

DOI: 10.11985/2022.02.011

地铁永磁牵引系统复矢量电流环稳定性研究*

沐俊文¹ 葛兴来¹ 朱 丹²

(1. 西南交通大学电气工程学院 成都 611756;
2. 中车大连机车车辆有限公司 大连 116022)

摘要: 针对地铁永磁牵引系统应用背景下的电流控制环易失稳问题, 首先, 推导了基于复矢量电流控制器的内置式永磁同步电机电流环闭环传递函数, 并探讨了其在变速条件下的解耦性能; 其次, 依据电流环闭环传递函数零极点分布图逐一分析了时间延时和角度延迟对控制系统稳定性的影响, 并在综合考虑数字控制延时的条件下推导了稳定性边界条件。然后, 线性化永磁同步电机机械运动方程, 推导了系统闭环传递函数, 绘制其零极点分布图, 并分析了不同工况下的稳定边界条件。最后, 测试验证了理论分析的正确性。

关键词: 永磁同步电机; 数字控制延时; 稳定性分析; 复矢量电流调节器
中图分类号: TM351

Research on Current Loop Stability of Metro Permanent Magnet Traction System

MU Junwen¹ GE Xinglai¹ ZHU Dan²

(1. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756;
2. CRRC Dalian Co., Ltd., Dalian 116022)

Abstract: In the context of metro permanent magnet traction system applications, the current control loop is prone to instability. Firstly, the current loop closed-loop transfer function of PMSM based on complex vector current controller is derived, and its decoupling performance under variable speed condition is discussed. Secondly, the influences of time delay and angle delay on the stability of the control system are analyzed according to the zero-pole diagram of the current-loop transfer function, and the stability boundary conditions are derived considering the digital control delay comprehensively. Then, the mechanical motion equation of permanent magnet synchronous motor is linearized, the closed-loop transfer function of the system is derived, the zero-pole diagram is drawn, and the stability boundary conditions under different working conditions are analyzed. Finally, experiments verify the correctness of the theoretical analysis.

Key words: Permanent magnet synchronous motor(PMSM); digital control delay; stability analysis; complex vector current controller

1 引言

随着内置式永磁同步电机(Interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM)驱动技术的发展, IPMSM 因其功率密度高、电流响应快、转矩脉动低等优点被轨道交通等领域广泛使用。但 IPMSM

具有非线性、强耦合的特点, dq 轴系下的 IPMSM 数学模型, 含有交叉耦合项, 且随着电机转速的升高, 耦合影响加剧, 严重影响了控制性能^[1-2], 为消除交叉耦合项的影响, 可用复矢量的分析方法对 IPMSM 及电流控制环进行建模, 并利用零极点对消原理设计复矢量电流调节器, 通过引入随速度变化的复零点抵消电机模型中的复极点耦合项, 实现了对定子电流励磁分量和转矩分量的有效解耦, 从根本上改善了电流环的耦合特点^[3-4]。

* 国家自然科学基金资助项目(52177060), 20220228 收到初稿, 20220425 收到修改稿

对于地铁永磁牵引系统,其具有以下特点:① 牵引变流器功率大、开关频率低、电压利用率高、脉宽调制(Pulse width modulation, PWM)技术特殊;② 牵引电机运行工况复杂、变频范围宽、电机参数多变、转矩控制难度大;③ 牵引电传动系统在复杂、恶劣的线路运行条件下稳定性要求高。为降低开关损耗,保证散热,提升逆变器效率,开关频率往往限制在1 kHz 以内。研究指出随着开关频率的降低会使延时效应加剧,在电流环控制回路中引入相位滞后,进一步加剧耦合效应的影响,恶化电流环的解耦性能,从而降低系统的控制性能,甚至破坏系统稳定性^[5-6]。为解决这一问题,文献[7-8]在同步旋转坐标系下,建立了永磁同步电机及其电流控制环的闭环传递函数,利用根轨迹法分析了数字控制延时对稳定性的影响,并引入了角度补偿消除了数字控制延迟的影响。文献[9-10]注意到离散控制器处理数字控制延时的优势,在离散域下建立了永磁同步电机的数学模型,并设计了复矢量PI 电流调节器,分析了信号采样延迟和PWM 发波延迟的影响,实现了在高速条件下的 d 轴和 q 轴电流分量的解耦控制,改善了运行在低载波比条件下IPMSM 的控制性能。

然而,上述研究中未考虑到在地铁永磁牵引系统的应用背景下,载波比低以及变速带载的复杂工况,因此,本文将探究其对IPMSM 复矢量电流调节器稳定性的影响并给出稳定性边界条件。据此,本文在第2节中首先推导了基于复矢量电流控制器的IPMSM 电流环闭环传递函数,其次在第3节中,依据电流环闭环传递函数分析了数字延时对控制系统稳定性的影响,并给出了稳定边界条件。然后在第4节中,线性化永磁同步电机机械运动方程,推导了系统闭环传递函数,绘制其零极点分布图,并分析了不同工况下的稳定边界条件。最后在第5节中,测试验证了所推导的稳定边界条件的准确性。

2 电流环-IPMSM 建模分析

2.1 IPMSM 复矢量控制数学模型

考虑到IPMSM 在 dq 轴下定子电压方程不对称的特点,采用磁链方程

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + s\psi_d - \omega_e \psi_q \\ u_q = R_s i_q + s\psi_q + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

