



学校代码：10254
学 号：201530210024
密 级：

上海海事大学
SHANGHAI MARITIME UNIVERSITY
硕士 学位 论文
MASTER'S THESIS

学位类别： 科学学位
论文题目： 基于 dSPACE 的永磁同步电
机矢量控制研究
学科专业： 电力电子与电力传动
作者姓名： 陈敦志
指导老师： 吴卫民
完成日期： 二〇一七年五月

论文独创性声明

本论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。论文中除了特别加以标注和致谢的地方外，不包含其他人或者其他机构已经发表或撰写过的研究成果。其他同志对本研究的启发和所做的贡献均已在论文中作了明确的声明并表示了感谢。

作者签名: _____ 日期: _____

论文使用授权声明

本人同意上海海事大学有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留送交论文复印件，允许论文被查阅和借阅；学校可以上网公布论文的全部和部分内容，可以采用影印、缩印或者其他复制手段保存论文。保密的论文在解密后遵守此规定。

作者签名: _____ 导师签名: _____ 日期: _____

摘 要

永磁同步电机由于其体积小、效率和功率因数高等优势，在多种应用场合受到广泛的关注。

电机控制是电机应用中关键技术，永磁同步电机控制方法一般分为标量控制与矢量控制，标量控制(V/F 控制和 I-F 控制)方法简单，控制动态性能较差，高性能永磁同步电机驱动通常采用矢量控制。矢量控制基于 $\alpha\beta$ 和 dq 坐标下电机数学模型，其将励磁与转矩解耦控制，可以将交流电机控制等效为直流电机控制。

本文侧重点在于永磁电机矢量控制技术，首先介绍了永磁同步电机在 abc 静止坐标系下的数学模型，坐标变换理论，应用坐标变换理论导出 dq 坐标下的数学模型。根据 dq 坐标下的永磁同步电机动态数学模型，研究了永磁同步电机矢量控制的原理、深入研究了电流内环，转速外环 PI 参数设计调试方法，以及基于反电动势的无位置传感器永磁同步电机转子位置估算方法。

然后，根据永磁同步电机数学模型以及矢量控制理论研究，建立了基于 Matlab/Simulink 永磁同步电机矢量控制模型，通过仿真验证电流转速双闭环控制以及基于反电动势的转子位置估算方法。

最后，搭建了基于 dSPACE 的永磁同步电机矢量控制系统，实现电流转速双闭环控制，实验验证了基于反电动势转子位置估算方法，为后续研究高性能永磁同步电机驱动技术打下基础。

关键词： dSPACE；永磁同步电机；矢量控制；位置估算

ABSTRACT

In recent years, Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) has become an attractive candidate for various industrial applications due to its high efficiency and torque density.

There are normally two kinds of control methods for PMSMs: Scalar Control methods and Vector Control methods. Scalar Control methods, such as V/F and I/F are easy to implement, but suffer from poor performance. For high performance PMSM drive systems, a Vector Control method known as Field Oriented Control (FOC) is often chosen as the control method and it offers high control dynamics.

This thesis focuses on the FOC of PMSM. First, the mathematical model of a PMSM in phase abc reference frame is introduced, then reference frame theory is introduced and applied to transform the mathematical model in abc frame to the stationary $\alpha\beta$ reference frame and the rotating dq reference frame. Based on the dq reference frame model of a PMSM, the FOC control principle is studied, and the controller design method for inner current loop is studied and analyzed in detail. Also, a back-EMF based rotor position estimation method is analyzed in detail.

Then, a Matlab/Simulink model of the control system is built and simulation is run to verify the FOC principle, the controller design and also the position estimation method.

Finally, a dSPACE based control system is built and experiments are carried out to realize the FOC of PMSM, which lay a good fundation for further study of advanced control method of PMSM.

Chen Dunzhi(Power Electronics and Drives)

Directed by Prof. Weimin Wu

Keywords: dSPACE; PMSM; FOC;rotor position estimation

目 录

第一章 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 课题研究背景与意义	1
1.3 矢量控制发展概述	1
1.4 本文主要工作	2
第二章 永磁同步电机数学模型	4
2.1 引言	4
2.2 永磁同步电机建模	4
2.3 abc 坐标定子电压方程	5
2.4 $\alpha\beta$ 坐标电机模型	7
2.4.1 $\alpha\beta$ 变换	7
2.4.2 $\alpha\beta$ 坐标下定子电压方程	9
2.5 dq 坐标电机模型	9
2.5.1 $\alpha\beta$ 到 dq 变换	9
2.6 dq 坐标电压方程	10
2.7 电磁转矩方程	12
2.8 运动平衡方程	13
2.9 本章小结	13
第三章 永磁同步电机矢量控制	14
3.1 引言	14
3.2 矢量控制基本原理	14
3.2.1 矢量控制框图	16
3.3 矢量控制参数设计调节	16
3.3.1 基本设计原则	16

目 录

3.3.2 电流内环 PI 参数设计	17
3.3.3 转速外环 PI 参数调节	21
3.3.4 抗饱和 PI 控制器	22
3.4 基于反电动势转子位置估算方法	24
3.4.1 基本工作原理	24
3.4.2 积分漂移补偿	26
3.4.3 应用场合以及影响因素	27
3.5 转子初始位置确定	27
3.6 本章小结	28
第四章 永磁同步电机矢量控制仿真	29
4.1 引言	29
4.2 Matlab/Simulink 软件介绍	29
4.3 永磁同步电机矢量控制系统仿真	29
4.4 永磁同步电机子系统	29
4.5 矢量控制器子系统	31
4.6 仿真调试	34
4.6.1 仿真结果分析	34
4.7 本章小结	40
第五章 永磁同步电机矢量控制实验	41
5.1 引言	41
5.2 永磁同步电机矢量控制实验平台	41
5.2.1 dSPACE 实时仿真系统	41
5.2.2 系统实验平台框图	41
5.3 实验结果分析	46
5.4 本章小结	49

目 录

第六章 总结与展望	50
6.1 工作总结	50
6.2 工作展望	50
参考文献	51

第一章 绪论

1.1 引言

本章首先分析了选题背景与意义，然后介绍了矢量控制的发展概述。最后，确定了本文的主要研究内容。

1.2 课题研究背景与意义

直流电机具有良好的调速性能，但其结构复杂，需要定期维护，成本高。随着电力电子技术的发展，交流调速系统在众多场合已经替代直流电机。在众多的交流电机类型中，永磁同步电机利用永磁体励磁，与交流异步电机和传统绕线型同步电机相比，具有结构简单、体积小、质量轻、功率因数高、功率密度高等特点，在新能源汽车、工业机器人等各种应用场合受到广泛关注[1-3]。

电机控制技术是电机应用的重要环节，对于永磁同步电机，矢量控制是一种应用最为普遍，控制性能优越的控制方式，目前绝大多数高性能永磁同步电机驱动器都采用矢量控制方法。随着工业 4.0 智能制造、电动机车、机器人等行业的飞速发展，未来将会对电机控制提出更高的控制需求。因此研究永磁同步电机矢量控制技术兼具研究与实用价值。

在此背景下，本文主要研究永磁同步电机矢量控制技术，通过应用坐标变换理论建立永磁同步电机 dq 坐标下的数学模型，根据数学模型分析矢量控制方法，并建立基于 Simulink 的永磁同步电机矢量控制模型进行仿真分析仿真，搭建实际实验平台，设计控制器，对理论仿真分析进行实验验证，为后续研究高性能永磁电机矢量控制技术打下坚实基础。

1.3 矢量控制发展概述

他励直流电机，其励磁与转矩没有耦合，独立控制，采用双闭环的方法具有良好调速性能[4]。交流电机具有非线性、强耦合的特点，控制十分复杂。坐标变换理论为

电机控制带来了变革。利用坐标变换，可以将三相电机等效成两相电机，将励磁和转矩解耦，三相交流电机可以等效成为直流电机控制，这种解耦控制方法，即所谓的矢量控制[5–7]。

在磁场定向矢量控制(FOC)中，需要反馈转子位置信息用来执行坐标变换，同时在转速闭环控制中，需要转速反馈。通常这些信息通过处理编码器信号得到，但是编码器安装不便、成本高等原因使得无位置传感器矢量控制成为当前发展的热点[8]。

所谓无位置传感器矢量控制是指不用编码器，转子位置、转速信息通过电压指令和采样电流计算得到。通常存在基于反电动势位置估算法和基于高频电压注入位置估算法两种[9]。

其中，基于反电动势的方法根据 $\alpha\beta$ 电压电流信息计算转子位置[10]，通常再经过 PLL 来估算转速[11]。研究学者们提出了各种新型基于反电动势位置估算方法，主要包括、模型预测控制、扩展卡尔曼滤波、观测器、神经网络等方法[12–15]。

反电动势位置估算方法基于电机模型，可以采取多种不同的方法来降低估算误差，但是在低转速时，反电动势中噪声占主导成分，此时该方法不再适用。因此低转速时，采用基于高频电压注入法，高频电压注向电机注入高频电压信号，读取响应电流，利用信号处理的手段分离出电流响应中转子位置信息[16–18]。

1.4 本文主要工作

本课题研究设计永磁同步电机矢量控制系统。在理解永磁同步电机结构，深入理解其数学模型的基础之上，运用励磁电流和转矩电流解耦控制的矢量控制基本思想设计永磁同步电机双闭环矢量控制调速系统，搭建 Simulink 模型运行仿真验证其功能并搭建实际实验平台进行实验验证，为后续研究高性能永磁同步电机驱动技术打下基础。本文的主要工作内容有：

- (1) 介绍了永磁同步电机 abc 坐标数学模型，坐标变换理，应用坐标变换理论，导出不同坐标下的永磁同步电机数学模型。
- (2) 运用永磁同步电机动态数学模型，建立了永磁同步电机矢量控制仿真模型，

分析了电流环，速度环控制器设计方法。

- (3) 详细分析了基于反电动势永磁同步电机转子位置估算方法，分析积分漂移补偿方法。
- (4) 搭建基于 dSPACE 实时仿真系统的永磁同步电机矢量控制平台，实现电流转速双闭环矢量控制、实现基于反电动势位置估算的永磁电机矢量控制。

第二章 永磁同步电机数学模型

2.1 引言

本章主要介绍永磁同步电机的数学模型。永磁同步电机的数学模型是矢量控制的重要基础。本章先介绍了永磁同步电机结构特点，然后介绍了在不同坐标系下的电机动态方程，为矢量后续章节的矢量控制打下基础。

2.2 永磁同步电机建模

根据永磁同步电机转子永磁体安装方式的不同，可将永磁同步电机分为表面贴磁型和内嵌永磁体型。如图2.1所示，(a)为表面贴磁型永磁同步电机，永磁体固定在转子表面。(b)为内嵌永磁体型永磁同步电机，永磁体安装在转子铁心内部。两种不同的结构对于电机磁路有不同的影响。在表面贴磁型永磁同步电机中，理想情况下，d轴和q轴磁路磁阻相同，电感相等。而对于内嵌永磁体型永磁同步电机来说，由于q轴磁路磁阻小于d轴磁路磁阻，所以q轴电感大于d轴电感。

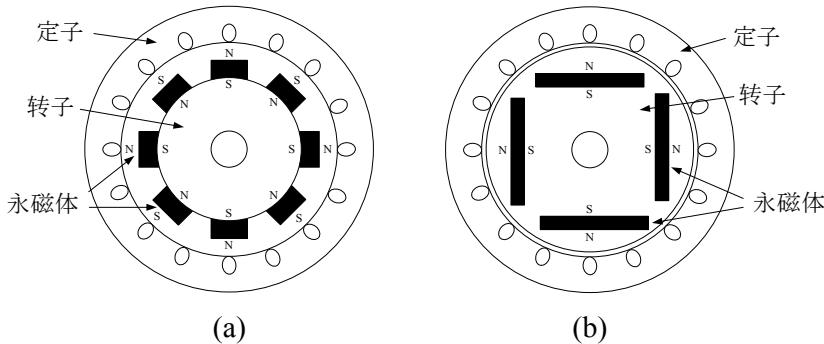


图 2.1 不同转子类型的永磁同步电机.(a)表面贴磁型(b)内嵌永磁体型

图2.2所示为一对极表面贴磁型永磁同步电机简化示意图，图中定子三相绕组用分别用 $AA-$, $BB-$, $CC-$ 三个线圈表示，线圈上的叉和点分别表示电流入和流出纸面。三相绕组空间相隔 120 度电角度，其磁轴用 a , b , c 表示。图中 θ_r 表示转子北极与定子磁轴 a 的夹角，也就是转子位置电角度。

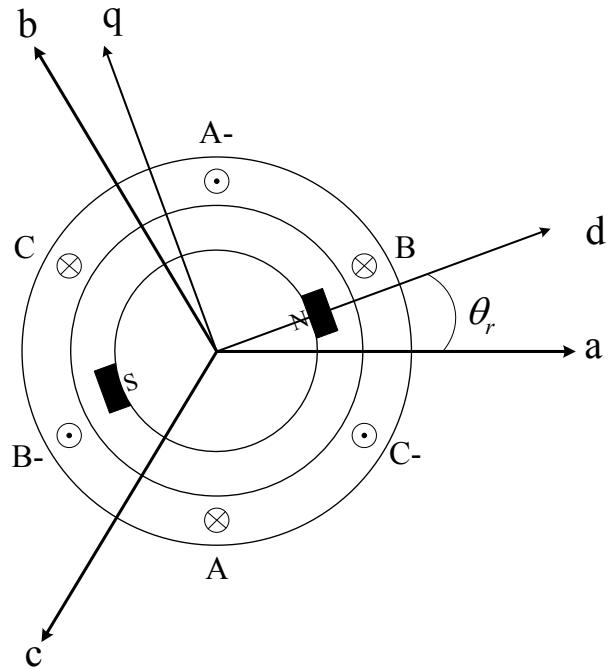


图 2.2 表面贴磁型永磁同步电机示意图

2.3 abc 坐标定子电压方程

三相永磁同步电机在静止 abc 参考系下的定子电压方程可以表示为:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

2.1中 v_a, v_b, v_c 分别表示定子三相电压, R 代表定子电阻, $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$ 代表三相绕组磁链。永磁同步电机中三相绕组磁链可以表示为:

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{pm,a} \\ \lambda_{pm,b} \\ \lambda_{pm,c} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

其中 L_{aa} , L_{bb} , L_{cc} 分别表示定子三相绕组自感, M_{ab} , M_{ac} , M_{bc} 分别表示 ab, ac, bc 两相绕组互感, 转子永磁体在三相绕组产生的磁链为转子电角度 θ_r 的函数:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{pm,a} \\ \lambda_{pm,b} \\ \lambda_{pm,c} \end{bmatrix} = \lambda_{mpm} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - 120^\circ) \\ \cos(\theta_r + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

将公式2.2和2.3组合在一起, 可以得到定子磁链方程为:

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \lambda_{mpm} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - 120^\circ) \\ \cos(\theta_r + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

