

DOI: 10.3969/j.issn.1671-024x.2025.02.009

基于改进电流平均值法的 PMSM 谐波电流抑制策略

谷鑫^{1,2}, 马兰港¹, 李奕旻¹, 金雪峰^{1,2}

(1. 天津工业大学电气工程学院, 天津 300387; 2. 天津工业大学高效能电机系统智能设计与制造国家地方工程研究中心, 天津 300387)

针对传统永磁同步电机谐波电流抑制算法中基于低通滤波器和电流平均值法的谐波电流提取方法无法兼顾电流提取精度和动态响应速度的问题, 提出了一种基于改进电流平均值法的谐波电流提取方法。将谐波电流信号进行多旋转坐标系变换后, 先后经过低通滤波器和电流平均值算法模块进行滤波, 从而在保证谐波电流提取精度的同时, 加快提取的动态响应速度。将所提出的电流提取方法与电流 PI 控制策略相结合, 通过仿真分析对所提方法的有效性进行了验证。结果表明: 电机在 500、1 500 和 3 000 r/min 3 种典型转速下, 采用所提方法前后, 定子电流总谐波畸变率分别从 11.54%、8.14% 和 8.25% 降到了 6.84%、4.45% 和 5.66%, 实现了对永磁同步电机 5、7 次谐波电流的有效抑制。

关键词: 永磁同步电机; 谐波电流提取; 谐波电流抑制; 低通滤波器; 电流平均值法

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1671-024X(2025)02-0063-09

Harmonic current suppression strategy of PMSM based on improved average current method

GU Xin^{1,2}, MA Langang¹, LI Yiyang¹, JIN Xuefeng^{1,2}

(1. School of Electrical Engineering, Tiangong University, Tianjin 300387, China; 2. National Local Joint Engineering Research Center of Electrical Machine System Design and Manufacturing, Tiangong University, Tianjin 300387, China)

Abstract: Aiming at the issue that the harmonic current extraction methods based on low-pass filters and current average value methods in traditional permanent magnet synchronous motor (PMSM) harmonic current suppression algorithms cannot balance the extraction accuracy of harmonic currents and the dynamic response speed, an improved current average value method for harmonic current extraction is proposed. The harmonic current signal is transformed into multiple rotating coordinate systems, and then filtered successively through a low-pass filter and a current average value algorithm module, thereby ensuring the accuracy of harmonic current extraction while accelerating the dynamic response speed of the extraction. The proposed current extraction method is combined with the current PI control strategy, and the effectiveness of the proposed method is verified through simulation analysis. The results show that under three typical speeds of 500, 1 500, and 3 000 r/min, the total harmonic distortion (THD) of the stator current is reduced from 11.54%, 8.14%, and 8.25% to 6.84%, 4.45%, and 5.66% respectively before and after using the proposed method, achieving effective suppression of the 5th and 7th harmonic currents of the PMSM.

Key words: permanent magnet synchronous motor; harmonic current extraction; harmonic current suppression; low-pass filter; average current method

永磁同步电机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 具有功率密度高、运行速度范围广等优点^[1], 但电机本体电磁结构设计和工艺偏差、电力电子

驱动装置的非线性等因素会导致电机定子电流中含有一定量的谐波分量, 谐波电流会导致电机三相电流的正弦度变差, 降低系统的运行性能^[2-4]。因此, 抑制电

收稿日期: 2022-12-08

基金项目: 国家自然科学基金项目(52177055)

通信作者: 谷鑫(1980—), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为电机系统及其智能控制。E-mail: guxin@tiangong.edu.cn

流谐波对于保证电机系统稳定运行具有重要作用。

目前,针对永磁同步电机定子电流谐波抑制的研究主要从电机电磁结构设计和系统控制算法两个层面展开^[5-6]。在电机设计方面通常利用有限元分析优化电机电磁结构,设计适当的转子结构和定子绕组分布来提高电机电势的正弦度,减少由电机本体引起的谐波^[7-9]。而在电机控制算法方面是通过优化电机控制策略,采用补偿谐波分量的思路对谐波电流进行抑制。本文将重点从电机控制算法的角度,针对传统方法中存在的不足,对永磁电机谐波抑制策略进一步加以改进。

文献[10-12]提出了基于重复控制器、迭代学习控制器以及比例谐振控制器的电流谐波抑制方法。此类控制器可以实现对谐波电流的直接控制,但控制器的参数常常需要随着谐波频率进行调节,不便于在复杂工况下使用。

基于多同步旋转坐标系的谐波电压补偿法因实现起来较为简单且抑制效果明显,近年来受到了相关研究人员的关注^[13-20]。该方法分为谐波电流提取和谐波电流控制两步,其中电流谐波提取是将指定频次的谐波分量通过多同步旋转坐标变换后变为直流量,然后经过滤波处理后提取,因此滤波器的滤波性能是谐波电流准确提取的关键。采用一阶低通滤波器(first-order low pass filter, FLPF)进行滤波是最简单直接的方法,但 FLPF 的滤波能力有限。为了提高滤波能力,文献[15]和[16]分别采用了二阶巴特沃斯滤波器和 II 型切比雪夫滤波器,增强了对输入信号的衰减程度,但滤波器的结构较为复杂;文献[17]将 FLPF 与比例积分(proportional integral, PI)控制结合,设计了一种闭环结构的提取方法,该方法虽然在一定程度上改善了电流谐波的提取精度,但提取效果依赖于合适的 PI 参数。也有学者使用基于最小平方的自适应滤波器来提取电流谐波^[18-19],提高提取精度的同时增加算法的复杂程度。文献[20]分析了低通滤波器法在大电流工况下的局限性,并通过重构滤波器输出电流,实现了各工况下的电流谐波的精确提取,但没有考虑动态响应速度,且对电流跟踪精度有着高要求。为了缩减谐波电流提取的动态响应时间,加快提取速度,文献[21-22]采用电流平均值法(current average method, CAM)提取电流谐波,但对于复杂多变的电机系统来说,CAM 滤波后的电流中会包含一定量非必要的积分电流,影响谐波电流的提取精度。谐波电流控制则是将谐波电流与 0 的偏差输入至 PI 控制器,使其输出将谐波电流控制为 0 的谐波电压,谐波电压经多同步旋转坐标反变换变换至 α - β 轴后,再进行空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM),即可实

