

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

苏锦智,张继鹏,安群涛.
基于频率自适应复矢量PI控制器的PMSM
电流谐波抑制策略.
电机与控制应用,2021,48(12):30.



SEARI
上電科

NCMS
上科电机

www.nems.com.cn

掌握电机行业制造核心技术,
辐射智能制造产业发展



· 业务范围 ·



异步电机装配线



永磁电机装配线



悬挂链电机喷漆线

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.nems.com.cn

地址: 上海市武宁路505号

手机: 18918357509

电话: 021-62574990-436

传真: 021-62163904

邮箱: wangcj@seari.com.cn

基于频率自适应复矢量 PI 控制器的 PMSM 电流谐波抑制策略^{*}

苏锦智¹, 张继鹏¹, 安群涛²

(1. 包头长安永磁电机有限公司, 内蒙古 包头 014030;
2. 哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 逆变器非线性和电机反电动势谐波给永磁同步电机(PMSM)系统引入了电流谐波, 在对其特性分析的基础上, 将复矢量 PI 控制器用于电流谐波的抑制。在磁场定向矢量控制的 d 、 q 轴电流环中, 将若干复矢量 PI 控制器与原有 PI 控制器并联, 其中心频率随着电机转速自适应调节, PI 控制器调节 d 、 q 轴中的直流分量, 通过复矢量 PI 控制器在中心频率处的高增益无静差跟踪控制 d 、 q 轴中不同频率的交流量, 从而达到抑制电流谐波的目的。仿真和试验结果表明, 复矢量 PI 控制器对电流的 5、7 等频次的谐波具有良好的抑制效果。

关键词: 永磁同步电机; 磁场定向矢量控制; 电流谐波抑制; 复矢量 PI 控制器

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)12-0030-07

doi: 10.12177/emca.2021.149

Frequency Adaptive Complex Vector PI Controller Based Current Harmonics Suppression of PMSM Drives^{*}

SU Jinzhi¹, ZHANG Jipeng¹, AN Quntao²

(1. Baotou Chang'an Permanent Magnet Machine Co., Ltd., Baotou 014030, China;
2. School of Electrical and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: Current harmonics are induced into permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive systems because of the inverter nonlinearity and back electromagnetic force (EMF) harmonics. Based on analysis of current harmonic characteristic, the complex vector PI (CVPI) controller is used to suppress current harmonics. In the d - and q -axis current loops of the field-oriented vector control system, multiple CVPI controllers whose central frequencies vary with the motor speed are employed in paralleled with original PI controllers. The PI controllers are used to adjust d - and q -axis direct current components, and the alternating current components are tracked and controlled by means of the large gains of the CVPI controller at the central frequencies. Consequently, the current harmonics are suppressed. The simulation and experimental results show that the CVPI controller has good suppression performance for current harmonics such as 5th and 7th, etc.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); field-oriented control (FOC); current harmonics suppression; complex vector PI (CVPI) controller

收稿日期: 2021-09-30; 收到修改稿日期: 2021-11-30

* 基金项目: 中央引导地方科技发展计划项目(2020ZY0039); 内蒙古自治区“科技兴蒙”项目(XM2020BT09)

作者简介: 苏锦智(1983—), 男, 高级工程师, 研究方向为永磁电机及其控制。

张继鹏(1971—), 男, 正高级工程师, 研究方向为永磁电机及其控制。

安群涛(1984—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机控制、功率变换和储能。

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有效率高、控制性能好、功率密度大等优点,已广泛应用于工业、军事等领域。但由于逆变器开关斩波、非线性等引入的电压谐波及电机空间谐波磁场导致的反电动势谐波,使电机系统产生电流谐波,引起电机损耗增加和转矩波动,系统控制性能变差^[1]。

