

基于扰动观测器的永磁同步电机传输阻抗不均衡控制^①

许彭斌¹, 李琪¹, 李岩², 孔德宽¹, 王大方¹

1. 哈尔滨工业大学(威海)汽车工程学院

2. 中国第一汽车股份有限公司

【摘要】通常情况下永磁同步电机在设计时需要保证三相平衡，但是电机发热或长时间工作会导致电阻出现温漂引起电机出现三相不平衡电流，传输线三相阻抗不平衡也会导致电机出现不均衡的三相电流。存在散差的三相电流会使电机出现转速与转矩脉动，影响电机的正常工作。本文推导三相传输线不均衡网络数学公式，利用扰动观测器对三相阻抗不平衡产生的干扰进行前馈补偿，并且通过重复控制与 PI 控制结合的算法减小稳态误差。通过仿真和实验结果验证了基于扰动观测器和重复控制的控制策略能够抑制三相电流不均衡现象。

【关键词】永磁同步电机，阻抗不平衡，扰动观测器，重复控制

Transmission Impedance Unbalance Control Based on Disturbance Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor

Xu Pengbin¹, Li Qi¹, Li Yan², Kong Dekuan¹, Wang Dafang¹

1. Harbin Institute of Technology (Weihai)

2. China First Automobile Co., Ltd.

Abstract: Normally, Permanent Magnet Synchronous Motor needs to ensure the three-phase balance in the design, but the temperature drift of the resistance will cause the three-phase unbalanced current of the motor when the motor is heated or works for a long time, and the three-phase unbalanced impedance of the transmission line will also lead to the three-phase unbalanced current of the motor. The scattered three-phase current will cause the motor speed and torque pulsation, which will affect the normal three-phase current will cause the motor speed and torque pulsation, which will affect the normal operation of the motor. Combined with the coupling network formula of the electric motor emulator, this paper deduces the mathematical formula of the unbalanced network of the three-phase transmission line. Disturbance observer is used to compensate the disturbance caused by the unbalanced three-phase impedance, and the steady-state error is reduced by the algorithm combining repeated control and PI control. Simulation and experimental results show that the control strategy based on disturbance observer and repetitive control can reduce the error caused by three-phase unbalance.

Key words: PMSM, unbalanced impedance, disturbance observer, repetitive control

引言

通常来说在制造电机时，三相的阻抗是均衡的，而在温度及使用工况对电机三相阻抗的影响不足 10%，进而对输出电压电流影响较小^[1]。然而在一些特殊的场合其由于传输线的距离很长，传输线的阻抗要大于电机阻抗，例如传输线路老化导致电阻提高，这种工况下会导致电机出现三相不均衡情况^[2]。电机三相不均衡会导致输出的电流不平衡，也会是输出的转矩不平衡，使电机产生转矩脉动^[3]，严重影响运行速度和效率。

目前对于电机三相不平衡影响研究较少，三相不平衡补偿策略主要用于电网运输电能场合。针对电网三相不均衡主要使用正负序分解法，正负序分解法也被应用到对电机不平衡的补偿^[4]，正负序分解法将不平衡的电流分解为正序电流和负序电流分别进行控制^[5]，但是这种控制方式通常不

是 PI 控制^[6]，而是能够控制周期信号的陷波控制或者内膜控制等方法^[7]。此外还有通过无功功率补偿器补偿电流谐波，在永磁同步电机中也有用无功功率补偿的方法^[8]。除了通过算法还可以通过改变 PWM 整流器来实现三相不平衡的补偿^[9]。

本文通过分析永磁同步电机在三相不平衡情况下的电压公式，通过重复控制及扰动观测器对不平衡的输出电流进行补偿。通过补偿能够有效减少由于三相不平衡带来的谐波，使电机的输出转矩更加均匀。

1 不平衡阻抗电机模型

通常在描述电机模型时， d 、 q 坐标系下的参量有很好的控制效果，而在分析三相不平衡情况就要分析三相不平衡阻抗在 d 、 q 轴下的变化。目前测量 q 轴电感的方法比较复杂，不同的测试方法对结果也会产生较大影响^[10]，也可以从三相坐标系对电机模型进行建模，通过仿真验证模型的准

① 国家自然科学基金 (52072098)，哈尔滨工业大学重大科研项目培育计划 (ZDXMPY20180109)

收稿日期 2021-02-28 改稿日期 2013-05-14

准确性^[11]。本文将电机与传输线等效成三相假电感，推导三相不平衡对 d 、 q 电压的影响。

由三相坐标系到 d 、 q 坐标系要经过 Clark、Park 变换写成矩阵的形式：

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$K_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

