

基于改进重复控制 + LADRC 的 PMSM 电流谐波抑制策略

康尔良^{1,2}, 李公达¹, 董新宝²

(1. 哈尔滨理工大学 电气与电子工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150080;

2. 哈尔滨理工大学 黑龙江省高校直驱系统工程技术研究中心, 黑龙江 哈尔滨 150080)

摘要: 电流环是实现高精度永磁同步电机(PMSM)驱动的关键,然而PMSM驱动器的电流回路中存在很多电流谐波,降低了PMSM驱动器的性能。为抑制这些谐波,本文提出一种基于自抗扰控制(ADRC) + 改进重复控制的PMSM矢量控制方案。首先,分析了PMSM电流谐波产生来源,同时引入线性自抗扰控制(LADRC)抑制直流扰动;其次,提出一种改进重复控制的奇次谐波重复控制器,将其与LADRC并联并分析其稳定性。针对传统重复控制采样频率与外部信号电流谐波频率比值不为整数时导致的频率偏移问题,引入无限脉冲响应滤波器(IIR)对频率比值分数部分构成的延时环节进行逼近,进一步减小电流谐波。最后,通过仿真和实验验证,所提出的控制方法能对电流谐波进行有效抑制。

关键词: 永磁同步电机; 自抗扰控制; 重复控制; 电流谐波抑制; 无限脉冲响应滤波器

DOI: 10.15938/j.emc.2025.07.010

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2025)07-0096-12

PMSM current harmonic suppression strategy based on improved repetitive control and LADRC

KANG Erliang^{1,2}, LI Gongda¹, DONG Xinbao²

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China;

2. Engineering Technology Research Center of High Efficiency Direct-Drive System in Universities in Heilongjiang,

Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China)

Abstract: The current loop is critical for achieving high-precision control in permanent magnet synchronous motor (PMSM) drives. However, current harmonics in PMSM drive systems degrade performance. To address this, a vector control scheme was proposed combining active disturbance rejection control (ADRC) with improved repetitive control for PMSM. First, the sources of current harmonics in PMSM were analyzed, and linear active disturbance rejection control (LADRC) was introduced to suppress DC-side disturbances. Second, an improved repetitive controller for odd-order harmonics was proposed, which is connected in parallel with LADRC. The stability of this combined structure was rigorously analyzed. To resolve frequency deviation issues caused by non-integer ratios between the sampling frequency of traditional repetitive control and external harmonic frequencies, an infinite impulse response (IIR) filter was incorporated to approximate the fractional delay component, thereby further reducing current har-

收稿日期: 2025-02-27

基金项目: 国家重点研发计划(2020YFF0402198)

作者简介: 康尔良(1967—),男,博士,教授,研究方向为电机设计及其控制;

李公达(2000—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机控制;

董新宝(1963—),男,学士,工程师,研究方向为电气控制。

通信作者: 李公达

monics. Simulation and experimental results verify that the proposed method effectively suppresses current harmonics in PMSM drives.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; active disturbance rejection control; repetitive control; current harmonic suppression; infinite impulse response filter

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因其具有体积小、效率高、功率密度大等优点而被广泛应用到电力传动、机器人、电动汽车和航空航天等高精度系统^[1]。高质量的电流可以提高永磁同步电机驱动的性能。然而,非线性因素在永磁同步电机驱动中广泛存在,如逆变器的死区效应^[2]、电流采样误差^[3]和电机参数变化^[4]等因素会产生谐波电流;此外电机结构加工偏差、齿槽效应^[5]和转子磁极结构^[6]等电机本体结构原因引起的气隙磁场畸变也会导致低频电流谐波。电流谐波会导致电机损耗增加和转矩脉动,降低系统的控制性能。因此,针对上述这些干扰,抑制电机电流谐波的研究具有十分重要的意义。

常见的降低PMSM电流谐波的方法主要有2种。一种是从电机本体结构出发,通过改变气隙磁场分布的正弦度来抑制电流谐波,主要包括定子斜槽和转子斜极的设计、永磁体形状、定子绕组类型和磁路的优化等。但这种方法大大增加了电机设计的复杂程度,对电机的制造工艺提出了很高的要求。另一种方法是从优化电机的控制策略出发,利用谐波补偿算法来抑制电流谐波。常见的电流谐波抑制策略有:预测电流控制^[7]、谐波电压补偿^[8]、重复控制、比例谐振控制等。文献[7]提出一种基于变序列空间矢量调制的无差拍预测电流控制策略,通过在线选择优化的电压矢量序列来减少电流谐波。文献[8]提出一种基于自适应线性神经元的电流谐波抑制方法,通过前馈补偿自适应生成的补偿电压来有效抑制电流谐波,但该方法只适用于具有非正弦反电动势的永磁同步电机。文献[9]提出一种基于自适应线性神经元的死区效应补偿方法,使用4个自适应线性神经元来估计 dq 轴电流的六阶谐波分量,并生成 dq 轴补偿电压。文献[10]通过提取电机相电流中主要存在的5、7次等奇次谐波交流分量,并将提取的奇次谐波交流分量注入到电流环PI控制器的输出电压中,以降低电机定子绕组电流的

谐波含量,但这些方法过于依赖精确的模型,在实际应用中往往难以获得。此外,重复控制和比例谐振控制都属于基于内模原理的控制方法,可以将扰动模型嵌入到控制系统中进行扰动补偿,在选定的谐振频率下引入无限增益,实现系统的零稳态误差。重复控制器(repetitive control, RC)包含一个重复信号模型,谐振控制器可以在扰动频率处提供无限增益。结合比例积分控制器的谐振控制器可以减少谐振频率处的电流谐波^[11-12];重复控制器可以看作是多个并联的谐振控制器,可以同时抑制多个周期处的电流谐波^[13-14]。但是谐振控制和重复控制都不能抑制直流扰动。

自抗扰控制技术(active disturbance rejection control, ADRC)作为一种新的控制策略首次在文献[15]中提出,因其不依赖于精确的系统模型且具有优异的抗干扰能力而被广泛应用到电机控制系统中。然而,尽管自抗扰控制器具有优异的性能,但由于其参数的系统整定原理的不足,所以参数整定相对容易的线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control, LADRC)得到了更广泛地应用^[16]。扩张状态观测器(extended state observer, ESO)作为自抗扰控制器的重要组成部分,可以对系统的扰动进行观测并进行前馈补偿,从而提高系统的抗扰动和谐波抑制能力,但ESO只能估计恒定和非周期性扰动。当前对于自抗扰控制器的优化主要分为3个部分:一是增大ESO的带宽;二是改变ADRC的结构;三是引入其他辅助控制。文献[17]提出一种离散时间重复控制基础上的ADRC方法,将ESO和重复控制器并联,重复控制器负责补偿交流扰动,ESO负责抑制直流扰动,但由于观测器带宽和噪声滤波地限制,抑制交流干扰的能力仍然有限。文献[18]把ADRC的ESO和自适应比例谐振控制器并联起来,使其能够估计不确定的周期性扰动,提高了对周期性和非周期性扰动的抑制能力,但在动态过程中,自适应谐振控制器不能有效地抑制交流扰动。文献[19]结合滑模电流控制和ESO,基于ESO估计的内部干扰,实时更新滑模电流控制的控制律,以减轻

