

DOI:10.16356/j.1005-2615.2023.06.016

超高速电机电流源逆变器解耦控制优化策略研究

王晓琳, 严廷雄, 鲍旭聪, 李紫佳

(南京航空航天大学自动化学院, 南京 211106)

摘要: 针对电流源逆变器(Current source inverter, CSI)超高速电机驱动系统控制对象阶数高、耦合强的特点, 提出一种基于定子电流反馈有源阻尼的三闭环改进型解耦控制策略。首先, 通过在Z域构建考虑控制延时的CSI超高速电机二阶系统等效模型, 设计了复矢量解耦电流外环、前馈解耦电压内环构成的分级解耦驱动系统。其次, 基于重构模型分析三闭环控制系统在全速域的稳定性和该解耦策略在高速工况下失稳与二阶系统谐振问题的相关性。本文将定子电流反馈有源阻尼引入电流环调节器, 在解决高阶系统谐振问题的同时实现超高速电机在全速域的高性能稳定运行。最后搭建了550 000 (r·min⁻¹)/110 W超高速永磁同步电机的CSI驱动平台, 并进行相关仿真及实验验证, 证明了所提改进策略的有效性和优越性。

关键词: 电流源逆变器; 控制延时; 复矢量解耦控制技术; 离散域建模; 有源阻尼策略

中图分类号: TM351; TH133.3 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-2615(2023)06-1089-11

Research on Decoupling Control Optimization Strategy of Current Source Inverter for High Speed Motor

WANG Xiaolin, YAN Tingxiong, BAO Xucong, LI Zijia

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 211106, China)

Abstract: Aiming at the characteristics of high order and strong coupling of current source inverter (CSI) ultra high speed motor drive system, an improved decoupling control strategy based on stator current feedback active damping is proposed. Firstly, by constructing the equivalent model of CSI super high speed motor second-order system considering control delay in Z domain, a hierarchical decoupling drive system consisting of complex vector decoupling current outer loop and feedforward decoupling voltage inner loop is designed. Secondly, the stability of the three closed loop control system in the full speed domain is analyzed based on the reconstructed model, and the correlation between the instability of the decoupling strategy and the resonance problem of the second order system under high-speed conditions is discussed. Therefore, the stator current feedback active damping is introduced into the current loop regulator in this paper to solve the high order system resonance problem and realize the high performance and stable operation of the ultra high speed motor in the full speed domain. Finally, a CSI drive platform of 550 000 (r·min⁻¹)/110 W ultra high speed permanent magnet synchronous motor is built, and relevant simulations and experiments are carried out to verify the effectiveness and superiority of the proposed improvement strategy.

基金项目: 国家自然科学基金(52177048); 江苏省自然科学基金(BK20201297)。

收稿日期: 2022-11-04; **修订日期:** 2023-02-14

作者简介: 王晓琳, 男, 教授, 博士生导师, 研究方向: 电机及其控制、无轴承磁悬浮。先后主持国家自然科学基金项目 3 项。获得江苏省科学进步三等奖 1 项, 国防科学技术进步二等奖 2 项。在国内外学术刊物和重要会议上发表论文 150 余篇, 获国家发明专利授权 40 余项。

通信作者: 王晓琳, E-mail: wangxl@nuaa.edu.cn。

引用格式: 王晓琳, 严廷雄, 鲍旭聪, 等. 超高速电机电流源逆变器解耦控制优化策略研究[J]. 南京航空航天大学学报, 2023, 55(6): 1089-1099. WANG Xiaolin, YAN Tingxiong, BAO Xucong, et al. Research on decoupling control optimization strategy of current source inverter for high speed motor[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2023, 55(6): 1089-1099.

Key words: current source inverter (CSI); control delay; complex vector decoupling control technology; discrete domain modeling; active damping strategy

超高速电机因其电流基频高、功率密度大等特点^[1-3]在飞轮储能、微型燃气轮机和高速电主轴等场合具有广泛应用^[4-5]。长期以来,电压源逆变器一直是电机驱动系统的研究重点,然而,超高速电机电感小、基频高的特点会带来电流纹波大、转矩脉动高^[6]的问题,因此相对于电压源逆变器,电流源逆变器因其前级串联电感可以克服小电感给控制系统带来的不利影响,在超高速电机驱动系统中更具优势^[7]。然而电流源逆变器拓扑由于交流侧并联滤波电容的存在,控制对象从原先一阶系统变成滤波电容和电机电感共同组成的二阶系统。在电流源逆变器(Current source inverter, CSI)矢量控制系统中,除电感的 dq 耦合外,电容也存在 dq 轴耦合,在高转速下耦合会进一步加剧。此外,二阶控制系统存在固有谐振问题,会造成超高速电机电流发生振荡导致失稳。因此超高速电机CSI驱动系统的研究重点在于解决 dq 轴电流、电压耦合问题,并提高二阶系统稳定性。

针对 dq 轴耦合问题,目前学界提出诸如前馈解耦、偏差解耦、反馈解耦、内模解耦以及复矢量解耦等多种解决方案。文献[8]针对定子电感因坐标变换引起的耦合进行前馈解耦。文献[9-10]在偏差解耦的基础上引入扰动观测器和滑模观测器改善电感参数变化时的动态解耦效果。文献[11-12]结合数字控制延时问题对电流环复矢量控制策略进行研究,并对复矢量系数进行优化设计改善系统性能。文献[13-14]增加了状态观测器进行电流解耦控制,该观测器可以不基于模型进行耦合项观测和扰动观测,但是存在参数调节困难的缺点。然而上述解耦控制技术应用于电压源逆变器,尚未结合CSI特性进行解耦控制技术研究。

在高阶控制方面,文献[15]结合高速电机特点并在考虑控制延时的基础上提出混合型两级式CSI控制策略,实现闭环系统降阶控制,将电感电容耦合问题通过硬件解耦的方式解决,但该方案对硬件条件的要求较高。文献[16]针对二阶系统中谐振尖峰造成的系统失稳问题,分析了有源阻尼在数字控制延时下的作用效果,并且提出一种改进型抑制谐振尖峰方法,但该方法并未涉及控制解耦,无法改善系统的动态性能。文献[17-18]针对电流源逆变器提出一种动态电容电压控制方法,但未考虑控制延时的影响。文献[19]在电流源整流器中对比不同反馈状态下的有源阻尼的谐振抑制效果,验证了基于滤波电感电流反馈的有源阻尼效果更

好,提供了一种谐振抑制的新思路,但在电流源逆变器电机驱动系统中的应用并未得到验证。文献[20]分析了在LCL并网逆变中数字控制延时有源阻尼的影响,对有源阻尼在CSI高速电机驱动的应用提供了分析思路。

本文针对超高速电机CSI驱动系统 dq 轴耦合以及二阶系统稳定性展开研究。首先,本文采用由前馈解耦电压环、复矢量解耦电流环构成的分级解耦控制系统,解决了传统转速-电流双闭环控制存在的高阶微分耦合项不易解耦问题。其次,构建考虑数字控制延时的超高速电机CSI驱动二阶系统 Z 域模型,通过对该模型解耦控制系统的稳定性分析,指出电流环调节器设计面临需减小控制带宽抑制谐振尖峰及需要增加带宽提高相位裕度的矛盾。因此,本文提出一种基于定子电流反馈的新型有源阻尼策略,通过与传统基于电容电压反馈的有源阻尼方案对比,证明了所提策略可以更有效地抑制谐振尖峰,同时增大系统的相位裕度。最后通过仿真与实验,验证本文所提方案的有效性 with 优越性。