根据三相变换公式，分析电阻在不均衡下的影响：

$$r = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 \\ 0 & 0 & r_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中， r_a 、 r_b 、 r_c 为 a、b、c 三相上的电阻。根据电压方程：

$$V_{qd0} = K_s r K_s^{-1} i_{qd0} \quad (4)$$

$$v_q^r = R_s i_q + \frac{2}{3} \left(\frac{2r_a - r_b - r_c}{4} \cos(2\theta) + \frac{\sqrt{3}(r_c - r_b)}{4} \sin(2\theta) \right) i_q + \frac{2}{3} \left(\frac{2r_a - r_b - r_c}{4} \sin(2\theta) - \frac{\sqrt{3}(r_c - r_b)}{4} \cos(2\theta) \right) i_d \quad (5)$$

$$v_d^r = R_s i_d + \frac{2}{3} \left[\frac{2r_a - r_b - r_c}{4} \sin(2\theta) - \frac{\sqrt{3}(r_c - r_b)}{4} \cos(2\theta) \right] i_q - \frac{2}{3} \left[\frac{\sqrt{3}(r_c - r_b)}{4} \sin(2\theta) + \frac{2r_a - r_b - r_c}{4} \cos(2\theta) \right] i_d \quad (6)$$

式中， R_s 为 $(r_a + r_b + r_c)/3$ 基于同样的原理可以分析三相不平衡下的 d 、 q 电压与电感的关系：

$$L = \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中， L_a 、 L_b 、 L_c 为三相等效电感，数值上等于传输线电感与电机电感之和。

$$\begin{aligned} V_q &= \omega \lambda_d + \frac{d\lambda_q}{dt} \\ V_d &= -\omega \lambda_q + \frac{d\lambda_d}{dt} \end{aligned} \quad (8)$$

$$\lambda_{qd0} = K_s L K_s^{-1} i_{qd0} \quad (9)$$

式中， λ_d 、 λ_q 为电机 d 、 q 磁链， ω 为电机的电角速度，由此可得到 d 、 q 电压为：

$$\begin{aligned} v_q^L &= L_s \frac{di_q}{dt} + \omega L_s i_d + \left[\frac{2L_a - L_b - L_c}{6} \cos(2\theta) + \frac{\sqrt{3}(L_c - L_b)}{6} \sin(2\theta) \right] \\ &\quad \left(\frac{di_q}{dt} + \omega i_d \right) + \left[\frac{\sqrt{3}(L_c - L_b)}{6} \cos(2\theta) - \frac{2L_a - L_b - L_c}{6} \sin(2\theta) \right] \\ &\quad \left(\omega i_q - \frac{di_d}{dt} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} v_d^L &= L_s \frac{di_d}{dt} - \omega L_s i_q + \left[\frac{2L_a - L_b - L_c}{6} \sin(2\theta) - \frac{\sqrt{3}(L_c - L_b)}{6} \cos(2\theta) \right] \\ &\quad \left(\frac{di_q}{dt} + \omega i_d \right) + \left[\frac{\sqrt{3}(L_c - L_b)}{6} \sin(2\theta) + \frac{2L_a - L_b - L_c}{6} \cos(2\theta) \right] \\ &\quad \left(\omega i_q - \frac{di_d}{dt} \right) \end{aligned} \quad (11)$$

式中， L_s 为 $(L_a + L_b + L_c)/3$ 。考虑到电机实际中存在互感，因此最终的电压为：

$$\begin{aligned} V_q &= V_q^r + V_q^L + \omega \varphi_f \\ V_d &= V_d^r + V_d^L \end{aligned} \quad (12)$$

式中， φ_f 为转子磁链从式 (5)、(6)、(10)、(11) 中可以看出首项与三相平衡时的电压公式相同，考虑到将 d 、 q 电流的噪声滤除后 $di/dt \ll \omega i$ ，此时便可以将公式进一步化简。所以在电机旋转的过程中而当三相不均衡时会出现二阶谐波。且二阶谐波的大小与电机转速和电机的电流直接相关。

本文采用 $i_d = 0$ 矢量控制方法对三相不平衡产生的扰动电压进行补偿。

2 扰动观测器设计

从式 (5)、(6)、(10)、(11) 可以看到由于三相阻抗出现散差，输出的 d 、 q 电压出现二阶扰动信号且与转速和电流直接相关。在小功率电机工作情况下较为明显。为此本文设计以 d 、 q 轴电流为输入信号的扰动观测器对扰动电压进行估测，并通过前馈补偿消除扰动对电压的影响。

扰动观测器常用于克服永磁同步电机抗转矩干扰^[12]。由于扰动观测器能够补偿系统误差，通过和其他算法结合能够有效减小补偿的误差。增加模糊控制系统能够更好地提高系统的鲁棒性，有更好的动静态性能^[13]，采用滑模控制可以使误差迅速收敛^[14]，而采用卡尔曼滤波器代替低通滤波器可以使扰动观测器的扰动补偿误差更小。重复控制增加到 PI 控制之上可以更好地对周期性信号进行跟踪^[15]，由于误差为二阶谐波量，所以采用重复控制可以更好地跟踪误差信号，减小前馈控制的误差。

2.1 扰动观测器设计原理

扰动观测器的原理图如图 1 所示：

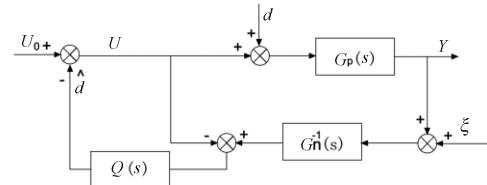


图 1 扰动观测器原理框图

式中 $G_p(s)$ 为控制对象的传递函数， $G_n(s)$ 为系统的参考模型， d 为干扰值， \hat{d} 为干扰观测值， ξ 为测量噪声， $Q(s)$ 为低通滤波器，其主要作用是降低测量噪声对系统的干扰。