现对谐波电流的控制,也即实现了对谐波电流的抑制。

综上可知,谐波电流的准确提取是实现谐波电流抑制的前提。基于低通滤波器的滤波方法无法保证谐波电流的提取精度和动态响应速度同时达到最优,CAM 虽然有较快的动态响应速度,但提取精度较低。为了在保证滤波器提取精度的同时提升动态响应速度,本文建立了考虑谐波的永磁同步电机多旋转坐标系下的数学模型,分析了低通滤波器法和 CAM 的固有缺陷及其产生原因,提出基于改进电流平均值法(improved current average method, ICAM)的谐波电流抑制策略。并将该方法用于永磁同步电机的系统控制,与低通滤波器法和 CAM 两者进行比较,以验证本文方法在电流谐波提取性能和谐波抑制效果方面的有效性。

1 考虑谐波的永磁同步电机数学模型

当电机定子三相绕组采用星型方式连接时,理想条件下绕组对称分布,因此电机反电势波形呈半波对称,即绕组的反电势波形不含有偶次谐波,且三相 n 次谐波电流的相位互差 $2n\pi/3$ 。因此,定子谐波电流可以表示为:

$$\begin{cases} i_{an} = I_n \cos(n\omega t + \theta_n) \\ i_{bn} = I_n \cos(n\omega t - \frac{2}{3}n\pi + \theta_n) \\ i_{cn} = I_n \cos(n\omega t + \frac{2}{3}n\pi + \theta_n) \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_{an} 、 i_{bn} 、 i_{cn} 分别为 a、b、c 三相 n 次谐波电流; I_n 为 n 次谐波电流幅值; θ_n 为 n 次谐波电流初始相位; ω 为电机电角速度。

由式(1)可知,当 $n = 3k$ ($k = 1, 2, 3 \dots$) 时, n 次谐波电流幅值相等且相位相同。PMSM 定子绕组星型连接使 $3k$ 次谐波电流没有导通回路,故在绕组中不存在。当 $n = 6k + 1$ 时,a 相电流超前 b 相电流 $2n\pi/3$ 而滞后 c 相电流 $2n\pi/3$,与基波电流的相序相同,故认为是正序谐波电流。当 $n = 6k - 1$ 时,a 相电流滞后 b 相电流 $2n\pi/3$ 而超前 c 相电流 $2n\pi/3$,与基波电流相序相反,故认为是负序谐波电流。因此,PMSM 三相电流方程可进一步表示为:

$$\begin{cases} i_a = i_{a1} + \sum_{k=1}^m I_{6k\pm 1} \cos[(6k \pm 1)\omega t + \theta_{6k\pm 1}] \\ i_b = i_{b1} + \sum_{k=1}^m I_{6k\pm 1} \cos[(6k \pm 1)(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \theta_{6k\pm 1}] \\ i_c = i_{c1} + \sum_{k=1}^m I_{6k\pm 1} \cos[(6k \pm 1)(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \theta_{6k\pm 1}] \end{cases} \quad (2)$$

式中: $k = 1, 2, 3, \dots, m$ (m 为自然数)。

abc 坐标系变换为 dq 坐标系的变换矩阵为:

$$T_{abc}^{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

将式(2)经式(3)变换后可得到同步旋转坐标系下的永磁同步电机定子电流表达式:

$$\begin{cases} i_d = i_{d1} + \sum_{k=1}^m [I_{6k\pm 1} \cos(6k\omega t + \theta_{6k\pm 1})] \\ i_q = i_{q1} + \sum_{k=1}^m [I_{6k\pm 1} \sin(6k\omega t + \theta_{6k\pm 1})] \end{cases} \quad (4)$$

式中: $i_{d1} = I_1 \cos \theta_1$; $i_{q1} = I_1 \sin \theta_1$ 。

在同步旋转坐标系下,电机的电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega \psi_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \psi_d \end{cases} \quad (5)$$

式中: L_d 和 L_q 分别为电机定子的 d 轴和 q 轴电感; R 为电机定子电阻; ψ_d 和 ψ_q 分别为定子磁链 d 轴和 q 轴分量。

同步旋转坐标系中考虑谐波的定子磁链为:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_{f1} + \sum_{k=1}^m [\psi_{f(6k\pm 1)} \cos(6k\omega t + \theta_{\psi(6k\pm 1)})] \\ \psi_q = L_q i_q + \sum_{k=1}^m [\pm \psi_{f(6k\pm 1)} \sin(6k\omega t + \theta_{\psi(6k\pm 1)})] \end{cases} \quad (6)$$

式中: ψ_{f1} 、 $\psi_{f(6k\pm 1)}$ 分别为转子永磁体磁链的基波、 $6k \pm 1$ 次谐波分量幅值; $\theta_{\psi(6k\pm 1)}$ 为 $6k \pm 1$ 次谐波磁链的初始相位。

将式(4)带入式(6),同步旋转坐标系下电机的磁链也可以写成如下形式:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + L_d \sum_{k=1}^m [I_{6k\pm 1} \cos(6k\omega t + \theta_{6k\pm 1})] + \\ \psi_{f1} + \sum_{k=1}^m [\psi_{f(6k\pm 1)} \cos(6k\omega t + \theta_{\psi(6k\pm 1)})] \\ \psi_q = L_q i_q \pm L_q \sum_{k=1}^m [I_{6k\pm 1} \sin(6k\omega t + \theta_{6k\pm 1})] + \\ \sum_{k=1}^m [\pm \psi_{f(6k\pm 1)} \sin(6k\omega t + \theta_{\psi(6k\pm 1)})] \end{cases} \quad (7)$$