1 电流源逆变器驱动系统离散域建模

1.1 电流源逆变器电机驱动系统

三相电流源逆变器超高速电机驱动拓扑如图1所示。与电压源逆变器不同的是,CSI在直流侧串联电感,每个开关器件串联二极管,交流侧并联滤波电容^[21]。CSI驱动超高速电机较好地解决了电机等效电感小带来的电流纹波大的问题,但交流侧滤波电容的引入又不可避免地提升了被控系统阶次,增大了驱动系统控制难度。

基于图1,同步正交旋转坐标系下的逆变器输出电流 i_w 与定子电流 i_s 方程为

$$\begin{cases} i_{wd} = CL \frac{d^2 i_{sd}}{dt^2} + CR \frac{di_{sd}}{dt} + (1 - \omega_e^2 CL) i_{sd} - \\ \quad 2\omega_e CL \frac{di_{sq}}{dt} - \left(\frac{d\omega_e}{dt} CL + \omega_e CR \right) i_{sq} - \omega_e^2 C\psi_f \\ i_{wq} = CL \frac{d^2 i_{sq}}{dt^2} + CR \frac{di_{sq}}{dt} + (1 - \omega_e^2 CL) i_{sq} + \\ \quad 2\omega_e CL \frac{di_{sd}}{dt} + \left(\frac{d\omega_e}{dt} CL + \omega_e CR \right) i_{sd} + \frac{d\omega_e}{dt} C\psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: C 为交流侧滤波电容, R 为电机定子电阻, L 为 dq 轴等效电感, ω_e 为电机角频率, ψ_f 为转子永磁

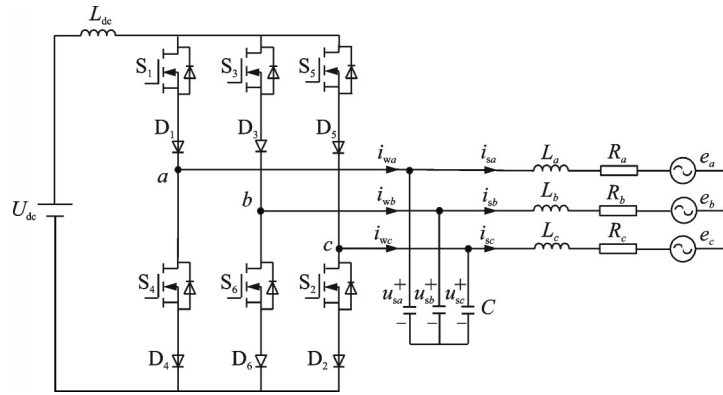


图 1 CSI超高速电机驱动系统电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of CSI ultra-high speed motor drive system

体磁链。 dq 轴间的电流耦合项 $\frac{d\omega_e}{dt}CL + \omega_e CR$ 及干扰项 $\omega_e^2 C\psi_f$ 、 $\frac{d\omega_e}{dt}C\psi_f$ 反映了随着滤波电容的引入双输入双输出系统的耦合程度增大,且干扰的微分项增大数字系统计算的复杂度。因此本文采用三闭环控制系统进行分级解耦控制。

1.2 电流源逆变器电机驱动系统离散域建模

超高速电机因超高电流高频以及超宽运行域的特点,必然会导致其 dq 轴耦合加剧,低载频比下该影响已不容忽视。超高速电机采样电流、电压信号在进行坐标变换时使用的位置角,与输出占空比实际的位置信号之间存在误差,该误差为一个采样周期超高速电机转过的电角度 θ_d ,不能忽略。本文加入角度延时补偿 $e^{j\theta_d}$ 可以解决数字控制系统带来的相位滞后问题。但角度补偿无法解决时间延时带来的逆变器输出电流与数字控制系统指令电流相差一拍的问题,所以需要在离散域中建模分析时间延时带来的影响。

基于数字控制的超高速电机驱动系统分为连续环节和离散环节,其中零阶保持器(Zero-order holder, ZOH)、滤波电容和被控对象为连续环节,采样环节后的数字计算均属于离散环节。本文构建的连续环节和离散环节混合型控制框图如图 2

所示。与传统控制框图不同,本文将被控对象置于 $\alpha\beta$ 坐标系下,经模拟开关、坐标变换与 dq 坐标系下的数字控制系统相联系。图 2 中 $G_i(z)$ 和 $G_v(z)$ 指电流环和电压环调节器,分别控制连续环节中的电容电压和定子电流,将指令电流经坐标变换 $e^{j\theta_e}$ 、角度延时 $e^{-j\theta_d}$ 、角度延时补偿 $e^{j\theta_d}$ 调制为开关动作信号输出给超高速电机。 z^{-1} 指数字控制系统固有的单位时间延时,ZOH可等效为半拍延时,二者共同构成 1.5 拍延时,严重影响低载频比系统的稳定性。

由于在连续域中无法精确计算和分析离散环节在数字控制延时下的影响,本文将图 2 中的连续环节折合至离散域内,并对模拟开关进行离散化处理,得到新的系统模型如图 3 所示。

图 3 中 $G_1(z)$ 和 $G_2(z)$ 为

$$\begin{cases} G_1(z) = e^{j\theta_e} z^{-1} G_{h,CL}(z) e^{-j\theta_e} \\ G_2(z) = e^{j\theta_e} z^{-1} G_{h,C}(z) e^{-j\theta_e} \\ G_{h,CL}(z) = Z \left[\frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \cdot \frac{1}{CLs^2 + CRs + 1} \right] \\ G_{h,C}(z) = Z \left[\frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \cdot \frac{Ls + R}{CLs^2 + CRs + 1} \right] \end{cases} \quad (2)$$

经上文离散域建模明确了各环节电压电流关系,确定系统控制策略框图如图 4 所示,为保证控制系统的稳定性和快速响应性,电压环调节器的控

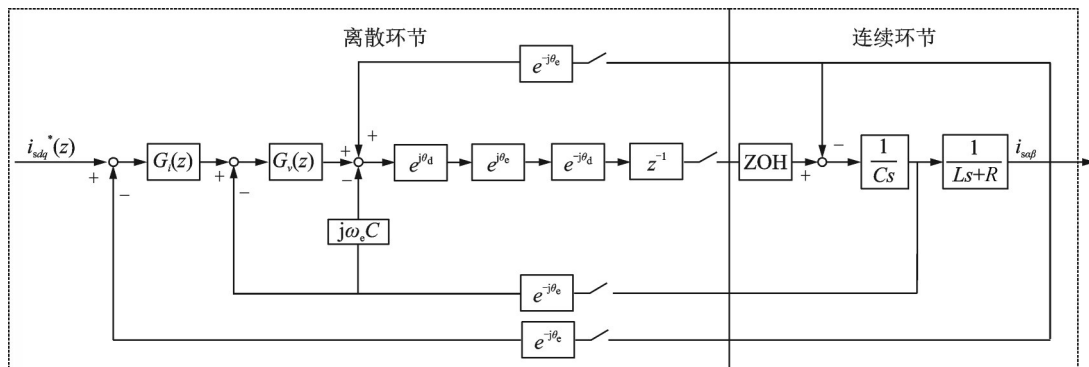


图 2 超高速电机电流源逆变器驱动系统连续环节离散环节混合型控制结构框图

Fig.2 Structure block diagram of continuous link discrete link hybrid control for current source inverter drive system of ultra-high speed motor

