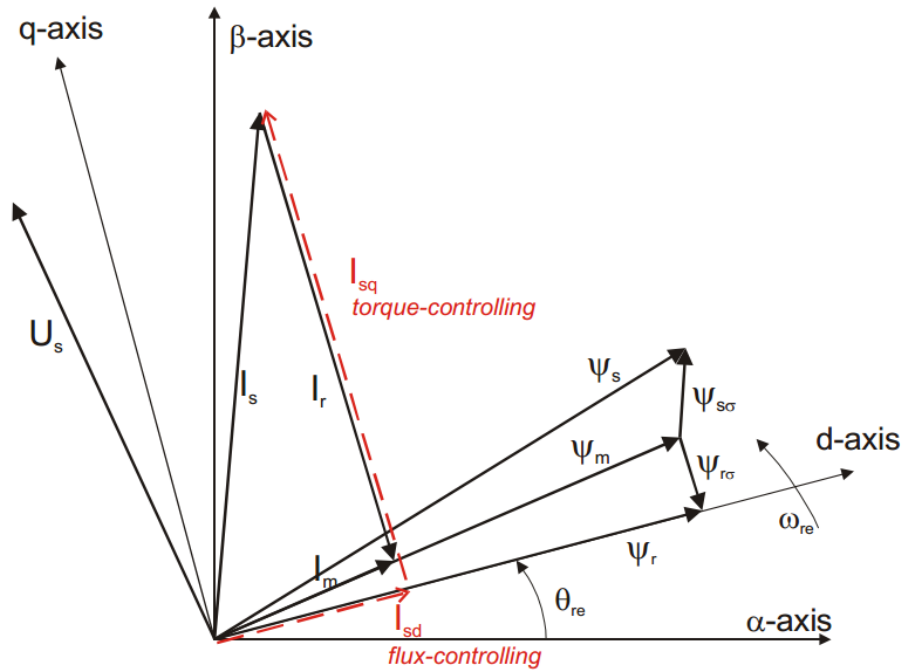


图 6 三相交流感应电机矢量控制矢量图

交流感应电机在稳态的模型可以用稳态等效电路表示，如图 7 所示。

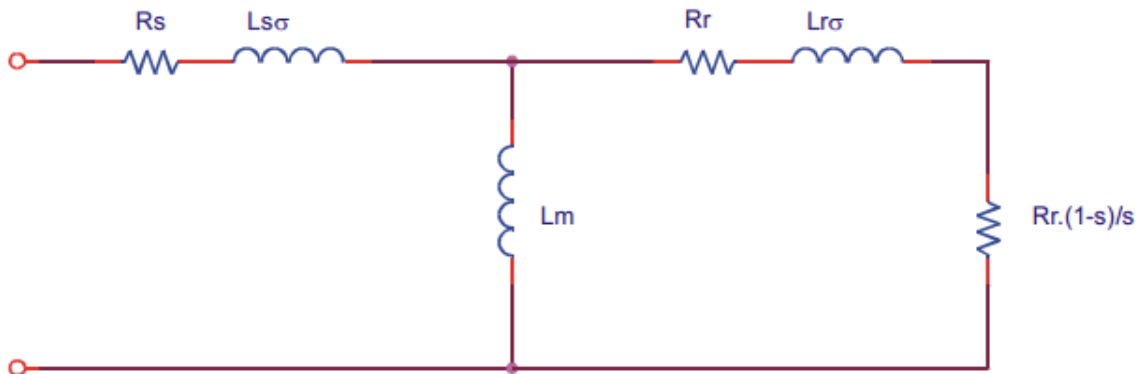


图 7 三相交流感应电机等效电路图

2.3 三相交流感应电机的矢量控制

2.3.1 矢量控制基本原理

高性能的电机控制表现为整个速度范围运行平稳，零速下全转矩控制，和快速的加减速特性。三相交流电机一般使用矢量控制来实现上述目标。矢量控制技术又称磁场定向控制（FOC）。FOC 最基本的思想就是将定子电流解耦成一个控制磁场的电流分量和一个控制转矩的电流分量。经过解耦后，两个电流分量独立受控，互不干扰。这时交流电机的控制器就和他励直流电机控制器一样简单。

图 8展示了三相交流感应电机基本的矢量控制算法结构。为实现矢量控制，需要执行下列步骤：

- 1 检测电机物理量（相电压、相电流和转速）。
- 2 使用克拉克变换将三相定子电流变换到两相坐标系 (α, β)。
- 3 计算转子磁链空间矢量的幅值和相角。
- 4 使用派克变换将 $\alpha\beta$ 轴定子电流旋转变换到dq坐标系。
- 5 分别独立控制转矩电流 (i_{sq}) 分量和励磁电流 (i_{sd}) 分量。
- 6 使用解耦模块计算输出定子电压空间矢量。
- 7 定子电压空间矢量经过反派克变换从dq坐标系变换到 $\alpha\beta$ 两相坐标系。
- 8 使用空间矢量调制，产生三相电压输出。

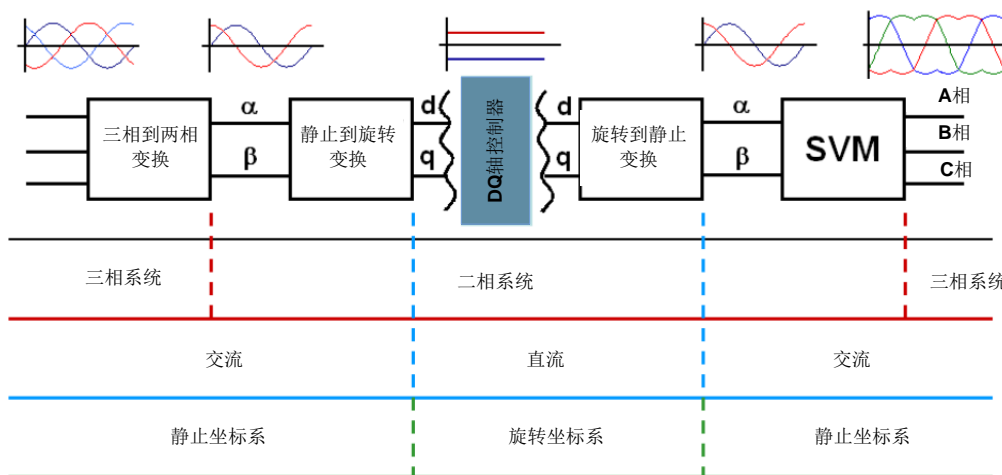
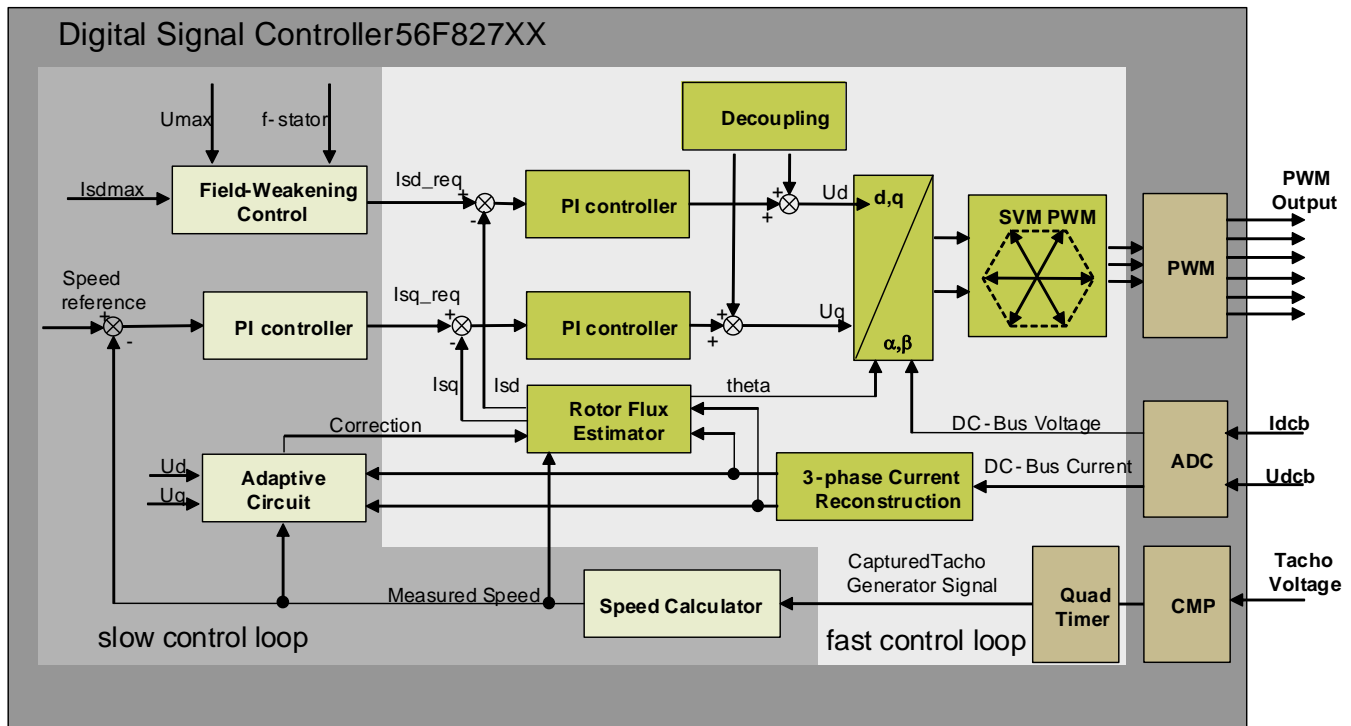


图 8 矢量控制的变换关系图

为了将定子电流分解为转矩电流分量和励磁电流分量，必需知道电机励磁磁通的位置，这需要精确检测转子的位置和速度信息。在矢量控制系统中，通常使用安装在转子上的增量式编码器或测速发电机来作为转子位置传感器。然而在一些应用中，位置传感器不能被使用，那么需要采用一些间接的技术来估计转子的位置，这种不直接使用位置传感器的算法叫做无位置传感器控制。

2.3.2 矢量控制算法

图 9 所示是基于三相交流感应电机的矢量控制算法系统框图。其它矢量定向控制方案和其类似，可以实现电机磁场和转矩的独立控制。控制的目的是调节电机的转速。速度命令值由上层控制设定。具体算法由两个控制环路实现。快速内环 200 微秒执行一次。慢速外环 1 毫秒执行一次。



Outer (Slow) Speed Loop
running at several $\sim 1\text{msec}$

Inner (Fast) Current Loop
running at several $\sim 200\mu\text{sec}$

图 9 ACIM 矢量控制算法架构

为实现精确的三相交流感应电机的速度控制，需要采集反馈信号。必要的反馈信号包括：相电流、母线电压、转速。在本应用中，相电流的重构是基于单电阻采样进行的，用作电流环的反馈输入，母线电压的检测是为了过压、欠压保护和母线电压的纹波消除。测速发电机作为本应用中的速度传感器。

快速控制环执行两个独立的电流环控制。分别为直轴和交轴 (i_{sd} , i_{sq}) PI 控制器。直轴电流用于控制转子励磁磁通，交轴电流则控制电机转矩。电流 PI 控制器输出再加上相应的解耦环节，这就得到了施加于电机上理想的定子电压空间矢量。快速控制环执行以下必要的任务来完成对定子电流分量的独立控制：

- 相电流重构
- 克拉克变换
- 派克变换和反派克变换
- 定子电压解耦
- 转子磁链预估
- 直交轴电流环 PI 调节

- 母线电压纹波消除
- 空间矢量调制 (SVM)

慢速控制环执行速度控制环和实时性要求不高的控制任务。速度PI控制器输出作为产生转矩的交轴电流 (i_{sq}) 的参考值。弱磁控制器输出作为产生磁链的直轴电流 (i_{sd}) 的参考值。转子时间常数校正环节的引入是为了降低因电机发热等因素引起的转差率估算误差。慢速控制环执行以下必要的任务来完成速度分量和磁链分量的控制:

- 速度计算
- 转子时间常数校正PI调节
- 速度环PI调节
- 磁链环PI调节
- 电流环耦合分量计算
- 非回馈制动限幅值切换

2.3.3 转子磁链估算

转子磁场空间矢量的位置获取对感应电机矢量控制是至关重要的。dq轴参考坐标系只有在转子磁场方向确定后才能建立。目前有很多种方法来估算转子磁链空间矢量角度, 本文采用在dq轴下的转子磁链时不变方程来估算转子磁链。

转子磁链在dq轴下方程可由转子电压公式推导得到, 但是此公式中存在不能直接测量的转子电流 (i_{rd}, i_{rq})。转子电流方程可由等式 25 和等式 26 推导得到:

$$i_{rd} = \frac{\psi_{rd}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd}$$

等式 28

$$i_{rq} = \frac{\psi_{rq}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq}$$

等式 29

将以上方程代入转子电压方程, 可以得到:

$$\frac{d}{dt} \psi_{rd} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{\psi_{rd}}{\tau_r} + (\omega_s - \omega) \psi_{rq}$$

等式 30

$$\frac{d}{dt} \psi_{rq} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} - \frac{\psi_{rq}}{\tau_r} - (\omega_s - \omega) \psi_{rd}$$

等式 31

其中 τ_r 为转子时间常数，即：

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

等式 32

在转子磁场定向的矢量控制算法中，我们假定d轴和转子磁场矢量重合，可以得到以下公式：

$$\psi_{rd} = |\overline{\psi_r}|$$

等式 33

$$\psi_{rq} = 0$$

等式 34

将其代入等式 30和等式 31，我们可以得到转子磁链的单一微分方程：

$$\frac{d}{dt} \psi_{rd} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{\psi_{rd}}{\tau_r}$$

