

永磁同步电机解耦控制方法研究

林科振 林飞 杨中平

(北京交通大学 电气工程学院 北京 100044)

摘要: 永磁同步电机矢量控制时, 交直轴存在交叉耦合分量, 会影响电机的动态性能。本文介绍了前馈解耦、反馈解耦、双PI解耦和内模解耦等四种方法的控制原理, 绘制了控制框图, 利用传递函数画出了系统零极点分布图和波特图, 对几种方法进行了分析讨论。相比前馈解耦和反馈解耦, 双PI解耦和内模解耦对电机参数变化有更好的鲁棒性。并通过matlab对几种方法进行了仿真验证。

关键词: 永磁同步牵引电动机 解耦控制 内模 参数变化

1 引言

永磁同步电机具有结构简单、高效率、高功率因数和可靠性高等优点, 因此在许多领域的应用也越来越广泛^[1]。与异步电机相似, 在对电机进行矢量控制时, 交直轴存在交叉耦合分量, 在电机运行工况发生变化时, 会因为耦合分量的存在, 而使交直轴电流相互作用, 影响了电机的动态性能, 所以通常需要避免这种影响^[2-4]。

目前, 适用于永磁同步电机的解耦方法有很多种。最常见的是前馈解耦方法, 控制简单, 但因为控制过程中受电机参数影响较大, 且用于补偿控制的电流是控制的指令值, 不是电机实际的电流值, 从而影响了前馈解耦的效果; 反馈解耦采用实际电流进行补偿, 克服了前馈解耦的弱点, 但也因为电流滞后而影响了前馈解耦效果^[5-6]; 双PI解耦方法和内模解耦方法对电机模型的要求相对低一点, 受电机参数影响小, 有更好的鲁棒性^[7-8]。

针对以上各种解耦方法, 本文从理论上分析解耦原理, 画出控制框图, 利用传递函数得到系统的零极点分布图和波特图, 对几种方法进行了分析比较^[9-10], 同时仿真验证。

2 永磁电机的数学模型

在复数坐标系 $\{1, j\}$ 上, 定义复变量:

$$\begin{aligned} u_{dq} &= u_d + ju_q \\ i_{dq} &= i_d + ji_q \end{aligned} \quad (1)$$

面贴式永磁同步电机在旋转坐标系下的复矢量数学模型可表示为:

$$p i_{dq} = -\frac{R}{L_s} i_{dq} - j\omega i_{dq} + \frac{1}{L_s} u_{dq} - j \frac{\omega \psi_f}{L_s} \quad (2)$$

式中: $L_d = L_q = L_s$ 。

由上式可以得到永磁电机在旋转坐标系下的系统控制框图。

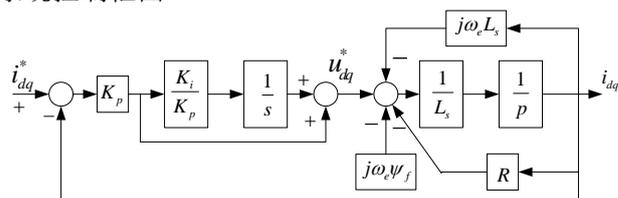


图1 系统传统控制原理图

若把恒定的反电势当作一个扰动, 则由系统控制框图, 容易得到系统的开环传递函数,

$$G = \frac{K_p s + K_i}{s} * \frac{1}{s L_s + j\omega L_s + R} \quad (3)$$

其闭环传递函数可写为

$$G_0 = \frac{K_p s + K_i}{s^2 L_s + (j\omega L_s + R + K_p) s + K_i} \quad (4)$$

下图为闭环零极点变化情况。

由图2可知, 在同步旋转频率较低时, 系统的主导极点 P_1 与零点 Z_1 近似对消, 系统动态响应受非主导极点 P_2 决定, 而其又远离虚轴, 所以此时系统具有较快的速度响应。但是, 当同步旋转频率升高后, 系统主导极点趋近于虚轴, 而零点位置不变, 无法与主导极点相抵消, 此时系统耦合作用增强, 响应变慢。不同同步旋转频率下的频率特性也所有变化。由图3幅频特性曲线-3dB和相频特性曲线-45度可以明显发现, 闭环带宽频率明显减小, 表明系统系统响应变差。