其中, λ_{mpm} 为转子永磁体在定子上产生相磁链的最大值。由于电机转子位置不同影响电机磁路结构, 电机电感参数随着转子位置的改变而改变, 这些参数计算是电机建模的重要部分, 传统方法采用对空间磁密积分的方法[19]求电感参数, 较为繁琐。文献[20]提出了一种基于矢量投影的求取电机中电感参数的方法, 可以比较方便的计算电感参数。式2.2中三相绕组自感参数可以表示为:

$$L_{aa} = L_\sigma + L_A - L_B \cos(2\theta_r) \quad (2.5)$$

$$L_{bb} = L_\sigma + L_A - L_B \cos[2(\theta_r - 120^\circ)] \quad (2.6)$$

$$L_{cc} = L_\sigma + L_A - L_B \cos[2(\theta_r + 120^\circ)] \quad (2.7)$$

其中 L_σ 定子绕组漏电感, L_A 和 L_B 定义为:

$$L_A = \frac{L_{aad} + L_{aaq}}{2} \quad (2.8)$$

$$L_B = \frac{L_{aad} - L_{aaq}}{2} \quad (2.9)$$

其中 L_{aad} 为当转子位置 $\theta_r = 0$ 时定子 a 相自感, L_{aaq} 为当转子位置 $\theta_r = 90^\circ$ 时定子 a 相自感。此时, 定子三相绕组之间的互感可以表示为:

$$M_{ab} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r - 60^\circ) \quad (2.10)$$

$$M_{ac} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + 60^\circ) \quad (2.11)$$

$$M_{bc} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r) \quad (2.12)$$

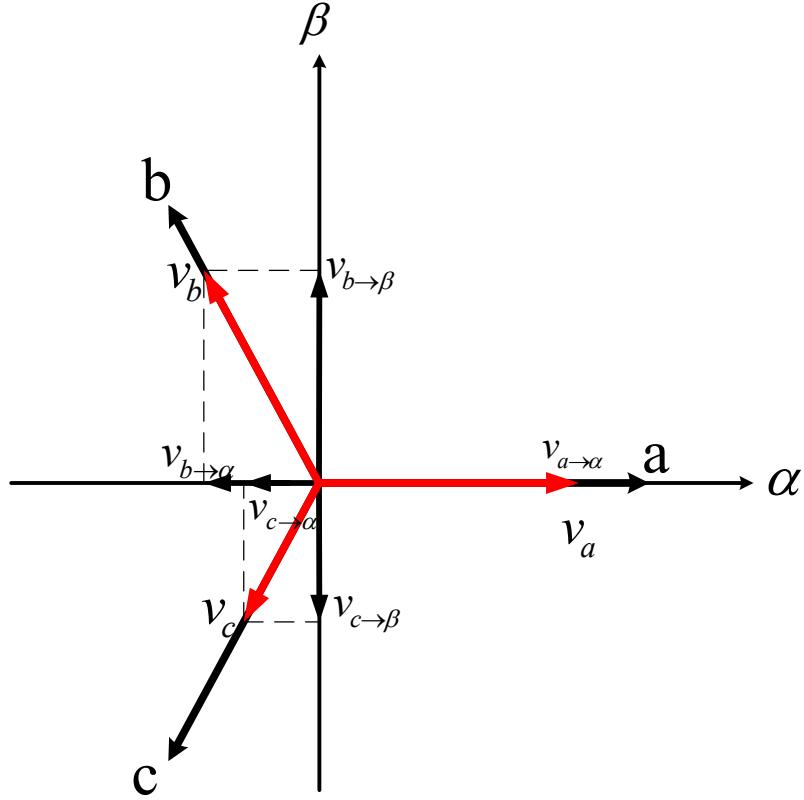
上结果可以看出，静止 abc 参考下的数学模型由于电机电感参数随着转子位置的改变十分复杂，不利于分析。

2.4 $\alpha\beta$ 坐标电机模型

为了方便分析，通常采用坐标变换的方法简化电机数学模型，坐标变换的实质在于变量代换，通过变量代换降低描述电机微分方程的复杂度[21]。常用的坐标变换为 $\alpha\beta$ 变换和 dq 变换。

2.4.1 $\alpha\beta$ 变换

$\alpha\beta$ 变换是将三相坐标的量等效为两相静止坐标上。将三相电压看成一个空间矢量，其三个分量分别在 abc 轴上，abc 互隔 120° 。该空间矢量可以在一个垂直坐标系中表示。如图2.3所示， α 轴与 a 轴重合， β 轴与 α 垂直。

图 2.3 静止 abc 坐标到 $\alpha\beta$ 坐标变换

将电压矢量投影到 $\alpha\beta$ 轴可以得到 abc 坐标到 $\alpha\beta$ 坐标的变换矩阵:

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

同样, 将 $\alpha\beta$ 轴的量投影在 abc 参考下可以得到 $\alpha\beta$ 到 abc 的变换矩阵:

$$T^{-1} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

严格地讲, 矩阵 T 不是方阵, 不存在逆。此处 T^{-1} 为 $\alpha\beta$ 到 abc 的变换矩阵, 而不是 T 的逆矩阵。

2.4.2 $\alpha\beta$ 坐标下定子电压方程

将方程2.1两边同时乘以变换矩阵 T 可以得到:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

其中

$$\begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} T^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \lambda_{mpm} T \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - 120^\circ) \\ \cos(\theta_r + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

将自感参数2.5-2.7和互感参数2.10-2.12代入入 $\alpha\beta$ 轴磁链方程2.16中可以求得:

$$\begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\sigma & 0 \\ 0 & L_\sigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{3}{2} \begin{bmatrix} L_A - L_B \cos(2\theta_r) & L_B \sin(2\theta_r) \\ -L_B \sin(2\theta_r) & L_A + L_B \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \lambda_{mpm} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

可以看到用 $\alpha\beta$ 表达的电机数学模型，将 abc 三相的量，用 $\alpha\beta$ 两相表示出来，简化了方程表达。但是，磁链方程中电感参数矩阵依然随着转子位置的改变而发生改变，因此需要进一步将 $\alpha\beta$ 变换成为旋转坐标系，进一步简化。

2.5 dq 坐标电机模型

2.5.1 $\alpha\beta$ 到 dq 变换

如图2.4所示，为 $\alpha\beta$ 坐标和旋转 dq 坐标系。其中 d 轴与 α 轴夹角为转子位置电角度。

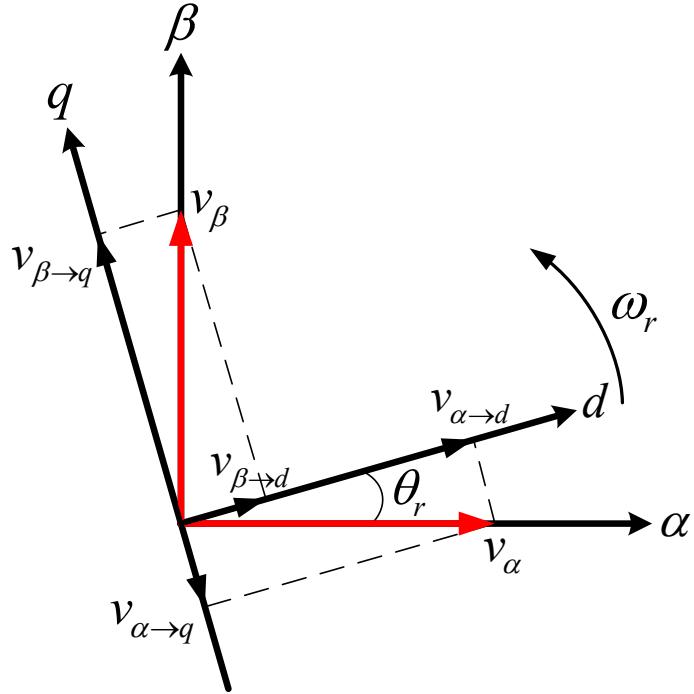


图 2.4 表面贴磁型永磁同步电机示意图

根据矢量投影的方法，可以推导出 $\alpha\beta$ 到 dq 变换的矩阵为：

$$K = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

反过来， dq 到 $\alpha\beta$ 变换矩阵可以推导为：

$$K^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

2.6 dq 坐标电压方程

将方程 $\alpha\beta$ 坐标下的电压方程 2.15 两边同时乘以 $\alpha\beta$ 到 dq 变换矩阵 K 有：

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + K \frac{d}{dt} \left[K^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} \right]$$

$$= \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + K \frac{d}{dt} (K^{-1}) \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

其中,

$$\begin{aligned} K \frac{d}{dt} (K^{-1}) &= K \frac{d}{d\theta_r} (K^{-1}) \frac{d}{dt} (\theta_r) \\ &= \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.21)$$

所以 dq 坐标下的电压方程可以表达为:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

将 $\alpha\beta$ 坐标下的磁链方程2.17两端同时乘以 $\alpha\beta$ 到 dq 变换矩阵 K 有:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} &= \frac{3}{2} K \begin{bmatrix} L_A - L_B \cos(2\theta_r) & L_B \sin(2\theta_r) \\ -L_B \sin(2\theta_r) & L_A + L_B \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} K^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} L_\sigma & 0 \\ 0 & L_\sigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \lambda_{mpm} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.23)$$

将电感定义方程2.8, 矩阵变换方程2.18和反变换方程2.19带入上式中化简可得到:

$$\frac{3}{2} K \begin{bmatrix} L_A - L_B \cos(2\theta_r) & L_B \sin(2\theta_r) \\ -L_B \sin(2\theta_r) & L_A + L_B \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} K^{-1} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} L_{aad} \\ L_{aaq} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

所以, dq 磁链方程为:

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\sigma & 0 \\ 0 & L_\sigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{3}{2} \begin{bmatrix} L_{aad} & 0 \\ 0 & L_{aaq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \lambda_{mpm} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

其中 L_d 和 L_q 定义为:

$$L_d = L_\sigma + \frac{3}{2} L_{aad} \quad (2.26)$$

$$L_q = L_\sigma + \frac{3}{2} L_{aaq} \quad (2.27)$$

所以 dq 轴磁链方程可以表达为:

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \lambda_{mpm} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

可以看到，在 dq 坐标系中，永磁同步电机的电压方程，磁链方程形式比较简单。d 轴电感和 q 轴电感为常数，这是因为，在 dq 坐标系中，dq 轴与转子相对静止，dq 轴磁路固定而不受转子位置的影响。

2.7 电磁转矩方程

本节主要介绍 dq 坐标下的电磁转矩方程，利用功率守恒的方法导出 dq 坐标下的电磁转矩表达式。永磁同步电机运行时，输入电机的瞬时功率按照 abc 坐标变量可以表达为：

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (2.29)$$

变换到 dq 坐标系表达式为：

$$p = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (2.30)$$

将 v_d 和 v_q 按照2.22所述，代入2.30中有：

$$\begin{aligned} p &= \frac{3}{2}(R i_d^2 + R i_q^2) + \frac{3}{2}(L_d i_d \frac{d}{dt} i_d + L_q i_q \frac{d}{dt} i_q) \\ &\quad + \frac{3}{2}[\omega_r (\lambda_{mpm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q)] \end{aligned} \quad (2.31)$$

其中 $\frac{3}{2}[\omega_r (\lambda_{mpm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q)]$ 表示电机输出的功率，而电机输出的机械功率为电磁转矩与机械转速的乘积，即：

$$p_e = T_e \frac{\omega_r}{P} \quad (2.32)$$

其中 P 为电机极对数。所以电磁转矩表示式为：

$$T_e = \frac{3}{2}P [(\lambda_{mpm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q)] \quad (2.33)$$

对于表面贴磁型永磁同步电机来讲，d 轴电感和 q 轴电感相等，因此转矩表达式可以进一步简化为：

$$T_e = \frac{3}{2}P\lambda_{mpm}i_q \quad (2.34)$$

2.8 运动平衡方程

永磁同步电机系统运动平衡方程2.35描述电磁转矩和转速的关系，其中 J_m 为系统转动惯量， B_m 为摩擦系数， T_L 为电机负载转矩。

$$T_e - T_L = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m \quad (2.35)$$

其中机械转速为

$$\omega_m = \frac{\omega_r}{P} \quad (2.36)$$

2.9 本章小结

永磁同步电机 dq 动态数学模型为矢量控制的重要基础内容，本章主要介绍了永磁同步电机的结构特点，详细导出了永磁同步电机不同坐标系下的电压、磁链方程、和运动平衡方程为后续矢量控制章节打下坚实基础。

第三章 永磁同步电机矢量控制

3.1 引言

矢量控制可分为直接转矩控制（DTC）和磁场定向控制（FOC），直接转矩控制是通过控制定子电压从而改变定子磁通与转子磁通夹角来实现转矩控制，该方法不需要坐标变换，不直接控制电流，结构简单，动态性能高。磁场定向控制是基于解耦的 dq 轴电流控制，d 轴控制磁通，q 轴控制电磁转矩，该方法需要运用坐标变换，结构比直接转矩控制复杂，但其稳态性能比直接转矩控制好，电流谐波低[22–24]。本文所涉及的矢量控制是磁场定向控制。本章主要介绍矢量控制基本原理、反电动势解耦、控制器参数设计方法和基于反电动势的转子位置估算方法。

3.2 矢量控制基本原理

根据第2章的建模，在 dq 坐标系下永磁同步电机的电压方程为：

$$v_d = R i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r \lambda_q \quad (3.1)$$

$$v_q = R i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r \lambda_d \quad (3.2)$$

磁链方程可以表示为：

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{mpm} \quad (3.3)$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (3.4)$$

电磁转矩方程为：

$$T_e = \frac{3}{2} P [\lambda_{mpm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3.5)$$

电磁转矩方程可以分为两个部分，第一个部分为 q 轴电流和永磁体磁场相互作用产生的转矩，第二部分为转子 dq 两轴电感不相等，也就是凸极效应带来的转矩，称磁阻转矩。对于表面贴磁的永磁同步电机， $L_d = L_q$ ，不存在磁阻转矩，而对于内嵌永磁体型永磁同步电机，因为 $L_d \neq L_q$ ，存在磁阻转矩。根据永磁同步电机驱动系统的运动平衡方程2.35，通过控制电机输出的电磁转矩实现控制电机转速，当电机电磁转矩大于负

载转矩时，电机加速，电磁转矩小于负载转矩时电机转速下降。矢量控制一般具有四种控制策略，分别为：

- $i_d = 0$ 控制

该方式控制 $i_d = 0$ ，该控制方式使得永磁同步电机与他励直流电动机一样，定子电流只存在转矩分量，电机输出电磁转矩与 q 轴电流成正比，大小为 $T_e = \frac{3}{2}P\lambda_{mpm}i_q$ 。该控制方法控制比较简单，转矩特性好。但由于没有弱磁电流，电机调速范围受限。

- $i_d < 0$ 弱磁控制

根据 q 轴电压方程3.2和 d 轴磁链方程3.3可知，当转速增大时，需要更高的 q 轴电压。当转速上升超过一定值时，逆变器将不能提供更高的电压，此时必须要降低 d 轴磁链，即控制 $i_d < 0$ ，弱磁增速。

- 功率因数 $\cos \varphi = 1$

功率因数 $\cos \varphi = 1$ 控制通常是为了最大化利用逆变器容量，此时电压矢量与电流矢量方向一致，电机功率因数等于 1，但由于负载变化时，不能调节永磁同步电机转子励磁，使得电枢电流与电磁转矩不再保持线性关系。

- 最大转矩/电流控制

在输出相同电磁转矩的情况下，减小电机电流能够降低电机绕组铜耗，降低系统成本，提高效率。对于表面贴磁型永磁同步电机， $T_e = \frac{3}{2}P\lambda_{mpm}i_q$ ，控制 $i_d = 0$ 即为最大转矩/电流控制。对于内嵌永磁体永磁同步电机，由于存在磁阻转矩， $i_d = 0$ 不再是最大转矩/电流控制方式。此时，需要计算出不同工作状态下 i_d 和 i_q 特定组合，使得转矩最大而电流最小[25–27]。

本文所述的矢量控制为 $i_d = 0$ 控制，永磁电机主磁通完全由转子永磁体提供，通过控制 i_q 来控制电磁转矩，此时永磁同步电机可等效为他励直流电动机。该方法控制永磁同步电机较为简单。