等式 35

稳态时转子磁链可以用励磁电流来表示：

$$\overline{i_{mr}} = \frac{\overline{\psi_r}}{L_m}$$

等式 36

等式 35使用励磁电流可以表示为：

$$\frac{d}{dt} i_{mr} = \frac{1}{\tau_r} (i_{sd} - i_{mr})$$

等式 37

这个离散化的方程用微控制器可以很容易的实现。

为了得到定子电流的d轴分量，我们需要得到转子磁场矢量的位置，磁场矢量的位置可以通过同步角速度积分得到。同步角速度等于转子转速加上滑差转速。

$$\theta_\psi = \int_0^t (\omega_r + \omega_{slip}) dt$$

等式 38

其中滑差转速 ω_{slip} 可以结合等式 22, 等式 26, 等式 27, 等式 36 推导得到, 经过化简后可以得到:

$$\omega_{slip} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}}{i_{mr}}$$

等式 39

等式 34 和等式 37 描述了转子磁链在dq轴旋转坐标系下的模型。这个模型的优点在于它是一个线性时不变的坐标系下估算的。很多非线性时变耦合的变量都可以用直流量来表示。不足之处在于此模型严重依赖转子时间常数, 而转子时间常数随着转子温度波动很大, 为了保证算法的精度, 我们需要对方案进行改进, 在下一节中将介绍转子时间常数校正算法。

为了能在DSC中计算转子磁链模型, 我们需要对式等式 37, 等式 38 进行离散化, 这里我们采用后向欧拉公式进行离散化, 离散后的转子磁链模型如下:

$$i_{mr}^k = i_{mr}^{k-1} + T_{sample} \frac{1}{\tau_r} (i_{sd}^k - i_{mr}^k)$$

等式 40

$$\theta_{\psi}^k = \theta_{\psi}^{k-1} + T_{sample} \left(\omega_r^k + \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}^k}{i_{mr}^k} \right)$$

等式 41

其中上标k和k-1代表分别在k和k-1步骤中采样的变量值, T_{sample} 为采样周期。

2.3.4 转子时间常数校正

上述转子磁链模型严重依赖转子时间常数, 不准确的转子时间常数会导致dq轴分量估算不准确, 从而降低系统的动态性能和稳定性。这个问题可以通过一个在线实时转子时间常数校正算法来解决。

目前有很多文献中提出了一些校正技术, 这些技术的目的几乎都是将电机测量出的状态变量和估算值进行比较, 然后用误差来校正模型参数, 我们称这类观测器为闭环观测器, 与开环观测器相比, 闭环观测器提高了系统的精度。

本文的转子时间常数校正算法是基于定子电压方程提出的, 定子电压反电势方程可以由等式 19 和等式 20 中推导出, 转子时间常数校正环节适合在低带宽的控制回路中运行。稳态下的定子电压方程可以简化为如下方程:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \psi_{sq}$$

等式 42

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \psi_{sd}$$

等式 43

上述方程是定子磁链 ψ_s 的函数，但是我们的算法是基于转子磁场定向的。定转子磁链之间的关系可以由等式 23 至等式 26 推导得到，经过简化可以得到：

$$\psi_{sd} = \left(\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \right) i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd}$$

等式 44

$$\psi_{sq} = \left(\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \right) i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq}$$

等式 45

将等式 44，等式 45 代入等式 42，等式 43，经过简化可以得到由定子电流和转子磁链构成的定子电压方程：

$$u_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \left(\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \right) i_{sq} - \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq}$$

等式 46

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \left(\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \right) i_{sd} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd}$$

等式 47

对于转子磁场定向（等式 33，等式 34），经过简化可以得到：

$$u_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \left(\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \right) i_{sq}$$

等式 48

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \left(\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \right) i_{sd} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd}$$

等式 49

其中直轴电压方程是由定子电流分量、定子电阻 R_s 和电机电感 L_s 、 L_r 、 L_m 构成的函数，此函数和转子时间常数无关，我们可以用等式 48 来校正转子时间常数：

$$u_{sd} - \left(R_s i_{sd} - \omega_s \left(\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \right) i_{sq} \right) = \text{ERROR}$$

等式 50

将此误差信号作为PI调节器的输入，PI调节器的输出通过在转子磁链位置观测器中校正转子时间常数来将误差控制为零，转子磁链观测器和转子时间常数校正的完整算法如图 10 所示。

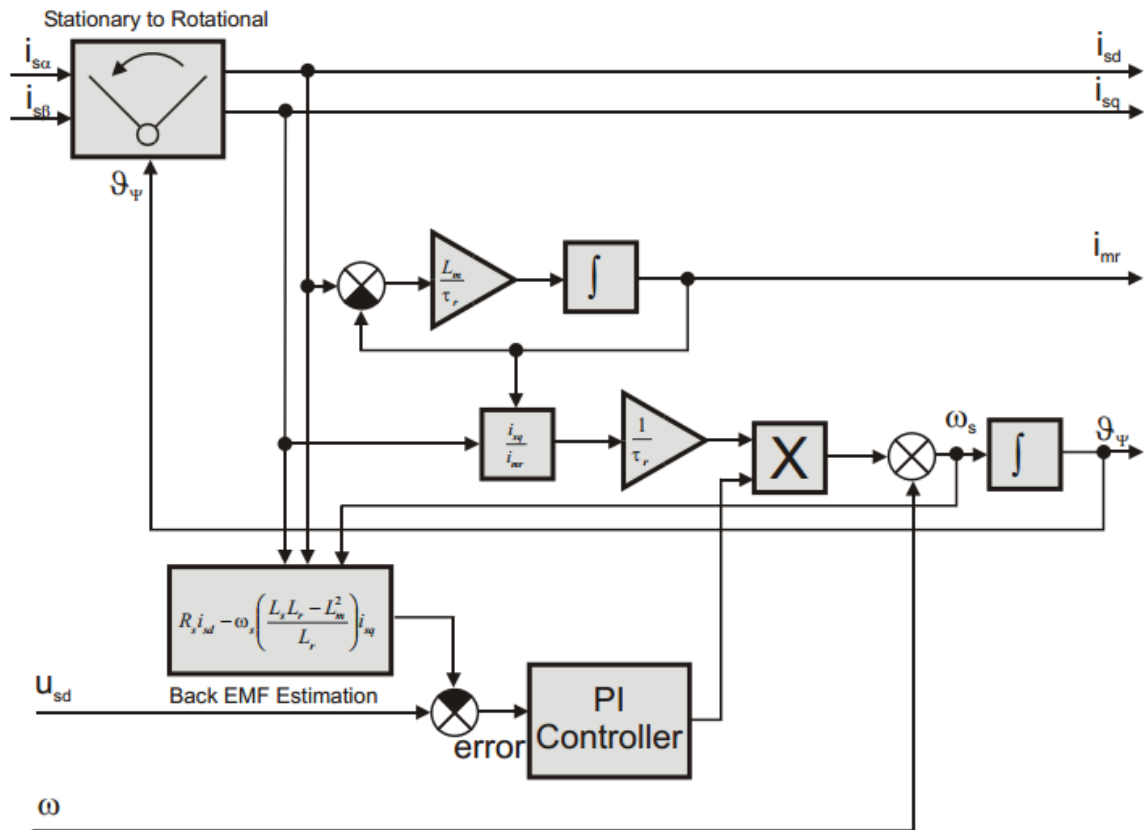


图 10 转子磁链估算及时间常数校正框图

此观测器的输入变量为定子电流在 α 、 β 静止参考坐标系上的分量 $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ ，定子电压在d、q旋转坐标系下的直轴分量 u_{sd} 以及电机的实际转速。算法的输出为转子励磁电流 i_{mr} ，转子磁链矢量位置 θ_ψ 以及转换到旋转坐标系下的定子电流分量 i_{sd} 、 i_{sq} ，作为相应的PI调节器的反馈输入。

2.3.5 定子电压解耦

为了实现转子磁场定向的矢量控制，定子电流的直轴分量（励磁分量）和交轴分量（转矩分量）必须独立控制。但是定子电压交直轴分量是互相耦合的，直轴分量 u_{sd} 和 i_{sq} 相关，交轴分量 u_{sq} 和 i_{sd} 相关，因此不能认为交直轴电压是对转矩和磁链的解耦控制分量，只有定子电压实现解耦，定子电流交直轴分量才能实现独立解耦控制。

定子电压在d、q旋转坐标系上的分量可以分解为线性分量和解耦分量。公式如下：

$$u_{sd} = u_{sd}^{line} + u_{sd}^{decouple}$$

等式 51

$$u_{sq} = u_{sq}^{line} + u_{sq}^{decouple}$$

等式 52

将定子磁链公式等式 12，等式 13 代入定子电压方程等式 8，等式 9 可得：

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sq}$$

等式 53

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} + \omega_s L_s \sigma i_{sd}$$

等式 54

其中

$$u_{sd}^{line} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt}$$

等式 55

$$u_{sq}^{line} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt}$$

等式 56

$$u_{sd}^{decouple} = R_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sq}$$

等式 57

$$u_{sq}^{decouple} = R_s i_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} + \omega_s L_s \sigma i_{sd}$$

等式 58

代入转子磁链公式，化简得到：

$$u_{sd}^{decouple} = R_s i_{sd} - \omega_s \frac{L_{1s} L_{1r} + L_m (L_{1s} + L_{1r})}{L_{1r} + L_m} i_{sq}$$

等式 59

$$u_{sq}^{decouple} = R_s i_{sq} + \omega_s \left(\frac{L_{1s} L_{1r} + L_m (L_{1s} + L_{1r})}{L_{1r} + L_m} i_{sd} + L_m i_{mr} \right)$$

等式 60

忽略定转子漏抗的乘积等较小量，化简可得：

$$u_{sd}^{decouple} = R_s i_{sd} - \omega_s (L_{1s} + L_{1r}) i_{sq}$$

等式 61

$$u_{sq}^{decouple} = R_s i_{sq} + \omega_s ((L_{1s} + L_{1r}) i_{sd} + L_m i_{mr})$$

等式 62

2.3.6 空间矢量调制

空间矢量调制 (SVM) 可以直接将两相 α, β 坐标系电压转化为脉宽调制 (PWM) 信号 (占空比)。

标准的输出电压产生方法是使用反克拉克变换得到三相电压值。得到三相电压值就可以计算相应的用于功率开关的占空比。尽管上述做法效果很好, 但是空间矢量调制更简单直接 (直接从 α, β 坐标系变换得到占空比)。

标准空间矢量调制技术的基本原理可以用如图 11 所示的功率回路原理图来解释。图 11 中所示的三相功率回路可以产生 8 种开关状态 (矢量)。这些矢量由相应的功率开关组合形成。图 12 所示是由所有的开关状态组合而形成的六边形。8 个矢量由定义在 α, β 坐标系 6 个运动矢量 $U_0, U_{60}, U_{120}, U_{180}, U_{240}, U_{300}$ 和 2 个零矢量 O_{000}, O_{111} 组成。

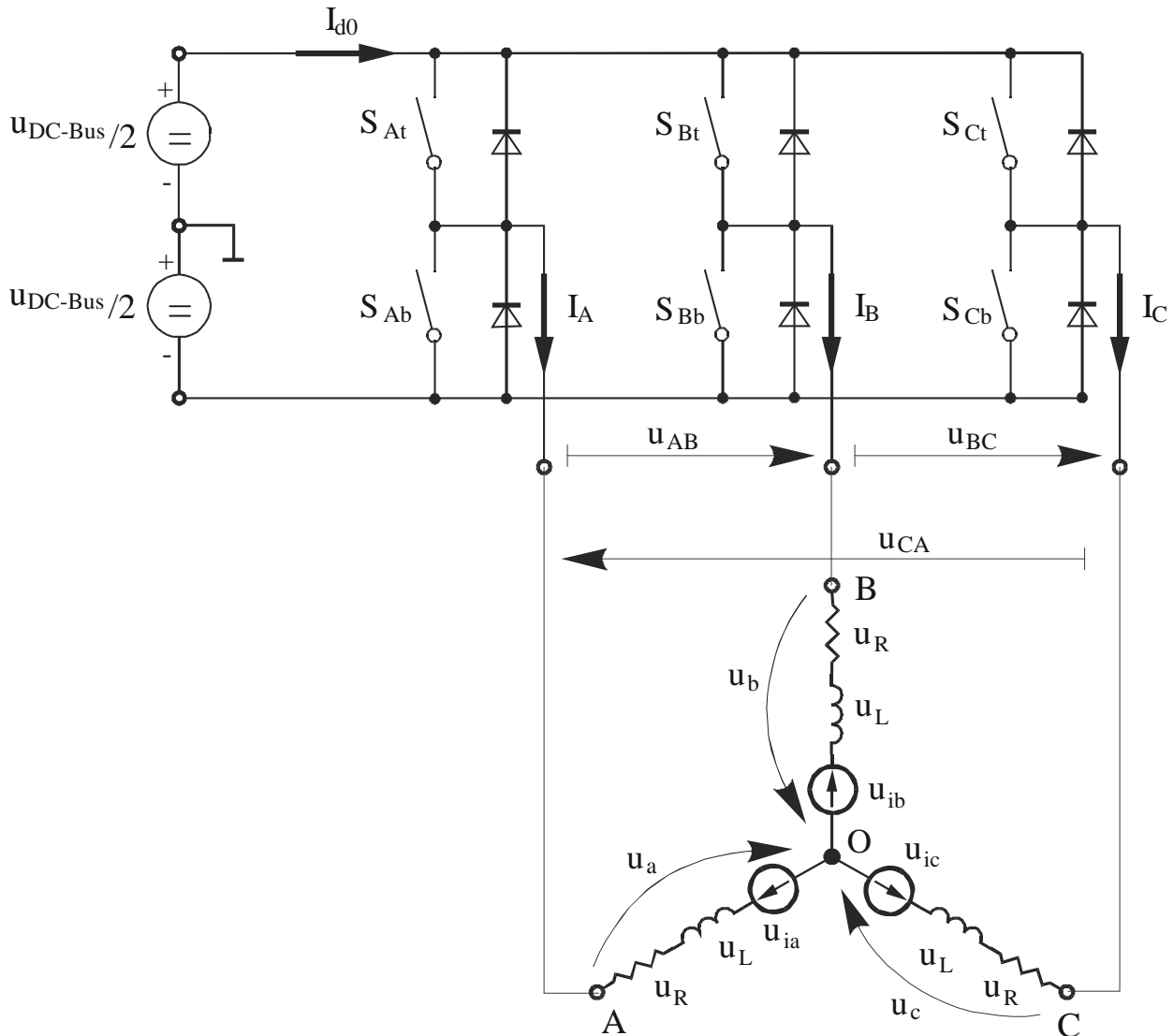


图 11 功率回路原理图

每个电压矢量所对应的功率回路开关的开通关断状态将以图 12 括号里的数字所示进行编码。一个数字对应一相开关状态。对每一相来说，1 代表上管开通，下管关断。0 代表上管关断，下管开通。表 3 列出了这些状态组合，相应的瞬态线电压输出，相电压输出和电压矢量。

