

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2519067

# 基于PIR谐波抑制的IPMSM虚拟直流信号注入 MTPA控制\*

刘欣然 张懿 魏海峰

(江苏科技大学自动化学院 镇江 212100)

**摘要:** 针对逆变器非线性因素造成电流谐波和转矩脉动,从而降低IPMSM的MTPA控制观测精度的问题,提出一种虚拟直流信号注入MTPA与比例积分谐振控制器结合的协同控制策略。首先,虚拟直流信号注入MTPA方法在 $d-q$ 轴反馈电流中注入虚拟直流信号,同时结合电压信息计算虚拟功率响应实现最优电流矢量角的精准跟踪,避免了电流和转矩脉动。其次,引入准谐振控制器,将准谐振控制器与传统的电流环PI控制器并联构成PIR复合控制器,通过其对特定谐波频率(如5次、7次)的高增益特性,定向补偿逆变器非线性因素引入的低频谐波。同时,PIR控制器的引入进一步改善电压电流波形质量,提升MTPA控制的精度,两者协同形成“谐波抑制-效率优化”的双重闭环。实验结果表明:在不同转速场景下,所提协同控制策略均能有效抑制5次、7次谐波,降低电流总谐波畸变率;在相同负载转矩条件下,与传统MTPA控制以及虚拟直流信号注入MTPA控制相比,所提协同控制策略所需的电流值低于其他两种控制策略,MTPA控制精度更高。

**关键词:** 永磁同步电机;虚拟直流信号注入;MTPA控制;PIR控制器;谐波抑制

**中图分类号:** TM341;TN713 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

## MTPA control based on PIR harmonic suppression and IPMSM virtual DC signal injection

Liu Xinran Zhang Yi Wei Haifeng

(Institute of Automation, Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang 212100, China)

**Abstract:** To address the issues of current harmonics and torque pulsation caused by the inverter's nonlinear factors, which reduce the MTPA control accuracy of IPMSM, this paper proposes a collaborative control strategy that combines virtual DC signal injection MTPA with a proportional-integral resonant controller. First, the virtual DC signal injection method injects a virtual DC signal into the  $d-q$  axis feedback current, and simultaneously calculates the virtual power response using voltage information to achieve precise tracking of the optimal current vector angle, thereby avoiding current and torque pulsation. Second, a quasi-resonant controller is introduced, which is combined with a traditional current loop PI controller to form a PIR composite controller. By leveraging its high gain characteristics for specific harmonic frequencies (such as 5th and 7th), it compensates for the low-frequency harmonics introduced by inverter nonlinearity. Additionally, the introduction of the PIR controller further improves the quality of voltage and current waveforms, enhancing the precision of MTPA control. Together, these two components form a dual closed loop of harmonic suppression-efficiency optimization. The experimental results show that the proposed cooperative control strategy can effectively suppress the 5th and 7th harmonics and reduce the total harmonic distortion rate of current under different speed scenarios; under the same load torque conditions, compared to traditional MTPA control and virtual DC signal injection MTPA control, the proposed collaborative control strategy requires lower current values and achieves higher MTPA control accuracy.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motor; virtual DC signal injection; MTPA control; PIR controller; harmonic suppression

## 0 引言

内置式永磁同步电机 (interior permanent magnet

synchronous motor, IPMSM) 凭借其功率密度高、效率高等优势,在电动汽车和工业伺服等领域获得广泛应用<sup>[1-2]</sup>。为了实现 IPMSM 的高性能控制,最大转矩电流比(maximum

收稿日期:2025-06-10

\* 基金项目:国家自然科学基金(51977101)、镇江市产业前瞻性与共性关键技术重点研发项目(GY2023003)资助

torque per ampere, MTPA) 控制策略被大量研究并应用于实际场景, 然而, 实际应用中, IPMSM 会受到逆变器非线性因素的干扰, 造成电流谐波增多, 电机损耗加剧, 降低系统的控制性能<sup>[3]</sup>。因此, 如何有效抑制谐波干扰并优化 IPMSM 的 MTPA 控制策略, 成为当前研究的热点之一。

目前实现电机 MTPA 控制的方法存在许多不足之处, 其中直接公式法易受电机温度、磁路饱和等因素影响, 导致公式计算得到的定子电流矢量角不准确<sup>[4-5]</sup>; 查表法需要复杂又耗时的离线测试来获得表格<sup>[6]</sup>; 极值搜索法在采用固定步长进行搜索时, 导致搜索结果在最优转矩角附近振荡, 从而引发转矩波动<sup>[7-8]</sup>; 而实际信号注入法由于高频信号的注入会引起额外功率损耗与转矩脉动, 导致电机振动<sup>[9-10]</sup>。