干扰对电流跟踪性能的影响,但引入滑模控制会带来抖振^[20]的问题。

针对上述问题,本文提出一种基于自抗扰控制加改进重复控制的 PMSM 矢量控制方案,以抑制电流谐波。首先,对 PMSM 电流谐波进行分析,分析谐波产生来源。在此基础上建立 LADRC 数学模型用以抑制直流扰动。其次,引入重复控制器并提出改进的奇次谐波重复控制器(odd harmonic repetitive controller, OHRC),并将其与 LADRC 并联。建立 q 轴电流环等效单位反馈系统,对其稳定性进行分析。针对传统重复控制器要求系统采样频率与外部信号频率比值必须为整数的问题,使用 IIR 滤波器对频率比值分数部分构成的延时环节进行逼近。最后,通过仿真和实验验证本文所提方法的有效性。

1 PMSM 电流谐波分析和 LADRC 数学模型

1.1 PMSM 电流谐波分析

根据矢量控制理论,在 d-q 旋转坐标系下表贴式永磁同步电机(SPMSM)的电压方程可以表示为:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \dot{i}_d - \omega_e \psi_q + d_d(t); \\ u_q = Ri_q + L_q \dot{i}_q + \omega_e \psi_d + d_q(t). \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 和 u_q 分别为 d 轴和 q 轴电压; i_d 和 i_q 分别为 d 轴和 q 轴电流; R 为定子电阻; ψ_d 和 ψ_q 分别为 d 轴和 q 轴磁链; L_d 和 L_q 分别为 d 轴和 q 轴电感,且 $L_d = L_q = L$; $d_d(t)$ 和 $d_q(t)$ 为电流环的 d 轴和 q 轴外部扰动; ω_e 是电角速度。

磁链方程可表示为:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f; \\ \psi_q = L_q i_q. \end{cases} \quad (2)$$

其中: ψ_d 和 ψ_q 分别为 d 轴和 q 轴磁链; ψ_f 是永磁体磁链。

磁饱和效应和定子槽效应会引起永磁体磁链谐波扰动,可以表示为:

$$\begin{cases} \psi_d = \psi_{d0} + \sum_{n=1}^{\infty} \psi_{d6n} \cos(6n\omega_e t); \\ \psi_q = \sum_{n=1}^{\infty} \psi_{q6n} \cos(6n\omega_e t). \end{cases} \quad (3)$$

式中: ψ_{d0} 表示磁链的直流分量; ψ_{d6n} 为 d 轴 6n 次磁链谐波分量幅值; ψ_{q6n} 为 q 轴 6n 次磁链谐波分量幅值。

逆变器死区时间效应会导致畸变电压扰动,可

以表示为:

$$\begin{cases} \Delta u_d = \frac{4T_d U_{dc}}{\pi T_s} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{12n}{36n^2 - 1} \sin(6n\omega_e t) \right]; \\ \Delta u_q = \frac{4T_d U_{dc}}{\pi T_s} \left\{ -1 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2}{36n^2 - 1} \cos(6n\omega_e t) \right] \right\}. \end{cases} \quad (4)$$

其中: Δu_d 和 Δu_q 为 d 轴和 q 轴电压误差; U_{dc} 为母线电压; T_d 是死区时间; T_s 为采样时间。

磁链谐波和畸变电压会产生电流谐波,电流谐波可以表示为:

$$\begin{cases} i_a = I_1 \cos(\omega_e t + \theta_1) + I_5 \cos(5\omega_e t + \theta_5) + \\ I_7 \cos(7\omega_e t + \theta_7) + \dots; \\ i_b = I_1 \cos(\omega_e t - 2\pi/3 + \theta_1) + \\ I_5 \cos(5\omega_e t - 2\pi/3 + \theta_5) + \\ I_7 \cos(7\omega_e t - 2\pi/3 + \theta_7) + \dots; \\ i_c = I_1 \cos(\omega_e t + 2\pi/3 + \theta_1) + \\ I_5 \cos(5\omega_e t + 2\pi/3 + \theta_5) + \\ I_7 \cos(7\omega_e t + 2\pi/3 + \theta_7) + \dots. \end{cases} \quad (5)$$

式中: i_a 、 i_b 、 i_c 为相电流; I_1 、 I_5 、 I_7 是基波和谐波的电流幅值; θ_1 、 θ_5 、 θ_7 是基波和谐波的初始相位。

如式(5)所示,谐波阶数为 $6k \pm 1$,其中 k 为正整数。在幅值不变的约束条件下,相电流可等效为 d 轴和 q 轴电流为:

$$\begin{cases} i_d = i_1 \cos\theta_1 + i_5 \cos(-6\omega t + \theta_2) + i_7 \cos(6\omega t + \theta_3) + \\ i_{11} \cos(-12\omega t + \theta_4) + i_{13} \cos(12\omega t + \theta_5) + \dots; \\ i_q = i_1 \sin\theta_1 + i_5 \sin(-6\omega t + \theta_2) + i_7 \sin(6\omega t + \theta_3) + \\ i_{11} \sin(-12\omega t + \theta_4) + i_{13} \sin(12\omega t + \theta_5) + \dots. \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可知,在 d-q 坐标系下,a-b-c 静止坐标系中的 5、7、11、13 等 $6k \pm 1$ 次电流谐波分量可以转换为 6、12 等 $6k$ 次电流谐波分量。

使用 $i_d = 0$ 的永磁同步电机矢量控制策略,通过基于反电动势过零检测法估算得到电机的转子位置。由式(6)可知,经过 d-q 轴坐标变换后,反馈电流 i_d 、 i_q 中会含有 $6k$ 次电流谐波分量。因此,与给定信号 i_{dref} 、 i_{qref} 经计算后的误差信号中也会含有 $6k$ 次电流谐波分量。故对 PMSM 控制的 d、q 轴电流回路中的 $6k$ 次电流谐波分量进行抑制,即可实现对相电流中 $6k \pm 1$ 次电流谐波分量地抑制,但传统

LADRC 只能对非周期性扰动进行有效抑制。当电流回路中含有周期性扰动时,由于带宽限制,存在稳态估计误差,LADRC 不能对其进行有效抑制。

1.2 LADRC 数学模型

基于传统永磁同步电机电流环模型,由式(1)可得 q 轴电流状态方程为

$$\dot{i}_q = -\frac{R}{L}i_q + \frac{1}{L}u_q - \frac{1}{L}\omega_e\psi_d + d_q(t) = \frac{1}{L}u_q + f. \quad (7)$$

式中 f 为系统扰动, $f = -Ri_q/L - \omega_e\psi_d/L + d_q$ 。

定义: $y = x_1 = i_q; x_2 = f; b_0 = 1/L; u_q = u_0$ 。由式(7)可得状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tilde{f}; \quad (8)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

LESO 可以用来估计系统扰动,然后用前馈补偿来抑制扰动的影响。基于式(8)和式(9),可将 LESO 设计为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} (x_1 - \hat{x}_1) = \\ &= \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 \\ -\beta_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} x_1. \quad (10) \end{aligned}$$

式中: β_1 和 β_2 分别为电流估计回路和干扰估计回路的增益; $\hat{x}_1$ 和 $\hat{x}_2$ 分别为电流估计和干扰估计。ESO 的一种带宽参数整定方法为:

$$\left. \begin{aligned} \beta_1 &= 2\omega_0; \\ \beta_2 &= \omega_0^2. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