由于 5、7 次谐波电流的幅值相对较大,因此本文中主要考虑 5、7 次谐波电流的抑制,忽略更高次谐波。将式(4)和式(7)带入式(5)中可得到含有 5、7 次

谐波的永磁同步电机电压方程。

$$\begin{cases} u_d = R[I_1 \cos \theta_1 + I_5 \cos(6\omega t + \theta_5) + I_7 \cos(6\omega t + \theta_7)] - \\ 6\omega L_d [I_5 \sin(6\omega t + \theta_5) + I_7 \sin(6\omega t + \theta_7)] - \\ \omega L_q [I_1 \sin \theta_1 - I_5 \sin(6\omega t + \theta_5) + I_7 \cos(6\omega t + \theta_7)] + \\ \omega [\psi_{f7} \sin(6\omega t + \theta_{\psi 7}) - \psi_{f5} \sin(6\omega t + \theta_{\psi 5})] \\ u_q = R[I_1 \sin \theta_1 - I_5 \sin(6\omega t + \theta_5) + I_7 \sin(6\omega t + \theta_7)] + \\ 6\omega L_q [I_7 \cos(6\omega t + \theta_7) - I_5 \cos(6\omega t + \theta_5)] + \\ \omega L_d [I_1 \cos \theta_1 + I_5 \cos(6\omega t + \theta_5) + I_7 \cos(6\omega t + \theta_7)] + \\ \omega [\psi_{f1} + \psi_{f5} \cos(6\omega t + \theta_{\psi 5}) + \psi_{f7} \cos(6\omega t + \theta_{\psi 7})] \end{cases} \quad (8)$$

2 电流谐波抑制

2.1 谐波电流提取方法

2.1.1 多同步旋转坐标系

由式(2)~式(4)可知,当同步旋转坐标系以基波角速度为同步速旋转, d 、 q 轴电流的基波分量在同步旋转坐标系下表现为直流量,其他分量表现为交流量。同理可知,当同步旋转坐标系以 $(6k \pm 1)$ 倍基波角速度为同步速旋转,则 d 、 q 轴电流的 $(6k \pm 1)$ 次谐波分量表现为直流量,其他分量表现为交流量。

以 5、7 次同步旋转坐标系为例,由 abc 坐标系变换到 5、7 次同步旋转坐标系的变换矩阵分别为:

$$T_{abc}^{dq5} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(5\omega t) & \cos(5\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(5\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(5\omega t) & \sin(5\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \sin(5\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$T_{abc}^{dq7} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(7\omega t) & \cos(7\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(7\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(7\omega t) & -\sin(7\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(7\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (10)$$

将式(2)分别乘以式(9)和式(10),可得:

$$\begin{cases} i_{d5} = I_1 \cos(6\omega t + \theta_1) + I_5 \cos \theta_5 + I_7 \cos(12\omega t + \theta_7) \\ i_{q5} = I_1 \sin(6\omega t + \theta_1) + I_5 \sin \theta_5 + I_7 \sin(12\omega t + \theta_7) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} i_{d7} = I_1 \cos(6\omega t - \theta_1) + I_5 \cos(12\omega t - \theta_5) + I_7 \cos \theta_7 \\ i_{q7} = -I_1 \sin(6\omega t - \theta_1) - I_5 \sin(12\omega t - \theta_5) + I_7 \sin \theta_7 \end{cases} \quad (12)$$

由式(11)和式(12)可知,在 5 次同步旋转坐标系下,5 次电流谐波表现为直流量,而电流基波与其他频次电流谐波表现为交流量;在 7 次同步旋转坐标系下,7 次电流谐波表现为直流量,而电流基波与其他频次电流谐波表现为交流量。

因此,只需要将 5、7 次同步旋转坐标系下电流中的交流分量滤掉,即可将 5、7 次电流谐波提取出来。提取精度取决于对交流量的滤波效果,常用的滤波方法有低通滤波器法和电流平均值法。

2.1.2 传统低通滤波器法 (FLPF)

FLPF 的传递函数为:

$$G(s) = \frac{2\pi f_n}{s + 2\pi f_n} \quad (13)$$

式中: f_n 为截止频率。

$f_n = 10$ 时,FLPF 的伯德 (Bode) 图如图 1 所示。

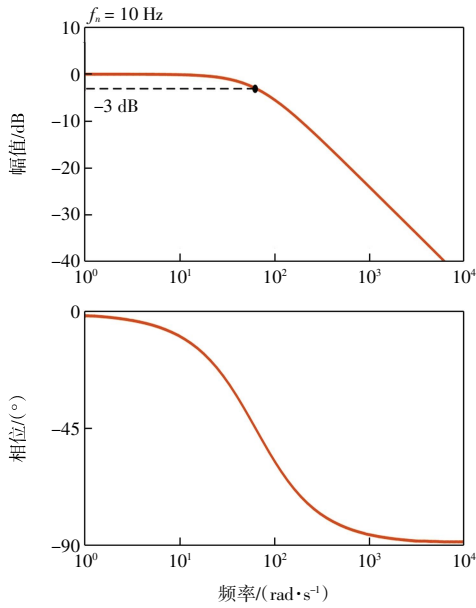


图 1 FLPF 的 Bode 图

Fig.1 Bode diagram of FLPF

由图 1 可知,通过设定合适的截止频率,可将 FLPF 输入信号中高频信号的幅值进行不同程度的衰减。因此,定子三相电流经过式(9)和式(10)坐标变换后,输入至 FLPF 中对交流信号幅值进行衰减,即可得到所需的 5、7 次电流谐波分量。采用 FLPF 提取 5、7 次电流谐波分量的框图如图 2 所示,其中, $i_{d5h} = I_5 \cos \theta_5$, $i_{q5h} = I_5 \sin \theta_5$, $i_{d7h} = I_7 \cos \theta_7$, $i_{q7h} = I_7 \sin \theta_7$ 。

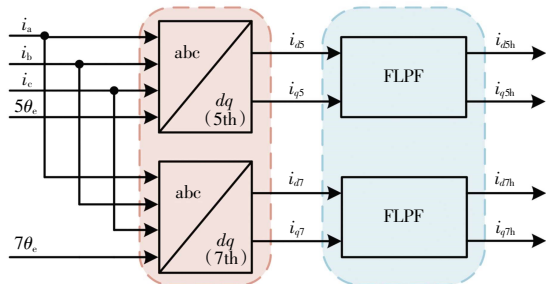


图 2 传统低通滤波器法提取谐波电流框图

Fig.2 Block diagram of harmonic current extraction by conventional low-pass filter method