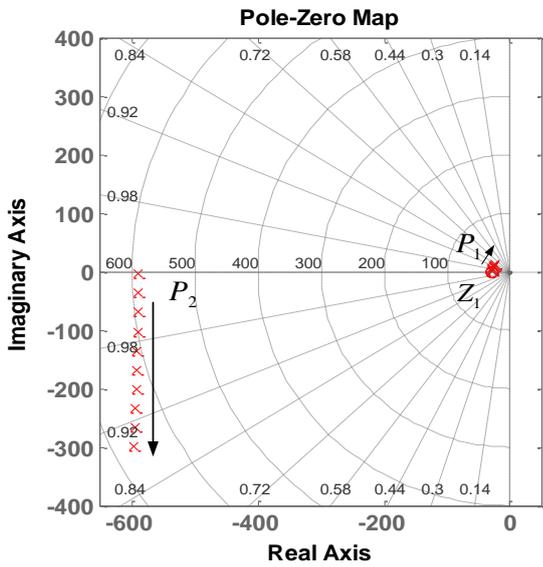


图2 系统零极点分布图

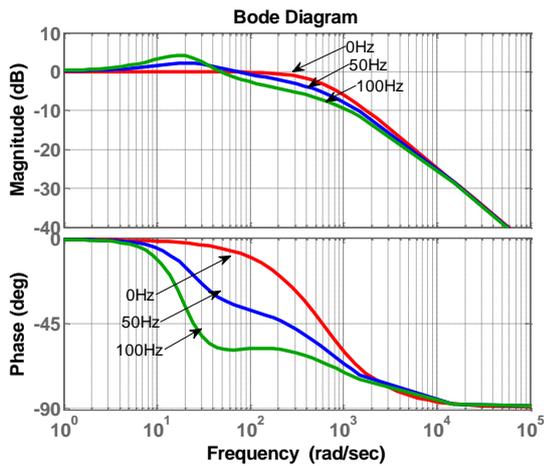


图3 系统频域响应图

3 解耦控制策略

3.1 前馈解耦控制

从式(2)中,可以看出,通过在电机输入电压 u_{dq} 上加上耦合电势 $\omega L_s \hat{i}_{dq}^*$, 就能把耦合电势消除, 电机实现解耦。

前置解耦控制原理图, 如下图。

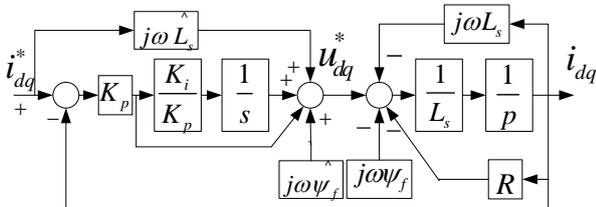


图4 前置解耦控制原理图

由上图可以写成电压计算表达式为

$$(i^* - i)(K_p + \frac{K_i}{s}) + j\hat{i} \omega L_s = i(R + j\omega L_s + L_s s) \quad (5)$$

从而得到系统闭环传递函数

$$G_0 = \frac{i}{i^*} = \frac{(K_p + j\omega L_s)s + K_i}{L_s s^2 + (K_p + j\omega L_s + R)s + K_i} \quad (6)$$

