

电流源逆变器复矢量解耦与前馈解耦联合降阶控制策略研究

于佳强¹, 吴绍朋¹, 杜博超¹, 刘旭扬¹, 张庆源²

(1. 哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院, 150080, 哈尔滨;

2. 沈阳微控飞轮技术股份有限公司, 110002, 沈阳)

摘要: 电流源逆变器输出侧需添加电容器对输出斩波电流进行滤波, 导致电流源逆变器电机驱动系统控制模型具有系统阶次高、存在谐振点、旋转坐标系下模型耦合严重等问题。针对上述问题, 以降阶控制为主要目的, 提出了复矢量解耦与前馈解耦联合降阶控制策略。针对电流源逆变器的复矢量模型, 引入电机电流前馈消除模型中电机电流耦合项, 在此基础上, 使用复矢量解耦策略, 针对二阶串联模型设计带有耦合误差项的比例积分控制器, 消除常规控制器中高阶模型导致的闭环系统谐振, 简化闭环模型, 实现系统的解耦与降阶。同时, 该控制器具有结构与参数整定简单的优点, 通过稳定性分析验证了所提闭环电流控制器的可行性。以一台 3 kW 永磁同步电机为对象进行仿真, 并与传统控制策略、双闭环控制策略进行对比验证。结果表明, 所提控制策略在降低模型阶次、简化控制器设计的同时, 相较于传统控制策略解耦能力更强, 在阶跃响应与转速耦合作用下表现出更强稳定性, 电流在阶跃信号作用下均没有发生振荡。

关键词: 电流源逆变器; 复矢量解耦; 前馈解耦; 降阶控制

中图分类号: TM351 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202408004 **文章编号:** 0253-987X(2024)08-0028-10

Joint Reducer-Order Control Strategy of Complex Vector Decoupling and Feedforward Decoupling for Current Source Inverters

YU Jiaqiang¹, WU Shaopeng¹, DU Bochao¹, LIU Xuyang¹, ZHANG Qingyuan²

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150080, China;

2. Shenyang Vycon Flywheel Co., Ltd., Shenyang 110002, China)

Abstract: The output side of the current source inverter needs to add a capacitor filter to eliminate the output chopping current, which leads to high model order, resonance points, and serious coupling issues of the current source inverter in the motor driver rotating coordinate system. A joint reducer-order control strategy of complex vector decoupling and feedforward decoupling is proposed. The basic idea is adding a motor current feedforward to eliminate the motor current coupling term in the complex vector model of the current source inverter. Based on this, a proportional integral controller with coupling error term is designed for the model by using complex vector decoupling strategy. It eliminates the closed-loop system resonance caused by the high-order model in the conventional controller, simplifies the closed-loop model, and realizes the

收稿日期: 2024-01-13。 作者简介: 于佳强(2000—), 男, 博士生; 吴绍朋(通信作者), 男, 教授, 博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52377042); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(HIT. OCEF. 2022046)。

网络出版时间: 2024-04-17

网络出版地址: <https://link.cnki.net/urlid/61.1069.t.20240415.1020.004>

decoupling and order reduction of the system. The controller has the advantages of simple structure and parameter tuning. The feasibility of the proposed closed-loop current controller is verified through stability analysis. Finally, a 3 kW permanent magnet synchronous motor is simulated and compared with conventional control strategy and dual closed-loop control strategy for verification. The results show that the control strategy proposed in this paper has a stronger decoupling ability compared with traditional control strategy, while reducing the model order and simplifying controller design. It exhibits stronger stability under the coupling of step response and speed, and the motor speed and current do not oscillate under the action of step signals.

Keywords: current source inverter, complex vector decoupling, feedforward decoupling, reduced order control

目前,电机驱动电路结构多采用电压源逆变器(voltage source inverter, VSI)拓扑,电路直流侧电压源并联电容器。电流源逆变器(current source inverter, CSI)作为电压源逆变器的对偶电路,其直流侧串联电感作为储能器件^[1-3]。在高压大功率等应用领域,电感器相较于电容器可靠性更高,成本更低。同时,电流源逆变器拓扑自带短路保护功能,器件开关过程中电压应力更小,对电路功率器件更加友好^[4-5]。与电压源逆变器作为降压拓扑相对应,电流源逆变器的升压特性令其电压利用率更高,更适用于超高速电机等高电压应用场景^[6-7]。电流源逆变器还具有输出电流波形质量高的特点^[8-9]。诸多特性令电流源逆变器受到国内外诸多学者关注。

