

带LCL滤波器的电机控制复矢量解耦技术

陈龙¹, 郑昕昕¹, 刘新天¹, 何耀¹, 史经奎²

(1. 合肥工业大学汽车工程技术研究院, 合肥 230009; 2. 上海致瞻科技有限公司, 上海 201908)

摘要: 采用复矢量对同步旋转坐标系(SRF)下的LCL型电机逆变器进行建模, 深入研究不同控制策略下系统的整体相位裕度与耦合性能影响, 揭示了逆变器不仅在dq轴间有耦合关系, 主动阻尼反馈支路同样会加剧耦合现象。由此提出一种复矢量解耦策略, 依次设计主动阻尼反馈支路和电流环系统的解耦环节, 分别对反馈支路与PI控制器输出电流施加解耦环节, 不仅可以有效消除动态耦合而且使系统具有良好的动态性能。通过仿真和试验与传统解耦控制效果作对比, 验证了该控制策略的有效性。

关键词: 解耦控制; LCL滤波器; 复矢量; 主动阻尼

中图分类号: TM464 文献标志码: A DOI: 10.3969/j.issn.2095-1469.2024.06.15

Complex Vector Decoupling Technique for LCL Filtered Motor Control

CHEN Long¹, ZHENG Xinxin¹, LIU Xintian¹, HE Yao¹, SHI Jingkui²

(1. Automobile Research Institute of Hefei University of Technology, Hefei 230009, China;

2. Shanghai Zhizhan Technology Co., Ltd., Shanghai 201908, China)

Abstract: The LCL motor inverter is modeled using the complex vector in the synchronous rotating reference frame (SRF), and the influence of the overall phase margin and coupling performance of the system under different control strategies is thoroughly investigated. The analysis reveals that the inverter has a coupling relationship between the dq axes, and the active damping feedback branch also intensifies the coupling phenomenon. To address these issues, a complex vector decoupling strategy is proposed. The decoupling components for the active damping feedback branch and the current loop system are sequentially designed. The decoupling elements are applied to both the feedback branch and the output current of the PI controller respectively, which not only effectively eliminate the dynamic coupling but also enhances the system's dynamic performance. Finally, the effectiveness of the control strategy is verified by comparing the simulation and experimental results with the traditional decoupling control.

Keywords: decoupling control; LCL inverter; complex vector; active damping

收稿日期: 2022-11-29 改稿日期: 2022-12-12 网络首发日期: 2024-05-30

参考文献引用格式:

陈龙, 郑昕昕, 刘新天, 等. 带LCL滤波器的电机控制复矢量解耦技术[J]. 汽车工程学报, 2024, 14(6): 1083-1090.

CHEN Long, ZHENG Xinxin, LIU Xintian, et al. Complex Vector Decoupling Technique for LCL Filtered Motor Control[J].

Chinese Journal of Automotive Engineering, 2024, 14(6): 1083-1090. (in Chinese)



在新能源汽车技术中,电机驱动是核心的技术内容,在电机控制中,对高可靠性、高功率的要求不断提升^[1],逆变器技术的研究变得越来越重要^[2-3]。目前,由于电机电感很小,滤波效果不佳,导致电流谐波大,为获得较好的电控电流质量,保证电机转动稳定,在逆变器与电机之间一般采用L型、LC型及LCL型滤波器以消除脉宽调制所产生的开关谐波。其中,LCL滤波器具有三阶结构,有更小的电感体积与更好的高频谐波抑制能力^[3-5]。采用LCL滤波器的电控系统意味着能更好地抑制谐波,可以有效降低电机转矩脉动。但是,LCL滤波器在谐振频率处的频率响应会存在谐振峰,同时,相位会有 $90\sim 270^\circ$ 跳转,很容易造成系统振荡,所以必须对谐振峰进行阻尼^[6-7]。LCL滤波器对谐振峰的阻尼方法分为有源阻尼和无源阻尼,已经有很多文献对无源阻尼法和有源阻尼法进行了研究^[8-11]。黄宇淇等^[12]提出以电压空间矢量控制为平台,引入交流滤波电容电流环的主动阻尼控制策略,改变了系统原本不稳定的极点。DAHONO^[13]提出一种所谓“虚拟电阻”的有源阻尼控制策略,将有源阻尼等效为无源阻尼,得到广泛运用。但是“虚拟电阻”理论并未考虑控制电路可能会存在延时,当存在延时会产生耦合现象。

