



地铁牵引PMSM的内模控制算法研究 及参数整定

司军民^{1,2}, 岳学磊¹, 田地¹, 许克磊¹

(1. 西安中车永电捷通电气有限公司, 陕西 西安 710016;

2. 中车永济电机有限公司, 山西 永济 044502)

摘要: 高功率密度、高效率是地铁牵引永磁同步电机(PMSM)的重要研究方向, 而实现这一目标的关键在于提升电流环控制性能。然而, 在低载波比控制条件下, d 轴与 q 轴电流的耦合效应随载波比降低而增强, 且数字控制延迟会进一步放大耦合现象, 导致电流调节器动态响应速度和鲁棒性下降。为解决此问题, 文章基于内模控制原理, 设计了具有数字控制延时补偿功能的内模解耦控制器, 实现了 $d-q$ 轴电流的精确解耦, 优化了电流调节器的动态性能并增强了系统鲁棒性。通过仿真分析与在西安地铁1号线永磁牵引试验平台上的试验验证表明, 相比PI电流调节器, 内模电流控制器具有更强的鲁棒性和更快的动态响应, 且转矩误差更小, 满足误差不大于3%的指标要求。

关键词: 永磁同步电机(PMSM); 地铁; 内模控制; 动态性能; 鲁棒性; 仿真

中图分类号: U231

文献标志码: A

文章编号: 1000-128X(2025)02-0114-07

0 引言

永磁同步电机(PMSM)因其高效率和高功率密度的特点, 已成为轨道交通和电动汽车领域的重要研究方向^[1-3]。然而, 频率的提高会导致载波比降低, 同时由于逆变器输出功率较大引起的功率模块发热问题会使功率半导体器件的开关频率受限, 进而使载波比进一步降低。载波比的降低会使 $d-q$ 轴电流的耦合程度增加, 这不仅影响电流控制器的动态响应能力和鲁棒性, 严重时还可能导致系统失稳^[4-6]。

永磁同步电机的电流控制通常在同步旋转坐标系下实现, 这是因为同步旋转坐标系下的电感矩阵和永磁磁通矢量(理想情况下)在稳态时是恒定量^[7-10], 而复矢量方法的应用则极大地简化了模型建立和设计的步骤, 但是当 $d-q$ 轴电感参数不同时, 则无法使用复矢量方法^[11-12]。文献[13]在内模控制的基础上增加了一种基

于指数收敛的误差干扰观测器, 将实际值与内模控制器估计值的误差量补偿在电流环控制器中, 使得系统响应速度得到保证的同时, 系统的鲁棒性也得到提高, 仿真效果良好, 但该方法未得到试验验证。文献[14]提出了一种独特的电流控制器, 该控制器将两自由度内模控制(TDOF-IMC)与有源阻尼相结合, 直接在PMSM的离散时域进行设计; 有源阻尼的加入增强了系统的抗干扰能力, 有效减弱了低开关频率下的 $d-q$ 轴电流振荡, 从而使电流的控制同时获得较好的动态响应和鲁棒性; 但这种控制器只适用于表贴式PMSM, 无法在凸极式PMSM上应用。

为解决由载波比较低引起的电流调节器稳定性差和转矩波动问题, 本文将首先研究内模控制原理, 然后设计带数字控制延时补偿功能的内模解耦控制器, 实现 $d-q$ 轴电流的精确解耦, 最后进行仿真和试验。结果表明, 带有数字控制延时补偿功能的内模电流控制器具有更强的鲁棒性和更快的动态响应, 且转矩误差

基金项目: 国家重大技术装备攻关工程项目(系列化中国标准智能市域列车研制及试验)

通信作者: 岳学磊, 男, 中车技术专家, 主要从事牵引电机控制方面的研究; E-mail: yuexl@hyee.com.cn

引用格式: 司军民, 岳学磊, 田地, 等. 地铁牵引PMSM的内模控制算法研究及参数整定[J]. 机车电传动, 2025(2): 114-120.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.02.013.

Citation: SI Junmin, YUE Xuelei, TIAN Di, et al. Research on an internal model control algorithm and parameter tuning for metro traction PMSMs[J]. Electric drive for locomotives, 2025(2): 114-120.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.02.013.

