

带有源阻尼的PMSM离散域电流控制器设计

苏锦智^{1,2}, 戴琼洁^{1,2}, 张继鹏^{1,2}, 蒋佳诚³, 安群涛^{2,3}

(1. 包头长安永磁电机有限公司, 内蒙古 包头 014030;

2. 内蒙古自治区先进永磁电机及其控制技术重点实验室, 内蒙古 包头 014030;

3. 哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:针对低载波比下永磁同步电机矢量控制存在电流环耦合影响增大、控制模型精度下降导致控制器性能下降的问题,基于永磁同步电机离散域控制模型,提出了一种带有源阻尼的离散域控制器。实验表明,带有源阻尼的离散域控制器在电流解耦、跟踪、抗扰等性能上优于传统连续域电流控制器,更适于低载波比下的电机控制。

关键词:永磁同步电机;低载波比;离散域;电流控制器;有源阻尼

中图分类号:TM351 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed26717

Design of a Discrete-domain Current Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor with Active Damping

SU Jinzhi^{1,2}, DAI Qiongjie^{1,2}, ZHANG Jipeng^{1,2}, JIANG Jiacheng³, AN Quntao^{2,3}

(1. Baotou Chang'an Permanent Magnet Machine Co., Ltd., Baotou 014030, Nei Monggol, China; 2. Inner Mongolia Key Laboratory of Advanced Permanent Magnet Machine & Its Control Technology, Baotou 014030, Nei Monggol, China; 3. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, Heilongjiang, China;)

Abstract: For the issues of increased current loop coupling and decreased control model accuracy in vector control of permanent magnet synchronous motors (PMSMs) under low carrier ratio, a discrete domain controller with active damping based on the discrete-domain control model of permanent magnet synchronous motors was proposed. Experiments show that the discrete-domain controller with active damping outperforms traditional continuous-domain current controllers in terms of current decoupling, tracking, and disturbance rejection, making it more suitable for motor control under low carrier ratio.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); low carrier ratio; discrete-domain; current controller; active damping

永磁同步电机(PMSM)具有高效、高功率密度等优点^[1]。推动高效永磁同步电机驱动系统,对于能源效率提升、高质量发展具有重要意义。主流的永磁同步电机控制系统一般采用矢量控制方法。矢量控制的目标为在电机绕组中生成旋转的电压矢量,一般通过空间脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)实现。目前,永磁同步电机控制系统正朝向高速、大功率等趋势发展。随着系统的功率与基频升高,在高

速运行工况下,系统常处于低载波比状态,最低载波比一般在10以下^[2]。低载波比工况下,矢量控制系统存在电流环耦合影响变大、数字控制延时增大、控制模型精度下降等问题^[3-4]。研究永磁同步电机低载波比下的高性能控制,具有重要的工程应用价值。

磁场定向控制(field-oriented control, FOC)技术使交流电机的控制方法与直流电机类似,具有良好的控制性能。FOC在低载波比下能够具有

基金项目:内蒙古自治区科技兴蒙项目(XM2023XTGXQ03);内蒙古自治区重点研发和成果转化计划项目(2025YFHH0026)

作者简介:苏锦智(1983—),男,本科,正高级工程师,主要研究方向为永磁电机及其控制,Email:363704802@qq.com

通讯作者:安群涛(1984—),男,博士,副教授,主要研究方向为永磁同步电机驱动系统设计,Email:anquntao@hit.edu.cn

较好的稳态性能和转矩调节能力,同时兼顾低速与高速性能,具有宽调速范围,是低载波比条件下较为合理的控制方法。FOC的核心是电流调节器,即电流环。电流环的动态响应能力是衡量电机控制系统性能好坏的标准之一。但是,随着电机转速的升高, d 轴和 q 轴电流控制器作为两个子系统,在其中任意一个子系统中发生的任何动态都会给另一个子系统带来扰动,延长动态响应时间,降低系统性能。特别是在低载波比下,如果耦合量得不到较好的补偿,系统的动态性能将会降低^[5]。

为解决电机动态解耦问题,学者们已经提出了许多解决方案。前馈解耦^[6]、反馈解耦^[7]、偏差解耦^[8]、内模解耦^[9]和复矢量解耦^[10-11]是几种典型的电流环解耦方法。这些解耦控制理论已经较为完善,但都是基于电机连续域数学模型设计的连续域解耦控制方法。在低载波比下,现有的解耦方法在应用过程中存在理论与实际不符、性能下降的现象。对于低载波比下的电流解耦控制,国内外学者进行了进一步的分析与研究,主要集中在控制器延时补偿、研究电机离散化模型与设计离散域控制器等方面。

通常而言,电流环控制器是在忽略一个控制周期内转子位置变化的前提下设计的^[12]。在低载波比下,控制延时对电机稳态性能的影响增大,影响电流环的稳定性。文献[13]指出电流控制环路中的延时主要来自于数字控制引起的一拍延迟,以及PWM模块零阶保持效应引起的半拍延迟。系统的固有延迟为1.5倍的控制周期。为了抑制控制延时对系统的影响,文献[14]采用了双采样双更新的控制方法,将延时降低到了0.75倍的控制周期,提高了电流环的带宽,是一种典型的不依赖于模型的延时补偿方法。文献[15]在充分考虑坐标变换、电流采样过程对于电机控制的影响,在连续域下提出一种针对控制器输出电压矢量的延时补偿措施。经过补偿后,在低载波比时,对于电流调节器的性能有所改善,是一种经典的基于电机模型的延时补偿方法。

