摘　要

随着永磁同步电机在航空航天、电动汽车和伺服驱动等领域的广泛应用，对其驱动系统控制性能的要求不断提高。电流控制环节直接决定电机输出电磁转矩，对整个系统的动态响应和稳态精度具有决定性影响。传统的 PI 电流控制在参数整定和系统鲁棒性方面存在一定局限，而以模型预测控制为代表的预测电流控制方法，凭借较快的动态响应和良好的鲁棒性，逐渐成为研究热点。本文在系统回顾永磁同步电机控制策略和预测控制理论发展的基础上，详细推导了永磁同步电机在 abc、α β 和 dq 坐标系下的数学模型，建立了电流预测控制模型，并基于 Matlab/Simulink 搭建了永磁同步电机模型预测电流控制的仿真系统，通过一系列动态工况仿真验证了所建模型和控制策略的有效性。

关键词：永磁同步电机；电流预测控制；模型预测控制；数学模型；仿真

Abstract

With the extensive application of permanent magnet synchronous motors (PMSMs) in aerospace, electric vehicles and servo drives, higher performance requirements have been imposed on their drive systems. The current control loop directly determines the electromagnetic torque and has a crucial impact on the dynamic and steady- state performance of the overall system. Traditional PI current controllers suffer from difficulties in parameter tuning and limited robustness, while predictive current control methods represented by model predictive control (MPC) have attracted increasing attention due to their fast dynamic response and good robustness. Based on a review of PMSM control strategies and predictive control theory, this thesis derives the mathematical models of PMSMs in abc, α β and dq reference frames, establishes a predictive current control model, and builds a Matlab/Simulink simulation system for PMSM model predictive current control. Simulation results under various dynamic operating conditions confirm the effectiveness of the proposed model and control strategy.

Keywords: PMSM; predictive current control; model predictive control; mathematical model; simulation

目录

摘　要 1
Abstract 2
第 1 章 绪论 5
1.1 研究背景及意义 5
1.1.1 永磁同步电机控制策略的研究发展 5
1.1.2 预测控制控制理论的发展 6
1.1.3 永磁同步电机电流预测控制研究现状 7
1.2 本文研究内容与结构安排 9
第 2 章 永磁同步电机数学模型与预测电流控制原理 10
2.1 永磁同步电机数学模型 10
2.1.1 ABC 坐标系下的数学模型 10
2.1.2 αβ坐标系下的电机数学模型 11
2.1.3 dq 坐标系下的电机数学模型 12
2.1.4 预测电流控制模型的建立 13
2.1.5 代价函数设计 14
第 3 章 预测电流控制系统建模与仿真方案 15
3.1 系统整体仿真原理图 15
3.2 仿真模块 15
3.2.1 abc-dq 变换模块 16
3.2.2 电流预测控制环节 17
3.2.3 驱动信号产生模块 18
3.1 仿真结果波形 18
3.1.1 电机给定转速和实际转速波形 18
3.1.2 定子三相电流波形 19
3.1.3 动态条件下电机负载转矩和电磁转矩波形图 20
3.1.4 带载下定子三相电流响应波形 21
3.1.5 动态条件下电机负载转矩和电磁转矩波形图 22
3.2 结果分析 23

第 4 章 总结 24
参考文献 25
致谢 27

第 1 章 绪论

1.1 研究背景及意义

随着永磁同步电机广泛应用于航空航天，电动汽车，伺服驱动等领域，对于永磁同步电机驱动系统控制性能的要求也越来越高。在永磁同步电机驱动系统中电流环节能够决定电机输出的电磁转矩并直接影响系统控制性能，因此研究电流控制策略具有十分重要的意义。近年来，多种控制策略相继被应用于电流控制，其中预测电流控制备受青睐，成为研究和应用的热门。



表 1-1 永磁同步电机

1.1.1 永磁同步电机控制策略的研究发展

二十世纪六十年代末，矢量控制理论由德国学者首次提出。1971 年德国西门子公司的工程师将该理论完善，形成系统性的控制策略并应用到交流异步电机的控制中。矢量控制思想来源于对直流电机的控制，其基本原理是基于磁场定向坐标系，利用坐标变换将定子电流矢量分解成励磁分量和转矩分量，实现对二者的解耦控制，即控制定子电流的幅值和方向，进而直接控制了电机输出转矩，使得交流电机获得近似直流电机的控制效果。矢量控制理

论的出现促使了交流电机的飞跃式发展，同时也使电机控制技术迈进了一个崭新的时代。

在矢量控制之后，二十世纪八十年代，又一种新型、高性能交流变频控制技术-直接转矩控制，相继由德国和日本两国学者提出并被应用到交流电机的控制中。直接转矩控制是在两相静止坐标系中，通过获取的定子电流和电压等相关变量来得到定子磁链，然后利用磁链和电磁转矩的关系，直接控制电机转矩。与传统矢量控制策略相比，直接转矩策略的传统控制结构中无电流控制环和空间矢量调制环节，控制结构极大地简化，同时因省去旋转坐标转换计算，控制运算速度明显加快。直接转矩控制具有较快的动态响应，但其电流利用率低，且使用滞环控制器产生逆变器开关信号，会使转矩脉动较大，低速时控制效果不佳，调速范围小。

矢量控制和直接转矩控制自出现以来，一直都是高性能交流调速系统典型的控制策略，在二者传统的控制结构中主要使用 PI 控制器。作为目前交流电机驱动控制中应用最多的控制器，PI 控制器凭借控制器参数少、算法简单易实现等优点，至今仍活跃在电机驱动控制的应用和研究中。但 PI 控制器在实践中应用时，其设计的难度也不小，因为一方面目前 PI 控制器参数整定大多依赖研究者的实践经验，另一方面，考虑到交流电机作为控制对象时，其非线性强耦合多变量的特性，以及运行时电机参数实时变化会使得 PI 控制器在电机调速范围过大时出现控制性能下降，进而影响系统控制的可靠性和效果。针对以上出现的这些情况，不断有国内外的研究学者，在经典矢量控制或直接转矩控制的基础上，将一些先进的控制理论引入电机驱动控制系统，设计出新型的控制器结构以替代原有的 PI 控制器，达到提升控制效果的目的。其中具有代表性的新控制策略有滑模变结构控制，自适应控制，反推控制，智能控制和近年来炙手可热的预测控制。

1.1.2 预测控制控制理论的发展

预测控制产生于二十世纪七十年代的工业过程控制领域。七十年代工业生产突飞猛进，在对多变量、多约束的复杂工业过程的优化控制中，人们认识到，首先当时工业过程中所涉及到的控制系统已经很难得出现代控制理论所需要的精准数学模型；其次控制系统在自身以及工业现场环境的不确定性

影响下保持良好性能的能力变得异常重要；最后工业控制算法与计算机系统的紧密结合势在必行且还要能够兼顾实时性与经济性的要求。需求与现状的矛盾亟待解决之道，而这一时期计算机技术的飞速发展和传统控制成熟深厚的理论基础为人们的探索插上了翅膀，于是一类新兴的计算机控制算法应运而生。

