电气工程学院本科生暑期短学期
企业（专业）实习报告

实习项目名称：☑企业实习　　☐专业实习

实习学生姓名：朱子轩

企业导师姓名：林治臣

校内导师姓名：史婷娜

学生所在学院：浙江大学电气工程学院

学生联系电话：**18395958560**

学生电子邮箱：**zx_zhu@zju.edu.cn**

完成日期：**2024 年 8 月 16 日**

1、实习项目简介

实习项目名称：☑企业实习　　☐专业实习

实习单位全称：　浙江大学先进电气装备创新中心

实习单位详细地址：浙江 省 杭州 市　余杭区仁和街道永泰路 2 号

实习时开始时间：2024 年 7 月 20 日　实习结束时间：2024 年 8 月 16 日

实习部门：机器人与智能制造伺服系统研究院

实习主要内容（写关键词）：永磁同步电机、电流环优化控制、复矢量解耦、低载波比

实习学生：姓名 朱子轩　学院：电气工程学院　年级：2021 级

专业 电气工程及其自动化　电话 18395958560

企业导师姓名 林治臣　职称 助理研究员　职务 副研究员　联系电话 13920053400

校内导师姓名 史婷娜　职称 教授　职务 无　联系电话 13820472118

2、实习总结报告（含实习期间所从事的主要工作，成果等）

本次暑期实习中，我经过指导教师史婷娜教授的批准，在浙江大学先进电气装备创新中心完成实习任务。本次实习主要围绕“永磁同步电机低载波比电流控制”这一研究课题，广泛调研文献，完成初步的仿真研究，了解相关硬件开发平台，为后续毕业设计积累理论和开发工具方面的知识储备。

实习进程主要分三个阶段：（一）完成文献调研，撰写该研究领域方向的综述报告一份；（二）针对双采样双更新+复矢量解耦控制策略进行理论分析和仿真建模；（三）学习 TI 公司的参考设计方案《在单个 MCU 参考上使用 FCL 和 SFRA 的双轴电机驱动器设计》（文档编号：SPRACO3），熟悉其使用的硬件开发套件及实验步骤。

1 文献调研

1.1 研究背景

随着对能源效率的要求提高、稀土永磁材料及功率电路的研究发展，永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 因其在功率密度、起动转矩、效率、可靠性等方面的优势，在工业生产和日常生活中得到广泛应用。永磁同步电机需要通过逆变器驱动控制才能实现其优越性能。在这一过程中，逆变器的 PWM 调制技术发挥了至关重要的作用。

载波比通常定义为开关频率（即载波频率）和逆变器输出基波频率的比值，是衡量 PWM 调制性能的一项关键参数。较高的载波比能够更好地控制永磁同步电机实现速度调节或位置调节，并获得更好的电流谐波性能。近年来，随着电力电子技术的飞速发展，逆变器的开关频率显著提高，基于 IGBT 器件的工业逆变器设备其开关频率可以达到 4kHz~20kHz 甚至更高，载波比通常在 12 以上，可以满足大多数应用场合的电机控制需求。但是仍然存在一些应用场合其载波比难以提高，例如：（1）在一些大功率电机应用中，功率开关器件采用门极可关断晶闸管（GTO），其开关频率较低，通常在 1kHz 以下，载波比会低至 10 以下[1]；（2）大功率电机驱动系统，受装置散热能力限制，逆变器的开关频率只能达到几百 Hz；（3）另外，对于超高速（如涡轮压缩机）和多极对数（如电动汽车主驱动）的电机设备，其额定频率可高达 500Hz 以上，而开关频率难以提高，因此载波比也较低。

较低的载波比会给永磁同步电机的驱动控制带来以下的问题：

1.2 低载波比控制存在的主要问题

目前已经有大量的研究，提出了许多 PMSM 在低载波比工况下可能产生的问题，并尝试针对这些问题提出相应的解决方案。

1、谐波畸变严重

采用 SPWM 和 SVPWM 等异步调制方法、载波比较大时，调制输出的 PWM 波形正负半周脉冲的对称性较好，逆变器输出电压的谐波频率主要在开关频率附近，对电机的电流畸变和转矩脉动影响较小。

一方面，随着电机功率的提高，开关频率降低，载波比变得越来越小，正负半周 PWM 脉冲的不对称性越来越严重，逆变器输出电压各次谐波分量显著增大，电流严重畸变。另一方面，随着电机运行转速提高，输出频率增加，载波比也会减小，逆变器输出电压中的低频谐波含量增加，电机运行受低次谐波影响较大，电机电磁转矩脉动变大，影响系统运行稳定性[2], [3]。为了控制谐波的畸变，可以采用同步 SPWM 或 SVPWM[4], [5]、指定谐波消除脉宽调制[6]、谐波电流最小脉宽调制[7]等优化的 PWM 调制技术，以减小或抑制低次谐波的分量。

但是当开关频率上限固定时，单一的 PWM 调制方法很难保证逆变器在全速域范围内的输出性能。因此，为解决这一问题，常采用多模式调制策略来解决载波比变化范围较大的问题[8]。

多模式调制策略，一般指的是在低频区载波比较高时，采用异步调制的方法，此时电机的电感和机械惯性可以一定程度上抑制电流谐波和转速波动；在中高频区随载波比的变化采用分段同步调制的方法，利用波形的对称性和谐波优化的方法来实现高质量的输出波形[2]。这样的调制策略需要在不同的调制模式之间进行切换，切换前后的基本要求是保证切换前后的基波电压幅值和相位连续。但是当不同的调制算法组合或切换点选取不当时，由于谐波电流的幅值或相位不连续，存在过渡过程，切换时有电流冲击，可能会导致转矩、转速突变等问题。文献[9]提出了一种基于空间矢量的混合 PWM 调制策略，采用特殊的切换序列使得转矩谐波和突变明显减小。

2、动态性能下降

上面提到电机控制为了提升性能常常采用多模式调制策略，这会使系统运行模式频繁变化，电压的幅值、相位、频率等都可能在短时间内发生较大的变化，产生不利干扰[10]。

而 SHEPWM、SOPWM 等优化的 PWM 调制技术，均是基于稳态模式下进行求解和分析的，其在瞬态过程中的动态响应性能不可控，中高频区开关频率较低，动态响应尤其缓慢，因此不能直接应用在高性能的电机控制策略中。

3、电机控制系统建模的耦合作用

传统电机常用控制策略有矢量控制、直接转矩控制、MTPA 控制等，在进行系统建模时，往往会忽略耦合造成的影响。其中矢量控制作为一种常用的 PMSM 控制策略，并未实现电机数学模型的完全解耦，dq 坐标系下的电机传递函数还包含转速相关的耦合项[11]。当电机处于高速运行状态时，动态耦合作用影响越来越重[12]，必须考虑转速耦合项对于系统稳定性的影响。