电机模型作为一个连续系统,为其设计控制器的通常做法是先设计一个连续的控制器,再将连续域的控制器转化为近似的离散化控制器。但是,采样频率降低时,离散化近似的性能会下降^[16]。在低载波比下,考虑直接在离散域内分析

被控对象、设计离散控制器,消除离散化误差和控制延时等问题,近年来逐渐引起关注。文献[16]基于零阶保持特性与控制器模型,提出了表贴式PMSM的离散域复矢量模型。在离散模型的基础上,以零极点分布图展示了几种连续域下设计的解耦控制器在低载波比下解耦性能下降的原因,并提出一种直接离散域设计的复矢量解耦电流控制器。这样的设计思路理论上消除了离散化本身带来的误差,实验结果表明,在离散域下设计的解耦控制器与经过离散化的连续域下设计的解耦控制器相比具有更好的解耦能力。文献[17]提出了一种考虑了延时和坐标变换的精确离散电机模型,并针对该模型设计了直接离散域PI控制器,实现了离散域的零极点对消。结果表明,离散域控制器理论上可以将电流跟踪频率从传统控制器的10%开关频率(载波比10)提高至15%开关频率(载波比6.67)。在文献[17]的基础上,该团队通过引入有源阻尼的思想,设计了低载波比下的二自由度(two-degree-of-freedom)离散电流控制器^[18]。相比于传统的连续域下设计的PI控制器,文献[18]所提出的离散域PI控制器具有无差拍控制特性与扰动抑制能力。内置式PMSM由于电感参数不对称,无法直接使用离散域复矢量电机模型,其离散域零阶保持模型中含有带指数函数的矩阵。为了减少计算量,文献[19]从磁链模型角度,提出了一种离散域电流控制器,适用于内置式PMSM。文中所提出的基于离散域磁链模型设计的控制器不需要计算形式复杂的指数函数矩阵,具有较高的实用性。文献[20]借助扩展反电势思想,在考虑逆变器离散模型与数字延迟的基础上,推导了一种内置式PMSM的离散模型,并根据离散模型提出离散域龙伯格观测器,实现了载波比为7的无位置控制。由于反电势的引入,内置式PMSM的离散模型也变成了对称结构,避免了繁琐的离散化过程。文献[21]分析了以电流源逆变器供电的永磁同步电机控制系统在高速低载波比下的谐振与电流耦合问题,将多状态反馈有源阻尼(multistate feedback active damping)从连续域拓展到离散域中,提出了一种离散域解耦电流控制器,实现了电机基频1 000 Hz(额定转速12 000 r/min)、载波比15的控制。

本文引入有源阻尼思想,提出一种带有源阻尼的离散域控制器设计方案,以提高永磁同步电

机在低载波比工况下的电流解耦和抗扰性能,实验结果验证了控制算法的有效性。

1 PMSM 电流环特性分析

1.1 电流环耦合问题

同步旋转坐标系下,永磁同步电机的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_e (L_d i_d + \Psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q 分别为 d, q 轴定子电压; i_d, i_q 分别为 d, q 轴定子电流; R 为定子电阻; L_d, L_q 分别为 d, q 轴电感; ω_e 为转子的电角速度; Ψ_f 为永磁磁链。

本文的研究对象为表贴式PMSM,满足 $L_d = L_q = L$ 。因此,可将电压方程改写为复矢量形式:

$$\mathbf{u}_{dq} = R\mathbf{i}_{dq} + L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq} + j\omega_e L \mathbf{i}_{dq} + j\omega_e \Psi_f \quad (2)$$

其中

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{dq} = u_d + j u_q \\ \mathbf{i}_{dq} = i_d + j i_q \end{cases}$$

式中: $\mathbf{u}_{dq}, \mathbf{i}_{dq}$ 分别为定子电压、电流的复矢量。

可以看出, d, q 轴电压方程存在耦合项 $j\omega_e L \mathbf{i}_{dq}$,与转速成正比。考虑到低载波比一般存在于电机运行于额定转速,即高速工况下,因此电机在低载波比工况下的耦合效应会更加严重,影响电流环的性能。

1.2 基于ZOH特性的PMSM离散控制模型

现有的电机驱动器一般以数字控制器为核心。数字控制器为离散的采样-控制系统,实现信号的采样、控制算法的运行以及开关信号的输出。对于采用电压源逆变器的PMSM控制系统,控制器在一个PWM周期内输出的电压矢量可以认为是保持不变的,具有零阶保持(zero-order hold, ZOH)特性。

数字控制器典型的控制时序如图1所示。由于软硬件资源限制,控制器在当前周期计算的电压矢量不能立即输出给逆变器,而需要在下一个控制周期的起始再更新,以减小开关噪声的影响。因此,控制系统中不可避免地存在 $T_d = T_s$ 的控制延时。值得注意的是,电机在控制延时过程中,电角度会随着电机转动而发生改变。在电机转速比较低时,可以忽略该延时,但随着电机转

速的升高和载波比的降低,电机在控制延期内转过的角度逐渐增大,意味着控制延时对系统的影响增大。

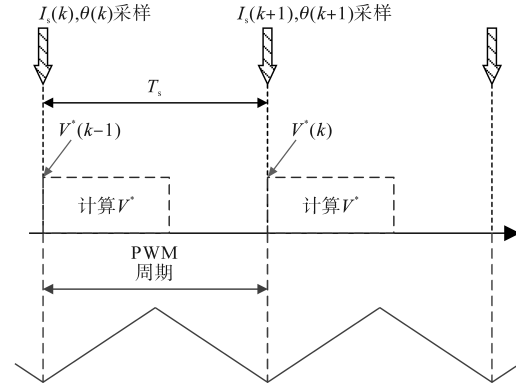


图1 数字控制器控制时序

Fig.1 Control timing of the digital controller

为了对低载波比下的电流控制器性能进行评估,需要更为精确的PMSM离散域控制模型。考虑ZOH特性以及控制延迟的PMSM离散时间模型能够更为精确地描述离散时间控制系统下的控制对象。