初期，预测控制算法采用非参数模型，主要是工业现场易获取的阶跃响应、脉冲响应，控制中以有限时域优化代替全局优化，并有反馈校正，这样的模型，其选择和控制思路十分契合工业运用的需求，所以应用广泛；八十年代出现了以自适应控制为基础的自适应预测控制算法和广义预测控制算法，这些算法开始采用辨识模型，提升了控制的鲁棒性，也由此带动对预测控制理论的深入研究，但研究的中心还主要是控制系统的定量分析；九十年代，预测控制理论的研究由定量分析转向定性分析，使得控制拓展到更具有普遍性和一般性的对象上，同时控制系统的稳定性和鲁棒性也得到进一步加强，预测控制理论逐渐完善成熟，成为控制策略中研究的热门和主流。预测控制的基本原理、过程为：在一定控制作用下，借助被控对象的系统模型预测其未来的动态行为，同时根据给定约束和性能指标要求优化控制作用，实时修正预测行为。也可简单概括三个部分，预测模型，滚动优化和反馈校正。

预测控制作为一种基于模型的计算机控制算法，因其在工业控制领域优秀的应用表现，获得了众多研究学者的青睐，但是该算法的应用与实现是建立在一定硬件基础上的，其中高性能的控制器芯片是不可或缺的。进入本世纪，随着更高性能的数字式微处理器的出现，解决了预测控制算法在线计算量大的问题，从而使其应用领域又得到了极大的拓宽，由传统的弱实时性控制系统延伸到了强实时性控制系统。

1.1.3 永磁同步电机电流预测控制研究现状

在目前的永磁同步电机驱动控制系统中，应用最成熟、最普遍的电流控制器当属 PI 控制器，该控制器的设计需要以被控对象为基础，其控制性能的发挥取决于自身的参数整定。而在实际应用时，面对永磁同步电机这一复杂、非线性的控制对象，电机运行时自身的电感和电阻等参数会实时变化，而 PI 控制器参数无法随之调整，因此系统的控制性能无法一直保持最优。

除去 PI 控制，研究与应用最多的电流环节控制方法就是预测控制，该方法针对具体被控对象，建立相应的电流预测模型，然后通过采集模型所需的相关量来计算得出对应的电流环输出，如此以预测模型替换了 PI 控制器后，既省去设计控制器时困难的参数选取，又避免了 PI 控制器惯有的超调等问题，并且预测控制比传统 PI 控制的动态响应更快，鲁棒性更强。当前应用最频繁的电流预测控制方法要数模型预测控制和无差拍预测控制。

模型预测电流控制以永磁同步电机数学模型为基础，建立定子电流预测模型，将采集到的当前时刻的定子电流值代入模型，预测模型会根据不同定子电压激励作用对下一时刻的定子电流值进行预测，随后再把得到的预测计算的结果代入事先构造好的价值函数中进行在线优化，最后选择使得价值函数最小的为最优结果，作为控制器输出。

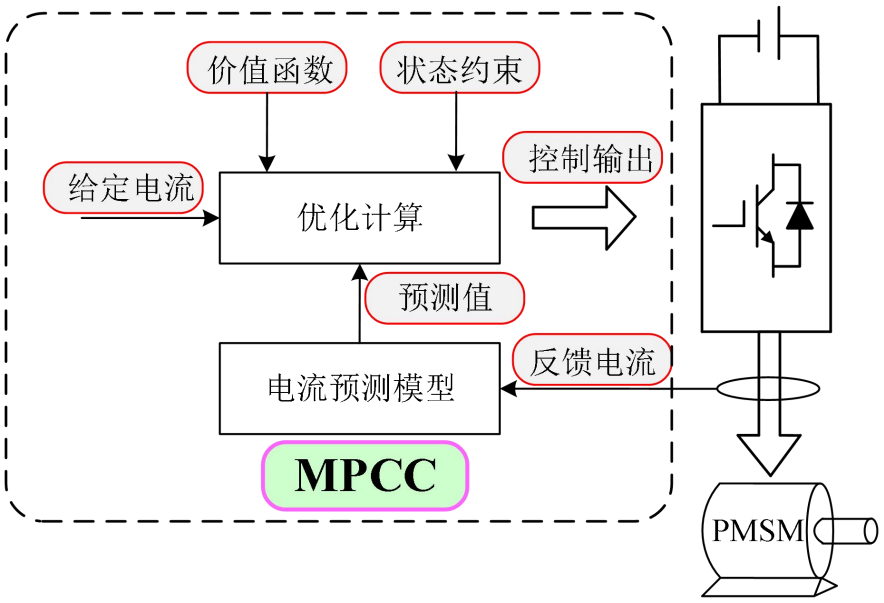


图 1-1 永磁同步电机模型预测电流控制原理图

通过以上描述的控制原理及实现过程，不难发现模型预测电流控制的突出优势在于，其基于旋转坐标系下数学模型建立的预测模型为实现解耦控制创造了便利条件，并且其控制输出为最优结果。预测计算得到下一时刻的定子电流值于在线寻优过程中能够依据控制目标的要求进行优化，同时作为该控制寻优计算中重要的组成部分，价值函数构造的开放性与多样性使得该控

制除了能够完成基本电流控制之外还具备实现多目标综合优化的能力。

1.2 本文研究内容与结构安排

本课题围绕永磁同步电机电流预测控制这一主题展开研究，主要工作包括：在分析永磁同步电机数学模型的基础上，推导不同坐标系下的电压方程、磁链方程和转矩方程；在 dq 旋转坐标系中建立电机电流的状态方程，并通过离散化方法构建电流预测控制模型；设计以 dq 轴电流与参考值误差平方和为核心的代价函数；最后在 Matlab/Simulink 平台上搭建永磁同步电机预测电流控制仿真系统，并在不同给定转速与负载扰动条件下进行仿真验证和性能分析。

全文结构安排如下：第 1 章为绪论，介绍永磁同步电机控制策略的发展、预测控制理论的演进以及永磁同步电机电流预测控制的研究现状，阐明课题的研究背景与意义；第 2 章给出永磁同步电机的数学模型和预测电流控制原理，包括 ABC、αβ以及 dq 坐标系下的建模过程，并推导预测控制模型和代价函数；第 3 章描述预测电流控制系统在 Matlab/Simulink 环境下的建模方法，给出系统整体仿真框图及各子模块结构；第 4 章结合不同工况下的仿真结果，对电机转速、定子电流和电磁转矩响应进行分析与讨论；第 5 章对全文工作进行总结，并对后续研究方向进行展望。

第 2 章 永磁同步电机数学模型与预测电流控制原理

2.1 永磁同步电机数学模型

2.1.1 ABC 坐标系下的数学模型

在进行同步电机数学模型推导时，因为本次课程设计选择的电机研究对象为表贴式永磁同步电机，而该电机的数学模型很复杂，具有强耦合、非线性的特点。所以为了简化分析，假设其为一个理想电机，并满足以下条件：

1) 电机磁铁部分的磁导率为常数，因此可以忽略掉磁滞、磁饱和的影响，也不计涡流及集肤效应作用等的影响；
2) 定子的三个绕组的位置在空间互相相差 120°电角度，3 个绕组在结构上完全相同。同时，他们均在气隙中产生正弦分布的磁动势；
3) 定子及转子的槽及通风沟等不影响电机定子及转子的电感，因此认为电机的定子及转子具有光滑的表面；
4) 为了分析计算，还需要设定绕组电流、磁链正方向；
5) 转子上没有阻尼绕组。