满足不大于3%的指标要求。

1 内模控制原理分析

内模控制无须精确的数学模型, 具有鲁棒性强、跟踪调节性能好等优点, 其控制原理图如图1所示。

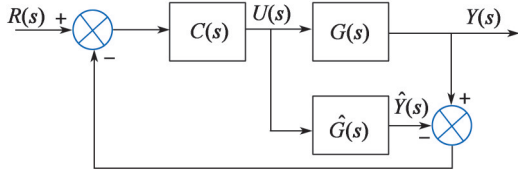


图1 内模控制结构框图

Fig. 1 Structure block diagram of internal model control

图1中, $G(s)$ 为实际被控对象, $\hat{G}(s)$ 为被控对象的数学模型(即内部模型), $C(s)$ 为内模控制器, $U(s)$ 为控制量, $R(s)$ 与 $Y(s)$ 分别为控制系统的输入与输出。内模控制的原理是构建一个与实际系统相似的内部模型, 并将实际系统的输出 $Y(s)$ 与内部模型的输出 $\hat{Y}(s)$ 之差作为反馈量, 将其与输入量 $R(s)$ 叠加, 经内模控制器运算得到控制量 $U(s)$ 。当实际系统的输出与内部模型的输出一致时, 反馈量为0, 即系统为开环系统; 当实际系统的输出与内部模型的输出之间存在偏差时, 将影响控制量 $U(s)$ 。

将图1转化为如图2所示的等效结构, 即常规的负反馈控制结构。

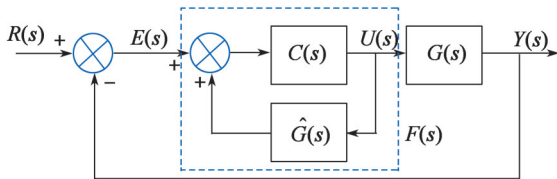


图2 内模控制等效结构框图

Fig. 2 Equivalent structure block diagram of internal model control

图2中, 等效调节器 $F(s)$ 与 $\hat{G}(s)$ 、 $C(s)$ 有关, 经等效计算可得

$$F(s) = \frac{C(s)}{1 - C(s)\hat{G}(s)} \quad (1)$$

在设计内模控制器时, 可令

$$G(s) = G_A(s)G_M(s) \quad (2)$$

式中: $G_A(s)$ 为包含纯滞后和不稳定零点(右半平面零点)部分的传递函数; $G_M(s)$ 为最小相位部分的传递函数。

令

$$C(s) = G_M^{-1}(s)L(s) \quad (3)$$

式中: $L(s)$ 为滤波器, 具体如式(4)。

$$L(s) = \text{diag} \left[\frac{\alpha_1^n}{(s + \alpha_1)^n}, \frac{\alpha_2^n}{(s + \alpha_2)^n}, \dots, \frac{\alpha_m^n}{(s + \alpha_m)^n} \right] \quad (4)$$

由式(4)可知, n 越大, $C(s)$ 越稳定且越容易实现; 闭环系统中 α 越小, 系统鲁棒性越强。

2 内模控制器设计

PMSM在同步旋转坐标系下的定子电压方程如下:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d p i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q p i_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (5)$$

式中: i_d 与 i_q 分别为定子电流的 d 轴分量与 q 轴分量; u_d 与 u_q 分别为定子电压的 d 轴分量与 q 轴分量; L_d 与 L_q 分别为直轴电感与交轴电感; ψ_f 为转子磁链; ω_e 为电机角速度; R_s 为定子电阻; p 为微分算子, $p = \frac{d}{dt}$ 。

对式(5)进行拉普拉斯变换, 可得:

$$\begin{cases} u_d(s) = R_s i_d(s) + sL_d i_d(s) - \omega_e L_q i_q(s) \\ u_q(s) = R_s i_q(s) + sL_q i_q(s) + \omega_e L_d i_d(s) + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (6)$$

令 $u_{q1} = u_q - \omega_e \psi_f$, 则上式可变为:

$$\begin{cases} u_d(s) = (R_s + sL_d) i_d(s) - \omega_e L_q i_q(s) \\ u_{q1}(s) = (R_s + sL_q) i_q(s) + \omega_e L_d i_d(s) \end{cases} \quad (7)$$

将上式转化为矩阵形式可得

$$\begin{bmatrix} u_d(s) \\ u_{q1}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + sL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \end{bmatrix} \quad (8)$$

基于此, 可运用内模控制原理设计PMSM控制系统的电流控制器。根据式(8)把电机电压方程表示为基于状态变量的数学模型, 其中状态变量为:

$$\begin{aligned} U(s) &= \begin{bmatrix} u_d(s) \\ u_{q1}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d(s) \\ u_q(s) - \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \\ Y(s) &= \begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