静止坐标系下PMSM考虑ZOH特性的离散化模型为

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta}(k+1) = e^{A_s T_s} \mathbf{i}_{\alpha\beta}(k) + \frac{B_s}{A_s} (e^{A_s T_s} - 1) \mathbf{u}_{\alpha\beta}(k) - \frac{B_s (e^{j\omega_e T_s} - e^{A_s T_s})}{-A_s + j\omega_e} \mathbf{E}_{\alpha\beta}(k) \quad (3)$$

其中

$$\begin{aligned} A_s &= \frac{-R}{L} \\ B_s &= \frac{1}{L} \end{aligned}$$

式中: $\mathbf{u}_{\alpha\beta}, \mathbf{i}_{\alpha\beta}, \mathbf{E}_{\alpha\beta}$ 分别为 α - β 坐标系下电压、电流和反电动势矢量。

对式(3)两边乘以旋转因子 $e^{-j\theta}$,转换到同步旋转坐标系下,并且考虑到第 k 拍电压输出是第 $k-1$ 拍控制周期的控制电压,得:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{dq}(k+1) &= e^{(A_s - j\omega_e)T_s} \mathbf{i}_{dq}(k) + \\ &\frac{B_s}{A_s} e^{-j2\omega_e T_s} (e^{A_s T_s} - 1) \mathbf{u}_{dq,c}(k) - \\ &\frac{B_s [1 - e^{(A_s - j\omega_e)T_s}]}{-A_s + j\omega_e} \mathbf{E}_{dq}(k) \end{aligned} \quad (4)$$

式中: $\mathbf{u}_{dq,c}(k)$ 为控制器的第 k 拍电压给定。

将式(4)两边进行 z 变换,得:

$$i_{dq}(z) = \frac{bd^2}{z(z-ad)} u_{dq,c}(z) - \frac{cd}{z(z-ad)} E_{dq}(k) \quad (5)$$

其中

$$\begin{aligned} a &= e^{-\frac{R}{L}T_s} \\ b &= \frac{1-a}{R} \\ c &= \frac{e^{j\omega_e T_s} - a}{R + j\omega_e L} \\ d &= e^{-j\omega_e T_s} \end{aligned}$$

式(5)即为同步旋转坐标系下考虑ZOH特性与控制延迟的PMSM离散控制模型。

2 低载波比电流控制器设计

如前所述,低载波比下的电流环存在耦合加剧、控制延迟的影响增大的问题,为低载波比电流控制器的设计带来了困难。本节在传统连续域电流解耦控制器的基础上,设计一种基于离散域直接解耦的电流控制器,提高电流控制器在低载波比的控制性能。

2.1 连续域电流解耦控制器性能评估

由于PMSM的电压方程可以写成形式简洁的复矢量形式,即式(2),忽略式(2)的反电势项,则连续域下,电流方程所对应的传递函数只有一个复极点,即

$$\frac{i_{dq}(s)}{u_{dq}(s)} = \frac{1}{sL + R + j\omega_e L} \quad (6)$$

基于零极点相消思想,设计复矢量电流解耦控制器为

$$G_c(s) = \alpha \left(L + \frac{R + j\omega_e L}{s} \right) \quad (7)$$

式中: α 为控制器带宽。

为了评估电流控制器性能,绘制PMSM电流环控制框图,如图2所示。由于电流响应只能通过电流传感器获得,为了得到更为准确的离散系统响应,图2中的PMSM作为被控对象,其离散模型为基于ZOH特性的PMSM离散控制模型,即式(5)。

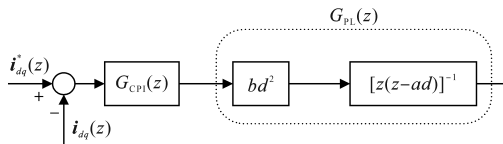


图2 PMSM电流环控制框图

Fig.2 Block diagram of the PMSM current control loop

假设反电势项、控制器输出延时等可作相应补偿,在电流响应中不作考虑,由此,可得PMSM

电流环闭环响应为

$$G_{cl}(z) = \frac{G_{PL}(z)G_{CPI}(z)}{1 + G_{PL}(z)G_{CPI}(z)} \quad (8)$$

其中

$$G_{PL}(z) = \frac{bd^2}{z(z-ad)}$$

由于控制器是基于连续域模型设计的,为了将连续域控制器用于数字控制器中,需要对控制器进行离散化。常见的离散化方法有后向欧拉法、双线性变换法等。使用后向欧拉法对式(7)进行离散化,得:

$$G_{CPI}^{BE}(z) = \alpha \left[L + \frac{T_s(R + j\omega_e L)}{1 - z^{-1}} \right] \quad (9)$$

如果想要提高离散化精度,可以使用双线性变换法对式(7)进行离散化,得:

$$G_{CPI}^{TUS}(z) = \alpha \left[L + \frac{T_s(z+1)(R + j\omega_e L)}{2(z-1)} \right] \quad (10)$$