为克服这些不足, 虚拟信号注入技术逐渐受到关注。Chen 等<sup>[11]</sup>提出虚拟正弦信号注入法, 通过注入高频虚拟正弦信号来实现对 MTPA 工作点的跟踪, 避免了由信号注入带来的损耗增加等问题。邱建琪等<sup>[12]</sup>提出了一种新的虚拟信号注入方法, 通过简化运算过程和避免高阶偏导数项的忽略, 进一步提升了控制精度和动态响应能力。任志斌等<sup>[13]</sup>提出了一种改进虚拟正弦信号注入方法, 通过简化信号注入过程中的开方运算, 并重新推导 MTPA 判据公式, 省去了带滤波器的使用, 有效解决了动态响应变慢的问题。王玉彬等<sup>[14]</sup>提出虚拟方波注入法, 避免了复杂的坐标变换过程, 同时采用二元函数泰勒展开法处理转矩信号, 提高了控制精度。赵文祥等<sup>[15]</sup>提出虚拟直流信号注入法, 相比于正弦注入法和方波注入法, 注入直流信号, 无需级联滤波器处理信号的同时保证了电流矢量角更高质量的提取。然而在实际虚拟信号注入法应用中还需考虑逆变器非线性因素的影响, 其导致电流谐波增大, 控制器输出电压与电机实际电压之间存在误差, 从而影响虚拟信号注入法的精度和稳定性。为了消除逆变器非线性因素造成的影响, 刘刚等<sup>[16]</sup>采用同步旋转坐标变换, 并利用 PI 控制器来抑制 5 次和 7 次谐波电流, 但这种方法需要设计多个 PI 控制器, 计算量较大。朱利东等<sup>[17]</sup>提出一种基于神经网络带滤波器和扩展卡尔曼滤波器相结合的补偿方法, 但 EKF 电流滤波算法计算需求较高, 难以在工程实际中应用。周世超等<sup>[18]</sup>通过谐波分离方案直接提取出逆变器非线性因素扰动电压项, 然后利用 PI 反馈控制器对其进行在线补偿。但谐波分离过程中存在误差, 可能会导致提取的扰动电压不准确, 影响补偿效果。刘国贺等<sup>[19]</sup>提出基于相电流预估查表法的误差电压精确计算方法, 采用滤波后的电流指令进行误差电压查表, 有效避免反馈电流引入谐波、电流钳位等干扰因素对查表法逆变器非线性补偿策略的影响。但该方法对于电流采样和滤波的精度要求较高, 需要高质量的传感器和滤波器来保证电流指令的准确性。

针对以上问题, 本文提出了一种将虚拟直流信号注入 MTPA 与比例积分谐振控制器相结合的协同控制策略。首先, 虚拟直流信号注入在反馈  $d$ - $q$  轴电流中以参与

MTPA 运算, 依据电机的电压和电流信号对 MTPA 判据进行提取。其次, 深入分析逆变器非线性因素对虚拟直流信号注入 MTPA 控制造成的影响, 为了消除这个影响, 引入了准谐振控制器, 通过将准谐振控制器与传统的电流环 PI 控制器并联构成复合控制器抑制谐波, 显著改善电流波形质量, 从而提高虚拟信号注入 MTPA 的精度, 达到更高效的 MTPA 控制。

## 1 基于虚拟直流信号注入的 MTPA 控制

虚拟直流信号注入 MTPA (virtual DC signal injection MTPA, VDSI-MTPA) 控制中直流信号虚拟注入在反馈  $dq$  轴电流中以参与 MTPA 运算, 叠加虚拟直流信号后的电流  $i_{db}$ 、 $i_{qb}$  可以表示为:

$$\begin{cases} i_{db} = i_d + A \\ i_{qb} = i_q + A \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $A$  为虚拟直流信号幅值。

输出功率  $P_{out}$  可以表示为:

$$P_{out} = \frac{3}{2} \omega_e i_q [i_d (L_d - L_q) + \psi_f] \quad (2)$$

当  $d$  轴电流虚拟注入直流信号后, 结合上式的虚拟功率响应  $P_{dout}$  表示为:

$$P_{dout} = \frac{3}{2} \omega_e i_q [(i_d + A)(L_d - L_q) + \psi_f] \quad (3)$$

$$P_{dout} - P_{out} = \frac{3}{2} \omega_e A i_q (L_d - L_q) \quad (4)$$

同理  $q$  轴电流虚拟注入直流信号后的虚拟功率响应  $P_{qout}$  为:

$$P_{qout} = \frac{3}{2} \omega_e (i_q + A) [i_d (L_d - L_q) + \psi_f] \quad (5)$$

$$P_{qout} - P_{out} = \frac{3}{2} \omega_e A [i_d (L_d - L_q) + \psi_f] \quad (6)$$

同时, MTPA 判据还可以表示为:

$$\begin{aligned} \frac{dT_e}{d\beta} &= \frac{\partial T_e}{\partial i_e} \cdot \frac{di_d}{d\beta} + \frac{\partial T_e}{\partial i_q} \cdot \frac{di_q}{d\beta} = \\ &= \frac{\partial T_e}{\partial i_d} (-I_s \sin\beta) + \frac{\partial T_e}{\partial i_q} (I_s \cos\beta) = -\frac{\partial T_e}{\partial i_d} i_q + \frac{\partial T_e}{\partial i_q} i_d = \\ &= -\frac{3n_p}{2} [(L_d - L_q) i_q] i_q + \frac{3n_p}{2} [(L_d - L_q) i_d + \psi_f] i_d \end{aligned} \quad (7)$$

结合虚拟功率响应方程可以得:

$$P_1 = (P_{qout} - P_{out}) i_d - (P_{dout} - P_{out}) i_q = \frac{A \omega_e}{n_p} \frac{dT_e}{d\beta} \quad (8)$$

由上式可以看出要使  $\partial T_e / \partial \beta = 0$ , 只需令信号  $P_1$  等于零即可得到电流矢量角的给定值。

## 2 逆变器非线性因素引起的误差分析

### 2.1 逆变器非线性对输出电压和电流的影响

为了避免逆变器上下桥臂直通导致短路, 会人为的在

上下桥臂切换时插入一段时间,即加入死区时间,但会导致三相电流存在大量谐波,实际输出电压与目标输出电压之间存在误差,所以对该误差电压进行补偿是一个十分值得关注的问题。

如图 1 所示,定义电流流入电机为正,流出电机为负。当  $i_A > 0$  时,考虑死区时间与开关管导通延时的影响,这段时间内电路通过下桥臂二极管续流,此时 A 相电压  $U_{an} = -U_{dc}/2$ ,当  $i_A < 0$  时,电流通过上桥臂二极管续流,此时 A 相电压  $U_{an} = U_{dc}/2$ ,死区时间造成的误差电压如图 2 所示。