式中 ω_0 为 LESO 带宽。

线性状态误差反馈 (linear state error feedback, LSEF) 可设计为

$$u_q = K_p(i_q^* - \hat{x}_2) - \frac{1}{b_0}\hat{f}. \quad (12)$$

式中 $K_p = \omega_c$, ω_c 为控制器带宽。

q 轴电流环 LADRC 的结构如图 1 所示。可以看出,LESO 在扰动观测回路中使用了积分器 ($1/s$),因此可以很好地实现直流扰动的零稳态估计误差。

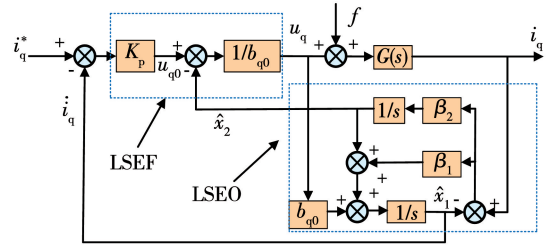


图 1 q 轴电流环 LADRC 基本框图

Fig. 1 Block diagram of q-axis current control with LADRC

2 频率自适应重复控制器的设计

本节首先根据传统重复控制设计 q 轴电流控制器,然后提出改进的奇次谐波重复控制器,建立 q 轴电流环等效单位反馈系统并分析其稳定性。最后针对频率比值分数部分,采用 IIR 滤波器对其构成的延时环节进行逼近。

2.1 传统重复控制器设计

重复控制是一种基于内模原理的控制方法,它本质上是将系统的外部信号数学模型嵌入内部控制回路中,以实现外部信号的无稳态误差跟踪。传统重复控制器 q 轴电流环基本控制框图如图 2 所示。

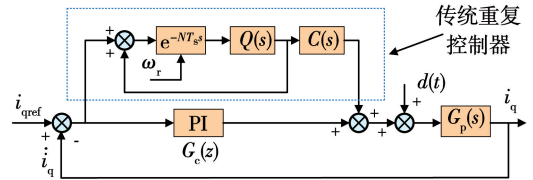


图 2 传统 RC 控制器 q 轴电流环基本框图

Fig. 2 Basic block diagram of q-axis current loop for traditional RC controller

传统 RC 内模频域表达式为

$$G_{rc}(s) = k_{rc} \frac{Q(s)e^{-NT_s}}{1 - Q(s)e^{-NT_s}} C(s). \quad (13)$$

图 2 中: e^{-NT_s} 为延时环节; ω_r 为电机角速度; T_s 为系统采样周期; $Q(s)$ 为低通滤波器或小于 1 的常数,以提高系统的稳定性和鲁棒性; $C(s)$ 为相位补偿器,以补偿系统相位滞后和增加稳定裕度。 $d(t)$ 为干扰输入,即 $6k$ 次电流谐波; $G_p(s) = 1/(L_s + R)$, R 为 q 轴电阻; i_q 为 q 轴电流实际值; i_{qref} 为 q 轴电流给定值。

根据电机转子电角速度 ω_r 可确定延时环节的延时时间,通过第一节 PMSM 电流谐波分析部分可知,在 d、q 轴电流环中的电流谐波主要是 $6k$ 次电流

谐波分量,设置延时时间为电机转动周期的1/6,即可实现对d、q轴电流环中 $6k$ 次电流谐波地抑制,进而实现对相电流中 $6k \pm 1$ 次谐波地抑制。传统重复控制器要求系统采样频率与外部信号频率的比值必须为整数,该整数 N 可通过下式计算:

$$N = \text{round}\left(\frac{f_s}{\omega_1}\right) = \text{round}\left(\frac{T_1}{T_s}\right) = \text{round}\left(\frac{\pi}{3\omega_r T_s}\right) \quad (14)$$

式中:round是将参数舍入到整数的函数; f_s 为系统采样频率; ω_1 为6次电流谐波频率; T_1 为6次谐波周期。

在 S 域中,根据指数函数的性质,无 $Q(s)$ 和 $C(s)$ 的RC控制器的传递函数式可展开为

$$G_{RC}(s) = k_{rc} \left[-\frac{1}{2} + \frac{1}{T_0 s} + \frac{2}{T_0} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s}{s^2 + (n\omega_0)^2} \right] \quad (15)$$

其中: $T_0 = 1/\omega_1 = 2\pi/\omega_0$,为基准信号的基频周期; n 为整数。由式(15)可以看出,RC控制器相当于一个比例增益、一个积分器和所有谐波频率下的谐振控制器的并联组合。由式(15)可知, $G_{RC}(s)$ 包含了 k 阶谐波的正弦信号模型;因此, nk 阶RC可以消除所选的 nk 阶谐波。通过对 n 赋值,可以得到 nk 阶的RC。由于谐振控制的误差收敛速度与等效谐振控制增益 $2k_{rc}/T_0$ 成正比,因此可以得出传统重复控制的误差收敛率与RC增益 k_{rc} 成正比。也就是说,RC控制器的等效谐振控制增益决定了RC系统的误差收敛速率。

在 z 域中分析RC系统的稳定性,推导出RC增益 k_{rc} 的稳定范围为

$$0 < k_{rc} < \frac{2\cos(\theta_p(\omega) + \theta_s(\omega))}{N_p(\omega)N_s(\omega)} \quad (16)$$

式中: $N_s(\omega)$ 和 $\theta_s(\omega)$ 为 $S(z)$ 的幅值特性和相位特性; $N_p(\omega)$ 和 $\theta_p(\omega)$ 为 $P(z)$ 的幅值特性和相位特性; $P(z)$ 为不带RC控制器的常规反馈控制系统的传递函数,即 $P(z) = G_c(z)G_p(z)/[1 + G_c(z)G_p(z)]$ 。如果 $S(z)$ 是 $P(z)$ 的逆传递函数,即 $S(z)P(z) = 1$,则可以实现零相位补偿,同时获得更大的RC增益,稳定范围如下:

$$0 < k_{rc} < 2 \quad (17)$$

然而,由于电机参数变化引起的模型不确定性,难以获得精确的 $P(z)$ 逆传递函数来实现RC系统的零相位补偿。在实际操作中, k_{rc} 的取值将更为保守。由式(15)、式(17)可以看出,所有等效谐振控制器的谐振增益是相同的,并且RC增益被限制在

一个很小的范围内。

2.2 奇次谐波重复控制器设计

为了改善暂态响应,本文提出了只包含奇次谐波内部模型的奇次谐波重复控制器(odd harmonic repetitive controller, OHRC)。 z 域的OHRC可以写成

$$G_{OHRC}(z) = k_{rc} \frac{-Q(z)z^{-\frac{N}{2}}}{1 + Q(z)z^{-\frac{N}{2}}} S(z) \quad (18)$$

其中 k_{rc} 、 N 、 $Q(z)$ 和 $S(z)$ 已经在前面定义过。

在 s 域中,不含 $Q(z)$ 和 $S(z)$ 的OHRC控制器的传递函数可展开为

$$G_{OHRC}(s) = k_{rc} \left(-\frac{1}{2} + \frac{2}{T_0} \frac{1}{s - j\omega_0} \right) + \frac{4k_{rc}}{T_0} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s - j\omega_0}{(s - j\omega_0)^2 + (2n\omega_0)^2} \quad (19)$$