以实验用表贴式PMSM的参数作为参考,设置系统采样频率 $f_s=1$ kHz,控制器带宽 $\alpha=100$,得到基于复矢量解耦的控制器闭环响应零极点轨迹,如图3所示。电机的基频从0 Hz逐渐升高至100 Hz,对应载波比逐渐下降至10。从图3中可以看出,由于控制器是在连续域中设计的,连续域模型中设置的控制器零点 z_1 无法对离散控制模型的极点 p_2 ,而存在一定偏差,且偏差随着载波比的降低呈现出逐渐增大的趋势。图4为采用双线性变换法离散化的零极点分布结果,与欧拉法相比,双线性变换法离散化的解耦能力得以提升,但由于离散化过程本身的存在,仍然无法对离散控制模型的极点。

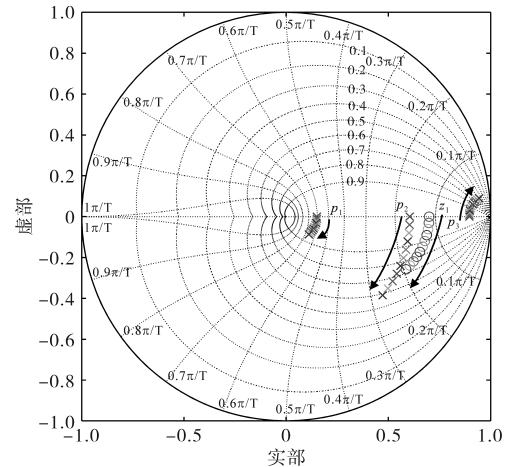


图3 采用欧拉法离散化复矢量PI控制器电流响应零极点分布
Fig.3 The zero pole distribution of current response of Euler method discretized complex vector PI controller

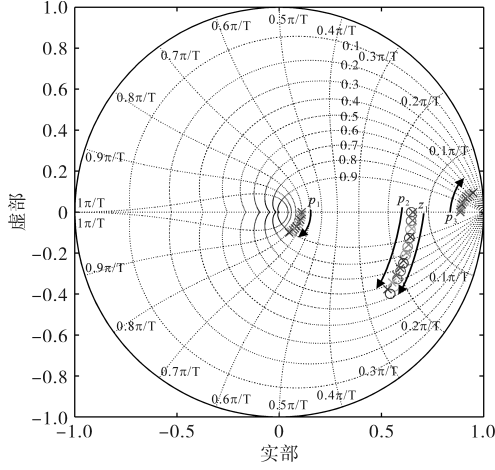


图4 采用双线性变换离散化复矢量PI控制器电流响应零极点分布

Fig.4 The zero pole distribution of current response of discrete complex vector PI controller obtained by using bilinear transformation

2.2 基于离散域直接解耦的电流控制器

基于连续域设计的电流控制器存在离散化误差,且忽略了控制延迟对系统的影响。对于离散的被控对象,可以采用直接离散域设计方法进行电流控制器的设计。

假设控制延迟在控制器输出已进行补偿,基于零极点对消思想,在离散域中设计PI型电流控制器,得:

$$G_d(z) = \lambda b^{-1} \frac{z - ad}{z - 1} \quad (11)$$

式中: λ 为控制器系数。

电流环的闭环响应为

$$W_{cl}(z) = \frac{\lambda}{z^2 - z + \lambda} \quad (12)$$

闭环极点为

$$p_{1,3} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 4\lambda}}{2} \quad (13)$$

图5为采用离散PI控制器时,电流控制系统的闭环零极点分布。由于控制器是在离散域设计的,可以在任何频率下实现零点 z_1 与极点 p_2 的对消,系统中只存在一对极点。随着 λ 的变化,系统极点从一对实数极点变为一对复数极点。当 $\lambda = 0.25$ 时,极点变为两个相同的实极点,对应了系统不产生超调的最大带宽。

设计电流控制器时,反电势项一般视为扰动,通过前馈进行补偿。然而,由于参数误差等原因,反电势项难以准确补偿。将反电势视为扰动,采用离散PI控制器时,系统对扰动的响应为

$$\frac{i_{dq}(z)}{E_{dq}(z)} = \frac{z(z-1)}{z^2 - z + \lambda} \cdot \frac{cd}{z - ad} \quad (14)$$

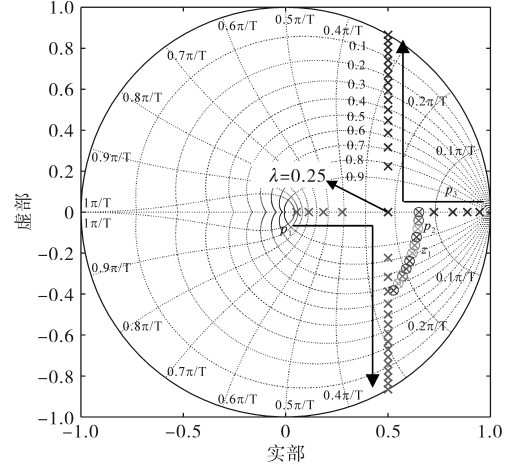


图5 离散域控制器电流响应零极点分布图

Fig.5 The zero pole distribution of current response of discrete field controller

从式(14)中可以看出,扰动项中除了式(13)的两个极点以外,还有一个无法由 λ 决定的极点,该极点即电流响应中的极点 p_2 ,其与电机频率、电机参数有关,而与控制器无关。随着电机基频的升高,该极点作为系统的主导极点,阻尼不断下降,系统呈现出欠阻尼的状态。

为了提高系统的抗扰性能,可以通过引入主动电阻来提升系统的阻尼。图6为加入主动电阻的电流控制系统框图。图中, R^a 表示主动电阻, $G_{DC}(z)$ 为控制延迟补偿环节。