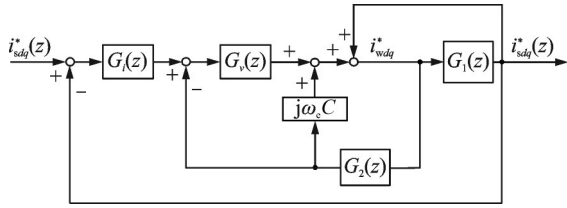


图3 电压电流环离散域模型

Fig.3 Discrete domain model of voltage and current loop

制带宽应大于电流环,所以电压环调节器设计为比例调节器且采用前馈解耦方案。电流环应具有良好的跟踪能力与抗扰能力,因此电流环为比例积分调节器并采用复矢量解耦策略。

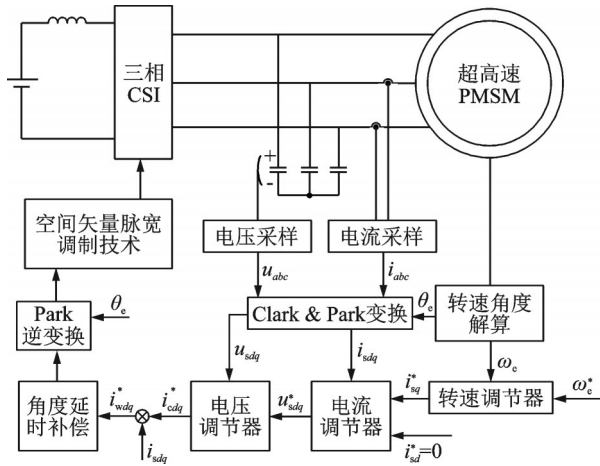


图4 三闭环分级解耦控制策略框图

Fig.4 Block diagram of three-loop hierarchical decoupling control strategy

2 电流环稳定性分析

合适的参数选择关乎系统控制的稳定性,本节基于以下参数设计进行电流环稳定性分析。电压环调节器比例增益设计为 $C\omega_{c1}$, ω_{c1} 为电压环控制带宽,电流环调节器比例增益设计为 $L\omega_{c2}$, 积分增益设计为 $R\omega_{c2}$, 解耦项积分增益设计为 $\omega_c L\omega_{c2}$, 其中 ω_{c2} 为电流环控制带宽。

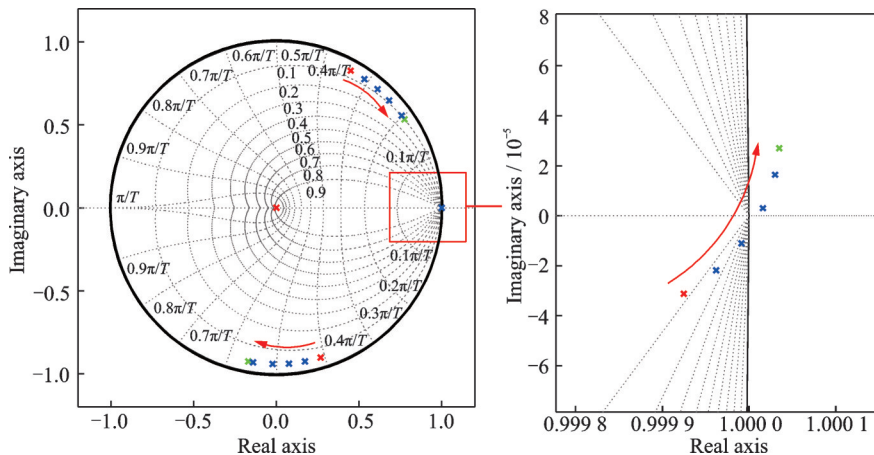


图5 电流环闭环传递函数广义根轨迹图

Fig.5 Generalized root locus of current loop closed-loop transfer function

2.1 电流环复矢量解耦效果分析

本节在离散域模型下采用根轨迹法分析三闭环分级解耦控制策略在超高速电机全速域的稳定性。由图3可得 $i_{sdq}^*(z)$ 与 $i_{sdq}(z)$ 开环传递函数

$$\Phi_o(z) = \frac{i_{sdq}(z)}{i_{sdq}^*(z)} = \frac{G_i(z) \cdot G_v(z) \cdot G_1(z)}{1 + G_v(z) \cdot G_2(z) - G_2(z) \cdot j\omega_c C - G_1(z)} \quad (3)$$

式中 $G_i(z)$ 为采用复矢量解耦策略的电流调节器

$$G_i(z) = k_p + \frac{z \cdot T_s \cdot (k_i + jk_a)}{z - 1} \quad (4)$$

式中: k_p 为电流环调节器比例增益, k_i 为电流环调节器积分增益, k_a 为复矢量解耦项积分增益, T_s 为控制周期。

根据式(3,4)绘制闭环传递函数极点随转速变化的广义根轨迹图如图5所示。本文绘制根轨迹图和伯德图的电机参数与下文中仿真实验的参数相同。

图5局部放大图中箭头所指方向为转速从 100 000 r/min 至 550 000 r/min 的极点分布趋势。超高速电机在低速时极点接近单位圆的边界,在 350 000 r/min 转速下突破边界,并随着转速增大极点逐渐远离单位圆。因此,电流环采用复矢量解耦会在一定转速下失效且会使控制环路成为不稳定系统,所以电流环采用复矢量解耦策略无法使超高速电机在全速域稳定运行。

2.2 电流环复矢量解耦控制失稳原因分析

根据上述分析可知,转速越高,系统的稳定性越差。这是由于复矢量解耦项 k_a 的设计与转速紧密相关,其值随着转速升高而增大,导致电流环调节器的积分增益逐渐增大,系统的相位裕度逐渐减小,最终在一定转速下系统失稳。

在PI调节器中,增大比例增益可以有效减小由积分增益增大而导致的负相位移的影响,系统

的带宽会增大。通过调节器的设计是否可以解决高阶系统失稳情况,下文通过建模和伯德图分析带宽大小与系统谐振之间的关系进行验证。离散域模型中电流环调节器的控制对象如图 6 所示。