在低载波比运行状态下，MCU 数字控制算法延时、死区时间等较大，增加了电机及逆变器系统的非线性[13]，数字控制的延时也会使得 dq 轴之间产生交叉耦合[14]，导致耦合进一步增强。转矩和磁链的控制不能实现有效的解耦，进一步降低了控制系统的动态和稳态性能，低载波比下电机控制效果不理想。此外，电机参数的不准确是电机控制系统建模误差的重要来源。数字控制延时和 PWM 更新延时也会影响电机状态变量观测和电机参数估计的准确性，进一步减弱电机的控制性能。因此为实现高性能的电机控制，通常需要提高观测状态变量（如定、转子磁链等）的水平[15]和估计电机参数（如定、转子电阻和漏感等）的准确性[16]。

1.3 低载波比控制策略的研究现状

永磁同步电机驱动系统控制方法一般有：矢量控制、直接转矩控制、恒压频比控制等。当前，矢量控制，又称磁场定向控制 (Field Oriented Control, FOC)是永磁同步电机控制的主流办法。在低载波比情况下，永磁同步电机的矢量控制系统必须要考虑耦合项对于系统稳定性的影响。采用 MCU 进行数字控制时，信号传递过程存在较大的调控延时，使耦合作用加剧，会进一步降低控制环路暂态及稳态性能。在矢量控制系统中，电流环作为整个电机控制系统闭环控制的核心环路，对响应速度要求最高，其性能对系统整体的调速和伺服性能至关重要。

目前的电流环控制器设计可以大致分为两类：一是基于经典控制理论，通过电机传递函数零极点特性设计的 PI 控制器及其改进方法；二是采用预测控制等新型控制理论或由人工智能领域衍生出的人工神经网络等智能算法[17]。

传统基于 PI 的电流环控制器不考虑 d、q 轴之间的耦合作用，适用于对动态性能要求不高的场合。有研究表明，在低载波比工况下，仅采用传统 PI 控制器，电机三相电流及电磁转矩可能因耦合作用导致失稳。因此，为了应对电机模型中的耦合和调控产生的延时，需要对电流环控制器进行优化改进，提升电流环的带宽，实现转矩分量和磁链分量更好地解耦，以及动态响应性能的提升。

为了提高电流控制器的解耦能力并改善系统的动态特性，前馈解耦和反馈解耦是常见的两种方法[18], [19]。前馈解耦根据定子电流 dq 轴的给定值产生解耦电压叠加到电流控制器的输出以抵消励磁和转矩电流间的耦合，而反馈解耦采用的是实际定子电流的 dq 反馈值。前馈解耦相当于将电流给定值突加至 dq 轴电压给定中，理论上仅能实现静态解耦，虽然响应速度较快，但是动态耦合严重[20]。反馈解耦理论上可以实现动态解耦，但是当系统存在延时或电机参数不准确时，解耦效果会大大下降。因此，不论是前馈解耦还是反馈解耦，虽然均在改善了系统的稳态性能，但是仍然无法有效实现电机的动态解耦。

除了前馈解耦和反馈解耦这种利用定子电流反馈值或给定值解耦的方法，还可以利用 dq 电流 PI 调节器的输出量产生解耦电压，可以改善动态解耦的效果，这种方法被称为交叉解耦。利用内模控制原理设计电流解耦控制器，以更好应对电机参数的变化[20]，也是一种有利于提高控制鲁棒性的方法。此外还有无差拍控制法[21]、滑模变结构控制法、状态反馈法等方法，但是在低载波比工况下，开关频率较低时，由于数字控制及 PWM 延时、逆变器死区等导致的延时增加和系统模型参数误差，磁链和转矩的解耦效果变差[14]，这些控制方法产生的电流控制带宽较低，矢量控制的动态性能较差。

为了解决前述解耦方法存在的问题，需要对低载波比下的电机控制系统的耦合效应进行准确的建模分析。电机复矢量等效模型，其概念简单、物理意义清晰，能够准确反映系统的动态行为[14], [22]。文献[12]和文献[23]提出了基于复矢量的电流环解耦设计方法，通过电流控制器产生动态的复数零点，与电机模型中靠近虚轴的极点对消实现解耦控制。文献[14]中提出了一种基于系统全解耦的复矢量电流控制器，控制器的复传递函数反映了整个电机模型，在低开关频率下可以实现 dq 轴电流的有效解耦，并能在参数变化时保持稳定性。

相比于前馈解耦等方法，复矢量解耦更好地解决了随着电机频率升高电流环不稳定程度加深的问题。但是当载波比下降至 10 以下时，复矢量控制器的性能受限[1]，此时的采样延时会影响系统稳定性，抗干扰能力较差[24]。针对采样延时，目前的研究主要是通过改进电流采样与 PWM 比较值更新时机来减小延时带来的影响。文献[25]提出了在一个载波周期内实现双次电流采样和双次 PWM 占空比更新的电流环带宽拓展策略，有效减小了系统延时，保持开关频率不变的条件下，理论上可拓展电流环带宽一倍以上。文献[26]提出了一种即时更新 PWM 占空比的电流环时序方法，通过适当限制电压输出能力，使计算出的 PWM 即时更新，可以消除计算延时，电流环带宽拓展到了传统电流环的三倍左右。这些方法对减小延时造成的耦合有显著的效果，但是依然不能完全消除系统中的耦合现象。因此，文献[27]在采用复矢量理论基础上分析了延时耦合造成的电压信号相位和幅值偏差，提出了一种相位补偿电流控制器设计方案，该算法能有效实现对延时耦合的处理。

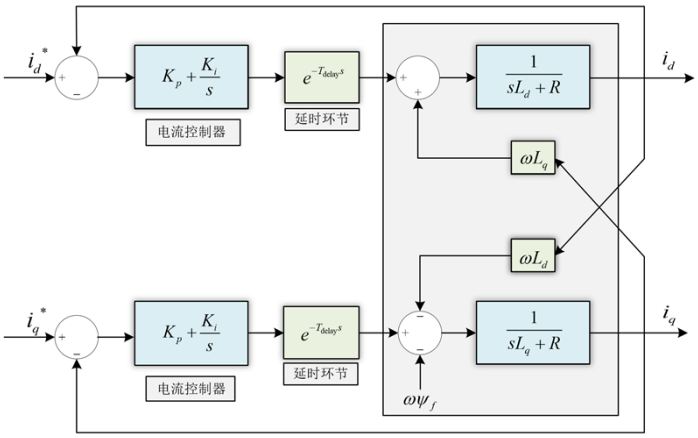
1.4 研究的主要内容

目前，针对永磁同步电机矢量控制系统的电流控制器设计，如何有效处理电机自身的耦合及数字延时产生的耦合，是一个重要的研究课题。本研究也将聚焦于这一课题，在低载波比工况下，基于经典控制理论设计电流控制器。具体设计方法，拟基于复矢量理论，对 dq 坐标系下的耦合模型进一步简化，同时采用双采样双更新方式获得较小的 PWM 环节延迟。

2 控制策略的理论分析及仿真建模

2.1 基于复矢量解耦的电流环控制策略

在永磁同步电机伺服系统中，电流环作为系统的最内环，其响应速度对于系统性能影响较大，其带宽是影响伺服系统动态性能的重要因素。根据永磁同步电机的电压方程可以得到电流环数学模型，对应系统结构图如下图所示：