由于电流源逆变器引入了电容,电容模型与电机模型串联构成了二阶系统,带来了系统谐振问题^[10-11]。并且,在同步旋转坐标系中,系统的 dq 轴模型存在严重的交叉耦合。针对电流源逆变器系统的谐振问题,学术界提出了虚拟阻尼控制^[12-17]、多闭环控制^[18-20]、内环指令降阶控制^[21]等。采用实体电阻作为阻尼会导致系统能量大量损失、效率降低。有源阻尼通过添加附加反馈控制环节,在不产生实际损耗的情况下得到与添加实体阻尼相同的效果。有源阻尼方法包括虚拟电阻阻尼法、 LC 滤波器模型前馈补偿法、补偿器设计法。文献[12-13]介绍了等效为反馈电容电压、电感电流两种虚拟电阻放置方法。文献[14]研究了基于 LC 滤波器进行前馈补偿的有源阻尼方法。文献[15]提出了一种三步控制信号补偿器,通过整形调制信号有效消除控制回路中的谐振。但是,虚拟阻尼控制策略的动态响应较慢,上述文献对虚拟阻尼在电流源逆变器控制应用展开的研究多基于并网等低频系统,且虚拟电阻的

引入不仅会降低系统的低频段增益,还会令系统的相位裕度降低。同时,虚拟阻尼系数设计需根据系统频率变化而变化,而电机驱动领域的频率工作点并不固定,因此虚拟阻尼控制策略在电机驱动领域应用存在困难。

现阶段学者针对多闭环控制策略在电流源逆变器驱动领域应用展开研究。文献[18]中将二阶电流源逆变器系统拆分为两个一阶系统串联结构,通过在电流外环中引入电压内环提高了控制性能,并一定程度上抑制了谐振的影响,但是文献中受控对象基频为60 Hz,所使用的方法不适用于高带宽需求的高速电机系统。文献中通过添加前馈解耦环节设计了多回路闭环控制器,给出了控制器参数整定方法,并给出系统离散域模型和稳定性分析结果。文献[19]推导了基于复矢量分析法的电流源逆变器模型,使用复矢量表征模型可充分考虑模型的交叉耦合项。文献[20]针对电流源逆变器复矢量双环控制模型,对耦合项进行积分器解耦以代替传统的前馈解耦。相对于传统的前馈解耦,复矢量解耦减小了对电机参数的依赖,但是对电压内环控制器的带宽提出了更高的要求。综上所述可知,多闭环控制策略存在控制器设计与控制器参数整定复杂、对电压内环带宽要求高等问题,且该策略并未实现对电流源逆变器的完全解耦与降阶。

关于内环指令降阶控制策略的研究,文献[21]从降低系统阶次角度出发,将二阶系统等效为两个一阶系统串联,并且设计输出电流解算模块代替电压内环控制器,实现了对电流外环控制对象的降阶,消除了二阶系统谐振对控制性能的影响。但是,因为输出电流解算模块包含微分环节,使得系统带宽不能设计太高,给外环控制器的设计带来了一定的挑战。综上所述可知,学术界目前针对电流源逆变

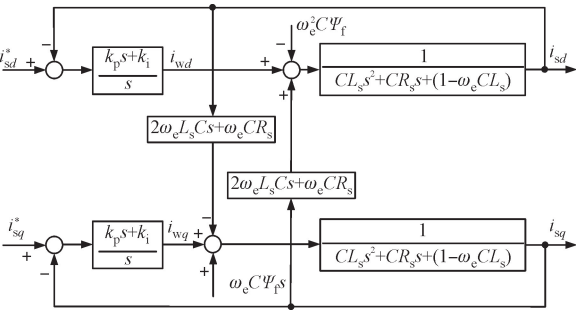


图 2 电流源逆变器 dq 坐标系下 s 域模型

Fig. 2 The s domain model of current source inverter in dq coordinate system

2 电流源逆变器经典控制器设计

2.1 电流源逆变器电机驱动系统复矢量模型

为了在控制器设计时充分考虑系统耦合项的影响,采用复矢量将双输入双输出模型转换为可使用传递函数表示的单输入单输出模型^[24-25]。在复数坐标系下,电流矢量可表示为

$$\mathbf{i}_{sdq} = i_{sd} + \mathbf{j}i_{sq} \tag{8}$$

电机定子电流与逆变器输出电流之间的传递函数为

$$G(s) = \frac{\mathbf{i}_{sdq}(s)}{\mathbf{i}_{wdq}(s)} = \frac{1}{CL_s s^2 + CR_s s - \omega_e^2 CL_s + \mathbf{j}(2\omega_e CL_s s + \omega_e CR_s)} \tag{9}$$

PI 控制器传递函数为

$$G_{PI}(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \tag{10}$$

忽略磁链影响,CSI 复矢量控制模型如图 3 所示。电流源逆变器电流环开环传递函数表示为

$$G_{ol}(s) =$$

$$\frac{k_p s + k_i}{CL_s s^3 + CR_s s^2 + (1 - \omega_e^2 CL_s)s + \mathbf{j}(2\omega_e CL_s s + \omega_e CR_s)} \tag{11}$$