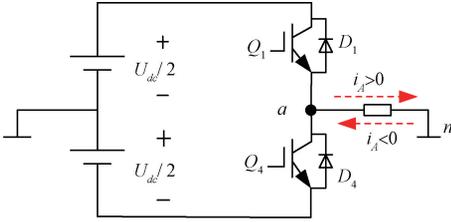


图 1 逆变器 A 相桥臂工作原理图

Fig. 1 Working principle of the A phase bridge arm of the inverter

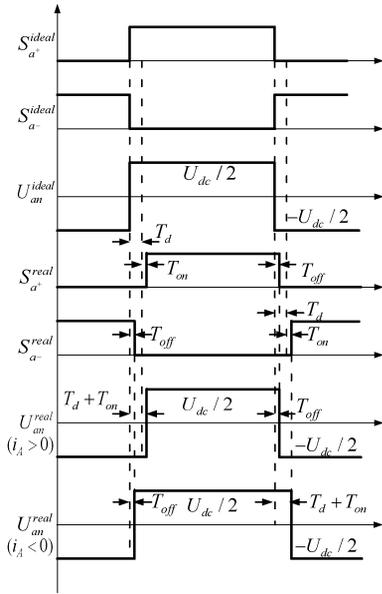


图 2 死区时间误差电压原理图

Fig. 2 Schematic diagram of dead time error voltage

其中,  $S_{a+}^{ideal}$ 、 $S_{a-}^{ideal}$  为理想状态下的 A 相上、下桥臂通断时间,  $S_{a+}^{real}$ 、 $S_{a-}^{real}$  为实际状态下的 A 相上、下桥臂通断时间,  $U_{an}^{ideal}$  为理想状态下的 A 相电压,  $U_{an}^{real}$  为不考虑半导体器件导通压降情况下,受开关管开通延迟时间  $T_{on}$ 、关断延迟时间  $T_{off}$  和死区时间  $T_d$  影响下的 A 相电压,由图 2 可得死区效应的误差时间  $T_{err}$  如式(9)所示。

$$T_{err} = T_d + T_{on} - T_{off} \quad (9)$$

式中:  $T_{on}$  为开关管开通延迟时间,  $T_{off}$  为关断延迟时间,  $T_d$  为死区时间。

由死区效应影响导致的电压误差  $U_{err}$  如式(10)所示。

$$U_{err} = \frac{T_{err}}{T_s} U_{dc} \text{sign}(i_x) \quad (10)$$

式中:  $\text{sign}(i_x)$  为符号函数,用来代表电流的流向,  $x$  为 A、B、C 分别代表三相电流,该符号函数如下:

$$\text{sign}(i_x) = \begin{cases} 1, i_x > 0 \\ -1, i_x < 0 \end{cases} \quad (11)$$

在实际应用中,不仅要考虑死区时间的影响,开关管和二极管的导通压降也会对电机电压造成影响,考虑开关管压降因素影响时,产生的平均电压误差  $\Delta U_{err}$  为:

$$\Delta U_{err} = \left[ \frac{T_d + t_{on} - t_{off}}{T_s} (U_{dc} - U_s + U_d) + \frac{U_s + U_d}{2} \right] \text{sign}(i_x) \quad (12)$$

式中:  $U_s$  为开关管压降,  $U_d$  为续流二极管压降。

死区效应引起的平均电压误差为  $\Delta U_{err}$ , 利用 Clark 变换,可得在  $\alpha\beta$  坐标系下的误差电压表示为:

$$\begin{bmatrix} \Delta U_{\alpha} \\ \Delta U_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_{err_a} \\ \Delta U_{err_b} \\ \Delta U_{err_c} \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中:  $\Delta U_{err_a}$ 、 $\Delta U_{err_b}$ 、 $\Delta U_{err_c}$  为死区效应引起的三相平均电压误差。

将式(13)用傅里叶级数展开可得:

$$\begin{bmatrix} \Delta U_{\alpha} \\ \Delta U_{\beta} \end{bmatrix} = -\frac{4\Delta U_{err}}{\pi} \begin{bmatrix} \sin\omega_e t + \sum_{n=6k-1}^{\infty} \frac{\sin n\omega_e t}{n} + \sum_{n=6k+1}^{\infty} \frac{\sin n\omega_e t}{n} \\ -\cos\omega_e t + \sum_{n=6k-1}^{\infty} \frac{\cos n\omega_e t}{n} - \sum_{n=6k+1}^{\infty} \frac{\cos n\omega_e t}{n} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$k = 1, 2, 3, \dots$

利用 Park 变换,可以得到在两相旋转坐标系  $dq$  下,误差电压,误差电流分别为:

$$\begin{bmatrix} \Delta U_d \\ \Delta U_q \end{bmatrix} = -\frac{4\Delta U_{err}}{\pi} \begin{bmatrix} \sum_{n=6k}^{\infty} \left( \frac{\sin n\omega_e t}{n-1} + \frac{\sin n\omega_e t}{n+1} \right) \\ -1 + \sum_{n=6k}^{\infty} \left( \frac{\cos n\omega_e t}{n-1} - \frac{\cos n\omega_e t}{n+1} \right) \end{bmatrix} \quad (15)$$

$k = 1, 2, 3, \dots$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = -\frac{4\Delta U_{err}}{\pi} \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_n} \sum_{n=6k}^{\infty} \left( \frac{\sin(n\omega_e t - \varphi_n)}{n-1} + \frac{\sin(n\omega_e t - \varphi_n)}{n+1} \right) \\ \frac{1}{Z_n} \sum_{n=6k}^{\infty} \left( \frac{\cos(n\omega_e t - \varphi_n)}{n-1} - \frac{\cos(n\omega_e t - \varphi_n)}{n+1} \right) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$k = 1, 2, 3, \dots$