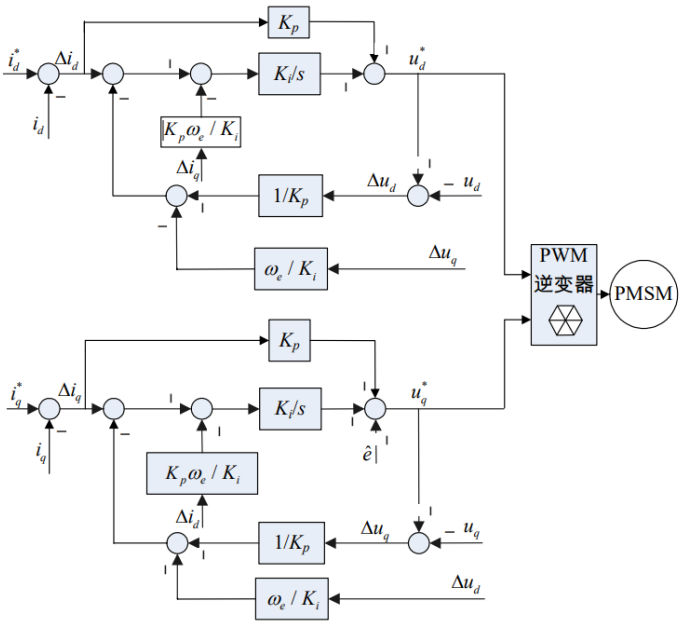
复矢量 PI 控制器在连续域中提出，其思路是在复矢量电流 PI 控制器中增加一个随着速度变化的虚轴零点，使得控制器的零点与被控对象的极点抵消。以连续域内电机定子绕组的复矢量传递函数模型为例：

$$G_p(s) = \frac{1}{sL_s + R_s + j\omega_s L_s}$$

复矢量 PI 控制器产生复数零点，用来抵消电机传递函数的极点。因此复矢量 PI 控制器的传递函数应满足：

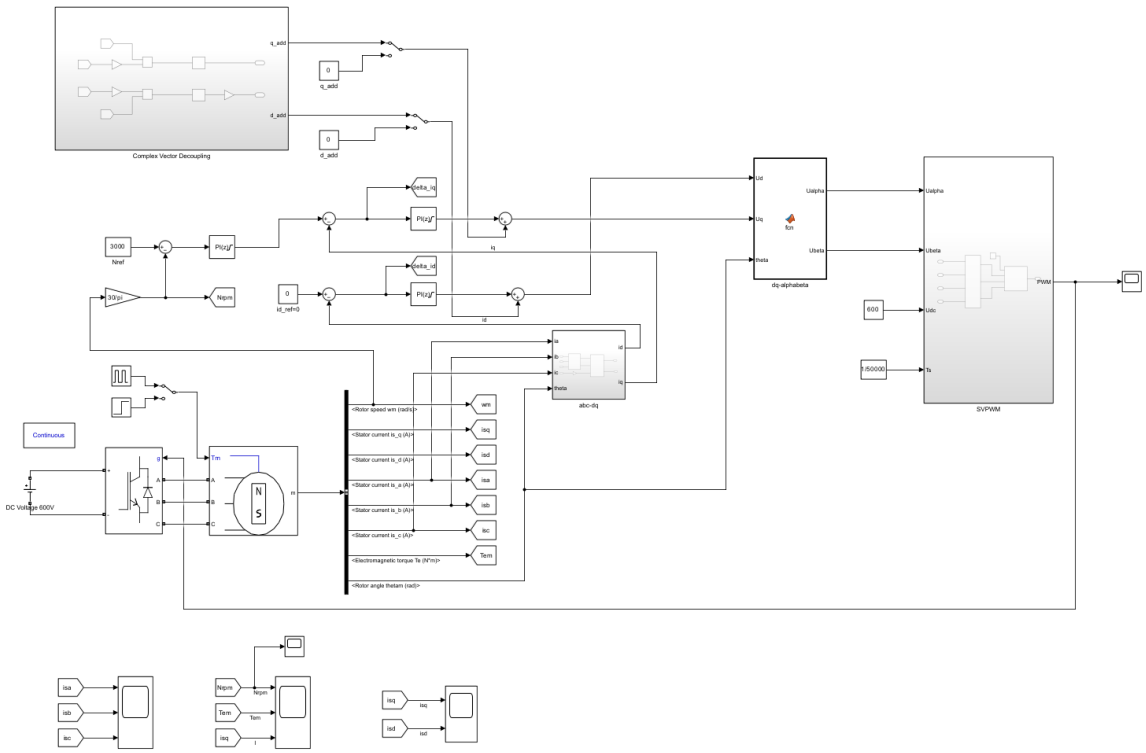
$$G_{cpl}(s) = \omega_c(L_s + \frac{R_s + j\omega_e L_s}{s})$$

基于复矢量 PI 电流控制器的原理分析，文献[24]提出了下图所示的复矢量解耦电流控制原理图，可以应用于仿真和程序设计。



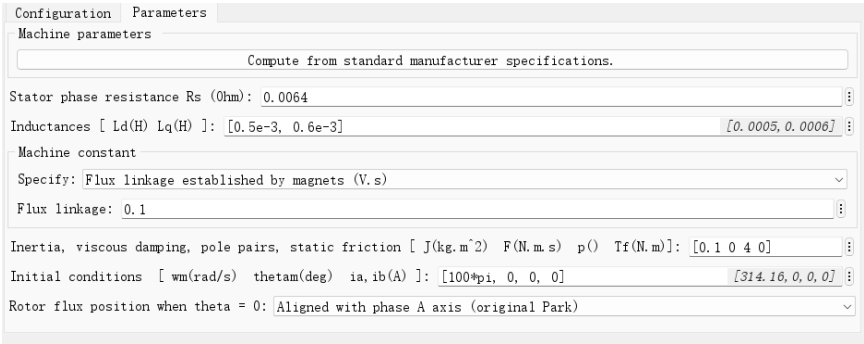
在 MATLAB/Simulink 中搭建系统模型，验证复矢量解耦控制器对永磁同步电机的控制

效果，仿真模型如下图所示：

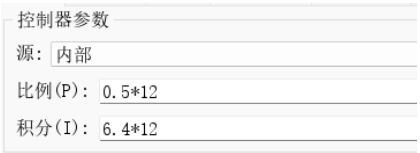


仿真模型中，包括永磁同步电机模块，转速环电流环闭环控制器模块、SVPWM 逆变器模块、复矢量解耦电流控制器模块、电机参数观测模块等。转速控制器采样频率 10kHz，电流控制器采样频率 10kHz，载波频率 50kHz。