为保证矩阵的对称性,忽略电阻压降和 $\omega_e \varphi_f$ 项,得到IPMSM 模型,其复矢量形式表示为^[11-12]

$$G_p = \frac{i_{dq}}{u'_{dq}} = \frac{1}{L_{dq}(s+j\omega_e)} \quad (2)$$

式中, $u'_{dq}=u_d+ju_q$, $i_{dq}=i_d+ji_q$, u_d 为定子电压的 d 轴分量; u_q 为定子电压的 q 轴分量; i_d 为定子电流的 d 轴分量; i_q 为定子电流的 q 轴分量; ω_e 为电机的电角速度; L_{dq} 为定子电感; φ_f 为永磁体磁链。

由式(2)可知,IPMSM 近似为感性负载,且随着 ω_e 的上升, dq 轴耦合加剧,进而影响电流环控制性能,甚至破坏控制系统稳定性。

为保证电流环良好的解耦效果,采用零极点对消原理,复矢量电流调节器传递函数为

$$G_v = \frac{K_p L_{dq}(s+j\omega_e)}{s} \quad (3)$$

式中, K_p 为控制器系数。最后在控制器输出补偿电阻压降和 $\omega_e \varphi_f$ 项便可以得到实际的控制输出。

在数字控制系统中,存在由模数转换、数字处理器计算和PWM 发生器^[13]而产生的时间延迟。对于对称规则调制,从采样时刻到更新时刻^[14]持续1个载波周期 T_s ,零阶保持效应使更新后的占空比保持不变,近似于一半 T_s ^[15],因此总的延迟可近似为 $1.5T_s$ ^[16]。由数字控制引起的控制延时和采样延时可表示为

$$G_t = \exp(-sT_d) \approx \frac{1}{T_d s + 1} \quad (4)$$

式中, T_d 为逆变器的开关周期。

在低载波比情况下,电机控制中坐标变换时所采用的电角度经过采样、计算延迟已经与真实电角度存在角度滞后,再经过SVPWM 生成电压矢量作用到控制器时,此时 dq 轴已旋转角度 θ_d ,即采样时 dq 轴与电压矢量实际作用时 dq 轴之间的夹角为数字控制延时导致的角度延迟。对于矢量控制由于控制延时而在坐标变换中引入的角度延迟,可表示为

$$G_d = \exp(-j\theta_d) \quad (5)$$

式中, $\theta_d = \omega_e T_d$,为延迟角度。其受到电机的电角速度和逆变器开关周期的影响,如图1所示,随着 ω_e 和 T_d 的增大,延迟角度增大。

以两相静止坐标系和两相旋转坐标系变换为例,由于延迟角度的影响,可表示为

$$\begin{aligned} u_\alpha &= u_d \cos(\theta - \theta_d) - u_q \sin(\theta - \theta_d) = \\ &u_d (\cos\theta \cos\theta_d + \sin\theta \sin\theta_d) - \\ &u_q (\sin\theta \cos\theta_d - \cos\theta \sin\theta_d) \end{aligned} \quad (6)$$

由式(6)可知,随着低开关频率引起的角度延迟的增大,导致 dq 轴耦合加剧,进一步影响电流环控制性能。

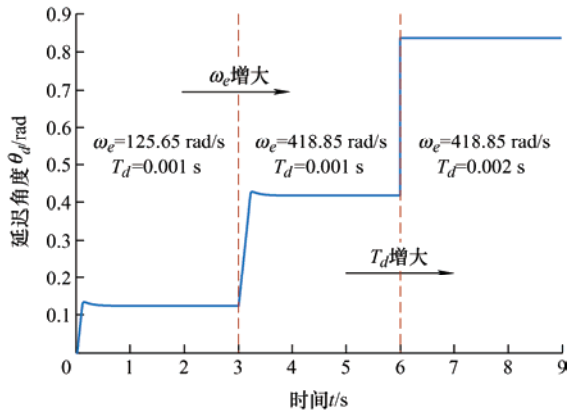


图1 ω_e 和 T_d 对延迟角度的影响

综上, IPMSM 复矢量电流调节器控制框图如图2所示。

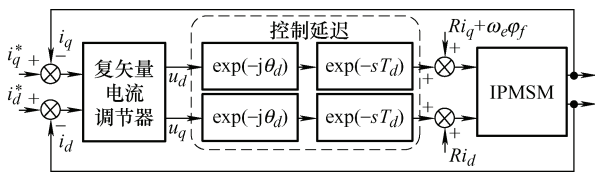


图2 IPMSM 复矢量控制框图

2.2 动态解耦性能分析

如基于复矢量的电流环控制框图所示, 在不考虑控制延时的情况下, 由式(2)、(3)得到, 系统闭环传递函数为

$$G_{vp} = \frac{G_v G_p}{1 + G_v G_p} = \frac{K_p}{s + K_p} \quad (7)$$

由式(6)可知, 由于在电流控制器的传递函数中引入了与 IPMSM 交叉耦合项相同的复零点, 与电机模型中的复极点对消, 使系统闭环传递函数中不再含有耦合项, 并化简为一阶惯性环节, 其带宽由控制器参数 K_p 决定。通常为保持控制器性能, 选择 $K_p \leq 0.1/T_d^{[17]}$ 。

为直观展现零极点的变化规律, 根据式(7)以及表1所示的电机参数, 给定 $K_p=10$, 画出电角速度 ω_e 由 0 rad/s 上升至 754 rad/s 时, 系统闭环传递函数零极点随转速变化的零极点图, 如图3所示, 图中“×”表示极点, “○”表示零点。