从图 2 中可以得到输出 y 的表达式：

$$y = G_{uy}(s) u + G_{dy}(s) d + G_{\xi y}(s) \xi \quad (13)$$

其中：

$$G_{uy}(s) = \frac{G_p(s)G_n(s)}{G_n(s) + (G_p(s) - G_n(s))Q(s)}$$

$$G_{dy}(s) = \frac{G_p(s)G_n(s)[1-Q(s)]}{G_n(s) + (G_p(s) - G_n(s))Q(s)}$$

$$G_{\xi_y}(s) = -\frac{G_p(s)Q(s)}{G_n(s) + (G_p(s) - G_n(s))Q(s)}$$

从上式中可以看到当低通滤波器的频带大于系统的频带时, $Q(s) \approx 1$, $G_{uy}(s) \approx G_n(s)$, $G_{dy}(s) \approx 0$, $G_{\xi_y}(s) \approx 0$ 可以看到此时的参考模型与实际模型相似, 具有比较强的抗扰动能力。但是低通滤波器的存在会引入测量噪声; 当低通滤波器的频带小于系统频带时 $Q(s) \approx 0$, $G_{uy}(s) \approx G_p(s)$, $G_{dy}(s) \approx G_p(s)$, $G_{\xi_y}(s) \approx 0$, 可以看到此时的扰动观测器相当于开环不会引入输出量, 由于系统中的噪声大多为高频信号, 因此低通滤波器可以有效地减少噪声对系统的影响。

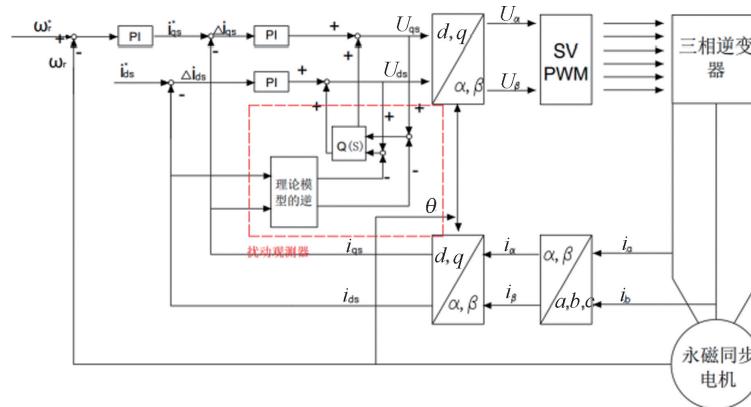


图 2 扰动观测器控制系统图

由于 R_s^* 、 L_s^* 不是准确值, 所以在实际的 d 、 q 轴电压上存在稳态误差, 而低通滤波器无法消除稳态误差。但是通过公式得到误差项为二阶谐波量, 因此可以设置一个带通滤波器代替低通滤波器, 且带通滤波器的截止频率为 $2f$, 可消除稳态误差, 达到补偿的效果。

扰动观测器的截止频率会产生滞后的效果, 过小会导致相位延迟, 过大会放大测量噪声。因此需要不断调节扰动观测器的截止频率, 使系统处于一个稳定的状态。

2.3 扰动观测器稳定性判据

当传输线出现不平衡阻抗时, 设被控对象可以表示为:

$$G_p(s) = G_n(s)[1 + \Delta G_p(s)] \quad (16)$$

式中, $G_p(s)$ 为被控对象的实际模型, $G_n(s)$ 为被控对象的理论模型, $\Delta G_p(s)$ 为不平衡干扰量。

将扰动观测器原理框图变换成图 3 的形式:

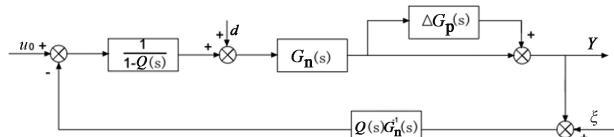


图 3 扰动观测器原理框图

根据小增益定理, 系统稳定的充要条件为 $\|\Delta G_p(j\omega)\|_\infty < 1$, 此时 $B(s) = Q(s)$, $\Delta G_p(j\omega)$ 可由式(8)、(9)、(10)、(11)得到, 由于 $Q(s)$ 为带通滤波器,

2.2 扰动滤波器数学模型

$G_p(s)$ 为电机模型, 此时 d 、 q 轴电压输入到电机中, 通过采集电机输出的 d 、 q 轴电流。通过公式 14、15 可得到电机的实际 d 、 q 轴电压。

$$U_d^* = R_s^* i_d + L_s^* \frac{di_d}{dt} - \omega L_s^* i_q \quad (14)$$

$$U_q^* = R_s^* i_q + L_s^* \frac{di_q}{dt} + \omega L_s^* i_d + \omega \varphi_f \quad (15)$$