施加在电机绕组上的电压为经过逆变器 PWM 斩波输出的脉冲电压,由此产生的电流谐波分布在开关频率及其倍数次频率附近^[2]。通常采用改进逆变器拓扑^[3]、优化 PWM 策略^[4-5]、增加输出滤波器^[6]等方式来降低逆变器输出的高频次电压谐波。逆变器非线性产生的电压谐波和电机反电动势谐波通常产生典型的 5、7、11、13 等频次谐波^[7-8]。对于典型频次电流谐波的抑制,国内外的研究工作主要集中在两个方面:(1)改进和优化电机的本体结构,主要有斜槽或斜极^[9-10]、永磁体形状优化^[11]、定子绕组和磁路优化等^[12],目的是降低反电动势中的谐波含量;(2)从系统控制策略角度,利用谐波补偿算法来抑制电流谐波,主要有逆变器死区补偿^[13]、谐波电压补偿^[14]、多旋转 PI 控制^[15-17]、重复控制^[18]、比例谐振(PR)控制^[19-20]、自抗扰控制^[21]等电流谐波抑制策略。死区补偿只能对逆变器死区引起的电压畸变进行补偿,对于其他因素引起的电流谐波没有抑制效果。谐波电压补偿法利用自适应滤波器等手段提取谐波电流,并通过增益反馈到电流环给定或前馈到电流环输出,但这些方法的谐波抑制效果依赖于系统参数。谐波电流在基波 d, q 坐标系中为交流量,常规 PI 控制器无法实现交流量的无静差控制^[8]。根据 Park 变换,若将谐波电流变换到其相应的同步旋转坐标系中则变为直流量,可以通过 PI 控制器实现无静差控制。多旋转坐标系 PI 控制能够实现谐波电流的无静差跟踪控制,但需要多个坐标变换和 PI 调节器,系统复杂且参数整定困难。对于周期性的扰动,重复控制器能够实现无静差控制,起到很好的谐波抑制效果。但重复控制器算法需要较多的存储单元,并且由于其包含延时环节,若扰动频率是个变化量,则调节速度较慢,因此常用于并网逆变器等频率固定的系统中^[22-23]。由于绕组电流中的谐波分量变换到

dq 坐标系下为交流量,PI 控制器不适用于交流信号的控制,而谐振控制器能够实现对正弦量的无静差跟踪,因此在电流环 PI 控制器中并联比例谐振控制器能使实际电流跟踪参考电流指令,起到抑制谐波电流的作用。为保障系统的稳定性,实际应用中均采用准比例谐振控制器。比例谐振控制器是一个二阶系统,实现算法较复杂,且存在采样延时。为简化算法,改善谐振控制器的动态性能,文献[24]提出了一种比例复数积分控制器(PCI)用于并网逆变器的电流控制,是一种复矢量 PI(CVPI)控制器,在中心频率处具有无穷大增益,能够实现正交信号的无静差跟踪控制。

本文将复矢量 PI 控制器用于 PMSM 谐波电流的控制,在 d, q 轴电流环中并联若干复矢量 PI 控制器,根据 d, q 轴的电流谐波特性,通过电机转速自适应调节复矢量 PI 控制器的中心频率,实现对电机调速系统谐波电流的抑制。仿真和试验结果验证了该方法的有效性。

1 PMSM 系统电流谐波分析

1.1 PMSM 矢量控制系统

仅考虑基波,表贴式 PMSM 在 dq 坐标系下的电压方程和转矩方程分别为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL & -\omega L \\ \omega L & R + pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \psi_f i_q \quad (2)$$

式中: u_d, u_q 分别为电机的 d 轴和 q 轴电压; i_d, i_q 分别为 d 轴和 q 轴电流; R, L 分别为绕组电阻和电感; $p = d/dt$ 为微分算子; ω 为转子的电角速度; ψ_f 为转子永磁磁链; n_p 为电机的极对数。