对式(13)进行后向欧拉离散,可得:

$$y(k) = \frac{2\pi f_n T_s}{1 + 2\pi f_n T_s} x(k) + \frac{1}{1 + 2\pi f_n T_s} y(k-1) \quad (14)$$

式中: T_s 为控制周期; $x(k)$ 为第 k 个控制周期的输入值; $y(k-1)$ 与 $y(k)$ 分别为第 $k-1$ 个控制周期与第 k 个控制周期的输出值。

由式(14)可知,FLPF 在第 k 个控制周期的输出值不仅与该控制周期的输入值有关,还与第 $k-1$ 个控制周期的输出值有关。截止频率越高,FLPF 在第 k 个控制周期的输出值受第 $k-1$ 个控制周期输出值的影响越小,FLPF 的稳态性能越差,动态性能越好;截止频率越低,FLPF 在第 k 个控制周期的输出值受第 $k-1$ 个控制周期输出值的影响越大,FLPF 的稳态性能越好,动态性能越差。因此,FLPF 的动态性能和稳态性能无法同时达到最佳。

2.1.3 传统电流平均值法 (CAM)

在时域下,CAM 的表达式为:

$$i_{out} = \frac{1}{T_{delay}} \int_{t-T_{delay}}^t i_{in} dt \quad (15)$$

式中: i_{in} 为 CAM 的输入值; i_{out} 为 CAM 的输出值; T_{delay} 为延迟周期。

由式(15)可知,若 T_{delay} 为 i_{in} 中各交流分量周期的最小公倍数,则各交流分量在区间 $[t - T_{delay}, t]$ 的积分值为零,一个延时周期即可完成对 i_{in} 中直流分量的提取。

采用 CAM 提取 5、7 次电流谐波分量的框图如图 3 所示,由式(11)和式(12)可知,当 $T_{delay} = 1/6\omega$ 时, i_{d5} 、 i_{q5} 、 i_{d7} 和 i_{q7} 中的交流量在一个延时周期内积分值为零。

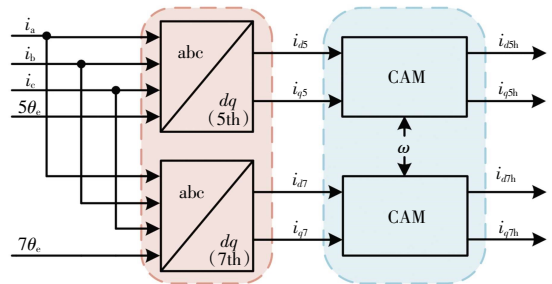


图 3 电流平均值法提取谐波电流框图

Fig.3 Block diagram of harmonic current extraction by CAM

理想情况下,认为 i_{d5} 、 i_{q5} 、 i_{d7} 和 i_{q7} 中的交流量半波对称,可以被 CAM 完全消除。然而 PMSM 系统在实际运行时是复杂多变的,转矩的突变、转速的波动、开关频率的限制和其他频次谐波的存在等非理想因素的存在,会使一个延迟周期内交流量半波不对称,导致 CAM 输出额外的积分值,影响电流谐波的提取精度。

2.1.4 改进电流平均值法 (ICAM)

由 2.1.2 和 2.1.3 节可知,当采用 FLPF 提取电流

谐波分量时,动态响应速度和提取精度受截止频率的影响较大,且不能同时得到满足。当采用 CAM 提取电流谐波分量时,随动态响应速度较快,但提取精度受非理想因素的影响。

此外,对于额定电流较大的电机,由式(11)和式(12)可知,高幅值基波电流将在 5、7 次同步旋转坐标系下表现为高幅值的六倍频交流量。而从图 1 可知 FLPF 并不能将输入信号的幅值衰减为零,这将导致 FLPF 输出值中六倍频交流量的幅值不可忽略,大幅度降低了电流谐波的提取精度。文献[20]认为电流参考值即为基波电流幅值,将实际电流与电流参考值做差后输入至谐波电流提取模块,以此来提高大电流下的提取精度,但所提方法依赖电流实际值的跟踪精度,且没有改善动态速度。

为了在保证电流谐波分量提取精度的同时加快动态响应速度,本文提出了 ICAM,如图 4 所示。

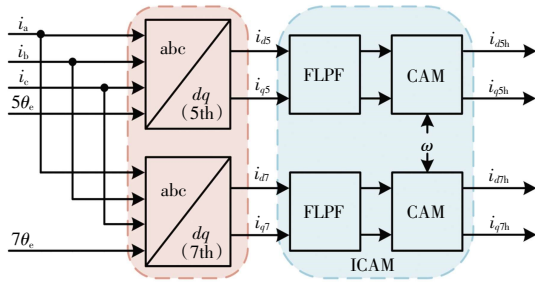


图 4 改进电流平均值法提取谐波电流框图

Fig.4 Block diagram of harmonic current extraction by ICAM

由图 4 可知,ICAM 由 FLPF 与 CAM 串联组成。FLPF 与 CAM 串联之后,CAM 可快速的对 FLPF 的输出信号进行滤波,弥补了 FLPF 为了提高动态响应速度而带来的滤波精度降低的影响;同时,在大电流下,FLPF 输出的高幅值六倍频交流量被 CAM 滤除,提高了大电流下的滤波精度;此外,输入至 CAM 的半波不对称交流信号已被 FLPF 衰减,很大程度上削弱了 CAM 输出的额外积分值,减轻了对滤波效果的影响。综上可知,FLPF 与 CAM 相辅相成,两者的串联结构实现了对电流谐波的快速、准确提取。