简化操作完成后可以得到电机的电压方程为：

1）电压方程

$$\begin{cases} u_a = R_a i_a + p\psi_a \\ u_b = R_b i_b + p\psi_b \\ u_c = R_c i_c + p\psi_c \\ u_f = R_f i_f + p\psi_f \\ u_D = R_D i_D + p\psi_D \\ u_Q = R_Q i_Q + p\psi_Q \end{cases} \tag{1}$$

R_a、R_b、R_c为三相绕组的电阻（Ω），而 u_a、u_b、u_c以及 i_a、i_b、i_c分别是三相绕组的相电压（V）和定子电流（A）。

2）磁链方程

$$\begin{bmatrix}\psi_a\\ \psi_b\\ \psi_c\\ \psi_f\\ \psi_D\\ \psi_Q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} & M_{af} & M_{aD} & M_{aQ} & -i_a\\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} & M_{bf} & M_{bD} & M_{bQ} & -i_b\\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} & M_{cf} & M_{cD} & M_{cQ} & -i_c\\ M_{fa} & M_{fb} & M_{fc} & L_{ff} & M_{fD} & M_{fQ} & i_f\\ M_{Da} & M_{Db} & M_{Dc} & M_{Df} & L_{DD} & M_{DQ} & i_D\\ M_{Qa} & M_{Qb} & M_{Qc} & M_{Qf} & M_{QD} & L_{QQ} & i_Q\end{bmatrix} \tag{2}$$

其中，ψ_a、ψ_b、ψ_c分别为三相绕组的磁链（Wb），L_{aa}、L_{bb}、L_{cc}则是各个绕组的自感。由于本次课程设计选择的是隐极同步电机，隐极机的 d 轴和 q 轴方向磁路对称，所以其三相绕组的互感与自感均为常数。

3）转子运动方程

$$\begin{cases}\dfrac{1}{n_p}J\dfrac{d\omega}{dt}=T_m-T_e\\ \dfrac{d\theta}{dt}=\omega\end{cases} \tag{3}$$

4）转矩方程

$$T_e=p\psi_f(I_a\sin\theta_e+I_b\sin(\theta_e-\frac{2}{3}\pi)+I_c\sin(\theta_e+\frac{2}{3}\pi)) \tag{4}$$

2.1.2 αβ坐标系下的电机数学模型

由以上分析我们已经知道，电机的电压方程是非线性时变的，所以对定子电流进行分解并分别进行控制，这一做法有利于数学模型的简化。

坐标变换一共分为两个步骤进行，第一次变换是原理为静止坐标变换，即 Clark 变换，模型的坐标系从三相静止变换到两相静止；而第二次变换则是同步 旋转坐标变换，即 Park 变换，模型的坐标系从静止变换到旋转的状态之下。这 便达到了对电机励磁分量和转矩分量分别进行解耦控制的目的。矢量变换图如下 图所示：

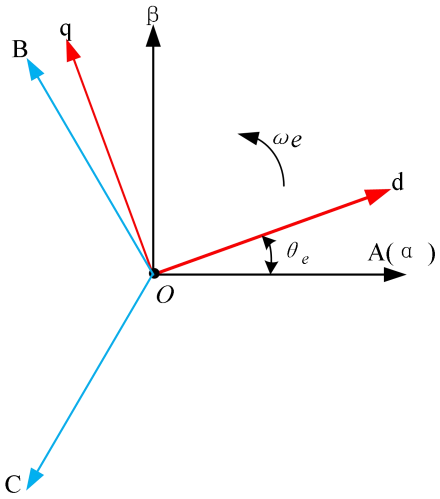


图 2 坐标变换

其中：ABC 为三相静止的坐标系，α - β 为两相静止坐标系，而 d-q 则是两相 同步旋转坐标系。之所以先进行静止坐标变换，是因为在此过程中，零序分量 可忽略不计，如此一来，三维方程可降为二维方程。

（1）电压方程

$$\begin{cases} u_\alpha = Ri_\alpha + \dfrac{d\psi_\alpha}{dt} \\ u_\beta = Ri_\beta + \dfrac{d\psi_\beta}{dt} \end{cases} \tag{5}$$

（2）转矩方程

$$T_e = i_\beta \psi_{PM} \cos\theta - i_\alpha \psi_{PM} \sin\theta \tag{6}$$

（3）运动方程

$$T_e - T_L = J\frac{d\omega}{dt} \tag{7}$$

2.1.3 dq 坐标系下的电机数学模型

派克变换是将静止不动的定子 abc 坐标中的量变换到与转子一起旋转的 dq0 坐标的一种方法，原来静止不动的定子 abc 三相绕组可以用和转子一起旋转的 dq0 三个绕组代替，它将观察者的角度从静止的定子绕组转移到随转子一同旋转的转子上，从而使得定子绕组自、互感，定、转子绕组间互感变成常数。

（1）电压方程

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \dfrac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \dfrac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \psi_f \end{cases} \tag{8}$$

（2）磁链方程

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \tag{9}$$

（3）转矩方程

$$T_e = \frac{3}{2} P_n \psi_f i_q \tag{10}$$

考虑表贴式三相 PMSM，定子电感满足 $L_d=L_q$，此时的电子转矩表达式为：

$$T_e = \frac{3}{2} P_n i_q \psi_f \tag{11}$$

（4）运动方程

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega}{dt} \tag{12}$$

2.1.4 预测电流控制模型的建立

通过上一节的坐标变换之后可以得到两相旋转坐标系下的定子电压方程。联立式（8）和式（9）。可以得到定子方程为：

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \dfrac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \dfrac{di_q}{dt} + \omega \left(L_d i_d + \psi_f \right) \end{cases}$$

(13)

其中，u_d、i_d、L_d分别为 d 轴上的电压、电流和电感；而 u_q、i_q、L_q 分别是 q 轴上的电压、电流和电感；ω为电角速度； Ψ_f为永磁体磁链。因为本文研究对象为隐极机，所以存在 $L_d=L_q=L_s$。式（13）可以简化为：

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_s \dfrac{di_d}{dt} - \omega L_s i_q \\ u_q = Ri_q + L_s \dfrac{di_q}{dt} + \omega \left(L_s i_d + \psi_f \right) \end{cases} \tag{13}$$

然后将其变形即可得到电机电流的状态方程：

$$\begin{cases} \dfrac{di_d}{dt} = -\dfrac{R_s}{L_s} i_d + \dfrac{1}{L_s} u_d + \omega i_q \\ \dfrac{di_q}{dt} = -\dfrac{R_s}{L_s} i_q + \dfrac{1}{L_s} u_q - \omega i_d - \dfrac{\psi_f}{L_s} \omega \end{cases} \tag{14}$$

通常，系统的采样频率极高，其周期就会很短，就可以使用一阶泰勒公式将 上式左半边电流的微分离散化，可得：

$$\begin{cases} \dfrac{di_d}{dt} = \dfrac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T_s} \\ \dfrac{di_q}{dt} = \dfrac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T_s} \end{cases} \tag{15}$$