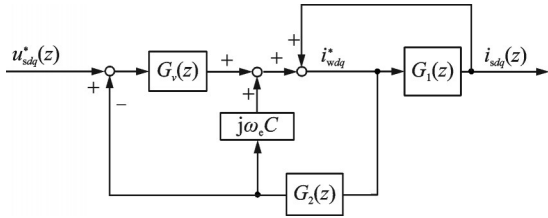


图 6 电流环调节器离散域控制对象模型

Fig.6 Discrete domain control object model of current loop regulator

根据图 6 写出 u_{sdq}^* 到 i_{sdq} 之间的传递函数

$$N(z) = \frac{i_{sdq}}{u_{sdq}^*} = \frac{G_v(z) \cdot G_1(z)}{1 + G_v(z) \cdot G_2(z) - G_1(z) - j\omega_c C \cdot G_2(z)} \quad (5)$$

绘制 $N(z)$ 和电流环调节器的离散域伯德图如图 7 所示。

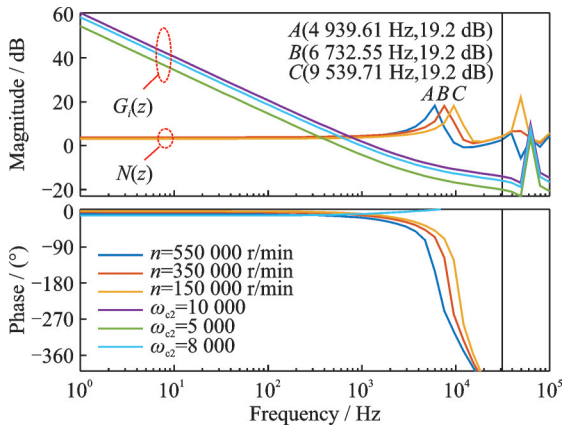


图 7 $G_1(z)$ 与 $N(z)$ 伯德图

Fig.7 Bird diagrams of $G_1(z)$ and $N(z)$

从图 7 中 $N(z)$ 幅频曲线上 A、B、C 三个谐振点处的信息可知,随着转速增大谐振频率不断减小,但谐振尖峰峰值不变,这是因为 CL 谐振系统中,随着转速增加耦合加剧,谐振频率减小;由电流环调节器的幅频曲线中可以看出,带宽越大谐振尖峰的抑制能力越弱。因此,可以得到复矢量解耦在高速工况下失效的原因是:谐振频率会随着转速增大(耦合增大)而减小;复矢量解耦项随着转速增大而增大,造成调节器相位裕度减小,为了增大系统相位裕度需要增大 PI 带宽,但 PI 带宽增加会无法抑制谐振尖峰至 0 dB 以下,进而造成系统失稳。

综上所述,高转速下电流环调节器设计存在以下两个问题:

(1) 需要减小带宽抑制谐振尖峰将其抑制到

0 dB 以下;

(2) 需要增加带宽提高因延时环节带来的 90° 相位滞后,避免相频曲线发生 -180° 穿越。

以上两个问题相互矛盾,造成了电流环调节器设计困难。

3 基于有源阻尼的解耦控制策略

为解决电流环调节器带宽无法设计得更大,本节采用有源阻尼策略对二阶系统进行谐振尖峰抑制,从而使得解耦控制在全速域始终有效,增加系统的稳定性。在传统转速电流双闭环控制系统中,虚拟电阻并联于滤波电容两端。而采用三闭环控制系统可以实现虚拟电阻串联于定子电阻侧,虚拟电阻嵌入位置如图 8 所示。虚拟电阻嵌入的位置不同,对谐振系统的优化程度也不尽相同^[22]。下文结合超高速电机特点进行详细分析。

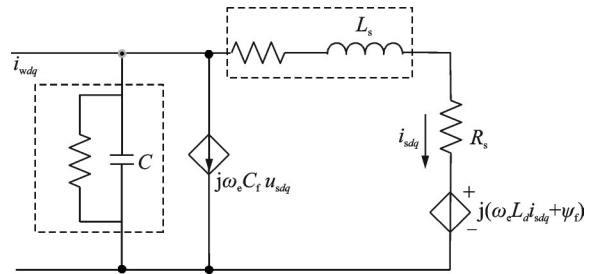


图 8 虚拟电阻嵌入的不同位置

Fig.8 Different positions of virtual resistor embedding

3.1 传统电压反馈型并联有源阻尼策略效果

将虚拟电阻与滤波电容并联,增加了分流支路、减小流入电机侧的电流^[23]。控制系统框图如图 9 所示。图中 g_p 表示电压反馈并联有源阻尼策略的反馈系数。

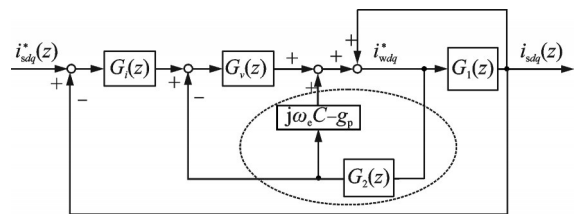


图 9 电压反馈型并联有源阻尼策略模型

Fig.9 Voltage feedback type shunt active damping strategy model

采用传统电压反馈型有源阻尼策略因为电机模型并未发生改变,所以电流环调节器参数不会改变,仅需在前馈解耦项处减去虚拟电导值。此时电流环调节器控制对象 $N_1(z)$ 为

$$N_1(z) = \frac{G_v(z) \cdot G_1(z)}{1 + G_v(z) \cdot G_2(z) - G_1(z) - (j\omega_c C - g_p) \cdot G_2(z)} \quad (6)$$

绘制在 550 000 r/min 转速下 $N_1(z)$ 随并联阻尼大小变化的伯德图如图 10 所示。从图 10 中幅频曲线可以看出:被控对象的谐振频率随着反馈系数的增大而增大,谐振尖峰峰值随着反馈系数的增大而减小。由图 10 得出,电压反馈型并联有源阻尼可以减小谐振尖峰以提高控制系统的稳定性。

在低载频比控制下,为探究控制延迟的影响,绘制传统并联有源阻尼策略随反馈系数变化的广义根轨迹图如图 11 所示。从图 11 可知,随着 g_p 增大,极点逐渐靠近单位圆边界,由细节放大图得在 $g_p=0.8$ 时极点突破边界,系统失稳。所以传统并联有源阻尼尽管增加了系统阻尼,但反馈系数选择不合理仍会导致系统振荡、失稳,其原因在于控制延迟会使电压反馈并联型有源阻尼的虚拟电阻表