2.2 谐波电流抑制算法

将 ICAM 提取出的 5、7 次谐波电流与给定值 0 的偏差输入至 PI 控制器,可得到补偿电压 u_{d5h} 、 u_{q5h} 、 u_{d7h} 和 u_{q7h} 。将补偿电压经坐标变换变换至 $\alpha - \beta$ 坐标系后,输入至 SVPWM 模块中,即可实现 5、7 次谐波电流跟踪给定值 0,也即实现对电机谐波电流的抑制。

由 5、7 次同步旋转坐标系变换至 $\alpha - \beta$ 坐标系的变换矩阵为:

$$T_{dq5}^{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(5\omega t) & \sin(5\omega t) \\ -\sin(5\omega t) & \cos(5\omega t) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$T_{dq7}^{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(7\omega t) & -\sin(7\omega t) \\ \sin(7\omega t) & \cos(7\omega t) \end{bmatrix} \quad (17)$$

基于 PI 控制器的谐波电流控制框图如图 5 所示。

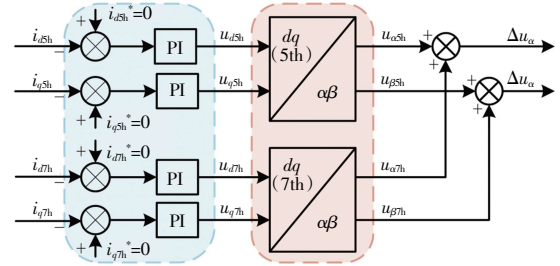


图 5 基于 PI 控制器的谐波电流控制方法框图

Fig.5 Block diagram of harmonic current control method based on PI controller

结合图 4 和图 5,可得谐波电流抑制策略的整体控制框图如图 6 所示。

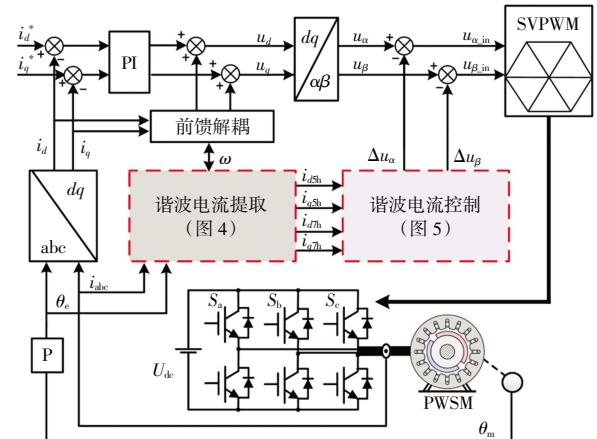


图 6 谐波电流抑制策略整体控制框图

Fig.6 Overall control block diagram of harmonic current suppression strategy

3 仿真结果验证

3.1 谐波模型搭建

为验证谐波电流提取方法的有效性,搭建了 MATLAB/Simulink 模型并进行仿真验证,仿真中所用内置式永磁同步电机的参数如表 1 所示。

表 1 电机参数

Tab.1 Parameters of IPMS

额定电压/V	额定电流/A	额定转矩/(N·m)	额定转速/(r·min ⁻¹)	极对数
346	180	72	3 000	4
定子电阻/Ω	d 轴电感/mH	q 轴电感/mH	磁链/Wb	
0.03	0.104 9	0.345 3	0.038 749	

PMSM 的谐波来源于永磁体磁链谐波、死区效应以及逆变器管压降。而 MATLAB/Simulink 仿真软件中自带的永磁同步电机模型是一个理想元件,其反电势波形呈正弦,不含有由气隙磁场畸变引起的谐波电流。因此,本文首先在 MATLAB/Simulink 环境下建立了反电势波形畸变的永磁同步电机本体模型,然后分别在 SVPWM 模块和逆变器模块中加入死区时间和管压降,用于验证谐波电流提取和抑制策略的可行性。其中,死区时间设为 $5 \mu\text{s}$,IGBT 和二极管的管压降分别设为 2.8 V 和 0.7 V ,MATLAB 电机本体模型的反电势根据预先测得的实际电机畸变反电势来设计,其波形如图 7 所示。

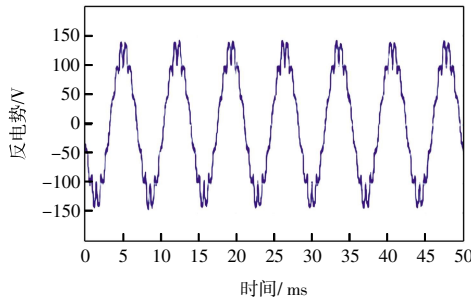


图 7 实验电机反电势波形

Fig.7 Back EMF waveform of experimental motor

对畸变的反电势波形进行傅里叶频谱分析,得到反电势的谐波参数。以 a 相为例,a 相反电势谐波的幅值及初始相位如表 2 所示。

表 2 电机各次谐波反电势谐波幅值与相位

Tab.2 Harmonic amplitude and phase of each harmonic back EMF of motor

谐波次数	幅值/V	相位/($^{\circ}$)
基波	150.57	-34.9
5	1.50	210.4
7	1.51	116.5

3.2 谐波电流提取方法仿真验证

首先,验证本文所提谐波电流提取方法的提取精度。当电机空载运行在 3000 r/min 时,在 0.2 s 和 2.1 s 分别突加 $36 \text{ N}\cdot\text{m}$ (半载)和 $72 \text{ N}\cdot\text{m}$ (满载)的情况下,分析对比传统 FLPF 法(图 2)、CAM 法(图 3)、文献[20]中所提方法以及本文所提 ICAM 法(图 4)对 5、7 次电流谐波分量的提取情况,提取结果如图 8 所示。其中,低通滤波器的截止频率 f_n 均设为 10 Hz 。

由图 8(a)可知,传统 FLPF 法提取谐波电流的精度较差,并且能够很明显的看出, $72 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时所提取出来的谐波电流波形要比 $36 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时提取出来的粗。这是由于 $36 \text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $72 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时三相电流基波幅值分为