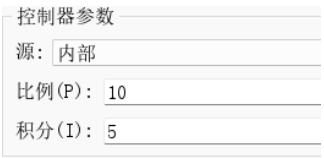
仿真采用三相永磁同步电机，电机参数如下：



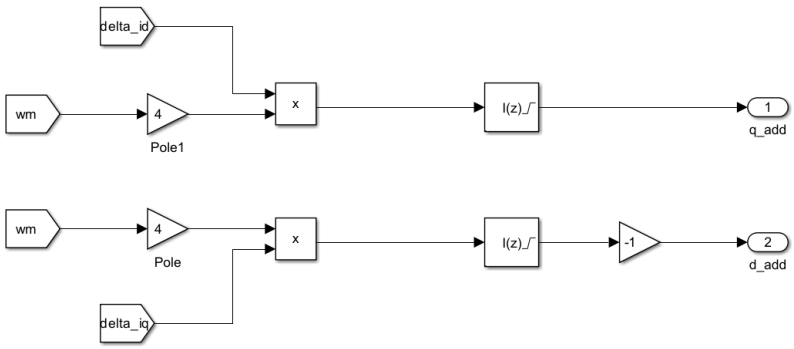
电流 PI 控制器参数如下：



转速控制器参数如下：



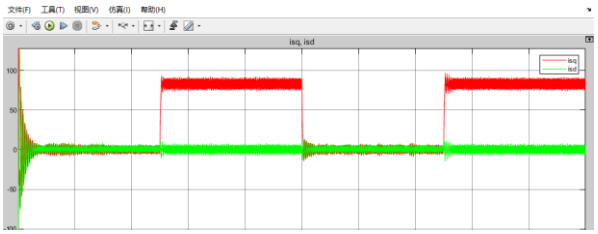
其中，复矢量解耦电流控制器模块为一个与转速相关的积分补偿。具体设计如下图所示：



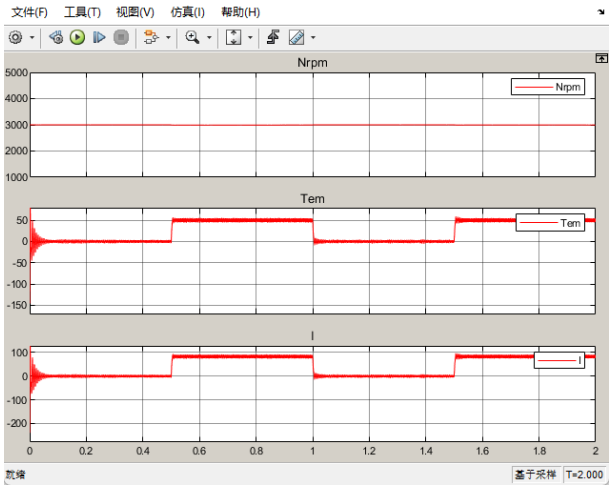
根据仿真模型中的永磁同步电机参数进行转速 PI 控制器、电流 PI 控制器和复矢量解耦积分的参数设置。基于复矢量解耦原理的分析，其积分系数应设置为 K_P/K_i，方能实现较好的控制效果。

对搭建好的模型进行仿真，设置仿真时间为 2s，固定仿真步长为 1μs，电机负载转矩周期为 1s，占空比为 0.5，得到如下仿真结果：

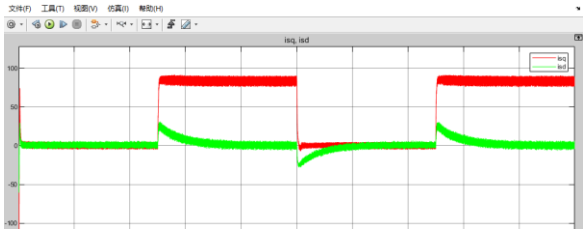
（1）定子 dq 轴电流



（2）转速、电流随转矩变化而发生的变化

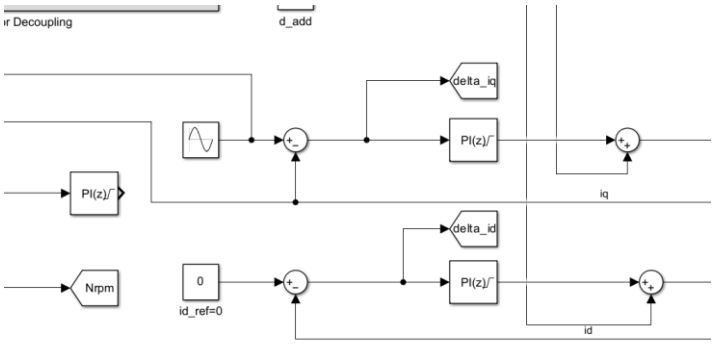


去掉电流复矢量解耦的补偿项，再次进行仿真，得到定子 dq 轴电流仿真结果如下：

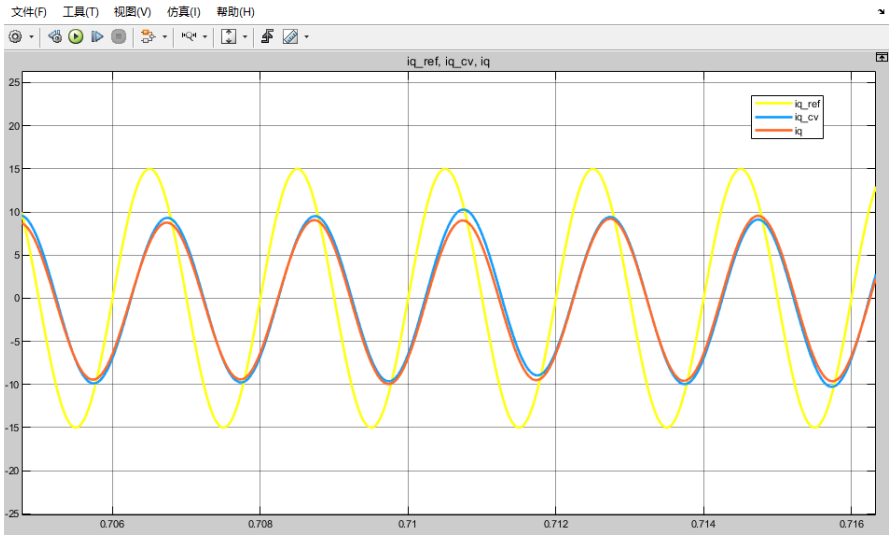


根据仿真结果可知，在添加复矢量解耦部分后，电机在负载转矩突变的情况下，能够在极短的时间内完成暂态过程，电机电流变化的超调量明显减小，暂态过程显著减小，有效减小的电流的波动和调节时间，实现了更好的电流闭环控制。同时，在电流闭环的同时，电机的转速也保持在给定值左右不变，转速闭环控制效果较好。成功实现了 PMSM 的双闭环矢量控制。