式中, U_d^* 、 U_q^* 为实际输出电压, i_d 、 i_q 为电机输出 d 、 q 电流, ω 为电机角速度, φ_f 为电机转子磁链, R_s^* 、 L_s^* 为三相电阻与三相电感的平均值。但是在考虑传输线阻抗不均衡时, R_s^* 、 L_s^* 是不确定的, 因此此时可以选用设计的理论值。

扰动观测器的控制系统结构图如图 2 所示:

因此 $\|Q(s)\|_\infty < 1$, 而 $\Delta G_p(j\omega)$ 需要控制散差量的大小, 如果要满足扰动观测器稳定性的充要条件, 就要使扰动量的最大值不能大于设定的平均电阻和电感。转速过高也会使扰动观测器失去稳定性。

3 基于扰动观测器及重复控制的 PMSM 矢量控制

由于采用了扰动观测器必然会引起信号延迟的误差, 对于周期信号而言, 信号延迟带来的影响很大, 而重复控制可以很好地控制周期信号, 具有控制方式简单, 稳态精度高的优点。但是重复控制的动态性能较差, 为了解决这个问题, 在原电流环 PI 控制器的基础上叠加重复控制。

3.1 重复控制原理

重复控制是通过将信号的前一个状态返回到当前状态, 通过重复控制可以使输出信号无误差进行。重复控制器的原理图如图 4 所示:

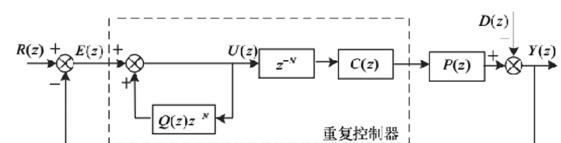


图 4 重复控制器原理框图

其中 $Q(z)$ 为辅助补偿器, $C(z)$ 为补偿器, $Q(z)$ 通常为低通滤波器或者小于 1 的常数, 工程上常去 0.95, 其作用是改善系统的稳定性, 使当系统频率变大, 系统不至于失稳。 N 的选择是信号中扰动的周期与采样间隔的比值, $C(z)$ 主要是补偿由于引入 $Q(z)$ 使系统产生延迟, 需要增加超前环节, 然而没有超前环节可以提供, 但是重复控制中有 Z^{-N} 环节, 因此可以与重复控制相结合设计补偿器, 另外 $Q(z)$ 的存在使 $C(z)P(z)$ 的幅值减少, 所以 $C(z)$ 需要补偿幅值, 因此 $C(z)$ 可以写成如下形式:

$$C(z) = K_r Z^k S(z) \quad (17)$$

式中, K_r 为重复控制的增益, 用于幅值补偿, $S(z)$ 为低通滤波器, 低通滤波器的存在可以使受控对象在高频区有更大的衰减, 从而使系统更加稳定。

3.2 扰动观测器加重复控制稳定性

电机采用 $i_d = 0$ 的控制方式, 三相不平衡产生的扰动, 由扰动观测器对扰动量进行估计, 再由重复控制器减小稳态误差。重复控制器加扰动观测器结构框图如下图所示:

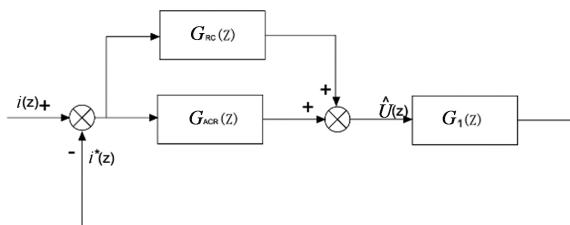


图 5 重复控制器加扰动观测器框图

如图 5 所示 $G_{RC}(z)$ 为重复控制器的传递函数, $G_{ACR}(z)$ 为电流环 PI 控制器, $G_1(z)$ 为扰动观测器与受控对象结合的传递函数。此时误差 $E(z)$ 与输入 $i(z)$ 的误差传递函数为:

$$\frac{E(z)}{i(z)} = \frac{1}{1 + (G_{RC}(z) + G_{ACR}(z))G_1(z)} \quad (18)$$

式中, $G_{RC}(z) = \frac{z^{-N}C(z)}{1 - Q(z)z^{-N}}$, 可以看到 $G_{RC}(z)$ 中如果延迟补偿与受控对象的周期相同, 当 $Q(z) \approx 1$ 时此时可以使误差量趋于 0, 证明重复控制可以减小系统的稳定误差。

4 仿真分析

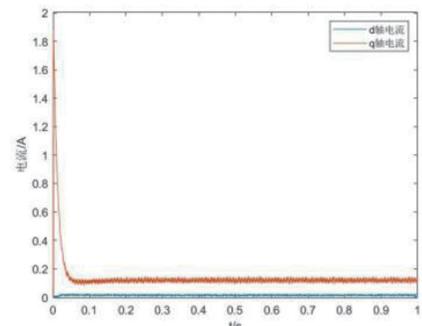
为了验证补偿方案的正确性, 进行仿真验证, 搭建三相阻抗不均衡的 PMSM 矢量控制模型, 仿真参数如下: 电机定子电阻 $R_s = 1\Omega$ 、定子电感 $L_d = L_q = 5mH$ 、磁链 $\Psi_f = 0.08Wb$ 、转动惯量 $J = 0.0003kg \cdot m^2$ 、阻尼 $B = 0.0002N \cdot m \cdot s$ 、极对数 $P = 4$ 。此时设定 PI 控制参数 $K_p = 12$ 、 $K_i = 0.008$, 设置电机为转速闭环, 给定指令转速 $v^* = 300r/min$, 采用 $i_d = 0$ 控制, 设定电机负载为 $0.05N \cdot m$ 。