表1 IPMSM 参数

电机参数	数值	电机参数	数值
额定功率/kW	190	额定电压/V	926
额定电流/A	138	极对数	4
定子电阻/ Ω	0.045 9	q 轴电感/mH	3.96
d 轴电感/mH	1.58	永磁磁链/Wb	0.683 8
额定转速/(r/min)	1 800	转动惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	10

由图3可以看出, 位于虚轴上的电机模型复极点与电流控制器复零点(0, $-\omega_e$), 随转速变化仍能

一一抵消, 主导极点为 $(-K_p, 0)$, 即控制系统性能由 K_p 决定。

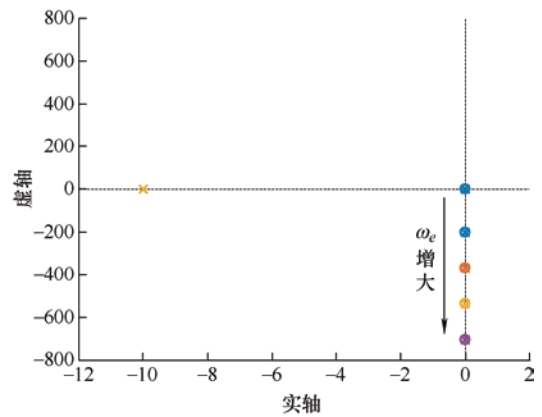


图3 G_{vp} 零极点图

3 考虑数字控制延时的稳定性分析

3.1 失稳机理分析

为探究 IPMSM 控制系统在数字控制延时影响下的失稳机理, 分别讨论时间延时和角度延时对系统稳定性的影响。当只考虑时间延时 G_t 时, 由式(4)、(7)得到, 系统闭环传递函数为

$$G_{vpt} = \frac{G_v G_p G_t}{1 + G_v G_p G_t} = \frac{\left(\sqrt{\frac{K_p}{T_d}}\right)^2}{s^2 + 2\sqrt{\frac{1}{4T_d K_p}} \sqrt{\frac{K_p}{T_d}} s + \left(\sqrt{\frac{K_p}{T_d}}\right)^2} \quad (8)$$

由式(8)可知, 化为标准形式后, 系统阻尼比可表示为

$$\zeta = \sqrt{\frac{1}{4T_d K_p}} \quad (9)$$

自然频率可表示为

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p}{T_d}} \quad (10)$$

综上所述, 由于阻尼比恒大于零, 系统稳定, 同时系统性能可通过调节 K_p 以实现阻尼比的合理配置。

当只考虑角度延时 G_d 时, 由式(5)、(7)得到, 系统闭环传递函数为

$$G_{vpd} = \frac{G_v G_p G_d}{1 + G_v G_p G_d} = \frac{K_p \exp(-j\theta_d)}{s + K_p \exp(-j\theta_d)} \quad (11)$$

可得其闭环极点为

$$-K_p \cos \theta_d + jK_p \sin \theta_d \quad (12)$$

可得，当闭环极点的实部为正时，系统失稳，即当 $3\pi/2 + 2k\pi > \theta_d > \pi/2 + 2k\pi$ ($k=0, 1, 2, 3, \dots$) 时，系统失稳。

综上，在假设条件下，分别考虑了时间延迟与角度延迟单独作用下的闭环传递函数稳定性，可知，在完全解耦情况下，控制延迟依然可能致使系统失稳，失稳的根本原因是角度延迟在 $(\pi/2 + 2k\pi, 3\pi/2 + 2k\pi)$ 区间内产生了实部为正的极点。

3.2 稳定性边界条件

然而，在实际控制系统中，控制延迟包括的时间延迟和角度延迟同时存在，因此，进一步分析 $G_t G_d$ 共同作用下的影响。此时，系统闭环传递函数可表示为

$$G_{vpdt} = \frac{G_v G_p G_t G_d}{1 + G_v G_p G_t G_d} = \frac{K_p \exp(-j\theta_d)}{T_d s^2 + s + K_p \exp(-j\theta_d)} \quad (13)$$

可得其闭环极点为

$$\begin{cases} s_1 = \frac{-1 + \sqrt{1 - 4T_d K_p \exp(-j\theta_d)}}{2T_d} \\ s_2 = \frac{-1 - \sqrt{1 - 4T_d K_p \exp(-j\theta_d)}}{2T_d} \end{cases} \quad (14)$$

由闭环极点可知， $s_2 < 0$ 恒成立，可得稳定边界条件为

$$\text{Re} \left[\frac{-1 + \sqrt{1 - 4T_d K_p \exp(-j\theta_d)}}{2T_d} \right] > 0 \quad (15)$$

为直观地说明闭环极点的分布规律，依据表 1 所示的电机参数，绘制在不同条件下的系统闭环传递函数 G_{vpdt} 零极点分布图。

(1) 电角速度 ω_e 对零极点的影响。给定 $K_p=10$ ， $T_d=1/1000$ 不变的条件下，逐渐增大 ω_e (由 200 rad/s 增至 1 675 rad/s)， G_{vpdt} 零极点分布如图 4 所示。由图 4 可知，电流环完全解耦后，在数字控制延时的影响下，电流环闭环传递函数存在两个极点分别为 s_1 和 s_2 ，且 s_1 距离虚轴更近，为主导极点。随着 ω_e 的增加， θ_d 随之增加，闭环极点 s_1 向右半平面移动，当 ω_e 达到 1 570 rad/s 左右时，系统失稳，此时， θ_d 约为 $\pi/2$ 。