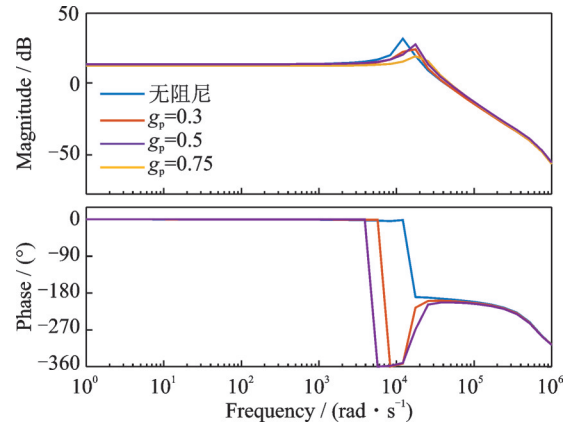


图 10 $N_1(z)$ 随并联电导大小变化伯德图

Fig.10 Bode diagrams of $N_1(z)$ changing with parallel conductance

达式变为

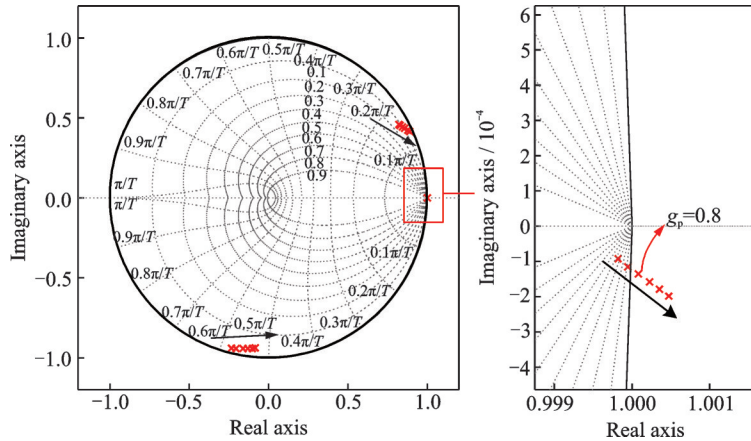


图 11 传统并联有源阻尼下电流环传函随反馈系数变化广义根轨迹图($g_p=0.6\sim 1.2$)

Fig.11 Generalized root locus of current loop transfer function with feedback coefficient under traditional parallel active damping ($g_p=0.6\sim 1.2$)

$$Z_{eq1}(s) = \frac{g_p}{K_{pwm}} \cdot e^{-1.5sT_s} = \frac{g_p}{K_{pwm} \cdot \cos(1.5\omega T_s)} + \frac{j \frac{g_p}{K_{pwm} \cdot \sin(1.5\omega T_s)}}{\quad} \quad (7)$$

$$R_{eq1} = \frac{R_1}{\cos(1.5\omega T_s)}, X_{eq1} = j \frac{R_1}{\sin(1.5\omega T_s)} \quad (8)$$

式中: K_{pwm} 为逆变器桥路的 PWM 等效增益, $R_1=1/(K_{pwm} \cdot g_p)$ 为模拟控制中滤波电容电流反馈型有源阻尼的等效虚拟电阻。

在本系统采用 100 kHz 采样频率下,式(8)中 R_{eq1} 呈正阻、 X_{eq1} 呈感性,量级较小等效感抗并联在电容支路对系统谐振频率的改变较大,并接近于 1/2 采样频率处,开关频率整数次谐波抑制不足,使系统振荡甚至失稳。

3.2 电流反馈型串联有源阻尼策略及稳定性分析

将虚拟电阻 R_p 串联在电机定子侧,不仅会改变 d 、 q 轴电流反馈,也会改变电流调节器参数设

计,使电流调节器积分增益 K_i 增大为 $(R+R_p) \cdot \omega_{c2}$ 。输入到电压环指令电压 u_{sdq}^* 方程变为

$$u_{sdq}^* = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{jK_a}{s} \right) \cdot (i_{sdq}^* - i_{sdq}) - i_{sdq} \cdot R_p \quad (9)$$

式中 K_p 为电流调节器比例增益。由式(9)可以得到控制系统框图如图 12 所示。根据图 12,写出电流调节器控制对象 $N_2(z)$

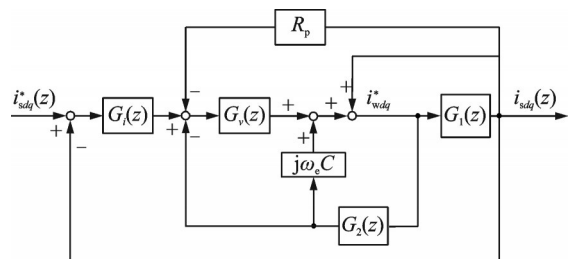


图 12 电流反馈型串联有源阻尼策略模型

Fig.12 Current feedback series active damping strategy model

$$N_2(z) = \frac{G_v(z) \cdot G_1(z)}{1 + G_v(z) \cdot G_2(z) + G_v(z) \cdot G_1(z) \cdot R_p - G_1(z) - j\omega_c C \cdot G_2(z)} \quad (10)$$

绘制在 550 000 r/min 转速下 $N_2(z)$ 随串联阻尼大小变化的伯德图如图 13 所示。

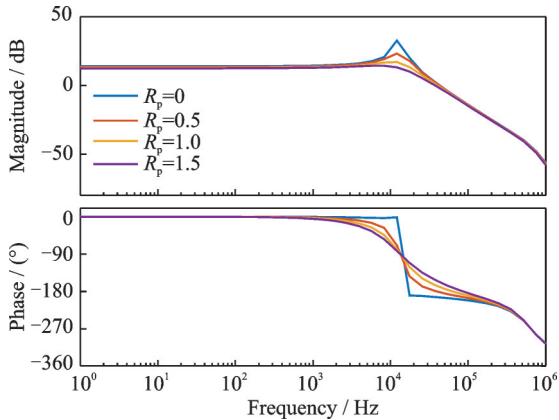


图 13 $N_2(z)$ 随串联阻尼大小变化伯德图

Fig.13 Bode diagrams of $N_2(z)$ changing with the magnitude of series damping

从图 13 中幅频曲线中可以看出,虚拟电阻值越大对谐振尖峰的抑制能力越强,谐振频率基本不变,这是因为式(7)中的量级较小的感抗与电机电感串联对系统的等效电感影响较小。相频曲线

中可以看出:系统的相位裕度随着阻尼的增加而增加,系统会更加稳定。

电流环调节器参数发生变化使得系统控制带宽增大,并且随着有源阻尼的引入,系统谐振尖峰得以抑制,本文结合电机特性以及运行效果选取电流环带宽为 4 500 Hz。 R_p 的选择与电机电感和滤波电容给参数相关,本文综合伯德图仿真以及实际实验效果,最终选择 $R_p=1.5$ 。绘制指令电流 $i_{sdq}^*(z)$ 到输出电流 $i_{sdq}(z)$ 之间的闭环传递函数极点随转速变化的广义根轨迹图如图 14 所示。

从图 14 可以看出,因为有源阻尼的增加使靠近单位圆边界的极点整体向内偏移,最终 550 000 r/min 转速下的极点位于单位圆内。当选择有源阻尼反馈系数在谐振频率处的抑制深度大于等于谐振尖峰幅值时,可以使系统稳定。

相较于电容电压反馈并联有源阻尼策略,串联有源阻尼在电机侧改变了参数属性以及增加了反馈闭环,考虑数字控制延时下虚拟电阻增加的等效电感串联于电路中,对谐振频率改变较小,增加了系统的稳定性。