4.1 三相阻抗不均衡仿真图像分析

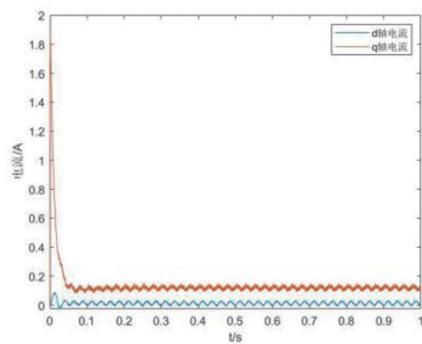
由于电机模型对电敏感度较高, 因此不易增加大电感, 并且实际情况下传输线的电感变化并不大, 主要是三相电阻不均衡。为了设立三相阻抗不均衡, 在其中一项增加电阻 $\Delta R = 5\Omega$, 电感 $\Delta L = 0.0001H$, 此时不仅三相阻抗不均衡,

并且平均电阻, 电感也发生变化。

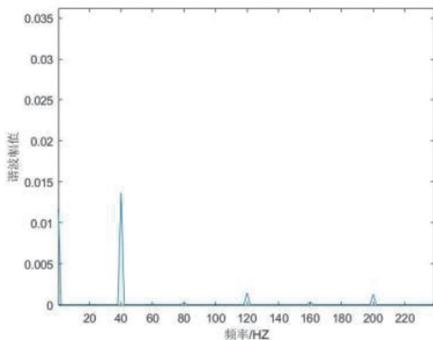
三相阻抗出现散差和没有散差时的 d 、 q 轴电流如图 6 所示:



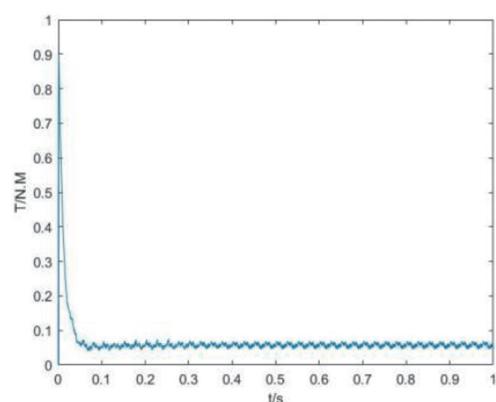
a) 无散差时的电流曲线



b) 存在散差时的电流曲线



c) 存在散差时的 d 轴电流谐波分析曲线



d) 存在散差时的转矩波动分析曲线

图 6 散差作用图像

从图 6 中可以看出由于散差的存在使电流出现谐波，此时电机的转速为 300r/min，谐波的频率为 2 倍的电频率为 40Hz。电流的波动与转矩直接相关，可见散差对电机的转矩会产生波动。

4.2 扰动观测器加重复控制补偿仿真

设立扰动观测器的仿真参数，极对数为 4， $Q(s)$ 为低通滤波器，考虑稳定性要求，在误差为二阶谐波情况下，为了更好地滤除谐波通常低通滤波器的截止频率取滤除信号频率的 5~10 倍，取低通滤波器的截止频率为 1600Hz。重复控制辅助补偿器取 0.95，补偿器参数 K_r 取 0.95， $S(z)$ 截止频率取 100Hz， k 取 10。下图为使用扰动观测器及重复控制的补偿后的仿真图像：

通过图 7 可以看到电流的波动量明显减少，与增加散差前的电流图像相同，同样转速与转矩与电流直接相关，其转矩的波动也随之减少。

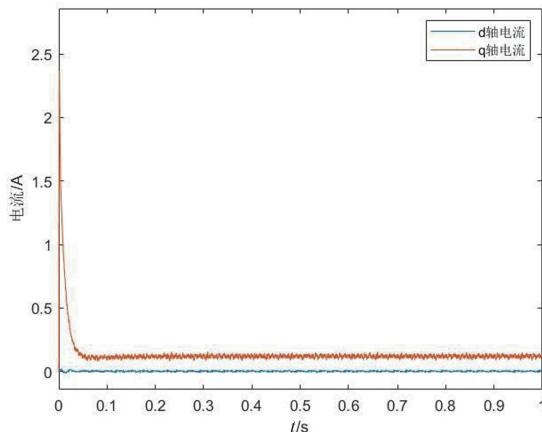
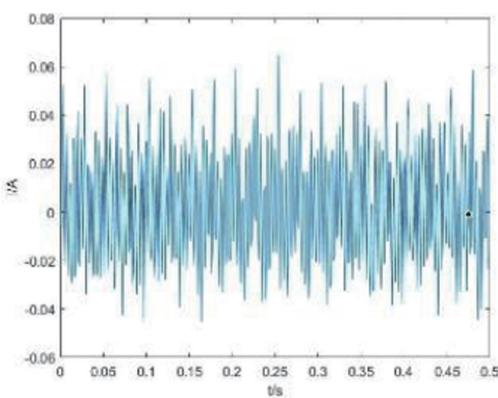