3.2.1 矢量控制框图

图3.1所示的为永磁同步电机电流转速双闭环矢量控制框图。根据该框图，转速给定与转子转速反馈比较，偏差经过 PI 调节，其输出作为 q 轴电流内环给定，该给定与 q 轴电流反馈比较经过 PI 控制器，输出作为 q 轴电压指令。 d 轴电流给定为 0。 dq 轴电压指令通过 dq 到 $\alpha\beta$ 变换，通过空间矢量调制法生成 PWM 信号控制逆变器，实现电机控制。

根据该框图可以看到，电流反馈需要采集电机三相电流，需要用到电流互感器，坐标变换需要电机转子位置，速度反馈时需要用到转子转速，转速和转子位置信息通常通过使用编码器获取，也可采用算法估算，基于反电动势的位置估算方法将在本章后面介绍。

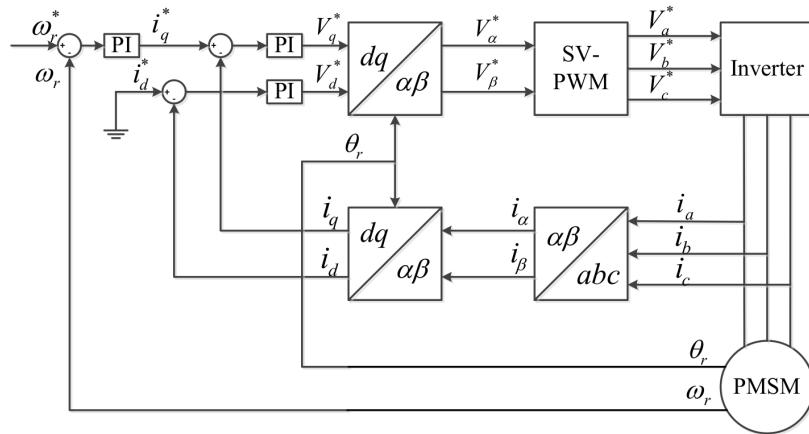


图 3.1 永磁同步电机矢量控制结构框图

3.3 矢量控制参数设计调节

3.3.1 基本设计原则

根据矢量控制框图，可以看到永磁同步电机电流转速双闭环矢量控制中需要用三个 PI 控制器，两个电流内环 PI 控制器和一个速度外环 PI 控制器。调节好这三个 PI 控制器是实现永磁同步电机矢量控制的关键。双闭环设计原则为：

- 先设计电流内环 PI 控制器，再设计转速外环 PI 控制器。
- 电流内环带宽应为转速外环带宽的 10 倍左右。
- 电流内环不应有超调，如有超调，最大超调不能超过 5%。
- 转速外环超调应小于 20%。

3.3.2 电流内环 PI 参数设计

根据第2章建模，可知永磁同步电机 d 轴电压方程为

$$v_d = R i_d + \frac{d}{dt} \lambda_d - \omega_r L_q i_q \quad (3.6)$$

采用 PI 控制器对 d 轴电流进行反馈控制，控制器给定为 d 轴电流给定值，输出为 d 轴电压，控制器传递函数为：

$$G_{pi} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.7)$$

根据 d 轴电压方程和 PI 控制器传递函数可得到 d 轴 PI 控制框图3.2所示，可以看到当 $\omega_r \neq 0$ 时 d 轴电流调节受到 q 轴电流和转速的影响，其影响来源于 d 轴电机模型中的耦合项 $\omega_r L_q i_q$ ，处理该耦合项一般有两种方法，一种将其当作干扰项，也就是图3.2所示的控制结构，其用 PI 控制器来补偿耦合干扰项，但 PI 控制器的性能会受到同步参考系角频率的影响，当同步参考系角频率接近控制器带宽时，控制器跟踪给定的性能下降[28]，且 dq 轴并没有实现真正的解耦，例如负载的突变会因为耦合项的存在使得 d 轴有冲击电流。

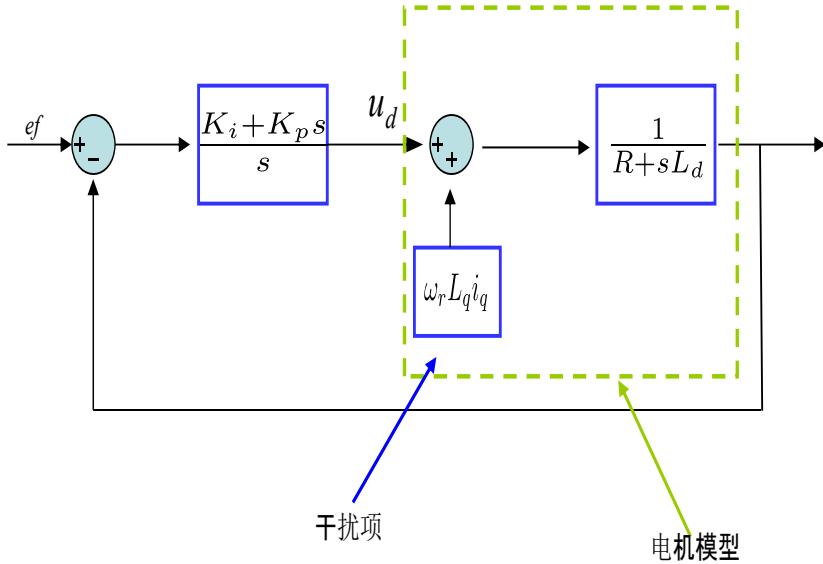


图 3.2 d 轴电流环控制框图

另一种方法是按照3.3所示的方式对d轴控制器输出电压进行补偿，虽然电机模型不能够改变，但是可以先根据反馈量计算出耦合量，在PI输出端进行补偿。根据该控制框图，PI控制器输出端的补偿项刚好跟电机模型中的耦合项相互抵消，该解耦方法称为反电动势解耦。以上为d轴的解耦方式，q轴可以根据电压方程类似处理。

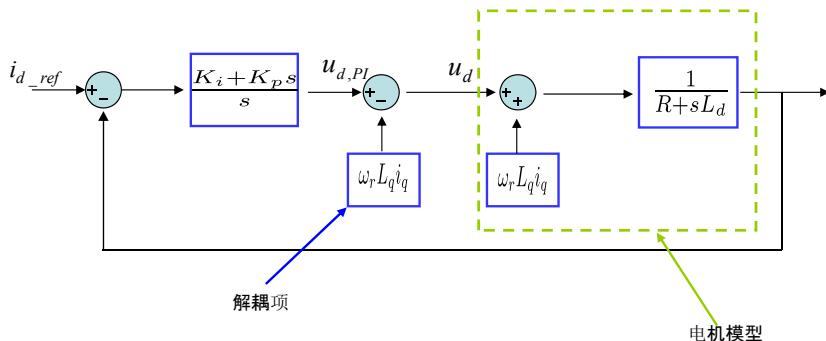


图 3.3 解耦的 d 轴电流环控制框图

反电动势解耦之后，d轴电流环控制框图3.3可以等效为图3.4，等效之后电机模型为串联电感电阻，其传递函数为一阶传递函数，结构简单。

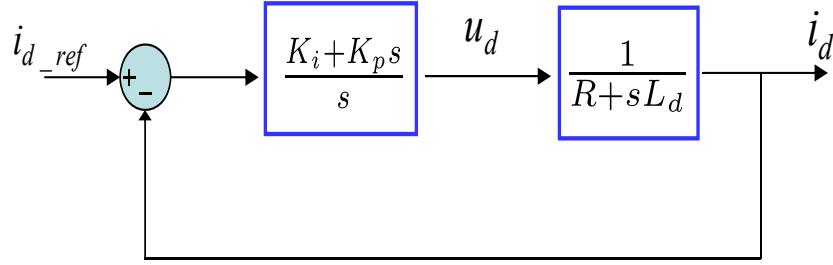


图 3.4 简化的解耦的 d 轴电流环控制框图

令 PI 控制器和电机定子 d 轴时间常数分别为 $\tau_c = \frac{K_p}{K_i}$, $\tau_e = \frac{L_d}{R}$, 图3.4可以转化为:

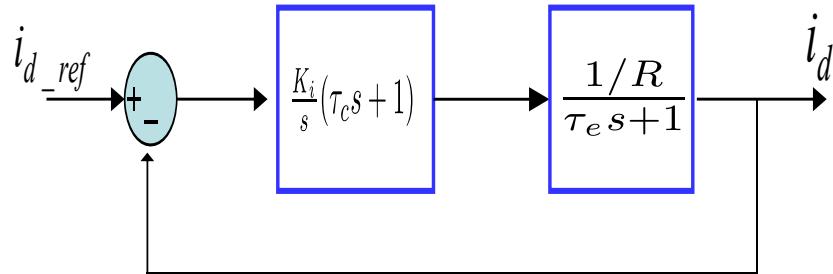


图 3.5 d 轴电流内环控制框图

电流环控制框图中, PI 控制器提供一个极点一个零点, d 轴模型提供一个极点, 把控制器零点设置在 d 轴模型极点上, 即 $\tau_c = \tau_e$, 这样控制器零点和 d 轴模型极点形成零极点对消, 此时3.5可进一步简化为:

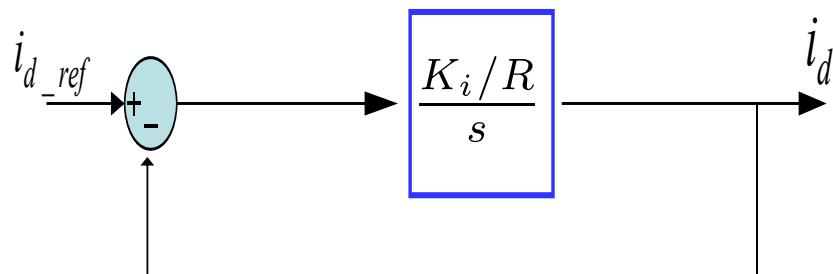


图 3.6 零极点对消后 d 轴电流内环

此时, 电流内环开环系统为一个积分和一个比例, 其闭环传递函数为:

$$\frac{I_d(s)}{I_{d_ref}(s)} = \frac{K_i}{Rs + K_i} \quad (3.8)$$

设计电流内环一个重要参数是其带宽，系统带宽的定义为闭环传递函数幅频特性穿越-3dB 的频率，系统带宽越高，响应越迅速，但对系统要求也越高[29]。系统闭环传递函数的幅值随频率变化的表达式为：

$$\left| \frac{I_d(s)}{I_{d_ref}(s)} \right| = \frac{K_i}{\sqrt{(2\pi f R)^2 + K_i^2}} \quad (3.9)$$

在-3dB 这一点时，式3.9的值为 0.707，此时 $2\pi f_{bw}R = K_i$ ， f_{bw} 为带宽频率，根据此等式，可根据所需要的带宽确定电流内环 K_i 参数，根据 K_p 和 K_i 的比例关系即可确定 K_p 。参数计算公式3.10和3.11所示。

$$K_i = 2\pi f_{bw}R \quad (3.10)$$

$$K_p = 2\pi f_{bw}L_d \quad (3.11)$$

本文仿真所用永磁同步电机参数为 $L_d = L_q = 1.7mH$ ， $R = 0.353\Omega$ 。选择不同带宽，按照公式3.10和3.11分别选择不同 PI 控制参数所得的 d 轴电流阶跃响应如图3.7。

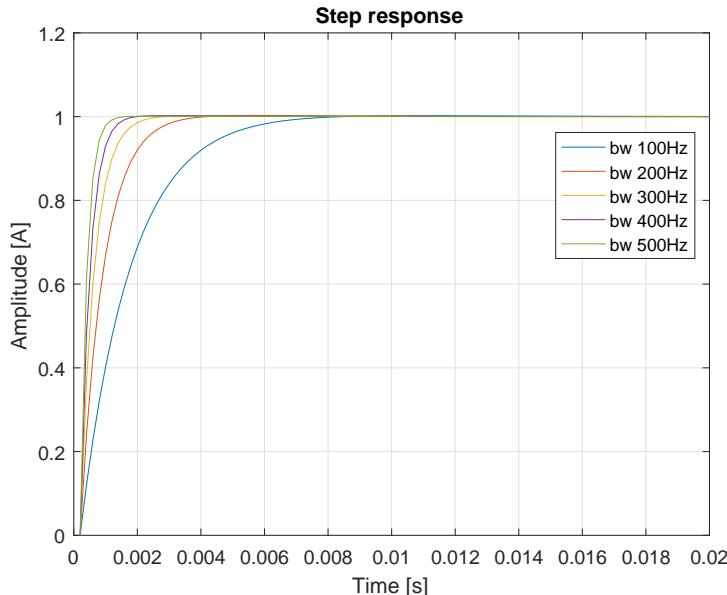


图 3.7 不同带宽下的 d 轴电流阶跃响应

以上是 d 轴电流环参数设计，对于表面贴磁型永磁同步电机，dq 两轴参数一致，因此 q 轴可以选用 d 轴相同的 PI 参数。

3.3.3 转速外环 PI 参数调节

设计好了电流内环之后，调节转速外环 PI 参数。根据电机运动平衡方程2.35，把负载转矩当作干扰项，可得到转矩到转速的传递函数为：

$$G_{\omega}(s) = \frac{1}{J_m s + B_m} \quad (3.12)$$

那么不带 PI 控制器的转速闭环框图如下：

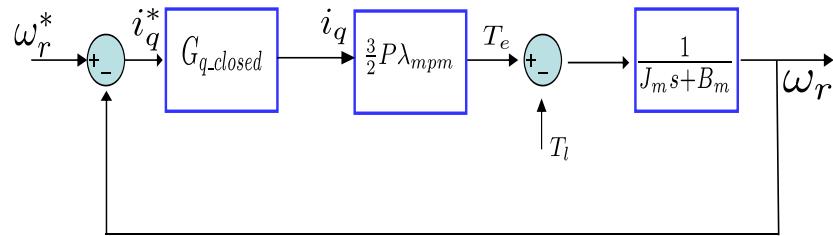


图 3.8 不带 PI 控制器的转速环框图

其中 G_{q_closed} 为电流内环。由于摩擦因数 B_m 一般很小，转矩到转速的传递函数可以认为是纯积分单元。图3.9为比例控制器转速闭环， $K_p = 0.05$ ，转速给定值为

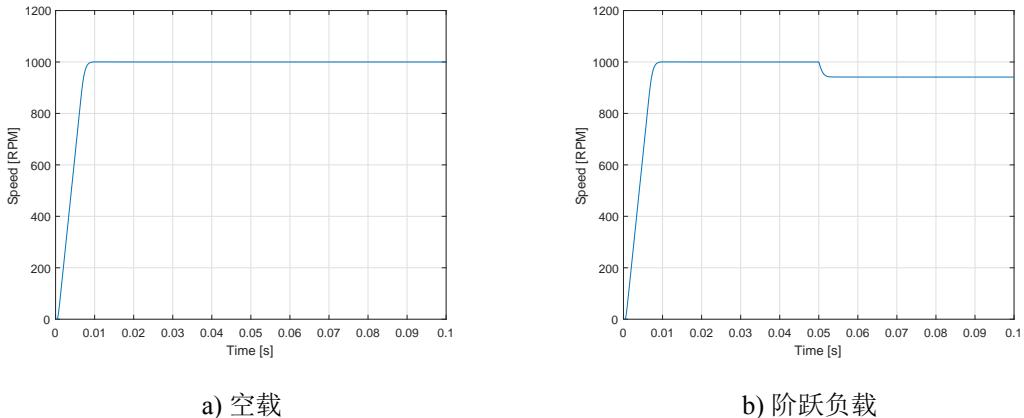


图 3.9 比例控制转速闭环

1000RPM，a 为空载运行，b 为 0.05 秒时提供 1Nm 负载。由该图可知负载转矩 $T_l = 0$ 时，只用一个比例调节即可实现转速无稳态误差。当存在负载转矩时，只用比例调节系统存在稳态误差，根据公式3.13该稳态误差由比例环节参数 K_p 和负载转矩 T_l 决定，