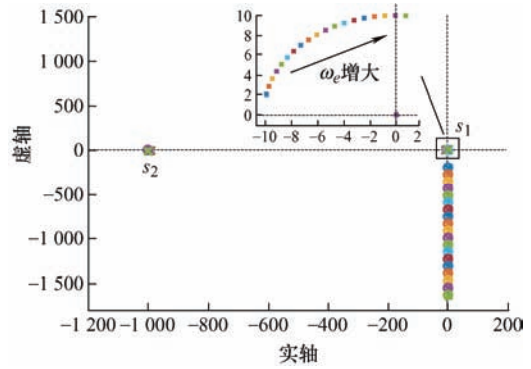


图 4 G_{vpdt} 零极点图

(2) 控制带宽 K_p 对零极点的影响。给定 $T_d=1/1000$ ， $\omega_e=754$ rad/s 不变的条件下，逐渐增大 K_p ($K_p \leq 0.1/T_d$)， G_{vpdt} 零极点分布如图 5 所示。由图 5 可知，随着 K_p 的增加，主导极点 s_1 向左半平面移动，利于系统稳定。

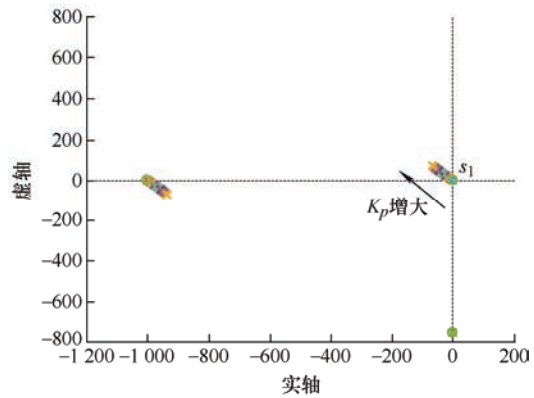


图 5 G_{vpdt} 零极点图

(3) 逆变器开关周期 T_d 对零极点的影响。给定 $K_p=10$ ， $\omega_e=754$ rad/s 不变的条件下，逐渐增大 T_d (由 0.001 s 增至 0.002 2 s)， G_{vpdt} 零极点分布如图 6 所示。由图 6 可知，随着 T_d 的增加， θ_d 同时增大，闭环极点 s_1 、 s_2 均向右半平面移动，但主导极点仍为 s_1 ，当 T_d 达到 0.002 s 左右时，系统失稳，此时 θ_d 约为 $\pi/2$ 。

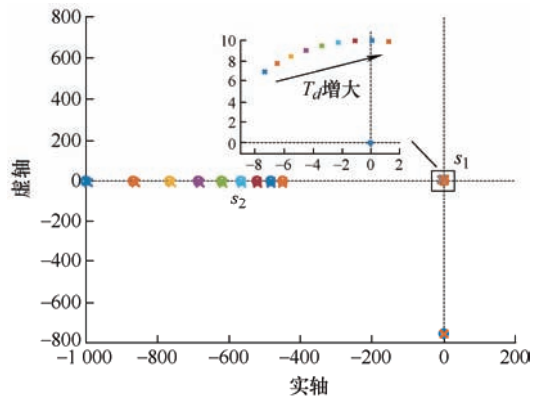


图 6 G_{vpdt} 零极点图

综上所述,式(13)所示系统闭环极点无法得到失稳边界条件的准确解析解,结合零极点分布规律可知,在采用复矢量控制电流环完全解耦情况下,角度延迟导致系统失稳的边界条件可近似为

$$\theta_d = \omega_e T_d \in \left(\frac{3\pi}{2} + 2k\pi, \frac{\pi}{2} + 2k\pi \right) \quad k=0, 1, 2, 3, \dots$$

4 不同工况下的稳定性分析

为进一步探究不同工况对 IPMSM 复矢量电流调节器稳定性的影响,可根据 IPMSM 数学模型,建立电机负载转矩和电角速度之间的传递函数。首先,根据式(2)改写 IPMSM 模型,并线性化,可得

$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} = \mathbf{H}_p \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} + \mathbf{H}_e \tilde{\omega}_e \quad (16)$$

$$\mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} L_d s & -L_q \omega_{e0} \\ L_d \omega_{e0} & L_q s \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\mathbf{H}_e = \begin{bmatrix} -L_q i_{q0} \\ L_d i_{d0} \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中,下标“0”表示稳态分量;上标“~”表示扰动分量。

IPMSM 机械运动方程可表示为

$$\tilde{\omega}_e = \mathbf{H}_T \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} - \frac{p_n}{Js} \tilde{T}_L \quad (19)$$

$$\mathbf{H}_T = \begin{bmatrix} \frac{3}{2Js} p_n^2 (L_d - L_q) i_{q0} & \frac{3}{2Js} p_n^2 (L_d - L_q) i_{d0} \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中, J 为转动惯量; p_n 为 IPMSM 的极对数。

其次,根据式(3)可得复矢量电流调节器矩阵形式,并线性化,表示为

$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} = \mathbf{H}_{dq} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\mathbf{H}_{dq} = \begin{bmatrix} K_p L_d & -\frac{K_p L_q \omega_{e0}}{s} \\ \frac{K_p L_d \omega_{e0}}{s} & K_p L_q \end{bmatrix} \quad (22)$$

联立式(16)~(22)可得电机负载转矩和电角速度之间的传递函数,表示为

$$G_{ol} = \frac{\tilde{\omega}_e}{\tilde{T}_L} = - \left(\mathbf{I} + \mathbf{H}_T (\mathbf{H}_{dq} + \mathbf{H}_p)^{-1} \mathbf{H}_e \right)^{-1} \frac{p_n}{Js} \quad (23)$$