由式(19)可知,OHRC控制器的等效谐振增益为 $4k_{rc}/T_0$,是传统重复控制器的两倍。因此,在相同的RC增益下,OHRC方案在消除奇次谐波方面的收敛速度比RC方案快2倍。然而,OHRC方案的RC增益稳定范围与RC方案相同,都是小范围。

尽管OHRC方案通过改变RC控制器的内部模型来增加等效谐振增益,但OHRC方案的RC增益稳定范围基本不变。为了增加RC增益的稳定范围,实现更快的瞬态响应,本文提出将RC与LSEF并联,增加与RC控制器并联的比例增益 K_p 来抵消RC控制器的等效负增益 $-k_{rc}/2$,以改善瞬态响应。加入OHRC后的LADRC的q轴电流控制系统框图如图3所示。

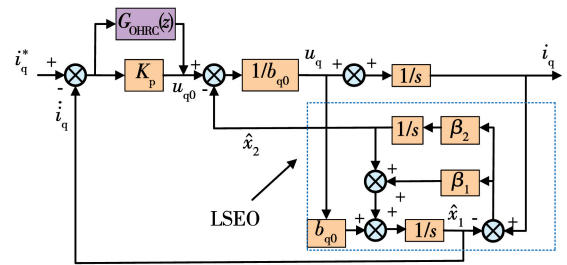


图3 加入OHRC的q轴电流控制系统框图

Fig.3 Block diagram of q-axis current control system incorporating OHRC

假设状态观测器将直流扰动完全抑制,则q轴电流环可以看做是一个纯积分环节,仅由控制率控制,则可将其看成等效单位反馈系统,结构框图如图4所示。

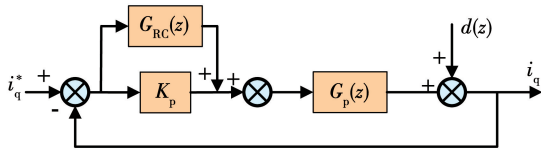


图4 等效单位反馈系统

Fig. 4 Equivalent unity feedback system

假设 OHRC 方案中使用的 RC 控制器是传统重复控制器,在图 4 中,整个闭环控制系统中的 $i_q^*(z)$ 和 $d(z)$ 到 $i_q(z)$ 的传递函数可推导为:

$$\frac{i_q(z)}{i_q^*(z)} = \frac{[k_p - z^{-N}Q(z)][k_p - k_{rc}S(z)P(z)]}{1 - z^{-N}Q(z)[1 - k_{rc}S(z)P(z)]}; \quad (20)$$

$$\frac{i_q(z)}{d(z)} = \frac{1}{1 + k_p G_p(z)} \frac{1 - z^{-N}Q(z)}{1 - z^{-N}Q(z)[1 - k_{rc}S(z)P(z)]}. \quad (21)$$

式中 $P(z) = G_p(z)/[1 + k_p G_p(z)]$ 。由式(20)和式(21)可知,当满足以下条件时,整个闭环系统是稳定的:

1) $1 + k_p G_p(z) = 0$ 的根在单位圆内。

2) 且满足:

$$\left\{ \begin{array}{l} |Q(z)[1 - k_{rc}S(z)P(z)]| < 1; \\ \forall z = e^{j\omega T_s}, 0 < \omega < \frac{\pi}{T_s}. \end{array} \right\} \quad (22)$$

为了增强系统的鲁棒性,通常选择 $Q(z)$ 为零相移低通滤波器,以滤除不满足式(22)的频率。在频域,低通滤波器 $Q(z)$ 可以表示为 $Q(e^{j\omega T_s}) = N_q(\omega)$,其中 $N_q(\omega)$ 为其幅值特性,其相位特性为 0。使用先前定义的 $N_s(\omega)$ 、 $\theta_s(\omega)$ 、 $N_p(\omega)$ 和 $\theta_p(\omega)$,式(22)可以推导为

$$\left| 1 - k_{rc} \frac{N_s(\omega)N_p(\omega)e^{j[\theta_s(\omega)+\theta_p(\omega)]}}{1 + k_p N_p(\omega)e^{j\theta_p(\omega)}} \right| < \frac{1}{N_q(\omega)}. \quad (23)$$

由于 k_{rc} 、 $N_p(\omega)$ 和 $N_s(\omega)$ 是正的,式(23)变换为

$$\begin{aligned} [-2\cos(\theta_s(\omega) + \theta_p(\omega)) + k_{rc}N_s(\omega)N_p(\omega) - \\ 2k_p N_p(\omega)\cos\theta_s(\omega)] < \frac{1 - N_q^2(\omega)}{k_{rc}N_q^2(\omega)N_s(\omega)N_p(\omega)} \times \\ [1 + 2k_p N_p(\omega)\cos\theta_p(\omega) + k_p^2 N_p^2(\omega)]. \end{aligned} \quad (24)$$

因为 $N_q(\omega)$ 在高频下趋近于 0,式(24)的右侧趋于无穷, k_{rc} 的稳定范围被放宽。因此, k_{rc} 的范围只需要在低频分析。因为在低频时 $N_q(\omega)$ 趋近

于 1,式(24)的右侧趋于 0,然后可解出

$$0 < k_{rc} < \frac{2\cos(\theta_s(\omega) + \theta_p(\omega))}{N_s(\omega)N_p(\omega)} + \frac{2k_p \cos\theta_s(\omega)}{N_s(\omega)}. \quad (25)$$

由式(16)和式(25)可以看出, k_p 与 RC 并联增加了重复控制器 k_{rc} 的稳定范围。等效单位反馈系统中的 RC 控制器也可以是 OHRC 控制器,结论仍然成立。因此,OHRC 方案可以容纳更大的 RC 增益,以进一步改善 RC 控制系统的动态响应。

2.3 频率自适应 OHRC

当电流谐波频率 ω_1 不能整除系统采样频率 f_s 且电流谐波频率较高时, $N/2$ 将为分数,将 $N/2$ 改写为 $D/2$,此时传统重复控制器将不再适用于电机控制系统。为了提高系统对电流谐波的抑制能力,提出一种基于分数阶延时的频率自适应奇次谐波重复控制器(frequency adaptive odd harmonic repetitive controller, FA-OHRC)。

在工程上,分数阶延时环节不能直接实现,可以采用 IIR 滤波器进行近似,将 $Z^{-D/2}$ 改写为 $Z^{-[\text{round}(D/2)+d]}$,其中 $\text{round}(D/2)$ 为整数部分, d 为使用 IIR 滤波器实现的分数部分。 K 阶 IIR 滤波器结构如图 5 所示。

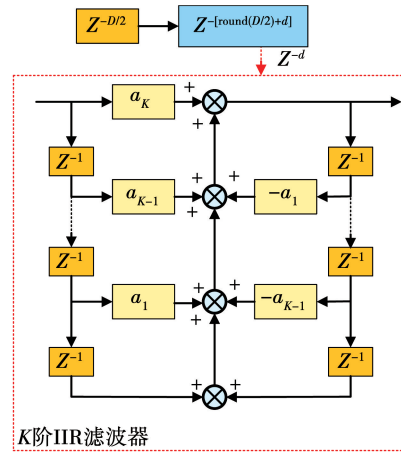


图5 K阶IIR滤波器

Fig. 5 K-order IIR filter

K 阶 IIR 滤波器需要满足 $d > K - 1$,分数阶延时 z^{-d} 可以用 IIR 全通滤波器近似表示为

$$z^{-d} \approx \frac{a_K + a_{K-1}z^{-1} + \cdots + a_1z^{-(K-1)} + z^{-K}}{1 + a_1z^{-1} + \cdots + a_{K-1}z^{-(K-1)} + a_Kz^{-K}}. \quad (26)$$