采用转子磁场定向 $i_d=0$ 控制,表贴式 PMSM 可以实现电机的最大转矩电流比运行,矢量控制系统框图如图 1 所示。

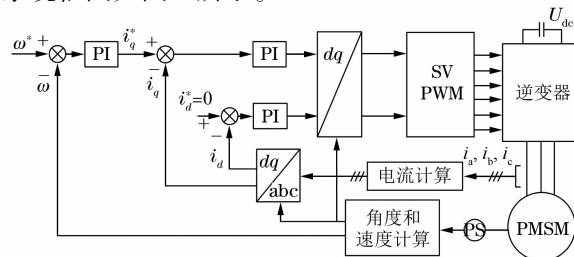


图 1 PMSM 矢量控制系统框图

1.2 谐波数学模型

根据文献[7-8],逆变器的开关死区和管压降导致其输出电压中含有基波频率奇数倍次的谐波。三相谐波电压可表示为

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{ah} = \sum_{k=1}^{\infty} U_{(2k+1)m} \cos[(2k+1)\omega t + \theta_{u(2k+1)}] \\ u_{bh} = \sum_{k=1}^{\infty} U_{(2k+1)m} \cos[(2k+1)(\omega t - 2\pi/3) + \theta_{u(2k+1)}] \\ u_{ch} = \sum_{k=1}^{\infty} U_{(2k+1)m} \cos[(2k+1)(\omega t + 2\pi/3) + \theta_{u(2k+1)}] \end{array} \right. \quad (3)$$

式中: $U_{(2k+1)m}$ 、 $\theta_{u(2k+1)}$ 分别为 $2k+1$ 次谐波电压幅值和初始相位。

借助于坐标变换,将三相谐波电压变换到 dq 坐标系中,可以得到 d,q 轴电压谐波分别为:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{dh} = \sum_{k=1}^{\infty} [U_{(6k-1)m} \cos(6k\omega t + \theta_{u(6k-1)}) + U_{(6k+1)m} \cos(6k\omega t + \theta_{u(6k+1)})] \\ u_{qh} = \sum_{k=1}^{\infty} [-U_{(6k-1)m} \sin(6k\omega t + \theta_{u(6k-1)}) + U_{(6k+1)m} \sin(6k\omega t + \theta_{u(6k+1)})] \end{array} \right. \quad (4)$$

从式(2)可以看出, d,q 轴谐波电压为 $6k$ 次正交信号,包括正序和负序两部分,其中正序分量由 abc 坐标系下的 $6k+1$ 次电压谐波转换得到,负序分量由 $6k-1$ 次电压谐波转换得到。

由于电机结构上的对称性,反电动势谐波表现为奇数次,转换到 dq 坐标系下的表达式为:

$$\left\{ \begin{array}{l} e_{dh} = \sum_{k=1}^{\infty} [E_{(6k-1)m} \cos(6k\omega t + \theta_{e(6k-1)}) + E_{(6k+1)m} \cos(6k\omega t + \theta_{e(6k+1)})] \\ e_{qh} = \sum_{k=1}^{\infty} [-E_{(6k-1)m} \sin(6k\omega t + \theta_{e(6k-1)}) + E_{(6k+1)m} \sin(6k\omega t + \theta_{e(6k+1)})] \end{array} \right. \quad (5)$$

以上电压谐波和反电动势谐波可以看作是电流闭环系统前向通道上的 $6k$ 次扰动,即:

$$\left\{ \begin{array}{l} d_{dh} = u_{dh} + e_{dh} \\ d_{qh} = u_{qh} + e_{qh} \end{array} \right. \quad (6)$$

在此扰动下, d,q 轴电流中也将产生同频率的电流响应,典型为 6 次正序和负序分量,可表示为

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d = i_{d1} + I_5 \cos(-6\omega t + \theta_{i5}) + I_7 \cos(6\omega t + \theta_{i7}) \\ i_q = i_{q1} + I_5 \sin(-6\omega t + \theta_{i5}) + I_7 \sin(6\omega t + \theta_{i7}) \end{array} \right. \quad (7)$$

式中: i_{d1}, i_{q1} 分别为 d,q 电流基波分量; $I_5, I_7, \theta_{i5}, \theta_{i7}$ 分别为 5、7 次谐波电流幅值和初始相位。

仅考虑反电动势和电流的基波及 5、7 次谐波,电机的电磁转矩可以描述为

$$\begin{aligned} T_e = & \frac{n_p}{\omega} [e_a(t)i_a(t) + e_b(t)i_b(t) + e_c(t)i_c(t)] = \\ & \frac{3}{2}(E_1I_1 + E_5I_5 + E_7I_7) - \\ & \frac{3}{2}(E_5I_1 + E_1I_5 - E_7I_1 - E_1I_7) \cos(6\omega t) - \\ & \frac{3}{2}(E_7I_5 + E_5I_7) \cos(12\omega t) \end{aligned} \quad (8)$$