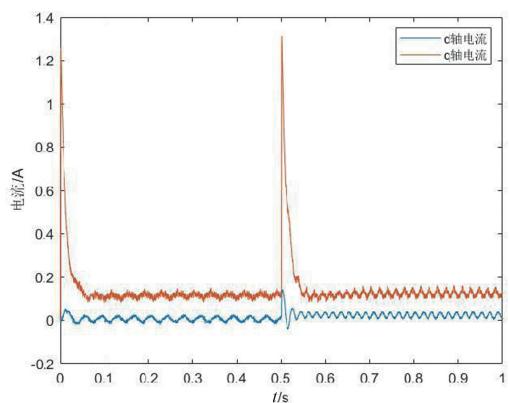
图 7 补偿后 d 、 q 电流框图

此时将指令转速设置为转速突变自 200r/min 突变为 400r/min，电机阻抗散差不变，仿真图像如图 8 所示：

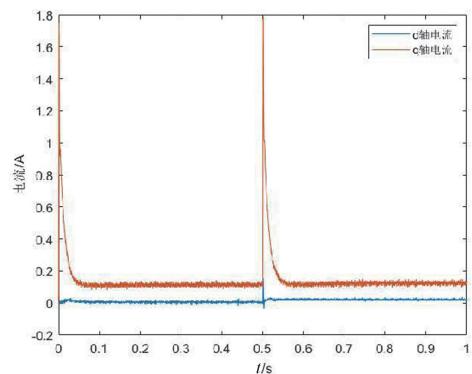
从图 8 中可得，当负载转矩增加，散差的幅值就越大，而扰动观测器加重复控制也能补偿稳态情况下的电流波动。可见采用扰动观测器加重复控制能够得到好的控制效果。