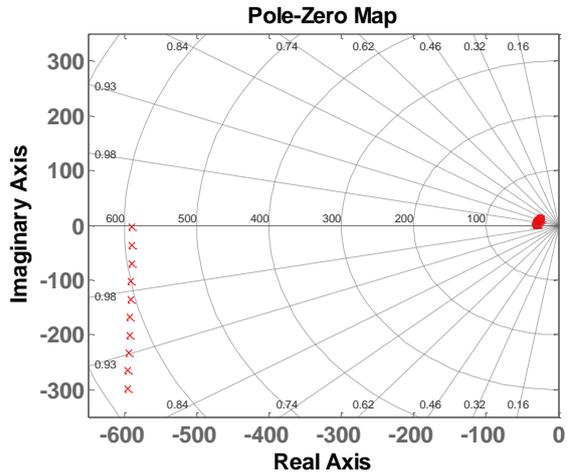


图5 前馈解耦零极点分布图

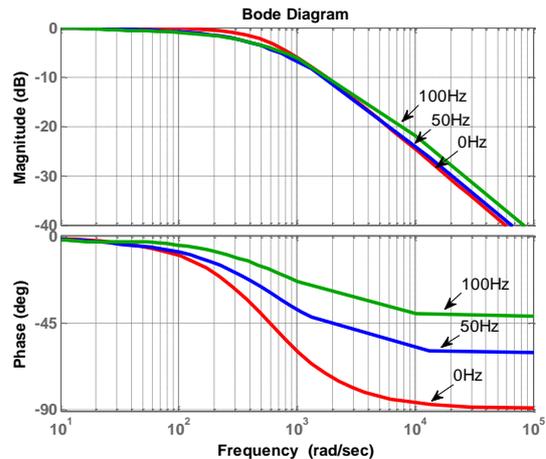


图6 前馈解耦频域响应图

电机频率在 0-100Hz 变化下前馈解耦的零极点分布情况见图。图中极点与传统 PI 控制的极点相同, 其中零点 Z_1 试图抵消变化的极点 P_1 , 但由于前馈解耦电压项是由定子电流指令值直接给定的, 其传递函数中仍存在 $j\omega$ 项, 耦合未抵消完全, 主导极点 P_1 向虚轴移动表明了系统不稳定的趋势。由图 6 前馈解耦波特图的分析得到, 同步频率较高时其频率特性与零速理想情况有一定改变, 交叉耦合加大且也有一定的畸变。

3.2 反馈解耦控制

与前置解耦控制方法相似，反馈解耦利用电机输出的 i_{dq} 作为控制变量，反馈回电路进行解耦控制。

因为 i_{dq} 是电机的实际电流，所以得到的用于补偿的解耦耦合电势要相对更接近实际值，更有助于定子电流的解耦。但是因为电流滞后的影响，尤其在开关频率较低时解耦效果会降低。

反馈解耦控制原理图如下。

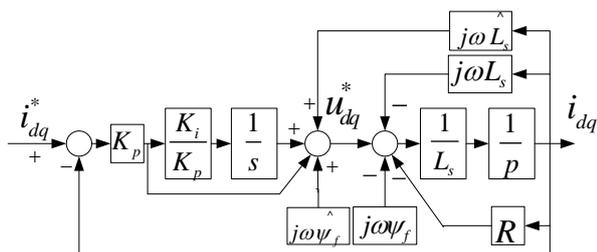


图 7 反馈解耦控制原理图

其闭环传递函数可表示为

$$G_0 = \frac{K_p s + K_i}{s^2 L_s + [j\omega(L_s - \hat{L}_s) + R + K_p]s + K_i} \quad (7)$$

在系统参数准确的情况下，其表达式可简化为

$$G_0 = \frac{K_p s + K_i}{s^2 L_s + (R + K_p)s + K_i} \quad (8)$$

若满足

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{L}{R} \quad (9)$$

可进一步简化为

$$G_0 = \frac{\gamma}{s + \gamma} \quad (10)$$

其中 $\gamma = K_p / L_s$;

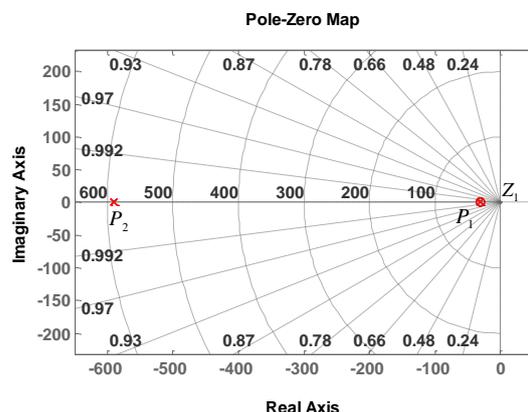


图 8 反馈解耦零极点分布图

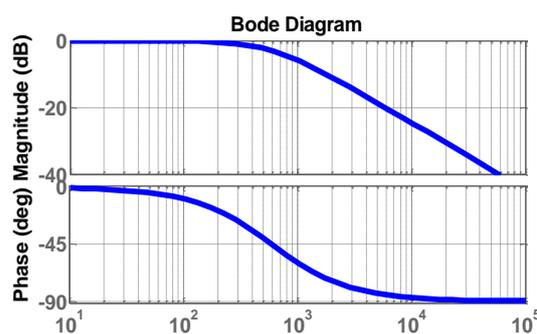


图 9 反馈解耦频域响应图

由零极点分布图和闭环波特图看出，电机随同步频率变化的极点由一个不变的极点 P_1 代替，与零点 Z_1 相抵消，从而消去了 $j\omega$ 的影响，实现解耦。从图中也可看到，在不同角速度 ω 条件下，系统零极点分布和闭环频率特性的响应图形都是一样的，说明解耦良好。