由此可得电机的预测电流控制模型。

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d(k) + \dfrac{T_s}{L_s}\left[u_d(k) - R i_d(k) + \omega(k) L_s i_q(k)\right] \\ i_q(k+1) = i_q(k) + \dfrac{T_s}{L_s}\left[u_q(k) - R i_q(k) - \omega(k) L_s i_d(k) - \omega(k)\psi_f\right] \end{cases} \tag{16}$$

2.1.5 代价函数设计

本次研究设计中，选取的代价函数为第 k+1 步 dq 轴电流与其参考值的误差平方和，代价函数可根据实际需要选择，代价函数的选择不同会产生不同的控制效果。

$$err(i) = \left[i_d(k+1) - i_{d_ref}\right]^2 + \left[i_q(k+1) - i_{q_ref}\right]^2 \tag{17}$$

第 3 章 预测电流控制系统建模与仿真方案

3.1 系统整体仿真原理图

该永磁同步电机预测电流控制模型采用速度外环 + 电流内环的双闭环结构，速度外环通过 PI 调节器将转速偏差转化为 d、q 轴电流参考值 id* (k)、iq* (k)，电流内环则以预测电流控制器为核心，结合电机数学模型、当前 d/q 轴电流 id (k)、iq (k) 及电角速度 ωe (k)，预测下一时刻电流响应，通过代价函数选择最优电压矢量，驱动逆变器实现快速电流跟踪。

系统通过坐标变换将三相静止坐标系电流 ia (k)、ib (k)、ic (k) 转换为 d/q 轴反馈电流，同时由转子位置 θ(k) 微分换算得到实际转速 n，形成完整的闭环控制回路；相比传统 PI 控制，该策略动态响应更快、鲁棒性更强，能直接将系统约束纳入优化过程，提升了电机控制的精度与稳定性。

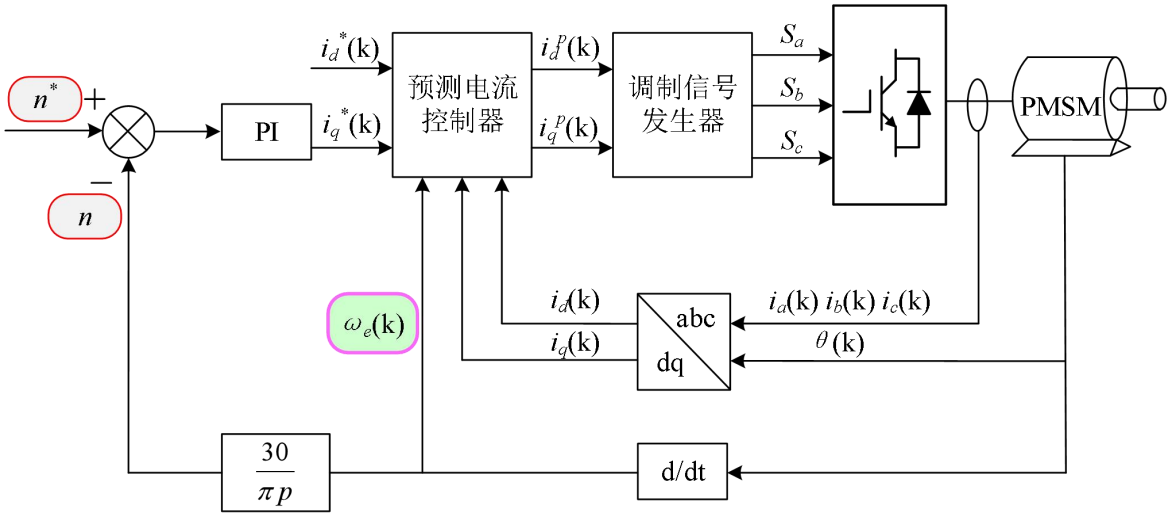


图 3-1 永磁同步电机预测电流控制框图

3.2 仿真模块

根据仿真原理，在 Matlab/Simulink 中搭建永磁同步电机预测电流控制仿真模型，各个子模块结构如下图所示。

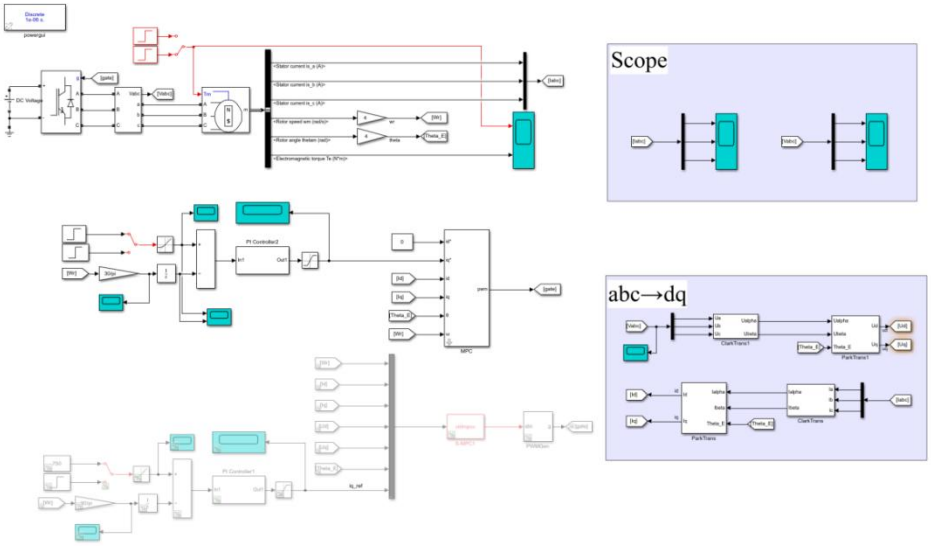


图 3-2 主电路结构图

3.2.1 abc-dq 变换模块

该模块实现了永磁同步电机控制中核心的坐标变换功能，包含 ** 正变换（abc→dq）与反变换（dq→abc）** 两个并行的子变换链路，均遵循 “Clark 变换 + Park 变换” 的经典两级转换逻辑，核心是依托转子电角度θE ，完成不同坐标系下电压、电流物理量的适配转换，为控制系统的解耦控制提供基础。

上方为电压 dq→abc 反变换链路：输入旋转 dq 坐标系下的电压指令 Ud 、Uq ，首先结合转子电角度θE ，通过 ParkTrans1 模块完成 Park 反变换，将其转换为两相静止 αβ 坐标系下的电压 Ualpha 、Ubeta ；随后经 ClarkTrans1 模块执行 Clark 反变换，最终输出三相静止 abc 坐标系下的电压 Ua 、Ub 、Uc，用于驱动逆变器生成电机所需的三相驱动电压。

下方为电流 abc→dq 正变换链路：输入电机定子采集到的三相静止 abc 坐标系电流 Ia、Ib 、Ic ，先通过 ClarkTrans 模块完成 Clark 正变换，将其转换为两相静止 αβ 坐标系下的电流 Ialpha 、Ibeta ；再结合转子电角度θE ，通过 ParkTrans 模块执行 Park 正变换，最终得到旋转 dq 坐标系下的直轴电流 id 、交轴电流 iq ，作为电流环控制的反馈量，实现交流量到直流量的转换，便于后续的预测控制与 PI 调节。