系统方程为:

$$\begin{aligned} Y(s) &= G(s)U(s) \\ G(s) &= \begin{bmatrix} R_s + sL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + sL_q \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{b(s)} \begin{bmatrix} R_s + sL_q & \omega_e L_q \\ -\omega_e L_d & R_s + sL_d \end{bmatrix} \\ b(s) &= s^2 L_d L_q + s(L_d + L_q)R_s + R_s^2 + \omega_e^2 L_d L_q \end{aligned} \quad (10)$$

由于PMSM的 $G(s)$ 无右半平面零点, 在高频区表现为一阶惯性系统, 因此 $L(s)$ 选择最简单的一阶惯性滤波器, 调节器可设计为

$$C(s) = G^{-1}(s)L(s) = G^{-1}(s) \frac{\alpha}{s + \alpha} \mathbf{I} \quad (11)$$

式中: $\mathbf{I}$ 为单位矩阵。

改变内模控制器中 α 的大小即可改变系统的带宽, 因此可以从系统性能要求出发来设计内模控制器参数。当对象估计模型准确, 即 $\hat{G}(s) = G(s)$ 时, 可根据式(11)得出图2中的等效调节器 $F(s)$, 具体表示为

$$\begin{aligned}
 F(s) &= \frac{C(s)}{1 - C(s)\hat{G}(s)} = \frac{G^{-1}(s) \frac{\alpha}{s+\alpha} \mathbf{I}}{1 - G^{-1}(s) \frac{\alpha}{s+\alpha} \mathbf{I} G(s)} = \\
 &= \frac{G^{-1}(s) \frac{\alpha}{s+\alpha} \mathbf{I}}{1 - \frac{\alpha}{s+\alpha} \mathbf{I}} = \frac{\alpha}{s} G^{-1}(s) = \\
 &= \frac{\alpha}{s} \begin{bmatrix} R_s + sL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + sL_q \end{bmatrix} = \\
 &= \alpha \begin{bmatrix} L_d \left(\frac{R_s}{sL_d} + 1 \right) & \frac{-\omega_e L_q}{s} \\ \frac{\omega_e L_d}{s} & L_q \left(\frac{R_s}{sL_q} + 1 \right) \end{bmatrix} \quad (12)
 \end{aligned}$$

式(12)中的等效调节器可分为两部分,一部分为PI调节器,另一部分为交叉耦合项,即

$$\begin{aligned}
 F(s) &= F_{PI}(s) + F_{cross}(s) = \\
 &= \begin{bmatrix} \alpha L_d \left(\frac{R_s}{sL_d} + 1 \right) & 0 \\ 0 & \alpha L_q \left(\frac{R_s}{sL_q} + 1 \right) \end{bmatrix} + \\
 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{-\alpha \omega_e L_q}{s} \\ \frac{\alpha \omega_e L_d}{s} & 0 \end{bmatrix} \quad (13)
 \end{aligned}$$

根据式(13)可得到 d - q 轴电流的PI参数为:

$$\left. \begin{aligned} K_{pd} &= \alpha L_d \\ K_{pq} &= \alpha L_q \\ K_{id} &= K_{iq} = \alpha R_s \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

结合式(12)、式(13)和式(14),可以得到如图3所示的内模电流控制器+PMSM模型的原理框图。

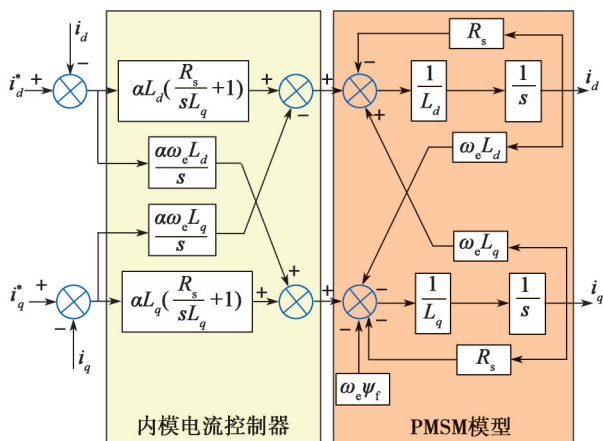


图3 内模电流控制器+PMSM模型的原理框图

Fig. 3 Functional block diagram of IMC controller + PMSM model

结合式(14)和图3,根据复矢量建模的分析方法,令 $L_s = L_d = L_q$,同时忽略反电动势项,可把图3简化为基于复矢量的电流环控制框图,如图4所示。