对于三相电机逆变器控制而言,SRF下控制器模型简单、方便PI控制器的参数整定,且存在无功和有功分量控制,因此,常常选择同步旋转坐标系下的PI控制器设计^[14],但是变换得到的dq分量间存在耦合,该问题在LCL滤波器情况下变得尤为突出,严重影响控制系统的动态性能,使其对应的状态反馈变得极为复杂^[15-16],在实际应用中受到限制。目前,针对LCL型逆变器最常用的解耦方法是将LCL滤波器简化为L滤波器,通过估算LCL总电感值并进行状态反馈,实现解耦控制,但该方法存在解耦误差^[17-18]。屈克庆等^[19]采用基于状态反馈的三环控制,能较好地消除dq轴之间的耦合,但其结构相当复杂。李晶等^[20]提出一种基于组合状态反馈的双闭环控制策略,提高了系统阶数,增加了系统阻尼,可有效抑制谐振尖峰。但是双环设计

会导致响应速度的降低,影响电流控制的动态性能。许津铭等^[21]基于数字控制延时,提出一种无需任何阻尼方案的LCL滤波一体化设计方法,通过逆变器侧电流反馈即可实现高性能解耦控制,但它以单相逆变器为控制对象,针对三相逆变器,还需进行dq轴解耦。

本文将永磁同步电机作为控制对象,使用复矢量对SRF下LCL型逆变器进行建模,采用双边幅频特性曲线作为研究方法,分析传统阻尼在引入反馈支路后,往往忽略反馈数字延时引入虚部产生新的耦合现象,在此基础上提出设计复阻尼系数。之后分析LCL滤波器在SRF中的dq轴间耦合,提出复矢量解耦控制策略,采用电机侧的电流进行反馈,计算传递函数确定解耦参数,消除dq轴的相互影响,并分别在主动阻尼反馈支路和PI控制器输出处施加解耦模块,消除虚部耦合项,有效调节和改善系统动态性能的同时保证系统具有良好的解耦性能。最后通过仿真和试验验证了上述策略的有效性。

1 LCL型逆变器复矢量模型与分析

图1为LCL型电机逆变器主电路拓扑。其中, U_{dc} 为直流母线电压, u_a 、 u_b 、 u_c 为逆变器输出相电压, L_1 、 L_2 分别为逆变器侧和电机侧电感值, C 为滤波器电容值, i_{1a} 、 i_{1b} 、 i_{1c} 为逆变器侧电流, i_{2a} 、 i_{2b} 、 i_{2c} 为电机侧电流。

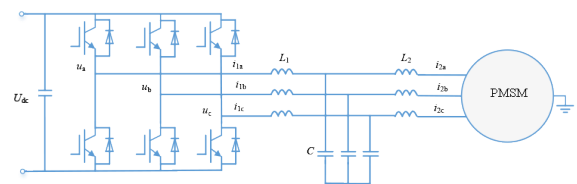


图1 LCL型电机逆变器拓扑

电容电流反馈式主动阻尼控制是常见的阻尼方式,传统电容电流反馈方式以电容电流反馈为内电流环,电机侧电流反馈作为外电流环的双环策略。在静止坐标系下,参考LCL滤波器的单项等效电路,不考虑寄生电阻,逆变器侧输出电压到电机侧电流的传递函数为:

$$H(s) = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) s} \quad (1)$$

此外，由于采样计算导致的数字延迟，为一拍滞后，记 A 为阻尼系数， T_s 为电容电流采样周期，其主动阻尼反馈支路的传递函数为：

$$G_{AD}(s) = ACL_2 s^2 e^{-T_s s} \quad (2)$$

静止参考坐标系中的横纵坐标为 $\alpha\beta$ 轴，它们可以看作复矢量下的实部与虚部，旋转坐标系下的模型可以从静止坐标系下向左平移一个基波角频率得到^[22]，即：

$$s_{\alpha\beta} = s_{dq} + jw_0 \quad (3)$$

式中： w_0 为基波角频率， $s_{\alpha\beta}$ 与 s_{dq} 分别为 $\alpha\beta$ 和 dq 坐

标系中的复变量。

则得到旋转坐标系下 LCL 滤波器传递函数为：

$$H^r(s) = \frac{1}{L_1 L_2 C (s + jw_0)^3 + (L_1 + L_2)(s + jw_0)} \quad (4)$$

同时，旋转坐标系下反馈支路的传递函数为：

$$G'_{AD}(s) = ACL_2 (s + jw_0)^2 e^{-T_s (s + jw_0)} \quad (5)$$

图 2 给出了 SRF 下传统复矢量电流环控制框图，图中框内即为 LCL 滤波器部分，其中， i_{ref} 为复矢量指令电流； i_2 为电机侧电流； $G_{PI}(s)$ 为调节器传递函数； K_{pwm} 为脉宽调制增益； i_1 为逆变器侧电流。