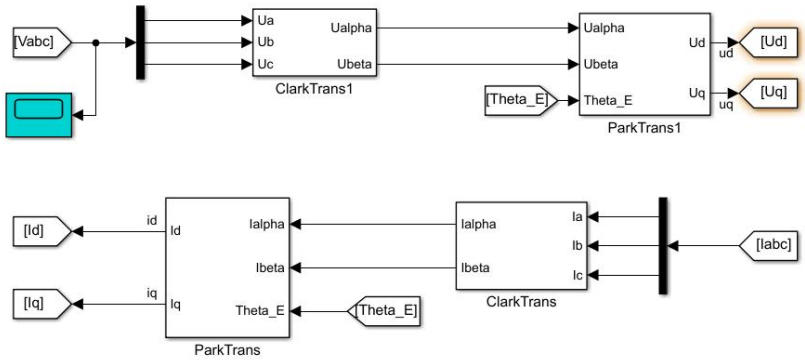


图 3-3 abc-dq 变换模块

3.2.2 电流预测控制环节

图中的电流预测控制环节是永磁同步电机控制系统的核心内环，采用有限控制集模型预测控制（FCS-MPC）策略，实现对 d/q 轴电流的快速精准跟踪。该环节的输入包括由速度外环 PI 控制器生成的交轴电流参考 iq* 、直轴电流参考 id* （通常设为 0），以及经坐标变换得到的 d/q 轴实际电流反馈 id、iq ，同时还接收转子电角度 θ 和电角速度 ω 用于预测模型计算。

在每个控制周期内，MPC 模块基于永磁同步电机的离散数学模型，预测施加逆变器所有 8 种可能电压矢量后下一时刻的电流值 id (k+1)、iq (k+1)，通过代价函数 J=(id* −id(k+1))2+(iq* −iq(k+1))2 评估各电压矢量的跟踪误差，选择使代价函数最小的最优开关状态。

最终，MPC 模块将最优开关状态转换为 PWM 驱动信号 gate，直接控制三相逆变器的 IGBT，相比传统 PI 控制，该环节动态响应更快、约束处理能力更强，能有效提升电机在高速、强扰动工况下的控制精度与稳定性。

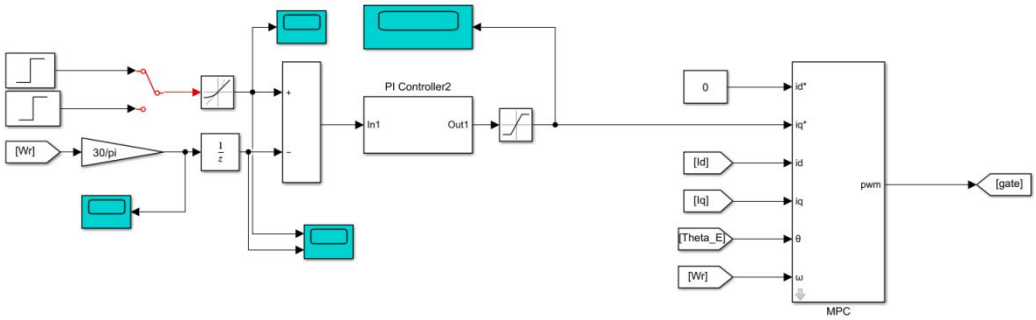


图 6 电流预测控制环节

3.2.3 驱动信号产生模块

该驱动信号产生模块是永磁同步电机预测电流控制系统中连接算法决策与功率执行的关键环节，其核心作用是将模型预测控制器（mpc_pmsm）输出的最优开关状态，转换为可直接驱动三相逆变器的安全、可靠 PWM 驱动信号。

模块首先接收 mpc_pmsm 输出的三相上桥臂开关状态（共 3 路逻辑信号），每一路信号代表对应相上管的导通 / 关断指令。随后，通过 NOT 模块对每一路开关状态进行取反，生成对应的下桥臂互补开关信号，这一设计确保了同一相桥臂的上下功率管不会同时导通，从根本上避免了逆变器发生直通短路的风险，保障了功率电路的安全运行。

最后，经过 convert 模块将逻辑电平转换为标准的 PWM 驱动电平，输出 6 路互补的 PWM 驱动信号，直接控制三相逆变器的 6 个 IGBT，从而精准施加由模型预测算法计算出的最优电压矢量，实现对电机定子电流的快速、精准跟踪。

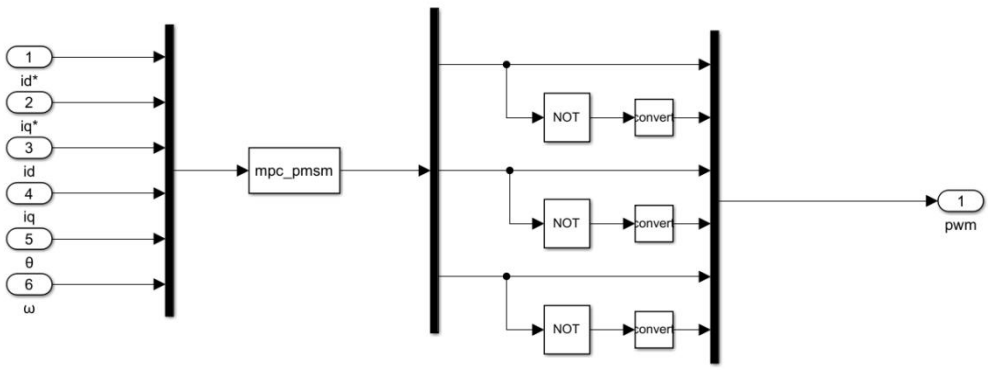


图 3-4 驱动信号产生模块

3.1 仿真结果波形

3.1.1 电机给定转速和实际转速波形

在 0~0.3s 阶段，系统给定转速为 400 r/min。电机从静止状态启动，实际转速曲线快速上升，在极短时间内就跟踪上了给定转速，仅存在微小的超调后迅速稳定，展现出良好的启动性能和快速响应能力。

在 0.3~0.6s 阶段，给定转速阶跃提升至 500 r/min。实际转速同样快速响应，几乎无明显延迟地跟随指令上升，超调量极小，并且能迅速稳定在新的目标转速

上，体现了控制策略在转速突变时的优异动态跟踪能力。

在 0.6~1.0s 阶段，给定转速再次阶跃提升至 750 r/min。实际转速依然保持了快速的响应速度，跟踪过程平滑稳定，没有出现大的波动或失稳现象，最终稳定在目标转速，充分验证了该控制策略在宽调速范围内的鲁棒性和控制精度。

整体来看，实际转速曲线始终紧密跟随给定转速，超调小、调节时间短，表明所采用的预测电流控制策略能够实现对电机转速的精准、快速控制，具有良好的动态性能和稳态精度。

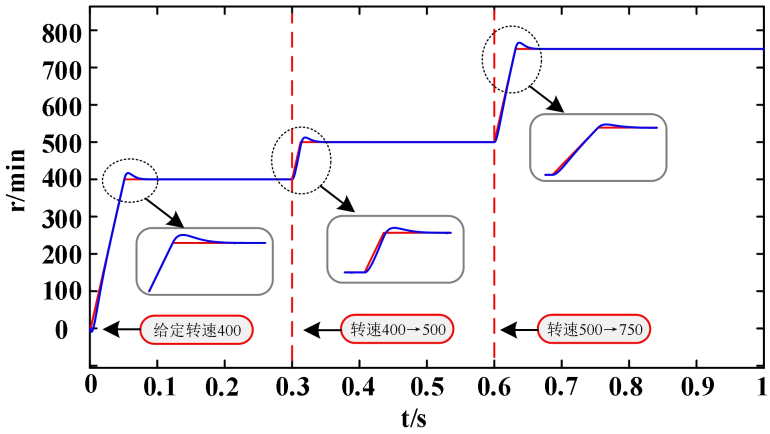


图 3-5 电机给定转速和实际转速波形

3.1.2 定子三相电流波形

在 0~0.3s 阶段，系统给定转速为 400 r/min，电机启动阶段三相电流出现短暂的启动冲击，随后迅速进入稳定的正弦波形，幅值稳定且相位互差 120°，表明电机在额定转速下运行平稳，电流波形质量良好。