表 3 开关模态和对应的定子电压

a	b	c	U_a	U_b	U_c	U_{AB}	U_{BC}	U_{CA}	Vector
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}

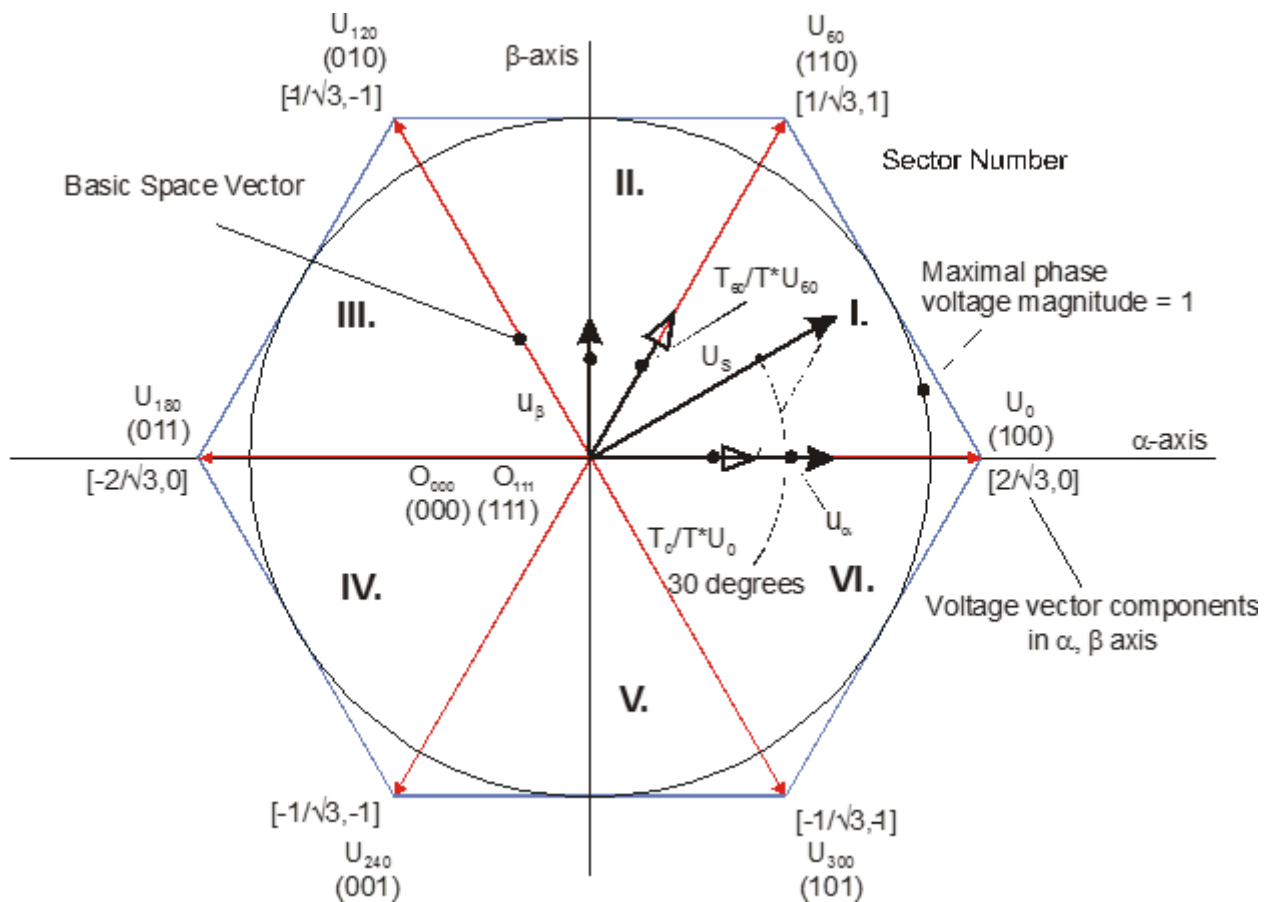


图 12 基本的空间矢量和电压矢量投影关系

SVM其实就是作为矢量控制（电压空间矢量）和PWM之间的一座桥梁。

SVM技术由以下几步组成：

1. 扇区判断
2. 空间矢量分解为扇区对应的两个相邻电压矢量 $U_x, U_{x\pm60}$
3. PWM占空比计算

SVM的原理就是利用固有基本电压矢量 U_{xxx} 和 O_{xxx} 在一个PWM周期 T_{PWM} 内合成的平均矢量来等效期望的电压矢量。

这个方法在一个PWM周期内可以灵活配置零矢量和运动矢量。可以选择以降低开关损耗为目的的配置，也可以为达到不同的效果选择其它的配置，例如中心对齐的PWM、边沿对齐的PWM、最少的开关切换的PWM等。

对于SVM，我们定义以下规则：

期望的电压空间矢量由所在扇区的固有基本电压矢量合成：运动矢量 ($U_x, U_{x\pm60}$) 和零矢量 (O_{000} or O_{111})。

SVM原理可以用下面的表达式表示：

$$T_{PWM} \cdot U_{S[\alpha,\beta]} = T_1 \cdot U_x + T_2 \cdot U_{x\pm60} + T_0 \cdot (O_{000} \vee O_{111})$$

等式 63

$$T_{PWM} = T_1 + T_2 + T_0$$

等式 64

为算出 T_0, T_1, T_2 时间，就必须将空间电压矢量 $U_{S[\alpha,\beta]}$ 分解到运动电压矢量 $U_x, U_{x\pm60}$ 上。等式 63 可以分解为等式 65 和等式 66。

$$T_{PWM} \cdot U_{SX} = T_1 \cdot U_x$$

等式 65

$$T_{PWM} \cdot U_{S(X\pm60)} = T_2 \cdot U_{x\pm60}$$

等式 66

通过计算这些方程,我们就可以计算出电压矢量所在扇区固有基本电压矢量在一个PWM周期内的作用时间,以此来产生正确的定子电压。

$$T_1 = \frac{|U_{sx}|}{|U_x|} T_{PWM} \text{ 运动矢量 } U_x \text{ 作用时间}$$

等式 67

$$T_2 = \frac{|U_{sx}|}{|U_{x\pm 60}|} T_{PWM} \text{ 运动矢量 } U_{x\pm 60} \text{ 作用时间}$$

等式 68

$$T_0 = T_{PWM} - (T_1 + T_2) \text{ 零矢量 } O_{000} \text{ 和 } O_{111} \text{ 作用时间}$$

等式 69

3 系统概念

3.1 系统概述

本系统是一个三相感应电机驱动系统，系统架构如下：

- MC56F82748控制子卡
- 三相电机高压功率板
- 控制技术包括：
 - 带位置传感器的三相感应电机矢量控制
 - 速度闭环控制
 - 正反转控制
 - 电动机和发电机模式运行
 - 基于单电阻的三相电流重构
 - 电流闭环控制
 - 磁链和转矩独立解耦控制
 - 自适应转子磁链估算
 - 高速弱磁控制
 - 高调速范围，最大转速17000 RPM（一对极电机）
- FreeMASTER软件控制界面（电机启动/停止，设定转速）
 - FreeMASTER软件示波器（实际和需求转速观测、母线电压）
 - FreeMASTER高速录波仪（重构的电机三相电流、矢量控制算法变量）
- 故障保护
 - 直流母线过压、欠压保护
 - 过流保护

3.2 系统控制结构

整个应用系统包括以下几部分硬件模块：

- 驱动电机的高压功率板
- 三相交流感应电机
- MC56F82748控制子卡

MC56F82748数字信号控制器通过响应用户的FreeMASTER输入命令和硬件系统反馈的电压电流信号，执行控制算法代码后产生一系列PWM信号来控制IPM驱动三相交流感应电机。

3.2.1 电机控制过程

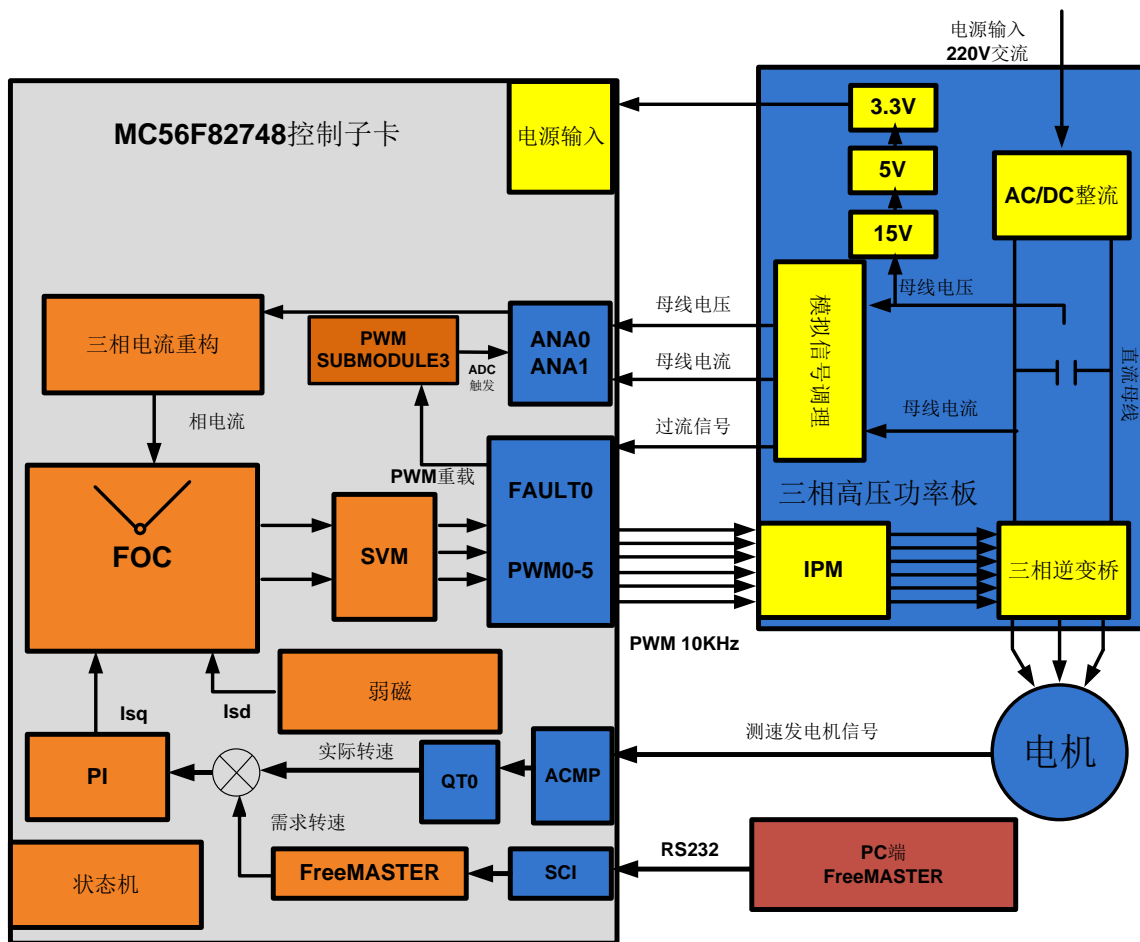


图 13 系统框图

图 13所示为三相交流感应电机的带测速发电机的磁场定向控制系统框图。系统的参考转速可以通过PC端FreeMASTER键入，实际转速由测速发电机的输出信号经过ACMP和QT0两个外设单元处

理后在中断函数中计算得到。参考转速和实际转速的误差值作为速度环的输入，速度环的输出作为q轴电流环的参考输入。为达到较高的转速，励磁分量需要弱磁，电流环输出的电压值和系统最大电压值的误差值作为弱磁环的输入，弱磁环的输出为d轴电流环的参考输入。

直流母线电压由ADC采样得到，ADC采样时刻由PWM模块产生的硬件触法信号来控制，采集的直流母线电压值经过一个数字滤波器处理后被使用，而相电流采样值不需要滤波处理直接使用。电机的三个相电流通过母线电流重构得到。重构得到的三相电流经变换后作为直交轴电流环的输入量。

系统采用两个独立的电流PI调节器（分别在d轴和q轴）来控制电机电流环。磁场定向控制（FOC）算法的输出是定子电压空间矢量。该电压空间矢量通过空间矢量调制技术转换成PWM占空比。再通过三相电压源逆变器产生三相定子电压，连接到功率电路板的三相输出端给电机供电。