随后断开转速闭环，给定标准正弦电流控制器输入值，如下图所示：



进行 q 轴电流跟随性的仿真比较，仿真结果如下：



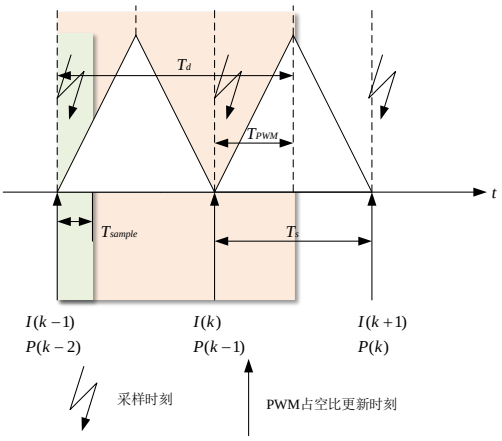
经过滤波环节滤去高频纹波，得到的结果如上图。可见经过复矢量解耦的 q 轴正弦电流跟随性更好，幅值和相位的偏差较小。

2.2 双采样双更新+复矢量解耦的电流环控制策略

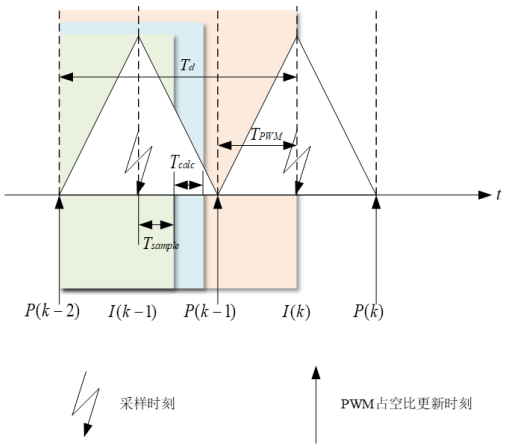
接下来对 PWM 采样和更新方式进行了研究。在以往单独采用 MCU 作为控制器的伺服

控制系统中，受 PWM 模块计数器特性限制，通常只能在三角波形载波周期的起始点和中点（计数器读数为 0 或其最大值时）能够触发电流采样以及更新 PWM 的占空比。

下面两张图给出了单采样单更新策略的两种实现方式。由(a)可知，第一种方式在每个三角载波周期的起点进行电流采样，经过 1 个 T_s 的运算，在下一载波周期起点更新 PWM 比较值，因此该模式下系统的整体延时 $T_d=T_s+T_{PWM}=1.5T_s$。同理，在(b)所示的第二种采样更新时序模式中，在三角载波周期中点进行电流采样，经过 $0.5T_s$ 周期运算，在下一载波周期起点更新 PWM 比较值，因此系统整体延时 $T_d=0.5T_s+T_{PWM}=T_s$，这里的 T_{PWM} 均为 $0.5T_s$。

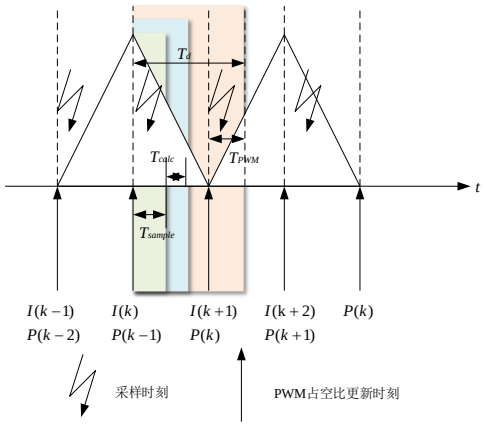


(a) 时序 a



(b) 时序 b

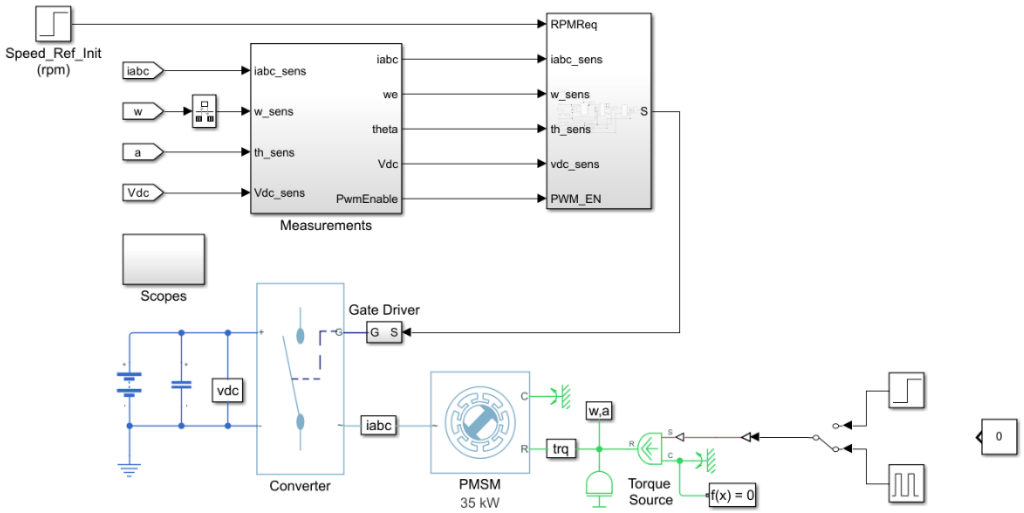
下图为单载波周期两次采样两次更新策略的工作原理图。该方式在单次采样更新的时序基础上增加了一次电流采样和 PWM 更新，在载波周期的起点/中点采样，在下一个顶点/谷点更新 PWM，系统总延时 $T_d=0.5T_s+T_{PWM}=0.75T_s$ 这里 T_{PWM} 为 $0.25T_s$。



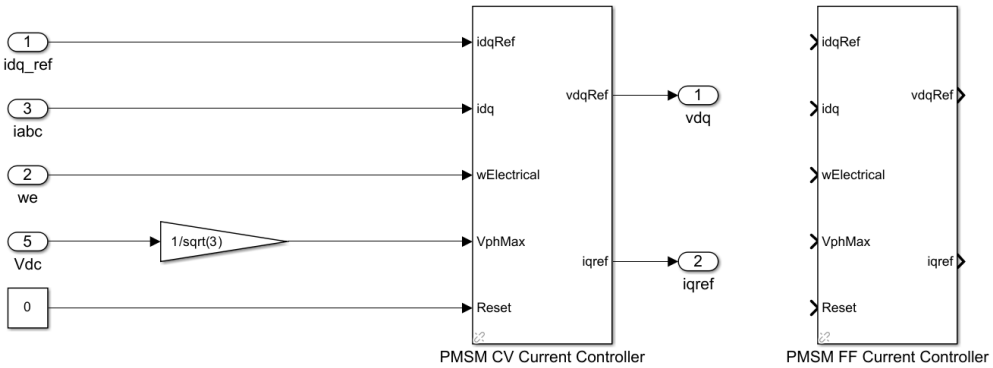
对上述几种电流采样 PWM 更新模式进行对比，结果如下：

电流采样 PWM 更新方式	电流采样延时	逆变器输出延时(平均值)	总延时
单采样更新 a	T_s	$0.5T_s$	$1.5T_s$
单采样更新 b	$0.5T_s$	$0.5T_s$	T_s
双采样双更新	$0.5T_s$	$0.25T_s$	$0.75T_s$