3.3 内模解耦控制

内模解耦控制方法是工程上常使用的方法，具体实现这一解耦方法的控制框图如图 10 所示。

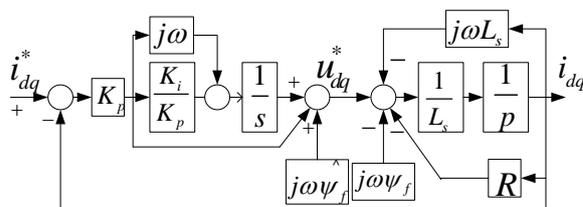


图 10 永磁电机内模解耦原理框图

其开环传递函数和闭环传递函数分别为

$$G = \frac{K_p s + j\omega K_p + K_i}{s} * \frac{1}{s L_s + j\omega L_s + R} \quad (11)$$

$$G_0 = \frac{K_p s + K_i + j\omega K_p}{s^2 L_s + (j\omega L_s + R + K_p)s + j\omega K_p + K_i} \quad (12)$$

同样，若满足式（9），闭环传递函数进一步简化同式（10）。

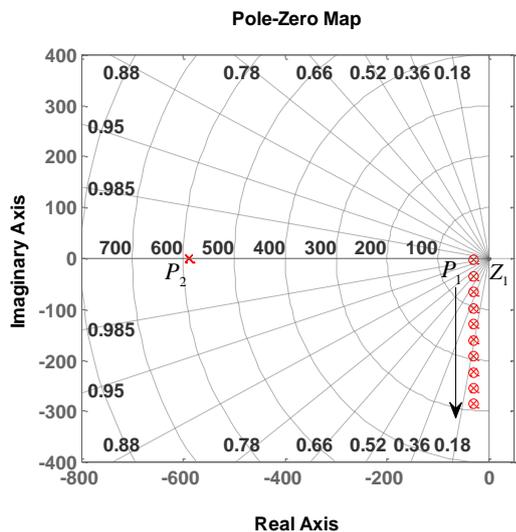


图 11 内模解耦零极点分布图

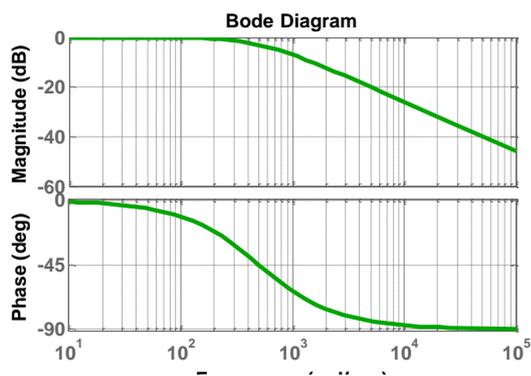


图 12 内模解耦频域响应图

由零极点分布图和波特图可以发现，随着电机同步频率变化，系统的零点 Z_1 不再固定不变，也随之变化，并与变化的极点 P_1 相抵消，从而消去了 $j\omega$ 的影响。不同角速度 ω 条件下的闭环频率响应是一样的，表明实现良好解耦。

3.4 双 PI 反馈解耦控制

采用双 PI 反馈解耦控制策略，通过增加额外 PI 控制器，可以根据电流实际值与指令值之间的误差，实时调节 d、q 轴控制环路反馈电压的大小，以获得更准确的电流响应。通过分析可以发现，额外增加的 PI 控制器与电流闭环控制本身采用的控制器存在联系，可以进行简化，具体控制框图如下。

