

ACS6000系统中DTC算法的分析和仿真

胡明佳¹, 喻志强², 江志钢¹, 王金秋¹

¹武汉船用机械有限责任公司科创与信息化研究中心, 湖北 武汉

²武汉船用机械有限责任公司物资保障部, 湖北 武汉

收稿日期: 2025年4月18日; 录用日期: 2025年5月17日; 发布日期: 2025年5月27日

摘要

直接转矩控制(DTC)因其动态响应快、结构简单等优势,在交流电机高性能驱动领域备受关注。本文以ACS6000中同步电机(SM)控制系统为研究对象,深入分析了DTC算法的核心原理及其在转矩与磁链双闭环控制中的实现方法。基于MATLAB/Simulink平台构建了DTC系统的精细化仿真模型,重点解决电压-电流模型误差补偿、离散化开关逻辑设计及磁链观测器鲁棒性优化等关键问题。仿真结果表明,DTC算法在同步电机控制中可实现5 ms内转矩阶跃响应,验证了其在动态性能与抗扰能力上的优越性。本研究为ACS6000系统的优化维护提供了技术支撑。

关键词

直接转矩控制(DTC), 同步电机, MATLAB仿真, 动态响应

Analysis and Simulation of DTC Algorithm in ACS6000 System

Mingjia Hu¹, Zhiqiang Yu², Zhigang Jiang¹, Jinqiu Wang¹

¹Technology Innovation and Information Technology Research Center, Wuhan Marine Machinery Plant Co., Ltd., Wuhan Hubei

²Material Support Department, Wuhan Marine Machinery Plant Co., Ltd., Wuhan Hubei

Received: Apr. 18th, 2025; accepted: May 17th, 2025; published: May 27th, 2025

Abstract

Direct Torque Control (DTC) has attracted significant attention in the field of high-performance AC motor drives due to its fast dynamic response and simple structure. This paper takes the synchronous motor (SM) control system in ACS6000 as the research object, deeply analyzes the core principle of the DTC algorithm and its implementation method in the double closed-loop control of torque and flux linkage. Based on the MATLAB/Simulink platform, a refined simulation model of the DTC system is constructed, focusing on solving key issues such as voltage-current model error compensation,

discrete switch logic design, and robustness optimization of the flux linkage observer. Simulation results show that the DTC algorithm can achieve a torque step response within 5ms in synchronous motor control, verifying its superiority in dynamic performance and disturbance rejection capability. This research provides technical support for the optimization and maintenance of the ACS6000 system.

Keywords

Direct Torque Control (DTC), Synchronous Motor, MATLAB Simulation, Dynamic Response

Copyright © 2025 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

ABB ACS6000 中压变频驱动系统采用直接转矩控制技术(Direct Torque Control, DTC)实现对同步电机的精准控制。作为继矢量控制之后发展起来的新型控制策略, DTC 技术具有动态响应快(响应时间 < 5 ms)、稳态精度高(转矩波动 < 2%)等显著优势, 特别适用于大功率电机控制领域。ACS6000 变频器的核心采用电压型三电平拓扑结构, 搭载第四代 IGCT (Integrated Gate-Commutated Thyristor)功率器件。该设计使系统具备: 1) 输出电压谐波含量 < 3% (THD); 2) 开关频率可达 500 Hz; 3) 整机效率 > 97%等特性。配合先进的自适应控制算法, 系统可实时感知负载变化(响应时间 < 2 ms), 特别适用于轧机、矿山提升机等工况复杂的重载场合。

为更好的维护此类系统, 有必要对该控制算法, 及各相关参数的调节进行深一步的了解。本文介绍了 DTC 算法及其在 MATLAB 中的建模, 为了掌握调节相关参数对系统响应的影响, 同时对恒速变载、变速恒载、滞回调节和 PI 调节等过程做了仿真。

2. 永磁同步电机数学模型[1]

2.1. 理想电机假设

1) 电机磁铁部分的磁导率为常数, 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。

2.2. abc 坐标系静止坐标系下的电机方程

建立以下方程, 定子电压方程[2]:

$$\begin{cases} u_a = R_s i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\ u_b = R_s i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\ u_c = R_s i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

式中, U_a 、 U_b 、 U_c 为三相定子电压, ψ_a 、 ψ_b 、 ψ_c 为三相定子磁链, R_s 为定子单相电阻。定子磁链方程:

$$\begin{cases} \psi_a = L_{aa}i_a + M_{ab}i_b + M_{ac}i_c + \cos(\theta)\psi_f \\ \psi_b = M_{ba}i_a + L_{bb}i_b + M_{bc}i_c + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\psi_f \\ \psi_c = M_{ca}i_a + M_{cb}i_b + L_{cc}i_c + \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\psi_f \end{cases} \quad (2)$$

式中, L_{aa} 、 L_{bb} 、 L_{cc} 为定子 abc 三相自感系数, M_{ab} 、 M_{ac} 、 M_{ba} 、 M_{bc} 、 M_{ca} 、 M_{cb} 为定子 abc 三相互感系数, ψ_f 为转子磁链。转子转矩方程:

$$\begin{cases} T_e = -n_p\psi_f \left[i_a \sin\theta + i_b \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \\ T_e - T_m = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \end{cases} \quad (3)$$

由(2)、(3)式可知, 同步电机转子是靠外加三相电源在定子上所产生的旋转磁场作用而转动的, 实质是转子励磁线圈或永磁铁在电磁力的作用下转动, 可见只要通过控制磁链和转矩就能达到控制转速的目的。

2.3. park 变换下的电机方程

为方便计算将 abc 静止坐标下的方程变换到 $\alpha\beta$ 静止垂直坐标系下。

$$\begin{cases} u_\alpha = R_s i_\alpha + \frac{d\psi_\alpha}{dt} \\ u_\beta = R_s i_\beta + \frac{d\psi_\beta}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \psi_\alpha = L_{s\alpha} i_\alpha + \psi_f \\ \psi_\beta = L_{s\beta} i_\beta \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} T_e = \frac{3}{2} n_p (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \\ T_e - T_m = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \end{cases} \quad (6)$$

式中: ω_r 为转子机械角速度, T_e 为电磁转矩, n_p 为极对数, T_m 为负载转矩, J 为转动惯量, B 为粘滞系数。

3. DTC 系统组成及程序设计[2]-[4]

3.1. DTC 系统组成

如图 1 所示, 直接转矩控制系统由直流电源、逆变器、交流电机、速度调节器、转矩估算、磁链估算、转子位置估算以及开关表等组成。控制系统将给定转速和实际转速的差经 PI 调节器输出转矩给定信号, 同时将电机电参数经测量和转换后, 将电压、电流带入转矩、磁链估算模块, 得出实际转矩和磁链, 与给定信号闭环, 并根据它们的状态确定转子的位置, 给出相应的开关表数组, 调节逆变器, 从而按控制状态调节输出转矩, 最后达到调节转速的目的。