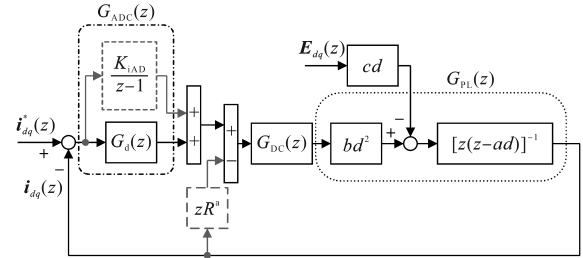


图6 带有源阻尼的离散域电流控制系统结构框图

Fig.6 Block diagram of discrete domain current control system with active damping

加入主动电阻 R^a 后,得到有源阻尼型电流控制器结构为

$$G_{ADC}(z) = G_d(z) + \frac{K_{iAD}}{z - 1} \quad (15)$$

式中: K_{iAD} 为有源阻尼积分增益。

为了抑制反电势等扰动项对电流环的影响,在反馈环路中加入主动电阻项,对于控制器而言,等效的被控对象为

$$\begin{aligned} G_{PL}^a(z) &= \frac{G_{PL}(z)}{1 + G_{PL}(z)R^a z} \\ &= \frac{b}{z(z - ad + bR^a)} \end{aligned} \quad (16)$$

此时,控制器的电流跟踪响应为

$$G_{cl}^a(z) = \frac{\lambda b^{-1}(z - ad + \lambda^{-1}bK_{iAD})}{z - 1} \cdot \frac{b}{z(z - ad + bR^a)} \quad (17)$$

为了使电流跟踪响应与加入主动电阻前保持一致,须满足:

$$K_{iAD} = \lambda R^a \quad (18)$$

注意到反馈回路的主动电阻项并不是纯电阻 R^a ,而是 zR^a ,代表反馈电流存在一拍预测。由式(4)可知,第 $k+1$ 拍预测电流可以由第 k 拍的电压电流确定为

$$\mathbf{i}_{dq}(k+1) = ad\mathbf{i}_{dq}(k) + bd^2\mathbf{u}_{dq,c}(k) - cd\mathbf{E}_{dq}(k) \quad (19)$$

加入主动电阻后,系统的扰动响应变为

$$G_{dis}(z) = \frac{z(z-1)}{z^2 - z + \lambda} \cdot \frac{cd}{z^2 + z(R^ab - ad)} \quad (20)$$

其极点为

$$p_{dis} = ad - R^ab \quad (21)$$

由于 $b = (1 - e^{-RT_s/L})/R$ 为一实数,因此主动电阻对于扰动响应的极点分布的影响为在 z 平面的平移,如图7所示。随着 R^a 的增大,系统的阻尼比呈现出先增大后减小的趋势。

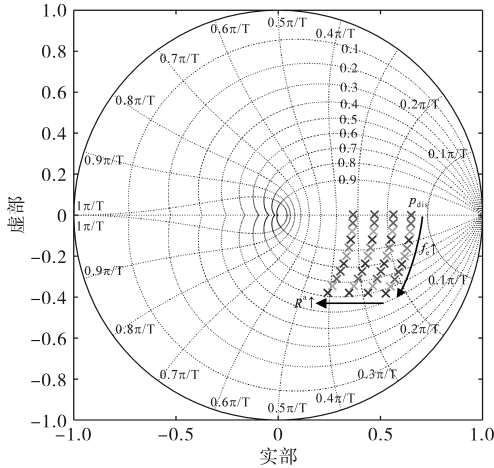


图7 扰动响应极点随主动电阻和电机基频变化的根轨迹

Fig.7 The root locus of the disturbance response pole varies with the active resistance and the fundamental frequency of the motor

结合图7,主动电阻的选取原则为在不同的载波比下选取适当的 R^a ,满足扰动极点阻尼比最大。但在实际应用过程中,寻找每一个载波比下最优的 R^a 在实现上非常困难。考虑到低载波比下,低阻尼比对扰动响应的影响更为显著,因此本文采用载波比等于10时,使得系统取得最大阻尼比的主动电阻,即

$$R_{opt}^a = 0.6R \quad (22)$$

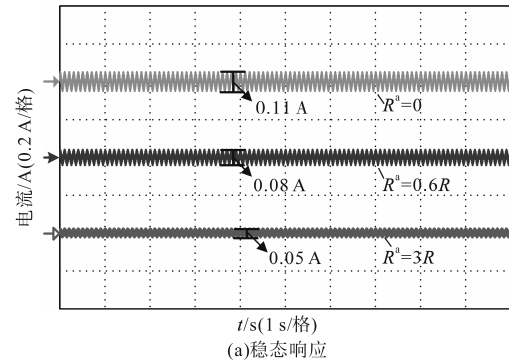
为了验证低载波比下,加入有源阻尼对电流控制系统的影响,在仿真软件中搭建了PMSM电流环模型。系统参数如表1所示。电机转速给定定为1500 r/min,对应载波比为10。在电机实际转速中,加入了 ± 10 r/min 的扰动,以模拟系统在非理想因素下产生的扰动。