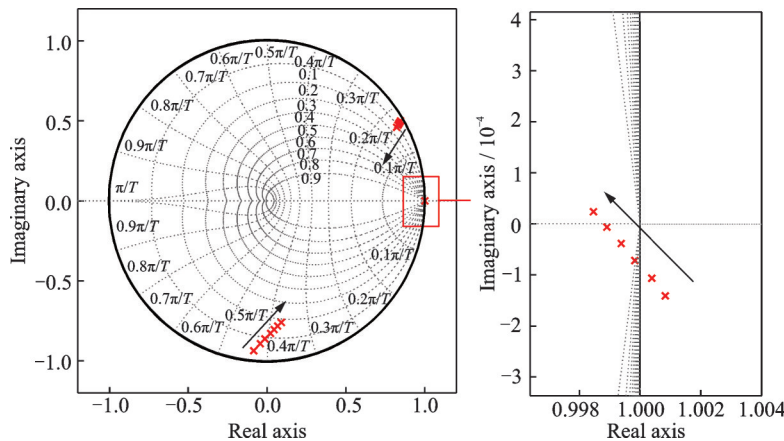


图 14 串联有源阻尼策略下闭环随反馈系数变化广义根轨迹图($R_p=0\sim 1$)

Fig.14 Generalized root locus of closed-loop with feedback coefficient under series active damping strategy ($R_p=0\sim 1$)

4 仿真与实验

4.1 仿真结果与分析

为验证本文所提出的电流环复矢量解耦控制在电机高转速下的局限性,以及基于定子电流反馈的串联有源阻尼策略下的解耦控制策略的可行性与优越性,本节采用 MATLAB/Simulink 仿真平台,对超高速电机控制系统进行仿真搭建和仿真分析。仿真模型的相关参数与前文理论分析中的一致,如表 1 所示。

为验证本文所提电流环复矢量解耦控制在高转速下失稳原因,本小节首先仿真了在同样 PI 参数下,给定转速为 250 000 r/min 和 550 000 r/min 的转

速波形和 q 轴电流波形。图 15 中电流环调节器采用复矢量解耦控制,电机可以在 250 000 r/min 时具

表 1 电机仿真参数

Table 1 Motor simulation parameters

电机参数	数值
额定功率 P/W	110
额定相电流幅值 i/A	8
额定转速 $n/(r\cdot\text{min}^{-1})$	550 000
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.000 347
极对数	1
等效相电阻 R/Ω	0.22
等效相电感 $L/\mu H$	18
控制频率 f_c/Hz	100 000

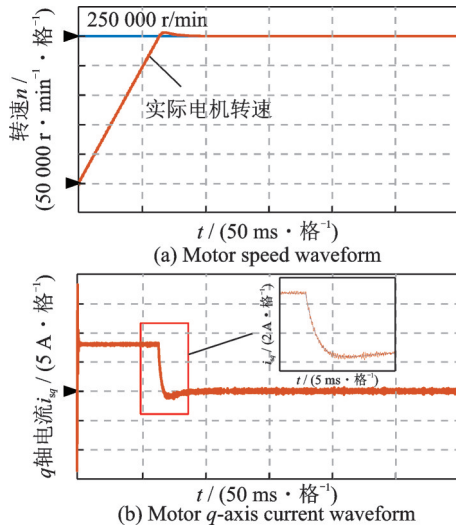


图15 给定转速为250 000 r/min电机仿真波形

Fig.15 Simulation waveform of motor with a given speed of 250 000 r/min

有良好的动态响应和稳定性,起动时在0.135 s转速稳定在250 000 r/min、超调量为2.2%, q 轴电流波形中可以看出转矩电流可以很好地跟随转速环输出的给定电流。

当转速设定为550 000 r/min时仿真波形如图16所示,在0.12 s时转速到达400 000 r/min时 q 轴电流开始振荡并逐渐发散,没有准确跟随给定电流,致电机无法稳定升速至给定转速,转速环输出

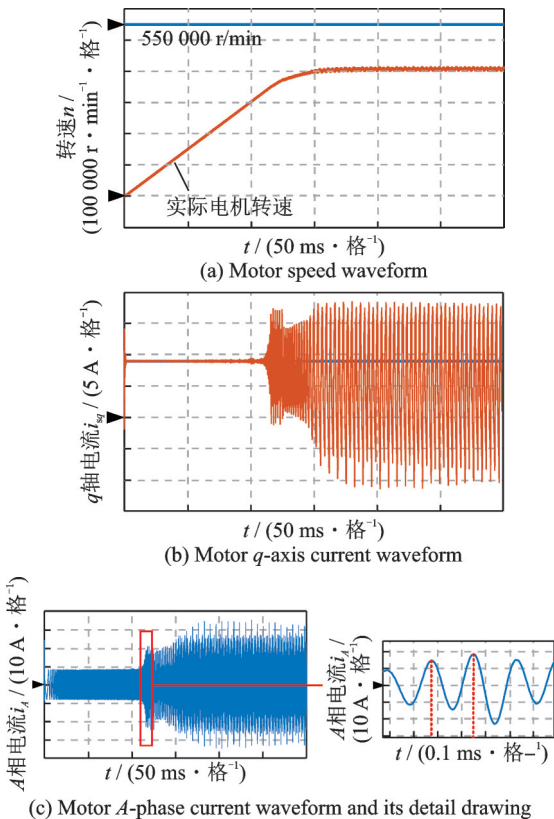


图16 给定转速为550 000 r/min电机仿真波形

Fig.16 Simulation waveform of motor with given speed of 550 000 r/min

给定转矩电流一直处于限幅状态。仿真证明采用复矢量解耦控制策略的电流环调节器会在高速工况下失效,从失稳相电流细节图中可以看出电流大于2倍额定值,会毁坏电机,失稳时刻对应的转速为400 000 r/min,对应的电流频率为6 660 Hz。

为验证电流环采用复矢量解耦控制策略在高速工况下失稳的原因是因为积分增益增大引起系统的负相移,及带宽增加造成二阶系统谐振尖峰幅值无法被抑制到0 dB以下。现引入基于电容电压反馈的并联有源阻尼仿真波形如图17所示,仿真中引入的虚拟电阻阻值设置为2 Ω ,可以看出 q 轴电流能够跟随转速环输出的给定电流,转速也可以升速至额定转速550 000 r/min。但从图17(b)中的 q 轴电流细节图中发现,系统具有较差稳定性和高振荡响应,此时电流振幅最大时可以达到1 A,这给超高速电机全速域平稳运行带来挑战。

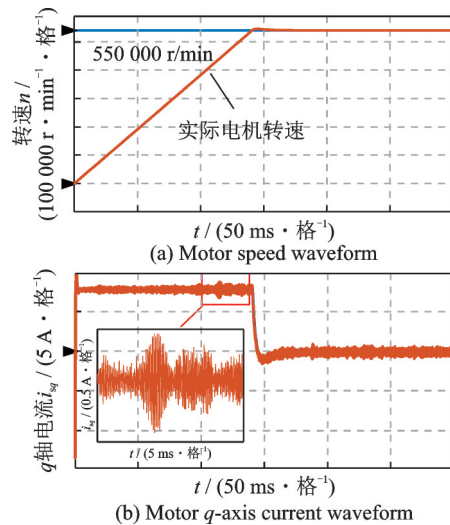


图17 基于并联有源阻尼的仿真波形

Fig.17 Simulation waveform based on parallel active damping

针对本文提出的基于定子电流反馈的串联有源阻尼下的复矢量解耦控制策略仿真波形如图18所示。

对比图17中并联有源阻尼仿真波形可以看出,图18采用串联有源阻尼下的复矢量解耦策略在高速下更具有稳定性, q 轴电流纹波更小振荡更小,最大的振荡幅值仅为0.4 A。而基于并联有源阻尼下的复矢量解耦策略在高速时 q 轴电流振荡幅值为1 A以上。以上仿真验证了本文提出的串联有源阻尼更加具有稳定性以及抗扰动性。

