车用永磁同步电动机电流环偏差解耦控制系统*

吴志红[1]　王双全[1]　朱　元[2]　田光宇[3]

（1.同济大学汽车学院，上海 201804；2.同济大学中德学院，上海 200092；
3.清华大学汽车安全与节能国家重点实验室，北京 100084）

【摘要】 以永磁同步电动机矢量控制为基础，分析了转子谐波磁通和电动机参数变化对电流控制器性能的影响。并通过复矢量模型，指出高速下耦合电压使得电流控制性能恶化。针对励磁电流分量和转矩电流分量之间的交叉耦合问题，提出了一种偏差解耦控制方法，并与传统的反馈解耦控制进行了仿真和实验对比。结果表明，所提偏差解耦控制方法实现了宽调速范围内的电流解耦控制，具有很好的参数鲁棒性和扰动抑制能力。

关键词：永磁同步电动机　矢量控制　解耦控制　高速性能

中图分类号：TM341　　**文献标识码**：A　　**文章编号**：1000-1298(2011)12-0018-07

Current Loop Deviation Decoupling Control System of Permanent Magnet Synchronous Motor in Vehicle Application

Wu Zhihong[1]　Wang Shuangquan[1]　Zhu Yuan[2]　Tian Guangyu[3]

(1. *School of Automotive Studies, Tongji University, Shanghai* 201804, *China*

2. *Chinese－German School for Postgraduate Studies, Tongji University, Shanghai* 200092, *China*

3. *State Key Laboratory of Automotive Safety and Energy, Tsinghua University, Beijing* 100084, *China*)

Abstract

Based on rotor field oriented vector control system for permanent magnet synchronous motors (PMSM), rotor harmonic flux and motor parameters and the way they affect current controller performance were analyzed. The coupled voltages deteriorated current controller performance in high speed. This was because the field current component and torque current component could not be decoupled completely in rotor field oriented vector control. According to series decoupling theory, a deviation decoupling method was proposed. The feedback decoupling control and the proposed deviation decoupling control were contrastive analyzed. Simulation and experimental results showed that the deviation decoupling algorithm was robust against parameter changes, and could suppress harmonic disturbances. It had a good decoupling ability in high speed.

Key words　Permanent magnet synchronous motor, Vector control, Decoupling control, High-speed performance

引言

发展电动汽车技术是解决汽车工业中能源短缺和环境污染问题的有效途径。永磁同步电动机具有体积小、高效、高控制精度、动态响应快、可靠性高等特点，通过合理设计永磁磁路结构能获得较高的弱磁性能，在电动汽车特别是高档汽车驱动方面具有很高的应用价值。

目前，永磁同步电动机控制系统一般采用转子磁场定向矢量控制，利用坐标变换将定子电流分解为励磁电流分量和转矩电流分量分别加以控制。但车用永磁同步电动机控制系统调速范围宽、负载变

收稿日期：2011－05－05　修回日期：2011－07－03

* 汽车安全与节能国家重点实验室开放基金资助项目（KF09162）

作者简介：吴志红，教授，博士生导师，主要从事混合动力汽车仿真与控制、车辆电子技术研究，E-mail：zhihong.wu@tongji.edu.cn

化大，常规电流环控制器不仅无法实现高速时的解耦控制，其抗扰能力和参数适应能力也相对较弱。文献[1]应用复矢量方法分析了感应电动机电流环的动态性能。文献[2～3]建立了含有转子磁场谐波的永磁同步电动机模型，为分析其对控制性能的影响提供了理论依据。文献[4～5]分别利用电流反馈值和命令值进行解耦控制。文献[6]基于非线性系统微分几何理论，通过非线性坐标变换实现系统的线性化，达到解耦控制的目的。文献[7]运用逆系统理论，将电动机模型解耦成转速和转子磁链两个线性子系统。上述算法对所设计控制器的抗扰性和鲁棒性讨论较少。其中，反馈解耦法和前馈解耦法对电动机模型参数依赖性较强。基于微分几何理论的解耦法和逆系统解耦法数学分析相对复杂，不易于工程实现。

本文基于串联解耦原理，提出一种永磁同步电动机矢量控制电流环偏差解耦控制方案。

1　永磁同步电动机数学模型

在建立永磁同步电动机（PMSM）模型时，为使分析简化，通常作如下假设：①忽略铁心饱和效应。②不计涡流和磁滞损耗。③转子上没有阻尼绕组，永磁体也没有阻尼作用。④相绕组中感应电动势波为正弦。

转子磁场定向下以 dq 坐标系表示的电动机模型为

$$\begin{cases} u_{\mathrm{d}} = Ri_{\mathrm{d}} + L_{\mathrm{d}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{d}}}{\mathrm{d}t} - p\omega_{\mathrm{m}}L_{\mathrm{q}}i_{\mathrm{q}} \\ u_{\mathrm{q}} = Ri_{\mathrm{q}} + L_{\mathrm{q}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{q}}}{\mathrm{d}t} + p\omega_{\mathrm{m}}L_{\mathrm{d}}i_{\mathrm{d}} + p\omega_{\mathrm{m}}\psi_f \\ \omega_{\mathrm{e}} = p\omega_{\mathrm{m}} \end{cases} \tag{1}$$