其中

$$a_K = (-1)^i C_K^i \prod_{k=0}^{i-1} \frac{d-K+k}{d-K+i+k}, i=0,1,2,\dots,K; \quad (27)$$

$$C_K^i = \frac{K!}{i!(K-i)!}. \quad (28)$$

其中分子多项式的系数是分母多项式系数的镜像。在滤波器的设计过程中,相位信息通常以相位延迟的形式表示,定义为

$$\tau_p(\omega) = -\frac{\theta_A(\omega)}{\omega}. \quad (29)$$

式中 $\theta_A(\omega)$ 为全通滤波器的相位特性。对于非整数 d 的延迟 z^{-d} , 其相位延迟等于整个频带的常值 d 。因此,用于近似延迟 z^{-d} 的全通滤波器所需的相位延迟是整个频带内的恒定值 d 。

将式(29)代入式(18),得到频率自适应 OHRC 控制器为

$$G_{\text{FA-OHRC}}(z) = k_{rc} \frac{-Q(z)A(z)z^{-N_i}}{1+Q(z)A(z)z^{-N_i}} S(z). \quad (30)$$

因此,FA-OHRC 方案不仅改善了 RC 系统的动态性能,而且增强了 RC 系统的频率自适应能力。

3 仿真结果及分析

为了验证以上算法,利用 Simulink 仿真软件对提出的 FA-OHRC-LADRC 方案进行了验证,并对 PI、TR-LADRC 和 FA-OHRC-LADRC 方法进行了比较。图 6 为基于 FA-OHRC-LADRC 电流控制的 PMSM 矢量控制框图。

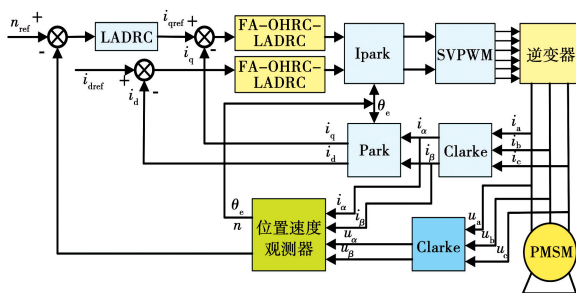


图 6 基于 FA-OHRC-LADRC 的 PMSM 矢量控制框图

Fig. 6 PMSM vector control block diagram based on FA-OHRC-LADRC

永磁同步电机参数如表 1 所示,逆变器开关频率为 10 kHz,死区时间为 5 μ s。根据零极点对消法,电流环 PI 控制器参数可设为: $K_p = \omega_b L_d$; $K_i = \omega_b R$ 。其中 $\omega_b = 2\pi f_b$, f_b 为当前环路带宽。PMSM 电

流环带宽通常设置为载波频率的 1/10,因此当前环路带宽 f_b 设置为 1 kHz。PI 控制器参数计算如下: $K_p = 15.38$; $K_i = 4\,584.4$ 。对于 LADRC 的参数整定包括两部分: LSEF 控制率的整定如式(12)所示, ESO 带宽的整定如式(11)所示,经上述计算确定 LADRC 的参数如表 2 所示。

表 1 PMSM 的仿真参数

Table 1 Parameters of PMSM

参数	数值
额定转矩 $T_n / (\text{N} \cdot \text{m})$	10
额定功率 p / kW	0.78
定子电阻 R / Ω	0.73
电感 L / mH	2.45
转动惯量 $J / (\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.001 94
转子磁链 ψ_f / Wb	0.182 7
电机极对数 P_n	4

表 2 LADRC 控制器参数

Table 2 Parameters of LADRC controller

变量	转速环	d 轴电流环	q 轴电流环
l_1	34 000	40 000	30 000
l_2	2.89×10^8	4×10^8	9×10^9
b_0	180	408	408
K_p	8 000	1 000	800

对于改进重复控制器,需要整定的参数 k_{rc} 如式(25)所示,选择 $k_{rc} = 3$,并确定超前步长 $S(z) = Z^{-3}$ 。

1) 稳态性能分析。

为验证所提理论的正确性,将给定转速设定为 750 r/min,施加额定负载 10 N $\cdot$ m。此时, ω_r 为 50 Hz, d 轴电流环中 6 次谐波频率 ω_1 为 300 Hz。图 7 为给定转速和负载下的 A 相电流波形。图 8 分别为 PI 控制器、TR-LADRC、RC-LADRC、FA-OHRC-LADRC 电流的快速傅里叶变化(fast Fourier transform, FFT)。其中可以看出,造成电流波形畸变的主要是 5、7、11 等奇次谐波,验证了第一节电流谐波分析的正确性。对比采用 PI 控制器,所有的 LADRC 方案都能明显降低电流谐波。与 TR-LADRC 相比,RC-LADRC 的总畸变率为 4.22%,降低了 35.8%,其中 5、7、11、13 次电流畸变率分别降低了 51.4%、48.6%、19%、25.6%。与 RC-LADRC 相比,FA-OHRC-LADRC 的总畸变率降低了 31.4%。5、7、11、13 次电流畸变率分别降低了 88.1%、58.6%、93.2%、37.9%,进一