负载越大，稳态误差越大。因此，需要使用 PI 控制器，来消除带负载时的稳态误差。

$$e_{ss} = \frac{T_l}{K_p \frac{3}{2} P \lambda_{mpm}} \quad (3.13)$$

带 PI 控制器的转速外环控制器框图为：

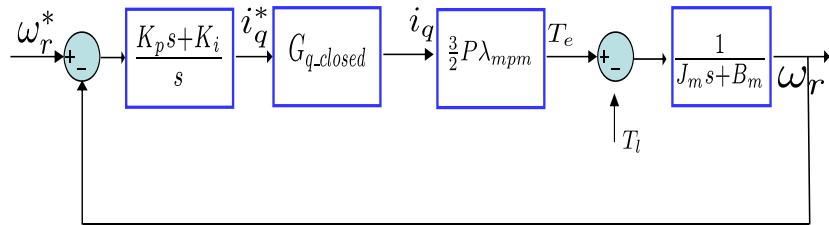


图 3.10 带 PI 控制器的转速环框图

速度外环参数调节时，先调节 K_p ，增大 K_p 系统响应快速性达到要求，再调节使其能够快速消除稳态误差。

3.3.4 抗饱和 PI 控制器

前面讨论电流转速环 PI 参数时，均忽略了 PI 控制器输出限制幅值，由于实际变频器输出输出电压范围和电机最大电流有限，因此实际系统中电流内环与转速外环 PI 控制器输出均有限幅。控制器输出限幅值，使电机在能够保护设备，但当给定转速或者电流很大时，控制器输出饱和，但是实际转速或者电流依然小于给定，因此控制器将长时间在饱和区，这增加了系统超调，甚至可能会引起系统不稳定。为了解决这一问题，采用抗饱和 PI 控制器。其框图如图3.11所示，输出不饱和时和传统 PI 控制器一样，当输出饱和时，积分器的作用会使系统更快速退出饱和状态，减小超调[30, 31]。

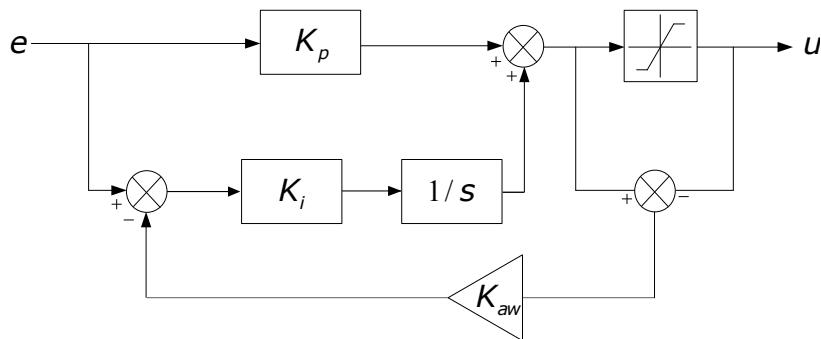


图 3.11 抗饱和 PI 控制器

如图3.12所示，转速给定为1000RPM，在0.05s时加负载1Nm的转速闭环响应。a使用传统PI控制器，b使用抗饱和PI控制器。两者PI参数相同， $K_p = 0.1$ ， $K_i = 10$ ，a中 $K_{aw} = 0$ ，而b中 $K_{aw} = 12$ ，饱和上下限设置为±9。由改图可知，反积分饱PI控制与传统的PI控制相比，更具优越性。其能够降低系统超调，让系统更快稳定。

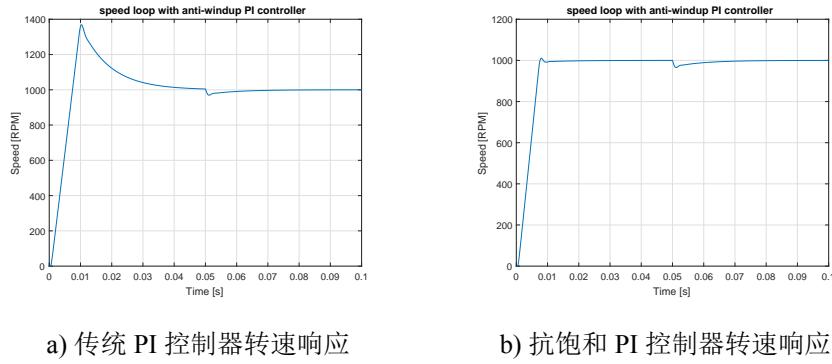


图 3.12 PI 控制与抗饱和 PI 控制转速闭环响应

图3.13和图3.14分别为转速闭环控制器经饱和限幅之前与之后的输出。由该图可知，在控制器输出未饱和时，抗饱和PI与传统PI响应一样。当控制器输出饱和时，抗饱和PI控制器由于积分器中叠加了抗饱和成分，能使控制更快地退出饱和，从而减小系统超调。

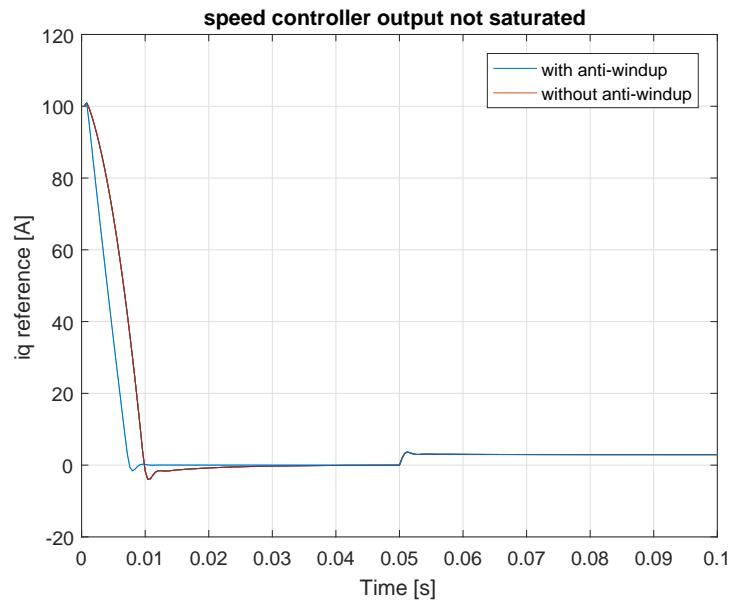


图 3.13 转速控制器经饱和限幅之前的输出

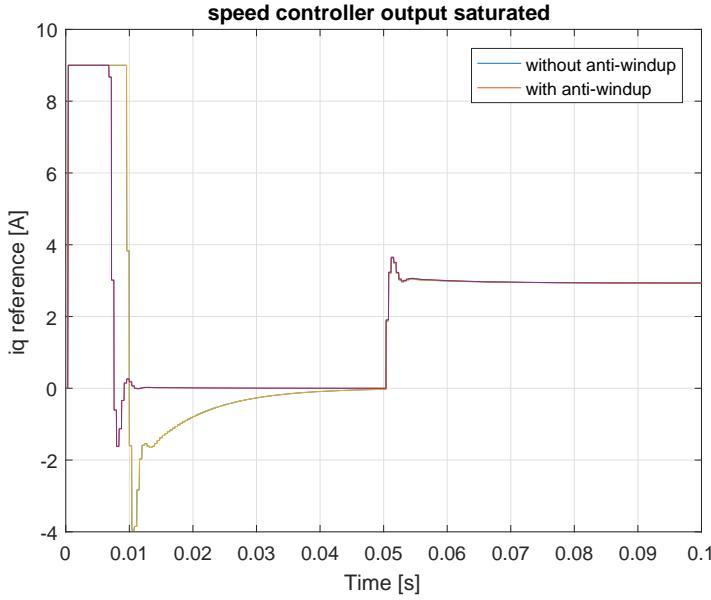


图 3.14 转速控制器经饱和限幅之后的输出

3.4 基于反电动势转子位置估算方法

永磁同步电机矢量控制中的一个十分重要环节是获取转子位置，通常通过使用旋转编码器实现。对于高性能驱动系统，编码器十分昂贵，而且安装麻烦。无位置传感器算法利用电流电压信息以及电机参数估算转子位置，可以降低驱动成本，提高驱动系统鲁棒性。对于永磁同步电机，通常存在两种转子位置估算方法，基于反电动势法和基于高频电压注入法，本节主要介绍基于反电动位置估算方法以及应用场合。

3.4.1 基本工作原理

根据2.4可知，永磁同步电机在 dq0 参考系下的电压方程可以表示为：

$$\begin{aligned} v_q &= Ri_q + p\lambda_q + \omega_r\lambda_d \\ v_d &= Ri_d + p\lambda_d - \omega_r\lambda_q \end{aligned} \quad (3.14)$$

磁链方程可表示为:

$$\begin{aligned}\lambda_q &= (L_{ls} + L_{mq})i_q = L_q i_q \\ \lambda_d &= (L_{ls} + L_{md})i_d + \lambda_{mpm} = L_d i_d + \lambda_{mpm}\end{aligned}\quad (3.15)$$

将方程3.14和方程3.15改写成复数形式有:

$$\begin{aligned}\bar{v}_{dq} &= R\bar{i}_{dq} + j\omega_r(\bar{\lambda}_{dq}) \\ \bar{\lambda}_{dq} &= L_d i_d + \lambda_{mpm} + jL_q i_q\end{aligned}\quad (3.16)$$

对方程3.16进行 dq0 到 $\alpha\beta$ 变换得到:

$$\begin{aligned}\bar{v}_{\alpha\beta} &= R\bar{i}_{\alpha\beta} + p(\bar{\lambda}_{\alpha\beta}) \\ \bar{\lambda}_{\alpha\beta} &= (L_d i_d + \lambda_{mpm} + jL_q i_q)e^{j\theta_r}\end{aligned}\quad (3.17)$$

对方程3.17中的磁链变形得到:

$$\bar{\lambda}_{\alpha\beta} = (L_d i_d - L_q i_d + L_q i_d \lambda_{mpm} + jL_q i_q)e^{j\theta_r} \quad (3.18)$$

对方程3.18整理得到:

$$\bar{\lambda}_{\alpha\beta} = L_q \bar{i}_{\alpha\beta} + [(L_d - L_q)i_d + \lambda_{mpm}]e^{j\theta_r} \quad (3.19)$$

转子位置信息可由下方程表达:

$$\hat{\theta}_r = \arctan \frac{\lambda_\beta - L_q i_\beta}{\lambda_\alpha - L_q i_\alpha} \quad (3.20)$$

根据方程3.19和3.20, 可以知道永磁同步电机转子位置信息可以由 $\alpha\beta$ 轴磁链和电流信息得到, 方程3.19中虽然有 i_d 存在, 但是其只会影响包含转子位置信息的矢量的幅值, 不影响其转子位置。公式3.20中的 $\alpha\beta$ 磁链可以根据电机电压模型, 根据公式3.21对反电动势积分得到。

$$\begin{aligned}\lambda_\alpha &= \int (v_\alpha - R i_\alpha) dt \\ \lambda_\beta &= \int (v_\beta - R i_\beta) dt\end{aligned}\quad (3.21)$$

3.4.2 积分漂移补偿

反电动势位置估算方法中求 $\alpha\beta$ 磁链 $\bar{\lambda}_{\alpha\beta}$ 涉及对反电动势的积分，根据公式3.19可知，稳态时包含转子位置的矢量 $\bar{\lambda}_{\alpha\beta} - L_q \bar{i}_{\alpha\beta}$ 的轨迹应为圆心在原点的圆。但由于电流采样会存在误差偏置，即使很小的偏置在积分器作用下也会一直放大，这导致积分计算出的 $\alpha\beta$ 磁链带有积分漂移，如图3.15所示，图中 $\vec{\lambda}_L$ 为上述 $\bar{\lambda}_{\alpha\beta} - L_q \bar{i}_{\alpha\beta}$ 矢量，积分漂移使矢量 $\vec{\lambda}_L$ 的圆心偏离原点，偏移量为 $DR + jDI$ 。此时，用公式3.20计算的转子位置为矢量 $\vec{\lambda}'_L$ 的角 $\theta'_{\lambda L}$ ，真正转子位置的角度为矢量 $\vec{\lambda}_L$ 的角 $\theta_{\lambda L}$ 。因此需要找到圆心漂移量，进行补偿[32]。

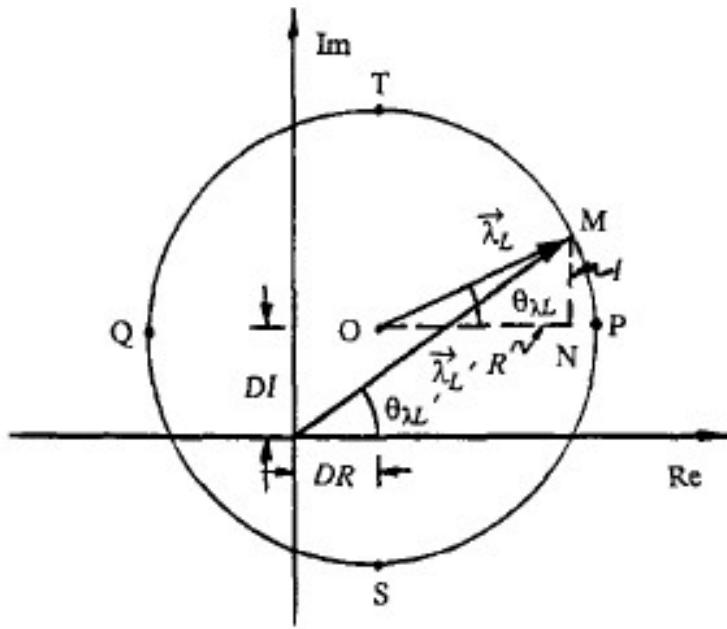


图 3.15 带积分漂移的磁链轨迹

根据图中 4 个点 P, Q, T, S 将带漂移的矢量 $\vec{\lambda}_L$ 将漂移量求出，这四个点是磁链矢量轨迹圆最边缘的四点。

$$DR + jDI = \frac{\lambda'_{LR(max)} + \lambda'_{LR(min)}}{2} + j \left(\frac{\lambda'_{LI(max)} + \lambda'_{LI(min)}}{2} \right) \quad (3.22)$$

其中 $\lambda'_{LR(max)}$ 和 $\lambda'_{LI(max)}$ 分别为矢量 $\vec{\lambda}_L$ 的实部和虚部。找出积分漂移之后，真正转

子位置角度根据公式3.23计算。

$$\theta_{\lambda L} = \arctan \left(\frac{\lambda'_{LI} - DI}{\lambda'_{LR} - DR} \right) \quad (3.23)$$

3.4.3 应用场合以及影响因素

反电动势位置估算方法需要对反电动势积分，当电机转速较低时，反电动势的值很小，此时估算不可靠。因此一般，无位置传感器反电动势位置估算方法用在中高速应用场合，比如说风机、泵等装置中。先将电机启动旋转至一定速度，再使用反电动势位置估算。对于启动动态控制性能要求不高的且工作在中高速的场合可以使用开环的方法将电机加速到一定速度，再切换到基于反电动势位置估算矢量控制[33]。对于启动动态性能要求较高的场合，在启动阶段可使用基于高频电压注入矢量控制，当电机加速到一定速度时，切换基于反电动位置估算的方法[34]。