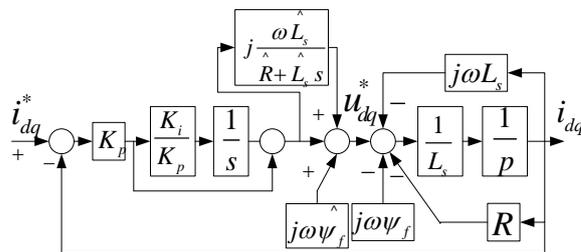


图 13 双 PI 反馈解耦控制简化图

则其开环传递函数为

$$G = \frac{K_p s + K_i}{s} \left(1 + \frac{j\omega \hat{L}_s}{R + \hat{L}_s s}\right) \frac{1}{s \hat{L}_s + j\omega \hat{L}_s + R} \quad (13)$$

$$= \frac{K_p s + K_i}{s(R + \hat{L}_s s)} \frac{s \hat{L}_s + j\omega \hat{L}_s + R}{s \hat{L}_s + j\omega \hat{L}_s + R}$$

若参数估计值与实际参数一致，开环传递函数可简化为

$$G = \frac{K_p s + K_i}{s(R + L_s s)} \quad (14)$$

闭环传递函数为

$$G_0 = \frac{K_p s + K_i}{s^2 L_s + (R + K_p)s + K_i} \quad (15)$$

且此时若再满足式（9），则闭环传递函数可进一步简化同式（10）。

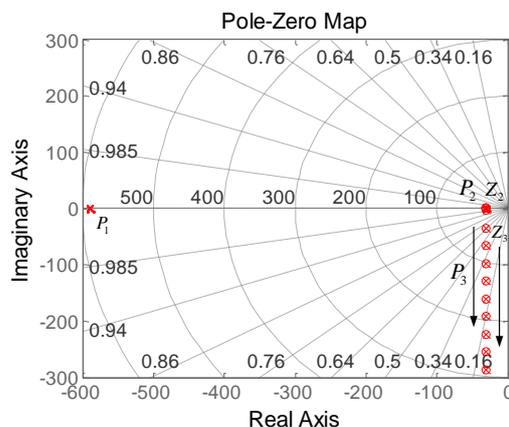


图 14 双 PI 解耦零极点分布图

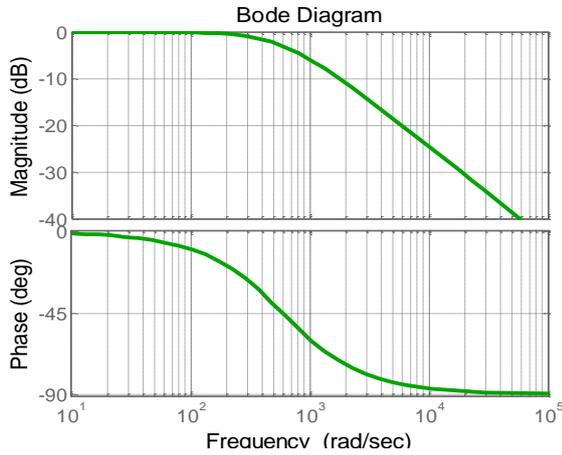


图 15 双 PI 解耦频域响应图

分析双 PI 解耦控制的零极点图及闭环频率特性图, 可知其基本特性与内模解耦相同, 同样能够抵消电机改变的复极点, 只是双 PI 解耦比内模解耦多抵消一对极零点 $P_2 = Z_2$ 。这是因为其交叉解耦项位于 PI 控制器之后, PI 的零点 $Z_2 = -K_i / K_p$ 抵消了解耦项的极点 $P_2 = -\hat{R} / \hat{L}_s$, 其他性能与内模解耦相同。

3.5 不同方法的比较

前面对几种方法做了分析, 在参数准确的条件下, 反馈、内模和双 PI 都能实现良好的解耦, 但在实际工作中, 电机的参数会发生一些变化, 很难对电机的参数有一个准确的估计。在电机参数不准确的情况下, 不同解耦方法的解耦效果也有所差别。根据几种方法的控制框图和传递函数, 不同方法的交叉耦合系数可以分别表示为
前馈:

$$g_1 = \frac{s^3 \omega L_s \hat{L}_s + \omega s ((K_p + R)s + K_i)(L_s - \hat{L}_s)}{(s^2 L_s + (K_p + R)s + K_i)^2 + (\omega L_s s)^2} \quad (16)$$