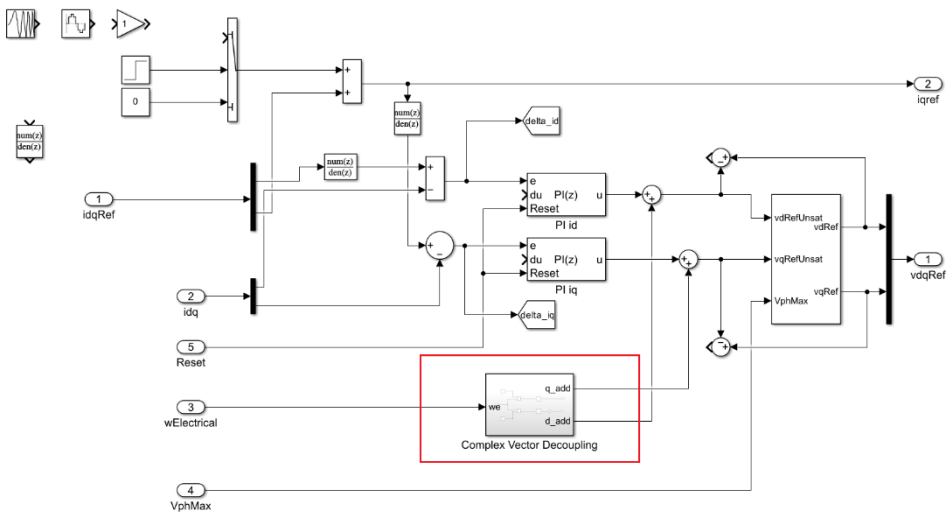
在 MATLAB/Simulink 中搭建双采样双更新+复矢量解耦的仿真模型，进行对比分析。顶层的四个模块包括测量模块、控制模块、观测模块、电机及逆变器模块。



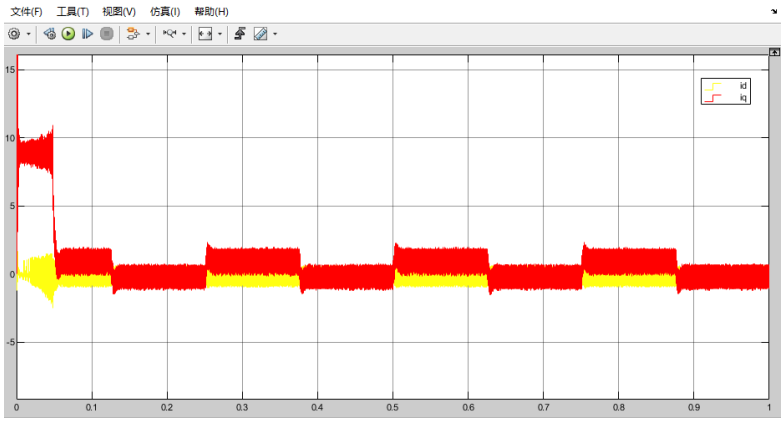
在电流环中添加先前搭建的复矢量解耦补偿，取代原本封装模块中内置的前馈解耦补偿，电流环控制部分的仿真模型如下：



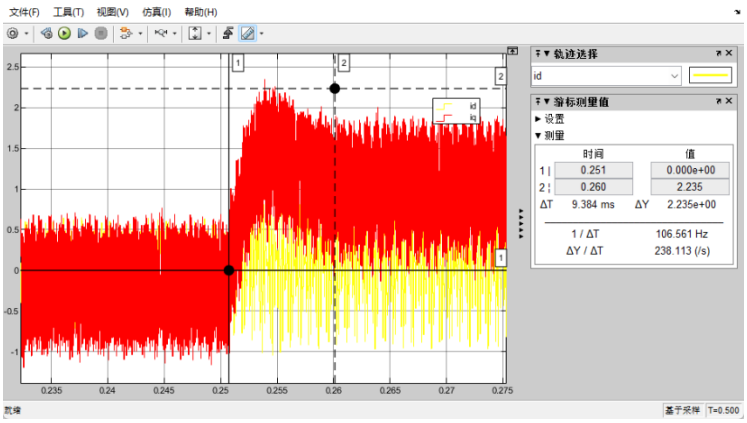
包含复矢量解耦在内的电流控制器结构如下：



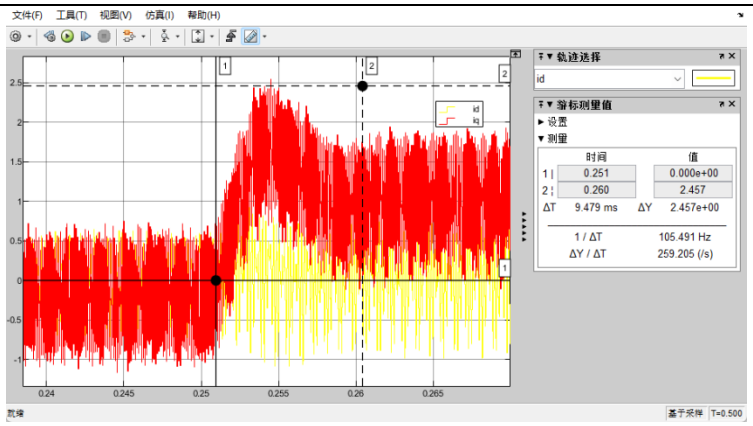
根据电机参数配置好合适的控制器参数，运行仿真，设置仿真时间为 1s，电机负载转矩同样进行周期变化，得到的 dq 轴电流波形如下：



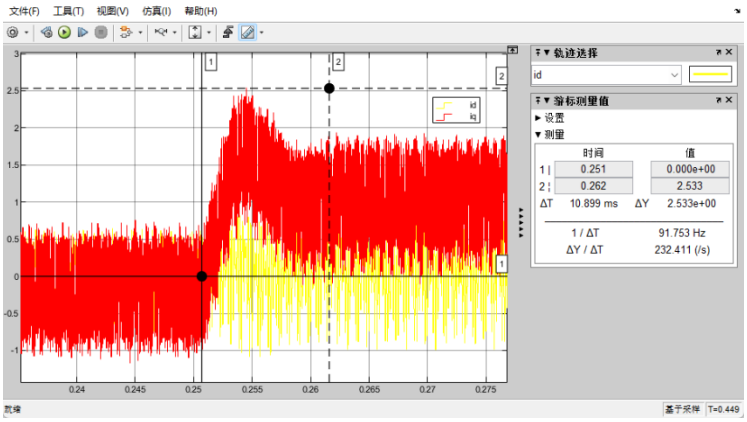
放大观察转矩变化时的电流暂态变化过程：



改变电流控制器中的复矢量解耦方法，变回原本的前馈解耦，运行仿真，放大观察转矩变化时的电流暂态过程：



再去掉前馈解耦补偿部分，运行仿真，放大观察：



根据三次仿真结果可见：

（1）采用复矢量解耦，暂态响应过程加快，电流波形更快达到稳定，但是和采用前馈解耦或无解耦比较，差距不是很明显。

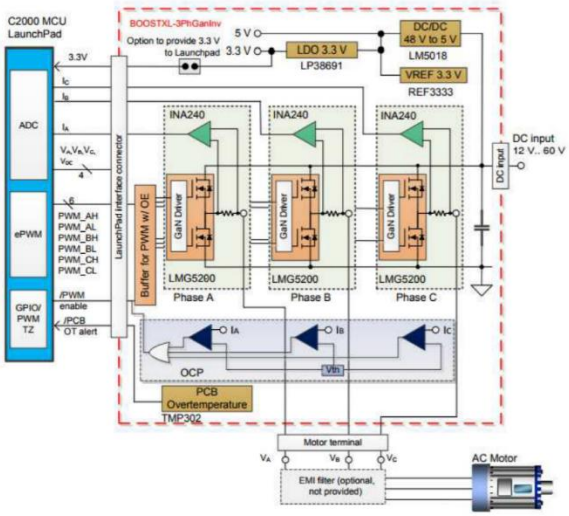
（2）采用复矢量解耦，超调量显著减小，为三种方法中最小的，而前馈解耦次之，不采用解耦时的超调量最大。