数字控制系统存在一拍滞后环节,该环节在静止

坐标系下的传递函数为 e^{-sT_s} 。

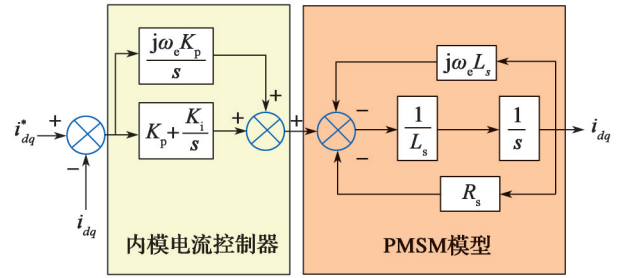


图4 复矢量电流内模控制器+PMSM模型等效结构框图

Fig. 4 Equivalent structure block diagram of complex-vector IMC controller + PMSM model

将静止坐标系下的一拍滞后环节传递函数转化为同步旋转坐标系下的传递函数,可表示为

$$G_d(s + j\theta) = e^{-(s + j\theta)T_s} \quad (15)$$

同时,由于大惯量系统前后两个控制周期的转速几乎不变,因此 $\theta = \omega_e T_s$,此时式(15)可变为

$$G_d(s + j\theta) = e^{-(s + j\omega_e T_s)T_s} \quad (16)$$

由文献[15]可知,数字控制延时会给电机系统增加一个随速度变化的极点,容易导致系统失稳;同时采样延时的存在也加重了 d - q 轴电流的耦合。因此需要在内模电流控制器中加入延时的倒数,以抵消延时的影响。由此可以得到如图5所示的包含数字控制延时环节和延时补偿环节的系统结构框图。

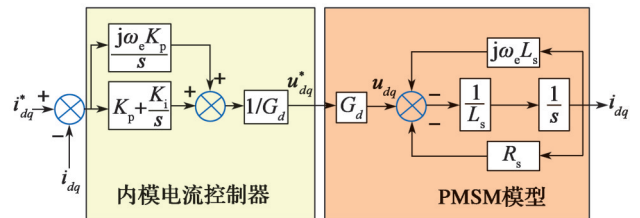


图5 包含数字控制延时环节和延时补偿环节的系统结构框图

Fig. 5 Structure block diagram of system with digital control delay and delay compensation components

由图5可知,内模电流控制器的传递函数 $G_c(s)$ 为

$$G_c(s) = \frac{K_i + sK_p + j\omega_e K_p}{s} e^{(s + j\omega_e T_s)T_s} \quad (17)$$

基于图5,利用零极点变化情况和伯德图对该控制系统进行分析,具体如图6和图7所示。

由图6可知,转子频率 f_r 由0 Hz 升高至300 Hz (基于永磁同步电机的地铁牵引系统最高运行速度80 km/h对应的频率为235 Hz),闭环系统变化的零点和极点始终对消,即实现动态解耦控制,且主导极点的位置基本不变,所以系统控制性能基本不受转速影响。由图7可知,同步频率不为0时闭环系统的带宽和相移基本不变,即转速变化时系统控制性能不变,带宽与采样频率的比值 (f_{bw}/f_s) 为0.1。

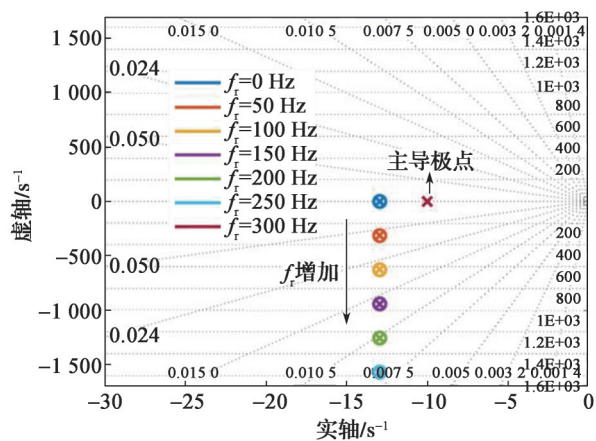


图6 复矢量电流调节器系统传递函数的零极点图

Fig. 6 Zero-pole plot of transfer function of complex-vector current regulator system