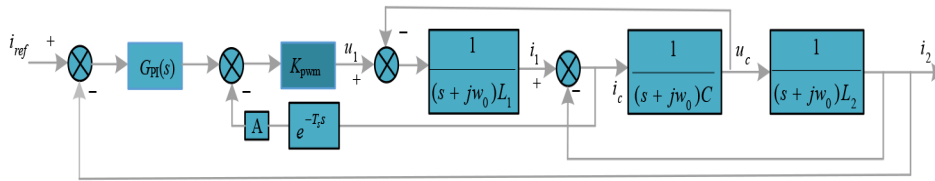


图 2 复矢量电流环控制框图

2 系统分析与解耦策略

坐标轴的耦合主要是由系统复矢量传递函数中的虚部所引起。由式(4)~(5)可知，LCL 滤波器与主动阻尼反馈支路的传递函数均带有虚部，说明两者都会引起 dq 轴间的耦合。以 60 kW 逆变器系统为例，具体参数见表 1，基波频率选用 250 Hz，对比不同控制策略的双边幅频特性曲线进行系统分析。

表 1 LCL 逆变器参数

参数	值
额定功率 P_r /kw	60
直流侧电压 U_{dc} /V	800
电机侧电压 U_m /V	380
开关频率 f_{sw} /Hz	1 000
采样频率 f_s /Hz	1 000
逆变器侧电感 L_1 /mH	2.5
滤波电容 C_f /μF	200
电机侧电感 L_2 /mH	2

图 3 分别给出了被动阻尼和主动阻尼控制的电流环幅频特性曲线，被动阻尼中电阻设置为 1Ω ，

主动阻尼控制中阻尼系数设为 3。可以看到，被动阻尼下的电流环响应曲线对称性良好，当使用主动阻尼代替被动阻尼时，响应曲线轴严重不对称，这是由于反馈支路会引入新的虚部造成坐标轴间的交叉耦合，且会正负带宽严重不平衡，使系统有效带宽降低，严重影响系统的控制性能。针对此现象，提出消除反馈支路带入的虚部，即令 $G'_{AD}(s)$ 的虚数部分为 0，显然实阻尼系数无法消除，因此，采用复阻尼系数，令 $A=p+jq$ ，带入反馈支路传递函数，得：

$$G'_{AD}(s) = a = jb \quad (6)$$

其中：

$$a = (ps^2 - pw_0^2 - 2pw_0s)CL_2 e^{-T_s (s + jw_0)};$$

$$b = (ps^2 - pw_0^2 + 2pw_0s)CL_2 e^{-T_s (s + jw_0)}.$$

令 $b=0$ ，即可得到 p 与 q 的关系。

图 4 给出了不同阻尼控制方式下的电流环频率响应曲线的对比。由图可知，相比实系数主动阻尼方式，复系数主动阻尼响应曲线对称性良好，说明系统的坐标轴之间具有良好的解耦性能，并且与被动阻尼的响应曲线重合度更高，虽然复系数主动阻

尼在低频段存在两个极点，但是据谐波分析，可以在设计滤波器时充分消除此频段的谐波影响，不会影响到电流环控制性能，完全可以忽略。此外，实系数主动阻尼的电流环相位裕度与带宽低，系统容易不稳定，而复系数主动阻尼的电流环有更高的带宽与相位裕度，动态响应性能与系统稳定性高。