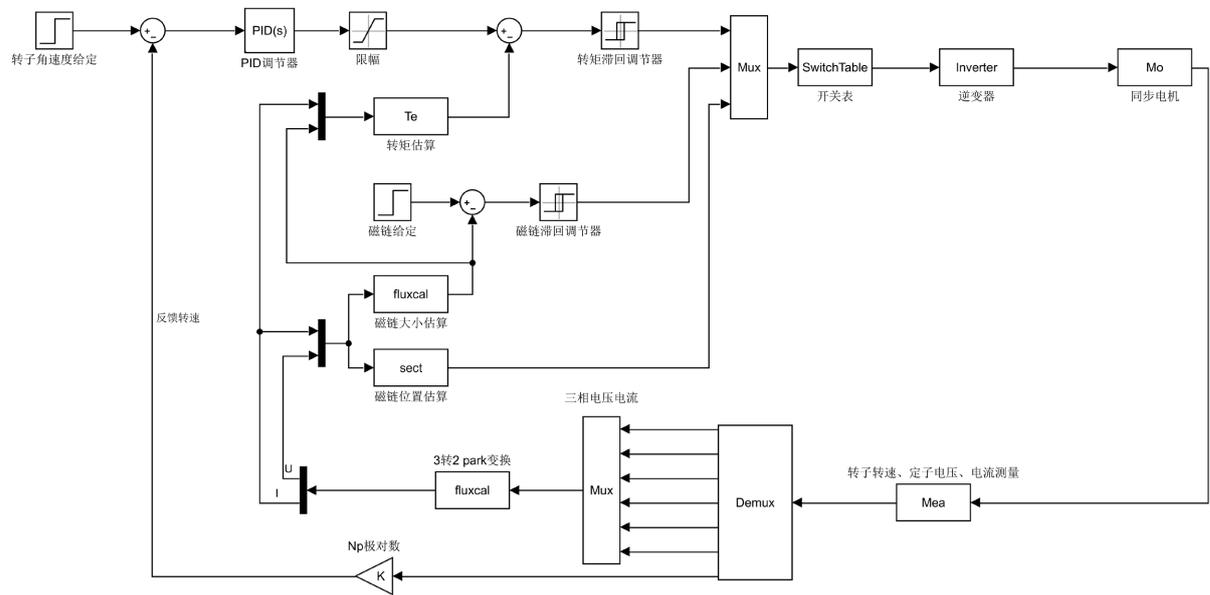


Figure 1. Direct torque control system
图 1. 直接转矩控制系统

3.2. 控制原理

3.2.1. 空间电压矢量

如图 2，逆变器由三个桥臂六个开关管组成，除全关、全通外，各桥臂上下管同一时间只有一个导通，所以逆变器有八种状态，归纳每种状态下的各相电压，可以导出(7)式：

$$u_s(s_a, s_b, s_c) = \frac{2}{3} U_{DC} \left(s_a + s_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (7)$$

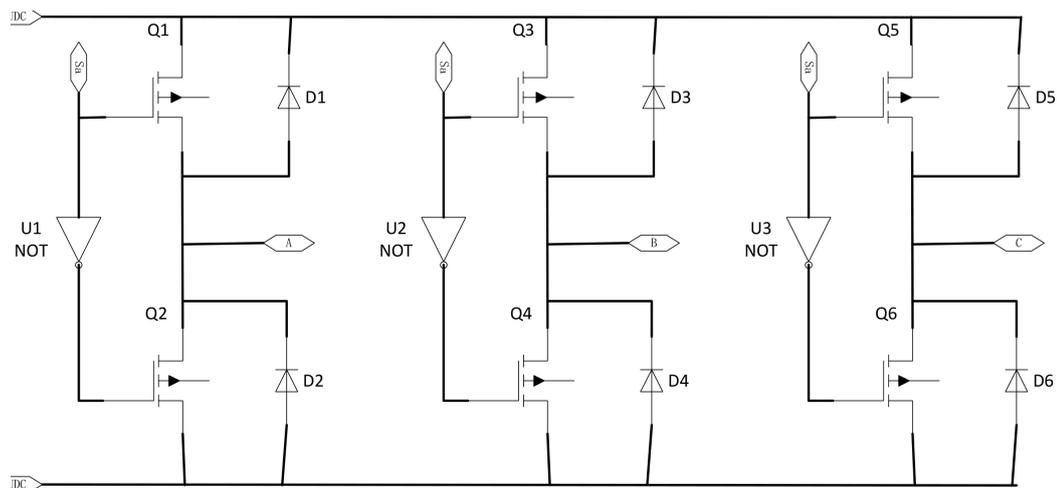


Figure 2. Structure diagram of inverter
图 2. 逆变器结构简图

将这八种状态按 000 至 111 沿转轴切面逆时针旋转均匀排列，两两夹角 60° ，如图 3，其中心为零电压矢量。

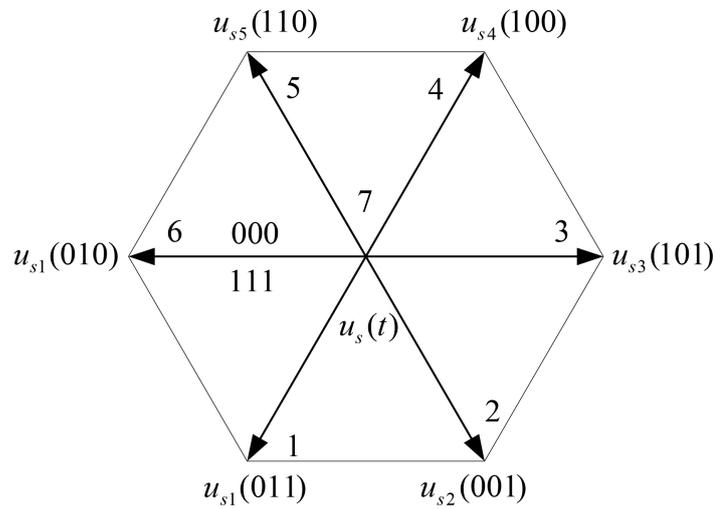


Figure 3. Output voltage space vector
图3. 输出电压空间矢量

DTC 就是根据 ψ 和 T_e 的要求给出合适的电压矢量。

3.2.2. 磁链与电压空间矢量几何的关系

由(8)式可知：

$$\psi_s = \int_0^t u_s dt - iR_s \tag{8}$$

一般 R_s 较小，所以磁链是随着电压线性变化的，磁链的运动方向随电压方向变化，当 ψ_s 和 u_s 矢量夹角小于 $\pi/2$ 时，磁链将增大，当大于 $\pi/2$ 时，磁链将减小，所以为了确定测得的磁链所在位置，将图 3 再划分六个区域，如图 4 (表 1)。

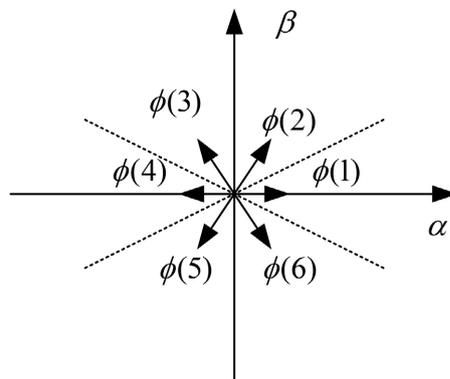


Figure 4. Division of flux linkage section
图4. 磁链区段划分

Table 1. Flux linkage section
表1. 磁链区段

区段	角度	区段	角度
1	$\left[-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}\right)$	4	$\left[\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}\right)$

续表

2	$\left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}\right)$	5	$\left[\frac{7\pi}{6}, \frac{3\pi}{2}\right)$
3	$\left[\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6}\right)$	6	$\left[\frac{-\pi}{2}, \frac{-\pi}{6}\right)$

3.2.3. 磁链与转矩几何的关系

由(9)式得,

$$\begin{aligned} \because T_e &= c\psi_s \otimes I_s \\ \therefore T_e &\propto \Delta\omega_r t \end{aligned} \quad (9)$$