图 3 CSI 复矢量控制模型

Fig. 3 Current source inverter complex vector control model

开环传递函数的伯德图如图 4 所示。可以看出,开环传函中存在一个谐振峰,系统谐振频率为 27 kHz,此时系统相位发生 180°穿越,导致闭环系统的不稳定。考虑实际控制情况,最终电流发生失稳现象的电流频率点会在 27 kHz 之前。

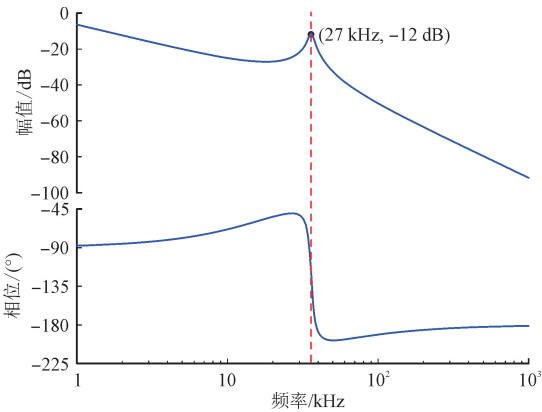


图 4 传统控制策略的开环传递函数伯德图

Fig. 4 Bode diagram of open-loop transfer function for traditional control strategy

2.2 电流源逆变器双闭环控制策略

将电流源逆变器的交流侧二阶控制模型中关于电机电流的耦合项前提,可将二阶控制模型等效为电容模型与电机模型两个一阶环节串联,如图 5 所示。

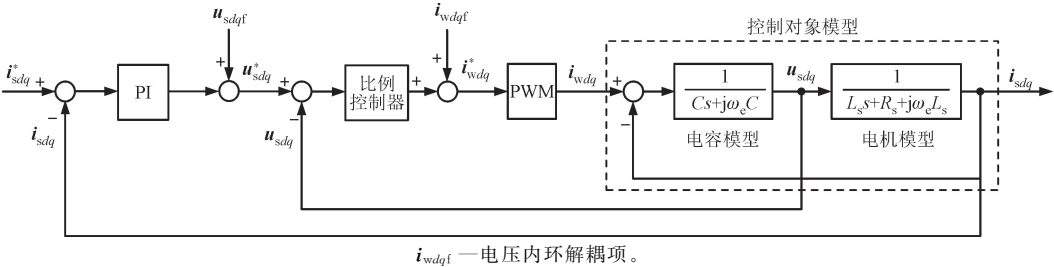


图 5 双闭环控制器框图

Fig. 5 Block diagram of dual closed-loop controller

设计电压内环比例控制器,对电机相电压(电容电压)进行控制。电压内环与电流外环均采用前馈

解耦的方法。电压内环解耦项 i_{wdqf} 的实部与虚部分别表示为

$$\begin{cases} i_{wdf} = i_{sd} - \omega_e C u_{sd} \\ i_{wqf} = i_{sq} + \omega_e C u_{sq} \end{cases} \quad (12)$$

此时,电压内环可以等效为一阶惯性环节。比例项增益 k_{pcv} 被设计为 $\omega_{cl}C$, 调节 ω_{cl} 可改变电压内环带宽。对于多环串联系统,内环需要更快的响应速度,因此需要内环的带宽更高。将电压内环回路简化,得到全系统控制框图如图6所示。

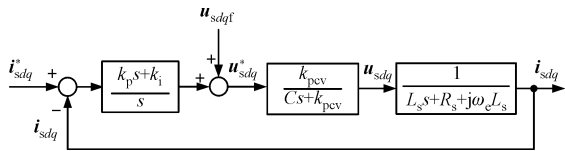


图6 双闭环系统电流外环控制器设计框图

Fig. 6 Block diagram of a double closed-loop system current outer loop controller design

同样地, u_{sdqf} 作为前馈项对电机模型中的耦合项 $j\omega_e L$ 进行解耦。外环控制器设计为PI控制器,并将控制器中 k_p 、 k_i 设计为 $\omega_{c2}L$ 、 $\omega_{c2}R$, 其中 ω_{c2} 为电流外环控制器设计带宽。控制系统的开环传递函数为

$$H_o(s) = \frac{k_{pcv} \omega_{c2}}{s(Cs + k_{pcv})} \quad (13)$$

最终,该控制系统闭环传递函数被设计成为典型的二阶系统。相较于传统的单环系统,使用添加电压内环的双闭环控制策略实现了系统的降阶控制,但是该控制策略对内环的控制带宽要求极高,电压内环控制器容易出现失稳现象,在高速电机、高频驱动等领域中并不具有适用性。