系统采用安装在PC端的FreeMASTER 人机界面进行控制，FreeMASTER通讯软件采用RS232串行通讯协议，实现了信号的电气隔离。

电机驱动的状态机掌控着电机的运行状态，本驱动中有四个状态：初始化、停止、运行和故障保护。实际控制状态由FreeMASTER控制页面显示。

在过压、欠压或者过流故障时，PWM信号被禁止。

4 硬件设计

4.1 硬件概述

本应用中，电机控制板由两部分构成，功率板和Freescale MC56F82748 DSC控制子卡，完成对三相交流感应电机的FOC控制。该应用采纳了Fairchild公司的IPM（FSBF3CH60B），最大耐压：600V，最大电流：3A；功率板的AC电源输入设计，满足110V和220V的不同电压规格。此外，功率板还包括以下接口，用于系统的扩展应用：母线过压制动电阻接口、用于通信/调试的电气隔离USB接口、编码器接口、测速发电机信号接口、用于温度检测的ADC接口和其它可扩展IO端子。

图 14所示为系统功率板实物图。

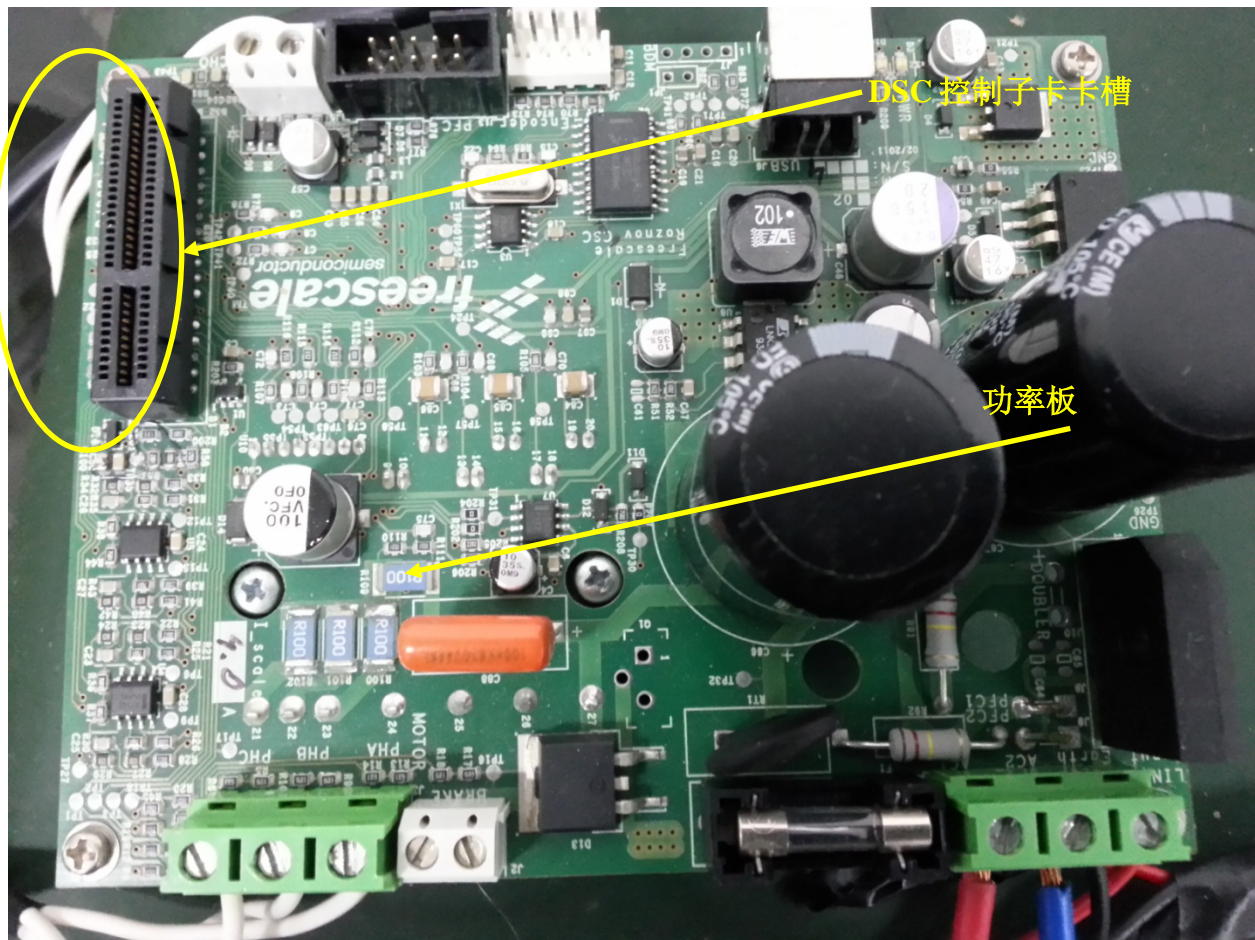


图 14 电机功率板

图 15 所示为DSC子卡实物图。

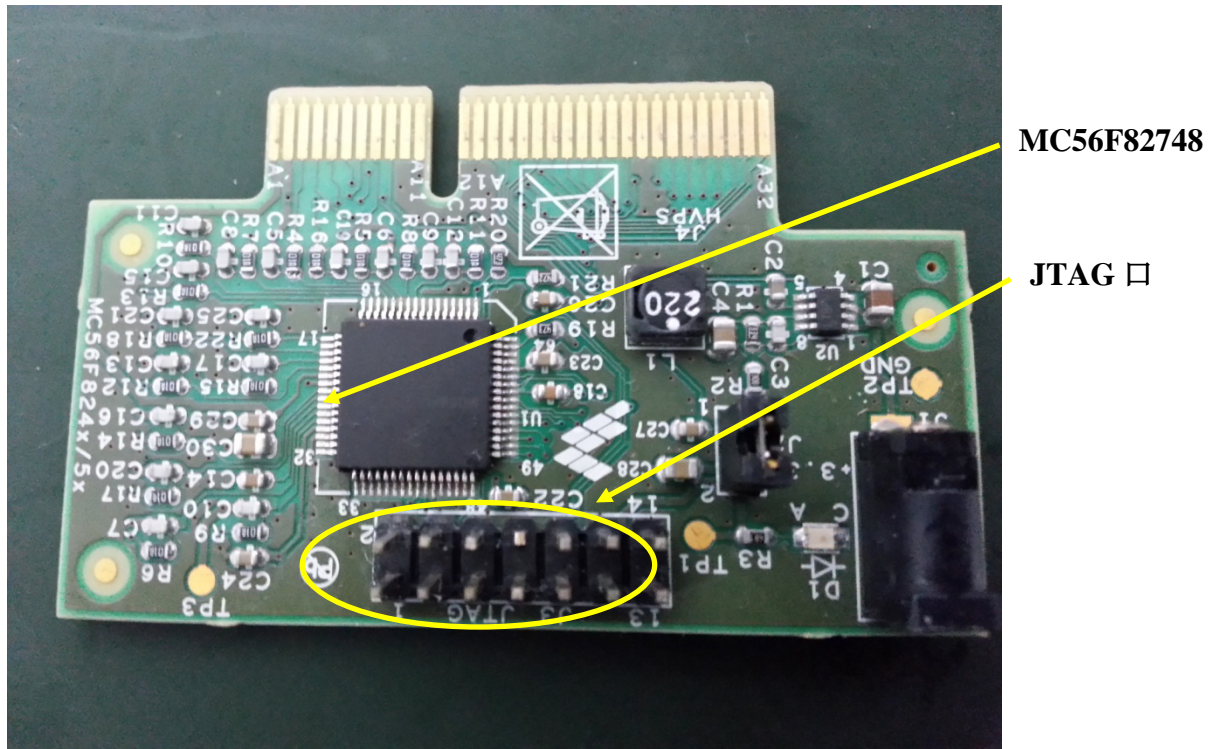


图 15 DSC控制子卡

4.2 电机控制板规格参数

功率板：

- 输入电压220V AC， 50Hz
- 三相电机变频器包括以下部分：
 - 具有过流、欠压保护的IPM（智能功率模块）
 - 母线电流检测电路
 - IPM错误信号（VFO）检测
 - 母线电压检测电路
- AC输入整流
- 电气隔离的USB/RS485接口
- 测速发电机接口
- 正交编码器接口/HALL接口（可选）
- 直流母线过压制动电阻接口

- 用于连接DSC控制子卡的PCI卡槽
- 板载DC-DC电源，+15V，+5V，+3.3V和+3.3VA

DSC控制子卡：

- 64脚 LQFP封装的DSC MC56F82748
- 与功率板连接的PCI 端子
- JTAG 调试接口
- 板载DC-DC电源，+3.3V，+3.3VA
- 电源指示LED

4.3 硬件概述

图 16所示为电机控制板的硬件框图。

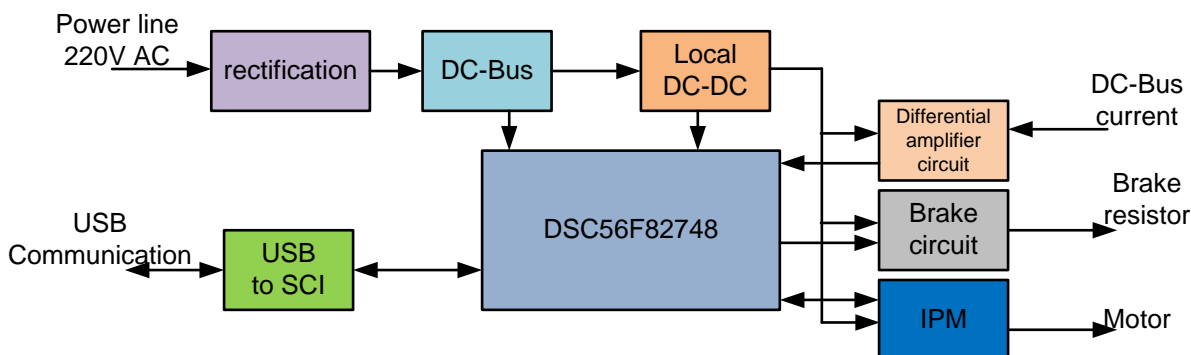


图 16 电机控制板框图

上图中，蓝色的DSC功能块代表DSC控制子卡，是整个电机控制板的核心，使用Freescale DSC数字信号控制器 MC56F82748。

4.3.1 板载辅助电源

直流母线电容器C66/C67存储电能，用于整个系统控制板的电源供给，同时为板载DC-DC辅助电源供电，产生+15V用于MOSFET/IGBT驱动芯片及IPM的供电，+5V用于编码器接口，+3.3V/+3.3VA用于数字模拟控制电路的供电。借助基准电源芯片LM4041，+3.3VA可以产生+1.65VA的偏置电压用于电机电流检测电路。图 17所示为板载辅助电源的结构框图。

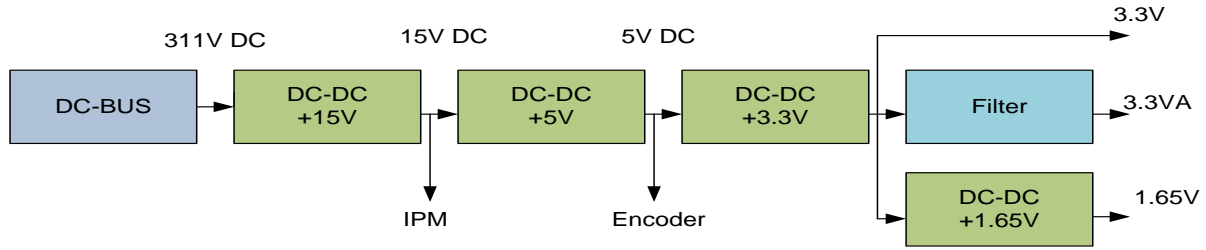


图 17 板载辅助电源结构框图

4.3.2 直流母线过压制动保护电路

制动电路用来处理功率板的直流母线过压保护。当母线电压过高时，如果不进行特殊处理，容易损坏电路中的半导体器件甚至储能电容。制动电路包括用于多余电能消耗的功率电阻（需通过接口外接）、用于控制制动电阻通断的IGBT及其驱动电路和控制电路。制动电路可以通过DSC检测直流母线电压进行控制，也可以直接通过硬件检测直流母线电压与参考电平比较进行控制，两种控制模式均可以实现直流母线过压保护。在本设计中，当直流母线电压高于约384V时，制动电路起作用。在本应用中未外接制动电阻。图 18所示为制动电路的结构框图。

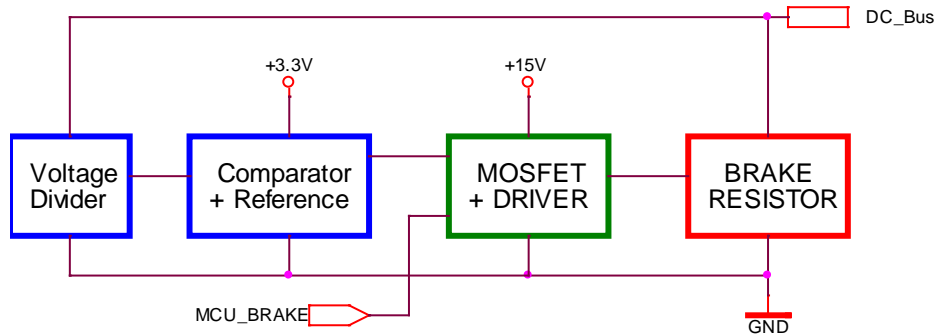


图 18 直流母线制动保护电路

4.3.3 三相电机驱动器

三相电机驱动器（IPM）适用于电机的直接驱动，IPM内部包括IGBT逆变桥阵列、IGBT门极驱动器、三路自举电容充电二极管、欠压保护及过流保护电路等。图 19所示为IPM模块及其外围控制信号连接示意图。