## 2.2 逆变器非线性对 MTPA 的影响

由式(15)和式(16)可知,逆变器非线性会导致  $dq$  轴电

压与电流中含有频率为 6k 的高次谐波,而如图 3 所示在基于虚拟直流信号注入的控制策略中,计算信号响应并对 MTPA 信号进行提取时依据电机的电压和电流,所以该误差最终会影响最优电流矢量角的追踪,从而影响 MTPA 控制的准确性。

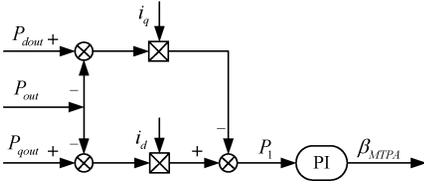


图 3 虚拟直流注入法 MTPA 信号处理过程框图  
Fig. 3 Block diagram of MTPA signal processing process by virtual DC injection

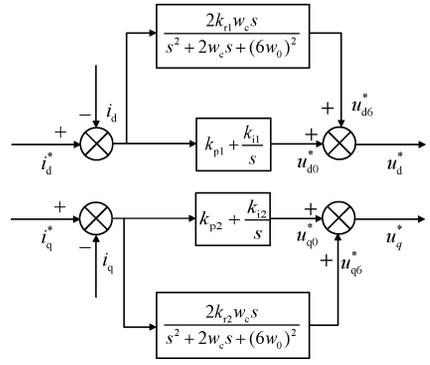


图 4 PIR 控制器结构框图  
Fig. 4 PIR controller structure block diagram

### 3 电压源逆变器非线性补偿

#### 3.1 比例积分谐振控制器的基本原理

在谐振频率点处,理想的比例积分谐振(proportional integral resonance,PIR)控制器具有无限大的增益特性,这使得系统能够实现对谐振频率周期信号的完全无差跟踪控制。PIR 控制器结构框图如图 4 所示。PIR 控制器采用 PI 环节作为主控制单元,主要负责生成直流控制信号,从而主导系统的动态响应特性。同时,控制器中的谐振环节专门用于补偿定子电流中的谐波分量,改善电流波形质量。

这种结构使 PIR 控制器兼具动态调节和谐波抑制双重功能:PI 部分确保系统具有良好的动态性能,而 PR 谐振部分则专注于特定频率谐波的消除,两者协同工作共同提升系统的整体控制性能。

而通过上文分析可知,在实际电机运行中,由于齿槽效应、逆变器非线性特性等因素的影响,定子电流会发生畸变,进而导致转矩脉动。相电流中会引入显著的 5 次和 7 次谐波电流,5、7 相电流谐波在 d-q 同步旋转坐标系下都是六次谐波,为了将 6 次谐波抑制为 0,可通过 PR 调节器跟踪一个幅值为 0 的 6 次谐波。而基波电流在 d-q 同步旋转坐标系下是直流量,d-q 同步旋转坐标系将同时存在直流量和谐波分量,所以通过 PIR 调节器在有效跟踪直流量的基础上同时进行谐波抑制。

#### 3.2 PIR 控制器设计

PIR 调节器是在传统 PI 控制器基础上引入谐振环节的改进结构,其传递函数在连续域表示为:

$$G_{PIR}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \sum_{h=1}^n \frac{2K_{rh}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega_0)^2} \quad (17)$$

式中:  $K_p$ 、 $K_i$  为比例与积分增益;  $K_{rh}$  为第  $h$  次谐波的谐振增益;  $\omega_c$  为谐振带宽(决定频率选择性);  $\omega_0$  为基波角频率。

在对控制器的参数设计时,首先对 PI 项的参数进行传统方法设计,然后逐个确定控制器中各谐振项的参数,使系统稳定。

PI 参数设计结果如下:  $K_{pi} = 2\pi f_{ci} L$ 、 $K_{ii} = 2\pi f_{ci} R$ 。

本文选取电流环带宽等于  $f_{ci} = 500$  Hz。

谐振调节器有 3 个谐振项的参数需选取,第 1 个参数  $K_{rh}$  为第  $h$  次谐波的谐振增益,图 5 给出不同  $K_{rh}$  时波特图,  $K_{rh}$  越大,谐波电流的抑制效果就越好,要根据实际效果适当选取,本文选取  $K_{rh} = 300$ 。第 2 个参数  $\omega_c$  为谐振带宽,谐振带宽过高会导致抗频偏能力下降,过低则削弱谐振效果。图 6 给出不同  $\omega_c$  时波特图,随着  $\omega_c$  的增大,频带的宽度越大,动态性能好,但抗扰动性差,本文选取  $\omega_c = 5$ 。第 3 个参数谐振频率  $\omega_0$ , 因为要抑制 6 次谐波,谐振频率  $\omega_0 = 6\omega_c$ 。

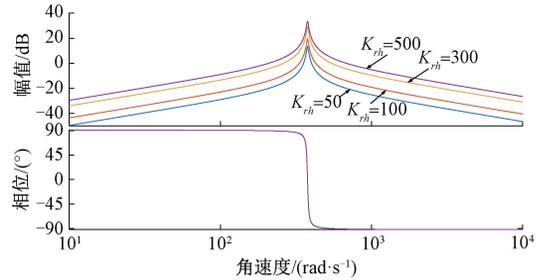


图 5 不同  $K_{rh}$  对应波特图  
Fig. 5 Different  $K_{rh}$  corresponding port plots

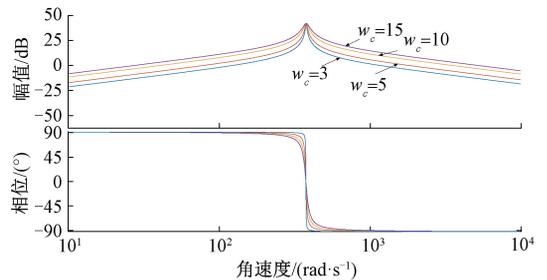


图 6 不同  $\omega_c$  对应波特图  
Fig. 6 Different  $\omega_c$  corresponding port plots