若按逆时针方向旋转为正方向, 当电压超前于磁链时, 转速差 $\Delta\omega_r$ 变大, 转矩将增加, 当电压滞后于磁链时, 转速差变小, 转矩将减小。实质上 SVPWM 调速过程就是通过控制通断电压的时间间隔来实现的。

3.2.4. 滞回调节器

某一转速将对应某一数值的磁链和转矩, 而磁链又是转矩计算的组成部分, 这就涉及磁链和转矩的调节, 它们的允许波动范围直接影响转速调节的精细程度及可控性。由于电机控制过程中负载的多变性, 这就会造成磁链、转矩抖动等现象, 若使用一般的比较判断, 就会造成误判, 增加了系统的不稳定性, 所以直接转矩控制算法采用电路系统里的滞回比较法来提高系统稳定性。

1) 磁链滞回调节器

如图 5, 设 ψ_{sref} 为给定磁链, ψ_s 为反馈值, 当 $\psi_{sref} - |\psi_s| \geq \frac{\delta_\psi}{2}$, $Y_\psi = 1$, 选择合适的电压矢量使磁链增加, 当 $\psi_{sref} - |\psi_s| \leq -\frac{\delta_\psi}{2}$, $Y_\psi = 0$, 使磁链减小, 当 $(\psi_{sref} - |\psi_s|) \in \left(-\frac{\delta_\psi}{2}, \frac{\delta_\psi}{2}\right)$ 时, Y_ψ 值保持。

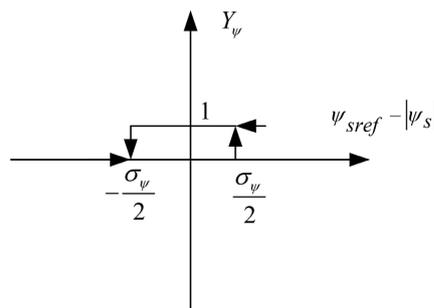


Figure 5. Diagram of flux regulator

图 5. 磁链调节器图

图 6 显示空间矢量图中的磁链调节过程, 例如, 当磁链在 1 区域且磁链过大时, 选择矢量 $U(101)$, 使磁链减小。

2) 转矩滞回调节器

如图 7, 设 T_{ref} 为给定磁链, T_e 为反馈值, 当 $T_{ref} - |T_e| \geq \frac{\delta_\tau}{2}$, $Y_T = 1$, 选择合适的电压矢量使转矩增加, 当 $T_{ref} - |T_e| \leq -\frac{\delta_\tau}{2}$, $Y_T = 0$, 使转矩减小, 当 $(T_{ref} - |T_e|) \in \left(-\frac{\delta_\tau}{2}, \frac{\delta_\tau}{2}\right)$ 时, Y_T 值保持。

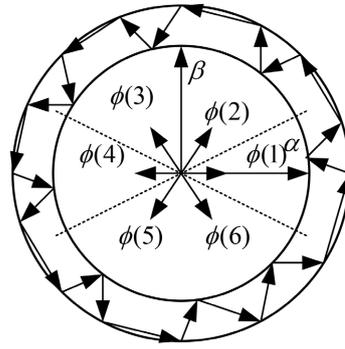


Figure 6. Approximate circular flux linkage trajectory
图 6. 近似圆形磁链轨迹

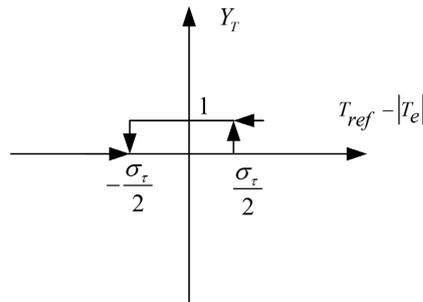


Figure 7. Torque regulator
图 7. 转矩调节器

由转矩和磁链的几何关系知，电机的转矩由定、转子磁链的幅值、转速差 $\Delta\omega_r$ 决定的。若保持定子磁链为恒量，则改变转矩可以通过 $\Delta\omega_r$ 来实现，即通过改变电压空间矢量 $u_s(t)$ 来控制定子磁链旋转速度，类似锁相环。例如，在图 8 中， t_1 时刻转子和定子磁链夹角为 $\theta(t_1)$ ，转子磁链落后于定子磁链，转矩将增大，此时如给定子施加 $S_3(U(010))$ ，到 t_2 时刻定子磁链增加 $\Delta\psi_s$ ，但转子并没有达到同步速度，所以转子还是滞后的，转矩依然增加，为了能让转子磁链跟上定子磁链，有两种方法，要么下一时刻给定子施加 $S_6(U(010))$ 使定子磁链反转，要么施加零矢量 S_0 或 S_7 使定子磁链保持不变，无论是从效率还是稳定性上后者都要优于前者，只是增加的开关表的复杂性，时间问题本文中采用前者。

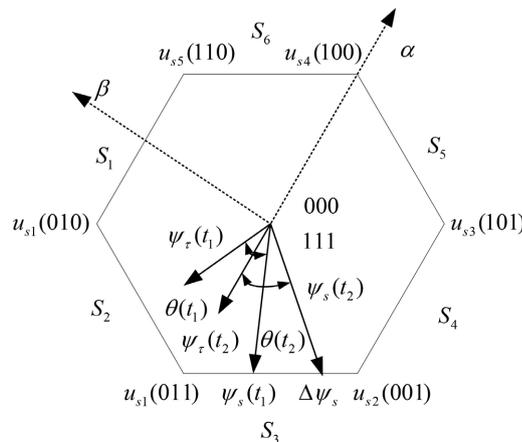


Figure 8. Rotor torque regulation process
图 8. 转子转矩调节过程

3.2.5. PI 速度调节器

因为转矩和转速变化率有一定的关系，所以转子转矩给定可以通过给定转速和反馈转速的差来给出，从控制过程来看二者之间是惯性关系，用 PI 调节器即可达到目的，但为了抑制系统上电瞬间的冲击和磁饱和，需要加限幅器，避免不可控。

3.2.6. 开关矢量表

得到了电机的当前状态后，下一操作就是从开关矢量表中选择能达到目的电压空间矢量。开关表可认为是一张二维表，因为从分析过程中可知，计算得到是转矩、磁链的变化状态和磁链在空间中的位置，所以可将状态作为行索引，后者作为列索引，所以开关表最终是一张 4×6 的二维表，如表 2。

Table 2. Switch vector table without zero vector
表 2. 无零矢量的开关矢量表

Y_{ψ}	Y_T	1	2	3	4	5	6
0	0	U ₁	U ₅	U ₄	U ₆	U ₂	U ₃
0	1	U ₂	U ₃	U ₁	U ₅	U ₄	U ₆
1	0	U ₅	U ₄	U ₆	U ₂	U ₃	U ₁
1	1	U ₆	U ₂	U ₃	U ₁	U ₅	U ₄