若进一步考虑式(4)、(5)所示延时环节的影响,可将式(23)进一步推导得到

$$G_{old} = \frac{\tilde{\omega}_e}{\tilde{T}_L} = - \left(\mathbf{I} + \mathbf{H}_T (G_i G_d \mathbf{H}_{dq} + \mathbf{H}_p)^{-1} \mathbf{H}_e \right)^{-1} \frac{p_n}{Js} \quad (24)$$

依据表1所示的 IPMSM 参数,绘制式(23)、(24)所示的闭环传递函数在不同工况下的零极点分布图。

4.1 不同负载对稳定性的影响

给定 $K_p=100$, $\omega_e=314$ rad/s, $T_d=1/1000$ 不变的条件下,逐渐增大所带负载(由 $0 \text{ N} \cdot \text{m}$ 增至 $900 \text{ N} \cdot \text{m}$),稳态时,由于电机电磁转矩 T_e 与负载转矩 T_L 相等,因此,根据电磁转矩计算公式

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \left[\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right] \quad (25)$$

可知,随着所带负载的增大,电机稳态运行时 dq 轴电流随之增大。 G_{ol} 和 G_{old} 零极点分布分别如图7、8所示。结合式(23)和图7可知, G_{ol} 存在三个零点分别为 $(0, j\omega_e)$ 、 $(0, -j\omega_e)$ 和 $(-K_p, 0)$, 以及 $(0, 0)$ 极点和分别分布在三个零点周围的三个极点,其中分布在 $(0, j\omega_e)$ 和 $(0, -j\omega_e)$ 零点周围的两个极点 s_3 和 s_4 距离虚轴距离更近为主导极点, G_{ol} 零极点分布符合基于零极点对消的复矢量电流环控制原理。同理,结合式(24)和图8可知 G_{old} 同样存在 $(0, 0)$ 极点和分布在 $(0, j\omega_e)$ 和 $(0, -j\omega_e)$ 零点周围的两个主导极点 s_5 和 s_6 。

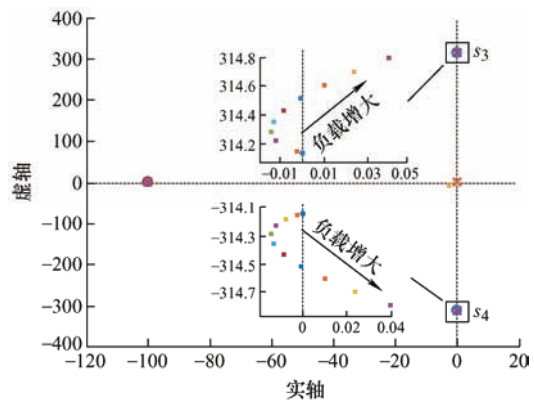


图7 G_{ol} 零极点图

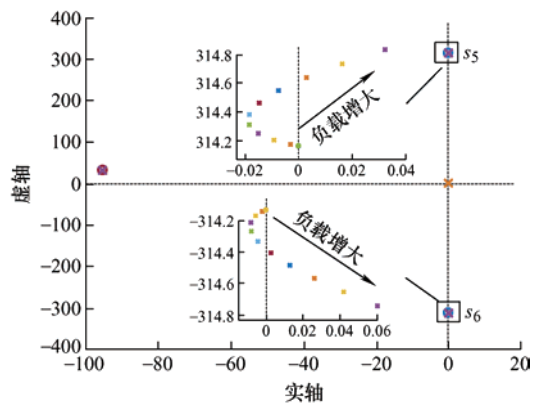


图8 G_{old} 零极点图

由图 7 可知,在不考虑延时环节影响的条件下,随着带载的增加,主导极点 s_3 和 s_4 先向左半平面移动再向右半平面移动,当带载达到 $637 \text{ N} \cdot \text{m}$ 左右时, s_3 和 s_4 同时越过虚轴,系统失稳。由图 8 可知,在延时环节的影响下,随着带载的增加,主导极点 s_5 和 s_6 仍先向左半平面移动再向右半平面移动,但由于延时环节的影响,当带载达到 $510 \text{ N} \cdot \text{m}$ 左右时, s_6 首先越过虚轴,系统失稳。

从零极点图上看,延时环节的引入使系统极点受到 $\exp(-sT_d)$ 的影响向虚轴靠近同时受到 $\exp(-j\theta_d)$ 的影响向正半区域移动进而使失稳边界收缩,系统更易失稳。延时的增加使得生成的控制信号产生了滞后和偏差,稳态运行时,主要由于延迟角而使得坐标变换产生误差,时间延时而使得交流控制信号产生滞后,进而加剧系统耦合,破坏电流环解耦能力,促使系统失稳。据此,在延时环节的影响下,电机带载能力下降,更易失稳。

4.2 电角速度 ω_e 对稳定性的影响

给定 $K_p=100$, $T_d=1/1000$,带 $900 \text{ N} \cdot \text{m}$ 恒定负载不变的条件下,逐渐增大电机转速(由 $\omega_e=30 \text{ rad/s}$ 增至 $\omega_e=314 \text{ rad/s}$), G_{ol} 和 G_{old} 零极点分布分别如图 9、10 所示。