此虚拟直流信号注入 MTPA 与 PIR 控制器协同控制策略的永磁同步电机控制框图如图 7 所示。



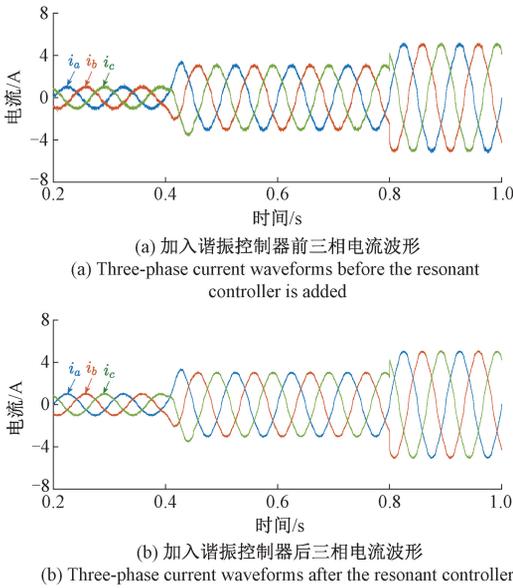


图 8 转速 150 r/min, 加入谐振控制器前后三相电流波形  
Fig. 8 Three-phase current waveform before and after the addition of resonant controller at speed 150 r/min

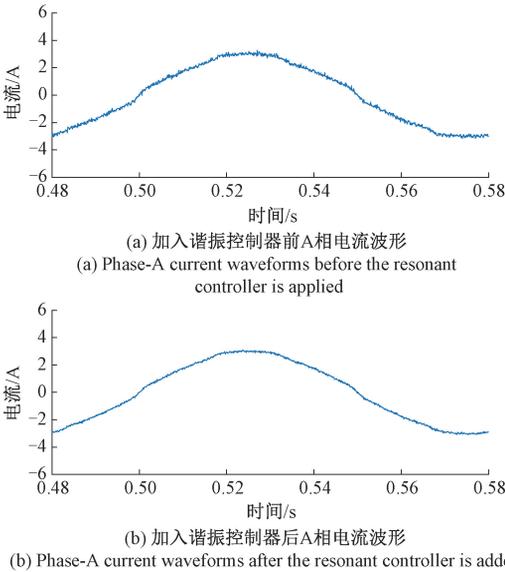


图 9 转速 150 r/min, 加入谐振控制器前后 A 相电流波形  
Fig. 9 A phase current waveform before and after the addition of a resonant controller at a speed of 150 r/min

后的三相电流波形对比, 图 12 为加入谐振控制器前后的 A 相电流波形对比, 图 13 为加入谐振控制器前后的 A 相电流 FFT 分析频谱图。

对 A 相定子电流进行 FFT 数据分析, 在电机给定转速 750 r/min, 电流基波频率为 50 Hz, 负载转矩为 3 N·m 的条件下, A 相定子电流中的 5、7 次谐波分量分别从 4.61%、8.25% 下降到 3.32%、1.47%, 总谐波失真率从 9.93% 下降到 3.74%。

图 14~16 为电机转速为 1 500 r/min, 电流基波频率

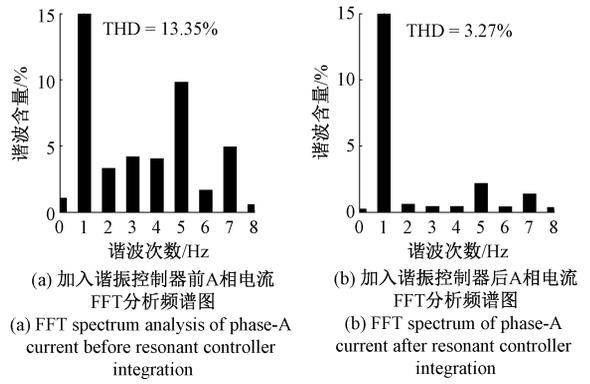


图 10 转速 150 r/min, 加入谐振控制器前后 A 相电流 FFT 分析频谱图  
Fig. 10 FFT spectrum diagram of A phase current before and after adding the resonant controller at the speed of 150 r/min

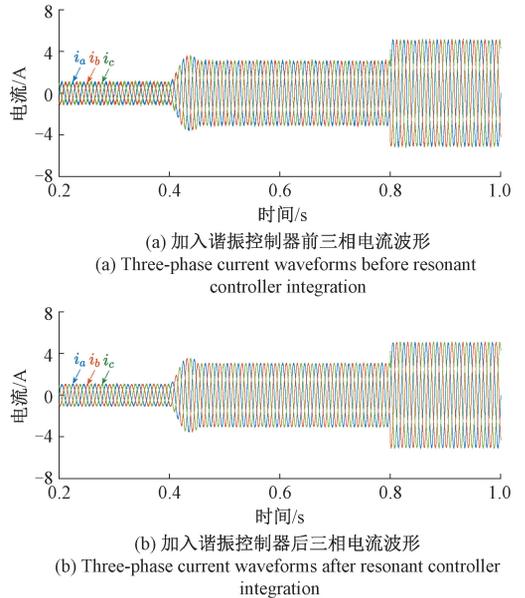


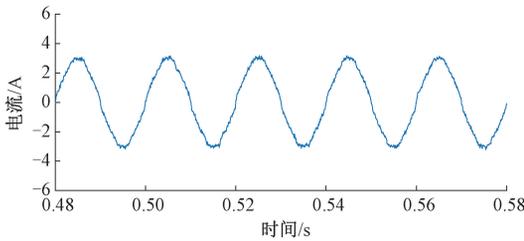
图 11 转速 750 r/min, 加入谐振控制器前后三相电流波形  
Fig. 11 Three-phase current waveform before and after the addition of resonant controller at speed 750 r/min