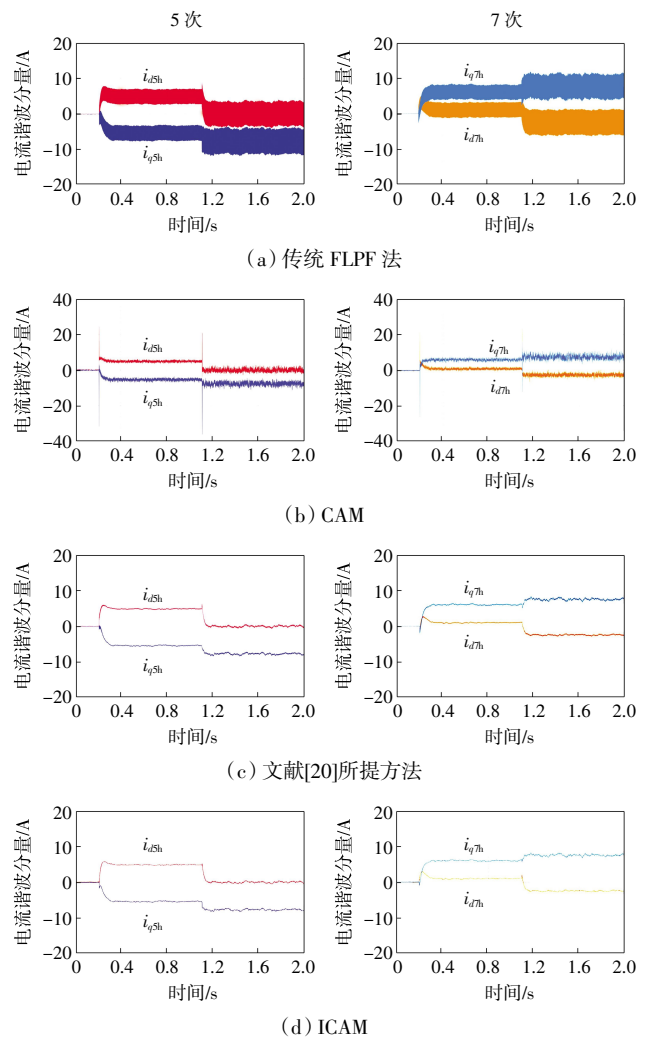


图 8 不同方法下 5、7 次电流谐波分量提取精度对比

Fig.8 Extraction accuracy of the 5th and 7th current harmonic components under different extraction methods

126 A 和 213 A ,由前文分析可知基波电流在 5、7 次同步旋转坐标系下被变换为幅值不变的六倍频交流量后输入至 FLPF,而 FLPF 无法将信号衰减为零,这就导致输出电流中仍然包含幅值不可忽视的六倍频交流量,且输入的交流量幅值越高,输出的交流量幅值也就越高。由图 8(b)可知,CAM 法具有较快的动态响应速度,但动态过程有明显的电流冲击,这是由于动态过程中电流半波不对称,导致输出了额外的积分值。同时,稳态过程中电流波动、转速波动等非理想因素也会输出额外的积分值,导致 CAM 提取精度较低。对比图 8(a)和图 8(c)可知,文献[20]将 FLPF 输入电流中的基波电流减去,避免了高幅值交流量的影响,5、7 次谐波电流的提取精度大幅度提升,然而该方法将给定电流视为基波电流,准确度依赖电流跟踪精度,动态跟踪过程会存在固有误差,且该方法没有对动态响应速度进行改善。对比图 8(a)、图 8(c)和图 8

(d)可知,在相同截止频率下,本文所提出的 ICAM 在提取谐波电流时的精度更高。对比图 8(b)和图 8(d)可知,与 CAM 相比,虽然 ICAM 动态响应速度较慢,但在电流谐波提取精度方面有着明显优势,且动态过程不存在冲击电流,可靠性更高。

由前文分析可知,FLPF 的动态响应速度和提取精度取决于截止频率的值,为了验证 ICAM 在保证提取精度的同时有更快的动态响应速度,令电机半载运行在 3 000 r/min,0.2 s 时突加载至满载,分析对比不同截止频率下传统 FLPF 法、文献[20]中所提方法以及本文所提 ICAM 法的提取动态响应速度,结果如图 9 所示。

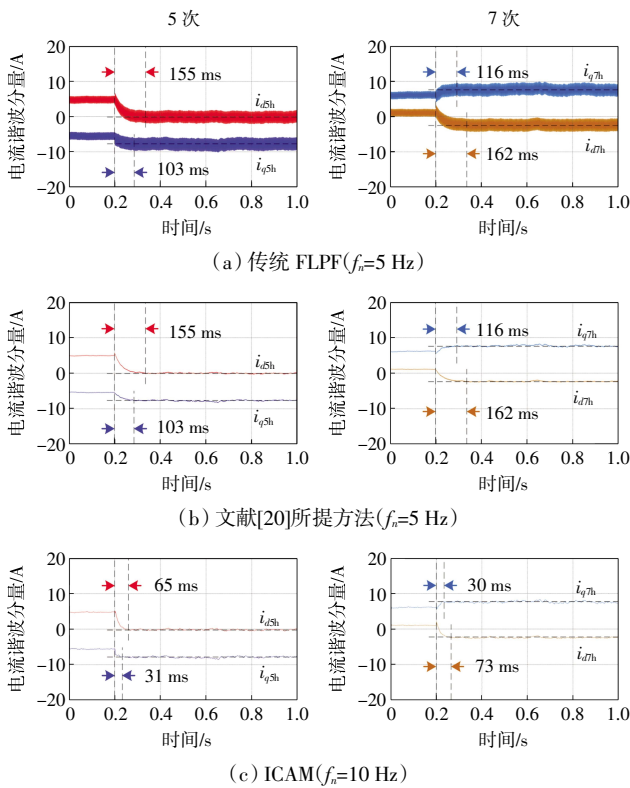


图 9 不同方法下 5、7 次电流谐波分量提取动态响应速度对比
Fig.9 Comparison of dynamic response of the 5th and 7th current harmonic components under different extraction methods