表1 PMSM参数

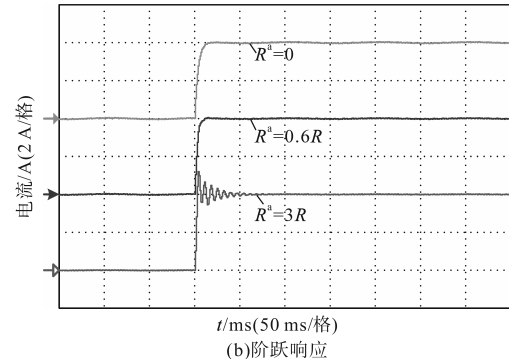
Tab.1 PMSM parameters

参数	数值	参数	数值
电感/H	3.2×10^{-3}	极对数	4
电阻/ Ω	1.38	母线电压/V	300
转动惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	8.5×10^{-3}	额定电流/A	4
额定转速/($\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$)	2500	额定功率/kW	1

图8表示选取不同阻值(0, 0.6R, 3R)的主动电阻对电流环响应的影响。从图8a可以看出,主动电阻的加入可以增加系统的抗扰能力。在主动电阻加入后, q 轴电流的稳态波动明显减小,且更大的主动电阻选取对于稳态波动有着更好的抑制效果。图8b为电流阶跃给定的跟踪情况。当主动电阻选取合理时,电流跟踪响应与未加入主动电阻时保持一致,响应快速无超调。但在主动电阻选取过大时,系统的电流阶跃响应出现了明显的超调,表明过大的主动电阻的选取反而会恶化系统的跟踪响应。结果表明,在实际控制系统中,选取阻值合理的主动电阻可以提高电流环



(a) 稳态响应



(b) 阶跃响应

图8 不同主动电阻下的电流响应

Fig.8 Current response under different active resistors

的性能。

3 实验验证

在实验平台上验证各控制器的性能。实验平台实物图如图9所示。两台PMSM的参数一致,采用联轴器对拖连接。实验所采用的PMSM参数见表1。

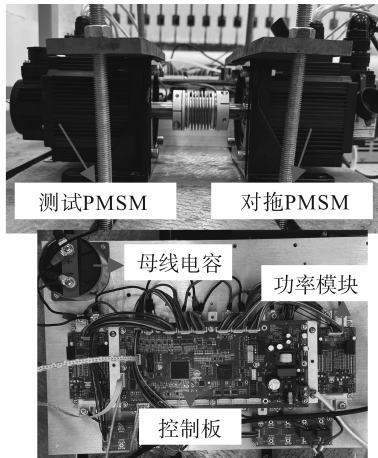


图9 实验平台

Fig.9 Experimental platform

控制平台主控芯片为TMS32028379D,两台PMSM的FOC程序由一套控制器实现。实验中,测试PMSM的控制频率与开关频率为均1 kHz,用于模拟低载波比工况。对拖PMSM的控制频率与开关频率均为10 kHz,用于给测试电机进行对拖加载。逆变器功率器件为IGBT,死区时间为2 μ s。控制板上带有4通道DAC与通信接口,实验波形为控制器实时运行数据以1 kHz更新频率,经DAC输出到示波器后处理得到的。

实验中,测试电机控制器参数设置为:对于复矢量解耦控制器(记为CPI),设定控制器带宽 $\alpha = 100$,对于离散域控制器(记为DPI),设置 $\lambda = 0.25$;对于有源阻尼的离散域控制器(记为DPI-AD),设置主动电阻 $R^a = 0.6R$ 。

首先验证不同控制器的电流跟踪性能。图10为测试电机运行于载波比10时,不同控制器对于电流阶跃给定的响应。实验时,由对拖电机将测试电机拖动到1 500 r/min(对应基频100 Hz、载波比10)。首先,将测试电机的 q 轴电流给定设置为0。在某一时刻,给定测试电机的 q 轴电流为2 A。图10a为 q 轴电流响应。可以看出,相比于离散域设计的控制器,连续域下设计的复矢量解耦PI控制器出现了较为明显的超调,且电流跟踪速度也不及离散域控制器。加入有源阻尼后,控

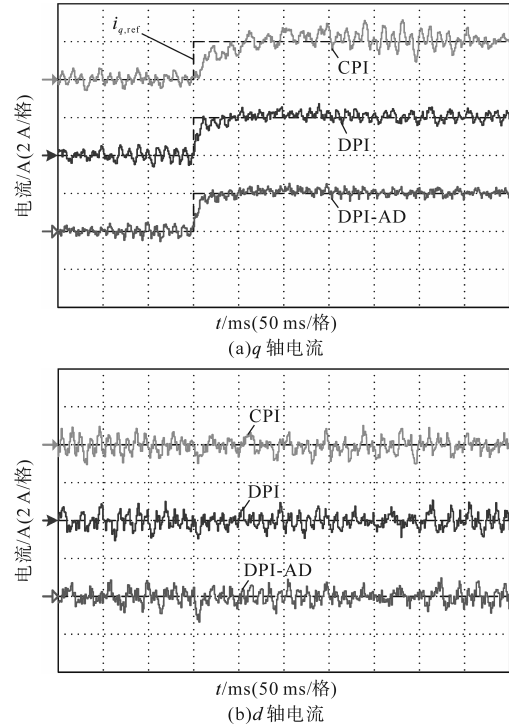


图10 载波比10时电流阶跃响应实验波形

Fig.10 Experimental results of current step response at carrier ratio 10

制器的跟踪响应未明显下降,与前文理论分析一致。图10b为 d 轴电流响应,几种控制器均能实现低载波比下的电流较好的解耦。

图11为载波比10时,电流稳态实验波形。为了模拟实际工况,由测试PMSM拖动对拖的PMSM,设定转速为1 500 r/min,此时测试PMSM的载波比等于10。图11a为 q 轴电流波形,可以看出,3种控制器的 q 轴电流在稳态下均有一定程度的脉动,这是电流调节引起的。值得注意的是,加入有源阻尼后的离散域控制器,相比于离散域控制器,能够进一步抑制 q 轴电流的脉振,表现出更好的扰动抑制能力。而复矢量控制器在3种控制器中有着最大的脉动,表明其在稳态下有着最大的转矩脉振。图11b为 d 轴电流波形,相比于连续域控制器,离散域控制器在 d 轴电流的脉动抑制能力上表现得更好。