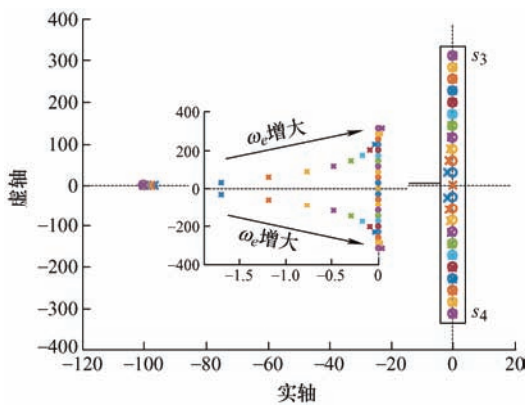


图 9 G_{ol} 零极点图

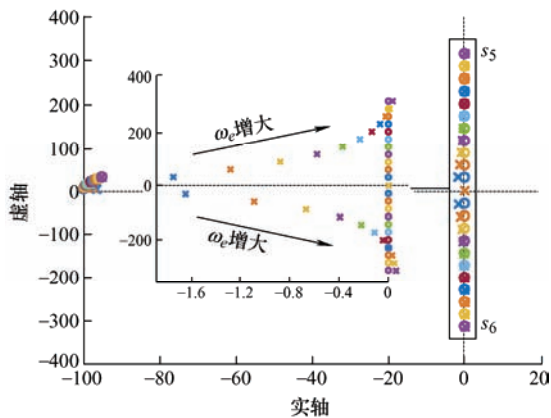


图 10 G_{old} 零极点图

由图 9 可知,在不考虑延时环节影响的条件下,随着电机转速的增加,主导极点 s_3 和 s_4 沿虚轴逐渐远离实轴并向正半平面移动,当电机转速上升到 259 rad/s 左右时, s_3 和 s_4 同时越过虚轴,系统失稳。相反,随着电机转速的降低,主导极点 s_3 和 s_4 逐渐偏离零点 $(0, j\omega_e)$ 和 $(0, -j\omega_e)$,此时零极点难以相消,复矢量电流环难以实现完全解耦。由图 10 可知,在延时环节的影响下,随着电机转速的增加,主导极点 s_5 和 s_6 仍有相同的运动趋势,但由于延时环节的影响,当电机转速上升到 230 rad/s 左右时, s_6 首先越过虚轴,系统失稳。据此,电机带载时复矢量电流环解耦能力恶化。在延时环节的影响下,复矢量电流环解耦能力进一步恶化,电机调速范围更窄,更易失稳。

4.3 控制带宽 K_p 对稳定性的影响

给定 $\omega_e=314 \text{ rad/s}$, $T_d=1/1000$,带 $500 \text{ N} \cdot \text{m}$ 恒定负载不变的条件下,逐渐增大控制带宽 $K_p(K_p \leq 0.1/T_d)$, G_{ol} 和 G_{old} 零极点分布分别如图 11、12 所示。

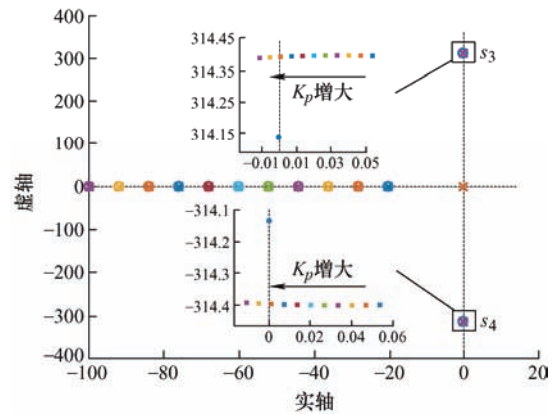


图 11 G_{ol} 零极点图

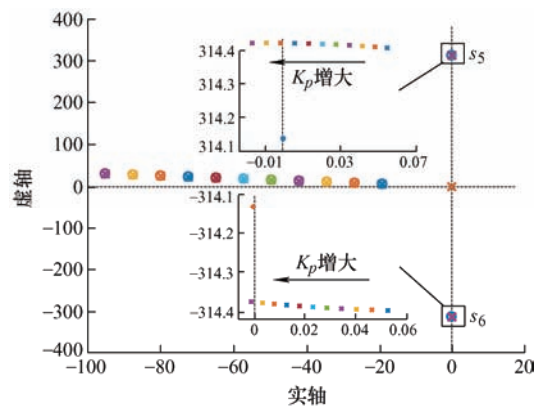


图 12 G_{old} 零极点图

由图 11 可知,在不考虑延时环节影响的条件下,随着控制带宽的增加,主导极点 s_3 和 s_4 向负半平面移动,当控制带宽增加到 85 左右时, s_3 和 s_4

同时越过虚轴,系统稳定。由图12可知,随着控制带宽的增加,主导极点 s_5 和 s_6 虽有相同的运动趋势,但由于延时环节的影响,当控制带宽增加到98左右时, s_6 才越过虚轴,系统稳定。据此,随着控制带宽的增加,电机带载能力上升。但在延时环节的影响下,抑制了电机带载能力上升。

5 测试验证

为验证第2、3节中所探讨的失稳边界条件的准确性,在如图13所示的硬件在环测试平台上进行测试验证,测试平台由上位机、DSP28335以及实时仿真器组成,其中控制算法下载到TMS320F28335DSP中实现,直流电源、滤波环节、逆变器和IPMSM则由实时仿真器模拟运行实现。电机参数与控制算法与第2~4节中所使用的一致,测试工况均在额定范围内。