4.2 实验结果与分析

为验证本文提到的复矢量解耦技术在高基频工况下存在失稳情况,复矢量解耦控制优化策略的有效性以及对比不同优化策略的优劣,本文搭建超

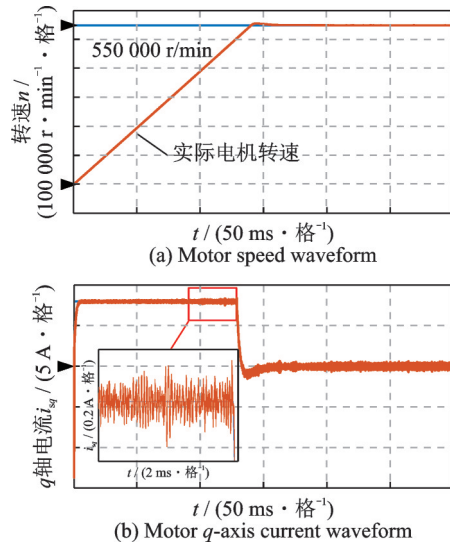


图 18 基于串联有源阻尼的仿真波形

Fig.18 Simulation waveform based on series active damping

高速电机实验平台针对电流环电流跟随情况进行实验验证。实验样机参数与表 2 一致,驱动器控制单元采用了高性能数字控制器 TMS320F28377D,逆变器的功率芯片选用安森美半导体公司的 NVMFD6H821NL,驱动平台与实验样机如图 19 所示。

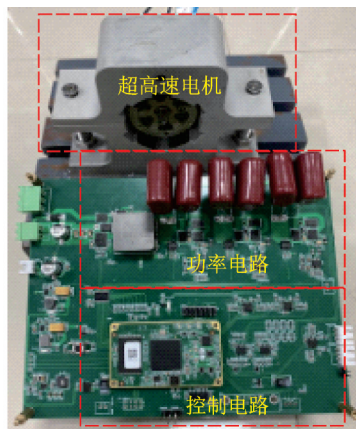


图 19 超高速电机及其 CSI 驱动平台

Fig.19 Ultra-high speed motor and its CSI drive platform

图 20 为未加有源阻尼策略优化下的复矢量解耦控制在电流频率增大时失稳的相电流波形和转矩电流 i_q 波形。从图 20 中电流失稳前的区域 I 中可以看到当电流频率为 5 100 Hz, 电流环转矩电流 i_q 可以跟随给定, 相电流呈正弦波且转矩电流在给定值附近上下波动; 电流失稳后的区域 II 中, 电流频率达到 6 000 Hz, 转矩电流给定值仍为 1 A, 但实际转矩 i_q 波形中表明其无法跟随给定且在 0 至 1 A 内上下波动, 相电流失稳。与 4.1 节中图 16 的仿真验证基本吻合。

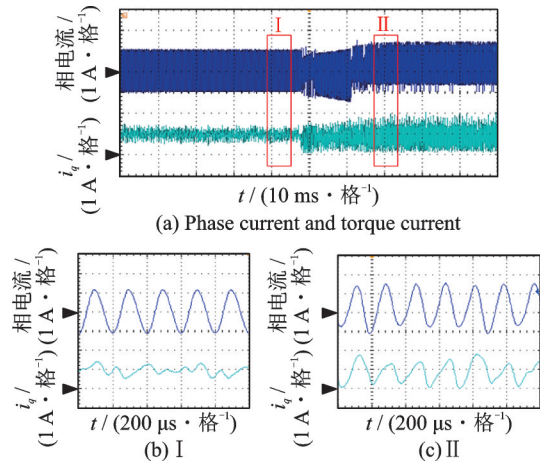


图 20 复矢量解耦控制下的相电流波形和转矩电流波形及细节放大图

Fig.20 Phase current waveform and torque current waveform and details under complex vector decoupling control

为证明以上实验失稳原因与本文第二节所述相同, 通过提高比例增益减小系统的相位滞后, 所做实验如图 21 所示。

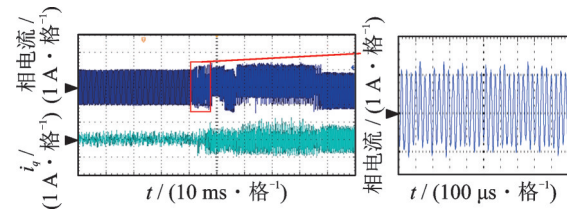


图 21 增大比例增益解耦控制下相电流和转矩电流波形
Fig.21 Waveforms of phase current and torque current under increasing proportional gain decoupling control

图 21 中当电流频率达到 6 700 Hz 时, 电流波形出现失稳, 从放大图中可以看出此时失稳电流的频率为 38 kHz, 为二阶系统的谐振频率。证明增大比例增益来增大带宽解决积分增益增大带来的相位滞后问题, 会使系统无法在谐振频率处抑制谐振尖峰, 系统失稳。

当采用定子电流反馈的串联有源阻尼策略增大系统阻尼后的实验波形如图 22 所示。图中所示相电流在电流频率逐渐增大的过程中没有出现失稳现象, 最终电流频率到达 9 170 Hz。此实验证明了增大系统阻尼可以解决复矢量解耦在高基频工况下系统失稳的问题, 也证明了复矢量解耦控制在基频增大时导致电流失控的原因是积分增益增大, 增大比例增益带来的谐振尖峰抑制不足, 与理论分析对应。

图 23、24 分别为两种不同有源阻尼策略下的复矢量解耦控制在给定阶跃信号(实验中转矩电流给定值 i_q 从 0.5 A 阶跃至 1 A)下的动态响应波形,

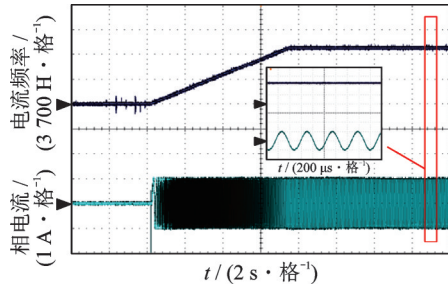


图22 串联有源阻尼复矢量解耦控制下的电流频率波形和相电流波形

Fig.22 Current frequency waveform and phase current waveform under series active damping complex vector decoupling control

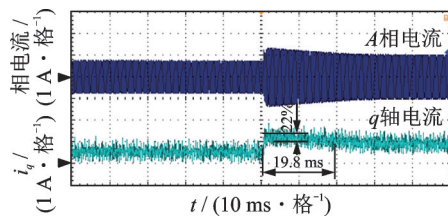


图23 基于并联有源阻尼复矢量解耦控制阶跃响应波形
Fig.23 Step response waveform based on shunt active damping complex vector decoupling control