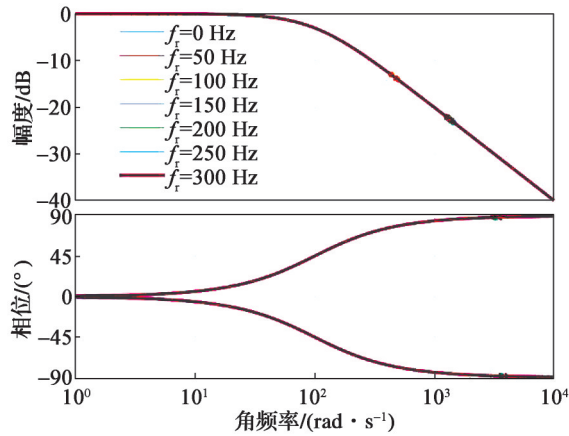


图7 复矢量电流调节器系统传递函数伯德图

Fig. 7 Bode plot of transfer function of complex-vector current regulator system

3 电流内模控制器参数整定

根据图5得到系统的开环传递函数, 根据开环传递函数绘出参数 α 的根轨迹, 具体如图8所示。由根轨迹图可知, 开环传递函数存在两条根轨迹 (蓝色线和绿

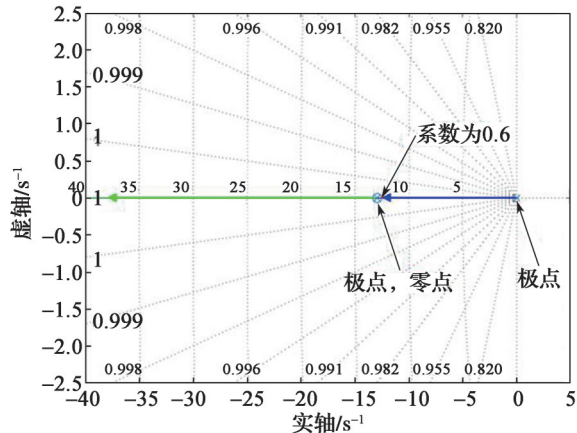


图8 参数根轨迹

Fig. 8 Parameter root locus

色线), 它们均位于实轴上, 系统为过阻尼系统。因此, 为了使调节时间更短, 需选择尽可能远离实轴的点, 即蓝色线的终点 (对应的参数 α 为0.6)。

将参数 α 分别设置为0.4、0.6, 绘出闭环传递函数 $\Phi(s)$ 对应的单位阶跃响应曲线如图9所示。

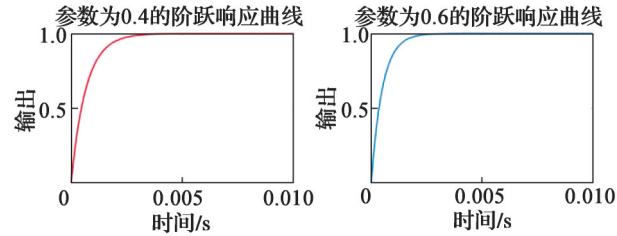


图9 参数分设置为0.4和0.6的单位阶跃响应曲线

Fig. 9 Unit-step response curve with parameters set at 0.4 and 0.6

根据图9可以得到两个参数对应的动态性能指标如表1所示。

表1 动态性能指标对比

动态指标	上升时间/s	调整时间/s	超调量/%
$\alpha=0.4$	0.001 6	0.002 6	0
$\alpha=0.6$	0.001 2	0.001 9	0

由表1可知, 两个参数对应的曲线均为超调, 但参数设置为0.6时, 上升时间、调整时间更短, 有更快的动态响应, 所以本文选择 $\alpha=0.6$ 。

4 仿真与试验验证

4.1 仿真测试

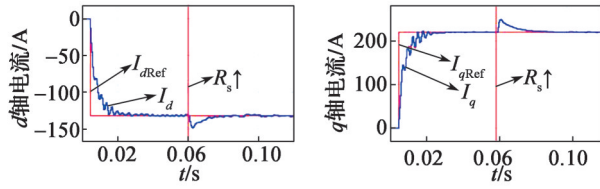
为验证PMSM内模电流控制器的动、静态性能与抗干扰性能, 在Simulink仿真环境下, 搭建了PMSM控制系统。逆变器在异步调制区的开关频率设置为1 050 Hz, 在同步调制区的开关频率设置为随着载波比变化而变化。

仿真采用西安地铁1号线3期牵引PMSM, 参数如表2所示。

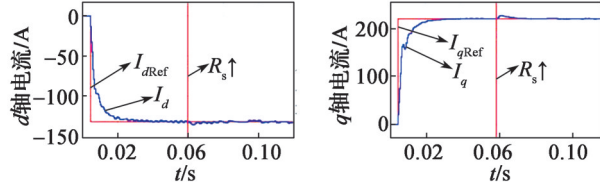
表2 西安地铁1号线3期牵引PMSM参数

Table 2 Traction PMSM parameters for Phase 3 of Xi'an Metro Line 1			
参数	数值	参数	数值
额定功率/kW	200	功率因数	0.855
额定电压/V	1 110	直轴电感/mH	2.477
额定电流/A	123.5	交轴电感/mH	5.7
额定转速/(r·min ⁻¹)	2 000	转子磁链/(V·s)	0.76
定子电阻/Ω	0.064	极对数	4
接线方式	Y		