式中　u_{d}、u_{q}——定子电压直、交轴分量

i_{d}、i_{q}——定子电流直、交轴分量

L_{d}、L_{q}——直、交轴电感，对面贴式永磁同步电动机 $L_{\mathrm{d}} = L_{\mathrm{q}} = L_{\mathrm{s}}$

R——定子电阻　　p——电动机极对数

ω_{m}——转子机械角速度

ω_{e}——电角速度

ψ_f——转子永磁体产生的磁链

2　电流环控制器性能分析

2.1　转子高次谐波对控制器性能的影响

建立 PMSM 模型时，假设相绕组中感应电动势波为正弦，由于永磁体及电动机制造工艺等的限制，永磁体产生的励磁磁场含有大量的谐波，转子磁场并不是理想的正弦。

永磁同步电动机转子励磁磁场可表示为基波和随位置变化的谐波。以 A 相为例，永磁体在其中产生的磁通表示为[2]

$$\psi_{m,a}(\theta) = \sum_{i=1}^{\infty} \psi_{2i-1}\cos((2i-1)\theta) = \psi_f\cos\theta + \psi_3\cos 3\theta + \psi_5\cos 5\theta + \cdots \tag{2}$$

式中　ψ_3、ψ_5——高次谐波磁链

θ——A 相绕组与 d 轴之间的电角度

通过坐标变换将其转换为 dq 坐标系。转子励磁磁场中，5 次和 7 次谐波是主要成分，其在 dq 坐标系中表现为 6 次谐波。忽略 6 次以上高次谐波，d、q 轴磁通表达式为[3]

$$\begin{cases} \psi_{\mathrm{d}} = L_{\mathrm{d}}i_{\mathrm{d}} + \psi_f - \psi_{\mathrm{d6}}\cos 6\theta \\ \psi_{\mathrm{q}} = L_{\mathrm{q}}i_{\mathrm{q}} + \psi_{\mathrm{q6}}\sin 6\theta \end{cases} \tag{3}$$

式中　ψ_{d6}、ψ_{q6}——d、q 轴 6 次谐波磁通幅值

含有 6 次谐波磁通项的电压方程为

$$\begin{cases} u_{\mathrm{d}} = Ri_{\mathrm{d}} + L_{\mathrm{d}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{d}}}{\mathrm{d}t} - \omega_{\mathrm{e}}L_{\mathrm{q}}i_{\mathrm{q}} + (6\psi_{\mathrm{d6}} - \psi_{\mathrm{q6}})\omega_{\mathrm{e}}\sin 6\theta \\ u_{\mathrm{q}} = Ri_{\mathrm{q}} + L_{\mathrm{q}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{q}}}{\mathrm{d}t} + \omega_{\mathrm{e}}L_{\mathrm{d}}i_{\mathrm{d}} + \omega_{\mathrm{e}}\psi_f + (6\psi_{\mathrm{q6}} - \psi_{\mathrm{d6}})\omega_{\mathrm{e}}\cos 6\theta \end{cases} \tag{4}$$

d、q 轴的反电动势为

$$\begin{cases} e_{\mathrm{d}} = \omega_{\mathrm{e}}(6\psi_{\mathrm{d6}} - \psi_{\mathrm{q6}})\sin 6\theta \\ e_{\mathrm{q}} = \omega_{\mathrm{e}}[\psi_f + (6\psi_{\mathrm{q6}} - \psi_{\mathrm{d6}})\cos 6\theta] \end{cases} \tag{5}$$

这里取反电动势谐波磁通表达式为

$$\begin{cases} \lambda_{\mathrm{d6}} = 6\psi_{\mathrm{q6}} - \psi_{\mathrm{d6}} \\ \lambda_{\mathrm{q6}} = 6\psi_{\mathrm{d6}} - \psi_{\mathrm{q6}} \end{cases} \tag{6}$$

对确定的电动机，可以通过对测量得到的 U、V、W 三相反电动势和经过坐标变换得到的 d、q 轴反电动势作 FFT 的方法得到 ψ_{d6} 和 ψ_{q6}。

图 1 和图 2 分别是 d、q 轴磁通谐波分析图。为保证视图大小合适，图 1 中基波磁通（0 次谐波）已被截断。图 1 和图 2 显示，高次谐波磁通中 6 次谐波磁通占主要部分。由 FFT 高次谐波分析得，$\lambda_{\mathrm{d6}} \approx -0.0025$ Wb，$\lambda_{\mathrm{q6}} \approx 0.0011$ Wb，其正负号可通过仿真验证得到。由式（6）得 $\psi_{\mathrm{d6}} \approx 1.17 \times 10^{-4}$ Wb，$\psi_{\mathrm{q6}} \approx -4.36 \times 10^{-4}$ Wb。

由式（4）可见，6 次磁通谐波会在 d、q 轴电压分量上产生电压谐波分量，其幅值随转速升高而增大。低速时，可以将其作为扰动直接补偿至电压命令值中。然而在高速特别是弱磁情况下，无法通过直接补偿抑制谐波电压。高速时电压矢量饱和，此时谐波电压的波动容易引起系统的不稳定。谐波电压可以等效理解为负载扰动。因此，需要改进传统 PI 控制器，增强其抗扰动能力。