对比图 8(a)和图 9(a)、图 8(c)和图 9(b)可知,截止频率由 10 Hz 减小为 5 Hz 后,传统 FLPF 方法和文献[20]所提方法的谐波电流提取精度均得到了改善,说明降低截止频率有利于提高谐波提取精度;但从图中也可以看出减小截止频率后,会导致动态响应时间增加。为了说明所提方法的有效性,所提方法在不降低截止频率($f_n = 10$ Hz)的情况下与传统 FLPF 方法和文献的[20]所提方法($f_n = 5$ Hz)进行对比:由图 9(a)和图 9(c)对比可知,所提方法在提取精度和动态响应速度方面均优于传统 FLPF 方法;由图 9(b)和图 9(c)对

比可知,文献[20]所提方法在截止频率为 5 Hz 时,与 ICAM 在截止频率为 10 Hz 时有着相近的提取精度,而文献[20]提取 i_{d5h} 、 i_{q5h} 、 i_{d7h} 和 i_{q7h} 时的动态响应时间更长,分别为 155、103、162 和 116 ms,而 ICAM 提取时的动态响应时间则更短,分别为 65、31、73 和 30 ms。由此可知,本文所提 ICAM 在保证谐波电流提取精度的同时有更快的动态响应速度。

3.3 谐波电流抑制策略仿真验证

为了验证本文所建立的谐波电流抑制算法的有效性,当电机转速分别为 500、1 500 和 3 000 r/min,负载转矩均为 36 N·m 时,电流谐波抑制前后的 A 相电流波形及其快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT)分析结果如图 10—图 12 所示。

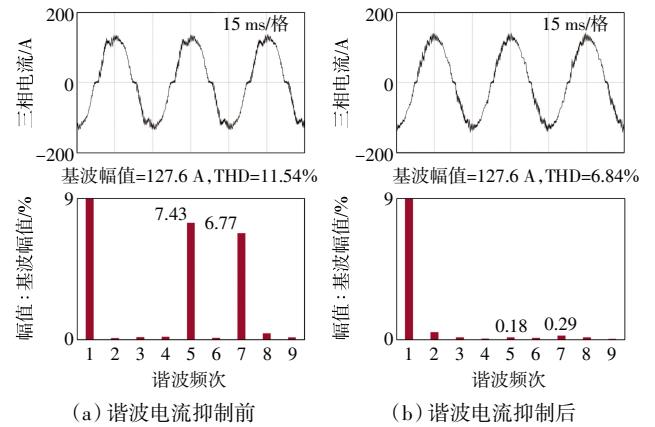


图 10 500 r/min、36 N·m 时 A 相电流波形及其 FFT 分析结果
Fig.10 A-phase current waveform and its FFT analysis results at 500 r/min and 36 N·m

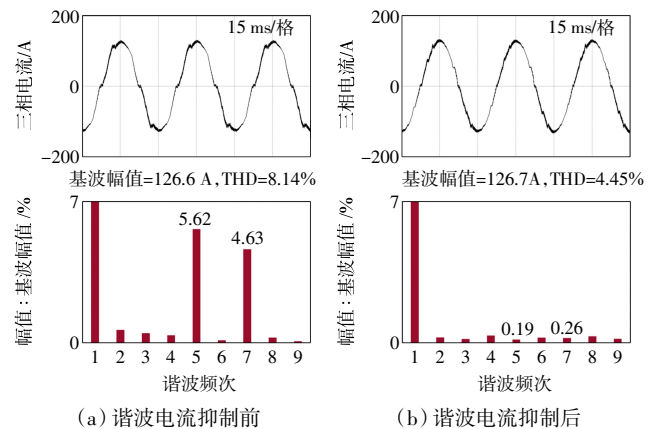


图 11 1 500 r/min、36 N·m 时 A 相电流波形及其 FFT 分析结果
Fig.11 A-phase current waveform and its FFT analysis results at 1 500 r/min and 36 N·m

由图 10—图 12 可知,当电机转速分别为 500、1 500 和 3 000 r/min,负载转矩为 36 N·m 时,施加本文所建立的谐波电流抑制算法后,5 次谐波电流幅值分别从基波幅值的 7.43%、5.62%和 4.99%降到了 0.18%、

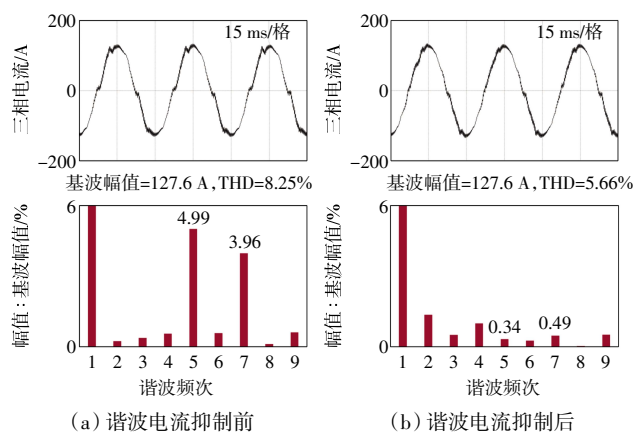


图 12 3000 r/min、36 N·m 时 A 相电流波形及其 FFT 分析结果

Fig.12 A-phase current waveform and its FFT analysis results at 3000 r/min and 36 N·m

0.19%和 0.34%，7 次谐波电流幅值分别从基波幅值的 6.77%、4.63%和 3.96%降到了 0.29%、0.26%和 0.49%，总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)值分别从 11.54%、8.14%和 8.25%降到了 6.84%、4.45%和 5.66%。由此说明，施加本文所建立的谐波电流抑制算法后，三相电流中 5、7 次谐波电流的幅值大幅降低，明显提高了三相电流的正弦度。

4 结 论

本文主要对谐波电流抑制算法中的谐波电流提取方法进行了研究。首先建立了 PMSM 的谐波数学模型，介绍了多同步旋转坐标变换，然后分析了基于 FLPF 的谐波电流提取方法和 CAM 谐波电流提取方法的缺点及其产生原因，并针对缺点进行改进，提出了 ICAM；其次，将 ICAM 与基于 PI 控制器的谐波电流控制方法相串联，组成了一套完整的谐波电流抑制算法；最后，利用 MATLAB/Simulink 仿真平台对 ICAM 以及所组成谐波电流抑制算法有效性进行了分析验证。