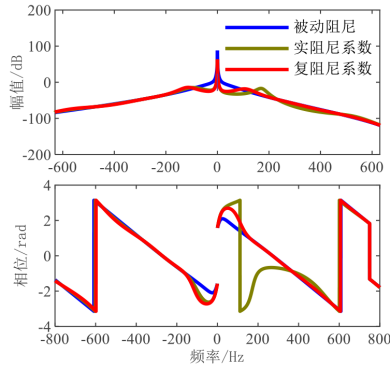
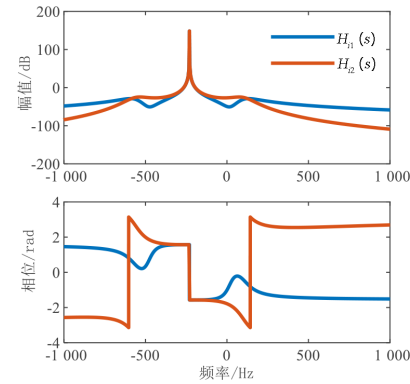
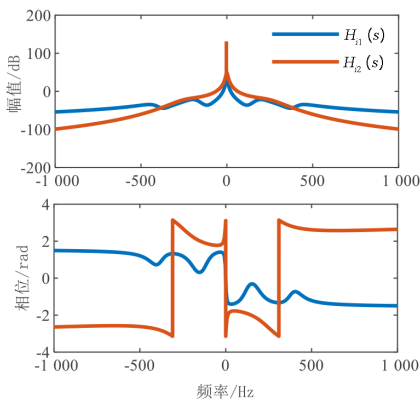


图 3 不同阻尼控制方式下的电流环频率响应曲线



(a) $H^r(s)$



(b) $H_{dc}^r(s)$

图 4 $H^r(s)$ 与 $H_{dc}^r(s)$ 的频率响应曲线

由图 3 可知，系统响应曲线在正负频域依然存在一定程度的不对称，显然是 LCL 滤波器经过坐标变换引入虚部，产生坐标轴的耦合。对滤波器传递函数化简，得：

$$H^r(s) = \frac{1}{H_1^r(s) + jH_2^r(s)} \quad (7)$$

其中：

$$H_1^r(s) = L_1 L_2 C s^3 - 3 L_1 L_2 C \omega_0^2 s + (L_1 + L_2) s,$$

$$H_2^r(s) = 3 L_1 L_2 C \omega_0^2 s^2 - L_1 L_2 C \omega_0^3 + (L_1 + L_2) \omega_0.$$

进一步得：

$$H^r(s) = f_1(s) + j f_2(s) \quad (8)$$

其中：

$$f_1(s) = \frac{H_1^r(s)}{(H_1^r(s))^2 + (H_2^r(s))^2},$$

$$f_2(s) = \frac{-H_2^r(s)}{(H_1^r(s))^2 + (H_2^r(s))^2}.$$

消除其虚部项即抵消 $f_2(s)$ ，经分析，为防止传递函数阶数变为原来的两倍，设置解耦环节的传递函数为：

$$f_{dc}(s) = 1 - j \frac{f_2(s)}{f_1(s)} \quad (9)$$

加入解耦环节后，则 LCL 滤波环节的等效传递函数为：

$$H_{dc}^r(s) = f_1(s) + \frac{f_2^2(s)}{f_1(s)} \quad (10)$$

考虑到不同反馈位置对系统的影响不同，图 4 为两种反馈位置下不同传递函数的电流环频率响应曲线对比，其传递函数分别为 $H^r(s)$ 和 $H_{dc}^r(s)$ ， $H_{i1}(s)$ 与 $H_{i2}(s)$ 分别指逆变器侧电流反馈和电机侧电流反馈方式。图 4a 为 $H^r(s)$ 的频率响应曲线，没有解耦环节，曲线明显并不关于 $\omega=0$ 对称，说明坐标轴间电流耦合严重；图 4b 为 $H_{dc}^r(s)$ 的频率响应曲线，对比图中电机侧电流反馈方式 $H_{i2}(s)$ 的频率响应曲线与图 4a 中的曲线，进行解耦后的频率响应曲线可视为将未解耦的响应曲线整体左移一个基波频率得到，曲线参数形状等均相同，实现了关于 $\omega=0$ 对称，证明具有极好的解耦效果，且电流环稳定性和滤波器的滤波性能不会受到影响；对比图中逆变器侧电流反馈 $H_{i1}(s)$ 的响应曲线与图 4a 中的曲

线，虽然此时实现了曲线对称且极点仅存在频率为 0 处，但解耦后增加了两个谐振点。此外，考虑到电机侧电流反馈时系统的带宽和相位裕度略大，同时适合进行解耦控制，因此，最终确定采用电机侧电流反馈的方式。