为了进一步验证低载波比下电流控制器的抗扰性能,保持电机转速为1 500 r/min,在某一时刻,给 q 轴电流控制器加入5 V的电压偏置,实验结果如图12所示。从图12中可以看出,在扰动加入后,3种控制器中 q 轴电流均出现了波动,带有源阻尼的离散域控制器对于扰动的抑制能力最好,在扰动加入后, q 轴电流快速调节至稳定,同时 d 轴电流保持在0左右。

图13所示为测试电机对拖空载时给定不同转速下的跟踪情况。实验过程中,转速给定由0 r/min,500 r/min,1 000 r/min,1 500 r/min阶跃变化。图13a和图13b展示了动态过程的 d 、 q 轴电

流响应,其中带有源阻尼的离散域控制器有着最小的 d 轴电流波动。图13c为转速响应,在转速调节过程中,复矢量解耦控制器有着最长的调节时间与最大的转速超调。加入有源阻尼后的离散域电流控制器,其转速响应速度与未加入之前保持一致,明显优于连续域控制器。

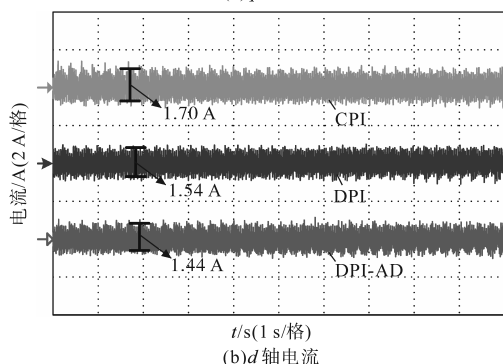
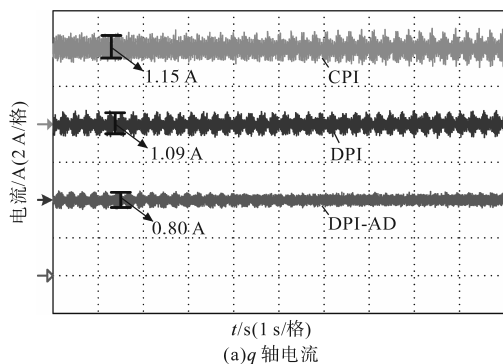


图11 载波比10时电流稳态实验波形

Fig.11 Current steady state experimental waveforms at carrier ratio 10

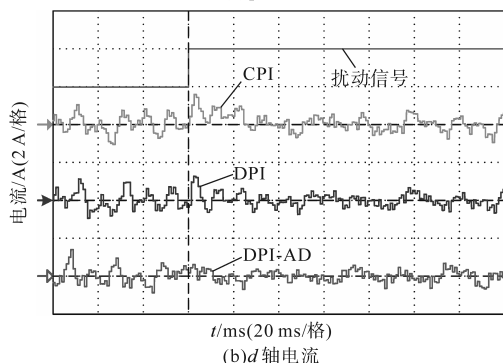
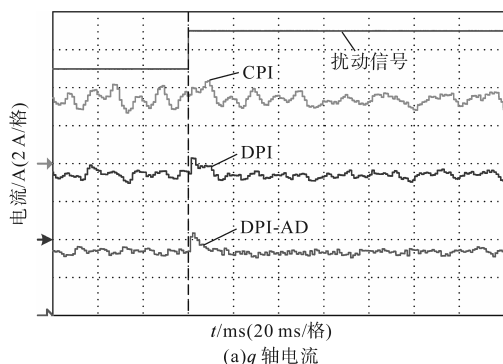


图12 载波比10时电流环抗扰实验波形

Fig.12 Current loop anti-disturbance test waveforms at carrier ratio 10

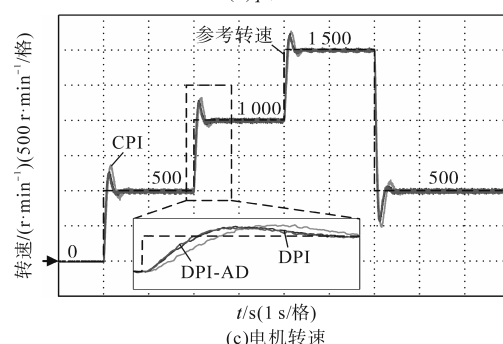
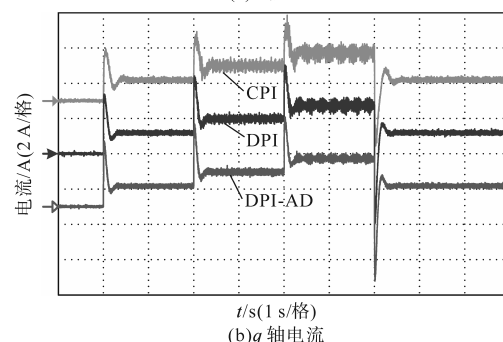
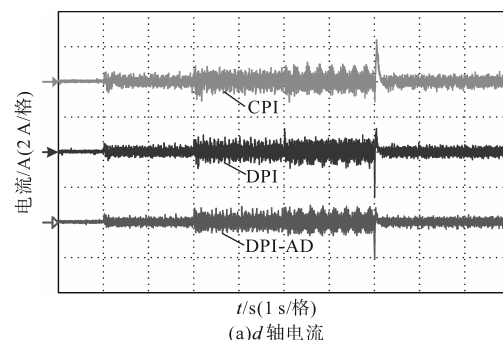