4. 系统建模仿真及 XXX 主传动带载调节过程

本章使用 simulink 工具对 DTC 系统进行建模和仿真，程序主视图如图 9。

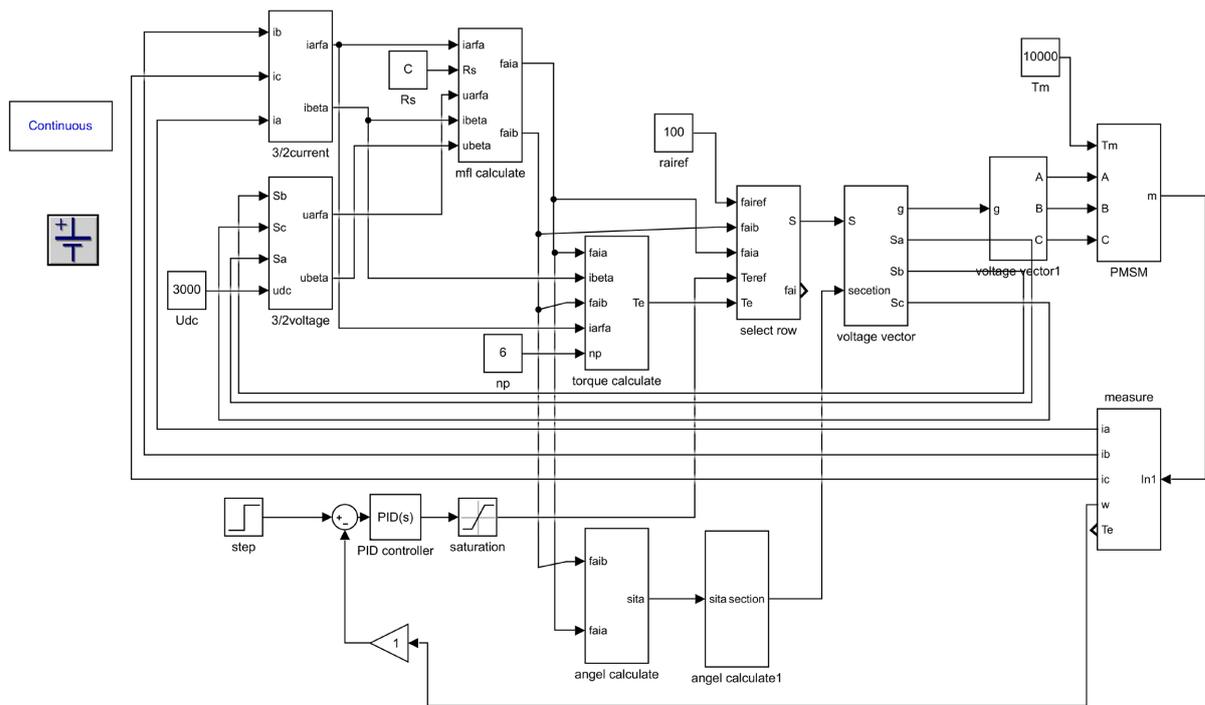


Figure 9. Main view of DTC program
图 9. DTC 程序主视图

4.1. 仿真建模[5] [6]

1) 逆变器和电机模型

这两个模块分别采用 simulink 里的 IGBT 桥和 PMSM 电机模型。

2) 电机电参数测量模块

由于 PMSM 模型中的 m 参数为复合测量信号，所以可用 DEMUX 模块将所需的电流、转速等解复用即可。其它均为常规建模。

4.2. 仿真分析[7] [8]

对系统仿真时，由于使用了 simpower 中的模块，所以要添加 powergui 和 electricalsource 模型；鉴于仿真时间的问题，在这使用小型同步电机来仿真算法。

仿真参数：直流电压 300 V，仿真步长自适应，死区时间 1 ms，死区速度给定为 0，仿真时间 50 ms， $P=2.5$ ， $I=0.05$ ，转矩限幅在 $[-4, 4]$ ，转矩和磁链滞回宽度均为 0.01， $R_s=3\ \Omega$ ， $L_s=0.000835\ \text{H}$ ， $\psi_r=0.175\ \text{Web}$ ， $J=0.0008\ \text{kg}\cdot\text{m}^2$ ，极对数为 2，粘滞系数为 0， $\psi_{sref}=1\ \text{Web}$ 。

下面仿真中只有恒速过程中速度是给定阶跃信号，而其它速度都是给定常值信号。

1) 转速恒定

电机空转启动，给定转速 $\omega_r=100\ \text{rad/s}$ ， $t=1\ \text{ms}$ 后，测得转矩迅速上升为 $1.6\ \text{N}\cdot\text{m}$ ，电机开始加速转动； $t=19\ \text{ms}$ 时，转速接近同步转速，转矩开始减小；因为负载转矩为零， $t=20.17\ \text{ms}$ 时转矩减小到 0 附近，转速同步； $t=21\ \text{ms}$ 时，给定负载转矩为 $0.2\ \text{N}\cdot\text{m}$ ， $t=22.02\ \text{ms}$ 时转矩稳定； $t=23\ \text{ms}$ 时，给定负载转矩 $0.5\ \text{N}\cdot\text{m}$ ， $t=23.97\ \text{ms}$ 时稳定，仿真图如图 10~12 所示。