结合以上分析，图 5 为解耦后的复矢量电流环

控制框图。主动阻尼控制复矢量解耦设置在其反馈支路，LCL 滤波器解耦环节设置在 PI 控制器输出支路，电流经滤波后生成新的 dq 轴电压矢量基准，通过坐标变换转化为静止坐标系下的三相桥臂输出电压基准，合成参与 PWM 控制的电压矢量，生成桥臂功率开关管的驱动信号。

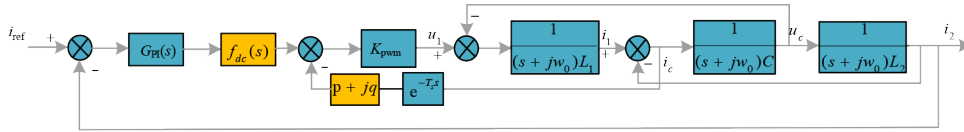
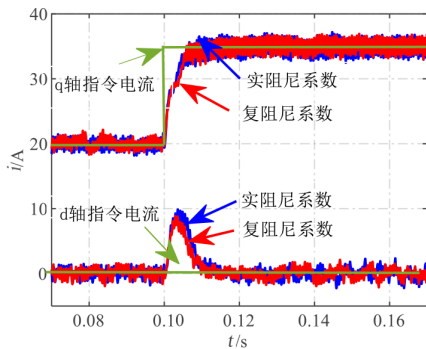


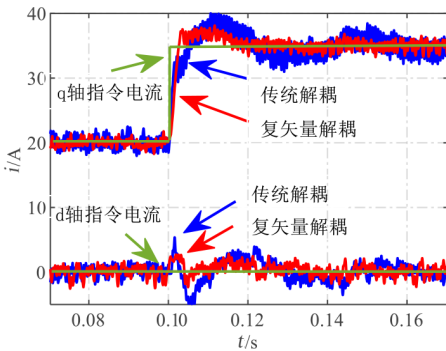
图 5 解耦后的复矢量控制框图

3 仿真与分析

为验证改进的滤波器解耦策略的有效性，在 Matlab/Simulink 环境下搭建了相应的永磁同步电机控制系统仿真模型。图 6 和图 7 分别给出了有功电流指令与无功电流发生阶跃时，不同系统的电流响应波形，电流环的基波频率设为 250 Hz。

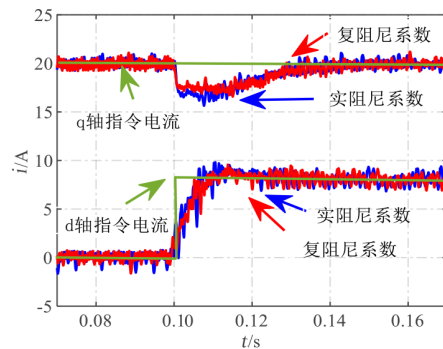


(a) 不同主动阻尼控制策略下 q 轴阶跃响应曲线

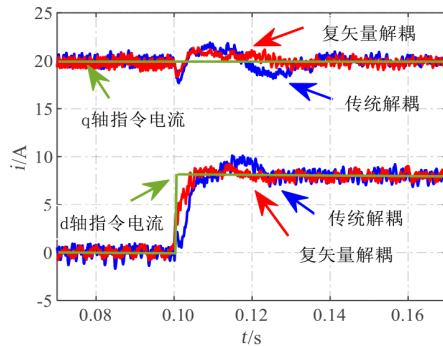


(b) 不同解耦策略下的 q 轴阶跃响应曲线

图 6 q 轴阶跃仿真结果



(a) 不同主动阻尼控制策略下 d 轴阶跃响应曲线



(b) 不同解耦策略下的 d 轴阶跃响应曲线

图 7 d 轴阶跃仿真结果

图 6 中 q 轴指令值为 20 A，d 轴指令值恒为 0，0.1 s 时刻改变 q 轴电流指令值，即 i_q 阶跃至 35 A，观察 d、q 轴电流的变化情况。图 6a 是实系数主动阻尼与复系数主动阻尼系统的对比图，采用实阻尼系数时，当 q 轴电流发生阶跃变化时，d 轴存在很大的电流超调，调节时间较长且轴间存在严重的耦合现象，当采用复阻尼系数后，d 超调量降低，调节时