可见,非理想正弦电流和反电动势情况下,电磁转矩除恒定分量外,还存在 6 次和 12 次的脉动分量。其中,6 次的转矩脉动由基波电流和 5、7 次谐波反电动势以及基波反电动势和 5、7 次谐波电流作用产生;12 次的转矩脉动由 5、7 次谐波反电动势和 7、5 次谐波电流作用产生。由式(8)可知,若能消除 5、7 次电流谐波,转矩波动将减小,并可结合优化电机反电动势波形进一步降低转矩波动。

1.3 PI 控制器对谐波控制的缺陷

根据上面的分析,采用前馈解耦后的 d,q 轴电流闭环控制框图如图 2 所示。电流响应由两部分组成,根据叠加原理,输出电流为

$$i_{d(q)}(s) = \frac{\text{PI}(s)i_{d(q)}^*(s)}{Ls + R + \text{PI}(s)} + \frac{d_{d(q)h}(s)}{Ls + R + \text{PI}(s)} \quad (9)$$

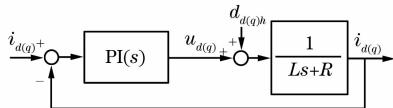
式中:第一项为电流指令的响应,第二项为扰动的响应。

电流环控制器采用 PI 控制器,其传递函数为

$$\text{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (10)$$

式中: k_p, k_i 分别为比例系数和积分系数。

下面分析式(9)所描述的电流响应的稳态误差。由于 PI 控制器在 0 Hz 处的幅值为 ∞ , 因此电流指令 $i_{d(q)}^*(s)$ 的阶跃响应稳态误差为零; PI 控制器在其他频率处的幅值均为有限值, 因此扰动 $d_{d(q)h}(s)$ 的电流响应存在稳态误差。由于扰动 $d_{d(q)h}(s)$ 具有 $6k$ 次谐波特性, 因此电流响应中也将含有 $6k$ 次谐波。可见, 要想实现扰动量的抑制, 控制器在扰动频率处的增益应为 ∞ 。

图 2 d 、 q 轴电流闭环控制框图

2 电流谐波抑制策略

2.1 复矢量 PI 控制

根据内模原理, 控制器中应含有扰动特性的传递函数项才能提供无穷大增益, 从而抑制扰动。为此, 将传统 PI 控制器的中心频率右移到 ω_0 处, 得到复矢量 PI 控制器:

$$\text{PI}(s - j\omega_0) = k_p + \frac{k_i}{s - j\omega_0} \quad (11)$$

复矢量 PI 控制器能够在中心频率 ω_0 处为正交信号提供无穷大增益, 从而抑制频率为 ω_0 的扰动。当正交信号相序相反时, 复矢量 PI 控制器需在 $-\omega_0$ 处具有无穷大增益, 因此负序信号的复矢量 PI 控制器为:

$$\text{PI}(s + j\omega_0) = k_p + \frac{k_i}{s + j\omega_0} \quad (12)$$

PI 控制器和复矢量 PI 控制器的 Bode 图如图 3 所示, 复矢量 PI 控制器相当于 PI 控制器在频率轴上的平移。将正序和负序复矢量 PI 控制器的积分项相加, 得到:

$$\frac{k_i}{s - j\omega_0} + \frac{k_i}{s + j\omega_0} = \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (13)$$

可见, 正序和负序复矢量 PI 控制器合并后组成谐振控制器, 是频率为 ω_0 的正弦信号的象函数, 因此可以抑制 ω_0 频率的扰动。

2.2 谐波抑制策略的提出

将若干复矢量 PI 控制器与传统 PI 控制器相并联, 并且其中心频率根据检测到的电机转速自动调节, 从而构成基于频率自适应复矢量 PI 控制

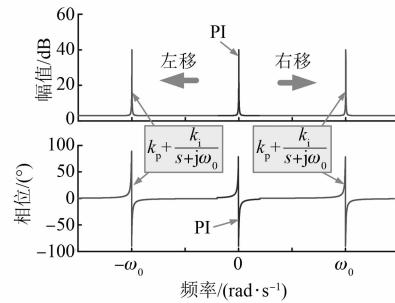


图 3 PI 控制器和复矢量 PI 控制器的 Bode 图

器的电流谐波抑制方案, 如图 4 所示。PI 控制器用于控制基波电流 d 、 q 轴分量, 复矢量 PI 控制器对 $6k\omega$ 频率的扰动进行抑制, 从而获得高性能的电流控制。