PMSM满转矩牵引启动过程中定子电阻变化前后响应电流曲线如图10所示。



(a) 电流响应波形(普通PI调节器)



(b) 电流响应波形(内模电流调节器)

图 10 定子电阻变化前后电流仿真波形

Fig. 10 Current simulation waveform before and after stator resistance change

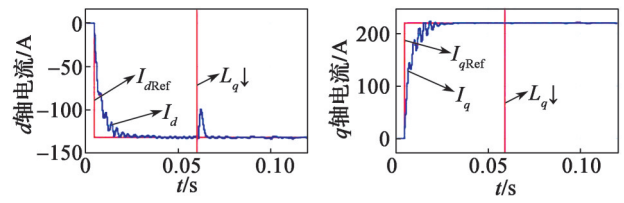
由图 10 可知, 在 0.06 s 时定子电阻 (R_s) 增大 1 倍。图 10 中, I_{dRef} 和 I_{qRef} 分别为 d 轴和 q 轴电流指令值, I_d 和 I_q 分别为 d 轴和 q 轴电流反馈值。从图 10 可以看出, 采用 PI 电流调节器时, 启动过程中电流波动较大, 当定子电阻发生变化时, d 轴电流波动幅值为 20 A 左右, 持续时间为 0.011 s; q 轴电流波动幅值为 30 A 左右, 持续时间为 0.017 s; 采用内模电流调节器后, 启动过程中电流波动较小, 此时当定子电阻发生变化时, d 轴电流波动幅值为 3 A 左右, 持续时间为 0.003 s; q 轴电流波动幅值为 5 A 左右, 持续时间为 0.01 s。对比可知, 采用内模电流调节器后, 系统动态性能及对定子电阻变化的适应性更强。

PMSM 满转矩牵引启动过程中 q 轴电感 (L_q) 变化的响应电流曲线如图 11 所示。由图 11 可知, 在 0.06 s 时 q 轴电感发生突变 (由 5.44 mH 变为 2.72 mH), 采用 PI 电流调节器时, 启动过程中电流波动较大, 当 q 轴电感发生变化时, d 轴电流波动幅值为 30 A 左右, 持续时间为 0.008 s, q 轴电流无明显波动; 采用内模电流调节器后, 启动过程中电流波动较小, 此时当 q 轴电感发生突变时, d 轴电流波动幅值为 3 A 左右, 持续时间为 0.003 s, q 轴电流无明显波动。对比可知, 采用内模电流调节器后, 动态性能及对电感变化的适应性更好。

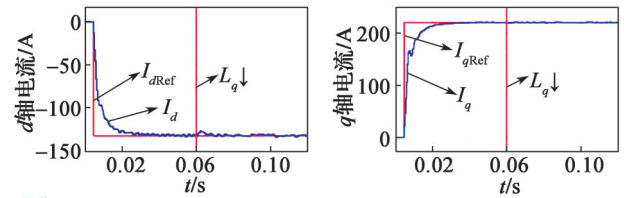
4.2 试验验证

为验证内模电流控制算法在地铁牵引 PMSM 中的动态响应能力和鲁棒性, 在西安地铁 1 号线 3 期永磁牵引变流器试验平台上进行了对比测试, 具体如图 12 所示。上图为试验用的牵引变流器和测试仪器; 下图左侧为测试电机, 右侧为被测电机——永磁同步电机。

负载转矩由 500 N·m 突增到 1 000 N·m 前后的电流响应曲线如图 13 所示。由图 13 可知, 当采用普通 PI 调节器时, 若负载转矩突变, d - q 轴电流波动均较大; 当采用内模电流调节器时, 若负载转矩突变, d - q 轴电流



(a) 电流响应波形(普通PI调节器)



(b) 电流响应波形(内模电流调节器)

图 11 电感变化前后的电流仿真波形

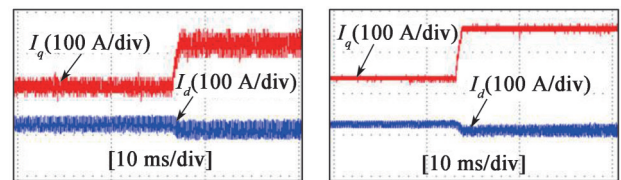
Fig. 11 Current simulation waveform before and after inductance change