间减小。证实前面分析采用复阻尼系数可以有效降低轴间耦合，同时能改善系统响应特性，但明显可知，依然存在严重的耦合现象。图 6b 是不同解耦策略下的系统 d、q 轴阶跃响应对比图。传统解耦控制策略在处理 LCL 型逆变器时采用近似方法，存在很大的系统误差。由图可知，当 q 轴电流发生阶跃变化时，d、q 轴电流超调量偏大，调节时间明显较长，在使用复系数解耦策略后，能看到 d 轴电流波动范围减小，并很快达到稳态，q 轴在阶跃至 35 A 时超调量很小。相比传统解耦方式，后者 d 轴波动很小并很快达到稳态，q 轴的动态响应特性也更好。

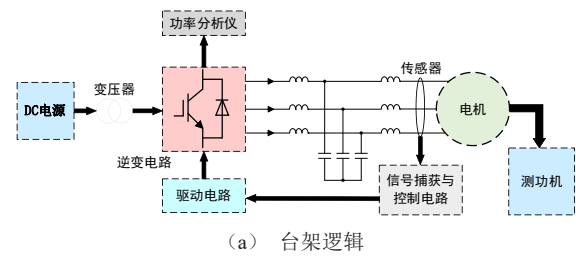
图 7 中 d 轴指令值为 0，q 轴指令值恒为 20 A，0.1 s 时刻改变 d 轴电流指令值，即 i_d 阶跃至 8 A，观察 d、q 轴电流的变化情况。由图 7a 可知，复阻尼系数下 q 轴波动、d 轴超调均小于实阻尼系数，说明采用复阻尼系数可以有效降低轴间耦合，能改善系统响应特性。由图 7b 可知，相比传统解耦方式，复矢量解耦下的 d 轴电流超调量很小且达到稳态时间短，q 轴电流的动态震荡很小，说明有效改善了轴间耦合的现象。

可以说明，复矢量解耦策略可抑制两轴的电流动态振荡，减少达到稳态的时间，系统具有理想的动态性能，有效降低 d、q 轴电流动态耦合，实现了有效解耦。

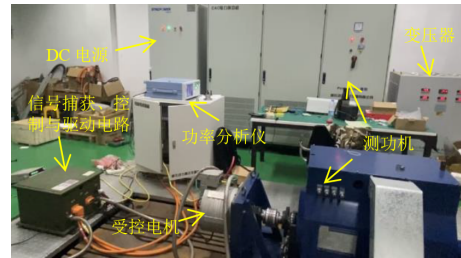
4 试验验证

在试验室中永磁同步电机平台进行测试，其逻辑框图如图 8a 所示，试验台架如图 8b 所示，包括信号捕获电路、控制电路和驱动电路。功率分析仪采集数据，测功机提供负载，电机控制器采用 TMS320F28335 芯片进行算法控制，转子位置由旋转变压器读取。其中，电机参数为：额定功率为 20 kW；额定转速为 3 000 r/min；额定电压为 380 V；电感为 0.21 mH；极对数为 3。试验时，电机运行在电流环模式，电机转速为 1 500 r/min， i_d 指令值设置为 0， i_q 指令值阶跃变化即从 20 A 阶跃变为 35 A。

图 9a 为传统解耦控制下的 i_q 阶跃响应曲线，图 9b 为复矢量解耦控制下的 i_q 阶跃响应曲线。由图 9a 可知，当 i_q 阶跃发生时， i_d 也有较大变化，且 i_q 本身超调量和达到稳态时间也较大，说明传统解



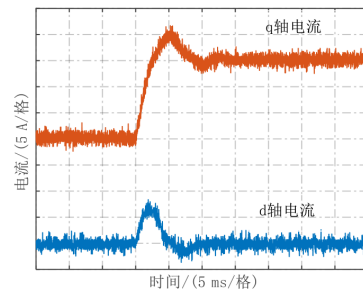
(a) 台架逻辑



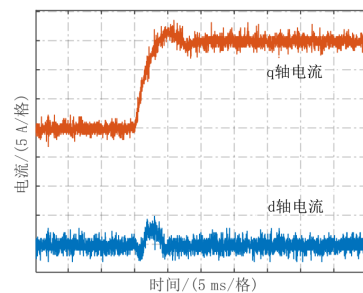
(b) 试验台架

图 8 试验平台

耦控制下坐标轴电流之间存在较大的动态耦合，系统的动态响应性能也较差。由图 9b 可知，当 i_q 阶跃变化时， i_d 会有一定程度的震荡，但是幅度相对图 9a 中波动明显减小，说明复矢量解耦有效实现 dq 轴解耦。此外， i_q 阶跃时本身超调量减小，且达到稳态时间缩短，系统的动态响应性能明显提升。