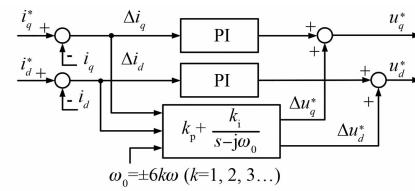


图 4 提出的电流谐波抑制方案

2.3 复矢量 PI 控制器的设计

由图 4 可知, 复矢量 PI 控制器的输入为 d 、 q 轴电流误差构成的矢量, 输出为用于抑制电流谐波的补偿电压矢量, 即:

$$\begin{bmatrix} \Delta u_d^* \\ \Delta u_q^* \end{bmatrix} = \left(k_p + \frac{k_i}{s - j\omega_0} \right) \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} \quad (14)$$

将式(14)展开, 得到复矢量 PI 控制器输出电压为

$$\begin{cases} \Delta u_d^* = k_p \Delta i_d + \frac{k_i}{s} \left[\Delta i_d - \frac{\omega_0}{k_i} (\Delta u_q^* - k_p \Delta i_q) \right] \\ \Delta u_q^* = k_p \Delta i_q + \frac{k_i}{s} \left[\Delta i_q + \frac{\omega_0}{k_i} (\Delta u_d^* - k_p \Delta i_d) \right] \end{cases} \quad (15)$$

复矢量 PI 控制器的结构框图如图 5 所示。

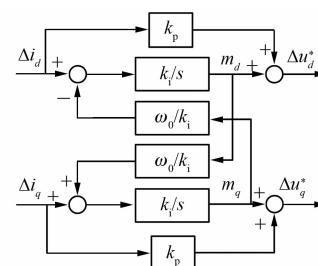


图 5 复矢量 PI 控制器结构框图

记图 5 中的 d, q 轴积分项输出分别为 m_d 和 m_q 。采用后向差分对复矢量 PI 控制器进行离散化设计, 得到其离散化形式为

$$\begin{cases} m_d(k) = m_d(k-1) + Tk_i \Delta i_d(k) - T\omega_0 m_q(k) \\ m_q(k) = m_q(k-1) + Tk_i \Delta i_q(k) + T\omega_0 m_d(k) \\ \Delta u_d^*(k) = k_p \Delta i_d(k) + m_d(k) \\ \Delta u_q^*(k) = k_p \Delta i_q(k) + m_q(k) \end{cases} \quad (16)$$

式中: T 为采样周期。

复矢量 PI 控制器在中心频率附近具有较大增益, 随着积分系数 k_i 的增加, 增益带宽加大, Bode 图如图 6 所示。考虑到转速波动, 为保障中心频率偏差时的控制器增益, 可适当增大积分系数。