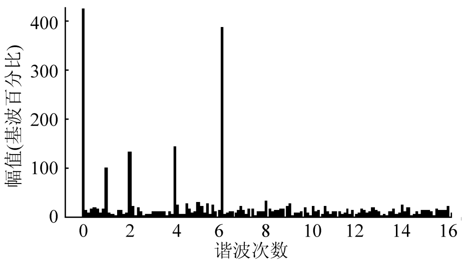

图1　d 轴磁通谐波分析

Fig. 1　Analysis of d-axis harmonic flux

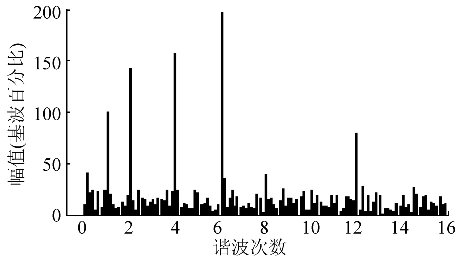

图2　q 轴磁通谐波分析

Fig. 2　Analysis of q-axis harmonic flux

2.2　参数变化对控制器性能的影响

永磁同步电动机控制系统早期主要采用比例-积分(PI)控制器进行控制。设计方法见文献[8]。永磁同步电动机 PI 控制系统复矢量结构图如图3所示[1]。

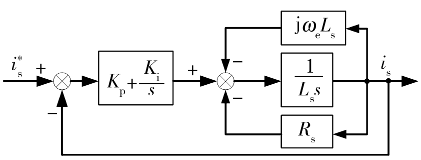

图3　PI 控制系统结构图

Fig. 3　PI control system structure

PI 控制器对指令信号有较好的稳态性能,能够在大范围内进行调节,且具有一定的参数鲁棒性。但是,车用永磁同步电动机控制系统调速范围宽、负载变化大,其模型参数变化较大,特别是发生磁路饱和现象时,电感参数变化最为明显。如果控制器使用固定的控制器参数,难以达到满意的调节特性。因此,一方面需要根据实际工况下的模型参数调节控制器参数;同时要提高控制器的参数鲁棒性,适应参数估计误差。

2.3　耦合电压对控制器性能的影响

由图3可得系统的闭环传递函数

$$\frac{i_s}{i_s^*}=\frac{K_p s+K_i}{L_s s^2+(K_p+\mathrm{j}\omega_e L_s+R_s)s+K_i} \tag{7}$$

假定电动机参数如下:极对数 $p=4$、定子电阻 $R_s=0.011\,3\ \Omega$、电感 $L_s=0.000\,2$ H。$K_p=0.437\,5$, $K_i=28.25$。

将式(7)转换为静止坐标系下得

$$\frac{i_s}{i_s^*}=\frac{K_p s+K_i-\mathrm{j}\omega_e K_p}{L_s s^2+(K_p-\mathrm{j}\omega_e L_s+R_s)s+K_i-\mathrm{j}\omega_e(K_p+R_s)} \tag{8}$$

由此绘制出系统闭环传递函数的零极点分布,如图4所示。

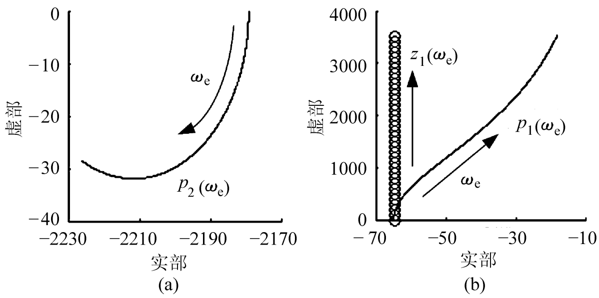

图4　PI 控制系统根轨迹零极点分布

Fig. 4　Root locus and pole distribution in PI control system

(a) 局部极点分布　(b) 局部零极点分布

图4中 $z_1(\omega_e)$ 表示闭环零点轨迹,$p_1(\omega_e)$、$p_2(\omega_e)$ 是闭环极点轨迹。从图4可以看出,随着转速的升高,系统闭环主导极点逐渐靠近虚轴,这意味着控制系统整体性能越来越差。这主要是由于电动机模型中存在与转速有关的交叉耦合电压项 $\mathrm{j}\omega_e L_s i_s$。因此,需要设计电流环解耦控制器,对交、直轴耦合电压进行解耦。

有些学者采用反馈电流计算耦合电压项,达到解耦控制的目的[4]。精确的反馈解耦控制要求 d、q 电感的估计值与实际值吻合,这大大限制了反馈解耦的控制性能。因此,需设计更高性能的解耦控制器。

3　偏差解耦控制器设计

文献[9]由内模控制原理得到异步电动机内模解耦控制器,并以传递函数的形式指出内模解耦控制区对系统参数具有较好的鲁棒性,对扰动也有一定的抗干扰能力。但是没有给出设计内模解耦控制器中低通滤波器时间常数的明确物理意义。本文基于串联解耦原理,提出一种偏差解耦方案。