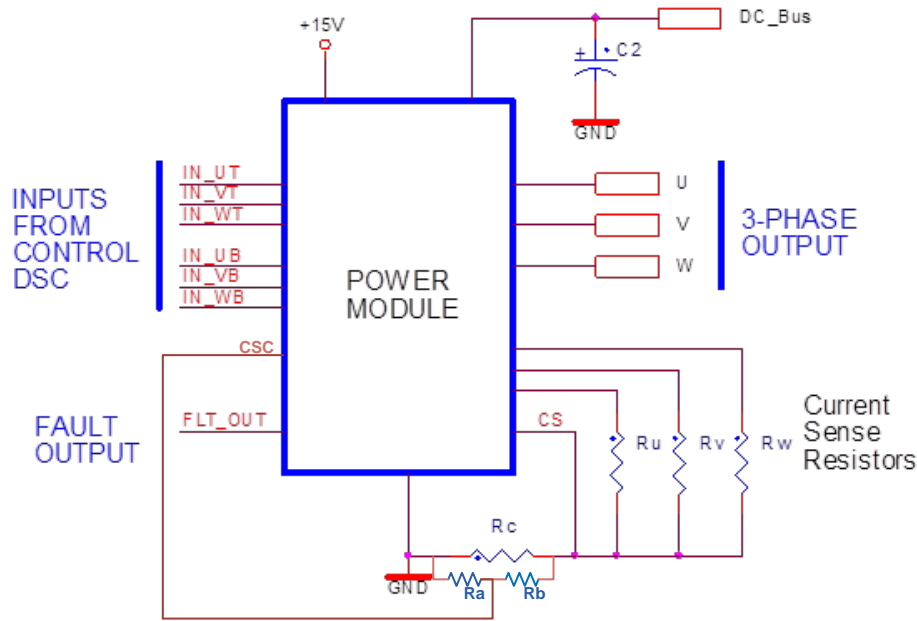


图 19 IPM及外围控制信号

DC_Bus信号与直流母线连接,为IPM提供电机控制的电能。+15V为IPM提供自身工作的直流电源,为内部驱动器、内部模拟数字电路供电。6路输入信号为DSC的PWM控制信号,基于+3.3V的标准,6路输入信号通过内部驱动器,接入三相IGBT的栅极,6路输入信号及内部相应的6个IGBT可分别独立控制。三相输出接到被控电机的三相端子。相电流及直流母线电流通过精密采样电阻进行采样,如图19中电路拓扑所示。母线采样电阻Rc两端的电压通过Ra, Rb分压后接入IPM的CSC端口,控制IPM的过流保护。当CSC端口电平高于0.5V(母线电流大于等于10A)时,IPM内部控制电路将关闭所有的6个IGBT,并通过VFO(FLT_OUT)端口向DSC发送故障信号。DSC接收到IPM VFO故障信号后,禁止6路PWM控制信号输出,达到系统保护的目的。过流保护电路需确保有最快的响应速度,保证系统的安全运行。

4.3.4 模拟差分放大电路

模拟放大电路实现电流采样电路电压小信号的放大，高精度运算放大器通过+3.3VA进行供电，借助+1.65VA偏置电平，实现双向电流的检测。图20所示为模拟放大电路示意图。

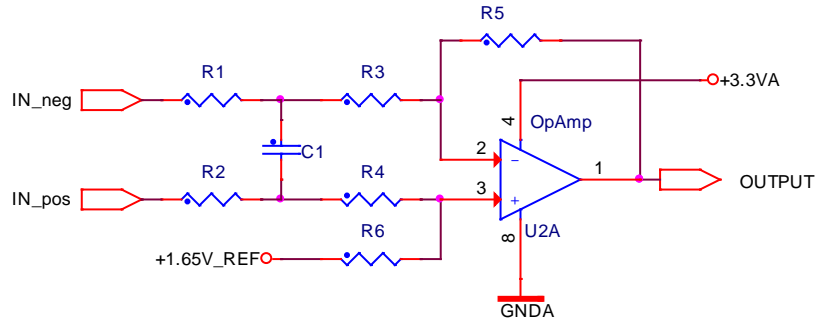


图 20 模拟差分放大器

输入电阻R1/R2及电容C1构成高频输入滤波器，消除电路中的高频噪声。电阻R5/R6以及R1~R4的值，决定了模拟放大器的放大倍数。模拟放大器的输出通过一个RC滤波电路（靠近DSC放置），接入DSC的ADC输入端口。

4.3.5 SCI与USB 转换接口

Freescle DSC带有SCI控制器，用于系统的在线调试或与外部系统进行串行通信。为了便于与PC通信，电机控制功率板设计了USB端口与PC进行连接，采用Silicon Labs公司的标准USB串口通信转换芯片（能够通过PC的USB端口进行供电），同时借助Analog Devices公司的ADUM2201数字隔离器，实现功率板SCI与PC USB通信转换的电气隔离。

4.4 DSC控制子卡

DSC控制子卡是整个系统控制板的核心，装配Freescle公司64脚LQFP封装的MC56F82748数字信号控制器。图21所示为DSC控制子卡的系统框图。

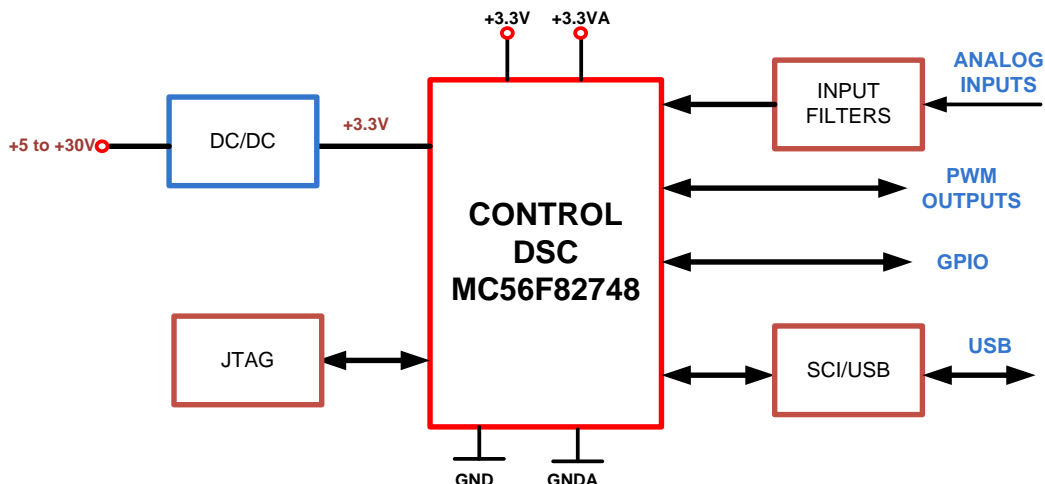


图 21 DSC控制子卡框图

电机控制板采用PCI 64针标准接口实现功率板与DSC控制子卡的电气连接。除了JTAG调试端口，DSC上所有IO均与PCI接口有相互连接。正常工作时，DSC控制子卡由功率板直接供电。当调试、程序烧录或其它独立使用时，为了电气安全，DSC控制子卡也能够通过板载的Buck DC-DC电源独立供电。

板载模拟信号输入滤波器为简易的RC低通滤波器，可以消除DSC ADC采样的部分高频干扰。

DSC输出的PWM信号直接连接IPM/MOSFET驱动芯片，PCI接口引脚也包括了其它的GPIO信号。

在电机控制板中，DSC的SCI通信端口用于FreeMASTER工具的在线调试，可以通过UART USB转换电路，直接连接PC的USB端口，同时也可以连接其他的外部系统；当使用控制板中的USB端口时，不需要额外的电气隔离装置。

5 软件设计

本应用的软件开发环境使用飞思卡尔的集成开发工具CodeWarrior10.5，整个软件是用C语言实现的，并调用了飞思卡尔的嵌入式软件库（FSLES）。该软件库包括各种数学运算库、电机控制算法库、观测器库、信号滤波器库等。这些库和对应的文档可以从飞思卡尔网站freescale.com/fsles直接下载。想获得更多有关如何在CodeWarrior的工程中使用这些库，请从freescale.com下载参考文档AN4586: *Inclusion of DSC Freescale Embedded Software Libraries in CodeWarrior 10.2*。

本章主要描述系统的软件设计。首先讨论如何用归一化的定点小数格式来表示控制器中的各个物理量，然后详细介绍如转速和电流采样等特殊的问题，最后简单介绍控制软件的实现。

5.1 定点小数表示

应用程序中涉及到的电压、电流、角度和速度等物理量都是用定点小数表示的。飞思卡尔的数字信号控制器的硬件支持归一化定点小数运算。程序和算法库通过将物理量表示成归一化小数形式的定点数，充分利用DSC硬件指令特点提高计算速度。

对于一个N比特位的有符号数字，其归一化的定点小数表示形式为1.[N-1]。其中最高一位是符号位，剩余N-1位是小数位。它表示的有符号小数值（SF）的范围为：

$$-1.0 \leq SF \leq +1.0 - 2^{-(N-1)}$$

对于字型和长字型的变量，其可以表示的最小负数为-1，内部表示格式分别为0x8000和0x80000000。字型变量可以表示的最大正值是 $1.0 - 2^{-15}$ ，对应的内部格式为0x7FFF；长字型变量可以表示的最大正值是 $1.0 - 2^{-31}$ ，对应的内部格式为0x7FFFFFFF。

5.2 应用概述

应用软件就是实时运行的中断驱动，在本文档的电机控制软件进程中有五个中断服务进程（如图24所示）。

PIT中断服务程序产生一个1 ms一次的计时器中断，用来执行慢速速度控制环。

QTimer中断由测速发电机信号经ACMP比较后的方波信号的上升沿和下降沿触发，用于计算电机实际转速。

PWM重载中断服务程序每两个PWM周期执行一次重载中断(200us)，用来执行快速电流环控制。

ADC EOS中断服务程序在一个PWM周期内执行三个重要的母线电流采样值的读取。

PWM Fault中断服务程序在过流故障情况发生时处理过流故障。只有当故障发生时，此中断才会被触发。

系统主循环在mian函数中执行，用来处理一些与时序关系不大的任务，例如状态机和FreeMASTER轮询函数。

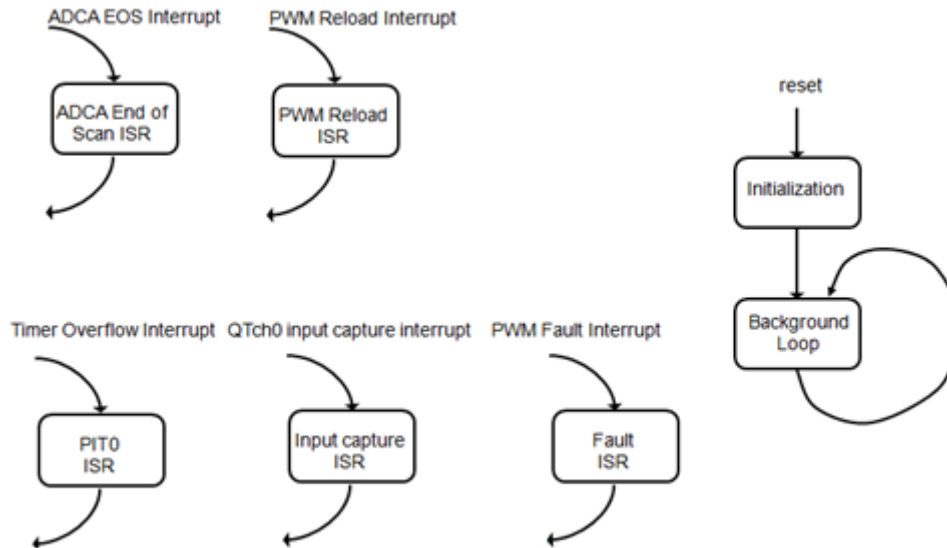


图 22 算法架构

5.2.1 ADC EOS中断和PWM重载中断

快速电流控制环在PWM重载中断中执行，通过PWM_reload_sync信号进行同步。在PWM重载中断执行之前，三个母线电流的采样值在ADC EOS中断中被读取出来。ADC采样结束后，PWM重载中断被使能和执行。

PWM模块配置为中心对称模式，开关频率设定为10 KHz，总线时钟频率50 MHz（PWM周期100 us），每2个PWM周期产生一个PWM_reload_sync信号（200 us），ADC触发信号与PWM SUBMODULE相关联，PWM Sub_Module3的0、2、4通道的value值被用做触发ADC母线电流采样时刻点。最后一次ADC采样结束后进入ADC EOS中断，ADC EOS中断完成后，执行PWM重载中断。ADC母线电流采样和PWM重载中断时序图如图 25所示：

- 1 输出PWM重载同步信号，此时PWM周期寄存器的值由MOD值变为INIT值。
- 2 PWM重载同步信号触发PWM Sub_Module3， PWM Sub_Module3计时器开始计时。
- 3 PWM Sub_Module3计数器计时到达PWM Sub_Module3的0、2、4通道值时，触发ADC采样转换。
- 4 三次ADC采样转换结束后ADC EOS中断标志位置1，进入ADC EOS中断，读取ADC结果寄存器的值。
- 5 禁止ADC EOS中断，使能PWM重载中断。
- 6 进入PWM重载中断，运行三相电流重构和快速电流环控制，最后禁止PWM重载中断，使能ADC EOS中断。