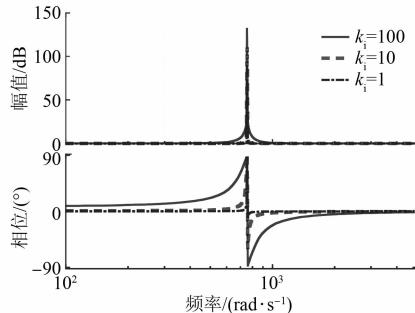


图 6 不同积分系数时复矢量 PI 控制器的 Bode 图

3 仿真和试验结果

3.1 仿真结果

为验证电流谐波抑制策略, 利用 MATLAB/Simulink 搭建 PMSM 驱动系统模型。所用电机为 3 kW, 4 对极, 额定电流 17.8 A, 额定转速 2 000 r/min, 电阻 0.5 Ω, d, q 轴电感 0.8 mH, 永磁磁链幅值 0.11 Wb, 转动惯量 0.002 23 kg·m²; 绕组反电动势中分别含有 3.95%、1.78% 和 0.85% 的 3、5、7 次谐波。直流母线电压 300 V, 逆变器开关频率 10 kHz, 死区时间 3 μs。给定转速 900 r/min, 负载转矩 3 N·m。仿真中仅并联 6 次正负序复矢量 PI 控制器, 仿真结果如图 7 和 8 所示。图 7 为未进行电流谐波抑制的仿真结果。受到开关死区和反电动势谐波的影响, 电流波形发生畸变, 含有较多的 5、7 次谐波, 含量分别为 5.44% 和 2.25%, 如图 7(a)、图 7(b) 所示。在 $d-q$

坐标系中, d, q 轴电流呈现出明显的 6 次波动, 如图 7(c)。将三相电流分别转换到以 5ω 顺时针旋转的 d_5-q_5 坐标系和以 7ω 逆时针旋转的 d_7-q_7 坐标系中, 三相电流中的 5 次谐波电流和 7 次谐波电流分别在 d_5-q_5 坐标系和 d_7-q_7 坐标系中为直流量, 基波及其他次谐波均转换成交流量。经过低通滤波器滤除坐标变换后的交流量, 得到电流谐波在 d_5-q_5 和 d_7-q_7 坐标系下的直流分量, 波形如图 7(d) 所示。由于 5、7 次谐波的存在, d_5-q_5 和 d_7-q_7 坐标系下的分量不为零。

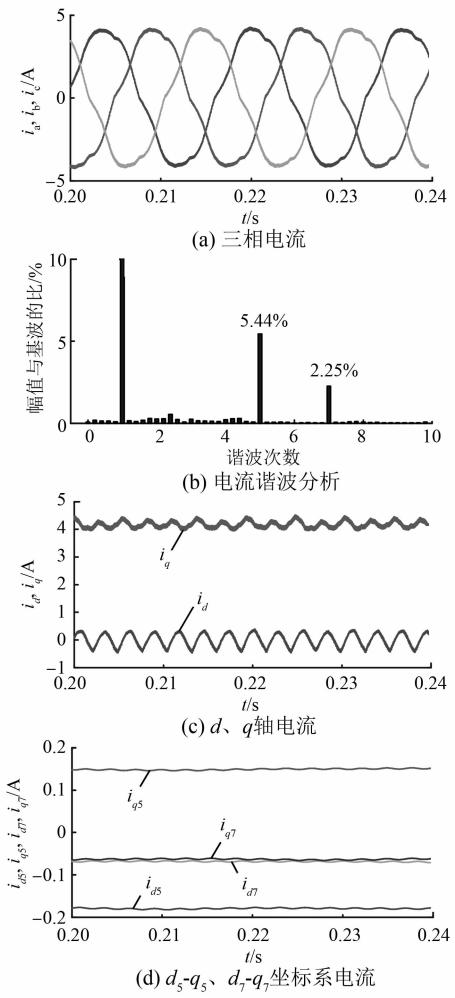


图 7 电流谐波抑制前的仿真结果

图 8 为加入复矢量 PI 控制器进行电流谐波抑制后的仿真结果。从仿真结果可以看出, 电机电流的正弦度得到改善, 5、7 次谐波含量分别下降到 0.58% 和 0.57%, 如图 8(a)、图 8(b)。图 8(c) 所示的 d, q 轴电流中的 6 次波动幅值明显降

低,电流谐波在 d_5-q_5 和 d_7-q_7 坐标系下的直流分量得到有效抑制,如图 8(d)所示。因此,仿真结果表明,复矢量 PI 控制器能够有效抑制电机电流中的谐波,改善电流波形的正弦度。