反馈:

$$g_2 = \frac{\omega s (K_p s + K_i)(L_s - \hat{L}_s)}{(s^2 L_s + (K_p + R)s + K_i)^2 + (\omega(L_s - \hat{L}_s)s)^2} \quad (17)$$

内模:

$$g_3 = \frac{(K_p R - L_s K_i) \omega s}{(s^2 L_s + (K_p + R)s + K_i)^2 + (\omega L_s s + \omega K_p)^2} \quad (18)$$

双 PI:

$$g_4 = \frac{\omega s (K_p s + K_i) (\frac{L_s s + R}{R + s L_s} \hat{L}_s - L_s)}{(s^2 L_s + (K_p + R)s + K_i)^2 + (\omega L_s s + \omega \frac{\hat{L}_s (K_p s + K_i)}{R + s L_s})^2} \quad (19)$$

由上述四个耦合系数可知, 当参数估计准确时, 反馈解耦、内模解耦和双 PI 解耦的耦合系数为 0, 解耦效果良好, 前馈解耦的耦合系数不为 0, 存在系统动态稳定的过程。为了对几种方法进行进一步比较分析, 对反馈、内模和双 PI 解耦方法的耦合系数求电感的微分, 可以得到不同方法的电感参数敏感系数, 即

$$\frac{\partial g_2}{\partial L_s} \Big|_{L_s = \hat{L}_s} = \frac{(K_p s + K_i) \omega s}{(s^2 L_s + (K_p + R)s + K_i)^2} \quad (20)$$

$$\frac{\partial g_3}{\partial L_s} \Big|_{L_s = \hat{L}_s} = \frac{K_i \omega s}{(s^2 L_s + (K_p + R)s + K_i)^2 + (\omega L_s s + \omega K_p)^2} \quad (21)$$

$$\frac{\partial g_4}{\partial L_s} \Big|_{L_s = \hat{L}_s} = \frac{R \omega s \frac{K_p s + K_i}{L_s s + R}}{(s^2 L_s + (K_p + R)s + K_i)^2 + (\omega L_s s + \omega K_p)^2} \quad (22)$$

上述结果表示了电感的变化引起的耦合增益值变化的快慢。此外, 由耦合系数和电感参数敏感系数可以发现, 当控制器的 PI 设置合适时, 即满足公式 (9), 内模解耦和双 PI 解耦的效果是一样的。下图为上述电感参数敏感系数的波特图。

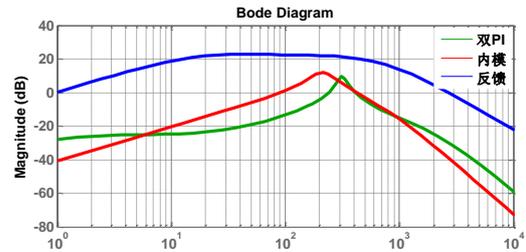


图 16 不同电感参数敏感系数波特图

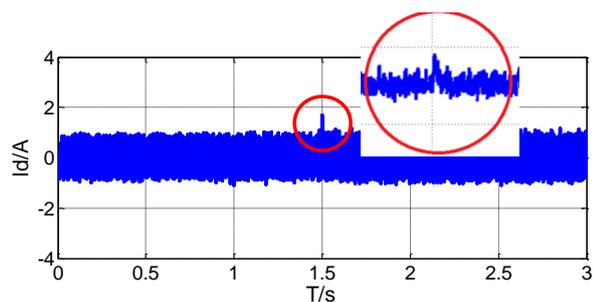
由上图可知, 内模解耦和双 PI 解耦波特图的幅值相近, 都要小于反馈解耦的幅值。这表明, 与反馈解耦相比, 内模和双 PI 解耦控制受电感参数变化的影响要更小一些。