(a) 传统解耦控制



(b) 复矢量解耦控制

图 9 试验结果

显然,对比传统解耦与复矢量解耦控制策略,复矢量解耦能有效消除d、q轴间的耦合现象,且降低电流突变时的超调量与调节时间,使系统具备更好的动态响应性能,提高电控驱动系统的鲁棒性与稳定性。

5 结论

本文针对带LCL滤波器的电控系统的耦合进行

复矢量建模分析,电流耦合主要是由复矢量传递函数中的虚部所引起的,提出了一种复矢量解耦控制策略,采用传递函数与双边频域响应特性相结合分析,提出消除传递函数的虚部,有效解决主动阻尼反馈电路和LCL滤波器造成的坐标轴电流耦合,该方法不仅能有效消除有功电流和无功电流间的耦合影响,还有效提升了系统的动态性能。通过仿真和试验结果验证了该控制策略的优越性。

参考文献 (References)

- [1] 任晓勇.新能源汽车与电机驱动控制技术[J].自动化应用,2022(5):95-97.
REN Xiaoyong. New Energy Vehicles and Motor Drive Control Technology[J]. Automation Application, 2022(5): 95-97. (in Chinese)
- [2] 刘超.电动汽车驱动逆变器的设计[D].杭州:浙江大学,2017.
LIU Chao. Design of Drive Inverter for Electric Vehicle [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2017. (in Chinese)
- [3] ZHANG Bowen, SONG Zaixin, LIU Senyi, et al. Overview of Integrated Electric Motor Drives: Opportunities and Challenges[J]. Energies, 2022, 15(21): 1-23.
- [4] 尹靖元,金新民,吴学智,等.基于带通滤波器的LCL型滤波器有源阻尼控制[J].电网技术,2013,37(8):2376-2382.
YIN Jingyuan, JIN Xinmin, WU Xuezhi, et al. Active Damping Control of LCL Filter Based on Bandpass Filter [J]. Power Grid Technology, 2013, 37(8): 2376-2382. (in Chinese)
- [5] 杨苓,罗安,陈燕东,等.LCL型逆变器的鲁棒延时补偿并网控制方法及其稳定性分析[J].电网技术,2015,39(11):3102-3108.
YANG Ling, LUO An, CHEN Yandong, et al. Robust Time-Delay Compensation Grid-Connected Control Method and Stability Analysis of LCL Inverter [J]. Power Grid Technology, 2015, 39(11): 3102-3108. (in Chinese)
- [6] 周娟,徐高祥,钊翔坤,等.LCL型有源电力滤波器的强鲁棒性控制器优化设计[J].电力系统保护与控制,2022,50(10):140-152.
ZHOU Juan, XU Gaoxiang, ZHAO Xiangkun, et al. Optimal Design of Strong Robust Controller for LCL Active Power Filter [J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(10): 140-152. (in Chinese)
- [7] LISERRE M, TEODORESCU R, BLAABJERG F. Stability of Grid-Connected PV Inverters with Large Grid Impedance Variation [C]//Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Specialists Conference, June 20-25, 2004, Aachen, Germany. Piscataway NJ: IEEE, c2004: 4773-4779.
- [8] 叶吉亮,李岚,刘海霞,等.三相LCL并网逆变器改进型准比例谐振控制技术[J].计算机仿真,2018,35(9):116-120.
YE Jiliang, LI Lan, LIU Haixia, et al. Improved Quasi-Proportional Resonant Control Technique for Three-Phase LCL Grid-Connected Inverter [J]. Computer Simulation, 2018, 35(9): 116-120. (in Chinese)
- [9] 张计科,王美臣.LCL型光伏并网逆变器无源阻尼控制策略[J].电源技术,2020,44(9):1334-1337.
ZHANG Jike, WANG Meichen. Passive Damping Control Strategy for LCL Grid-Connected Photovoltaic Inverter [J]. Journal of Power Sources, 2020, 44(9): 1334-1337. (in Chinese)
- [10] LEI Yi, ZHAO Zhengming, HE Fanbo, et al. An Improved Virtual Resistance Damping Method for Grid-Connected Inverters with LCL Filters [C]//2011 Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Sept. 17-22, 2011, Phoenix, AZ, USA. Piscataway NJ: IEEE, c2011: 3816-3822.
- [11] 刘鸿鹏,边新新,张伟,等.扩大有效阻尼区的改进型电容电流反馈有源阻尼策略[J].高电压技术,2022,48(1):114-124.
LIU Hongpeng, BIAN Xinxin, ZHANG Wei, et al. Improved Capacitive Current Feedback Active Damping Strategy with Enlarged Effective Damping Region [J]. High Voltage Technology, 2022, 48(1): 114-124. (in Chinese)
- [12] 黄宇淇,姜新建,邱阿瑞.LCL滤波的三相整流器主动阻尼控制方法[J].电力自动化设备,2009,29(2):26-29.
HUANG Yuqi, JIANG Xinjian, QIU Arui. Active Damping Control Method for Three-Phase Rectifier with LCL Filter