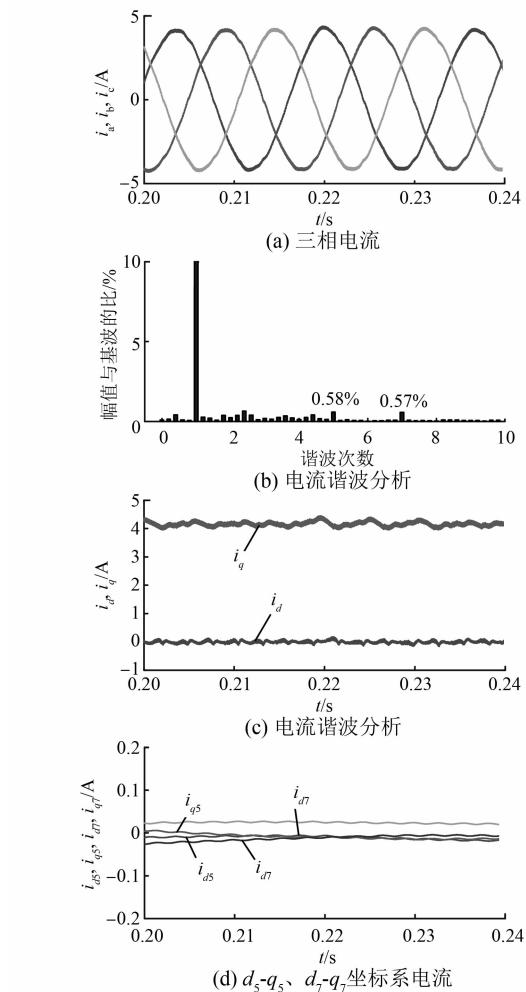


图 8 电流谐波抑制后的仿真结果

3.2 试验结果

建立 PMSM 试验平台对电流谐波抑制策略进行试验验证。电机参数与仿真相同,驱动器采用三菱 IPM PS21869 作为逆变器,控制芯片采用 TMS320F28335 DSP,位置传感器为旋转变压器,电流检测采用 LEM 霍尔电流传感器。给定转速 300 r/min,负载转矩 2.5 N·m。谐波抑制算法中仅加入 6 次正负序复矢量 PI 控制器,试验结果如图 9 和图 10 所示。

图 9 为抑制前的试验结果。图 9(a)所示的电机相电流存在失真,谐波分析可知电机电流中分别含有 6.59% 和 4.69% 的 5、7 次谐波,如图 9

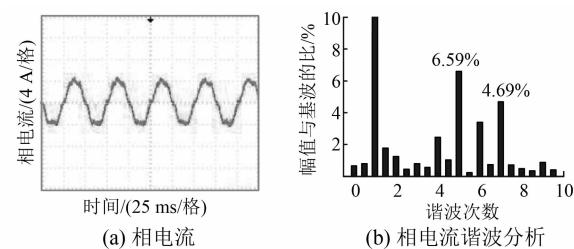


图 9 电流谐波抑制前的试验结果

(b)。图 10 为采用复矢量 PI 控制器进行电流谐波抑制后的试验结果。采用抑制策略后,电机电流的正弦度明显得到改善,5、7 次谐波含量分别降低到 0.37% 和 0.44%,如图 10(a)、图 10(b)所示。试验结果表明,复矢量 PI 控制器对于电流谐波具有较好的抑制效果。

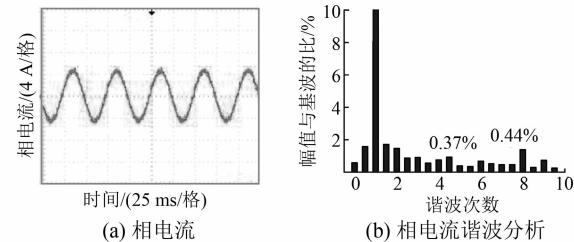


图 10 电流谐波抑制后的试验结果

4 结语

本文分析了 PMSM 系统电流谐波的主要来源以及传统 PI 控制器对电流谐波抑制的局限,提出了频率自适应复矢量 PI 控制器的电流谐波抑制方法。在 PMSM 矢量控制系统中,将若干复矢量 PI 控制器与原有 PI 控制器并联,并且中心频率随着电机转速自适应调节,无静差跟踪和控制 d 、 q 轴中的谐波,从而达到抑制电流谐波的目的。仿真和试验结果表明,复矢量 PI 控制器对于逆变器非线性、反电动势谐波等引起的电流谐波具有良好的抑制效果。

【参考文献】

- [1] 李立毅,于吉坤,曹继伟,等.基于 PWM 逆变电路供电的永磁同步电机电压和电流的谐波通用型新算法[J].中国电机工程学报,2015,35(23):6203.
- [2] 马丰民,吴正国,李玉梅.随机频率 PWM 逆变器的分析设计[J].中国电机工程学报,2008(15):67.