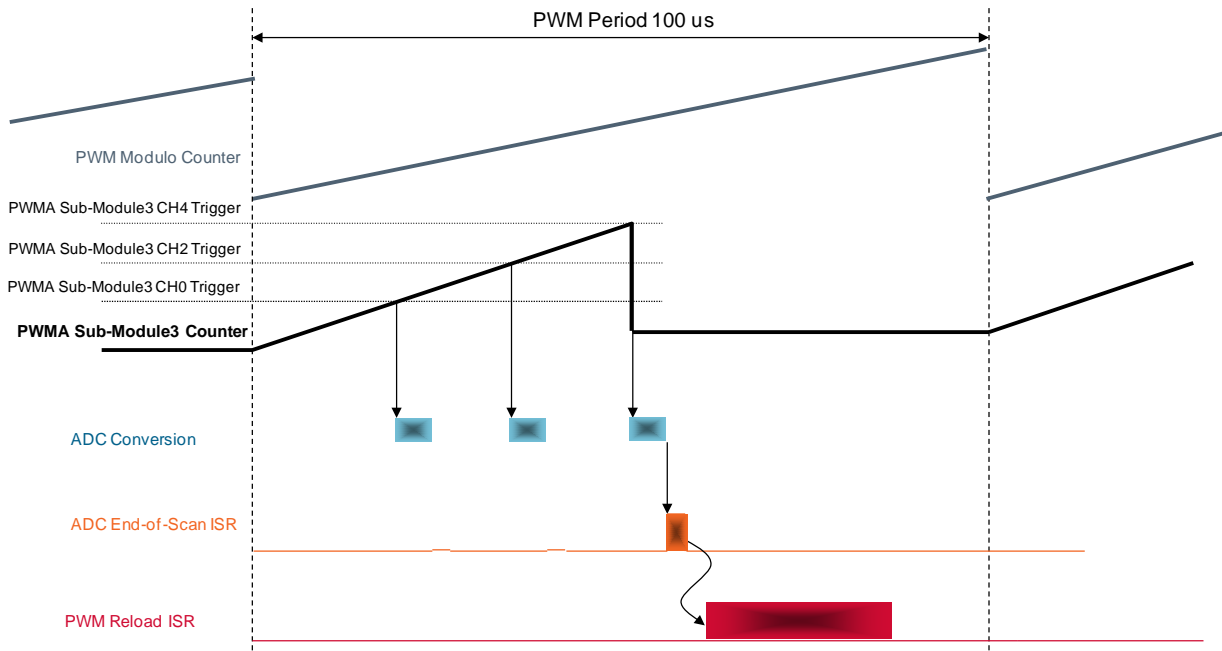


图 23 ADC EOS中断和PWM重载中断时序图

5.2.2 三相电流重构

矢量控制算法需要采样电机的三相电流，一种标准的方案是通过电流互感器或者采样电阻直接对相电流进行采样，本方案为了降低设计的成本，电机的三相电流通过一个母线电流采样电阻来采样并重构，如图 26 所示。

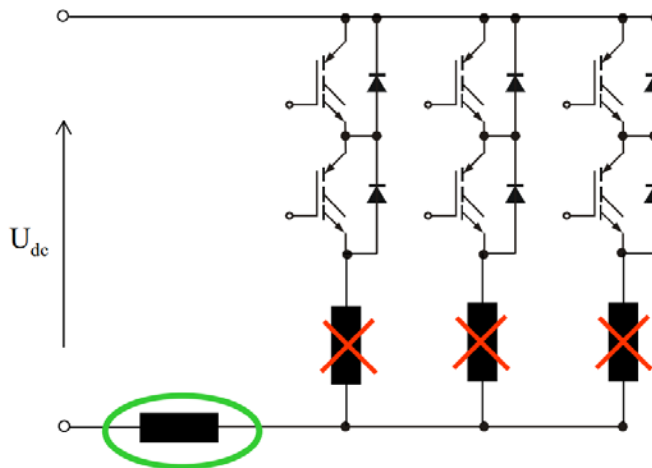


图 24 直流母线电流采样电阻

采样电压经带 1.65V 电压偏置的高精度运算放大器处理后，电流采样转换电压范围为 $\pm 1.65\text{V}$ ，对应电流范围 $\pm 4\text{A}$ 。见图 27。

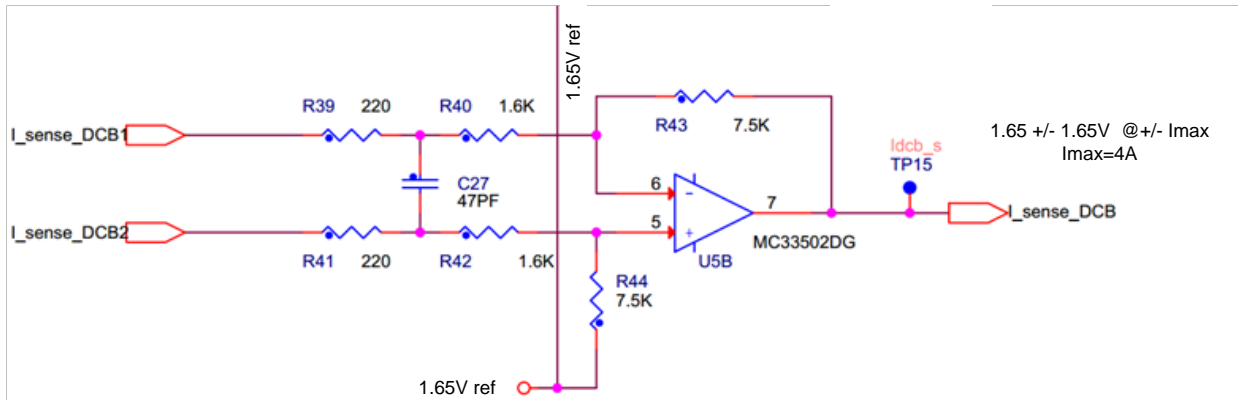


图 25 直流母线电流采样运算放大器

根据SVM调制的各个开关状态，我们可以重构出电机的三相电流。AD模块在一个PWM周期中的非零矢量作用时间内采样直流母线电流。如图 28所示，当V1矢量作用时，电流从A相绕组流入，从B、C两相绕组流出，当V2矢量作用时，电流从A、B两相绕组流入，从C相绕组流出。因此，在每个扇区都有两相电流是可以测量的。根据三相电流的瞬时值相加为零，我们可以得到第三相绕组的电流值。电压矢量和重构出的相电流的对应关系如下表 4所示：

表 4 开关模态和对应的定子电压

电压矢量	直流母线电流
V1 (100)	+i _a
V2 (110)	-i _c
V3 (010)	+i _b
V4 (011)	-i _a
V5 (001)	+i _c
V6 (101)	-i _b
V7 (111)	0
V0 (000)	0

每两个PWM周期触发三次ADC转换，采样时刻点设定在有效开关矢量的左边一半的中点处（本应用中，SVM调制是七段式）。第三个触发点设定在PWM周期的中点处，此时所有IGBT的下管全部关闭，采样值用作电流采样偏置值。

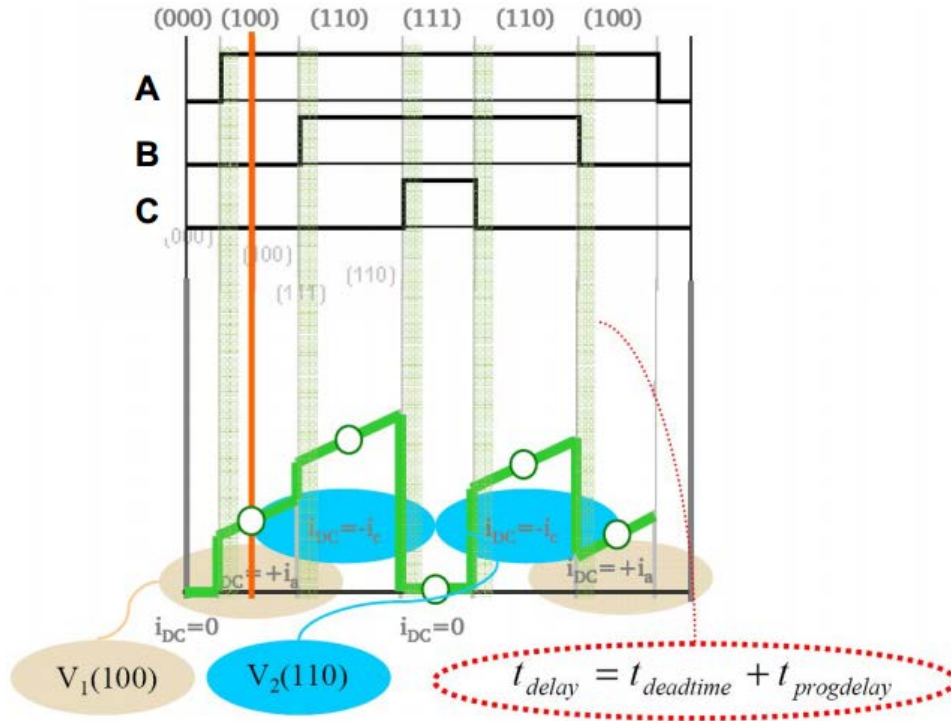


图 26 电流采样时间点

但是直流母线电流在以下两种情况无法保证重构出三相相电流的正确性。

- 当电压矢量穿越扇区边沿时刻，此时一个有效电压矢量比较短，其对应的母线电流采样结果的正确性无法保证，如图 29 所示。

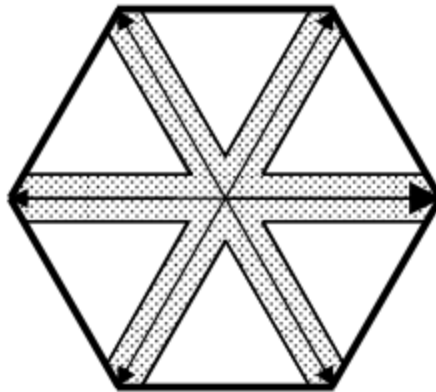


图 27 穿越扇区边沿

- 调制比太低时，此时两个有效电压矢量都比较短，母线电流采样结果的正确性无法保证，如图 30 所示。

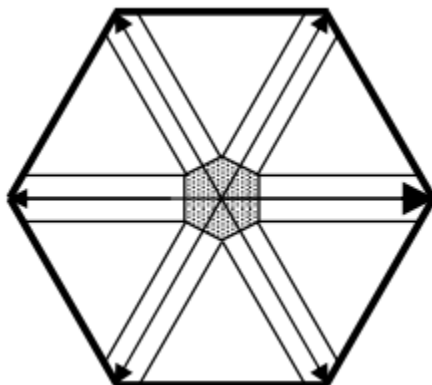


图 28 低调制比情况

这两种情况下可以通过不对称的PWM调制来解决，为了获得足够的电流采样时间，需要在保证每相PWM占空比不变的情况下将某一相或某两相PWM进行相移。非对称PWM可以解决以上两个母线电流无法采样的问题。