3 复矢量解耦与前馈解耦联合降阶控制策略

为避免使用双闭环控制策略中的内环控制器,实现控制对象的降阶,并且引入带有耦合误差的积分器对系统耦合项进行解耦,提出复矢量解耦与前馈解耦联合降阶控制策略。

根据图3所示模型中的前向通道传递函数,将考虑耦合项的复矢量复传递函数改写为

$$H_{o1}(s) = \frac{i_{sdq}}{i_{wdq}} = \frac{1}{CL_s s^2 + CR_s s + 1 - \omega_e^2 CL_s + j(2\omega_e CL_s s + \omega_e CR_s)} = \frac{1}{(Cs + j\omega_e C)(L_s s + R_s + j\omega_e L_s) + 1} \quad (14)$$

根据电流源逆变器拓扑图1和基尔霍夫电流定律,得到

$$i_w = i_s + i_n \quad (15)$$

将式(15)代入式(14),通过增加电机电流前馈,可以得到电容电流与电机相电流传递函数

$$H_{o2}(s) = \frac{i_{sdq}}{i_{wdq} - i_{sdq}} = \frac{i_{sdq}}{i_{ndq}} = \frac{1}{CL_s s^2 + CR_s s - \omega_e^2 CL_s + j(2\omega_e CL_s s + \omega_e CR_s)} = \frac{1}{(Cs + j\omega_e C)(L_s s + R_s + j\omega_e L_s)} \quad (16)$$

从式(16)可以看出,通过在控制对象输入侧加入电机电流前馈项,改变传递函数形式。此时,再对控制系统耦合项引入包含耦合误差项的积分器,实现对系统的降阶。

通过对电容电流的控制最终实现对电机电流的控制,控制器输出为

$$\begin{bmatrix} i_{wd}^* \\ i_{wq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_p s + k_i}{s} & \frac{k_{ii}}{s} \\ \frac{k_{ii}}{s} & \frac{k_p s + k_i}{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^* - i_{sd} \\ i_{sq}^* - i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中: k_{ii} 为与电机转速和系统参数有关的积分项。

图7为本文提出的复矢量与前馈联合解耦电流源逆变器控制框图。

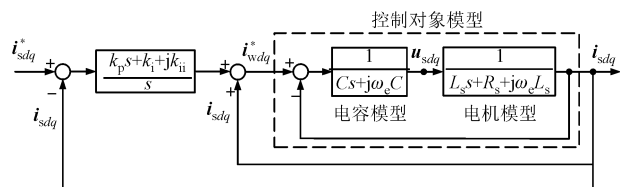


图7 复矢量解耦与前馈解耦联合降阶控制框图

Fig. 7 Block diagram of joint reducer-order control strategy of complex vector decoupling and feedforward decoupling

控制延迟等惯性环节在系统的中低频段影响很小,在后续分析中不考虑系统延迟惯性环节的影响。通过配置PI控制器的参数,可实现将控制对象模型中电容模型或者电机模型的一阶环节零极点对消,进而实现控制对象的降阶。此时,系统开环传递函数可表示为

$$H_{o3}(s) = \frac{k_p s + k_i + j k_{ii}}{s(Cs + j\omega_e C)(L_s s + R_s + j\omega_e L_s)} \quad (18)$$

参数整定方法1如下。将比例增益、积分项增益、耦合积分器增益 k_p 、 k_i 、 k_{ii} 分别设定 $\omega_{c3}C$ 、0、 $\omega_{c3}\omega_e C$, 则控制系统开环传递函数可以表示为

$$H_{o4}(s) = \frac{\omega_{c3}}{s(L_s s + R_s + j\omega_e L_s)} \tag{19}$$

参数整定方法 2 如下。将比例增益、积分项增益、耦合积分器增益 k_p 、 k_i 、 k_{ii} 分别设定 $\omega_{c4} L_s$ 、 $\omega_{c4} R_s$ 、 $\omega_{c4} \omega_e L_s$, 则控制系统开环传递函数可以表示为

$$H_{o5}(s) = \frac{\omega_{c4}}{s(Cs + j\omega_e C)} \tag{20}$$

从式(19)、(20)可以看出,电流环闭环控制模型为二阶系统,相较于传统的高阶控制模型和内外环控制系统,通过复矢量解耦和前馈解耦的降阶控制策略可以通过调节 PI 控制器参数合理设计控制系统带宽,进而取得良好的控制效果。

以上两种 PI 控制器参数整定方法均无法完全消除电流环内部耦合,因为电流源逆变器控制模型中的电容电压模型与电机模型均存在耦合,且在角速度发生变化时系统零极点也会发生变化。因此,分析两种参数下系统闭环系统的零极点分布以判断系统的稳定性。本文分析使用的永磁同步电机参数如表 1 所示。

表 1 永磁同步电机仿真参数

Table 1 Permanent magnet synchronous motor specification

参数	数值
极对数	1
基波频率/Hz	1 000
额定功率/W	3 000
额定相电流/A	30
相电阻/ Ω	0.11
相电感/mH	0.006
转子永磁体磁链/Wb	0.001 5
输出滤波器电容/ μ F	4.0
调制频率/kHz	20