本文所描述的反电动势位置估算忽略了电机参数变化的影响，电机电感实际上会随着 dq 轴电流变化而改变[35]，电机绕组电阻值会随着温度的改变而改变，这些参数改变对反电动势位置估算方法性能的影响，参数变化时估算算法怎么设计都有待进一步研究。

3.5 转子初始位置确定

永磁同步电机 FOC 控制需要使用转子位置信息来进行坐标变换，FOC 控制启动前需要确定转子位置。可以使用绝对式编码器来解决这一问题，但是绝对式编码器价格昂贵。对于使用增量编码器或者无位置传感器的永磁同步电机矢量控制器来说，若确定转子初始位置时需保证电机不能旋转，则需要采用基于高频电压注入等方法检测初始位置[36–39]。本文中确定转子位置时，允许电机旋转，此时使用一种简单的方法即可确定转子位置。在启动 FOC 控制之前，给定 α 轴电压为一个比较小的固定值， β 电压为 0。此时将在 α 轴方向产生固定磁场，该磁场与转子永磁磁场相互作用，使转子旋转至 N 级即 d 轴与定子 a 相磁轴重合，此时转子位置 $\theta_r = 0$ ，这样之后才可

以开始矢量控制。

3.6 本章小结

本章主要介绍了永磁同步电机矢量控制思想，详细研究了矢量控制中电流内环、速度外环参数调节方法、基于反电动势的位置估算以及位置估算算法中漂移补偿方法和一种简单矢量控制启动前将电机转子位置置零的方法。

第四章 永磁同步电机矢量控制仿真

4.1 引言

在掌握永磁同步电机建模以及矢量控制基本原理之后，通过 Matlab/Simulink 软件搭建永磁同步电机矢量控制系统，进行仿真分析。本章主要介绍永磁同步电机矢量控制的仿真模型，包括永磁同步电机子系统、控制器子系统以及基于反电动势位置估算算法子系统。

4.2 Matlab/Simulink 软件介绍

Mathworks 公司的 Matlab 软件无疑是当前应用最为广泛的矩阵计算与数值分析软件，广泛应用于科研教学以及工业研发场合。对于电机控制研究来讲，主要使用 Simulink 软件，通过在 Simulink 图形方式搭建系统仿真模型，分析系统动态响应，十分方便。Simulink 本身内置许多工具箱库，比如说电力系统库（SimPowersystem）可专门用于电气传动仿真研究。此外，Simulink 软件另一个十分有用的模块是 S-函数模块，可用于编写自定义功能模块，十分灵活。S-函数采用 Matlab 代码、C 语言或者 C ++ 实现[40]。

4.3 永磁同步电机矢量控制系统仿真

利用 Simulink 搭建的永磁永磁同步电机矢量控制仿真模型主要包括永磁同步电机子系统和离散控制器子系统。为了简化分析，本仿真模型假设逆变器为理想逆变器，即逆变器输出电压与给定完全一致，这样在仿真模型中就可以省去逆变器模型与控制矢量调制法，直接将控制器输出的电压指令连接到永磁同步电机子系统。

4.4 永磁同步电机子系统

Simulink 的工具箱中提供了电机模块可以直接用，但是为了方便研究，根据永磁同步电机数学模型，采用 Simulink 搭建永磁永磁同步电机子系统。子系统如图4.1所

示，其包含三相电压、负载输入端口，包含转速、电磁转矩、三相电流和转子位置输出端口。

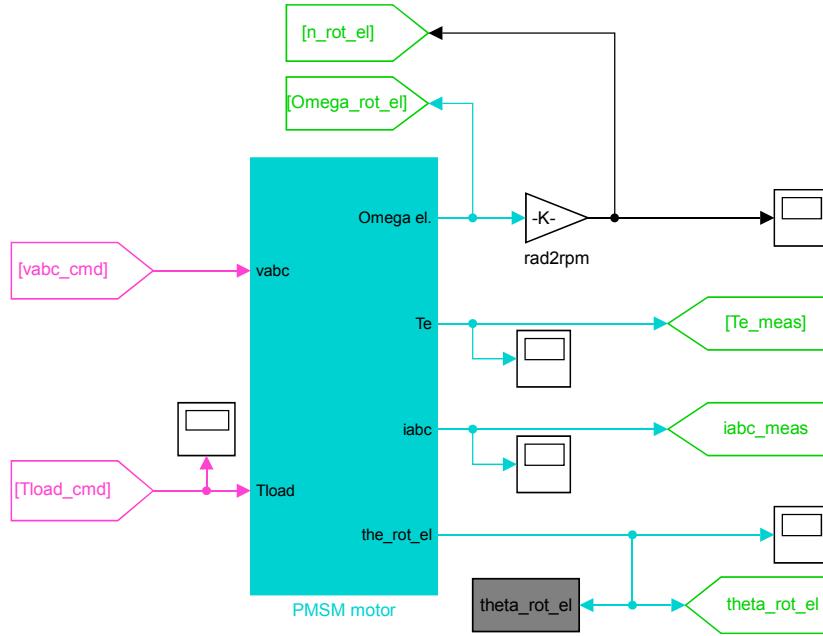


图 4.1 永磁同步电机电路模型

永磁同步电机 Simulink 子系统内部主要包括永磁同步电机电路模型和机械模型，其中电路模型如图4.2所示，对应 dq 坐标系中永磁同步电机的电压方程2.22和磁链方程2.28，机械模型如图4.3所示，对应运动平衡方程2.35。为了简化分析，其中机械模型忽略了方程2.35中的摩擦转矩项。

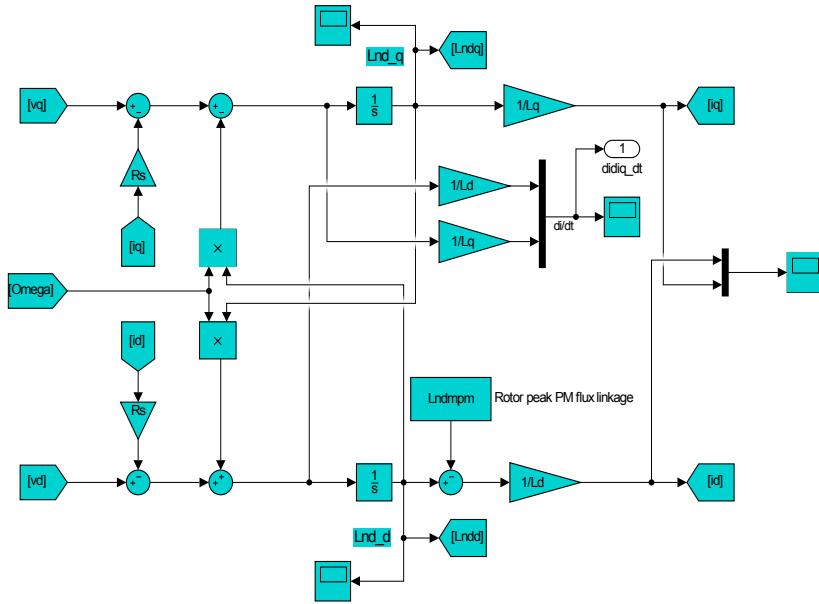


图 4.2 永磁同步电机电路模型

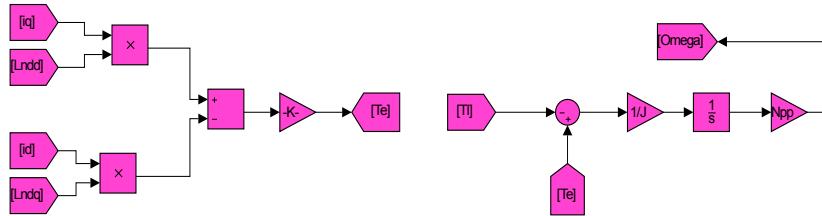


图 4.3 永磁同步电机机械模型

4.5 矢量控制器子系统

永磁同步电机矢量控制器子系统如图4.4所示，实际电机控制器一般用 DSP 芯片，主程序放在 PWM 中断中，每一个 PWM 周期执行一次，因此本仿真系统控制器子系统采用触发的方式运行，触发形式为上升沿触发，触发频率为 5kHz。这样做相当于采用 DSP 控制，开关频率为 5k。可以看到该矢量控制子系统输入端口为电流采样与电机转子位置，输出为电机电压给定。

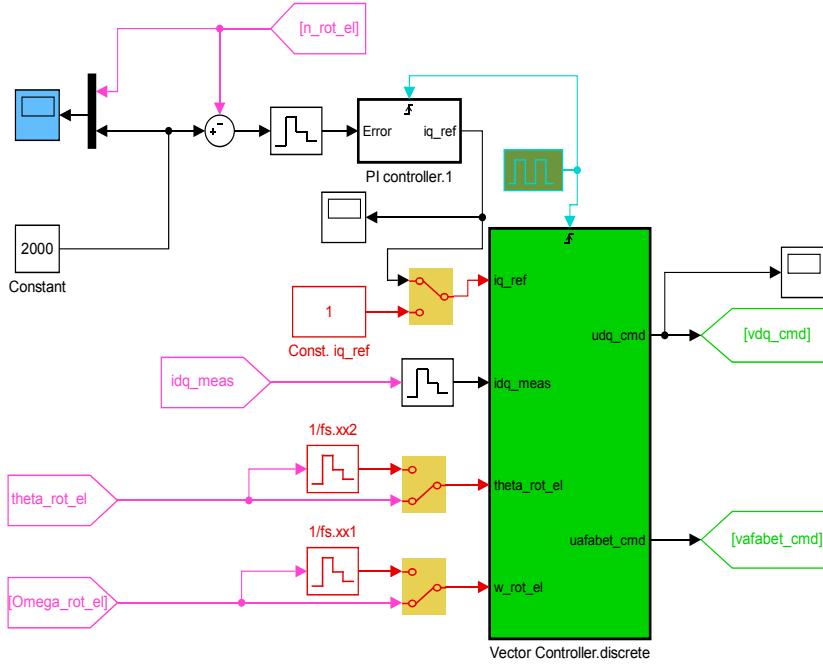


图 4.4 永磁同步电机矢量控制器子系统

永磁同步电机矢量控制子系统内部主要包括两个电流内环以及反电动势解耦模块。如图4.5所示，根据该图可以看到矢量控制器中 i_q 给定来自转速外环 PI 控制器的输出， i_d 给定为 0。这与矢量控制结构图3.1对应。

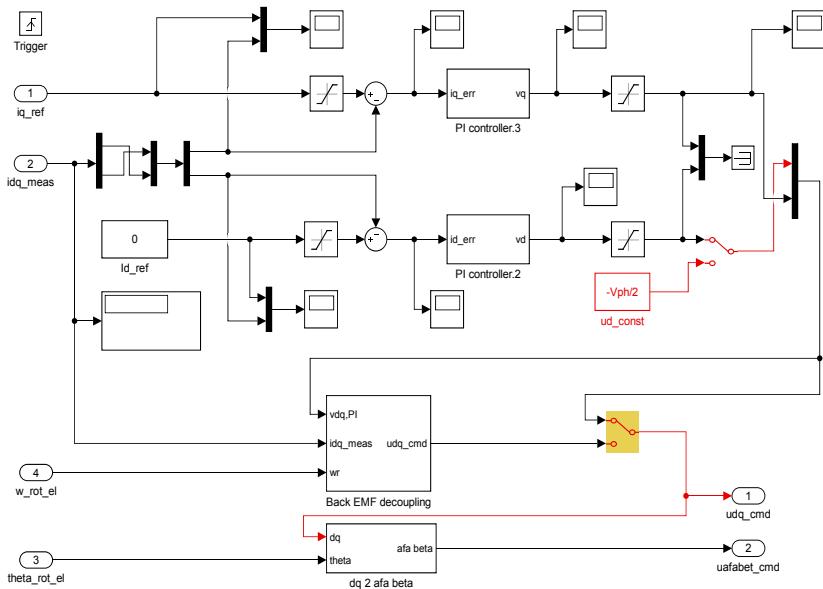


图 4.5 永磁同步电机矢量控制器子系统内部

由于 dq 坐标系中，电机电压方程存在交叉耦合，采用反电动势解耦可简化 dq 轴电流控制。图4.6所示为反电动势解耦模块，其输入为电流环 PI 控制器输出的电压指令、电机转速和 dq 轴电流，通过 dq 轴电流和电机转速计算出耦合项并进行补偿。

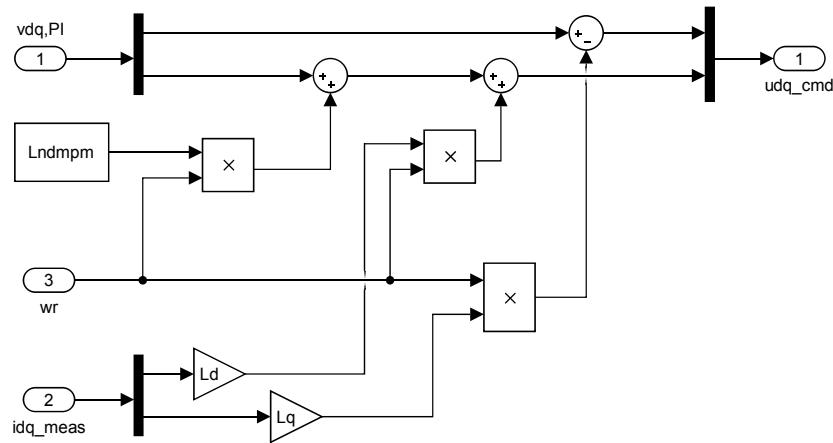


图 4.6 反电动势解耦子系统

由于矢量控制器在采用触发模式执行，控制器中的 PI 模块需要用离散的积分，图4.7为 q 轴电流环 PI 控制器子系统，d 轴 PI 控制器与此类似。

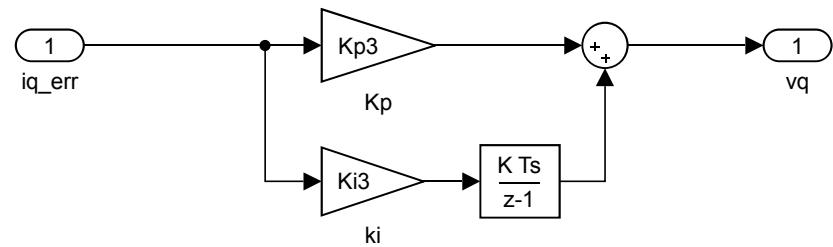


图 4.7 离散 PI 控制器

图4.8为转速闭环抗饱和 PI 控制器，根据第三章的分析，抗饱和 PI 控制器在输出未饱和时与传统 PI 控制器一样，但输出饱和时，其能更快地使控制器退出饱和，能够减少系统超调。

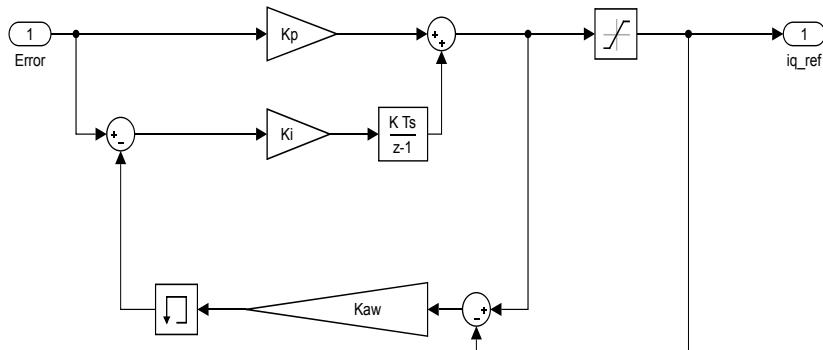


图 4.8 离散抗饱和 PI 控制器

4.6 仿真调试

永磁同步电机矢量控制系统中的三个 PI 控制器参数调试时矢量控制的重点。实际调试时，先将速度外环断开，调节电流环 PI 控制参数，一般在电机静止的情况下调节 d 轴控制器，q 轴电流控制器参数与 d 轴参数相同。调节好电流环之后，调节包含电流内环的转速环。