步降低谐波。因此,可以证明所提出的 FA-OHRC-LADRC 可以最有效地减少谐波。

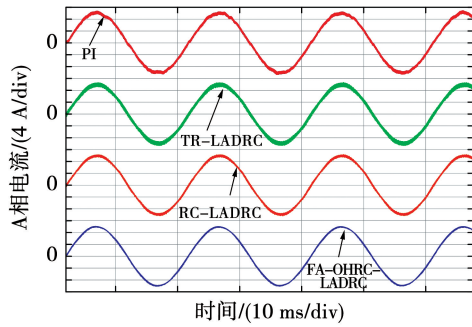


图7 额定负载下A相电流波形

Fig.7 A-phase current waveform under rated load

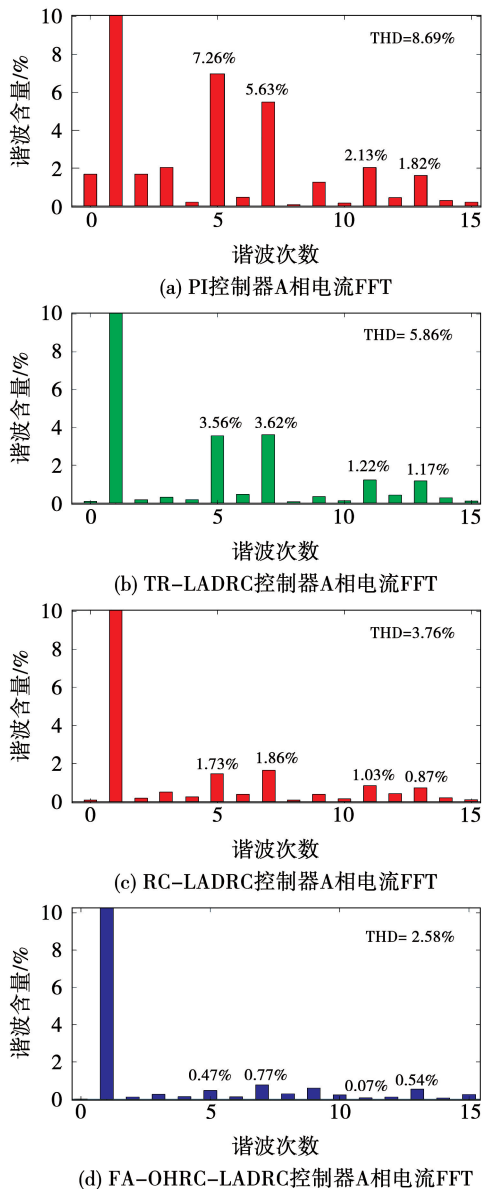


图8 额定负载下A相电流FFT分析

Fig.8 FFT analysis of A-phase current under rated load

2) 动态性能分析。

q轴电流阶跃响应仿真结果如图9所示。设置PI控制器、TR-LADRC、RC-LADRC、FA-OHRC-LADRC 4种控制器在转速为750 r/min下空载起动,在0.15 s加50%额定负载,0.25 s加额定负载,0.35 s减载。图9可以看出加50%额定负载时,PI控制器的调节时间为9 ms且存在超调,LADRC方案的调节时间为4 ms且无明显超调。50%额定负载运行时PI控制器的电流纹波为0.36 A。TR-LADRC电流纹波为0.32 A,RC-LADRC的电流纹波为2.7 A,FA-OHRC-LADRC的电流纹波为0.25 A。因此,FA-OHRC-LADRC可以更有效抑制不同负载转矩下的电流纹波。

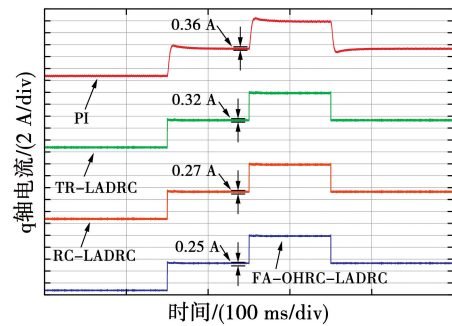
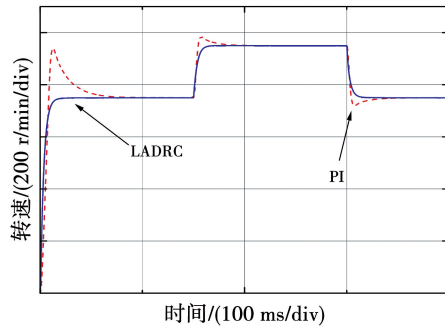


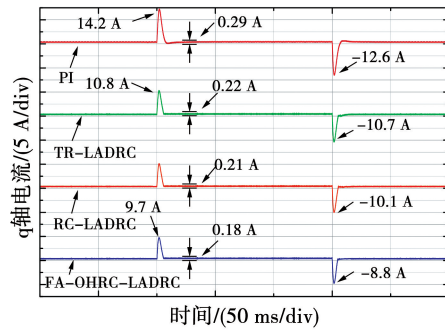
图9 基于PI控制器、TR-LADRC、RC-LADRC、FA-OHRC-LADRC负载变化时q轴电流纹波对比

Fig.9 Comparison of q-axis current ripple during load changes based on PI controller, TR-LADRC, RC-LADRC, FA-OHRC-LADRC

图10显示了4种不同电流控制器q轴电流随速度变化的比较仿真结果。由图10(a)电机转速变化曲线可以看出,当电机转速变化时PI控制器存在明显的超调且调节时间较长。LADRC方案控制下的转速波形相比于PI控制器有更快的响应速度且无明显超调。图10(b)为电机转速在0.05 s进入稳定状态后在0.15 s加200 r/min,在0.3 s时调整回给定转速的q轴电流波形。从图中数据可以看出,FA-OHRC-LADRC在加减转速时的最大调节电流和稳态运行时的电流纹波相比于TR-LADRC在保留LADRC稳定性的同时比RC-LADRC有更快的调节速度和更好的电流纹波抑制能力。



(a) PI控制器, LADRC方案转速对比



(b) 转速变化q轴电流对比

图10 基于PI控制器、TR-LADRC、RC-LADRC、FA-OHRC-LADRC负载变化时d轴电流纹波对比
Fig. 10 Based on PI controller、TR-LADRC、RC-LADRC、FA-OHRC-LADRC current ripple comparison of d-axis when load changes

3) 对参数不匹配的鲁棒性。

图11、图12显示了4种不同电流控制器在参数失配情况下的A相电流波形和FFT。给定转速为750 r/min,负载为10 N·m。由于4种不同电流控制器的性能与控制增益 $b_0(1/L)$ 有关,因此选择电感参数作为测试参数,分别设为 L 和 $0.5L$ 。可以看出,当 $L_s = 0.5L$ 时,电流回路仍然稳定,可以保持轻微失真的电流。在参数失配情况下,PI控制器的A相电流FFT总谐波畸变率THD = 10.73%。TR-LADRC的A相电流FFT总谐波畸变率THD = 6.97%。RC-LADRC的A相电流FFT总谐波畸变率THD为4.32%。FA-OHRC-LADRC的A相电流FFT总谐波畸变率THD为3.39%。对比以上数据,相比于PI,LADRC方案都能有效降低电流谐波,而FA-OHRC-LADRC在参数失配的情况下可以最显著地减少谐波。

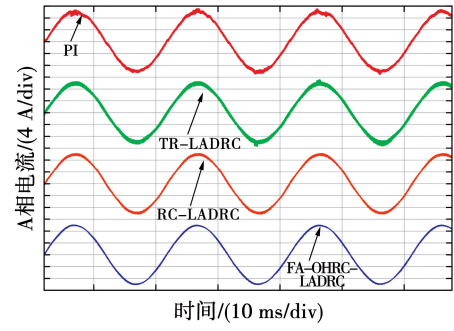
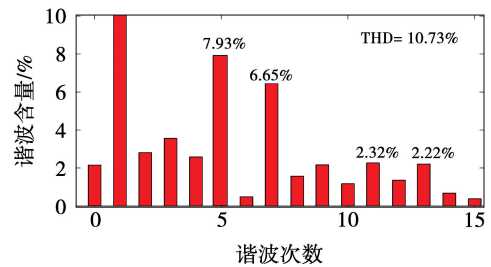
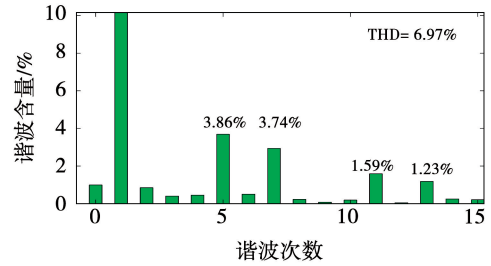


图11 额定负载下电感参数失配A相电流

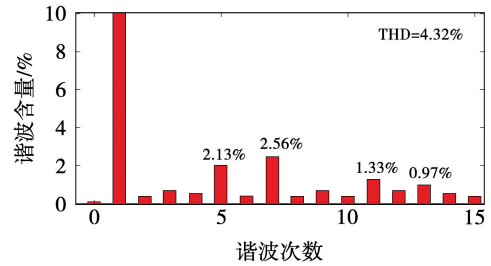
Fig. 11 Mismatch of inductance parameters under rated load, phase A current