在 0.3~0.6s 阶段，给定转速阶跃提升至 500 r/min，三相电流在转速突变瞬间出现小幅波动，随后快速恢复至稳定的正弦波形，幅值随转速提升略有增大，体现了控制策略在负载变化时的快速调节能力，电流波形未出现明显畸变。

在 0.6~1.0s 阶段，给定转速再次阶跃提升至 750 r/min，三相电流在转速突变时出现短暂的峰值波动，随后迅速收敛至稳定的正弦波形，幅值进一步增大且保持良好的正弦度，无明显谐波或畸变，验证了该控制策略在宽调速范围内对定子电流的精准控制能力。

整体来看，定子三相电流在整个调速过程中始终保持良好的正弦波形，仅在转速阶跃瞬间出现短暂的动态波动，随后迅速恢复稳定，表明所采用的预测电流控制策略能够

有效抑制电流谐波，保证电机在不同工况下的高效、稳定运行。

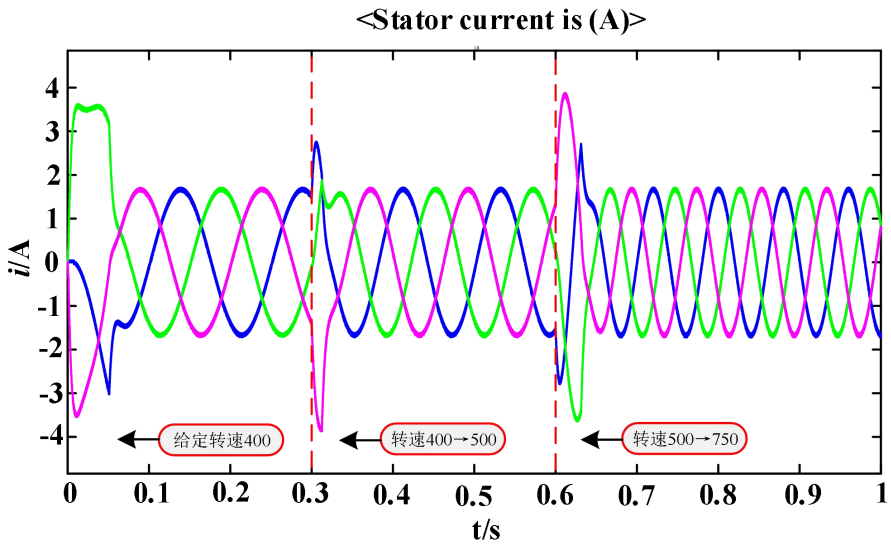


图 3-6 定子三相电流波形

3.1.3 动态条件下电机负载转矩和电磁转矩波形图

永磁同步电机在转速阶跃动态工况下，给定负载转矩与电磁转矩的响应波形，直观反映了控制系统的转矩调节特性与抗扰能力。

仿真全程中，给定负载转矩保持为 5 N·m 恒定值，模拟电机带恒负载运行的工作场景。在 0~0.3 s 的 400 r/min 稳态阶段，电机电磁转矩在启动瞬间出现约 11 N·m 的峰值冲击，随后快速衰减并稳定在 5 N·m 附近，与给定负载转矩实现精准匹配，稳态波动极小，体现了模型预测控制策略优异的转矩稳态控制精度。

在 0.3 s 和 0.6 s 两个转速阶跃突变时刻，电磁转矩均同步出现短时尖峰波动，这是电机为克服转速变化的惯性、实现转速快速跟踪所产生的动态调节转矩。波动结束后，电磁转矩迅速回归至 5 N·m 的给定负载转矩值，调节过程无明显超调和震荡，恢复时间极短。

整体来看，电磁转矩能够精准跟随恒定负载转矩的要求，在转速动态切换的瞬态过程中具备快速响应与快速恢复能力，且稳态运行时转矩脉动小，充分验证了所设计的预测电流控制系统在动态工况下，能够实现电磁转矩的精准调控，保证电机在转速变化过程中稳定、可靠运行。

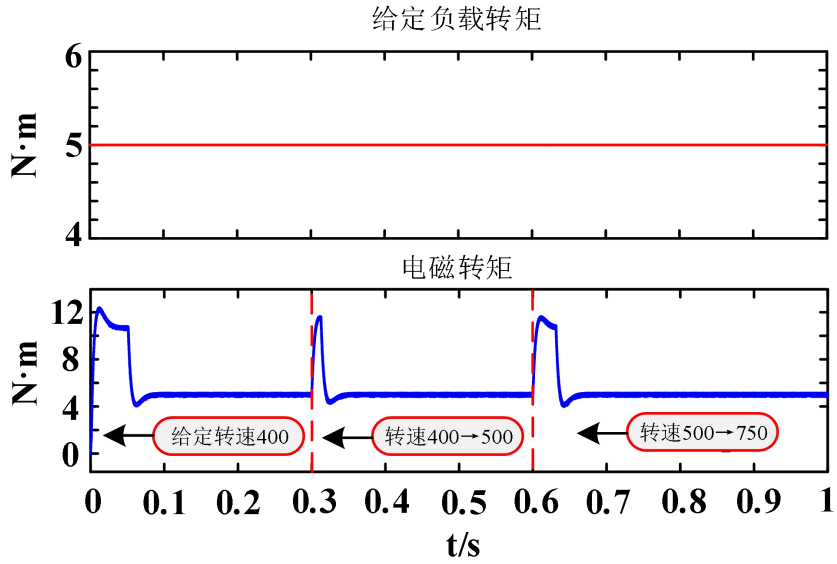


图 3-7 动态条件下电机负载转矩和电磁转矩波形图

带载启动，初始负载转矩为 5N·m，经过 0.1s 左右，电机达到同步速 750r/min。在 0.5s 时负载转矩由 5 N·m 突增为 20 N·m。获取仿真的定子三相电流、负载转矩以及电磁转矩、电机给定转速和实际转速波形图。