图 12 试验用牵引变流器及永磁同步电机

Fig. 12 Traction converters and permanent magnet synchronous motors in experiments

波动较小, 动态响应过程也更加平稳。由此可知, 采用内模电流调节器的动态性能和鲁棒性能更好。



(a) 采用普通PI调节器

(b) 采用内模电流调节器

图 13 负载转矩突增前后的电流响应曲线

Fig. 13 Current response curve before and after load torque surge

全速度域的转矩曲线对比如图 14 所示。图 14 中蓝色曲线为给定转矩, 红色曲线为转矩的实测值。对比可知, 采用内模电流调节器的转矩误差更小, 转矩波动也较小。

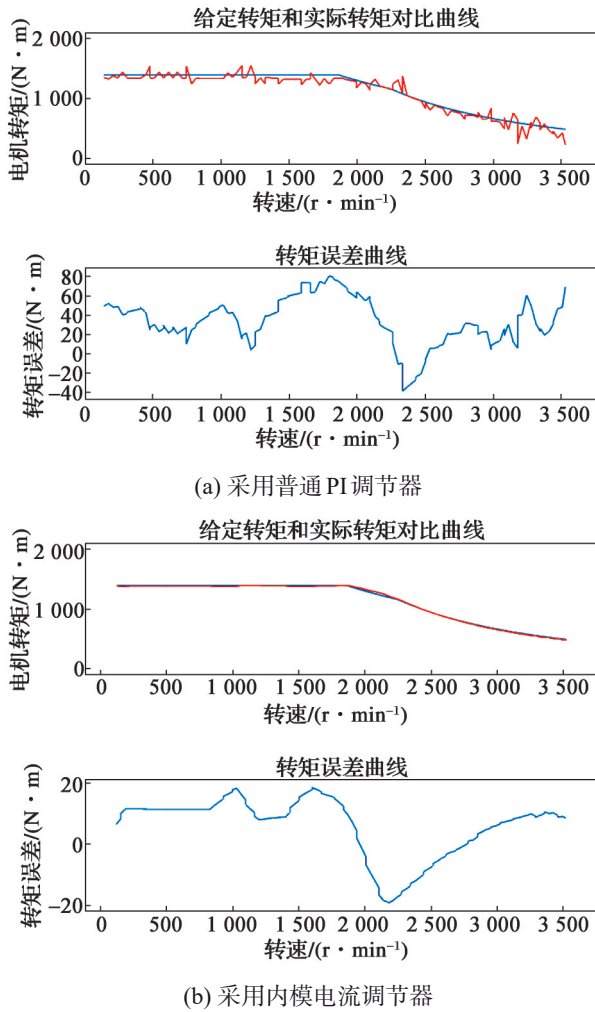


图14 全速度域的转矩曲线对比

Fig. 14 Comparison of torque curves across the entire speed range

5 结论

本文针对大功率牵引永磁同步电机低载波比时 d 轴和 q 轴电流交叉耦合及控制延时问题,通过应用复矢量法分析,建立了包含控制延时及补偿的内模电流控制器。通过仿真与试验得出如下结论:

①普通PI电流调节器的动态响应能力较差,转矩和电流波动较大,影响地铁列车运行的平稳性,且该控制器对电机参数的适应性也较差。

②内模电流调节器在全速度域内均有理想的解耦效果和动态特性,转矩误差较小,满足误差不大于3%的指标要求,且对电机参数的依赖性更低,性能优于普通PI电流调节器,为大功率永磁同步牵引电机提供了一种抗扰能力强、动态响应平稳的电流控制方法。

参考文献:

- [1] 缪仲翠, 张文宾, 余现飞, 等. 基于转速估计的PMSM分数阶积分滑模控制[J]. 太阳能学报, 2021, 42(3): 28-34.
- MIAO Zhongcui, ZHANG Wenbin, YU Xianfei, et al. Fractional order integral sliding mode control for PMSM based on speed estimation[J]. Acta energiae solaris sinica, 2021, 42(3): 28-34.