3.1　基于串联解耦原理的偏差解耦控制器

线性定常系统状态空间表达式一般用矩阵形式表示

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}\\ \boldsymbol{y}=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{D}\boldsymbol{u}\end{cases} \tag{9}$$

式中　$\boldsymbol{u}$——输入向量　　$\boldsymbol{y}$——输出向量

对式(9)进行拉普拉斯变换,可得输出向量拉氏变换式与输入向量拉氏变换式之间的传递关系

$$\boldsymbol{G}(s)=\boldsymbol{C}(s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{B}+\boldsymbol{D} \tag{10}$$

双变量控制系统对象模型可采用矩阵形式

$\boldsymbol{y}(s)=\boldsymbol{G}(s)\boldsymbol{u}(s)$表示，引入串联解耦矩阵 $\boldsymbol{F}(s)$，由 $\boldsymbol{u}(s)=\boldsymbol{F}(s)\boldsymbol{u}_c(s)$得到 $\boldsymbol{y}(s)=\boldsymbol{G}(s)\boldsymbol{F}(s)\boldsymbol{u}_c(s)$，即

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{Y}_1(s)\\ \boldsymbol{Y}_2(s)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{G}_{11}(s) & \boldsymbol{G}_{12}(s)\\ \boldsymbol{G}_{21}(s) & \boldsymbol{G}_{22}(s)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{F}_{11}(s) & \boldsymbol{F}_{12}(s)\\ \boldsymbol{F}_{21}(s) & \boldsymbol{F}_{22}(s)\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\boldsymbol{U}_{c1}(s)\\ \boldsymbol{U}_{c2}(s)\end{bmatrix} \tag{11}$$

式中　$\boldsymbol{Y}_1(s)$、$\boldsymbol{Y}_2(s)$——系统输出

$\boldsymbol{U}_{c1}(s)$、$\boldsymbol{U}_{c2}(s)$——解耦矩阵的输入

采用对角矩阵实现解耦控制时，对角化的系统传递函数矩阵为

$$\boldsymbol{\Lambda}^*(s)=\begin{bmatrix}\boldsymbol{M}_1(s) & \boldsymbol{O}\\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{M}_2(s)\end{bmatrix}=\boldsymbol{G}(s)\boldsymbol{F}(s) \tag{12}$$

式中　$\boldsymbol{\Lambda}^*(s)$——期望的对角矩阵

$\boldsymbol{O}$——零矩阵

假设 $\boldsymbol{G}(s)$存在逆矩阵，记 $\boldsymbol{G}^{-1}(s)$，则

$$\boldsymbol{F}(s)=\boldsymbol{G}^{-1}(s)\boldsymbol{\Lambda}^*(s) \tag{13}$$

文献[8]指出，整定后的电流环可以等效成一阶惯性环节，因而期望的闭环传递函数为 $\begin{bmatrix}\dfrac{1}{T_\sigma s+1} & 0\\ 0 & \dfrac{1}{T_\sigma s+1}\end{bmatrix}$，则开环传递函数表示为

$$\boldsymbol{\Lambda}^*(s)=\begin{bmatrix}\dfrac{1}{T_\sigma s} & 0\\ 0 & \dfrac{1}{T_\sigma s}\end{bmatrix} \tag{14}$$

由式(1)得 d、q 电流的状态方程

$$\begin{bmatrix}\dot{i}_d\\ \dot{i}_q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\dfrac{R}{L_d} & \dfrac{L_q p\omega_m}{L_d}\\ -\dfrac{L_d p\omega_m}{L_q} & -\dfrac{R}{L_q}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_d\\ i_q\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\dfrac{1}{L_d} & 0\\ 0 & \dfrac{1}{L_q}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u_d\\ u_q\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ -\dfrac{p\omega_m\psi_f}{L_q}\end{bmatrix} \tag{15}$$

由式(13)、(14)、(15)得解耦矩阵表达式

$$\boldsymbol{F}(s)=[\boldsymbol{C}(s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{B}]^{-1}\boldsymbol{\Lambda}^*(s)=\begin{bmatrix}\dfrac{L_d}{T_\sigma}+\dfrac{R}{T_\sigma s} & \dfrac{-L_q p\omega_m}{T_\sigma s}\\ \dfrac{L_d p\omega_m}{T_\sigma s} & \dfrac{L_q}{T_\sigma}+\dfrac{R}{T_\sigma s}\end{bmatrix} \tag{16}$$

引入解耦支路后得到偏差解耦控制结构如图 5 所示。

由图 5 可知，所给偏差解耦控制器，与文献[9]的内模解耦控制器有着相同的表达式形式。因此，偏差解耦控制器本质上与内模解耦控制相同，但是

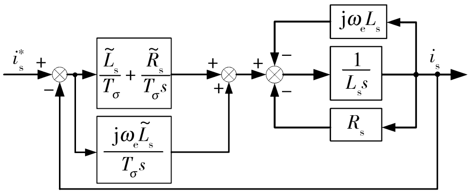

图 5　偏差解耦控制结构图

Fig. 5　Deviation decoupling control structure

却给出了设计内模解耦控制器中低通滤波器时间常数的明确物理意义。偏差解耦控制可以达到解耦的目的，而且对不可测干扰造成的输出偏差进行调节，对参数变化的灵敏度小，鲁棒性强，兼有内模解耦的优点。