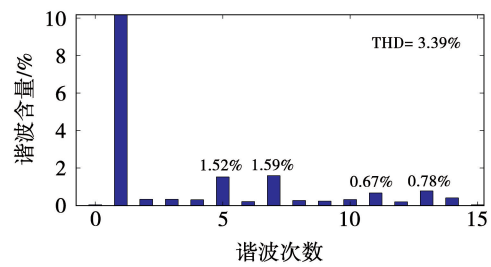
(a) PI控制器A相电流FFT



(b) TR-LADRC控制器A相电流FFT



(c) RC-LADRC控制器A相电流FFT



(d) FA-OHRC-LADRC控制器A相电流FFT

图12 额定负载下参数失配A相电流FFT分析

Fig. 12 FFT analysis of A-phase current with parameter mismatch under rated load

4 实验结果与分析

为了更好地验证仿真分析结果的正确性和 FA-OHRC-LADRC 对电流谐波的抑制作用,搭建如图 13 所示的实验平台,平台控制器基于 TMS320F28335 型 DSP 搭建而成。由示波器直接测量并储存相电流数据,最后通过 MATLAB 对储存的数据进行 FFT。永磁同步电机的系统参数如表 1 所示。

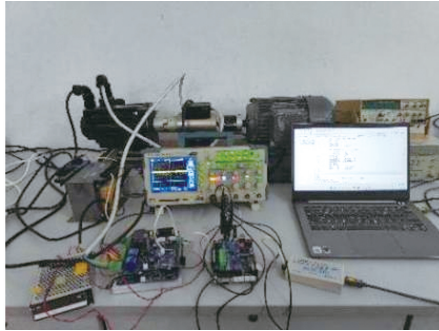


图 13 系统实验平台

Fig. 13 System experiment platform

为验证其稳态性能,在实验中设定转速为 750 r/min,负载转矩为 10 N·m。电机工作在 750 r/min 时, ω_1 为 300 Hz,此时,电路谐波频率 ω_1 不能整除采样频率 f_s 会产生分数阶延时。4 种不同控制器 A 相电流波形和 FFT 如图 14 所示。从快速傅里叶分析可以看出造成电机运行电流畸变的电流谐波主要为 5、7、11、13 次等奇次谐波,验证了分析和仿真的正确性。

表 3 为额定负载下 4 种控制方法的谐波含量对比。从表中可以看出相比于 PI 所有的 LADRC 方案都可以明显的降低 5、7、11 和 13 次等奇次电流谐波。而提出的 FA-OHRC-LADRC 可以最有效地降低谐波。

表 3 额定负载实验结果

Table 3 Rated load test results

(单位:%)

控制方法	5 次谐波	7 次谐波	11 次谐波	13 次谐波
PI 控制器	6.34	5.82	1.98	2.12
TR-LADRC	3.77	3.24	1.18	1.17
RC-LADRC	1.92	1.66	0.93	0.95
FA-OHRC-LADRC	0.77	0.63	0.56	0.57

由于 4 种控制器的性能与 $b_0 (1/L)$ 有关,因此选择电感参数作为测试参数,当 $L_s = 0.5L$ 时,进一步的电机满载工况谐波抑制实验如图 15 所示。给

定转速为 750 r/min,负载为 10 N·m。

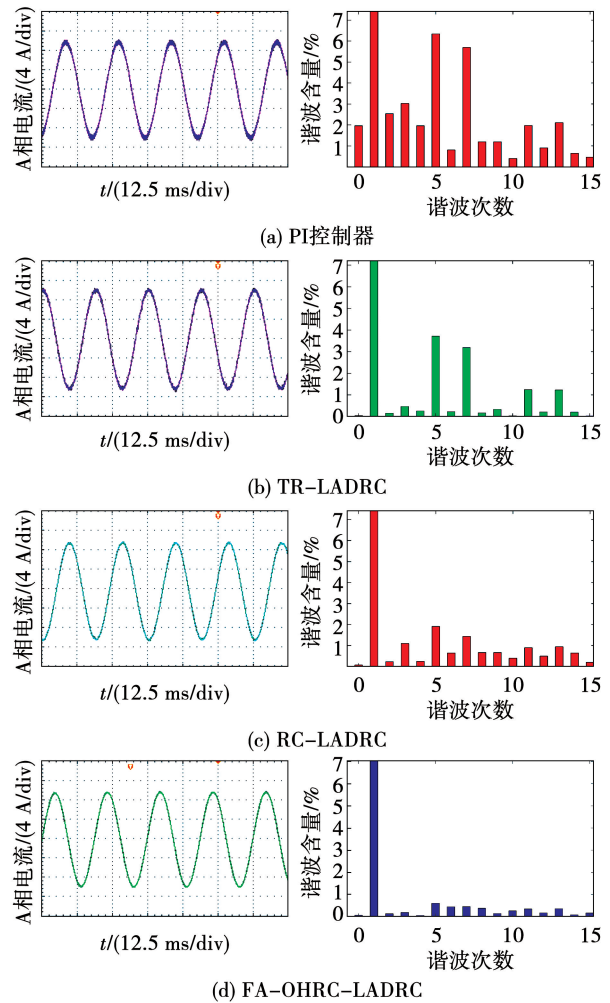


图 14 额定负载 A 相电流实验波形和 FFT

Fig. 14 Experimental waveform and FFT of rated load A-phase current

参数失配情况下的谐波含量对比如表 4 所示,当电感减小时控制增益 b_0 增大,PI 和 TR-LADRC 电流波形有明显畸变,而 FA-OHRC-LADRC 能够对电流谐波有明显地抑制作用。结果表明,该方法抑制电流谐波的能力相对不受参数影响,具有较强的鲁棒性。

表 4 额定负载下电感参数失配实验结果

Table 4 Experimental results at rated load

(单位:%)

控制方法	5 次谐波	7 次谐波	11 次谐波	13 次谐波
PI 控制器	7.09	6.21	2.03	2.74
TR-LADRC	4.52	4.03	1.91	1.52
RC-LADRC	2.21	1.68	1.33	1.35
FA-OHRC-LADRC	0.85	0.72	0.86	1.09

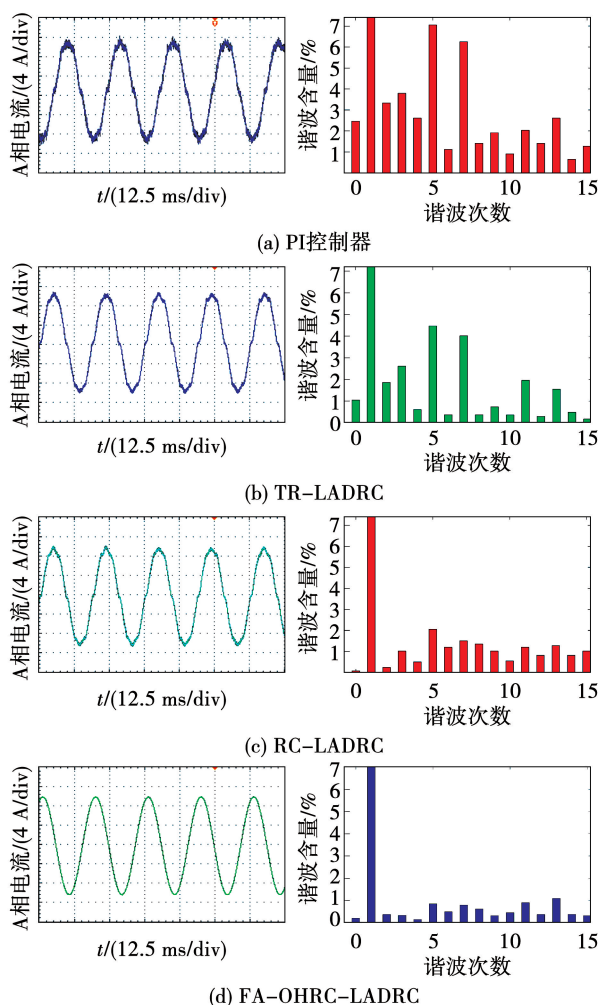


图15 额定负载下电感参数失配 A 相电流实验波形和 FFT

Fig. 15 Experimental waveforms and FFT of A phase current at rated load with inductance mismatch