- [2] ZHANG Yanping, YIN Zhonggang, LIU Jing, et al. IPMSM sensorless control using high-frequency voltage injection method with random switching frequency for audible noise improvement[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2020, 67(7): 6019-6030.
- [3] TRANCHO E, IBARRA E, ARIAS A, et al. PM-assisted synchronous reluctance machine flux weakening control for EV and HEV applications[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2018, 65(4): 2986-2995.
- [4] YANG S C, CHEN G R. High-speed position-sensorless drive of permanent-magnet machine using discrete-time EMF estimation[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2017, 64(6): 4444-4453.
- [5] YIM J S, SUL S K, BAE B H, et al. Modified current control schemes for high-performance permanent-magnet AC drives with low sampling to operating frequency ratio[J]. IEEE transactions on industry applications, 2009, 45(2): 763-771.
- [6] YANG S C, HSU Y L, CHOU P, et al. Digital implementation issues on high speed permanent magnet machine FOC drive under insufficient sample frequency[J]. IEEE access, 2019, 7: 61484-61493.
- [7] WALLMARK O, LUNDBERG S, BONGIORNO M. Input admittance expressions for field-oriented controlled salient PMSM drives[J]. IEEE transactions on power electronics, 2012, 27(3): 1514-1520.
- [8] CUI Kai, WANG Chenchen, GOU Lifeng, et al. Analysis and design of current regulators for PMSM drives based on DRGA[J]. IEEE transactions on transportation electrification, 2020, 6(2): 659-667.
- [9] ZHANG Ruifeng, YIN Zhonggang, ZHAN Zhejun, et al. Research on internal model control and hybrid modulation strategy of a MW-level direct-drive PMSM for traction drives in electric locomotive[J]. Energy reports, 2023, 9 (Suppl 8): 688-698.
- [10] WANG He, WU Tao, GUO Youguang, et al. Predictive current control of sensorless linear permanent magnet synchronous motor[J]. Energies, 2023, 16(2): 628.
- [11] LIU Xintian, WANG Ketian, ZHENG Xinxin, et al. Virtual synchronous generator dynamic decoupling technology based on complex vector current controller[J]. Journal of electrical engineering & technology, 2021, 16(4): 1905-1915.
- [12] WANG Meng, YANG Jiaqiang, ZHANG Xiang, et al. Accurate two-degree-of-freedom discrete-time current controller design for PMSM using complex vectors[J]. Frontiers of information technology & electronic engineering, 2018, 19: 569-581.

- [13] 张涛, 余海涛. 基于改进内模控制的永磁同步电机电流环设计[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(12): 1-5.
ZHANG Tao, YU Haitao. Design of improved internal model control for current loop of permanent magnet synchronous motor[J]. Motor and control application, 2017, 44(12): 1-5.
- [14] LIANG Yang, LIANG Deliang, JIA Shaofeng, et al. Digital current controller design for SPMSM with low switching-to-fundamental frequency ratios[J]. IEEE transactions on industry applications, 2022, 58(4): 4685-4696.
- [15] 齐丽英, 王琛琛, 周明磊, 等. 一种异步电机的电流环解耦控制方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(5): 174-180.
QI Liying, WANG Chenchen, ZHOU Minglei, et al. A decoupling current control scheme for induction machine controllers[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2014, 29(5): 174-180.

Research on an internal model control algorithm and parameter tuning for metro traction PMSMs

SI Junmin^{1,2}, YUE Xuelei¹, TIAN Di¹, XU Kelei¹

(1. CRRC Xi'an YongeJieTong Electric Co., Ltd., Xi'an, Shaanxi 710016, China;

2. CRRC Yongji Electric Co., Ltd., Yongji, Shanxi 044502, China)

Abstract: High power density and high efficiency are two important trends in the research of permanent magnet synchronous motors (PMSM) used in metro traction systems. The key to achieving these objectives lies in improving performance in current loop control. However, under control conditions with a low carrier wave ratio, the coupling effect between the d -axis and q -axis currents intensifies as this ratio decreases. Additionally, digital control delays further amplify this coupling phenomenon. As a result, both the dynamic response speed and the robustness of the current regulator decline. To address these issues, this paper presents the design of an internal model decoupling controller capable of compensating for digital control delays, based on the principle of internal model control (IMC). This controller achieves the precise decoupling of d - q axis currents, optimizes the dynamic performance of the current regulator, and enhances system robustness. Simulation analyses and experimental verifications conducted on the experimental platform of permanent magnet traction on Xi'an Metro Line 1 demonstrate that, compared to PI current regulators, the designed IMC controller exhibits stronger robustness, faster dynamic response, and reduced torque error, while meeting the design index of 3%.

Keywords: permanent magnet synchronous motor (PMSM); metro; internal model control; dynamic performance; robustness; simulation