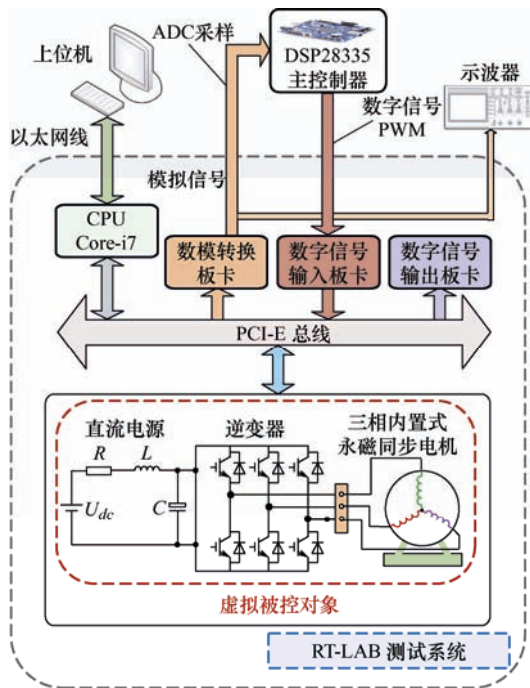


图13 硬件在环测试系统框图

5.1 空载工况下稳定性边界条件验证

为测定被测系统的稳定性边界条件,验证所述理论的正确性,首先给定试验参数 $K_p=10$, $T_d=0.004$ s不变的条件下,逐渐增大 ω_e 并观测记录电机运行状态,如图14所示,当被测系统由稳定变为失稳时即可测得稳定的边界条件。据此,从图14中可以看出,随着 ω_e 的增大,电机逐渐失稳振荡,此时 ω_e 在398 rad/s左右, θ_d 约为 $\pi/2$,与第2节中所分析的一致。

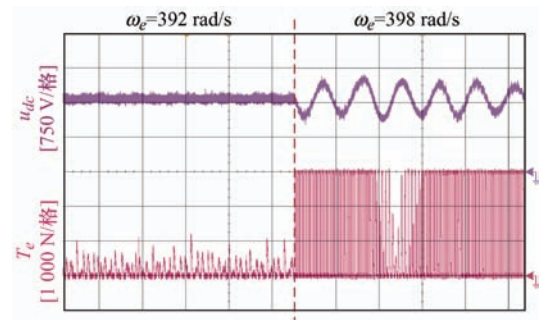


图14 电机响应

同理,给定 $K_p=10$, $\omega_e=398$ rad/s不变的条件下,逐渐增大 T_d 并观测记录电机运行状态,如图15所示。从图15中可以看出,随着 T_d 的增大,电机逐渐失稳振荡,此时 T_d 在0.004 s左右, θ_d 约为 $\pi/2$ 。

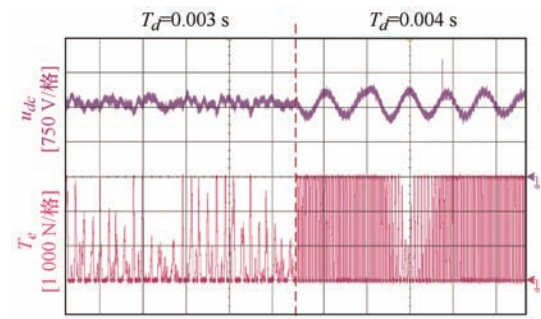


图15 电机响应

5.2 带载工况下稳定性边界条件验证

采用与第5.1节相同的方法,给定 $K_p=100$, $\omega_e=314$ rad/s, $T_d=1/1000$ 不变的条件下,逐渐增大所带负载并观测记录电机运行状态,如图16所示。从图16中可以看出,随着所带负载的增大,电机逐渐失稳振荡,此时负载在500 N·m左右。

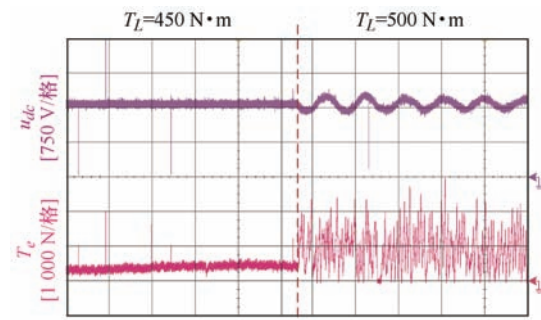


图16 电机响应

给定 $K_p=100$, $T_d=1/1000$,带900 N·m恒定负载不变的条件下,逐渐增大电机转速并观测记录电机运行状态,如图17所示。从图17中可以看出,随着电机转速的增大,电机逐渐失稳振荡,此时 ω_e 在230 rad/s左右。

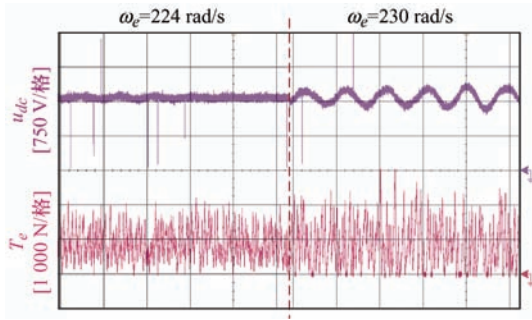


图 17 电机响应

给定 $\omega_e=314 \text{ rad/s}$, $T_d=1/1000$, 带 $500 \text{ N} \cdot \text{m}$ 恒定负载不变的条件下, 逐渐减小控制带宽 K_p 并观测记录电机运行状态, 如图 18 所示。从图 18 中可以看出, 随着控制带宽的减小, 电机逐渐失稳振荡, 此时 K_p 在 98 左右。