理想情况下，当估计的电动机参数与实际电动机参数完全吻合时，偏差解耦系统性能只取决于期望时间 T_σ，与电动机参数无关。通过选取合理的期望时间 T_σ，可以得到较好的控制性能。

减小期望闭环传递函数中惯性环节时间 T_σ 可以增强系统的跟踪性能，使解耦电压迅速达到稳态值，解耦效果基本不受参数估计偏差的影响[10]。但 T_σ 的减小意味着控制器中比例系数和积分系数的增大，过小的 T_σ 会导致系统的振荡，甚至使系统不稳定。

偏差解耦控制利用设定值与反馈值的偏差进行交叉耦合电压的补偿，与反馈解耦相比，避免了延时环节对解耦性能的影响。同时，偏差解耦控制可以对不可测干扰造成的输出偏差进行调节，对参数变化的灵敏度小，鲁棒性强[10]。

3.2　延时和扰动环节对偏差解耦控制器性能的影响

实际离散控制系统中，从采样到 PWM 控制输出要经过一个控制周期的延时。并且，逆变器通常被近似等效成一阶惯性环节[8]。延时环节的存在，给系统增加了开环零点和开环极点。这些极点将严重影响系统闭环性能和系统稳定性。

不仅如此，电动机控制系统还含有各种扰动。电动机运行在弱磁区时，控制器已处于过调制状态。此时，为了补偿扰动，控制器必须产生额外的输出，严重时将影响系统的稳定性。

包含延时和扰动环节的控制系统复矢量框图如图 6 所示。

实际分析中，纯延时环节 e^{-Ts}可以采用泰勒公式展开，作近似化处理。理想情况下，忽略扰动项，当估计的电动机参数与实际电动机参数完全吻合时，根据图 6 得到系统闭环传递函数为

$$\frac{\boldsymbol{i}_s}{\boldsymbol{i}_s^*}=\frac{e^{-Ts}}{T_\sigma Ts^2+T_\sigma s+e^{-Ts}} \tag{17}$$

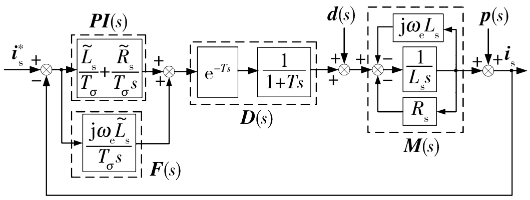

图6 含有延时和扰动环节的复矢量控制结构图

Fig. 6 Complex vector control structure with time delay and disturbance

可以发现，理想情况下偏差解耦系统性能与电动机参数无关。通过选取合理的控制周期 T 和期望时间 T_σ，可以得到较好的控制性能。

电动机扰动主要由逆变器和电动机本体产生的谐波扰动 $\boldsymbol{d}(s)$ 和采样端扰动 $\boldsymbol{p}(s)$ 构成。扰动 $\boldsymbol{p}(s)$ 相当于在电流采样端产生扰动信号。文献[9]所述，图6所示控制系统，系统输出始终等于输入，不受任何输出端干扰影响。这大大增强了系统的抗干扰能力和鲁棒稳定性。

将逆变器近似看成一阶惯性环节时，忽略了逆变器由于采用PWM调制产生的谐波电压。然而，PWM调制是以电压矢量平均值原则用两个相邻工作电压矢量合成给定电压矢量。这种电压矢量的分段逼近，不可避免的使其输出的电压中产生谐波电压，从而使电动机电流中存在谐波电流，产生力矩波动。它和前文所述的转子高次谐波共同构成了谐波扰动。

图6所示系统输出 $\boldsymbol{i}_s$ 对扰动 $\boldsymbol{d}(s)$ 的传递函数为

$$\frac{\boldsymbol{i}_s}{\boldsymbol{d}(s)}=\frac{\boldsymbol{M}(s)}{1+(\boldsymbol{PI}(s)+\boldsymbol{F}(s))\boldsymbol{D}(s)\boldsymbol{M}(s)} \tag{18}$$

由此看出，与PI控制系统相比，偏差解耦在闭环传递函数分母上增加了交叉解耦项 $\boldsymbol{F}(s)$，从而降低了谐波对控制系统的影响，增强了系统抗干扰的能力。

4 仿真分析

利用Matlab对偏差解耦控制进行仿真。仿真采用PLECS提供的电动机模型。PLECS工具箱是瑞士Plexim GmbH公司开发的系统级电力电子仿真软件。PLECS的使用，大大地提高了Simulink的模拟仿真性能。

仿真所用电动机模型参数如表1所示。控制周期 $T_{PWM}=66.7\ \mu s$，取 $T_\sigma=4T_{PWM}$。死区时间1.5 μs，无死区补偿。反馈解耦控制参数取值方法见文献[8]。