5 结 论

本文提出一种频率自适应改进重复控制的自抗扰控制器用以有效抑制电流谐波。通过将重复控制器与 LADRC 并联,所提出的 FA-OHRC-LADRC 方案可以有效地提高直流干扰和交流干扰的估计和补偿能力。分析了所提出 FA-OHRC-LADRC 方案的稳定性、抗干扰性能和鲁棒性。针对传统重复控制采样频率和外部信号频率比值必须为整数问题,引入 IIR 滤波器对其构成的延时环节进行逼近。最后,通过仿真和试验验证,所提方法可以有效的对 PMSM 运行相电流中的 5、7、11、13 等奇次谐波进行抑制且鲁棒性较强。

参 考 文 献:

- [1] 李帅,孙立志,刘兴亚,等. 永磁同步电机电流谐波抑制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S1): 87.
LI Shuai, SUN Lizhi, LIU Xingya, et al. Current harmonics suppression strategies of permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 87.
- [2] 于家文,朱鹏程,徐永向. 基于直轴电压分析的 PMSM 逆变器死区补偿策略[J]. 电气工程学报, 2021, 16(4): 51.
YU Jiawen, ZHU Pengcheng, XU Yongxiang. Dead zone compensation strategy for inverter of PMSM based on direct axis voltage analysis[J]. Journal of Electrical Engineering, 2021, 16(4): 51.
- [3] 林治臣,史婷娜,李新旻,等. 准 Z 源逆变器-PMSM 控制中多电流传感器比例误差平衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(7): 2706.
LIN Zhichen, SHI Tingna, LI Xinmin, et al. Scaling errors balance method of multi-current sensors for permanent magnet synchronous motor driven by quasi-Z-source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(7): 2706.
- [4] 肖向华,张丽,朱孝勇,等. 基于参数敏感自适应的漏磁可变速永磁电机无位置传感器控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(4): 1606.
XIAO Xianghua, ZHANG Li, ZHU Xiaoyong, et al. Research on sensorless control of a variable leakage flux permanent magnet synchronous motor based on parameter sensitive adaption[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(4): 1606.
- [5] 于慎波,江爽,夏鹏澎. 盘式电机气隙漏磁与空载气隙磁密的解析计算[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(7): 61.
YU Shenbo, JIANG Shuang, XIA Pengpeng. Analysis and calculation for air gap leakage and open circuit air gap flux density of disc motor[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(7): 61.
- [6] 李琦,孙承旭,范涛,等. 车用双层内嵌式永磁电机转子磁极优化设计研究[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(9): 56.
LI Qi, SUN Chengxu, FAN Tao, et al. Rotor pole optimal design of double-layer interior permanent magnet machines for electric vehicle[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(9): 56.
- [7] 赵继乾,张永昌,诸晔源,等. 基于电流谐波最小的永磁同步电机无差拍预测电流控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(8): 16.
ZHAO Jiqian, ZHANG Yongchang, ZHU Yeyuan, et al. Deadbeat predictive current control of permanent magnet synchronous motor with current harmonics minimization[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(8): 16.
- [8] LU Wang, ZHU Z Q, HONG Bin, et al. Current harmonics suppression strategy for PMSM with nonsinusoidal back-EMF based on adaptive linear neuron method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 11(67): 9164.
- [9] QIU Tengfei, WEN Xuhui, ZHAO Feng. Adaptive linear-neuron-based dead-time effects compensation scheme for PMSM drives

- [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 3(31): 2530.
- [10] 金石, 朱熙, 金无痕, 等. 基于谐波提取器的永磁同步电机谐波抑制方法[J]. 电气工程学报, 2021, 16(1): 9.
- JIN Shi, ZHU Xi, JIN Wuhen, et al. Harmonic suppression method of permanent magnet synchronous motor based on harmonic extractor[J]. Journal of Electrical Engineering, 2021, 16(1): 9.
- [11] 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]. 中国电机工程学报, 2022, 42(24): 9062.
- CHEN Zhe, ZHANG Xuxuan, LIU Chunqiang, et al. Research on current decoupling and harmonic suppression strategy of permanent magnet synchronous motor based on proportional resonance type ADRC [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(24): 9062.
- [12] 田明赫. 基于自抗扰控制的永磁同步电机扰动抑制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020.
- [13] 武永燎, 李红, 宋欣达, 等. 基于改进型重复控制器的永磁同步电机电流谐波抑制方法研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(11): 2277.
- WU Yongliao, LI Hong, SONG Xinda, et al. Suppression of harmonic current in permanent magnet synchronous motors using improved repetitive controller[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(11): 2277.
- [14] 邱凌烽, 杨凯, 杨帆, 等. 基于改进重复自抗扰控制的永磁同步电机谐波抑制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2023(1): 1.
- QIU Lingfeng, YANG Kai, YANG Fan, et al. Harmonic suppression of permanent magnet synchronous motor based on revised repetitive-auto disturbance rejection control [J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2023(1): 1.
- [15] 韩京清. 从PID技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002(3): 13.
- HAN Jingqing. From PID technology to “active disturbance rejection control” technology [J]. Control Engineering of China, 2002(3): 13.
- [16] 康尔良, 吴炳道, 禹聪. 基于LADRC控制的永磁同步电机无位置传感器研究[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(2): 69.
- KANG Erliang, WU Bingdao, YU Cong. Research on sensorless of permanent magnet synchronous motorbased on LADRC control [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(2): 69.
- [17] TIAN Minghe, WANG Bo, YU Yong, et al. Discrete-time repetitive control-based ADRC for current loop disturbances suppression of PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2022, 5(18): 3138.
- [18] TIAN Minghe, WANG Bo, YU Yong, et al. Adaptive active disturbance rejection control for uncertain current ripples suppression of PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 3(71): 2320.
- [19] QU Lizhi, QIAO Wei, QU Liyan. Active disturbance rejection based sliding-mode current control for permanent-magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 1(36): 751.
- [20] 吕德刚, 纪堂龙, 姜国威. 改进STSMO的PMSM无传感器直接转矩控制系统 [J]. 哈尔滨理工大学学报, 2024, 29(2): 69.
- LÜ Degang, JI Tanglong, JIANG Guowei. PMSM sensorless direct torque control system with improved STSMO[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2024, 29(2): 69.

(编辑:刘琳琳)