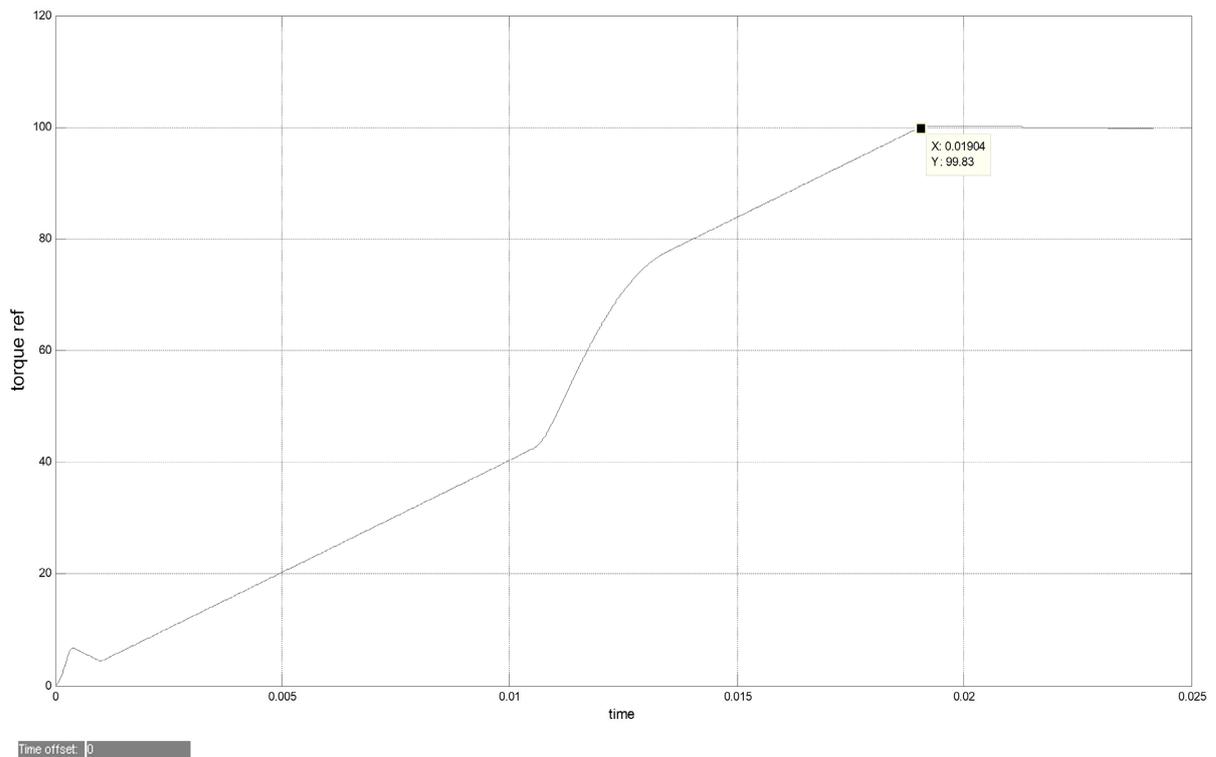


Figure 10. Torque regulation sequence diagram
图 10. 转矩调节时序图

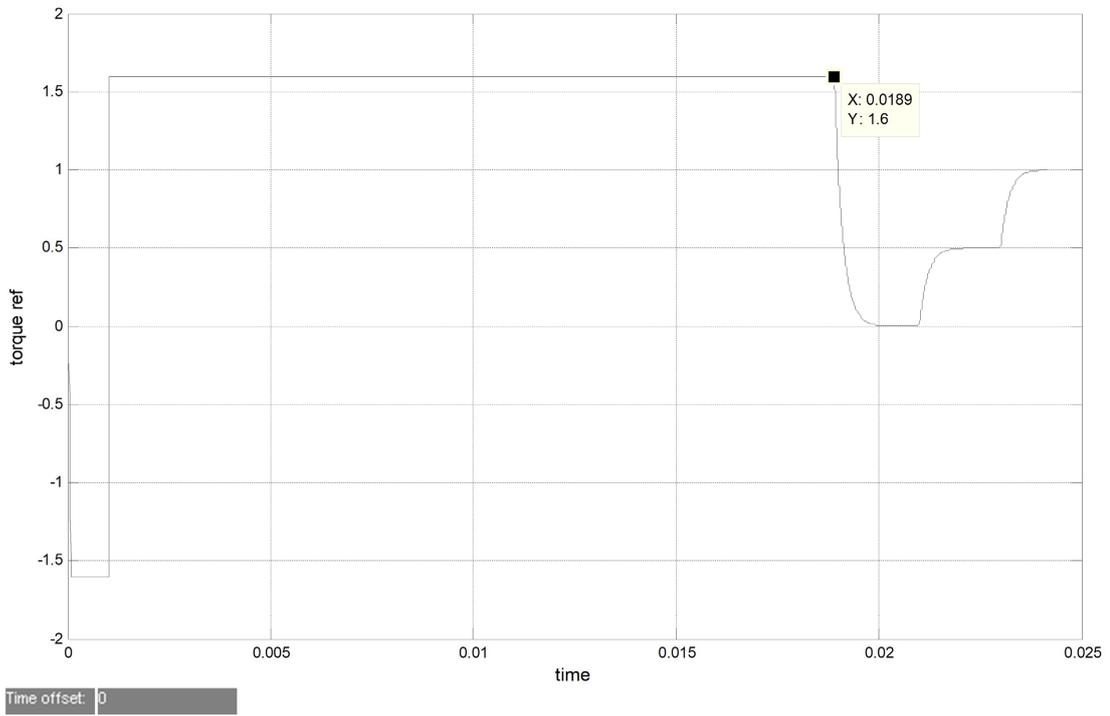


Figure 11. Speed regulation sequence
图 11. 转速调节时序

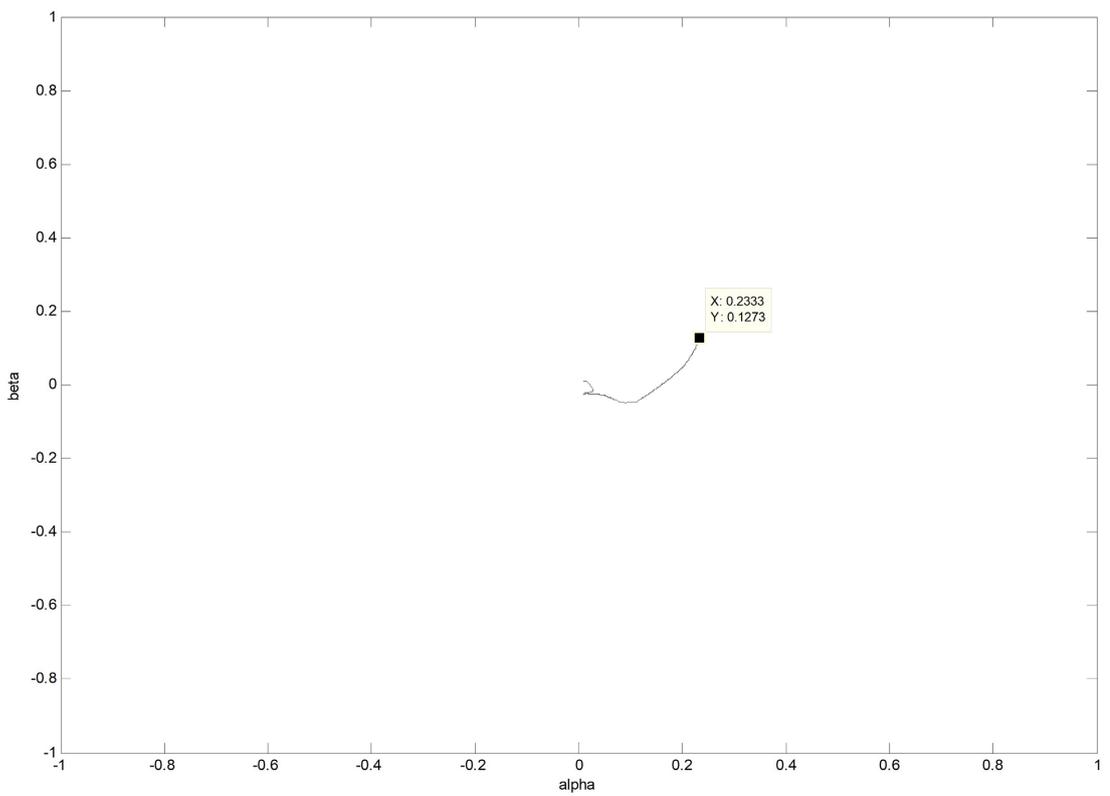


Figure 12. Flux linkage trajectory
图 12. 磁链轨迹

分析可知，转速上升时间 19 ms 左右，调整时间 1.17 ms，当负载变化时，转矩调节 1 ms 左右就能稳定到负载给定值，而且速度波动小，所以该算法动态响应快，适合于负载多变的场合。

2) 负载转矩恒定

电机空载启动运行，初始给定 $\omega_r = 50 \text{ rad/s}$ ， $t = 20.56 \text{ ms}$ 时接近同步，转矩开始下降， $t = 21.67 \text{ ms}$ 时，转矩变为零，转速同步； $t = 23 \text{ ms}$ 时，给定 $\omega_r = 80 \text{ rad/s}$ ，转矩迅速增至 $1.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ ， $t = 28.88 \text{ ms}$ 时，接近同步转速，转矩开始下降； $t = 30.03 \text{ ms}$ 时，转矩到 0 附近，转速同步； $t = 40 \text{ ms}$ 时，给定转速为 100 rad/s ，转矩快速增至 $1.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，转子加速； $t = 44.81 \text{ ms}$ 时，转速接近同步，转矩开始减小； $t = 46 \text{ ms}$ 时，转矩到 0 附近，转速同步，仿真图如图 13~17 所示。

分析可知，当电机转速进行调整时，通过转矩调节 6 ms 内就能达到速度值，且稳定运转，另外通过图 12 和图 17 可以看出，随着速度给定的变化，磁链将作出相应的调节，并且速度多变将致使磁链的调整过程变长。