为 100 Hz 的虚拟直流信号注入 MTPA 控制变负载性能测试结果, 图 14 为电机转速 1 500 r/min, 加入谐振控制器前后的三相电流波形对比, 图 15 为加入谐振控制器前后的 A 相电流波形对比, 图 16 为加入谐振控制器前后的 A 相电流 FFT 分析频谱图。

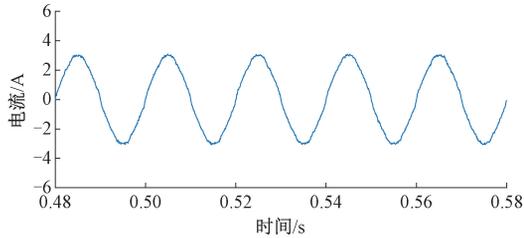
对 A 相定子电流进行 FFT 数据分析, 在电机给定转速 1 500 r/min, 电流基波频率为 100 Hz, 负载转矩为 3 N·m 的条件下, A 相定子电流中的 5、7 次谐波分量分别从 7.12%、4.89% 下降到 1.98%、1.48%, 总谐波失真率从 8.94% 下降到 2.80%。

#### 4.2 实验分析

为进一步验证本文提出的基于虚拟直流信号注入的



(a) 加入谐振控制器前A相电流波形  
(a) Phase-A current waveforms prior to resonant-controller activation



(b) 加入谐振控制器后A相电流波形  
(b) Phase-A current waveforms following resonant-controller activation

图12 转速750 r/min,加入谐振控制器前后A相电流波形  
Fig. 12 A phase current waveform before and after the addition of a resonant controller at a speed of 750 r/min

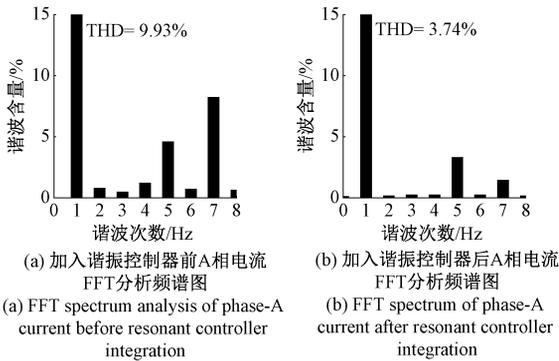
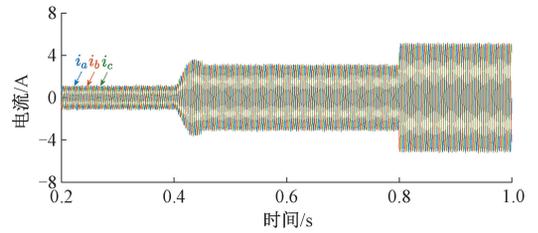


图13 转速750 r/min,加入谐振控制器前后A相电流FFT分析频谱图

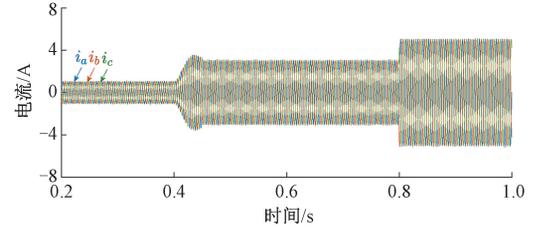
Fig. 13 FFT spectrum diagram of A phase current before and after adding the resonant controller at the speed of 750 r/min

MTPA方法与比例积分谐振控制器协同控制策略在提升MTPA控制精度方面的正确性和有效性,搭建如图17所示的实验平台。使用意法半导体公司的STM32F407作为电机控制器的主控芯片,STM32F407基于ARM Cortex-M4内核,主频168 MHz,实验算法的控制频率和采样频率均为10 kHz,实验电机的参数与Simulink仿真参数相同。

为了验证本文所提基于PIR控制器的谐波抑制策略可以有效提升电流矢量角跟踪精度,比较传统MTPA和VDSI-MTPA和PIR-VDSI-MTPA控制策略的控制精度,由于IPMSM在低速条件下其电流矢量角跟踪精度受逆变器非线性影响较大,所以设置电机转速为150 r/min,在1、2、3、4和5 N·m扭矩负载下对这3种控制策略进行了测

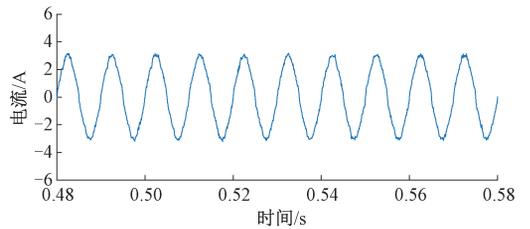


(a) 加入谐振控制器前三相电流波形  
(a) Three-phase current waveforms prior to resonant-controller implementation

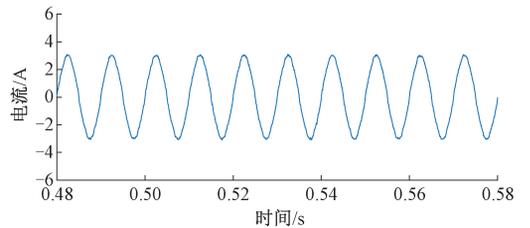


(b) 加入谐振控制器后三相电流波形  
(b) Three-phase current waveforms following resonant-controller implementation

图14 转速1500 r/min,加入谐振控制器前后三相电流波形  
Fig. 14 Three-phase current waveform before and after the addition of resonant controller at speed 1500 r/min