- [3] CUI H, WANG F. Design of inverter with specific harmonic elimination and adjustable switching mode for high speed PMSM [C] // 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011.
- [4] 张志刚, 黄守道, 胡存刚, 等. 三电平 SHEPWM 与 SVPWM 混合控制策略及其矢量平滑切换方法的研究 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 342.
- [5] 周明磊, 游小杰, 王琛琛, 等. 电流谐波最小 PWM 开关角的计算及谐波特性分析 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(15): 2362.
- [6] 李立毅, 谭广军, 刘家曦, 等. 抑制高速电机电流谐波的 LC 滤波电路设计 [J]. 微电机, 2013, 46(7): 38.
- [7] TANG Z, AKIN B. A new LMS algorithm based deadtime compensation method for PMSM FOC drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(6): 6472.
- [8] 李帅, 孙立志, 刘兴业, 等. 永磁同步电机电流谐波抑制策略 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(增1): 87.
- [9] ABBASZADEH K, ALAM F R, TESHNEHLAB M. Slot opening optimization of surface mounted permanent magnet motor for cogging torque reduction [J]. Energy Conversion and Management, 2012, 55: 108.
- [10] 黄守道, 刘婷, 欧阳红林, 等. 基于槽口偏移的永磁电机齿槽转矩削弱方法 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 99.
- [11] BRAHIM L, BOUGHRARA K, IBTIOUEN R. Cogging torque minimization of surface-mounted permanent magnet synchronous machines using hybrid magnet shapes [J]. Progress in Electromagnetics Research B, 2015, 62: 49.
- [12] OH S, MIN S, HONG J. Air gap flux density waveform design of surface-mounted permanent magnet motor considering magnet shape and magnetization direction [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(5): 2393.
- [13] 韩坤, 孙晓, 刘秉, 等. 一种永磁同步电机矢量控制 SVPWM 死区效应在线补偿方法 [J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(2): 620.
- [14] SCHOONHOVEN G, UDDIN M N. Harmonic injection-based adaptive control of IPMSM motor drive for reduced motor current THD [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(1): 483.
- [15] 廖勇, 甄帅, 刘刃, 等. 用谐波注入抑制永磁同步电机转矩脉动 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 119.
- [16] 刘刚, 孙庆文, 肖烨然. 永磁同步电机用坐标变换的电流谐波抑制方法 [J]. 电机与控制学报, 2015, 19(5): 30.
- [17] WANG W, LIU C, LIU S, et al. Current harmonic suppression for permanent-magnet synchronous motor based on Chebyshev filter and PI controller [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(2): 8201406.
- [18] TANG Z, AKIN B. Suppression of dead-time distortion through revised repetitive controller in PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(3): 918.
- [19] 李毅拓, 陆海峰, 瞿文龙, 等. 基于谐振调节器的永磁同步电机电流谐波抑制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 423.
- [20] PAN Z, DONG F, ZHAO J, et al. Combined resonant controller and two-degree-of-freedom PID controller for PMSLM current harmonics suppression [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 7558.
- [21] 陈哲, 张序轩, 刘春强, 等. 基于比例谐振型自抗扰控制的永磁同步电机电流解耦及谐波抑制策略研究 [J/OL]. 中国电机工程学报, 2021 [2021-12-03]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.211791>.
- [22] 江法洋, 郑丽君, 宋建成, 等. LCL 型并网逆变器重复双闭环控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(10): 2944.
- [23] 靳伟, 李永丽, 孙广宇. 基于有源阻尼的并网逆变器电流内环 H_∞ 重复控制 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(17): 4685.
- [24] 郭小强. 光伏并网逆变器通用比例复数积分控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(13): 3393.