当使用方法 1 配置 PI 控制器使得开环传递函数为式(19)时,系统闭环传递函数可以表示为

$$H_{cl}(s) = \frac{\omega_{c3}}{L_s s^2 + (R_s + j\omega_e L_s)s + \omega_{c3}} \tag{21}$$

根据工程实践,将二阶系统中的阻尼比 ζ 整定成 0.707,根据表 1 中的电机参数, ω_{c3} 设置为 43 rad/s,最终设置闭环系统带宽为 215 Hz。系统闭环频率伯德图如图 8 所示。

绘制电机角速度 ω_e 为 100、200、300、400、500 rad/s 时的参数根轨迹,结果如图 9 所示。可以

看出,闭环传递函数具有两个随着电机转速变化而移动的极点 p_1 、 p_2 ,两个极点距离虚轴距离相同,同时为主导极点。当转速上升时,极点 p_2 远离虚轴, p_1 靠近虚轴成为主导极点,同时两个极点渐近线不再和实轴垂直。但是,极点距离虚轴较远,系统依旧处于稳定状态。

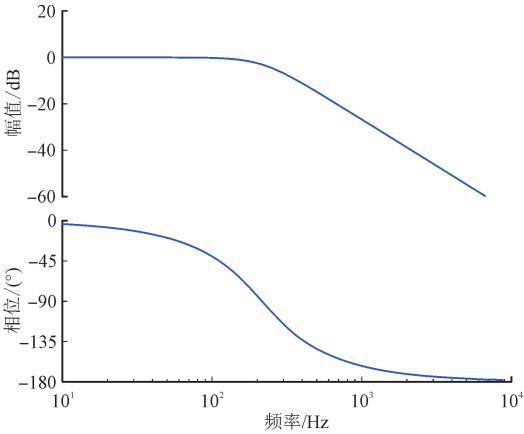


图 8 系统闭环频率伯德图

Fig. 8 System closed-loop frequency Bode diagram

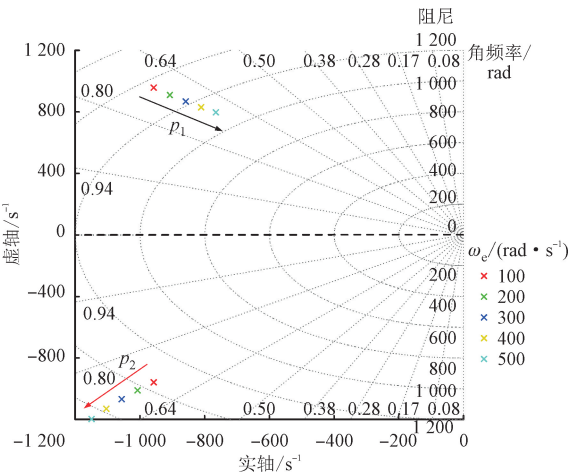


图 9 $H_{cl}(s)$ 中 ω_e 的参数根轨迹图

Fig. 9 Generalized root locus plot of ω_e in $H_{cl}(s)$

当使用方法 2 配置 PI 控制器使得开环传递函数为式(20)时,系统闭环传递函数可以表示为

$$H_{c2}(s) = \frac{\omega_{c4}}{Cs^2 + j\omega_e Cs + \omega_e} \tag{22}$$

同理,分别绘制电机角速度 ω_e 为 100、200、300、400、500 rad/s 时的参数根轨迹,结果如图 10 所示。可以看出,不同转速下的闭环传递函数极点均处于虚轴上或右半平面,系统处于临界稳定或发散情况。综上所述可知,选择参数整定方法一对控制器参数进行整定。

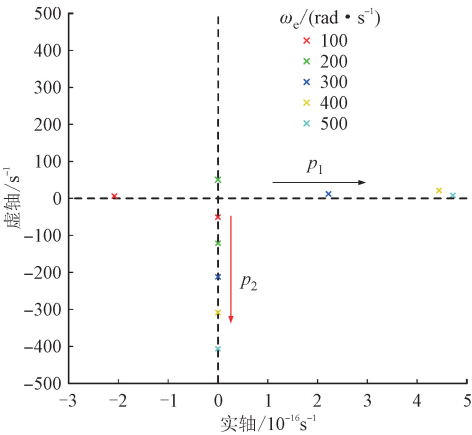


图 10 $H_{c2}(s)$ 中 ω_e 的参数根轨迹图

Fig. 10 Generalized root locus plot of ω_e in $H_{c2}(s)$

4 仿真分析

搭建电流源逆变器电机驱动系统仿真平台,系统结构框图如图 11 所示。采用基于复矢量与前馈联合解耦的电流源逆变器控制策略,以电流的阶跃响应特性表现为指标,与传统的解耦控制策略进行对比分析。