a) 不串联电阻



a) 有散差时的电流曲线



b) 补偿后的电流曲线

图 8 负载突变作用图像

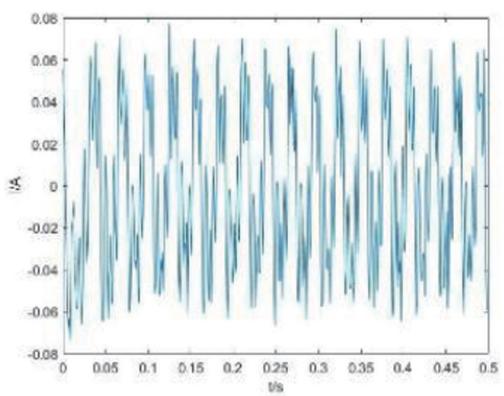
5 实验分析

实验中在某一相上串联一个电阻来模拟该工况。实验用电机参数见表 1：

表 1 实验电机参数

R_s	L_s	P	P_e
1Ω	5mH	4	0.75kW

空载启动，在 A 相串联 5Ω 电阻，电流，转速闭环设置目标转速为 300r/min。D 轴电流实验图像如图 9 所示：



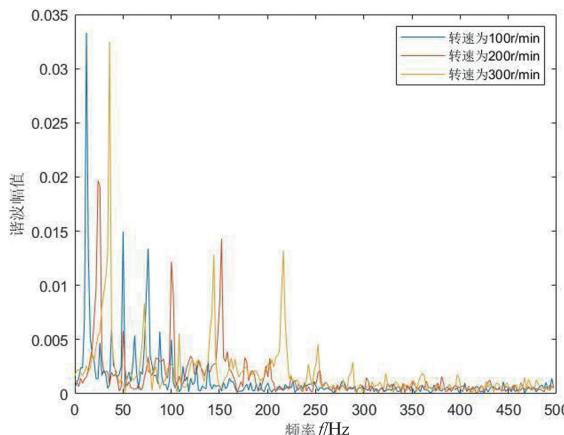
b) 串联电阻

图 9 d 轴电流对比图像

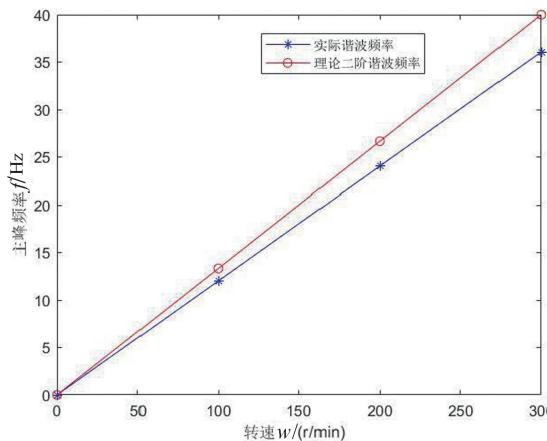
a) 不串联电阻

根据图 9 可以看到增加电阻后，此时电机出现明显的电流波动，通过 FFT 分析可以判断是否满足二阶谐波分量，证明是由阻抗不均衡引起。

设置不同转速测试最大谐波分析如图 10 所示：



a) 不同转速下电流傅里叶分析图



b) 理论与实际谐波频率对比图

图 10 三相不平衡作用图

采用扰动观测器加重复控制后此时的 d 轴电流图像如图 11 和图 12 所示：

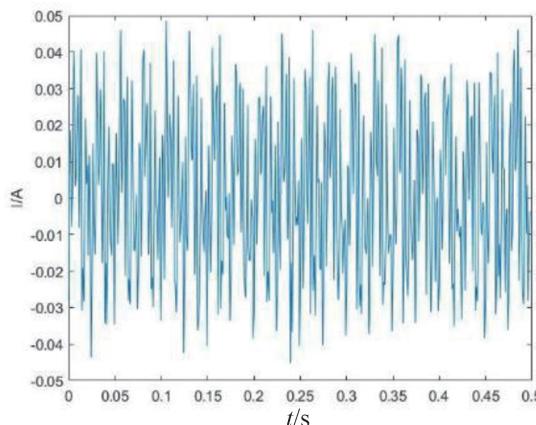
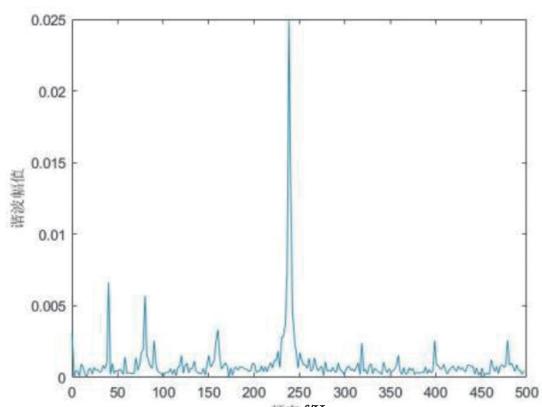
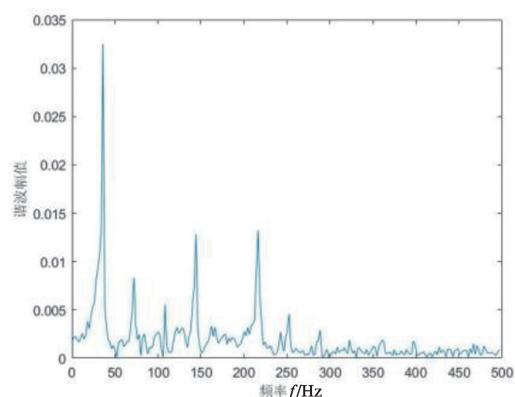


图 11 补偿后 d 轴电流框图

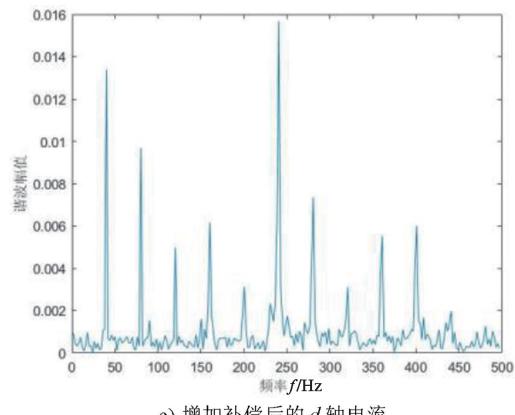
设置转速突变 200r/min 到 400r/min 转速，观测补偿效果如图 13 所示：



a) 不加电阻时 d 轴电流



b) 增加电阻时 d 轴电流



c) 增加补偿后的 d 轴电流

图 12 d 轴电流傅里叶分析图

根据图 10 可以看到实际由于三相不平衡产生的误差量与理论的二阶谐波量基本重合，证明阻抗不均衡会导致电机产生二阶分量的电流。根据图 12 可以得到，最大谐波频率大致为 40Hz 满足在 300r/min 下的二阶谐波分量，通过补偿产生误差的二次谐波由未补偿的 0.032 补偿到 0.014，根据图 13 可以看到在转速突变情况下，补偿效果没有收到太大影响。可见扰动观测器加重复控制取得良好的效果。