3) 滞回宽度对调整时间的影响；

a) 磁链滞回宽度的影响；

转速为 100 rad/s ，转矩调整宽度不变，为 $[-0.01, 0.01]$ ，负载转矩为 $0 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。

由表 3 可知，随着磁链调节宽度的增加，转速稳定时间也会加长。

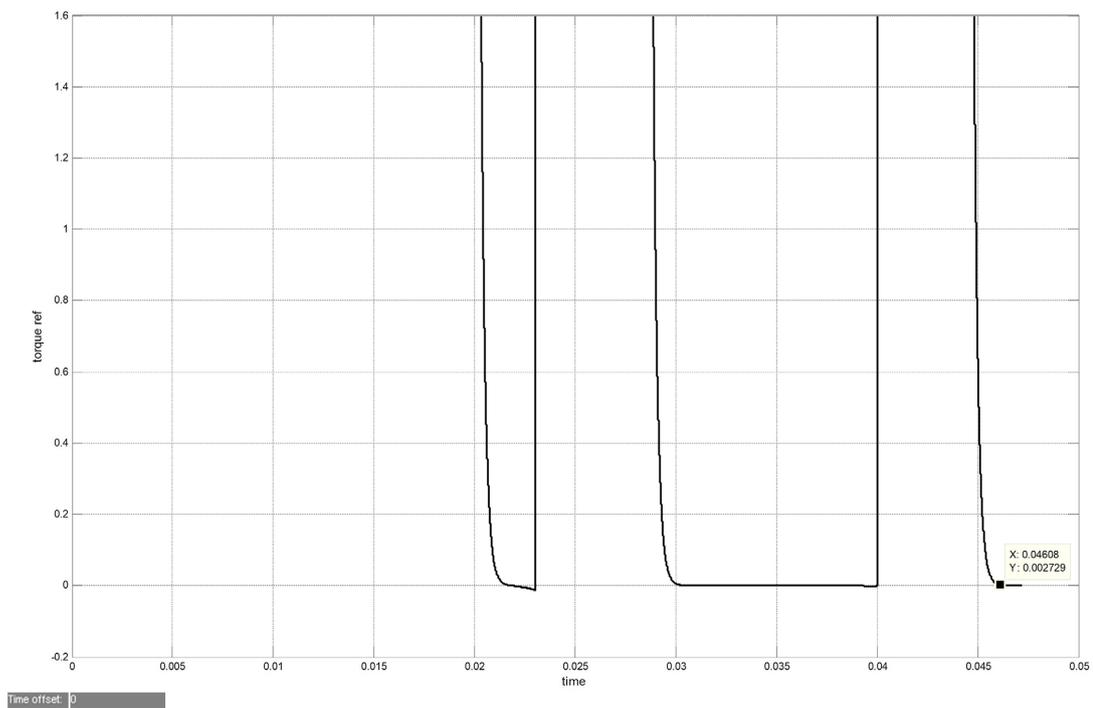


Figure 13. Torque regulation diagram
图 13. 转矩调节图

Table 3. Hysteresis width of flux linkage and speed stabilization time
表 3. 磁链滞回宽度与转速稳定时间