本仿真系统采用的永磁同步电机参数为：额定电流 6.8A，d 轴电感 1.7mH，q 轴电感 1.7mH，绕组电阻 $R = 0.353\Omega$ 额定转矩 3.18Nm，转动惯量 $J = 2.1 \times 10^{-4}$ ，额定频率 250Hz，5 对极，仿真所用开关频率 5KHz。电流环控制器参数为： $K_p = 5.37$ ， $K_i = 1106$ ，转速环控制器参数为： $K_p = 0.1$ ， $K_i = 10$ ， $K_{aw} = 12$ 。

4.6.1 仿真结果分析

电机转速给定为 1000rpm，d 轴电流参考值为 0，负载转矩初始值为 0，在 0.1s 时阶跃值 2.54Nm。仿真过程中对电机转速、电磁转矩、相电流、励磁电流、基于反电动势位置估算值波形进行观察分析。

图4.9为电机转速响应波形，空载时，电机转速能够很快跟上给定转速。在 0.1s 加 80%额定负载时，转速下降约 90RPM，在 0.02s 之内上升至稳定值。

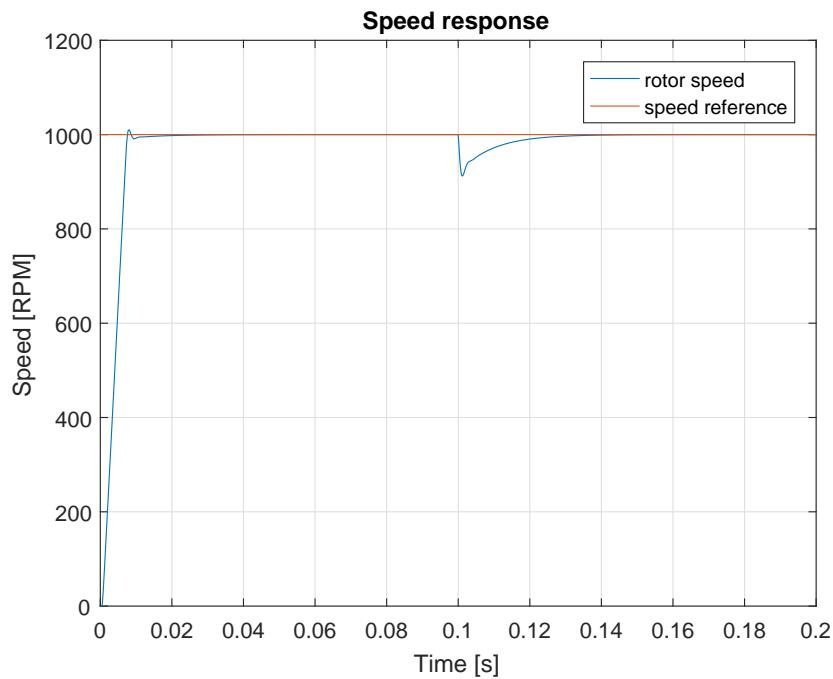


图 4.9 转速

图4.10为电机输出电磁转矩，启动阶段，可以看到电机输出额定电磁转矩，此时电机以最大加速度加速，稳定时输出转矩等于负载转矩。

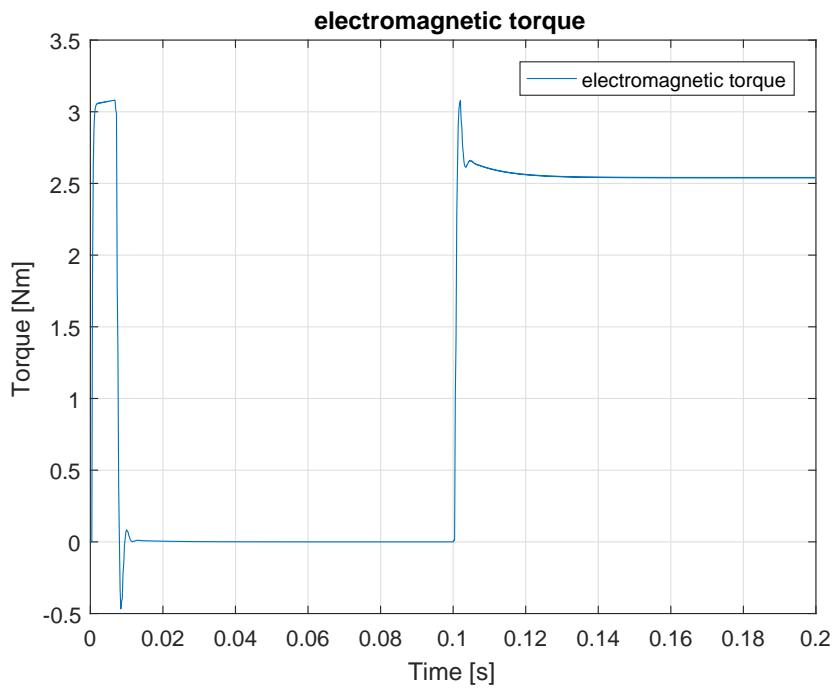


图 4.10 电磁转矩

图4.11为定子三相电流波形，可以看电机加速阶段，电流很大。空载时，永磁同步电机三相电流几乎为零，0.1秒加上负载转矩时，电流变大，提供q负载转矩。

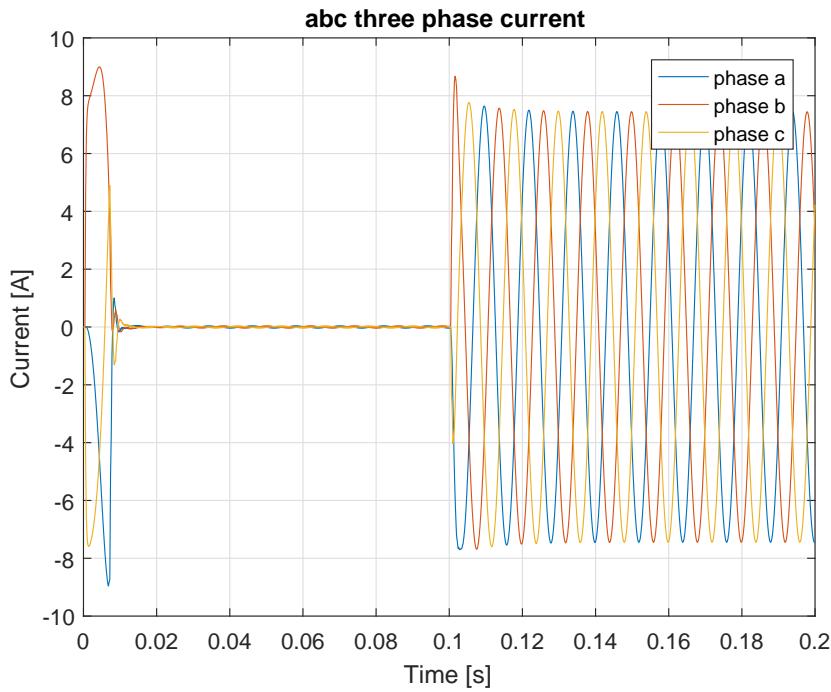


图 4.11 abc 定子三相电流

图4.12为电机 d 轴电流波形，可以看到在启动加速阶段与突加负载时，d 轴电流均存在较小脉冲（最大 0.3A），这是由于耦合项造成的。仿真时使用了反电动势解耦，但是在瞬态过程中，并没有完美解耦。图4.13为不使用解耦时，其他条件完全一样的 d 轴电流响应，可以看到不使用解耦时，d 轴电流冲击最大幅值越为 1.2A 是使用解耦时响应冲击电流的 4 倍，由此反电动势解耦可以降低瞬态过程中的电流冲击，使系统响应更加平滑。

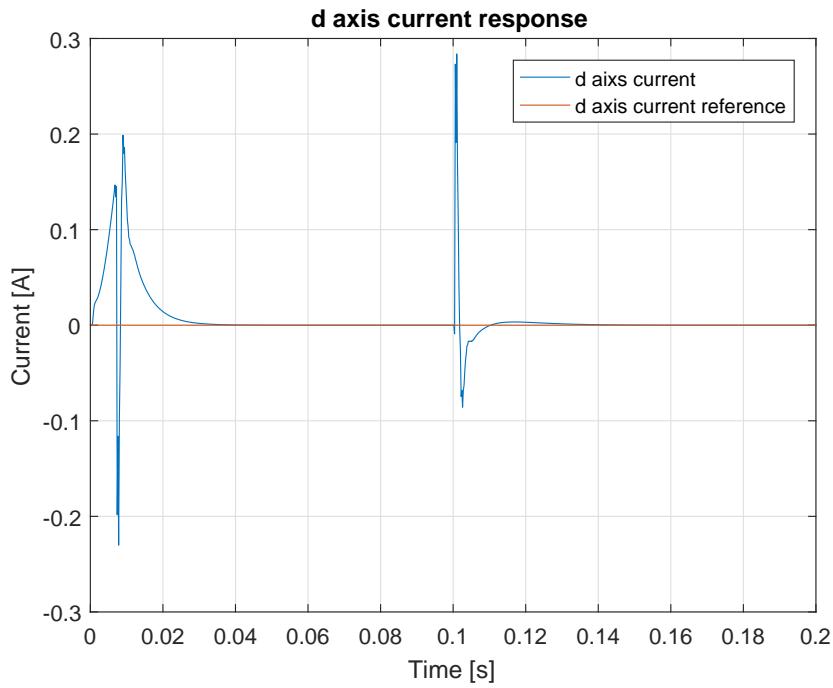


图 4.12 d 轴电流

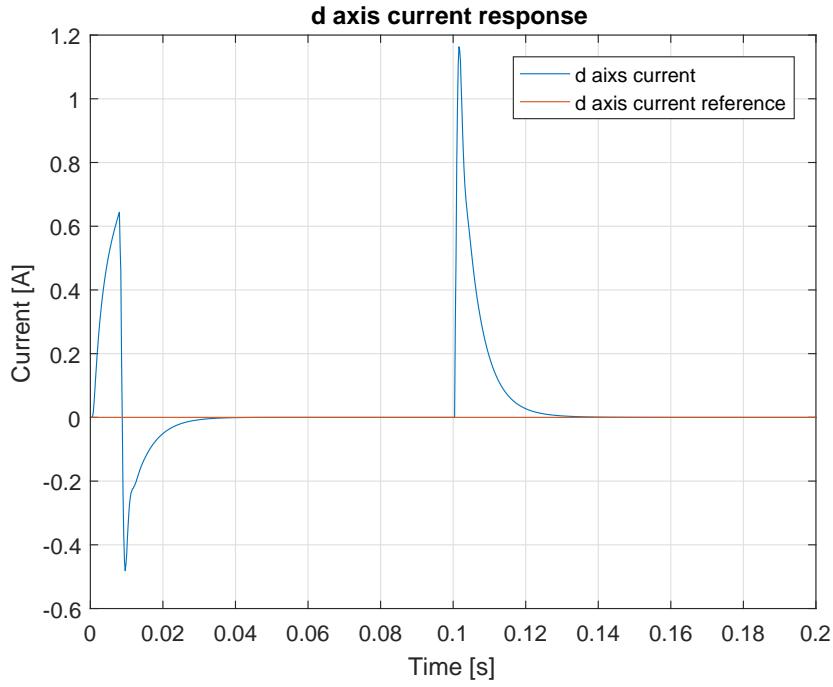


图 4.13 不使用反电动势解耦时 d 轴电流响应

图4.14为q轴电流响应，可以看到q轴在加速阶段电流接近最大电流，此时电机以最大加速加速，在空载匀速阶段，由于仿真忽略了磨擦转矩，因此电流为0，在0.1s

加载时， q 轴电流迅速上升，来提供转矩最终使得转速恒定。最终稳定时，理论电流值 $i_q = \frac{T_l}{\frac{3}{2}P\lambda_{mpm}} = 7.44A$ ，该图与理论符合。

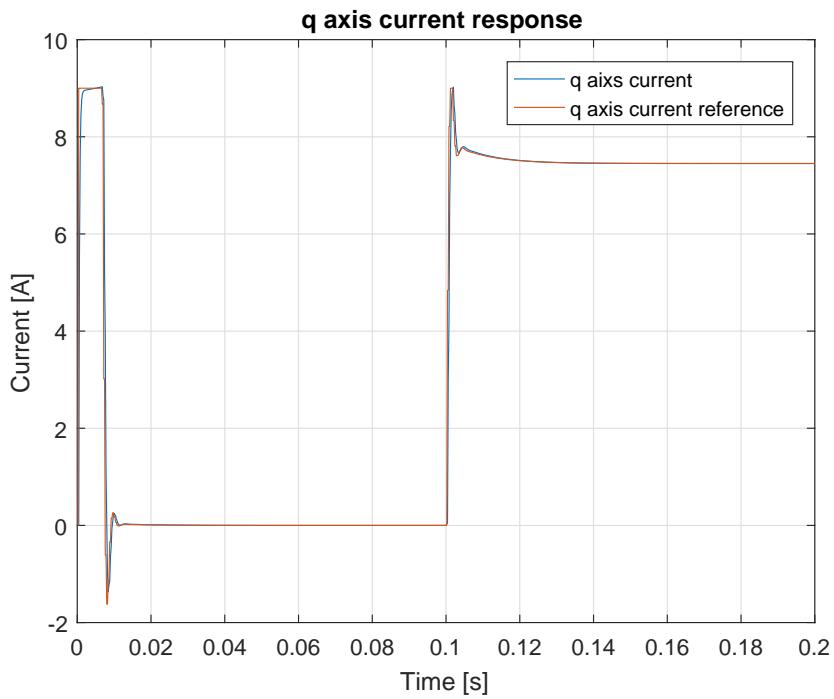


图 4.14 q 轴电流

图4.15和4.16为反电动势位置估算方法中用于计算转子位置的 $\alpha\beta$ 磁链轨迹和估算的转子位置。开始由于电机转速较低，反电动势数值太小，该方法不准确，此时磁链轨迹不为圆心在坐标原点的圆，估算的转子位置与实际转子位置偏差较大，后来磁链轨迹圆心基本稳定与坐标原点，此时估算的转子位置与实际转子位置基本吻合。