图7、8为转矩闭环启动，电动机参数完全匹配和不完全匹配时，反馈解耦控制和偏差解耦控制 q 轴电流仿真波形。电动机工作在 $i_d=0$ 模式下，转矩阶跃命令50 N·m。当参数不完全匹配时，取估计参数 $\tilde{R}_s=1.3R_s$、$\tilde{L}_d=1.3L_d$、$\tilde{L}_q=0.7L_q$、$\tilde{\psi}_f=0.7\psi_f$。仿真结果表明，当参数完全匹配时，偏差解耦电流响应时间比反馈解耦略短。当参数不完全匹配时，偏差解耦对电动机参数变化的敏感度大大降低，也能很好地跟踪设定值的变化。

表1 永磁同步电动机参数

Tab. 1 Parameters of PMSM

参数	数值
额定功率 P_N/kW	20
额定电流 I_N/A	63
额定电压 U_N/V	200
额定转速 n/r·min^{-1}	1 910
极对数 p	4
定子电阻 R/Ω	0.011 3
直轴电感 L_d/mH	1.75
交轴电感 L_q/mH	2.84
转子磁链 ψ_f/Wb	0.084 24

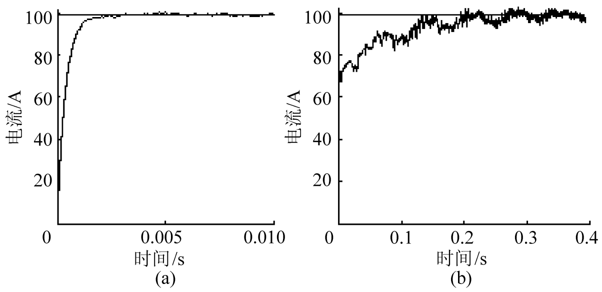

图7 参数匹配和参数存在偏差时反馈解耦 q 轴电流响应曲线

Fig. 7 q-axis current curve in feedback decoupling with accurate and not accurate motor parameters

(a) 参数匹配 (b) 参数存在偏差

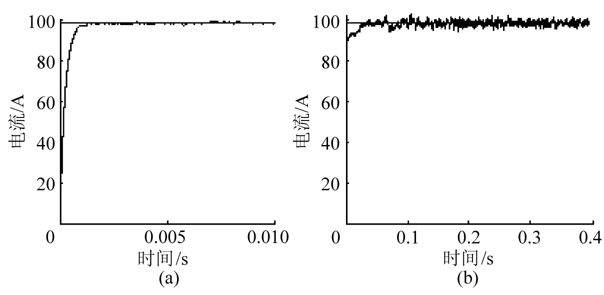

图8 参数匹配和参数存在偏差时偏差解耦 q 轴电流响应曲线

Fig. 8 q-axis current curve in deviation decoupling with accurate and not accurate motor parameters

(a) 参数匹配 (b) 参数存在偏差

速度闭环仿真波形如图9所示。转速稳定在4 500 r/min，负载扭矩在30～40 N·m跳变时转矩命令响应和 d、q 轴电流响应波形。从图中可以看出，电流响应性能较好。

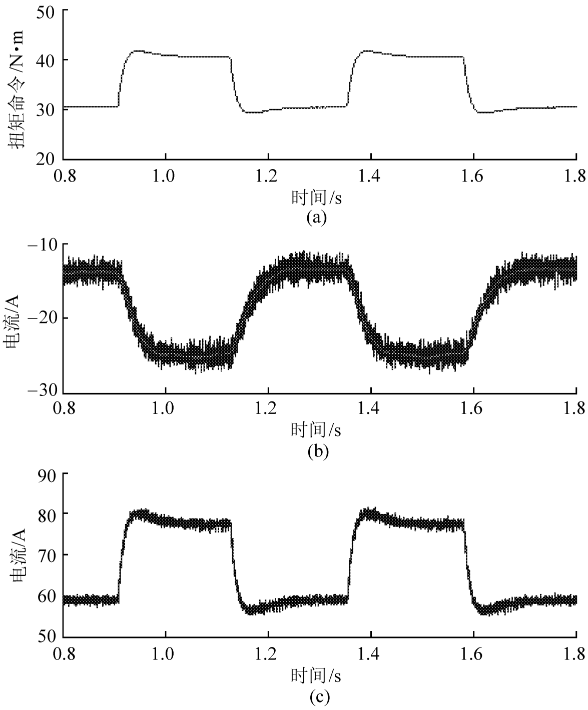

图 9　负载突变响应波形

Fig. 9　Response waveforms when load changes

(a) 扭矩命令波形　(b) d 轴电流波形　(c) q 轴电流波形

5　实验结果

为检验电流环控制性能，实验采用测功机转速闭环、测试电动机扭矩闭环的形式。测试电动机参数同仿真模型参数。数据采集和上位机控制软件均使用 Vector 公司的 CAN 总线分析工具 CANalyzer。通讯周期 20 ms。

图 10 为施加 20 N·m 阶跃命令时，反馈解耦和偏差解耦产生的电流阶跃响应。此时测功机控制转速稳定在 500 r/min。由实验波形可知，偏差解耦控制下阶跃响应时间(至阶跃命令值 90%)约 20 ms，具有良好的响应特性和跟踪性能。反馈解耦控制下阶跃响应时间约 55 ms，较偏差解耦动态响应性能略差。