因此可以通过仿真证明复矢量解耦+双采样双更新的电流环控制策略能够优化电流环控制，但是为了更好实现控制效果，在参数设置等方面仍有较大的改进空间。

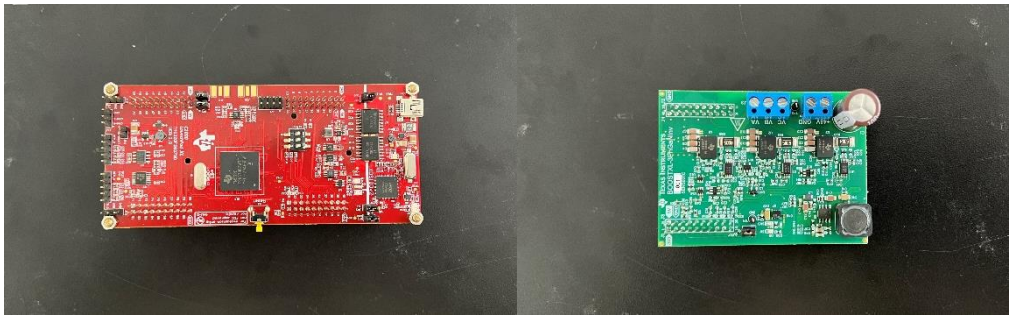
3 实验验证

本实验参照 TI 公司的参考设计方案《在单个 MCU 参考上使用 FCL 和 SFRA 的双轴电机驱动器设计》（文档编号：SPRACO3）开展。该方案使用 LAUNCHXL-F28379D 开发板作为控制器，BOOSTXL-3PhGaNInv 开发套件作为功率板，并提供一套具有高电流带宽性能的软件库“Fast Current Loop, FCL”及相关例程可供参考。

利用 LAUNCHXL-F28379D 和 BOOSTXL-3PhGaNInv 搭建的实验系统，其功能框图如下图



以下为 LAUNCHXL-F28379D 开发板和 BOOSTXL-3PhGaNInv 功率板实物图。



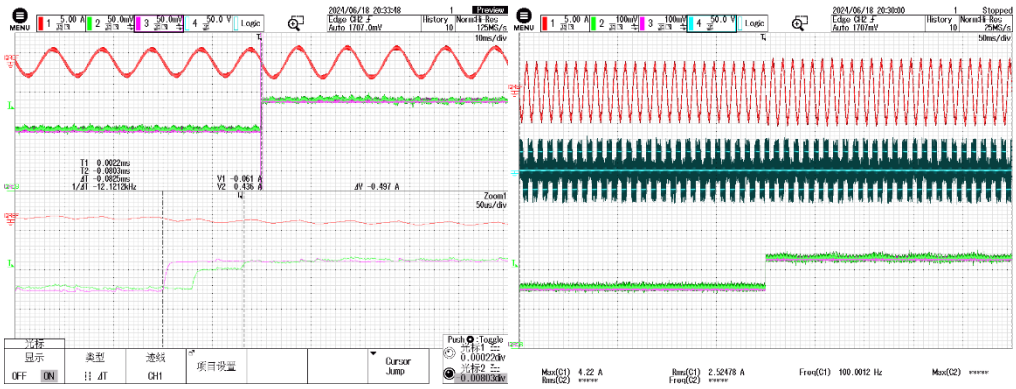
以此为基础，搭建硬件实物实验平台，如下图：

具体实验过程如下：

使能运行后，电机先定位（即逆变器输出固定电压矢量，将转子吸引至对应位置），继而以给定频率积分生成的角度实现电流坐标变换，实现电流闭环控制，驱动电机运转。起动时的电气频率为 100Hz，对应转速为 1500 r/min，q 轴电流为 10%。在上述稳态工况下，修改交轴电流给定值使其阶跃增加至 15%。

本次实习中我进行了双采样双更新方法的程序设计，初步设置为单电流闭环控制，矢量变换中坐标变换用的角度由预先给定的频率给定值通过积分得到，不使用测量得到的转子位置。单电流闭环实验避免了转速环和转子位置检测等因素对电流环性能的影响。实验

测量得到的波形如下：



可见波形阶跃响应上升时间大约 82.5μs，且几乎无超调，开环系统的小惯性延迟较小。

4 参考文献

[1] J.-S. Yim, S.-K. Sul, B.-H. Bae, N. R. Patel, and S. Hiti, “Modified Current Control Schemes for High-Performance Permanent-Magnet AC Drives With Low Sampling to Operating Frequency Ratio,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 2, pp. 763–771, Mar. 2009.

[2] 王堃，游小杰，王琛琛，周明磊，“低开关频率下 SVPWM 同步调制策略比较研究，” 中国电机工程学报, vol. 35, no. 16, pp. 4175–4183, 2015.

[3] C. Wang, K. Wang, and X. You, “Research on Synchronized SVPWM Strategies under Low Switching Frequency for Six-Phase VSI-Fed Asymmetrical Dual Stator Induction Machine,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 11, pp. 6767–6776, 2016.

[4] G. Narayanan and V. T. Ranganathan, “Two novel synchronized bus-clamping PWM strategies based on space vector approach for high power drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 1, pp. 84–93, 2002.

[5] S. K. Sahoo and T. Bhattacharya, “Rotor Flux-Oriented Control of Induction Motor with Synchronized Sinusoidal PWM for Traction Application,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 6, pp. 4429–4439, 2016.

[6] W. Fei, X. Du, and B. Wu, “A generalized half-wave symmetry SHE-PWM rormulation for multilevel voltage inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 9, pp. 3030–3038, 2010.

[7] Z. Zhang, X. Ge, Z. Tian, X. Zhang, Q. Tang, and X. Feng, “A PWM for minimum current harmonic distortion in metro traction PMSM with saliency ratio and load angle constrains,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 5, pp. 4498–4511, 2018.

[8] A. Moeini, H. Zhao, and S. Wang, “Improve Control to Output Dynamic Response and Extend Modulation Index Range with Hybrid Selective Harmonic Current Mitigation-PWM and Phase-Shift PWM for Four-Quadrant Cascaded H-Bridge Converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 9, pp. 6854–6863, 2017.