对于第一种情况，电压矢量穿越扇区边沿时刻，冻结其中一相PWM的中心点，对另一相PWM进行移相，如图 31 所示。

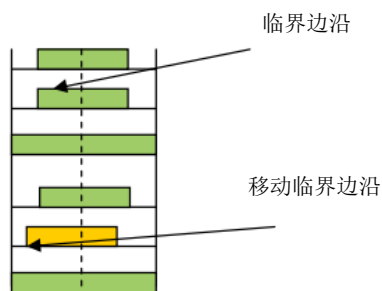


图 29 扇区边沿处的PWM移相

对于第二种情况，调制比太低时，中心相 PWM 维持原状，两侧 PWM 沿相反方向移相，如图 32 所示。

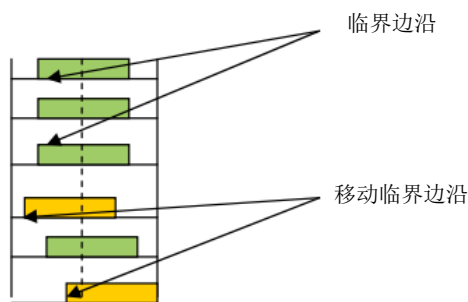


图 30 低调制比时的PWM移相

图 33 所示为一扇区 100 矢量边沿处 PWM 的相移。

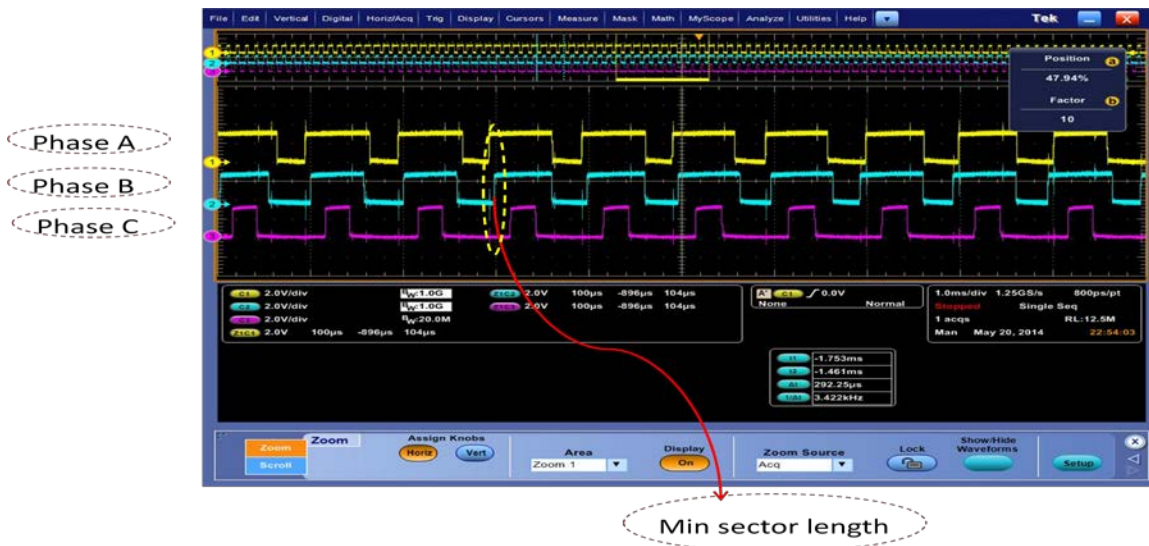


图 31 一扇区100矢量边沿处PWM的相移

图 34 所示为有效矢量长度与扇区对比图。

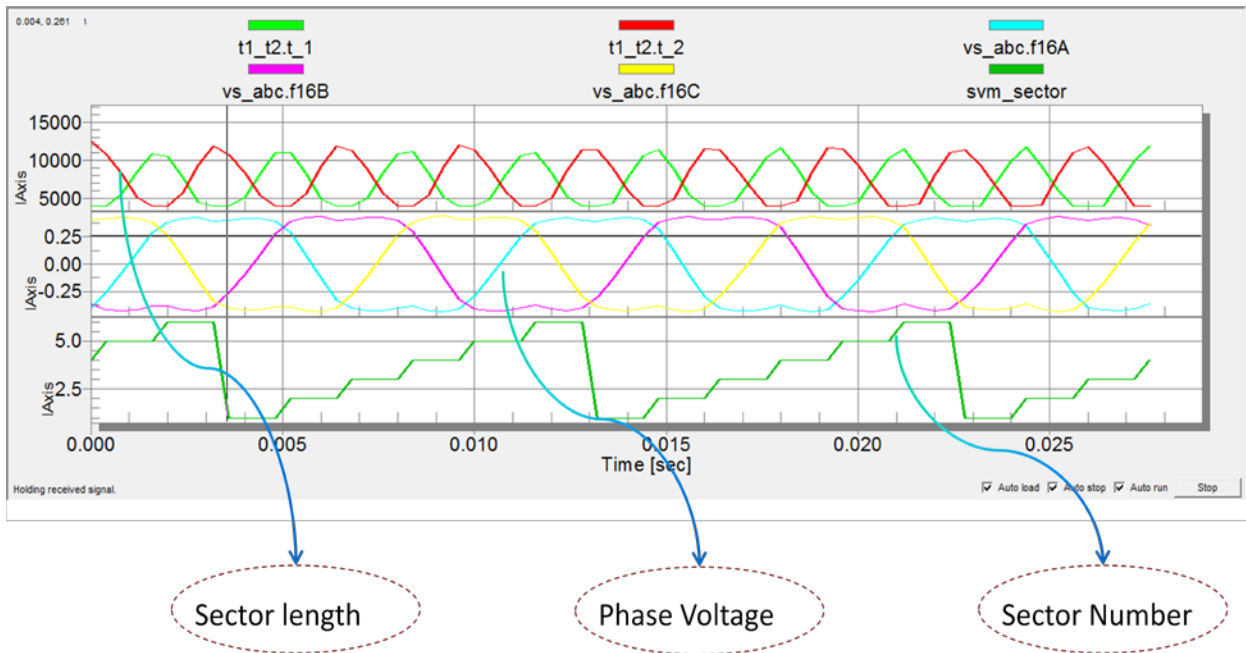


图 32 有效矢量长度与扇区对比

图 35 所示为基于单电阻采样的相电流重构波形

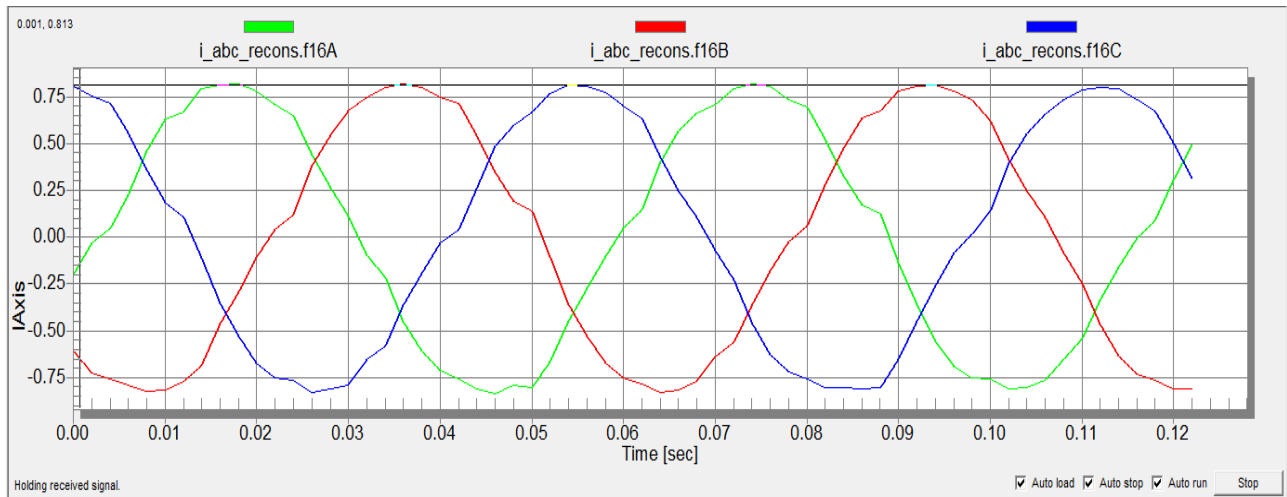


图 33 三相相电流重构波形

三相电流重构的限制条件:

- 在每两个PWM周期内需要触发三次电流采样，ADC转换时间加上ADC EOS中断执行时间限制了最小的采样时间。
- 为了电流采样的精度，电压矢量的作用时间最少大约需要6 us（硬件相关）。
- 最大电压矢量的长度受到PWM边沿移相的限制（6 us），因此不能达到100%占空比，如果占空比达到100%，就不能通过PWM移相实现非对称PWM调制。
- PWM重载中断中需要执行三相电流重构程序、快速电流环程序（包括派克变换，反派克变换，PI调节器、转差率估算等）等，在56F82748中总共的执行时间为较长，此时PWM周期为100us，考虑到程序执行时间较长，因此每2个PWM周期执行一次PWM重载中断。

5.2.3 转速测量

测速发电机是一种安装在电机轴上的测量电机机械转速的仪器，它产生一个和电机实际转速成正比的可变频率的交流电压信号，此交流电压可用作速度控制环的反馈信号。测量的精度和测速发电机的极对数有关，在本应用中，使用的测速发电机极对数为8对极，在一个机械周期内能产生8个周期的正弦波信号。但是使用测速发电机最大的缺点是低速测量不准确。

有两种方式使用测速发电机获取转速，一种方式是使用一个外部比较器，另一种是使用芯片内部的比较器，这两种情况下，转速都在1ms定时器中断内计算。为了减少设计的成本，我们选择了第二种方案。

模拟比较器用来检测测速发电机生成的正弦波信号的过零点。测速发电机的信号通过外部滤波器和限幅电路直接接到芯片内部模拟比较器输入口，模拟比较器的输出的上升沿和下降沿用作正交计数器的触发信号，触发正交计时器计数，T法测速计算转速值。这样测速发电机输出的电压信号被转换为频率值，此频率值和电机实际转速成正比，整个系统框图如图 36所示。

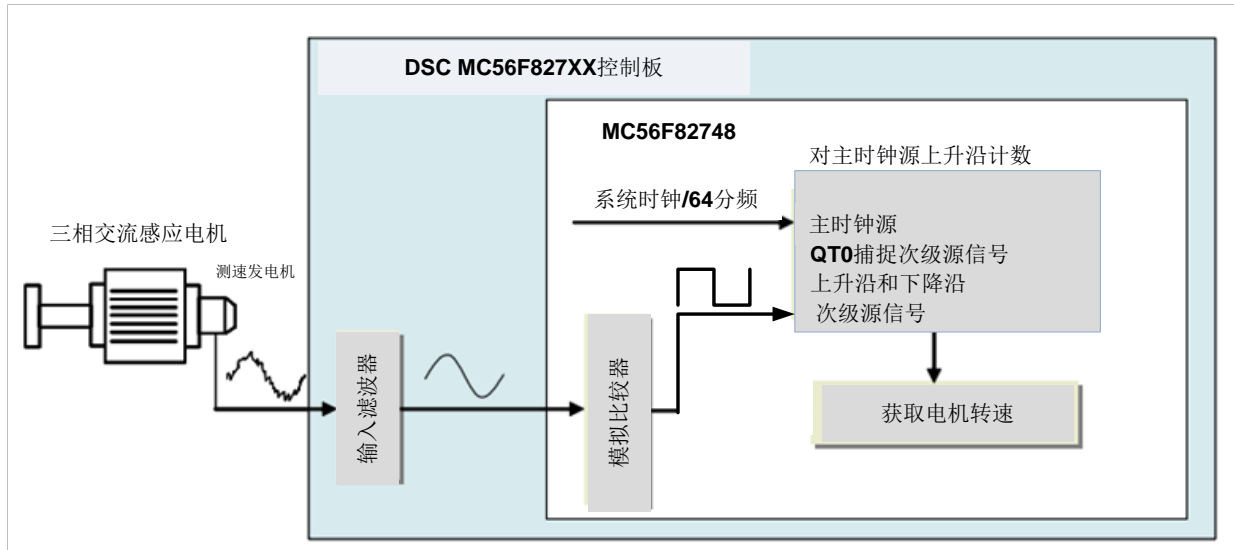


图 34 使用软件比较器获取转速方案

速度可以用以下公式表示：

$$\text{speed} = \frac{k1}{2 \cdot p_p \cdot T_{T0}} = \frac{k}{T}$$

- Speed 计算得到的转速 [rpm]
- k1,k 常数 [-]
- p_p 测速发电机的极对数 [-]
- T_{T0} T_{T0}测速发电机信号周期 [-]
- T 比较器输出的方波信号周期 [S]

实际电机转速可以通过测速发电机的信号频率来得到。常数k包含了测速发电机极对数和QT0捕捉到的电压过零点的频率。

本应用中，转速的定标值设为21600 rpm。

此方案的最大优势是节省系统成本,但是测速发电机在一个机械转速周期内得到的信号数目不足,计算得到的转速也不会很精确,这会影响速度环的稳定性。

5.3 模拟量的定点表示

物理量的实际值和归一化的定点小数表示之间满足下面等式：

$$\text{小数值} = \frac{\text{实际值}}{\text{实际量化范围}}$$

其中：

- 小数值 = 物理量的归一化小数表示

- 实际值 = 用物理单位表示的实际物理量的值
- 实际量化范围 = 系统定义的用物理单位表示的物理量的最大值

下面几个小节分别举例介绍如何用归一化的定点小数来表示电压、电流和角度。

5.3.1 电压的定点表示

电压值一般是通过ADC采样分压电阻上的电压获得的。所以被采样电压的最大值和ADC输入电压的范围成正比。在本应用中，电压最大值是443V。下面的例子显示如何使用归一化的小数电压变量。

电压最大值： $V_{\max} = 443 \text{ V}$

被采样的电压： $V_{\text{measured}} = 352 \text{ V}$

$$(\text{Frac16})\text{voltage_variable} = \frac{V_{\text{measured}}}{V_{\max}} = \frac{352\text{V}}{458\text{V}} = 0.79458$$

等式 70

这个16位 小数值内部存储为16位 整型值:

$$(\text{Int16})\text{voltage_variable} = (\text{Frac16})\text{voltage_variable} \cdot 2^{15} = 0.79458 \cdot 2^{15} = 26036$$

上面的公式可以用下面的图 22表示。

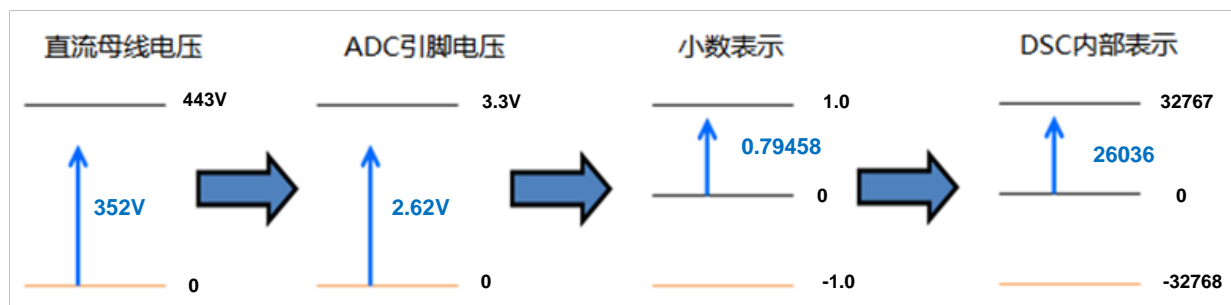


图 35 电压测量

5.3.2 电流的定点表示

电流采样电阻的压降经过运算放大器输出到ADC进行采样，获得对应的电流值。如果电流的方向是双向的，则运放的输入信号还要有个偏置量。偏置量的大小等于ADC参考电压范围的一半。这