4 仿真实证

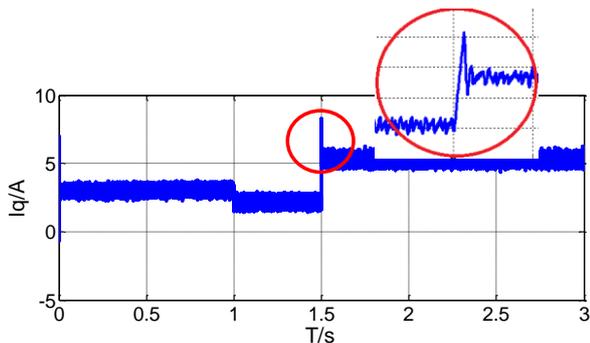
针对以上几种解耦控制方法, 采用 Matlab/Simulink 进行建模仿真。电机参数为: 电机定子电阻 $R = 0.513 \Omega$, 电感 $L_s = 10 \text{ mH}$, 永磁磁链 $\psi_f = 0.213 \text{ Wb}$, 电机极对数 $P_n = 3$ 。具体仿真运行

条件为：电机作 $i_d = 0$ 控制运行，在 0-1 秒时间内，电机作加速运动，1-3 秒时间内作匀速运动，其中 1.5 秒时刻负载转矩由 2Nm 变为 5Nm。整个运行过程中交轴电流 i_q 在 1.5 秒时刻有明显突变，观察此时交直轴电流 i_d 和 i_q 的变化。图 17 是不加解耦情况下电机的 i_d 、 i_q 的波形；图 18 是加反馈和双 PI 解耦控制后不同方法下 i_q 的波形。图 19 是加解耦控制且