磁链宽度	转速稳定时间
$[-0.05, 0.05]$	32.5 ms
$[-0.1, 0.1]$	42 ms

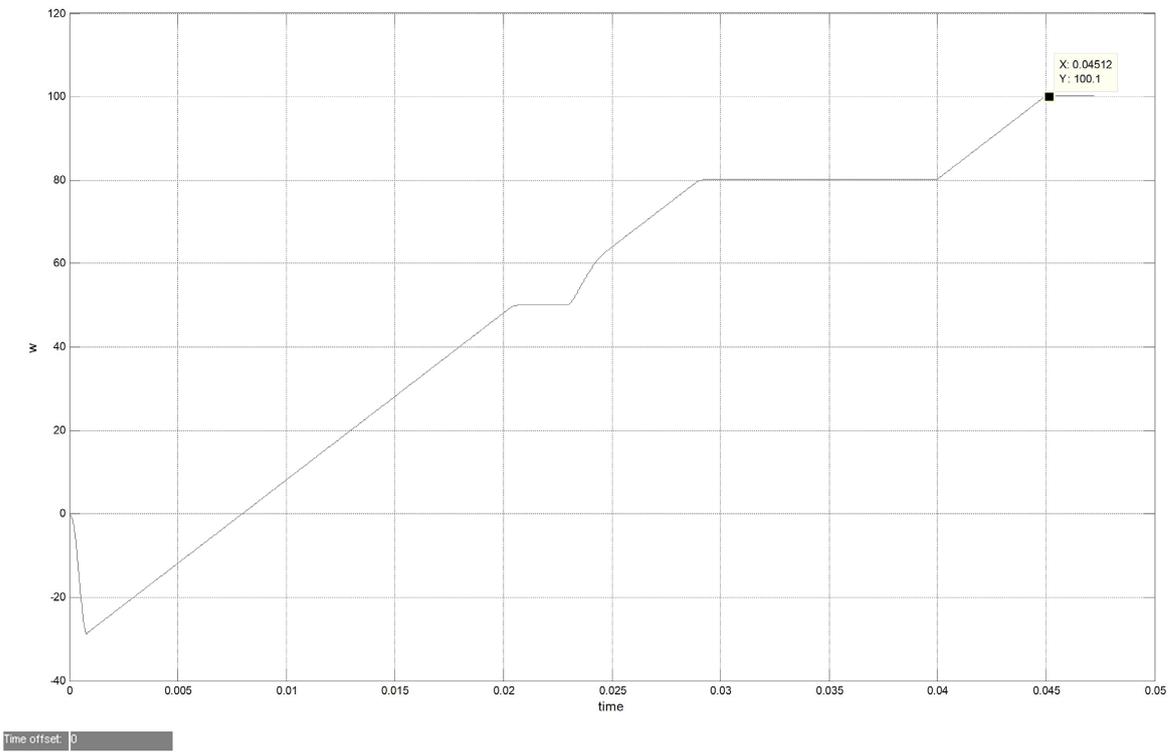


Figure 14. Speed regulation diagram
图 14. 转速调节图

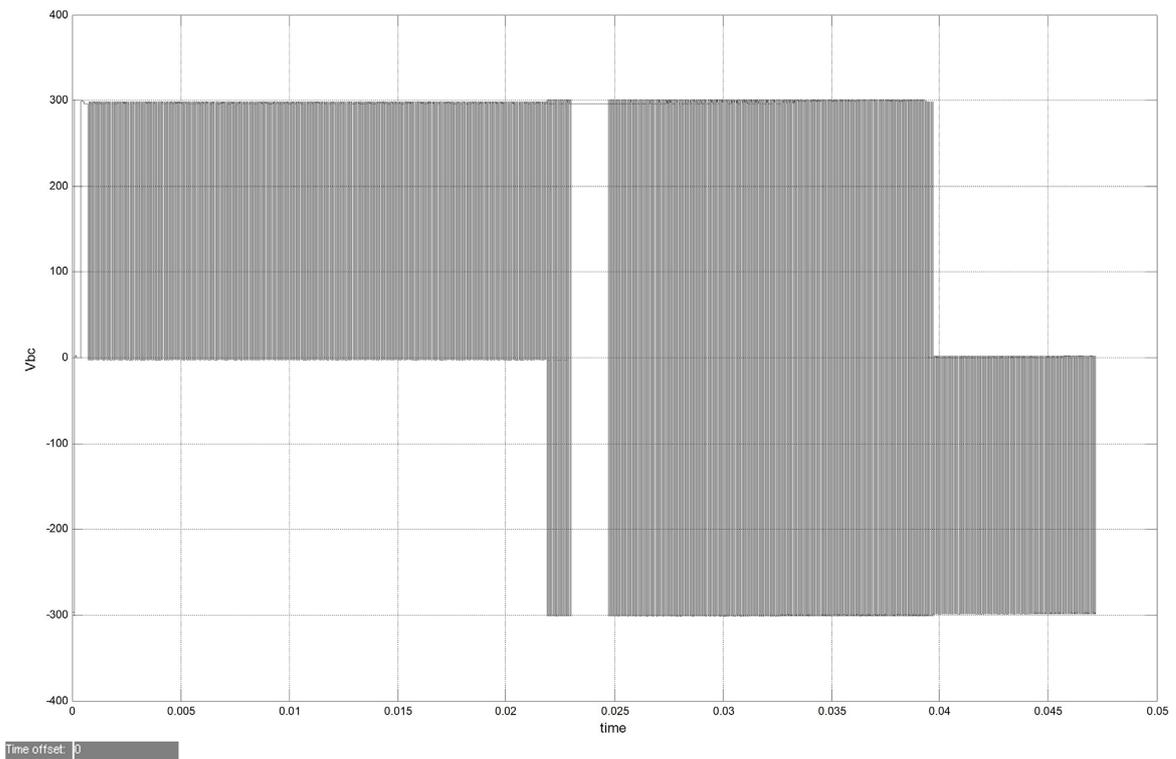


Figure 15. Adjustment of BC voltage
图 15. bc 相间电压调整

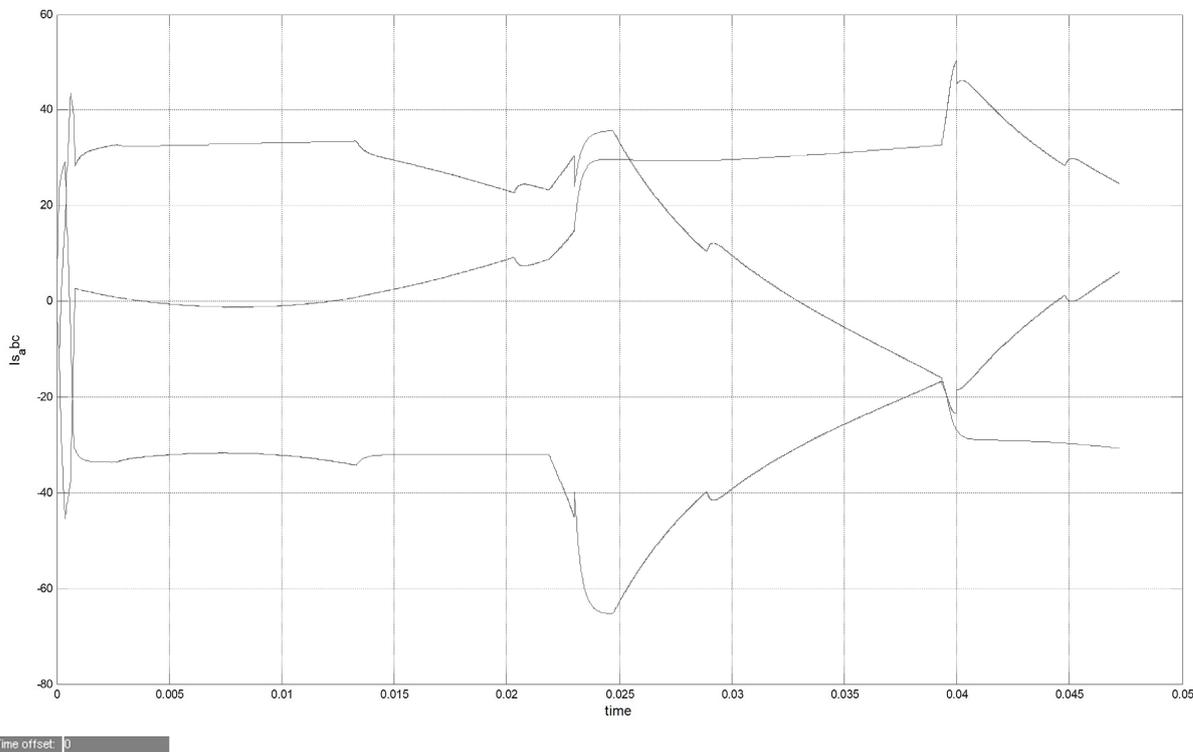


Figure 16. Three phase current of stator
图 16. 定子三相电流

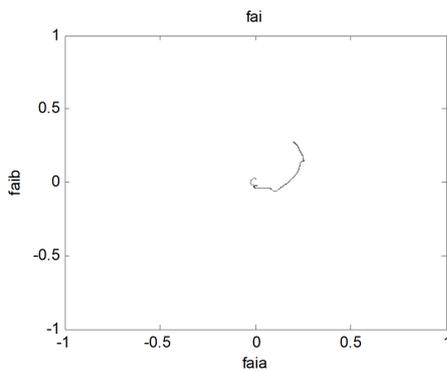


Figure 17. Flux linkage trajectory
图 17. 磁链轨迹

b) 转矩滞回宽度的影响

转速为 100 rad/s，磁链调整宽度不变，为 $[-0.05, 0.05]$ ，负载转矩为 0 N·m。

由表 4 可知，随着磁链调节宽度的增加，转速稳定时间也会加长。

Table 4. Torque hysteresis width and speed stability time
表 4. 转矩滞回宽度与转速稳定时间

转矩宽度	转速调整时间
$[-0.01, 0.01]$	32.5 ms
$[-0.1, 0.1]$	33.3 ms

从滞回宽度和给定值的大小量级来说, 宽度过大, 则调节周期会变长, 这与仿真结果相符。

4) PI 参数的影响

转速为 100 rad/s, 磁链调整宽度 $[-0.05, 0.05]$, 转矩调整宽度 $[-0.01, 0.01]$ 。

由表 5 可知, 比例系数一定, 增加积分系数, 转速稳定时间会变长; 积分系数一定, 增加比例系数, 稳定时间会变短, 这些现象均符合 PI 调节器的特点, 合适的积分系数会消除稳态不差, 但要比纯比例环节耗时, 合适的 P 参数会降低调整时间。

Table 5. PI parameters and speed adjustment

表 5. PI 参数与转速调整

比例系数	积分系数	转速稳定时间	超调量
2.5	0.05	32.5 ms	0
2.5	0.1	33.4 ms	0
2	0.05	32.8 ms	0
2.5	0.05	32.5 ms	0