种情况下，可检测电流的最大值和ADC输入最大电压的一半值成正比。如图 23 所示。电流变量的小数表示和电压变量类似。

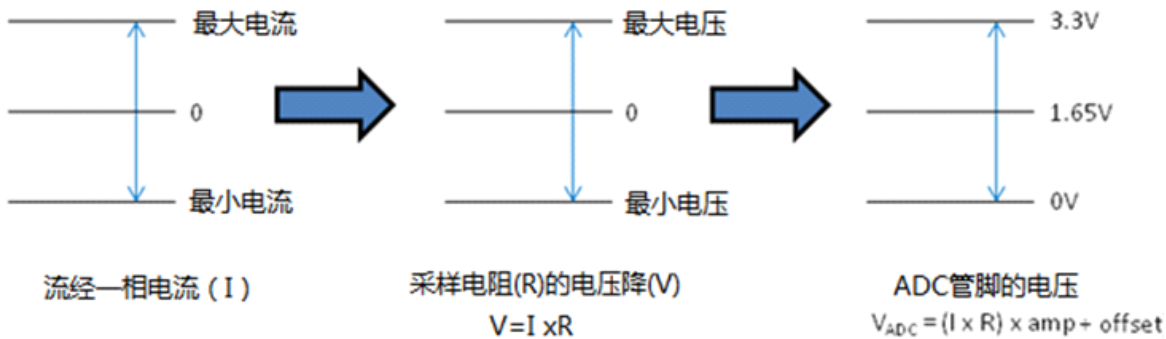


图 36 电流测量

5.3.3 角度的定点表示

转子位置的角度也是用16位的有符号的小数表示的，其范围为[-1, 1)，对应的角度范围是 $[-\pi, \pi)$ 。例如用16位有符号整数表示 $-\pi$ 和 π 分别为：

$$-\pi = 0x8000$$

$$\pi = 0x7FFF$$

5.3.4 参数的定点表示

在转子磁链估测方程、电压解耦方程等方程中存在一些参数的真实值，这些参数是用16位有符号的小数表示的，其范围为(-1, 1)，因此真实的参数值（欧姆、亨利）需要调整到对应的模拟值范围里面去，因此形成了特定的方程。然后将调整值经过左右移位适配到小数范围(-1, 1)内，下面用一个简单的欧姆定律方程来演示下这个扩展过程。

$$V_{\text{real}} = R \cdot I_{\text{real}}$$

$$V^{\text{Frac16}} \cdot V_{\text{MAX}} = R \cdot I^{\text{Frac16}} \cdot I_{\text{MAX}}$$

$$V^{\text{Frac16}} = \left(R \cdot \frac{I_{\text{MAX}}}{V_{\text{MAX}}} \right) \cdot I^{\text{Frac16}} = R^{\text{adjusted}} \cdot I^{\text{Frac16}}$$

我们假设各参数值如下：

R: 300 欧姆，V_{MAX}: 443 伏特，I_{MAX}: 4 安培

$$R^{\text{adjusted}} = R \cdot \frac{I_{\text{MAX}}}{V_{\text{MAX}}} = 300 \cdot \frac{4}{443} = 2.7088$$

其中R^{adjusted}已经超出了定点小数的表示范围，因此我们需要将其右移N位来达到期望的区间值里，对于本例，需要右移两位，电阻值按比例缩小到定点小数范围的过程如下所示：

$$R_{\text{adjusted}} = R \cdot \frac{I_{\text{MAX}}}{V_{\text{MAX}}} \cdot 2^{-N} = 300 \cdot \frac{8}{407} \cdot 2^{-2} = 0.6772$$

因此欧姆定律公式用定点小数模式表示为:

$$V^{\text{Frac16}} = \left(\left(R \cdot \frac{I_{\text{MAX}}}{V_{\text{MAX}}} \cdot 2^{-N} \right) \cdot I^{\text{Frac16}} \right) \cdot 2^N$$

注意，乘法公式最后需要左移N位回到 V^{Frac16} 变量的自身范围里。

所有电机和算法参数都在`motorparams.h`头文件中被定义成为了16位定点小数模式。大部分参数都有两个定义，一个是小数模式的定义，另一个是需要位移的位数，我们用电机定子电压解耦方程(2-61,2-62)作为实例来说明。

```

/* N-bit right shift constants */
#define DECOUPLE_RS_SCALE      -4
#define DECOUPLE_LLEAK_SCALE  -1
#define DECOUPLE_LM_SCALE     2

/* Fractional representation of constants for decoupling 等式 s*/
/** Decoupling constants */
#define DECOUPLE_RS
FRAC16(R_S*CURRENT_SCALE/(VOLTAGE_SCALE*SHIFT(DECOUPLE_RS_SCALE)))
#define DECOUPLE_LLEAK
FRAC16(2*PI*(L_SL+L_RL)*CURRENT_SCALE*FREQ_STATOR_MAX/(VOLTAGE_SCALE*SHIFT
(DECOUPLE_LLEAK_SCALE)))
#define DECOUPLE_LM
FRAC16(2*PI*L_M*CURRENT_SCALE*FREQ_STATOR_MAX/(VOLTAGE_SCALE*SHIFT
(DECOUPLE_LM_SCALE)))

```

其中，N位的位移量可以是正值也可以是负值，负值左移，正值右移。

5.4 软件实现

通用软件框图由状态机和各个中断组成。

主程序对用到的外设寄存器进行初始化和变量的赋值，然后进入一个死循环，状态机在死循环中执行。

5.4.1 初始化

系统复位后进入主函数，初始化所用到的外设的寄存器。然后根据`freemaster_cfg.h`头文件配置初始化FreeMASTER的驱动，最后调用`AppInit()`初始化函数，`AppInit()`中包括以下变量初始化：

- 加减速的速度斜率设定。
- 测速发电机的数据结构初始化。
- 所有的PI调节器数据结构初始化（Kp、Ki设定，输出限幅等）。

- 定子电压解耦和转子时间常数校正数据结构初始化。
- 所有的平均滤波初始化。

5.4.2 主循环

主循环中执行状态机，如图 37 所示，状态机有四个状态位，分别为INIT、TOP、RUN 和FAULT。各个状态之间通过状态控制结构体appControl来进行切换。

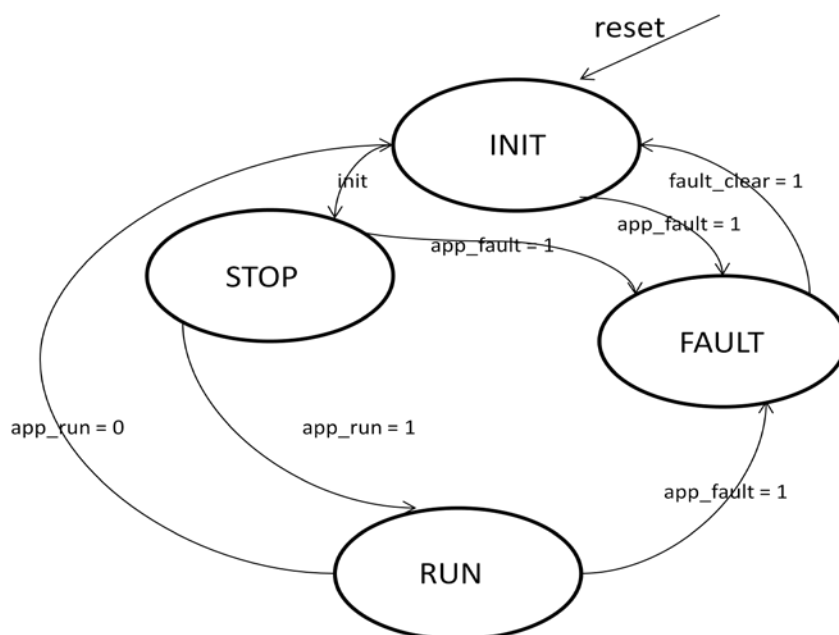


图 37 电机主循环框图

FreeMASTER轮询函数FMSTR_Poll()和看门狗喂狗函数也在主循环中调用。

主要的应用控制任务在各个中断中执行。

5.4.3 中断

本应用中电机控制算法主要在PIT定时中断和PWM重载中断中执行，另外还有过流故障保护中断，AD采样中断，QT输入捕捉中断。AD采样中断，PWM重载中断和PWM fault中断的中断优先级最高，QT输入捕捉中断中断优先级次高，PIT定时中断中断优先级最低。下面具体介绍各个中断函数的功能。

5.4.3.1 ADC EOS中断

本应用中，AD模块工作在串行模式下，每一个PWM重载周期执行一次，中断优先级为最高等级。ADC的触发信号为PWM reload信号，延时时间通过PWMA_SubModule3 channel 0、2、4的value值来设定。具体ADC触发时序图如图 25 所示。

ADC EOS中断中需要执行以下任务：

- 读取ADC结果寄存器值。
- ADC EOS中断标志位清零，使能PWM重载中断，禁止ADC EOS中断使能。

5.4.3.2 PWM重载中断

本应用中，每两个PWM周期执行一次PWM重载中断，中断优先级为最高等级。

PWM_ReloadISR()中执行以下任务：

- 根据电压矢量所在扇区重构并计算三相相电流值。
- 将相电流由三相静止坐标系转换到两相静止坐标系中（Clarke变换）。
- 将定子电流矢量由静止坐标系转换到旋转坐标系中（Park变换）。
- 对定子dq轴电流进行滤波，以消除杂波信号的干扰。
- 励磁电流估算和滑差率估算。
- 同步转速计算，速度积分得到转子磁链角度。
- DQ轴电流环PI调节。
- DQ轴电压矢量计算（DQ轴电流环PI调节输出+转速电动势引入的耦合项）。
- DQ轴电压矢量平均滤波。
- Q轴电压矢量限幅。
- 定子电压矢量反派克变换。
- 定子电压解耦。
- 母线电压纹波消除。
- 空间矢量调整。
- 判断有效矢量是否相移及产生六路PWM模块的value值的计算。
- AD采样触发延时值计算。
- 中断标志位清零。
- PWM重载中断禁止使能，ADC中断使能。
- FreeMASTER Recoder 函数调用。

5.4.3.3 PIT定时中断

该中断每1ms执行一次，中断优先级最低。

PIT中断被用来执行慢速控制环，一些与时间关系不紧要的函数都在此中断中运行，包括速度控制环。

isr_pit0中执行以下任务：

- 转速计算。
- 电机正反转判断。
- 切换速度环PI调节器的输出限幅值，保护电机在降速时刻不会出现过压故障。
- 执行电机转速给定斜坡函数。
- 根据电机最大滑差率和最大输出转矩电流决定速度环输出限幅值。
- 速度控制PI调节。
- 旋转坐标系下定子电压偶和值计算。
- 弱磁控制PI调节，PI调节器输出作为励磁电流的给定值。
- 转子时间常数校正。
- 中断标志位清零。

5.4.3.4 QTimer输入捕捉中断

本应用中，测速发电机信号经滤波和限幅后输入到模拟比较器ACMP，ACMP的参考电压(1.65V)有自带的DAC模块提供，ACMP输出的上升沿和下降沿触发QTimer捕捉中断，中断优先级次高。

isr_qtimer()中执行以下任务：

- 记录每次进入中断后的Qtimer计数器数值，将其与前一数值相减，从而得到方波的周期值。
- 设置测速发电机防反跳值，当周期值大于防反跳值时，将周期值存入转速计算数组。
- 中断标志位清零。

PWM Fault 中断

本应用中，此中断由IPM的VFO信号触发，当检测到母线电流过流时(母线电流大于10A)，FAULT0管脚被拉低，PWM信号输出关断，中断优先级为最高等级。

isr_fault()中执行以下任务：

- 禁止PWM输出。
- 设定PWM Fault标志位和过流故障标志位。
- PWM Fault中断禁止使能。

5.4.4 PI调节器参数

PI调节器参数由比例和积分参数的增益和增益定标值构成。其中增益值范围在小数0到1之间（对应16位有符号二进制数0~32767），增益定标量将对应的增益进行左移或者右移。（正值左移，负数右移）

PI调节器限幅值决定了PI调节器输出的最大值和最小值。

5.5 FreeMASTER软件

FreeMASTER是一个友好的可视化实时调试工具，它可以用于任何应用开发和信息管理。FreeMASTER支持对正在运行的系统上的变量进行完全非侵入式监测。您可以在类似示波器的显示屏上显示多个不断变化的变量，或以文字的形式查看数据同时，FreeMASTER支持更多能力和目标，可通过目标上的驱动程序从目标传输数据到主计算机。

因为FreeMASTER可以在其界面上在线更改几乎所有的应用参数，所以其在电机控制的调试过程中有很大的用处。它包含一个在PC端运行的应用程序和在DSC中运行的相关函数。DSC和PC之间通过RS232串口相连。DSC中的相关程序用来执行与PC端FreeMASTER的通讯，FreeMASTER软件采用微软IE作为用户接口。

5.5.1 FreeMASTER软件录波仪（Recorder）

FreeMASTER软件录波仪可以对应用变量进行制定速率的采样，采样的数据放在缓冲区，然后PC端通过RS232串口读取，采样数据可以以图形显示也可以存储用于分析。录波仪的缓存区大小和时间基准可以在freemaster_cfg.h中配置。

录波仪的程序必须在你想要采样数据的控制环中周期性的调用。需要在控制环中加入以下代码：

```
/* Call FreeMaster Recorder */  
FMSTR_Recorder();
```

在本应用中，录波仪函数在PWM重载中断中运行，周期200 us。通过其采样的三相电流波形如图 35所示（单电阻采样电流波形）。

具体FreeMASTER软件的详细介绍见FreeMASTER用户手册。

How to Reach Us:

Home Page:
freescale.com

Web Support:
freescale.com/support

本文档中的信息仅供系统和软件实施方使用 Freescale 产品。本文并未明示或者暗示授予利用本文档信息进行设计或者加工集成电路的版权许可。Freescale 保留对此处任何产品进行更改的权利，恕不另行通知。

Freescale 对其产品在任何特定用途方面的适用性不做任何担保、表示或保证，也不承担因为应用程序或者使用产品或电路所产生的任何责任，明确拒绝承担包括但不限于后果性的或附带性的损害在内的所有责任。Freescale 的数据表和/或规格中所提供的“典型”参数在不同应用中可能并且确实不同，实际性能会随时间而有所变化。所有运行参数，包括“经典值”在内，必须经由客户的技术专家对每个客户的应用程序进行验证。Freescale 未转让与其专利权及其他权利相关的许可。Freescale 销售产品时遵循以下网址中包含的标准销售条款和条件：freescale.com/SalesTermsandConditions

Freescale, the Freescale logo, and Kinetis, are trademarks of Freescale Semiconductor, Inc., Reg. U.S. Pat. & Tm. Off. All other product or service names are the property of their respective owners.

© 2014 Freescale Semiconductor, Inc.

© 2014 飞思卡尔半导体有限公司