图 11 为反馈解耦和偏差解耦控制模式下，电动机工作在 4 800 r/min、40 N·m 的稳态波形。由于电池电压略有不同，导致弱磁电流大小有所区别。由实验波形可以得出，偏差解耦的波动比反馈解耦略小。当转速较高时，反馈解耦由于耦合电压的波动不能及时对误差进行修正，波形存在稳态振荡，稳定性亦不如偏差解耦。

图 12 是偏差解耦下电流控制动态过程。测功机转速稳定在 4 800 r/min。实验电动机扭矩变化范围 10 ~ 40 N·m。随后测功机转速下降，实验电动机退出弱磁区。整个过程动态跟踪性能良好，稳态波动小，转速急剧变化时系统依然有较好的控制性能。

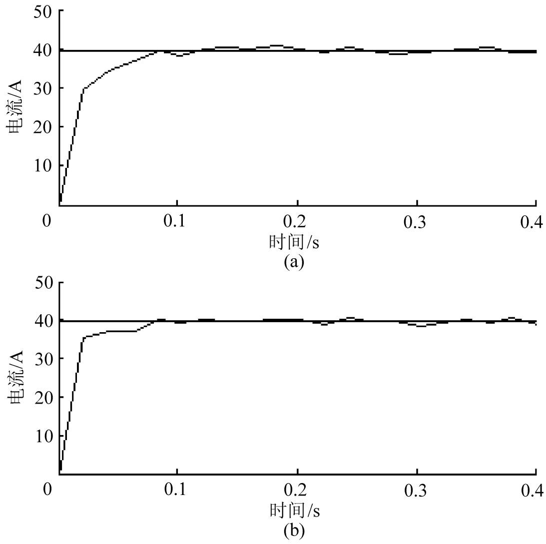

图 10　阶跃响应波形

Fig. 10　Step response waveforms

(a) 反馈解耦 q 轴电流阶跃响应　(b) 偏差解耦 q 轴电流阶跃响应

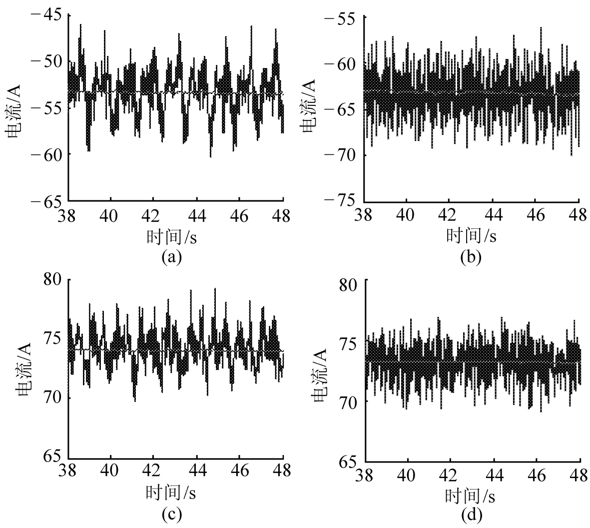

图 11　稳态波形

Fig. 11　Steady-state waveforms

(a) 反馈解耦 d 轴电流波形　(b) 偏差解耦 d 轴电流波形

(c) 反馈解耦 q 轴电流波形　(d) 偏差解耦 q 轴电流波形

图 13 是偏差解耦控制方式下的转速闭环空载实验波形。电动机转速升至 6 550 r/min，此时 i_d 命令值 −99 A，i_q 命令值 19 A。由图 13 可见，电动机转速和 d、q 轴电流控制平稳，稳态波动亦较小。整个控制系统有较好的稳定性和控制精度。

6　结束语

分析了转子谐波磁通、参数变化、耦合电压对永磁同步电动机电流控制器的影响。在此基础上，以永磁同步电动机矢量控制技术为基础，通过复矢量模型详细分析了同步旋转 PI 控制系统高速时性能下降的现象。针对矢量控制不能对励磁电流分量和转矩电流分量进行解耦控制的特点，推导出一种偏