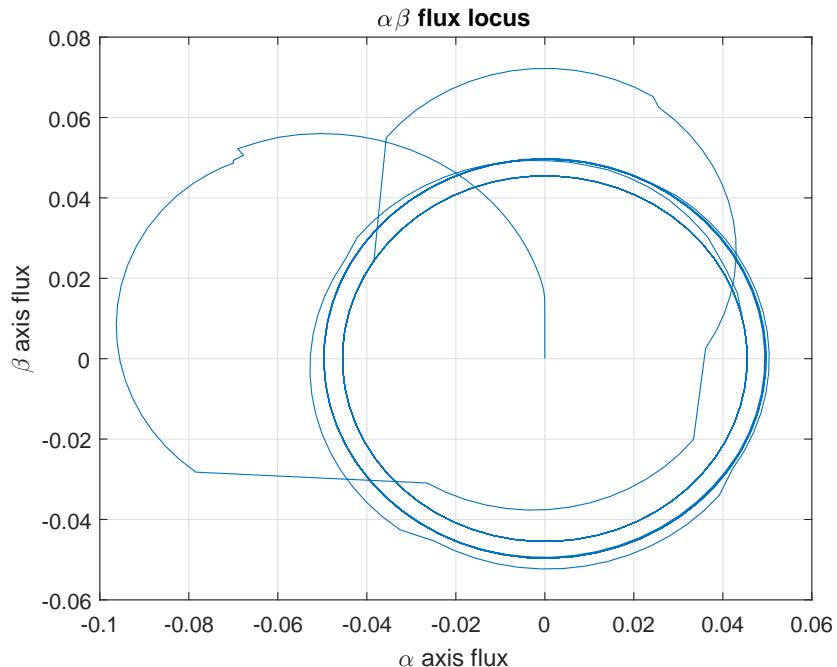


图 4.15 $\alpha\beta$ 磁链轨迹

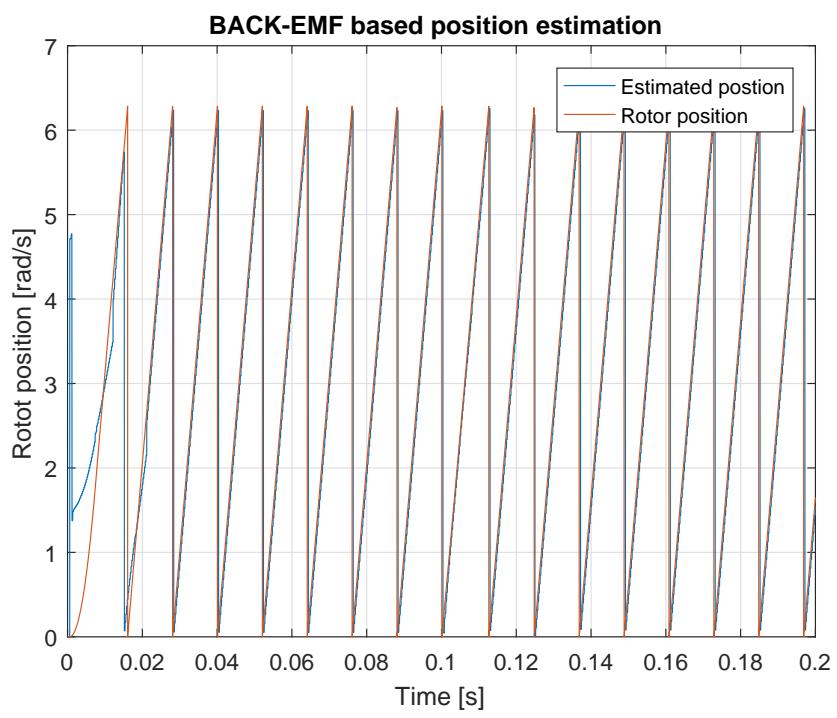


图 4.16 位置估算

4.7 本章小结

本章根据永磁同步电机 dq 数学模型详细描述了永磁同步电机矢量原理。在理解原理基础之上，建立了基于 Simulink 的永磁同步电机矢量控制系统仿真模型，基于反电动势位置估算方法模型，进行仿真并对仿真结果进行详细的分析。

第五章 永磁同步电机矢量控制实验

5.1 引言

在掌握永磁同步电机矢量控制基本原理的基础上，搭建了永磁同步电机矢量控制实验平台，并进行实验验证矢量控制算法。本章主要介绍永磁同步电机矢量控制实验平台与实验结果，实验平台基于 dSPACE 搭建，主要包括有永磁同步电机、变频器、电压电流采样模块、光电转换模块以及驱动器保护卡。

5.2 永磁同步电机矢量控制实验平台

5.2.1 dSPACE 实时仿真系统

dSPACE 是德国 dSPACE 公司开发的硬件在环仿真平台，用户通过使用 Matlab/Simulink 搭建控制算法，一键生成代码，载入 dSPACE 内置的 dsp 控制器中，无需编写或只需要编写少量代码，十分快捷方便。利用 ControlDesk 软件的在线调试功能，用户可以修改算法中的任意变量，无需重新编译载入，此外 ControlDesk 提供了多种虚拟仪器以及触发功能，可以实时观看算法中任意变量的波形，捕捉动态响应。

电机控制控制器的设计研究是一项比较复杂的工作，往往需要根据实际运行情况调整控制参数。dSPACE 快速控制原型构造简单、通过 ControlDesk 在线调试调整参数十分方便，非常适合进行电机控制算法研究工作[41, 42]。

5.2.2 系统实验平台框图

如图5.1所示为永磁同步电机矢量控制实验平台框图，通过该框图可知，该矢量控制实验平台硬件主要包括 PC 机、dSPACE、变频器、直流电源、光电转换卡和电机，软件主要包括 Simulink 和 ControlDesk。

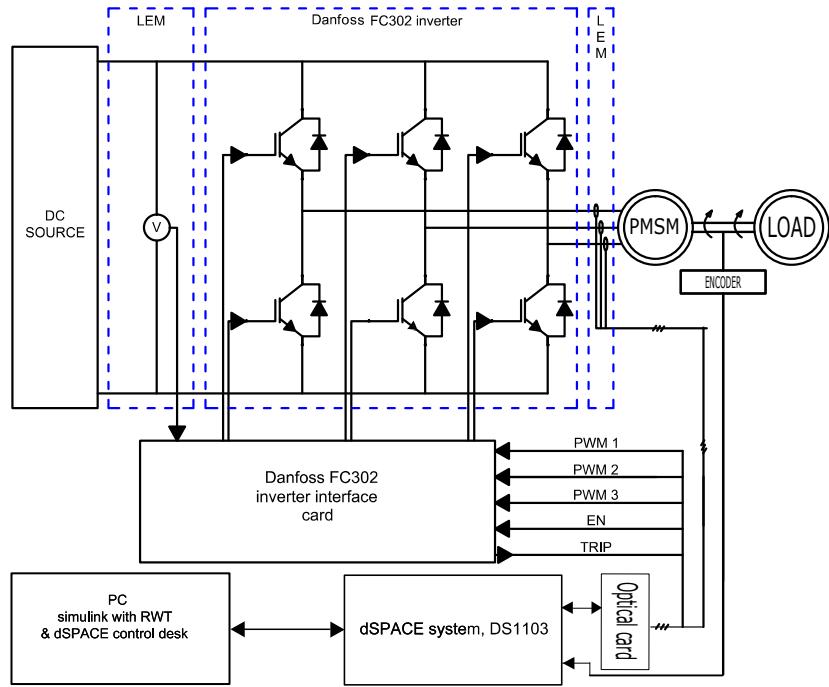
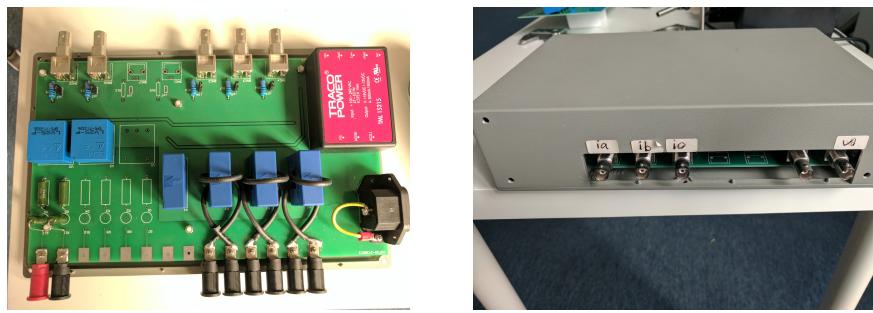


图 5.1 永磁同步电机矢量控制实验平台框图

以下分别介绍永磁同步电机矢量控制实验平台各个组成成分。图5.2为LEM 电流电压采样电路与装上外壳之后的电流电压采样盒，用来采集电机三相电流与变频器直流侧电压，其输出接到 dSPACE 的 ADC 采样端口中。图5.3为光电转换卡，dSPACE



a) 电流电压采样板

b) 电流电压采样盒

图 5.2 电流电压采样模块

输出的控制信号为电信号，经过光电转换卡转化为光信号传输给变频器接口卡，变频器接口卡再将光信号转化为电信号实现 dSPACE 与变频器的电隔离，保护 dSPACE 在使用过程中不受损。



图 5.3 光电转换卡

图5.4为安装有定制接口卡 IPC3 的丹佛斯 FC302 变频器。IPC3 卡能实现 FC302 变频器三相 IGBT 桥的控制，具有过流保护、DC 侧过电压保护、过频率保护和选择 PWM 信号死区时间等功能。dSPACE 软件保护功能配合 IPC3 卡的硬件保护功能使得该电机控制实验系统十分安全，调试过程一旦出现过压或者过流，立即会触发保护，变频器立即停止工作。



图 5.4 安装有 IPC3 卡的 FC302 变频器

图5.5为直流电压源其输出接变频器直流电压侧为变频器供电。使用直流源为变频器供电的好处在于直流源输出的电压相对稳定，波动较小，不需要额外电压控制。



图 5.5 直流电压源

图5.6为永磁同步电机与磁力丝杆负载。磁力丝杆[43–45]跟传统的机械丝杆类似，可以实现直线运动和旋转运动相互转换。该系统中永磁同步电机的转子通过齿轮与磁力丝杆的转子相耦合。

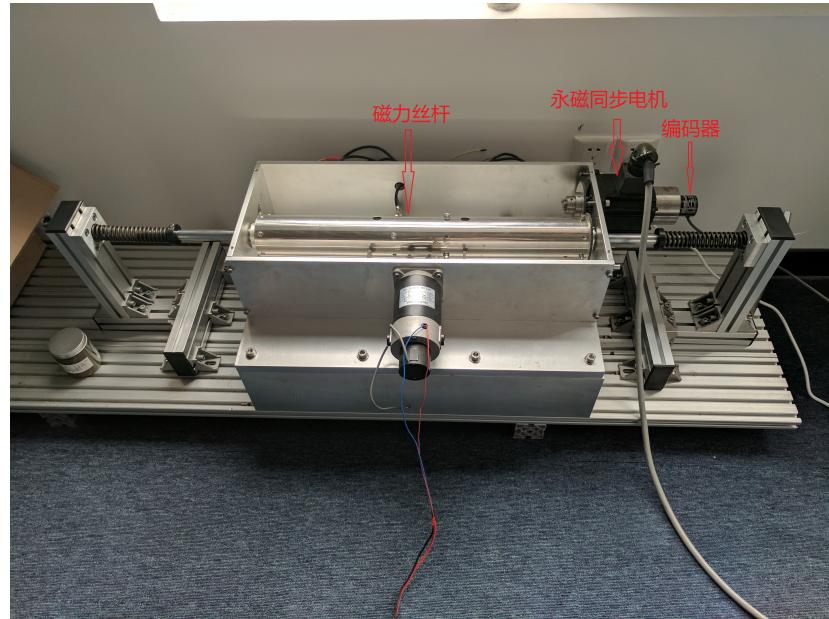


图 5.6 永磁同步电机与磁力丝杆负载

图5.7为实验平台 ControlDesk 在线调试操作界面，通过该界面可以很方便的实时控制系统的启动与停止，在线调节控制器 PI 参数，显示波形。

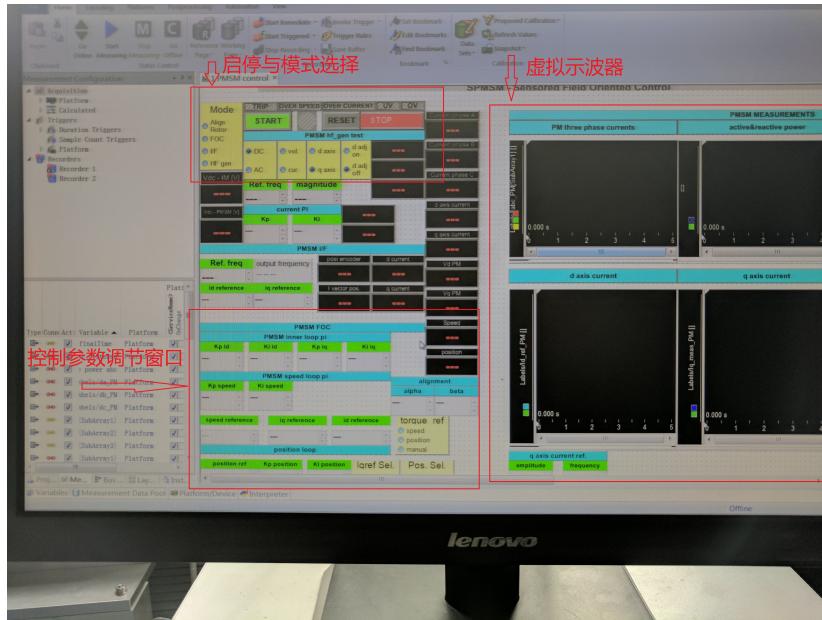


图 5.7 ControlDesk 控制界面

5.3 实验结果分析

由于实际电机平台的限制，无法控制电机负载。因此，实验只做电机 d 轴阶跃响应和空载转速控制，并对结果进行分析。图5.8为 d 轴电流环阶跃响应，d 轴 PI 参数为 $K_p = 5.37$, $K_i = 1106$ ，改阶跃响应与第三章分析结果相比，响应比仿真慢。仿真中假设逆变器输出与给定完全一致，但实际逆变器存在死区、非线性等问题，这对电流环阶跃波形有影响。

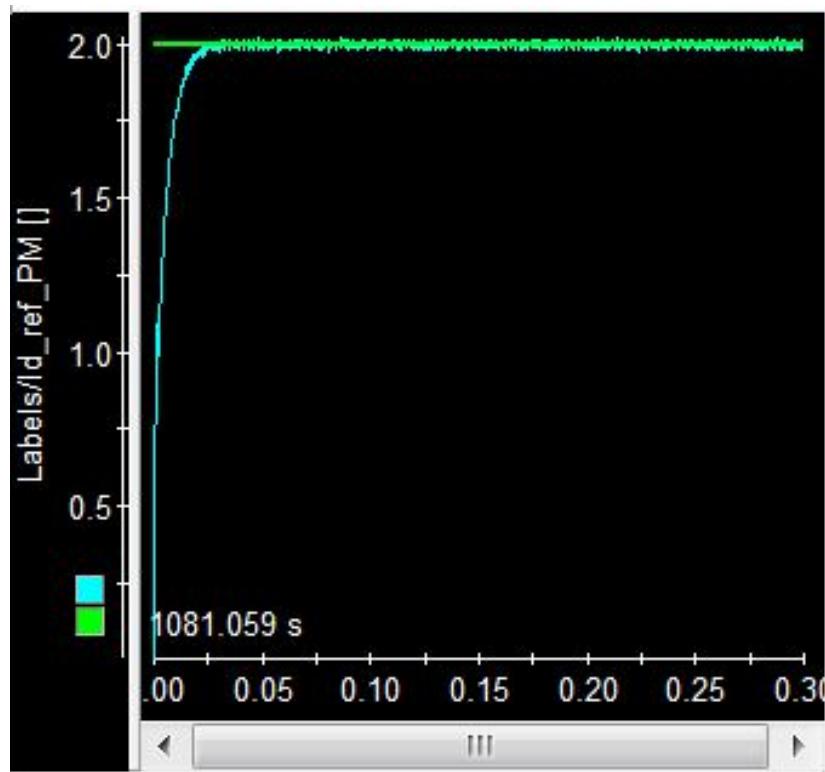


图 5.8 d 轴电流阶跃响应

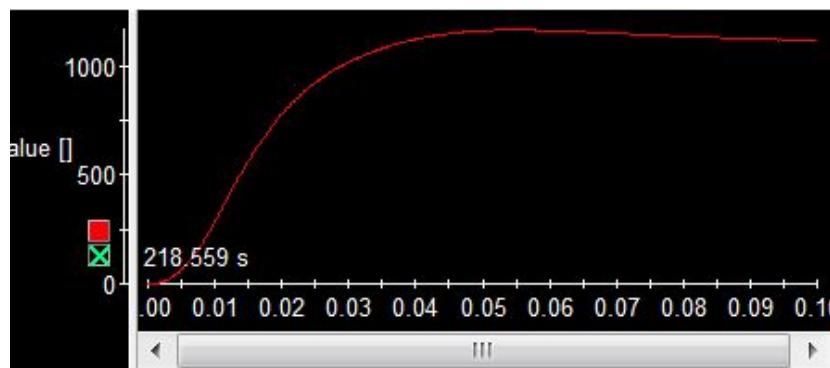
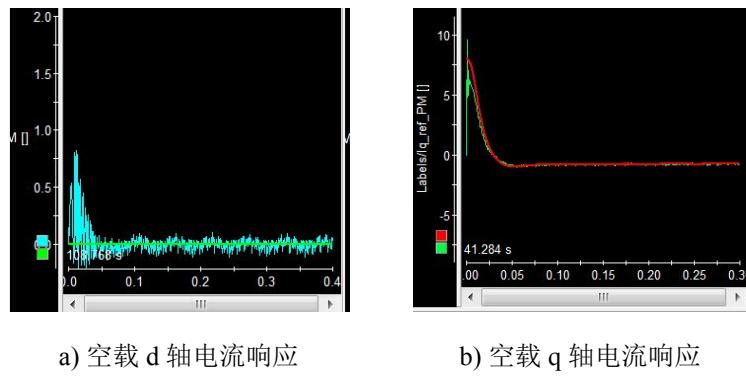