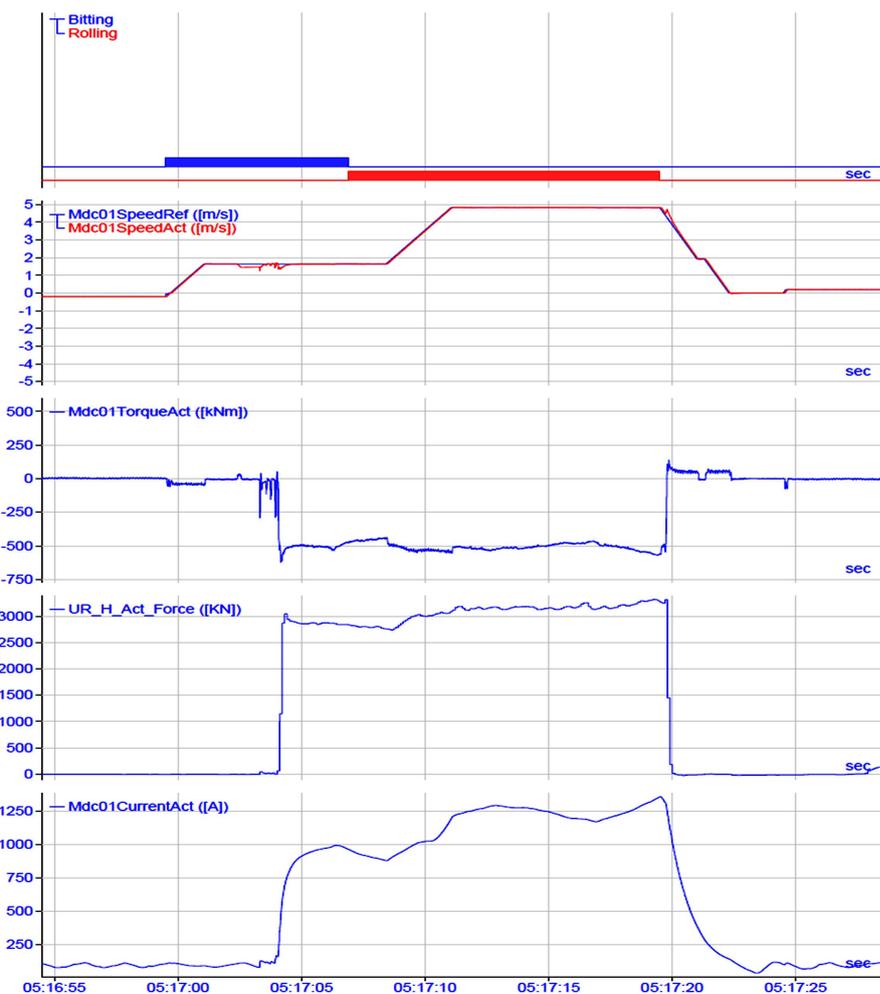


Figure 18. XX first pass rolling sequence

图 18. XX 第一道次轧制时序

该仿真中 PI 系数的选择均是按照限幅器来设的, 而限幅器的设定是按照转矩给定来设的, 而转矩给定值是由速度变化率及负载转矩来确定的, 而速度变化率的确定取决于电机本身的额定电参数, 所以要设 PI 等参数, 一定是和系统本身的性质有关, 所设的大小直接影响着系统的稳定性[9]; 例如接着对上面的模型进行讨论, 如果只改变直流母线电压由 300 V 增至 400 V, 电机参数和模型其它参数不变, 经仿真得到的结果是速度无法被调节到给定值, 这是因为像这种参数它是和系统固有参数(电机、模型参数)有关的, 而这些固有参数是系统的属性, 影响着该系统的零极点分布, 从而决定着系统的稳定性; 该仿真模型的参数是在电机模型的基础上经反复折算和仿真所得来的[10] [11]。

4.3. XX 轧机主传动带载调节过程

图 18 为轧制某根 XX 过程中第一道次的主传动带载调节时序。

由图 18 可知, 辊缝一定, 咬入前轧辊顺时针以 0.2 m/s 转动, 因负载波动转矩在 $-0.1\sim 9\text{ kN}\cdot\text{m}$ 之间动态调节; 当开始咬入时一级发出给定速度, 转矩调整 240 ms 后开始在 $-50\sim 32\text{ kN}\cdot\text{m}$ 之间波动, 1.45 s 后速度逆时针同步到 1.65 m/s, 此时转矩降至负载转矩(在 $-9\sim 2\text{ kN}\cdot\text{m}$ 之间波动); 在咬入的过程中由于轧辊要在钢头部产生一定的压下量并在较大摩擦力的作用下将钢咬进, 因为轧辊要受到摩擦力, 所以如图 18 所示, 咬的时候速度会降少许, 不过 1.1 s 后就被调了回来; 当钢被咬入之后相当于负载变重, 轧辊受力, 为保持速度不变, 转矩调整 320 ms 增大至负载转矩(在 $-620\sim 440\text{ kN}\cdot\text{m}$ 之间平稳波动), 在轧过程中的转速转矩调整也是一样的。

由此可见, 整个调节过程中转矩调整较快, 转速稳定性好, 足以满足生产工艺的要求。

5. 总结

本文结合 ACS6000 系统的应用, 对直接转矩控制算法进行了分析、建模和仿真, 从仿真数据上验证了 DTC 算法优越的动静态性能; 该算法的难点在于对磁链、转矩和空间电压矢量之间关系的理解, 仿真的难点在于程序中的 PI 参数、磁链给定、滞回宽度、限幅值、直流电压等值的设置, 而这些与电机参数和算法模型有关。通过对同步电机各项参数及控制器的设置, 对以后维护这套传动系统有一定的理论指导意义。总之, 这些特点不仅是优越的算法性能带来的, 它更依赖于 ABB 自己的硬件及通信系统的设计, 比如, 在大功率、电磁干扰强的应用场合, 采用 IGCT 这种开关速度快, 阻断电压高, 导通损耗小, 可靠性高等特点的半导体器件组成相模块, 以及在各模块、控制面板、工作站、服务器之间通信采用光纤技术等。

参考文献

- [1] 何仰赞, 温增银. 电力系统分析. 上册[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2002.
- [2] 蒋栋, 赵争鸣, 郭伟. 同步磁阻永磁电机无传感器直接转矩控制仿真研究[J]. 电工技术学报, 2006, 21(1): 58-64.
- [3] 侯湘庆, 刘珊. 交流电机直接转矩控制系统新型闭环磁链观测器研究[J]. 绿色科技, 2023, 25(14): 230-234, 251.
- [4] 曾新红, 詹景强, 王德琴. 基于滑膜控制的异步电机直接转矩控制研究[J]. 电机技术, 2023(1): 24-29.
- [5] 谢运祥, 卢柱强. 基于 MATLAB/Simulink 的永磁同步电机直接转矩控制仿真建模[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2004, 32(1): 19-23.
- [6] 王旭, 唐敦兵, 郑杜, 等. 基于 Simulink 的三相异步电动机直接转矩控制系统研究[J]. 机械制造与自动化, 2020, 49(2): 195-198, 202.
- [7] 朱孝勇, 薛高鸣, 徐磊. 磁链分区的磁场增强型永磁电机全速域模型预测直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(11): 4480-4489, 中插 26.
- [8] 姚存治, 张曼, 钱晓捷, 等. 基于 PWM 占空比优化的 PMSM 预测直接转矩控制[J]. 电源学报, 2023, 21(4): 186-

194.

- [9] 张兰红, 徐扬, 陈永楼. 增程器无刷直流发电系统直接转矩控制策略研究[J]. 微特电机, 2024, 52(11): 30-35.
- [10] 程启明, 刘科, 程尹曼, 等. 基于调制系数最优法的 TLDMC-PMSM 新型直接转矩控制[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(3): 158-165.
- [11] 陈浩, 和阳, 赵文祥, 等. 基于占空比调制的五相容错永磁游标电机直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(5): 1055-1064.