且 $L_s = 200\% \hat{L}_s$ 的 i_q 波形；图 20 是加解耦控制且 $L_s = 50\% \hat{L}_s$ 的 i_q 波形。

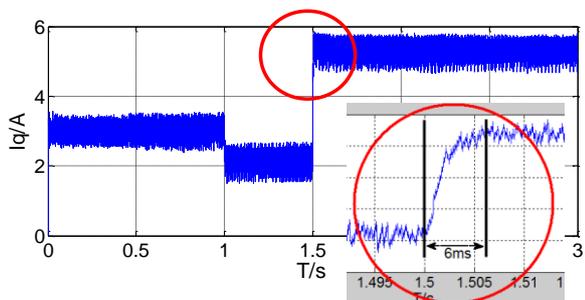


a、直轴电流

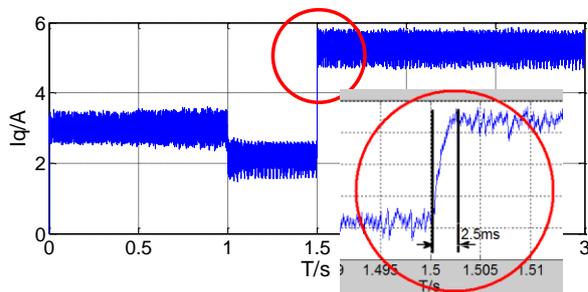


b、交轴电流

图 17 不加解耦控制下电机电流波形

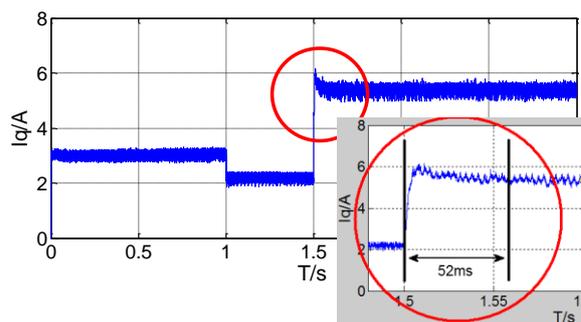


a、反馈解耦

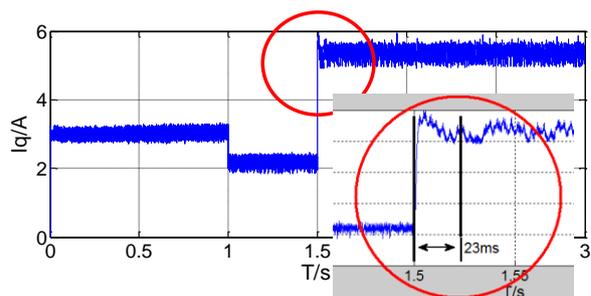


b、双 PI 解耦

图 18 不同解耦控制方法下的交轴电流波形

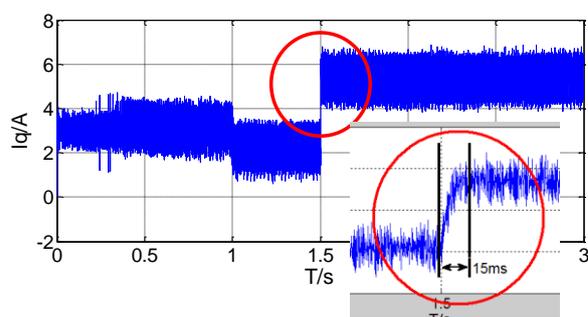


a、反馈解耦



b、双 PI 解耦

图 19 加解耦控制且 $L_s = 200\% \hat{L}_s$ 的 i_q 波形



a、反馈解耦

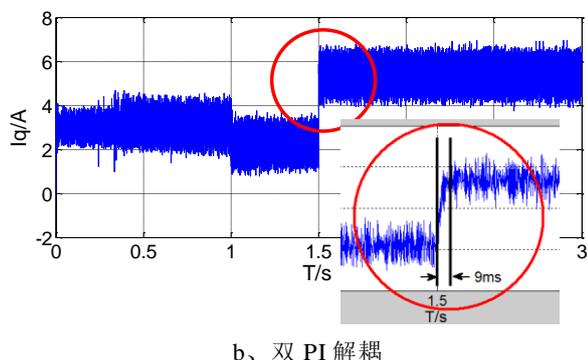


图 20 加解耦控制且 $L_s = 50\% \hat{L}_s$ 的 i_q 波形

因为内模解耦控制和双 PI 解耦方法类似，所以仿真中主要针对反馈解耦和双 PI 解耦控制方法做对比仿真分析。由仿真可以看出，不加解耦情况下，当电机交轴电流 i_q 发生突变时，直轴电流 i_d 也会相应地发生波动，且短时间内不能恢复原来状态。与不加解耦的情况相比，反馈解耦和双 PI 解耦这两种解耦控制都能较好地实现交直轴电流的解耦；而相比反馈解耦，双 PI 解耦控制在解耦过程中有更好的动态性能，达到稳态的反应时间短。在电机参数不准确的情况下，两种解耦控制的反应时间都有所增加，但是双 PI 解耦控制仍相对具有一定的优势，反应时间更短，更稳定，即验证了双 PI 解耦（内模解耦类似）具有更好的鲁棒性。

5 结论

针对永磁电机矢量控制中的电流耦合问题，本文分别介绍了前馈解耦、反馈解耦、双 PI 解耦和内模解耦四种方法的控制原理，通过传递函数的零极点图与系统波特图对控制方法进行了对比分析。前馈解耦和反馈解耦对电机参数要求较高，而双 PI

解耦和内模解耦对电机参数变化有较好的鲁棒性。本文通过 matlab 仿真对几种方法都进行了验证。

参考文献

- [1] 柯以诺.永磁同步电机传动系统在电动车辆上的应用, 大功率变流技术, 2009(5):31-37.
- [2] 龙洪宇, 程小华.永磁同步电动机控制策略综述, 防爆电机, 2010, 6(45):1-3.
- [3] 许峻峰, 冯江华, 许建平. 永磁同步电动机控制策略综述.机车电传动, 2005(3):7-11.
- [4] 林辉, 史富强.永磁同步电动机控制策略综述.国外电子元件, 2008(12):42-44.
- [5] 周源深.异步电动机解耦控制策略综述.中小型电机, 2005, 32(6):56-60.
- [6] 周渊深, 姜建国.异步电动机的动态解耦控制.中小型电机, 2001, 28(2):22-26.
- [7] 杨明, 付博, 李钊, 徐殿国.永磁同步电动机矢量控制电压解耦控制研究.电气传动, 2010, 40(5)24-28.
- [8] 林晓凡, 白国枝.矢量控制电流环的内模解耦控制.微电子学与计算机, 2008, 25(12):187-189.
- [9] 郭希铮, 游小杰, 王晓丹.永磁同步电机电流调节器动态特性改进方法分析.电力自动化设备, 2011 年, 31(6):39-44.
- [10] 韦克康, 周明磊, 郑琼林, 王琛琛.基于复矢量的异步电机电流环数字控制.电工技术学报, 2011, Vol.26 No. 6:88-94.

作者简介

林科振 男, 1988 年生, 在读硕士研究生, 主要从事永磁电机控制的研究。