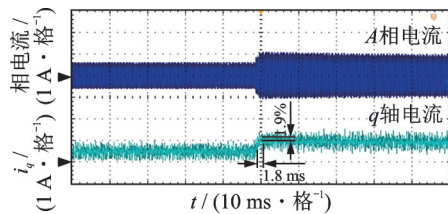


图24 基于串联有源阻尼复矢量解耦控制阶跃响应波形
Fig.24 Step response waveform based on series active damping complex vector decoupling control

此时的相电流频率为9 170 Hz。

从图23中基于并联有源阻尼下的阶跃响应波形看出,转矩电流超调量较大为22%,电流振荡较大,调节时间为19.8 ms。图24中基于串联有源阻尼下的阶跃响应波形,转矩电流的超调量较小,近乎为零,调节时间为1.8 ms,此时电流振荡较小,可以很好地解决复矢量解耦控制固有的欠阻尼振荡问题。与理论分析和仿真结果一致,验证了本文提出策略的优越性。

5 结 论

本文针对超高速电机电流源逆变器驱动系统存在动态响应慢、稳定性差的问题,构建了考虑系统延时的三闭环控制Z域等效模型并进行稳定性分析,明确了传统复矢量解耦策略在高速工况会导致电流环失稳。本文将定子电流反馈有源阻尼引入电流环控制环路,提出一种改进型三闭环解耦控制方法,该方法在抑制二阶系统谐振尖峰的同时提

升了系统动态性能及稳定性,在超高速低载频比下具有显著优势。

参考文献:

- [1] 高起兴,王晓琳,丁强,等.超高速微型永磁电机转子强度分析与结构设计[J].中国电机工程学报,2021,41(8):2856-2867.
GAO Qixing, WANG Xiaolin, DING Qiang, et al. Strength analysis and structure design of ultra high speed micro permanent magnet motor rotor[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(8): 2856-2867.
- [2] 张凤阁,杜光辉,王天煜,等.高速电机发展与设计综述[J].电工技术学报,2016,31(7):1-18.
ZHANG Fengge, DU Guanghui, WANG Tianyu, et al. Review on the development and design of high speed motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(7): 1-18.
- [3] ZWYSSIG C, ROUND S D, KOLAR J W. An ultrahigh-speed, low power electrical drive system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(2): 577-585.
- [4] GU C, WANG X, SHI X, et al. A PLL-based novel commutation correction strategy for a high-speed brushless DC motor sensorless drive system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(5): 3752-3762.
- [5] GERADA D, MEBARKI A, BROWN N L, et al. High-speed electrical machines: Technologies, trends, and developments[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(6): 2946-2959.
- [6] 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 Cong. Research on key technologies of high speed permanent magnet motor drive system[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2020.
- [7] 鲍旭聪,王晓琳,彭旭衡,等.高速电机驱动关键技术研究综述[J].中国电机工程学报,2022,6(6):1-16.
BAO Xucong, WANG Xiaolin, PENG Xuheng, et al. Review of key technologies of high speed motor drive [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 6(6):1-16.
- [8] 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.
- [9] 李春鹏,贲洪奇,刘博,等.采用扰动观测器的偏差解耦控制方法[J].中国电机工程学报,2015,35(22):5859-5868.
LI Chunpeng, BEN Hongqi, LIU Bo, et al. Deviation decouple control method based on disturbance ob-

- server[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(22): 5859-5868.
- [10] 王松,王群京,李国丽,等.复合干扰下永磁球形电机的全阶滑模控制[J].南京航空航天大学学报,2022,54(3): 489-498.
WANG Song, WANG Qunjing, LI Guoli, et al. Full-order sliding mode control of permanent magnet spherical actuator under lumped disturbances[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2022, 54(3): 489-498.
- [11] 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): 124-135.
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): 124-135.
- [12] 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.
- [13] 陈哲,张序轩,刘春强,等.基于比例谐振型自抗扰控制的永磁同步电机电流解耦及谐波抑制策略研究[J].中国电机工程学报,2022,11(3): 1-10.
CHEN Zhe, ZHANG Xuxuan, LIU Chunqiang, et al. Research on current decoupling and harmonic suppression strategy of permanent magnet synchronous motor by proportional resonance adaptive disturbance rejection control[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 11(3): 1-10.
- [14] 沈绍博,李涛,祖晖,等.带扰动观测器的永磁同步电机非线性预测跟踪控制[J].南京航空航天大学学报,2015,47(3): 367-371.
SHEN Shaobo, LI Tao, ZU Hui, et al. Nonlinear predictive tracking controller for permanent magnet synchronous motor with disturbance observer[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2015, 47(3): 367-371.
- [15] 王晓琳,郭慧,顾聪.一种基于电流源逆变驱动的超高速永磁同步电机改进型控制策略[J].中国电机工程学报,2022,42(7): 2733-2744.
WANG Xiaolin, GUO Hui, GU Cong. An improved control strategy for the ultra high speed permanent magnet synchronous motor fed by the current source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(7): 2733-2744.
- [16] 王晓琳,王强,鲍旭聪.高速低载频比下电流型逆变器有源阻尼策略研究[J].电机与控制学报,2022,26(2): 54-62.
WANG Xiaolin, WANG Qiang, BAO Xucong. Research on active damping scheme for current source inverter at high speed and low carrier ratio[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(2): 54-62.
- [17] WANG Z, WU B, XU D, et al. Dynamic capacitor voltage control of high power current source converter fed PMSM drives for LC resonance suppression[J]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2010, DOI:10.1109/ISIE.2010.5637360.
- [18] LEE H, JUNG S, SUL S. A current controller design for current source inverter-FED AC machine drive system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(3): 1366-1381.
- [19] LIU F, WU B, ZARGARI N R, et al. An active damping method using inductor-current feedback control for high-power PWM current-source rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(9): 2580-2587.
- [20] 潘冬华,阮新波,王学华,等.增强LCL型并网逆变器对电网阻抗鲁棒性的控制参数设计[J].中国电机工程学报,2015,35(10): 2558-2566.
PAN Donghua, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al. Controller design for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid-impedance variation [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2558-2566.
- [21] 苗轶如,刘和平,张威,等.电流源型逆变器电机驱动系统的储能电感电流与转子磁链最优控制策略[J].中国电机工程学报,2019,39(9): 2757-2768.
MIAO Yiru, LIU Heping, ZHANG Wei, et al. Optimal control strategy of storage inductor current and rotor flux for current source inverter motor drive system[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(9): 2757-2768.
- [22] 许津铭,谢少军,肖华锋.LCL滤波器有源阻尼控制机制研究[J].中国电机工程学报,2012,32(9): 27-33.
XU Jinming, XIE Shaojun, XIAO Huafeng. Research on control mechanism of active damping for LCL filters [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(9): 27-33.
- [23] 边志维,何远彬,吴圆圆,等.一种提高LCL型并网逆变器无源性及抗扰性的网侧电流控制策略[J].中国电机工程学报,2022,42(6): 2175-2186.
BIAN Zhiwei, HE Yuanbin, WU Yuanyuan, et al. An injected current control strategy for passivity enhancement and disturbance rejection of LCL-type grid-connected inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2175-2186.