图 5.9 空载转速响应

图5.10为空载运行时，dq 电流响应，由该图可知，启动阶段 d 轴电流存在冲击，这与前面仿真分析类似，是耦合项的影响。



a) 空载 d 轴电流响应 b) 空载 q 轴电流响应

图 5.10 空载 dq 轴电流响应

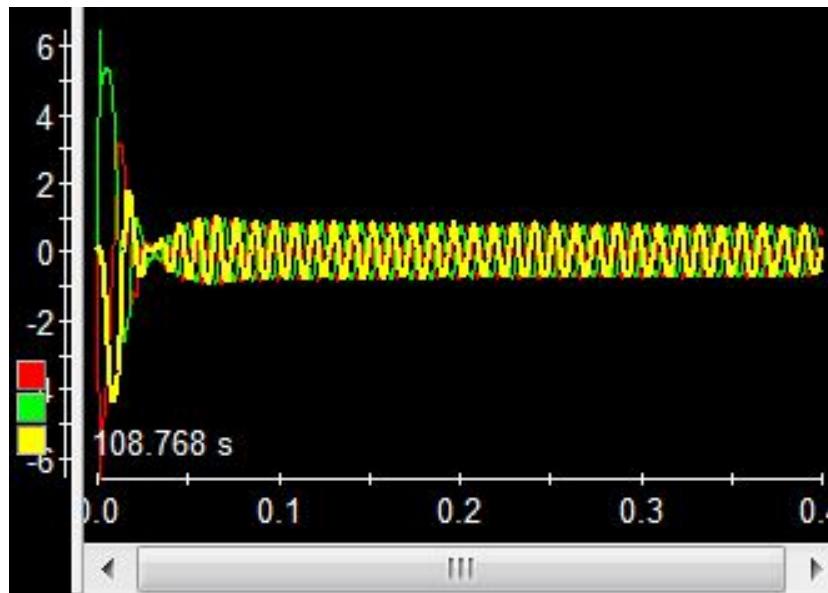


图 5.11 空载 abc 三相电流

图5.12为反电动势位置估算，在启动阶段，转速较低时，估算不准确，0.02s之后，转速较大，位置估算与从编码器获取的位置信号基本重合，与上一章仿真结果吻合。

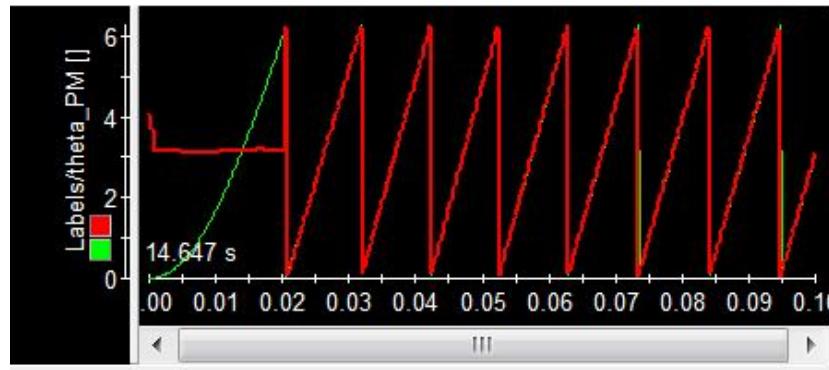
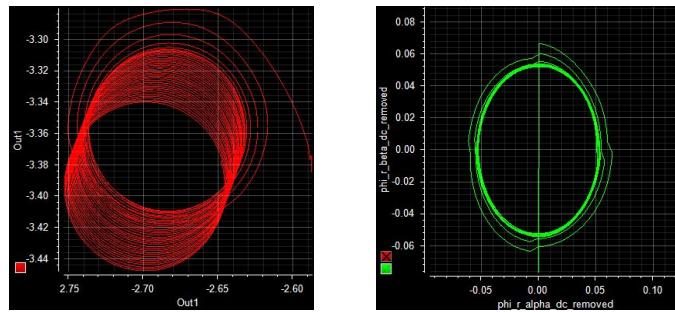


图 5.12 反电动势位置估算

5.13 为位置估算算法中计算转子位置的 $\alpha\beta$ 磁链，**a** 为带积分漂移的磁链，可以看到积分漂移使得磁链轨迹圆圆心一直在运动，而不是在坐标原点。**b** 为漂移补偿后的磁链轨迹，可以看到经过补偿后，磁链轨迹圆为坐标原点。



a) 带积分漂移的 $\alpha\beta$ 磁链 b) 漂移补偿后的 $\alpha\beta$ 磁链

图 5.13 $\alpha\beta$ 磁链轨迹

5.4 本章小结

本章主要介绍了基于 dSPACE 的矢量控制实验平台的组成以及实验验证结果，对永磁同步电机矢量控制理论研究提供坚实的实验验证。

第六章 总结与展望

6.1 工作总结

- 本文详细介绍了永磁同步电机数学建模，介绍了 $\alpha\beta$ 坐标系 dq 坐标系的永磁同步电机数学模型，详细导出了定子电压方程、磁链方程和电磁转矩方程。
- 根据 dq 坐标下的永磁同步电机数学模型，分析了永磁同步电机矢量控制基本原理，着重介绍了电流内环、转速外环 PI 参数设计原则，并详细分析了基于反电动势的永磁同步电机转子位置估算方法。
- 根据永磁同步电机 dq 数学模型和矢量控制原理分析，搭建了基于 simulink 永磁同步电机矢量控制仿真模型，并验证了矢量控制原理、验证了基于反电动势位置估算算法。
- 基于 dSPACE/DS1103 平台，搭建了永磁同步电机矢量控制平台，设计调节电流内环、转速外环 PI 参数实现双闭环转速控制，实现了基于反电动势转子位置估算，为后续开发高性能永磁同步电机驱动技术做了一定基础工作。

6.2 工作展望

由于时间有限，还有许多电机控制算法比如说基于高频电压注入法的转子位置估算方法等都没有来得及研究。而且由于永磁同步电机驱动系统比较复杂，本文分析的矢量控制建立在简化的模型基础之上，许多非线性因素，比如说逆变器死区非线性补偿，永磁同步电机电感参数随着铁芯饱和情况改变、数字控制带来的延时对控制性能的影响等等都没有考虑。这些因素都可能对实际电机运行效果带来不良影响，需要进一步研究探讨。

参考文献

- [1] Dai Y, Song L, Cui S. Development of PMSM Drives for Hybrid Electric Car Applications. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2007, 43(1):434–437.
- [2] Msaddek H, Mansouri A, Brisset S, et al. Design and optimization of PMSM with outer rotor for electric vehicle. *Proceedings of 2015 IEEE 12th International Multi-Conference on Systems, Signals Devices (SSD15)*, 2015. 1–6.
- [3] Nerg J, Rilla M, Ruuskanen V, et al. Direct-driven interior magnet permanent-magnet synchronous motors for a full electric sports car. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(8):4286–4294.
- [4] Hughes A, Drury B. *Electric motors and drives: fundamentals, types and applications*. Newnes, 2013.
- [5] 阮毅, 陈伯时. *电力拖动自动控制系统: 运动控制系统*. 2010.
- [6] Vas P. *Vector control of AC machines*, volume 22. Oxford University Press, USA, 1990.
- [7] Boldea I, Paicu M C, Andreescu G D. Active flux concept for motion-sensorless unified AC drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, 23(5):2612–2618.
- [8] 梁艳, 李永东. 无传感器永磁同步电机矢量控制系统概述. *电气传动*, 2003, 33(4): 4–9.
- [9] Xie G. *Design of Parameter Independent, High Performance Sensorless Controllers for Permanent Magnet Synchronous Machines*. 2015.
- [10] Genduso F, Miceli R, Rando C, et al. Back EMF Sensorless-Control Algorithm for High-Dynamic Performance PMSM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(6):2092–2100.
- [11] Chen J L, Liu T H, Chen C L. Design and implementation of a novel high-performance sensorless control system for interior permanent magnet synchronous motors. *IET Electric Power Applications*, 2010, 4(4):226–240.

- [12] Khafallah M, Afia A E, Cheriti A, et al. EKF based speed sensorless vector control of an induction machine. Proceedings of 2004 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2004. IEEE ICIT '04, volume 3, 2004. 1338–1344 Vol. 3.
- [13] Bolognani S, Tubiana L, Zigliotto M. Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, 39(6):1741–1747.
- [14] Qingding G, Ruifu L, Limei W. Neural network adaptive observer based position and velocity sensorless control of PMSM. Proceedings of , 1996 4th International Workshop on Advanced Motion Control, 1996. AMC '96-MIE. Proceedings, volume 1, 1996. 41–46 vol.1.
- [15] Garcia P, Briz F, Raca D, et al. Saliency-Tracking-Based Sensorless Control of AC Machines Using Structured Neural Networks. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2007, 43(1):77–86.
- [16] Ni R, Xu D, Blaabjerg F, et al. Square-Wave Voltage Injection Algorithm for PMSM Position Sensorless Control With High Robustness to Voltage Errors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(7):5425–5437.
- [17] Xie G, Lu K, Dwivedi S K, et al. Minimum-Voltage Vector Injection Method for Sensorless Control of PMSM for Low-Speed Operations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(2):1785–1794.
- [18] Xie G, Lu K, Dwivedi S K, et al. Improved INFORM method by minimizing the inverter nonlinear voltage error effects. Proceedings of Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD), 2015 IEEE Workshop on. IEEE, 2015. 188–194.
- [19] Krause P C, Wasynczuk O, Sudhoff S D, et al. Analysis of electric machinery and drive systems, volume 75. John Wiley & Sons, 2013: 87–97.
- [20] Lu K, Rasmussen P O, Ritchie E. A simple and general approach to determination of self and mutual inductances for AC machines. Proceedings of Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on. IEEE, 2011. 1–4.

- [21] Krause P C, Wasynczuk O, Sudhoff S D, et al. Analysis of electric machinery and drive systems, volume 75. John Wiley & Sons, 2013: 100–129.
- [22] Toro Garcia X, Zigmund B, Terlizzi A A, et al. Comparison between FOC and DTC strategies for permanent magnet synchronous motors. Advances in Electrical and Electronic Engineering, 2006, 5(1-2):76.
- [23] 徐, 钟, 杨. 永磁同步电机矢量控制和直接转矩控制的研究. 电力电子技术, 2008, (01):60–62.
- [24] Casadei D, Profumo F, Serra G, et al. FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control. IEEE transactions on Power Electronics, 2002, 17(5):779–787.
- [25] 李, 刘. 永磁同步电机矢量控制系统 MTPA 控制实现. 电气传动自动化, 2011, (04): 9–11.
- [26] Lee K W, Lee S B. MTPA operating point tracking control scheme for vector controlled PMSM drives. Proceedings of SPEEDAM 2010, 2010. 24–28.
- [27] Huang S, Chen Z, Huang K, et al. Maximum torque per ampere and flux-weakening control for PMSM based on curve fitting. Proceedings of Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE. IEEE, 2010. 1–5.
- [28] Briz F, Degner M W, Lorenz R D. Analysis and design of current regulators using complex vectors. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(3):817–825.
- [29] 胡寿松. 自动控制原理 (第六版) . 科学出版社, 北京, 2013: 179–226.
- [30] Espina J, Arias A, Balcells J, et al. Speed Anti-Windup PI strategies review for Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Machines. Proceedings of 2009 Compatibility and Power Electronics, 2009. 279–285.
- [31] 于, 柴, 高, et al. 基于 Anti-Windup 控制器的永磁同步电机控制系统设计. 电工技术学报, 2009, (04):66–70.
- [32] Wu R, Slemon G R. A permanent magnet motor drive without a shaft sensor. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27(5):1005–1011.

- [33] Wang Z, Lu K, Blaabjerg F. A simple startup strategy based on current regulation for back-EMF-based sensorless control of PMSM. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(8):3817–3825.
- [34] Piippo A, Hinkkanen M, Luomi J. Sensorless control of PMSM drives using a combination of voltage model and HF signal injection. *Proceedings of Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, volume 2, 2004. 964–970 vol.2.
- [35] Lu K, Lei X, Blaabjerg F. Artificial inductance concept to compensate nonlinear inductance effects in the back EMF-based sensorless control method for PMSM. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2013, 28(3):593–600.
- [36] 李, 陆, 瞿, et al. 一种新颖的永磁同步电机转子初始位置检测方法. *中国电机工程学报*, 2013, (03):75–82+13.
- [37] Bolognani S, Oboe R, Zigliotto M. Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1999, 46(1):184–191.
- [38] 刘, 周, 李, et al. 转子磁钢表贴式永磁同步电机转子初始位置检测. *中国电机工程学报*, 2011, (18):48–54.
- [39] 王, 陆, 叶. 基于改进的脉冲电压注入永磁同步电机转子初始位置检测方法. *中国电机工程学报*, 2011, (36):95–101.
- [40] 李献, 骆志伟. 精通 MATLAB/Simulink 系统仿真. 清华大学出版社, 北京, 2015.
- [41] 宋. dSPACE 电机控制平台设计与 SVPWM 矢量控制实现. *电机与控制应用*, 2015, (09):23–26.
- [42] 孙, 王. dSPACE 电机控制平台的设计与矢量控制实现. *天津理工大学学报*, 2011, (04):16–19.
- [43] Lu K, Wu W. Electromagnetic Lead Screw for Potential Wave Energy Application. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2014, 50(11):1–4.

- [44] Wang J, Atallah K, Wang W. Analysis of a Magnetic Screw for High Force Density Linear Electromagnetic Actuators. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2011, 47(10): 4477–4480.
- [45] Holm R K, Berg N I, Walkusch M, et al. Design of a Magnetic Lead Screw for Wave Energy Conversion. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2013, 49(6):2699–2708.