- [J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(2): 26-29. (in Chinese)
- [13] DAHONO P A. A Control Method to Damp Oscillation in the Input LC Filter [C]//2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 23-27, 2002, Cairns, QLD, Australia. Piscataway NJ: IEEE, c2002: 1630-1635.
- [14] 刘文军, 周龙, 陈剑, 等. LCL 并网逆变器的电流双闭环控制[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(17): 52-57.
LIU Wenjun, ZHOU Long, CHEN Jian, et al. Control Method for Grid-Connected Inverter with LCL Filter by Employing Dual Current Closed-Loops[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(17): 52-57. (in Chinese)
- [15] KHAJEHODDIN S A, KARIMI-GHARTEMANI M, JAIN P K, et al. A Control Design Approach for Three-Phase Grid-Connected Renewable Energy Resources [J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2011, 2(4): 423-432.
- [16] BAO Xianwen, ZHUO Fang, TIAN Yuan, et al. Simplified Feedback Linearization Control of Three-Phase Photovoltaic Inverter with an LCL Filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2739-2752.
- [17] DANNEHL J, LISERRE M, FUCHS F W. Filter Based Active Damping of Voltage Source Converters with LCL Filter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8): 3623-3633.
- [18] 彭秋波, 盘宏斌, 刘勇, 等. LCL 型三相并网逆变器双闭环解耦控制器设计[J]. 电工技术学报, 2014, 29(4): 103-110.
PENG Qiubo, PAN Hongbin, LIU Yong, et al. Design of Double Closed-Loop Decoupling Controller for LCL Three-Phase Grid-Connected Inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(4): 103-110. (in Chinese)
- [19] 屈克庆, 李文旗, 叶天凯, 等. 基于状态反馈的 LCL 型逆变器解耦控制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20): 130-138.
QU Keqing, LI Wenqi, YE Tiankai, et al. LCL Type Inverter Based on State-Feedback Decoupling Control Strategy [J]. Journal of Electrotechnics, 2016, 31(20): 130-138. (in Chinese)
- [20] 李晶, 吴新保, 易建波, 等. 改进双闭环状态反馈的 LCL 逆变器控制策略[J]. 电力电子技术, 2017, 51(9): 68-70.
LI Jing, WU Xinbao, YI Jianbo, et al. Improved Control Strategy of LCL Inverter with Double Closed-Loop State Feedback [J]. Power Electronics Technology, 2017, 51(9): 68-70. (in Chinese)
- [21] 许津铭, 季林, 葛小伟, 等. 计及逆变器侧电流反馈影响的 LCL 滤波器参数优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(17): 4656-4664.
XU Jinming, JI Lin, GE Xiaowei, et al. LCL Filter Optimization Design with Consideration of Inverterside Current Feedback Control Impacts [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(17): 4656-4664. (in Chinese)
- [22] HARNEFORS L. Modeling of Three-Phase Dynamic Systems Using Complex Transfer Functions and Transfer Matrices [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 2239-2248.

作者简介



陈龙 (1994-), 男, 山东临沂人, 硕士, 主要研究方向为新能源汽车电机控制技术。

Tel: 13101958137

E-mail: cl13101958137@163.com

通信作者



郑昕昕 (1987-), 女, 安徽合肥人, 博士, 副研究员, 主要研究方向为新能源汽车充换电技术、新能源汽车无线充电技术和新能源汽车功率电子技术。

Tel: 18726389969

E-mail: xinxin.zheng@hfut.edu.cn