[9] V. S. S. Pavan Kumar Hari and G. Narayanan, “Space-vector-based hybrid PWM technique to reduce peak-to-peak torque ripple in induction motor drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 2015, 2015.

[10] N. Oikonomou and J. Holtz, “Closed-Loop control of medium-voltage drives operated with synchronous optimal pulsewidth modulation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 1, pp.

115–123, 2008.

[11] 鄢永，黄文新，“基于闭环电流预测的永磁同步电机电流环延时补偿策略研究，” 中国电机工程学报, vol. 42, no. 10, pp. 3786–3796, 2022.

[12] 吴为，丁信忠，严彩忠，“基于复矢量的电流环解耦控制方法研究，” 中国电机工程学报, vol. 37, no. 14, pp. 4184-4191+4298, 2017.

[13] S. Yoon, H. Oh, and S. Choi, “Controller design and implementation of indirect current control based utility-interactive inverter system,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 26–30, 2013.

[14] J. Holtz and N. Oikonomou, “Fast dynamic control of medium voltage drives operating at very low switching frequency - An overview,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1005–1013, 2008.

[15] Y. Wang, S. Tobayashi, and R. D. Lorenz, “A Low-Switching-Frequency Flux Observer and Torque Model of Deadbeat-Direct Torque and Flux Control on Induction Machine Drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 3, pp. 2255–2267, 2015.

[16] 胡斯登，赵争鸣，袁立强，鲁挺，王雪松，“高性能变频调速系统的离散控制问题研究，” 中国电机工程学报, vol. 30, no. 30, pp. 1–6, 2010.

[17] C. Xia, C. Guo, and T. Shi, “A neural-network-identifier and fuzzy-controller-based algorithm for dynamic decoupling control of permanent-magnet spherical motor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2868–2878, 2010.

[18] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, “Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High-Performance Current Regulator,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 920–926, 1994.

[19] M. Hinkkanen, H. A. A. Awan, Z. Qu, T. Tuovinen, and F. Briz, “Current Control for Synchronous Motor Drives: Direct Discrete-Time Pole-Placement Design,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 2, pp. 1530–1541, 2016.

[20] J. Jung and K. Nam, “A dynamic decoupling control scheme for high-speed operation of induction motors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 1, pp. 100–110, 1999.

[21] C. A. Busada, S. G. Jorge, and J. A. Solsona, “A Synchronous Reference Frame PI Current Controller with Dead Beat Response,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 3097–3105, 2020.

[22] J. Holtz, “The Representation of AC Machine Dynamics by Complex Signal Flow Graphs,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 3, pp. 263–271, 1995.

[23] F. Briz, M. W. Degner, and R. D. Lorenz, “Analysis and design of current regulators using complex vectors,” presented at the Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society), 1997, pp. 1504–1511.

[24] 国敬，范涛，章回炫，温旭辉，“永磁同步电机电流环控制耦合分析，” 电力电子技术, vol. 53, no. 11, pp. 6–8, 2019.

[25] 王宏佳，杨明，牛里，徐殿国，“永磁交流伺服系统电流环带宽扩展研究，” 中国电机工程学报, vol. 30, no. 12, pp. 56–62, 2010.

[26] 王剑，李永东，马永健，“一种显著增加变换器电流环带宽的新方法，” 电气传动, vol. 39, no. 6, pp. 34–38, 2009.

[27] 国敬，范涛，章回炫，边元均，温旭辉，“高速低载波比下永磁同步电机电流环稳定性分析，” 中国电机工程学报, vol. 39, no. 24, pp. 7336-7346+7506, 2019.

3、实习收获体会

我在浙江大学先进电气装备创新中心完成的暑期实习中，收获颇丰。这次实习不仅让我深入了解了“永磁同步电机低载波比电流控制”这一研究领域，还为我后续的毕业设计和从事电机控制相关领域的研究积累了经验。

首先，通过文献调研，我对永磁同步电机的应用背景和低载波比控制策略有了全面的认识。永磁同步电机因其在功率密度、起动转矩、效率和可靠性等方面的优势，被广泛应用于工业和生产生活中。然而，低载波比控制问题依然存在，特别是在大功率电机和高速电机的应用中。通过调研，我了解到谐波畸变、动态性能下降、电机控制系统建模的耦合作用以及状态变量观测和电机参数估计的不准确等问题，并学习了解了相应的解决方案。

其次，在理论分析和仿真建模阶段，我针对“双采样双更新+复矢量解耦”的电机控制策略进行了深入研究。通过搭建 MATLAB/Simulink 仿真模型，我验证了复矢量解耦控制器对永磁同步电机的控制效果。仿真结果表明，添加复矢量解耦部分后，电机在负载转矩突变的情况下，能够在极短的时间内完成暂态过程，有效地减小了电流的波动和调节的时间，实现了更好的电流闭环控制。同时，电机的转速也保持在给定值左右不变，成功实现了永磁同步电机的双闭环矢量控制。添加双采样双更新的 PWM 更新策略后，使得电机暂态过程时间变短、超调量减小，初步实现了研究目标的仿真验证。

最后，我参照 TI 公司的参考设计方案，搭建了硬件实物实验平台，并进行了双采样双更新方法的程序设计。实验结果显示，波形阶跃响应上升时间短且几乎无超调，验证了双采样双更新策略的有效性。由于时间有限，我没有来得及在此次实习中完成复矢量解耦和双采样双更新控制策略的实验验证。

通过这次实习，我不仅掌握了永磁同步电机低载波比电流控制的理论知识和实践技能，还培养了独立思考和解决问题的能力，为我的毕业设计打下了坚实的基础。总而言之，本次暑期实习基本完成了预设的目标，在综述报告撰写、仿真建模等方面都获得了巨大的进步和提升，非常感谢我的指导教师给予我的这次机会。通过与指导教师的沟通，我也确定了自己对电机控制领域研究的强烈兴趣，未来有志于在这方面继续发展。实习中收获的宝贵的经验对我未来的研究和职业发展都将产生深远的影响。

实习生签字：朱子轩

2024 年 08 月 16 日

本科生分散实习教学完成表

姓　名	朱子轩	学　号	3200103860
学　院	电气工程学院	专　业	电气工程及其自动化
课程名称	《企业实习 I》	年　级	2021 级
实习地点	浙江大学先进电气装备创新中心	起止日期	2024.7.20－2024.8.16
实习考核成绩	94.0	校内指导教师签字	2024 年 08 月 16 日
实习单位证明	该生在实习期间表现优秀，态度积极进取，在理论和技能方面均有提高，达到实习预期成果，特此证明。 实习单位（盖章）：浙江大学先进电气装备创新中心 3301101005106B 2024 年 08 月 16 日		
城市间交通费（含住宿）票据 0 张，金额 0 元			

注：1. 该表由学生填报；2. 无需实习单位的实习教学，由院（系）提供证明。

3. 该表原件上交，复印件请自己留存以备实习报销时使用。