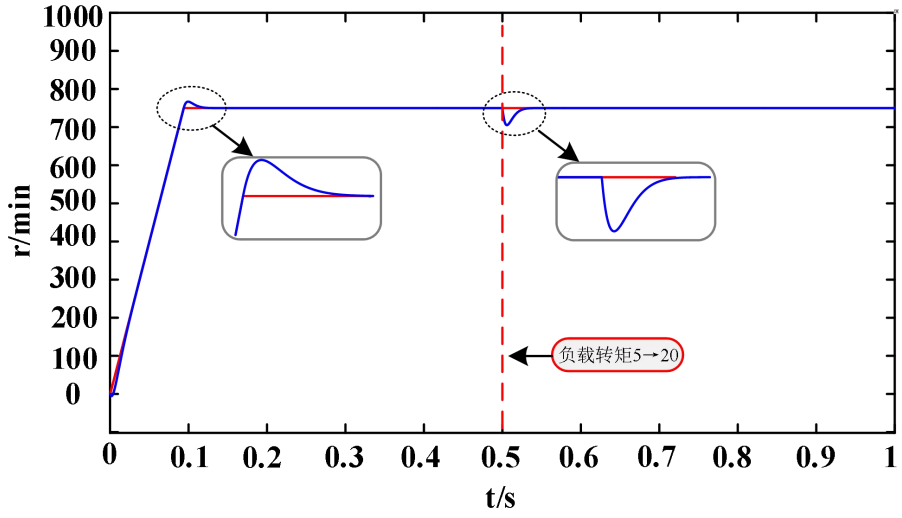


图 3-8 电机给定转速和实际转速波形

3.1.4 带载下定子三相电流响应波形

该图为永磁同步电机在负载转矩阶跃突变工况下的定子三相电流响应波形，重点反映了模型预测电流控制策略在负载扰动下的电流调控性能与系统稳定性。

仿真过程中，0~0.5 s 阶段电机处于 5 N·m 轻载工况，定子三相电流呈现出正弦

度良好、幅值稳定的波形特征，三相电流相位互差 120°，且无明显谐波畸变与幅值波动，表明系统在稳态轻载运行时，电流控制精度高，电机定子侧电能质量优异。在 0.5 s 时刻，负载转矩由 5 N·m 阶跃提升至 20 N·m，定子三相电流在突变瞬间出现显著的幅值跃升，同时伴随短暂的动态波动，这是电机为平衡突增负载转矩、输出更大电磁转矩所产生的必然响应。

负载突变后，定子三相电流迅速收敛至新的稳定状态，保持标准的正弦波形，幅值稳定在较高水平且三相平衡特性良好，未出现波形畸变、相位偏移或持续震荡现象。整体波形变化规律符合电机电磁转矩与定子电流的线性关系，验证了所设计的预测电流控制系统具备极强的负载抗扰能力，能够在负载剧烈变化时快速调整定子电流，确保电机平稳运行，充分体现了该控制策略在动态负载工况下的优越性。

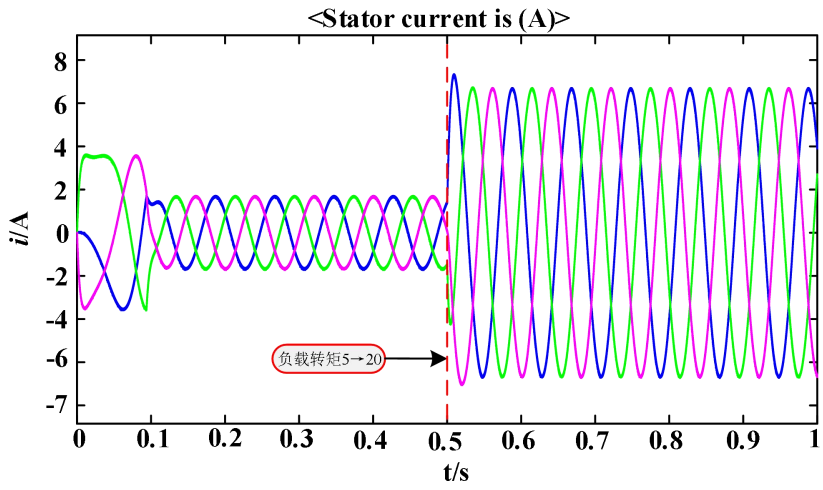


图 3-9 带载下三相电流波形

3.1.5 动态条件下电机负载转矩和电磁转矩波形图

该图为永磁同步电机在负载转矩阶跃突变工况下，给定负载转矩与电磁转矩的动态响应波形，清晰展现了模型预测电流控制策略对负载扰动的快速补偿能力与转矩调控精度。

仿真中，0~0.5 s 阶段给定负载转矩恒定为 5 N·m，电机电磁转矩在启动瞬间出现约 12 N·m 的尖峰冲击，随后快速衰减并稳定在 5 N·m 附近，稳态运行时转矩脉动极小，实现了对恒定负载的精准匹配，体现了控制系统优异的稳态转矩控制性能。0.5 s 时刻，给定负载转矩由 5 N·m 阶跃提升至 20 N·m，电磁转矩迅速做出响应，瞬间跃升至约 22 N·m 的动态峰值，该峰值转矩为电机克服负载突变惯性、维持转速稳定提供

了充足的动力支撑。

负载突变后，电磁转矩快速收敛并稳定在 20 N·m 的新稳态值，调节过程无持续震荡与明显超调，过渡时间极短。整体来看，电磁转矩能够精准跟踪负载转矩的阶跃变化，瞬态响应迅速、稳态精度高，验证了所设计的预测电流控制系统具备极强的负载抗扰能力，可在负载剧烈波动时快速调整电磁转矩输出，保证电机运行的稳定性与可靠性。

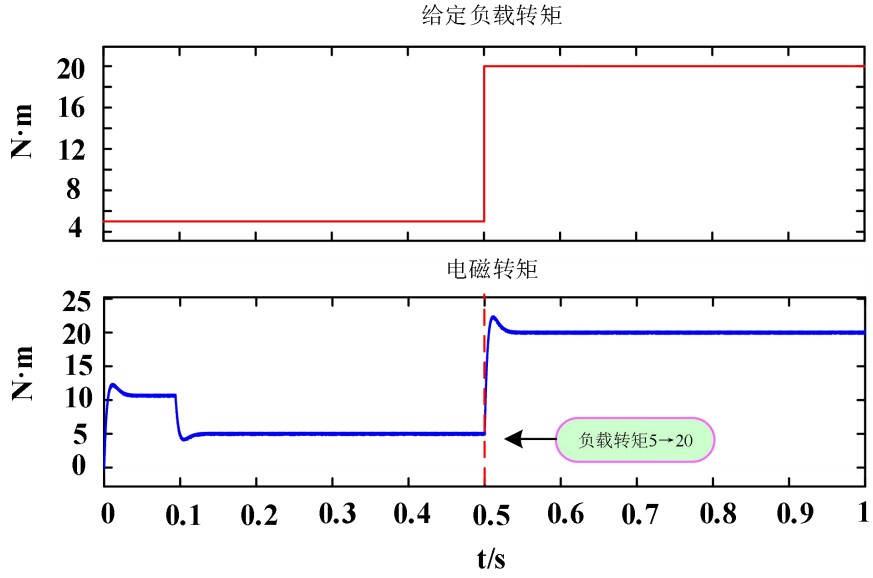


图 13 动态条件下电机负载转矩和电磁转矩波形图

3.2 结果分析

综合转速阶跃、负载突变等多工况仿真结果，所设计的永磁同步电机有限控制集模型预测电流控制系统展现出优异的动态性能与稳态精度：

转速跟踪性能：在 400 r/min→500 r/min→750 r/min 的转速阶跃工况下，实际转速能够快速跟踪给定转速，超调量小、调节时间短，在宽调速范围内保持稳定运行，验证了系统良好的动态响应能力。