图13 转速阶跃响应实验波形

Fig.13 Speed step response experimental waveforms

4 结论

为了解决低载波比下永磁同步电机电流环耦合严重的问题,本文分析了低载波比下延时与模型动态变化对控制系统的影响,基于电机离散域控制模型,引入有源阻尼思想,提出了一种带有源阻尼的离散域控制器,提高了控制器的抗扰性能。与传统基于连续域电机模型的复矢量电流控制器相比,带有源阻尼的离散域控制器在电流解耦、跟踪、抗扰等性能上表现更优,更适于低载波比下的电机控制。

参考文献

- [1] 徐龙,李培鹤,罗欣,等.一种改进的内置式永磁同步电机弱磁控制策略[J].电机与控制应用,2025,52(3):231-240.
Xu L, Li P H, Luo X, et al. An improved flux-weakening control strategy for interior permanent magnet synchronous motors[J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(3): 231-240.
- [2] 孙建业,王志强,谷鑫,等.高速低载波比下永磁同步电机预测电流控制[J].中国电机工程学报,2020,40(11):3663-3673.
Sun J Y, Wang Z Q, Gu X, et al. Predictive current control of PMSM with high speed and low-frequency-ratio[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(11): 3663-3673.
- [3] 国敬,范涛,章回炫,等.高速低载波比下永磁同步电机电流环稳定性分析[J].中国电机工程学报,2019,39(24):7336-7346.
Guo J, Fan T, Zhang H X, et al. Stability analysis of permanent magnet synchronous motor current loop control at high speed and low carrier ratio[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(24): 7336-7346.
- [4] Petric I Z, Vukosavic S N, Degano M, et al. A digital internal model current controller for salient machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(6): 4703-4717.
- [5] 杨淑英,王玉柱,储昭哈,等.基于增益连续扩张状态观测器的永磁同步电机电流解耦控制[J].中国电机工程学报,2020,40(6):1985-1996.
Yang S Y, Wang Y Z, Chu Z H, et al. Current decoupling control of PMSM based on an extended state observer with continuous gains[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(6): 1985-1996.
- [6] Zhou S, Liu J, Zhou L, et al. DQ current control of voltage source converters with a decoupling method based on preprocessed reference current feed-forward[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11): 8904-8921.
- [7] Morimoto S, Sanada M, Takeda Y. Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(4): 920-926.
- [8] 刘宇博,王旭东,周凯.基于滑模观测器的永磁同步电机电流偏差解耦控制[J].电工技术学报,2020,35(8):1642-1652.
Liu Y B, Wang X D, Zhou K. Current deviation decoupling control with a sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(8): 1642-1652.
- [9] Wang S, Su J, Yang G, et al. Improved decoupling control with open circuit fault suppression for dual-redundancy permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2025, 13(1): 518-530.
- [10] Briz F, Degner M W, Lorenz R D. Analysis and design of current regulators using complex vectors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(3): 817-825.
- [11] 吴为,丁信忠,严彩忠.基于复矢量的电流环解耦控制方法研究[J].中国电机工程学报,2017,37(14):4184-4191.
Wu W, Ding X Z, Yan C Z. Research on control method of current loop decoupling based on complex vector[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(14): 4184-4191.
- [12] 王莉娜,朱鸿悦,杨宗军.永磁同步电动机调速系统PI控制器参数整定方法[J].电工技术学报,2014,29(5):104-117.
Wang L N, Zhu H Y, Yang Z J. Tuning method for PI controllers of PMSM driving system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(5): 104-117.
- [13] 顾聪.高速永磁电动机驱动系统关键技术探究[D].南京:南京航空航天大学,2020.
Gu C. Research on the key technology of high-speed permanent magnet brushless motor drive system[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2020.
- [14] 付炎.永磁电机低载波比无传感器控制策略研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2017.
Fu Y. Research on low-frequency-ratio sensorless control strategy for IPMSM drives[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2017.
- [15] Bae B H, Sul S K. A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of PWM AC drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(3): 802-810.
- [16] Kim H, Degner M W, Guerrero J M, et al. Discrete-time current regulator design for AC machine drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(4): 1425-1435.
- [17] Wang M, Buticchi G, Li J, et al. Decoupled discrete current control for AC drives at low sampling-to-fundamental frequency ratios[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(2): 1358-1369.
- [18] Wang M, Buticchi G, Li J, et al. 2-DOF decoupled discrete current control for AC drives at low sampling-to-fundamental frequency ratios[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(2): 2048-2058.
- [19] Yuan X, Chen J, Jiang C, et al. Discrete-time current regulator for AC machine drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5847-5858.
- [20] 苑国锋,牛泽农,郑春雨,等.一种低载波比下内埋式永磁同步电机离散龙贝格观测器[J].电工技术学报,2019,34(2):236-244.
Yuan G F, Niu Z N, Zheng C Y, et al. Discrete-time Luenberger observer for interior permanent magnet synchronous motor with low-frequency-ratio[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(2): 236-244.
- [21] Zhang J, Peng F, Huang Y, et al. Discrete-time-model-based dynamic decoupling active damping current control for CSI-fed high-speed PMSM with low carrier ratio[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(6): 6783-6802.

收稿日期:2025-07-10

修改稿日期:2025-09-01