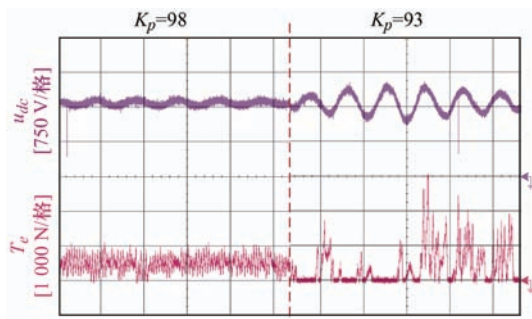


图 18 电机响应

综上, 第 2、3 节中的理论分析与试验结果一致, 验证了稳定性分析结果的准确性。

6 结论

本文推导了基于复矢量电流控制器的 IPMSM 电流环闭环传递函数, 并依据电流环闭环传递函数求解出系统闭环极点的解析解, 利用零极点分布图, 分析了各参数对系统稳定性的影响, 其主要结论如下。

(1) 即使在完全解耦的情况下, 控制延迟依然可能致使系统失稳, 失稳的根本原因是角度延迟在 $(\pi/2+2k\pi, 3\pi/2+2k\pi)$ 区间内产生了实部为正的极点。

(2) 结合零极点分布规律可知, ω_e 和 T_d 的增大均会使 θ_d 增加, 进而不利于系统稳定, 而 $K_p(K_p < 0.1/T_d)$ 的增加会增大系统带宽, 利于系统稳定。在采用复矢量控制电流环完全解耦情况下, 角度延迟导致系统失稳的边界条件可近似为

$$\theta_d = \omega_e T_d \in \left(\frac{3\pi}{2} + 2k\pi, \frac{\pi}{2} + 2k\pi \right) \quad k=0, 1, 2, 3, \dots$$

(3) IPMSM 带载时复矢量电流环的解耦能力会恶化, 虽然增加控制带宽可以提升电机的带载能力,

但在延时环节的影响下, 复矢量电流环解耦能力进一步恶化, 电机调速范围更窄, 电机带载能力下降, 更易失稳。

参 考 文 献

- [1] 张永昌, 高素雨. 考虑延时补偿的永磁同步电机电流预测控制[J]. 电气工程学报, 2016, 11(3): 13-20.
ZHANG Yongchang, GAO Suyu. Predictive current control for permanent magnet synchronous motor with delay compensation[J]. Journal of Electrical Engineering, 2016, 11(3): 13-20.
- [2] 俞沛宙, 杨刚, 杨继辉, 等. 基于自适应反推的永磁同步电动机转速控制策略[J]. 电气工程学报, 2020, 15(3): 38-43.
YU Peizhou, YANG Gang, YANG Jihui, et al. Brushless electric motor control strategy based on adaptive backstepping[J]. Journal of Electrical Engineering, 2020, 15(3): 38-43.
- [3] 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 Wei, DING Xinzong, YAN Caizhong. Research on control method of current loop decoupling based on complex vector[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(14): 4184-4191.
- [4] 伍小杰, 袁庆庆, 符晓, 等. 基于复矢量调节器的低开关频率同步电机控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 124-129.
WU Xiaojie, YUAN Qingqing, FU Xiao, et al. A novel complex state current controller for synchronous motor at very low switching frequency[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(3): 124-129.
- [5] WANG C, XIAO L, ZHENG X, et al. Analysis, measurement, and compensation of the system time delay in a three-phase voltage source rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(8): 6031-6043.
- [6] DE BOSIO F, DE SOUZA RIBEIRO L A, FREIJEDO F D, et al. Effect of state feedback coupling and system delays on the transient performance of stand-alone VSI with LC output filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 4909-4918.
- [7] 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 Jing, FAN Tao, ZHANG Huixuan, 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.
- [8] 张志坚, 荆龙, 赵宇明, 等. 高速低开关频率下永磁同步电机的解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(19): 6345-6353.
- ZHANG Zhijian, JING Long, ZHAO Yuming, et al. Decoupling control of permanent magnet synchronous motor at high speed and low switching frequency[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(19): 6345-6353.
- [9] 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.
- [10] ALTOMARE A, GUAGNANO A, CUPERTINO F, et al. Discrete-time control of high-speed salient machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 52(1): 293-301.
- [11] ZHANG G, WANG G, XU D, et al. Discrete-time low-frequency-ratio synchronous-frame full-order observer for position sensorless IPMSM drives[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(2): 870-879.
- [12] YUAN X, CHEN J, JIANG C, et al. Discrete-time current regulator for AC machine drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 37(5): 5847-5858.
- [13] REN Y, FANG J. Current-sensing resistor design to include current derivative in PWM H-bridge unipolar switching power amplifiers for magnetic bearings[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 59(12): 4590-4600.
- [14] LU M, WANG X, LOH P C, et al. Graphical evaluation of time-delay compensation techniques for digitally controlled converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(3): 2601-2614.
- [15] CHEN C, XIONG J, WAN Z, et al. A time delay compensation method based on area equivalence for active damping of an LCL-type converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(1): 762-772.
- [16] VADESYPE D M, DEGUSSEME K, DEBELIE F M L L, et al. Small-signal Z-domain analysis of digitally controlled converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(2): 470-478.
- [17] HARNEFORS L, BONGIORNO M, LUNDBERG S. Input-admittance calculation and shaping for controlled voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6): 3323-3334.

作者简介: 沐俊文, 男, 1995 年生, 博士研究生。主要研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: 512823852@qq.com

葛兴来(通信作者), 男, 1979 年生, 博士, 教授。主要研究方向为电力牵引传动系统故障建模、诊断及稳定性分析等。

E-mail: xlgee@163.com