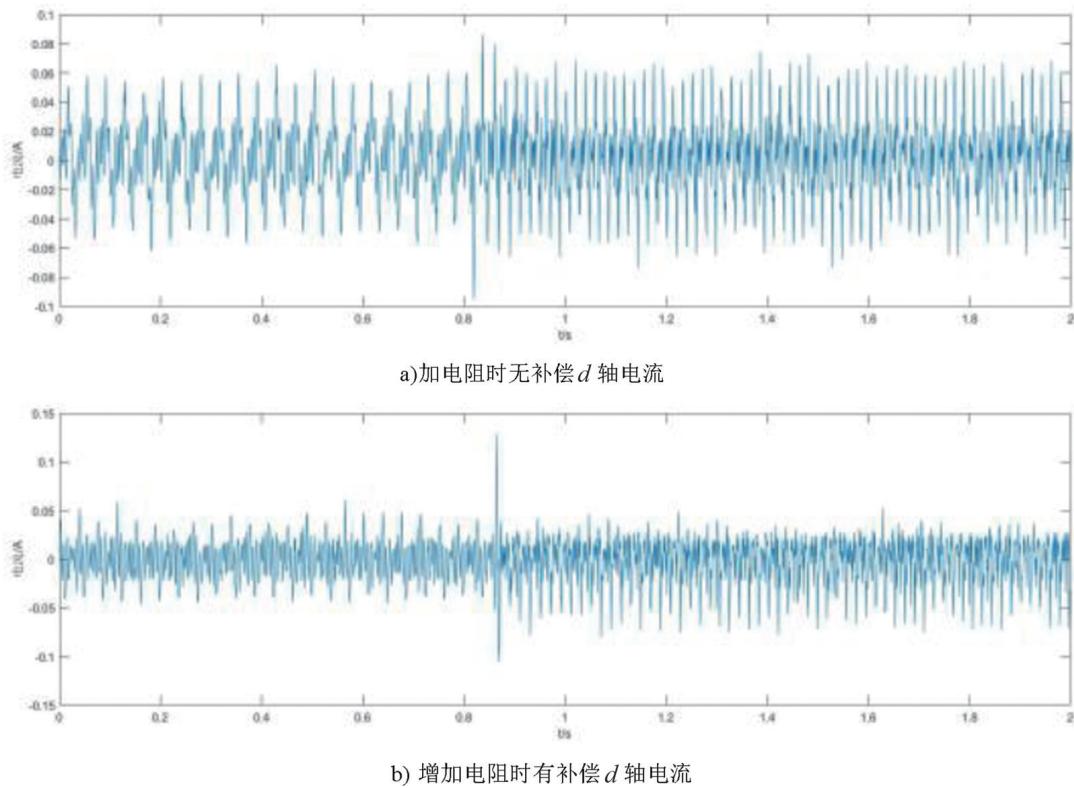


图 13 转速突变 d 轴电流分析图

6 结论

在存在三相不平衡情况下，本文通过将耦合网络等效为电机模型推导不平衡阻抗下的电机公式，通过扰动观测器加重复控制的方法，对误差信号进行补偿，并且减小稳态误

差。可以保证在温度及机械结构出现误差时能够减小电机在传输线三相不平衡状态下转矩波动。仿真和实验验证了基于扰动观测器加重复控制对不均衡阻抗扰动补偿控制策略的有效性，提高电控系统在参数不准确时的稳定性。

参 考 文 献

- [1] CHEN X, WANG J, GRIFFO A. A High-Fidelity and Computationally Efficient Electrothermally Coupled Model for Interior Permanent-Magnet Machines in Electric Vehicle Traction Applications [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2015, 4 (1): 336-347.
- [2] ZOU X H, HUANG S H, QIN Z Q, et al. A Control Method for Permanent-magnet Synchronous Motor with Unbalanced Cable Resistor [C]//6th International Conference on Power Electronics Systems and Applications. [S. l.: s. n.], 2015, 1-3.
- [3] 郭宗莲, 孙玉萍. 不对称永磁同步电机级联直接转矩控制策略 [J]. 电气传动, 2017, 12 (47): 3-8.
- [4] 阚光强, 陈蒙, 邹训昊, 等. 不平衡传输线阻抗下的永磁同步电机矢量控制策略 [J]. 微电机, 2017, 3 (50): 22-26.
- [5] JIA J, YANG G, NIELSAN A H. A Review on Grid-Connected Converter Control for Short-Circuit Power Provision Under Grid Unbalanced Faults [J]. IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, 2018, 32 (2): 649-661.
- [6] HU Y H, ZHU Z Q, LIU K. Current Control for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Accounting for Current Unbalance and Harmonics [J]. IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics, 2014, 2 (2): 272-284.
- [7] 张兴, 季建强, 张崇巍, 等. 基于内模控制的三相电压型 PWM 整流器不平衡控制策略研究 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 13 (25): 51-56.
- [8] XU Y, TOLBERT L M, KUECK J D. Voltage and current unbalance compensation using a static var compensator [J]. IET Power Electronics, 2010, 6 (3): 977-988.
- [9] 耿秀杰. 电网不平衡下 PWM 整流器无差拍功率控制策略 [D]. 天津: 天津大学, 2014.
- [10] RALLABANDL V, TARAN N, IONEL D M, et al. Inductance Testing for IPM Synchronous Machines According to the New IEEE Std 1812 and Typical Laboratory Practices [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 3 (5): 2649-2659.
- [11] 陈文卓, 靳文涛. Matlab 下永磁同步电机的三相坐标系建模 [J]. 华北科技学院学报, 2017, 4 (14): 52-56.
- [12] 刘向辰. 一种基于转矩扰动观测器+重复控制的船舶

- 永磁同步电机矢量控制技术 [J]. 电机与控制应用, 2020, 47 (5): 33-38.
- [13] 马计划. 基于模糊扰动观测器的永磁同步电机控制方案研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2017.
- [14] 刘春强, 刘伊伦, 孔凡一, 等. 基于时变参数扰动观测器补偿的永磁同步电机非光滑速度调节器 [J]. 电工技术学报, 2019, 4 (34): 664-672.
- [15] ZHOU Z, XIA C, YAN Y. Disturbances Attenuation of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives Using Cascaded Predictive-Integral-Resonant Controllers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 2 (32): 1514-1527.