(a) 加入谐振控制器前A相电流波形  
(a) Phase-A current waveforms before resonant-controller implementation



(b) 加入谐振控制器后A相电流波形  
(b) Phase-A current waveforms after resonant-controller implementation

图15 转速1500 r/min,加入谐振控制器前后A相电流波形  
Fig. 15 A phase current waveform before and after the addition of a resonant controller at a speed of 1500 r/min

试。在不同负载下记录3种控制方式下的转矩跟踪结果以及d-q轴电流值,转矩跟踪结果如图18所示,采用PIR-VDSI-MTPA控制策略时输出转矩能较好的实现给定转矩的跟踪,且转矩脉动更小。d-q轴电流值如图19所示,并根据这些电流值计算电流幅值和电流矢量角大小,总结在表3中。实验结果表明,在相同的负载下,与传统MTPA和VDSI-MTPA相比,所提协同控制策略所需的电流值更小,电流矢量角跟踪精度更高,MTPA控制精度更

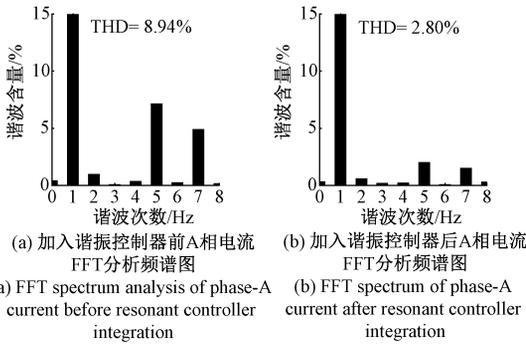


图 16 转速 1 500 r/min, 加入谐振控制器前后 A 相电流 FFT 分析频谱图

Fig. 16 FFT spectrum diagram of A phase current before and after adding the resonant controller at the speed of 1 500 r/min

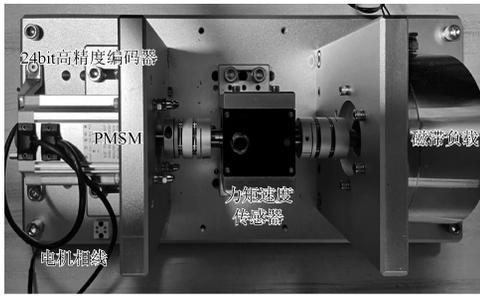


图 17 实验平台搭建

Fig. 17 The construction of experimental platform

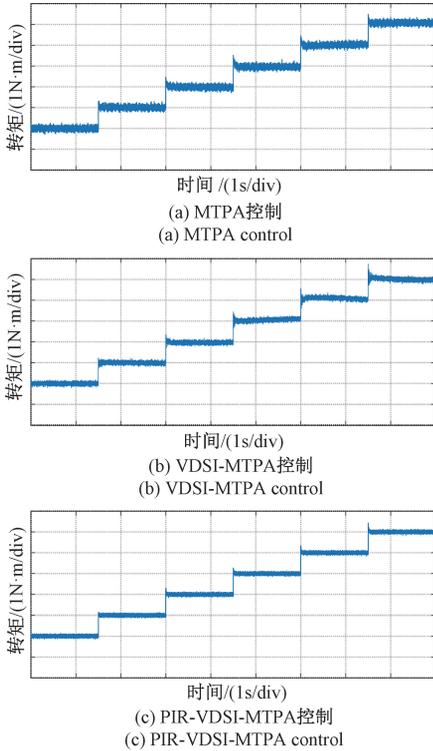


图 18 转速 150 r/min, 转矩分别为 1、2、3、4 以及 5 N·m 时, 不同控制方式下的转矩跟随结果

Fig. 18 Torque following results under different control modes when the speed is 150 r/min and the torque is 1, 2, 3, 4 and 5 N·m

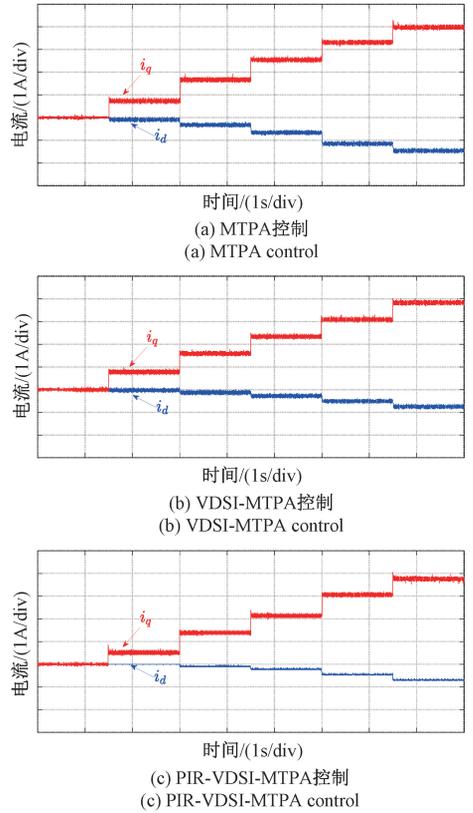


图 19 转速 150 r/min, 转矩分别为 1、2、3、4 以及 5 N·m 时, 不同控制方式下的 d-q 轴电流波形

Fig. 19 Current waveforms of d-q axis under different control modes at speeds of 150 r/min and torques of 1, 2, 3, 4 and 5 N·m

表 3 不同负载下各控制策略 d-q 轴电流、电流矢量角  
Table 3 d-q axis current and current vector Angle  $\beta$  of each control strategy under different loads