通过与 FLPF 方法及相关改进方法对比表明，所提出的 ICAM 谐波电流提取方法既具有更高的提取精度，同时具有更快的动态响应速度。此外，在 PMSM 控制系统中施加本文所提出的谐波电流抑制算法后，电机在 500、1500、3000 r/min 典型转速下，5 次谐波电流幅值从基波幅值的 7.43%、5.62%和 4.99%降到了 0.18%、0.19%和 0.34%，7 次谐波电流幅值从基波幅值的 6.77%、4.63%和 3.96%降到了 0.29%、0.26%和 0.49%，THD 值从 11.54%、8.14%和 8.25%降到了 6.84%、4.45%和 5.66%，电机定子三相电流的正弦度

得到了明显的改善。

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): 87-96.
LI S, SUN L Z, LIU X Y, et al. Current harmonic suppression strategy of permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 87-96(in Chinese).
- [2] TANG N J, BROWN I P. Framework and solution techniques for suppressing electric machine winding MMF space harmonics by varying slot distribution and coil turns[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(5): 1-12.
- [3] FENG G D, LAI C Y, KAR N C. An analytical solution to optimal stator current design for PMSM torque ripple minimization with minimal machine losses[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10):7655-7665.
- [4] DU J M, YU Z Y, LI Y, et al. Research on the influence of vibration response of permanent magnet motor under harmonic current[C]//2020 2nd International Conference on Smart Power & Internet Energy Systems (SPIES). Bangkok, Thailand:IEEE, 2020:572-576.
- [5] 张剑, 温旭辉, 李文善, 等. 基于谐波观测器的永磁同步电机谐波电流抑制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(10): 3336-3350.
ZHANG J, WEN X H, LI W S, et al. Research on harmonic current suppression strategy of permanent magnet synchronous motor based on harmonic observers[J]. Journal of Chinese Electrical Engineering Science, 2020, 40(10): 3336-3350 (in Chinese).
- [6] LIU G W, ZHANG Y, JIN S, et al. Research on harmonic current suppression technology of permanent magnet synchronous motor based on surrogate mode[C]//2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Sydney, Australia:IEEE, 2017:1-5.
- [7] LI G J, REN B, ZHU Z Q, et al. Cogging torque mitigation of modular permanent magnet machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(1):1-10.
- [8] EBRAHIMI A. A novel harmonic current control algorithm for torque ripple reduction of permanent magnet synchronous motors for traction application[C]//2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC). Nottingham, UK:IEEE, 2018:1-5.
- [9] FAKAM M, HECQUET M, LANFRANCHI V, et al. Design and magnetic noise reduction of the surface permanent magnet synchronous machine using complex air-gap permeance[J].

- IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(4):1-9.
- [10] WU X H, PANDA S K, XU J X. Design of a plug-in repetitive control scheme for eliminating supply-side current harmonics of three-phase PWM boost rectifiers under generalized supply voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7):1800-1810.
- [11] KIM H, HAN Y S, LEE K, et al. A sinusoidal current control strategy based on harmonic voltage injection for harmonic loss reduction of PMSMs with non-sinusoidal back-EMF[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(6): 7032-7043.
- [12] DENG W T, XIA C L, YAN Y, et al. Online multiparameter identification of surface-mounted PMSM considering inverter disturbance voltage[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(1):202-212.
- [13] YI P, WANG X J, SUN Z C. Instantaneous harmonic decomposition technique for three-phase current based on multiple reference coordinates[J]. IET Electric Power Applications, 2018, 12(4): 547-556.
- [14] FENG G D, LAI C Y, LI W L, et al. Dual reference frame based current harmonic minimization for dual three-phase PMSM considering inverter voltage limit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7):8055-8066.
- [15] FENG G D, LAI C Y, TIAN J B, et al. Multiple reference frame based torque ripple minimization for PMSM drive under both steady-state and transient conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7):6685-6696.
- [16] WANG W S, LIU C H, LIU S Y, 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.
- [17] LIU G, CHEN B D, WANG K, et al. Selective current harmonic suppression for high-speed PMSM based on high-precision harmonic detection method[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(6):3457-3468.
- [18] TANG Z Y, AKIN B. A new LMS algorithm based deadtime compensation method for PMSM FOC drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(6):6472-6484.
- [19] QU J Z, JATSKEVICH J, ZHANG C N, et al. Torque ripple reduction method for permanent magnet synchronous machine drives with novel harmonic current control[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(3):2502-2513.
- [20] CHEN Z W, YAN Y, SHI T N, et al. An accurate virtual signal injection control for IPMSM with improved torque output and widen speed region[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2):1941-1953.
- [21] 李生民, 肖亚敏, 梁吉宁, 等. 基于闭环电流平均值法的永磁同步电机谐波抑制方法[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(5): 51-57.
LI S M, XIAO Y M, LIANG J N, et al. Harmonic current suppression of permanent magnet synchronous motor based on closed-loop current average method[J]. Motor and Control Application, 2019, 46(5): 51-57(in Chinese).
- [22] 齐歌, 王臻, 张琳婧. 基于坐标变换和平均值法的PMSM定子相电流谐波抑制策略研究[J]. 微特电机, 2020, 48(9): 1-6.
QI G, WANG Z, ZHANG L J. Research on harmonic suppression strategy of permanent magnet synchronous motor stator phase current based on coordinate transformation and current average method[J]. Small and Special Electrical Machines, 2020, 48(9): 1-6(in Chinese).

本文引文格式:

谷鑫, 马兰港, 李奕昉, 等. 基于改进电流平均值法的PMSM谐波电流抑制策略[J]. 天津工业大学学报, 2025, 44(2): 63-71.

GU X, MA L G, LI Y Y, et al. Harmonic current suppression strategy of PMSM based on improved average current method[J]. Journal of Tiangong University, 2025, 44(2): 63-71(in Chinese).