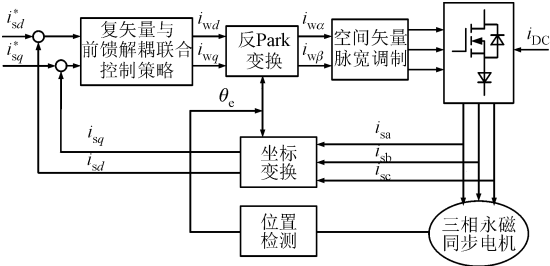


图 11 系统控制框图

Fig. 11 System control block diagram

应用传统控制策略对电流源逆变器进行控制。仿真过程中施加电流阶跃信号,实验中 PI 控制器参数计算选取为 $k_p = 0.01645$, $k_i = 315$ 。传统控制策略下电流仿真结果如图 12 所示。可以看出,在电机 q

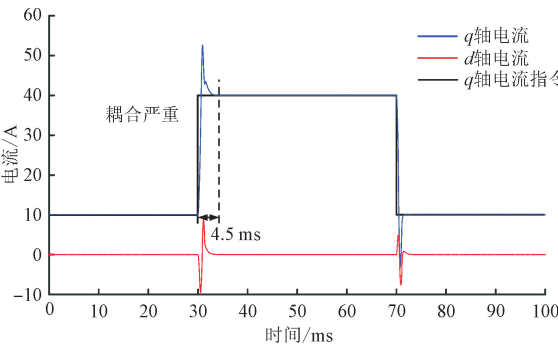


图 12 传统控制策略下电流仿真结果

Fig. 12 Simulation result of traditional control strategy

轴电流受到阶跃指令出现局部振荡时, d 轴电流因为系统存在交直轴耦合而同时发生局部振荡。

由于系统存在谐振尖峰,因此在电机高速运行情况下电流环容易出现失稳现象,如图 13 所示。

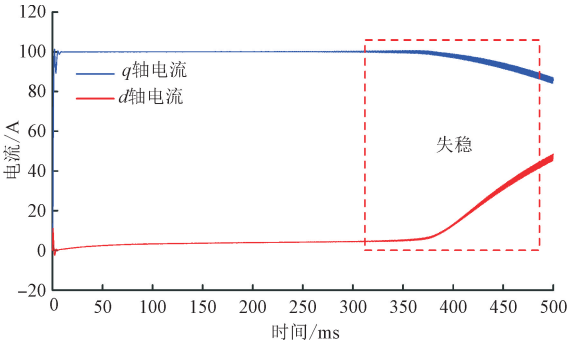


图 13 传统控制策略下电流环失稳现象

Fig. 13 Current loop instability phenomenon under traditional control strategy

同理,对使用电流源逆变器双环控制策略进行仿真,其中电压内环带宽设计为 100 000 rad/s,电压内环控制器比例参数为 0.4。电流外环带宽设计为 4 000 rad/s,电流外环控制器比例参数与积分参数分别为 0.04 与 400。阶跃响应下电流波形与电压波形如图 14 所示。可以看出,降解控制使得电流外环的控制对象为一阶系统,从而避免了电机高速、参数时变导致的谐振失控,同时双环控制策略具备一定的解耦能力。在 q 轴电流阶跃指令施加后, d 轴电流振荡较小。

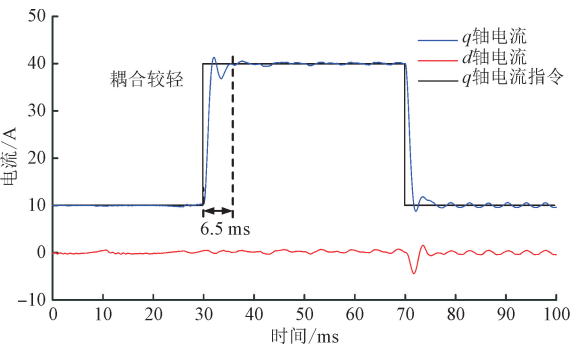


图 14 双环控制策略下电流仿真结果

Fig. 14 Simulation result of double closed-loop system current outer loop controller

对本文提出的复矢量解耦与前馈解耦联合降阶控制器同样施加 dq 轴电流阶跃指令信号,观察其响应能力与解耦能力, dq 轴电流如图 15 所示,三相电流如图 16 所示。可以看出, dq 轴电流几乎不存在振荡, q 轴的阶跃响应未在 d 轴产生耦合。