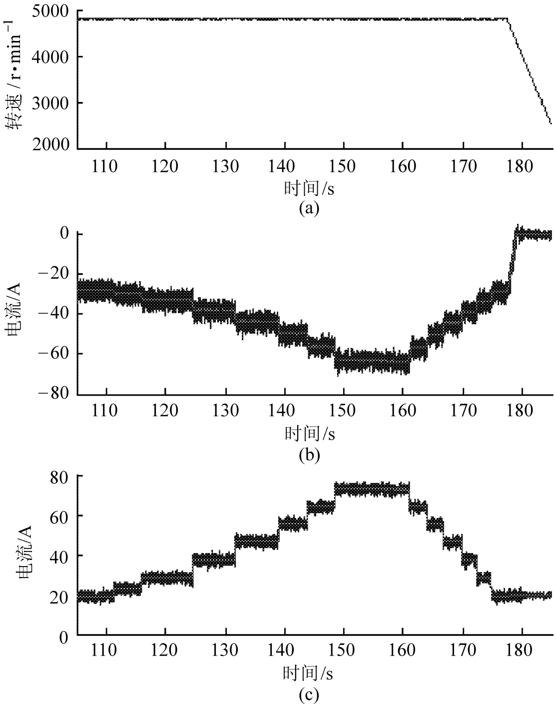

图12 偏差解耦动态波形

Fig. 12 Dynamic waveforms in deviation decoupling

(a) 转速波形 (b) d 轴电流波形 (c) q 轴电流波形

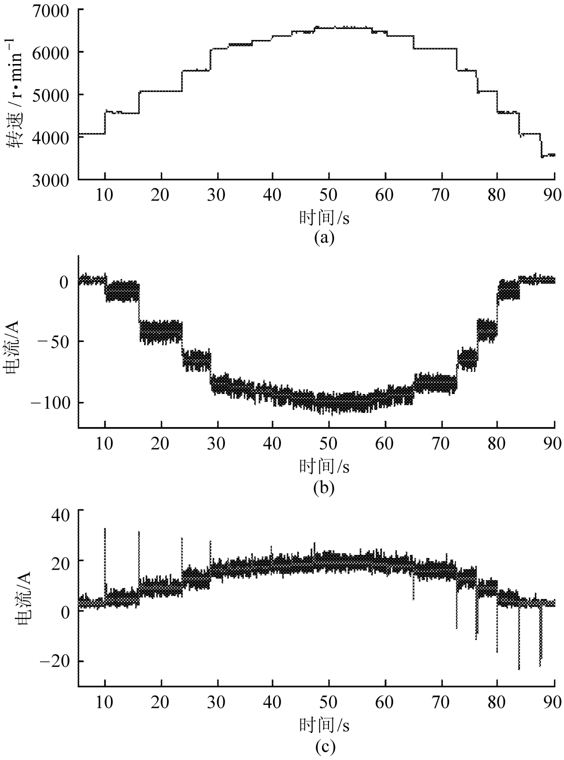

图13 转速控制实验波形

Fig. 13 Speed control waveforms

(a) 转速波形 (b) d 轴电流波形 (c) q 轴电流波形

差解耦方法。仿真和实验结果表明,所提偏差解耦算法不仅可以解决高速时耦合电压波动导致控制性能下降的问题,而且对电动机参数变化具有鲁棒性,在一定程度上抑制了谐波扰动,提供较好的解耦性能。

参 考 文 献

1 Holtz J, Quan J T, Pontt J, et al. Design of fast and robust current regulators for high-power drives based on complex state variables[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications,2004,40(5):1 388 ~ 1 397.

2 李景灿,廖勇. 考虑饱和及转子磁场谐波的永磁同步电机模型[J]. 中国电机工程学报,2011,31(3):60 ~ 66.
Li Jingcan, Liao Yong. Model of permanent magnet synchronous motor considering saturation and rotor flux harmonics [J]. Proceedings of the CSEE, 2011,31(3):60 ~ 66. (in Chinese)

3 Cho K Y, Bae J D, Chung S Y, et al. Torque harmonics minimization in permanent magnet synchronous motor with back EMF estimation[J]. Electric Power Applications, 1994, 141(6):323 ~ 330.

4 Shigeo M, Masayuki S, Yoji T. Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,1994,30(3):920 ~ 926.

5 沈滢,郝荣泰. 感应电机矢量控制解耦算法的研究[J]. 北方交通大学学报,2003,27(2):54 ~ 57.
Shen Ying, Hao Rongtai. Research on decoupling schemes used in field oriented control for induction motors [J]. Journal of Northern Jiaotong University,2003,27(2):54 ~ 57. (in Chinese)

6 林立,黄苏融. 基于精确线性化解耦的内置式永磁同步电机牵引系统[J]. 系统仿真学报,2009,21(20):6 529 ~ 6 533.
Lin Li, Huang Surong. Exact linearization control of inner permanent magnet synchronous motor traction system with state feedback [J]. Journal of System Simulation,2009,21(20): 6 529 ~ 6 533. (in Chinese)

7 刘贤兴,胡育文. 永磁同步电机的神经网络逆动态解耦控制[J]. 中国电机工程学报,2007,27(27):72 ~ 76.
Liu Xianxing, Hu Yuwen. Dynamic decoupling control of PMSM based on neural network inverse method [J]. Proceedings of the CSEE,2007,27(27):72 ~ 76. (in Chinese)

8 陈荣,邓智泉,严仰光. 永磁同步伺服系统电流环的设计[J]. 南京航空航天大学学报,2004,36(2):220 ~ 225.
Chen Rong, Deng Zhiquan, Yan Yangguang. Design of current control loop for permanent magnet synchronous servo system [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics,2004,36(2):220 ~ 225. (in Chinese)

9 周渊深. 感应电动机交-交变频调速系统的内膜控制技术[M]. 北京:电子工业出版社,2005:35.

10 周志刚. 一种感应电机的解耦控制方法[J]. 中国电机工程学报,2003,23(2):121 ~ 125.
Zhou Zhigang. A induction motor de-couple control method [J]. Proceedings of the CSEE, 2003,23(2):121 ~ 125. (in Chinese)