转矩控制特性：无论是恒负载工况还是 5 N·m→20 N·m 的负载突变工况，电磁转矩均能精准匹配负载转矩需求。启动与负载突变瞬间的转矩冲击得到有效抑制，稳态转矩脉动小，系统抗扰能力强。

电流波形质量：定子三相电流在整个仿真过程中始终保持良好的正弦度，三相平衡且谐波含量低。在转速阶跃与负载突变的瞬态过程中，电流仅出现短暂波动，随后迅速恢复稳定，体现了控制系统对定子电流的精准调控能力。

第 4 章 总结

目前永磁同步电机驱动控制系统中，应用最成熟、最普遍的电流控制器当属 PI 控制器，而在实际应用时，面对永磁同步电机这一复杂、非线性的控制对象，电机运行时自身的电感和电阻等参数会实时变化，而 PI 控制器参数无法随之调整，因此系统的控制性能无法一直保持最优。

除去 PI 控制，研究与应用最多的电流环节控制方法就是预测控制，该方法针对具体被控对象，建立相应的电流预测模型，然后通过采集模型所需的相关量来计算得出对应的电流环输出，以预测模型替换了 PI 控制器后，既省去设计控制器时困难的参数选取，又避免了 PI 控制器惯有的超调等问题，并且预测控制比传统 PI 控制的动态响应更快，鲁棒性更强。当前应用最频繁的电流预测控制方法要数模型预测控制和无差拍预测控制。

模型预测电流控制以永磁同步电机数学模型为基础，建立定子电流预测模型，将采集到的当前时刻的定子电流值代入模型，预测模型会根据不同定子电压激励作用对下一时刻的定子电流值进行预测，随后再把得到的预测计算的结果代入事先构造好的价值函数中进行在线优化，最后选择使得价值函数最小的为最优结果，作为控制器输出。

预测电流控制的突出优势在于，其基于旋转坐标系下数学模型建立的预测模型为实现解耦控制创造了便利条件，并且其控制输出为最优结果。预测计算得到下一时刻的定子电流值于在线寻优过程中能够依据控制目标的要求进行优化，同时作为该控制寻优计算中重要的组成部分，价值函数构造的开放性与多样性使得该控制除了能够完成基本电流控制之外还具备实现多目标综合优化的能力。

参考文献

[1]邓志翔,徐军,王军晓,等. 永磁同步电机模型多步预测电流控制[J].科技创新与应用,2026,16(01):28-31.[2]李耀华,高赛,郭伟超,等. 永磁同步电机多步模型预测电流控制研究[J].微特电机,2025,53(12):47-53.

[3]贾周,王雨,郭陈,等. 永磁同步电机双矢量无模型预测电流控制[J/OL].南京信息工程大学学报,1-13[2026-03-04].

[4]曹兵兵,张力平. 基于改进滑模观测器的永磁同步电机模型预测电流控制研究[J].现代机械,2025,(06):19-25.

[5]方华青,周羽,杨小宝,等. 基于电流分离的永磁同步电机无模型无差拍预测电流控制[J].组合机床与自动化加工技术,2025,(12):96-101.

[6]张育兴,高子超,邓晨. 一种永磁同步电机连续控制集模型预测电流控制快速求解法[J].海军工程大学学报,2025,37(06):82-89.

[7]徐劲力,宋志祥,朱继伟. 永磁同步电机粒子群模型预测电流控制[J].重庆理工大学学报(自然科学),2025,39(12):46-53.

[8]肖威,王崇武,江明奕. 基于多层感知机神经网络永磁同步电机模型预测电流控制建模仿真[J].西北工业大学学报,2025,43(06):1183-1191.

[9]张硕,姚舜禹,赵越,等. 基于双观测器的永磁同步电机无差拍预测电流控制扰动抑制方法[J].北京理工大学学报,2026,46(01):61-72.

[10]邱建琪,谢琦蔚,陈炜,等. 基于电流源逆变器的高速永磁同步电机离散虚拟矢量预测控制方法[J].中国电机工程学报,2025,45(23):9425-9437.

[11]陶涛,於锋. 基于自适应控制增益的永磁同步电机有限控制集无模型预测电流控制方法[J/OL].电源学报,1-11[2026-03-04].

[12]曲星宇,闫盛硕,彭成坤,等. 改进增量式无差拍电流预测的永磁同步电机控制研究[J].电机与控制学报,2025,29(10):116-126.

[13]李耀华,郭伟超,王钦政,等. 基于 MRAS 参数辨识的永磁同步电机增量式模型预测电流控制研究[J].电机与控制应用,2025,52(10):1050-1062.

[14]刘纪奥,张博,冯威,等. 开绕组永磁同步电机非共母线双逆变器供电模型预测电流控制方法[J].电机与控制应用,2025,52(10):1137-1147.

[15]李耀华,种国臣,王钦政,等. 永磁同步电机模型预测电流控制简化研究[J].电力电子技术,2026,60(02):137-143.

[16]郭盛坤,侯波. 永磁同步电机自适应无差拍预测电流控制[J].电子测量技术,2026,49(01):133-145.

[17]李耀华,种国臣,郭伟超,等. 永磁同步电机模型预测电流控制精简控制集策略[J/OL].控制理论与应用,1-9[2026-03-04].

[18]魏尧,付俊荣,王高林,等. 基于陷波抗停滞的永磁同步电机无模型预测电流滑模控制[J].电工技术学报,2026,41(02):475-486.DOI:10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.250135.

[19]谢淼,郑长明,柯佳鹏,等. LC 滤波型永磁同步电机系统分段误差最优化预测电流控制[J].电工技术学报,2026,41(04):1223-1235.DOI:10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.250265.

[20]谭文龙,张金亮,彭国生,等. 永磁同步电机优化双矢量无模型预测电流控制[J].湖北汽车工业学院学报,2025,39(03):39-45.

致谢

本论文的顺利完成，离不开各位老师、同学和家人的悉心指导与无私帮助。首先，我要向我的导师致以最诚挚的谢意。从论文选题之初对研究方向的反复论证，到方案设计阶段对预测电流控制算法框架的细致打磨，再到仿真验证环节对模型精度与参数鲁棒性的严格把控，直至最终论文撰写与修改的全过程，导师都倾注了大量心血。他以严谨的治学态度、深厚的学术素养和开阔的科研视野，为我指明了研究方向，在我遇到算法收敛性、仿真稳定性等关键瓶颈时耐心点拨，引导我从理论推导与工程实践两个维度深入思考，使我能够不断突破自我，顺利完成研究工作。

同时，我还要感谢实验室的各位同门和朝夕相处的同学。在课题研究过程中，我们围绕永磁同步电机控制、模型预测算法等问题展开了多次深入讨论，在仿真调试遇到波形畸变、转矩脉动等问题时相互支持、共同攻关，他们分享的调试经验与优化思路让我受益匪浅。此外，我还要感谢学院各位任课老师，他们在专业课程中传授的知识为本次研究奠定了坚实的理论基础。最后，我要衷心感谢我的家人，他们始终给予我最温暖的理解与最坚定的支持，在我为仿真调试熬夜时默默陪伴，在我因论文修改感到焦虑时耐心鼓励，为我营造了安心治学的环境，这份默默的付出是我完成学业的坚实后盾。