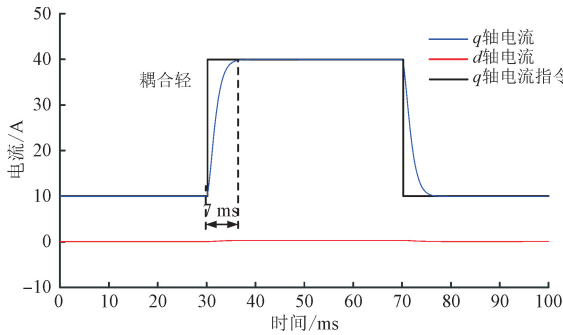


图 15 联合控制策略下电流仿真结果

Fig. 15 Simulation results of joint control strategy

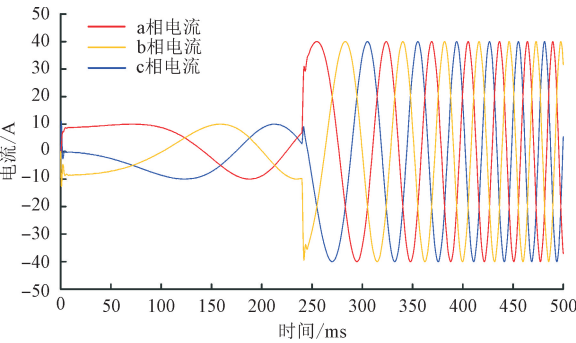


图 16 联合控制策略下相电流仿真结果

Fig. 16 Phase current simulation results of joint control strategy

从 3 种控制策略的仿真结果图 12、14、15 可以看出,本文提出的控制策略在解耦性能上表现优于传统控制策略与双闭环控制策略。但是,在电流阶跃动态响应时间性能方面,传统控制策略优于双环控制策略与联合控制策略。

以负载阶跃下电流和速度响应为指标,对比传统 PI 控制器与复矢量解耦与前馈解耦联合降阶控制器的性能。控制速度环的目标为 3 000 r/min 稳定,施加负载阶跃信号,得到转速和 q 轴电流反馈,如图 17、18 所示。

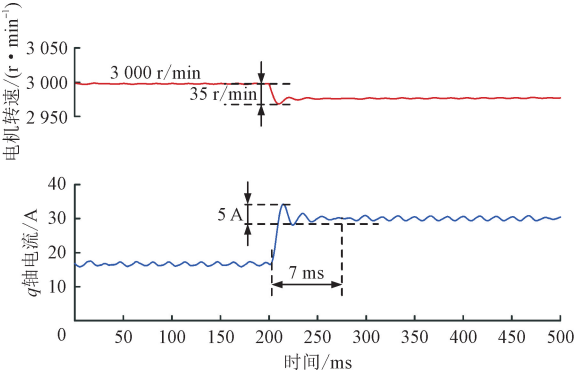


图 17 传统控制策略电流与转速响应波形

Fig. 17 Current and speed response waveforms under the influence of traditional control strategy

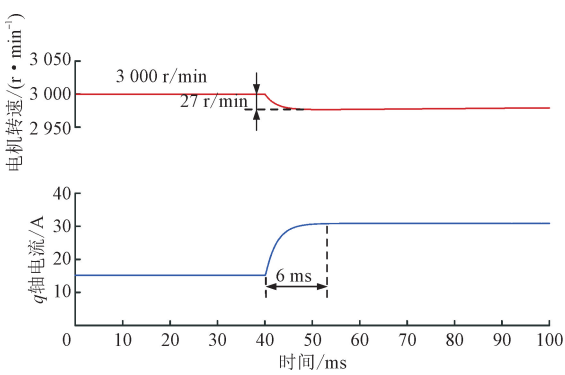


图 18 联合控制策略电流与转速响应波形

Fig. 18 Current and speed response waveforms under the influence of joint control strategy

从图 17、18 可以看出,传统 PI 电流环受到转速耦合影响,在 3 000 r/min 下电流环响应速度和稳定性变差,施加阶跃负载后电流调节时间达到 7 ms,并且出现超调现象。在联合解耦控制策略下,电机转速和电流在阶跃负载作用后均没有发生振荡,进而验证了本文提出的控制策略在电流解耦性能上的优势。

5 结 论

本文提出了一种基于复矢量解耦与前馈解耦的电流源逆变器电机驱动系统联合降解控制策略。本文策略在原有的复矢量模型解耦基础上,融入了电机电流前馈解耦,实现了电流源逆变器交流侧二阶模型的降阶,简化了闭环模型。提出控制器参数设计方法,通过仿真实验对比了本文策略和传统控制策略下电流环的动稳态特性。阶跃电流与速度响应实验结果表明,本文策略在降低闭环系统阶次、消除谐振点、简化控制器设计的同时,有效解决了 dq 轴电流耦合的问题,并且克服了传统 PI 控制器受转速耦合电流失稳的问题。综上所述可知,电流源逆变器复矢量解耦与前馈解耦联合降阶控制策略具有良好的动态性能与稳态性能,在电流源逆变器电机驱动系统中拥有较好的应用前景。

参考文献:

[1] 桂前进,江千军,钟成元,等. 弱网下风电 LCL 并网逆变器有源阻尼控制研究 [J]. 电力电子技术, 2023, 57(2): 18-21.

GUI Qianjin, JIANG Qianjun, ZHONG Chengyuan, et al. Research on active damping control for an LCL grid-connected inverter of the wind power in weak grid

- [J]. *Power Electronics*, 2023, 57(2): 18-21.
- [2] 张继红, 刘云飞, 卢星升, 等. 虚拟阻抗下的 LCL 型并网逆变器谐振抑制策略 [J]. *电机与控制学报*, 2023, 27(9): 168-179.
- ZHANG Jihong, LIU Yunfei, LU Xingsheng, et al. Grid-connected resonance suppression strategy of multi-LCL inverter based on virtual RC [J]. *Electric Machines and Control*, 2023, 27(9): 168-179.
- [3] ESHKAFTAKI R A, HO C N M. Half-bridge current source inverter for grid-connected applications [C]//2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2022: 1-5.
- [4] 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): 2757-2767.
- 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): 2757-2767.
- [5] LI Xin, SUN Yao, JIANG Li, et al. Common-mode circuit analysis of current-source photovoltaic inverter for leakage current and EMI [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(6): 7156-7165.
- [6] 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.
- [7] 刘福炎. 基于三相电流源型逆变器的永磁直驱风力发电系统的综合控制研究 [D]. 合肥: 合肥工业大学, 2012.
- [8] 赵文祥, 周书文, 宋世昌, 等. 电流源型逆变器电机驱动系统的直流链电流控制 [J]. *电工技术学报*, 2023, 38(19): 5185-5193.
- ZHAO Wenxiang, ZHOU Shuwen, SONG Shichang, et al. DC-link current control of current source inverter motor drive system [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(19): 5185-5193.
- [9] 赵文祥, 宋世昌, 周书文, 等. 改进滑模观测器的电流源逆变器驱动 PMSM 无位置传感器控制 [J]. *电工技术学报*, 2024, 39(4): 987-995.
- ZHAO Wenxiang, SONG Shichang, ZHOU Shuwen, et al. Sensorless control of current source inverter driven PMSM with improved sliding mode observer [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2024, 39(4): 987-995.
- [10] 臧文彬. 基于电流源逆变器的三相永磁同步电机控制系统研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2021.
- [11] GENG Yiwen, DENG Renxiong, DONG Wenming, et al. An overlap-time compensation method for current-source space-vector PWM inverters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(4): 3192-3203.
- [12] WANG Xiongfei, LI Yunwei, BLAABJERG F, et al. Virtual-impedance-based control for voltage-source and current-source converters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(12): 7019-7037.
- [13] LIU Fangrui, WU Bin, 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.
- [14] SHANG Jian, LI Yunwei. A space-vector modulation method for common-mode voltage reduction in current-source converters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(1): 374-385.
- [15] LOH P C, HOLMES D G. Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005, 41(2): 644-654.
- [16] BAI Zhihong, MA Hao, XU Dewei, et al. Resonance damping and harmonic suppression for grid-connected current-source converter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(7): 3146-3154.
- [17] MORAWIEC M. The adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous motor supplied by current source inverter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013, 9(2): 1047-1055.
- [18] WANG Zheng, WU Bin, XU Dewei, et al. Dynamic capacitor voltage control of high power current source converter fed PMSM drives for LC resonance suppression [C]//2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2010: 792-797.
- [19] 王晓琳, 郭慧, 顾聪. 一种基于电流源逆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): 2733-2743.
- WANG Xiaolin, GUO Hui, GU Cong. An improved control strategy for the ultra-high-speed permanent magnet synchronous motor based on the current source inverter [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(7): 2733-2743.
- [20] LEE H J, JUNG S, SUL S K. A current controller design for current source inverter-fed AC machine drive

system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(3): 1366-1381.

[21] 郭慧. 基于电流源逆变器驱动的超高速微型永磁同步电机控制策略研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2021.

[22] 代云中, 唐浩, 祁月文, 等. 一种无重叠时间无变压器电流型光伏并网逆变器研究 [J]. 太阳能学报, 2023, 44(8): 232-237.

DAI Yunzhong, TANG Hao, QI Yuewen, et al. Research on current source PV grid-connected inverter with non-overlapping time and transformer less [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2023, 44(8): 232-237.

[23] 张迪, 王鹏磊, 王立乔, 等. 一种可抑制共模电流的三相 Sepic 电流源逆变器 [J]. 太阳能学报, 2023, 44(8): 266-274.

ZHANG Di, WANG Penglei, WANG Liqiao, et al. Three-phase Sepic-type current source inverter that can suppress common mode current [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2023, 44(8): 266-274.

[24] 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.

[25] 包芳泉, 郭昊昊, 刘彦呈, 等. 基于复矢量解耦的电流环动态性能改进策略 [J]. 微电机, 2019, 52(12): 74-80.

BAO Fangquan, GUO Haohao, LIU Yancheng, et al. A strategy for improving the dynamic performance of current loop based on complex vector decoupling [J]. Micromotors, 2019, 52(12): 74-80.

(编辑 陶晴)