控制策略	负载转矩 / (N·m)	d 轴 电流/A	q 轴 电流/A	电流幅值 $i_s$ /A	电流矢量角 $\beta$ / (°)
MTPA	1	-0.09	0.81	0.81	96.32
	2	-0.32	1.72	1.75	100.56
	3	-0.66	2.61	2.69	104.26
	4	-1.15	3.39	3.58	108.68
	5	-1.46	4.07	4.32	109.79
VDSI-MTPA	1	-0.03	0.80	0.80	92.15
	2	-0.13	1.60	1.61	94.57
	3	-0.28	2.35	2.35	96.79
	4	-0.51	3.11	3.15	99.08
	5	-0.75	3.83	3.90	101.15
PIR-VDSI-MTPA	1	-0.01	0.52	0.52	91.09
	2	-0.08	1.40	1.40	93.26
	3	-0.20	2.16	2.17	95.29
	4	-0.44	3.08	3.11	98.15
	5	-0.68	3.76	3.77	100.2

高,在保证最大转矩电流比追踪精度的同时,还具有更好的转矩跟踪性能,验证了仿真分析的正确性和本文所提控制策略的有效性。

## 5 结 论

针对逆变器非线性因素造成电压电流波形畸变,从而影响虚拟直流信号注入MTPA控制观测精度的问题,本文提出一种虚拟直流信号注入MTPA与比例积分谐振控制器协同控制策略。相较于传统方法,本方法的先进性体现在两个方面:一是虚拟直流信号注入法避免了高频信号注入带来的额外损耗与噪声问题;二是通过比例积分谐振控制器与MTPA控制的协同优化,实现了对电流谐波的多频段精准抑制,在保证转矩输出的同时实现了更低的转矩脉动和更高的运行效率。通过Simulink仿真和STM32F407平台的实验验证,结果表明该方法在保证最大转矩电流比追踪精度的同时,还具有更好的转矩跟踪性能,证明了该控制策略的有效性。

## 参考文献

- [1] 张海洋,许海平,方程,等.基于比例积分-准谐振控制器的直驱式永磁同步电机转矩脉动抑制方法[J].电工技术学报,2017,32(19):41-51.  
ZHANG H Y, XU H P, FANG CH, et al. Torque ripple suppression method of direct-drive permanent magnet synchronous motor based on proportional-integral and quasi resonant controller[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(19): 41-51.
- [2] 朱嘉骏,李彦.电动汽车用永磁同步电机直接转矩控制效率优化[J].电子测量技术,2019,42(14):68-72.  
ZHU J J, LI Y. Optimization of direct torque control efficiency of permanent magnet synchronous motors for electric vehicles [J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 42(14): 68-72.
- [3] 李佳润,陈勇,陈光,等.基于比例谐振自抗扰控制的电机谐波抑制与噪声优化[J].电子测量技术,2024,47(9):18-25.  
LI J R, CHEN Y, CHEN G, et al. Motor harmonic suppression and noise optimization based on proportional resonant self-disturbance control [J]. Electronic Measurement Technology, 2024,47(9):18-25.
- [4] 金宁治,周凯,Herbert Ho-Ching IU.带有自适应参数辨识的IPMSM MTPA控制[J].电机与控制学报,2020,24(7):90-101.  
JIN N ZH, ZHOU K, IU H H C. IPMSM MTPA control with adaptive parameter identification [J]. Journal of Motor and Control, 2020,24(7):90-101.
- [5] 龚锦标,施火泉.一种改进的永磁同步电机MTPA控制算法[J].电子测量技术,2018,41(16):52-55.  
GONG J B, SHI H Q. An improved MTPA control algorithm for permanent magnet synchronous motor[J]. Electronic Measurement Technology, 2018, 41(16): 52-55.
- [6] 付兴贺,陈锐,董婷,等.考虑参数不确定的永磁同步电机MTPA控制综述[J].中国电机工程学报,2022,42(2):796-808.  
FU X H, CHEN R, DONG T, et al. A review on MTPA control of permanent magnet synchronous motor considering parameter uncertainty [J]. Proceedings of the CSEE, 2022,42(2):796-808.
- [7] 杨宇健,赵世伟,杨向宇.基于梯度下降搜索法的IPMSM最大转矩电流比控制[J].微特电机,2022,50(7):34-39.  
YANG Y J, ZHAO SH W, YANG X Y. IPMSM maximum torque current ratio control based on gradient descent search method[J]. Micro and Special Motors, 2022,50(7):34-39.
- [8] DIANOV A, TINAZZI F, CALLIGARO S, et al. Review and classification of MTPA control algorithms for synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022,37(4):3990-4007.
- [9] LIU G, WANG J, ZHAO W, et al. A novel MTPA control strategy for IPMSM drives by space vector signal injection [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017,64(12):9243-9252.
- [10] 刘国海,张嘉皓,陈前.基于空间电压矢量注入的频率可变频五相永磁同步电机最大转矩电流比控制[J].电工技术学报,2020,35(20):4287-4295.  
LIU G H, ZHANG J H, CHEN Q. Maximum torque current ratio control of frequency-variable five-phase permanent magnet synchronous motor based on spatial voltage vector injection [J]. Journal of Electrical Engineering Technology, 2020,35(20):4287-4295.
- [11] CHEN Z, YAN Y, SHI T, 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.
- [12] 邱建琪,宋攀,陈卓易,等.改进虚拟信号注入永磁同步电机MTPA控制[J].电机与控制学报,2022,26(9):1-8.  
QIU J Q, SONG P, CHEN ZH Y, et al. Improved virtual signal injection MTPA control for permanent magnet synchronous motors[J]. Journal of Motor and Control, 2022,26(9):1-8.
- [13] 任志斌,方福亮,吴宇,等.基于改进型虚拟注入法IPMSM的MTPA控制[J].电子测量技术,2024,47

- (19):129-136.  
REN ZH B, FANG F Y, WU Y, et al. MTPA control of IPMSM based on improved virtual injection method[J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(19): 129-136.
- [14] 王玉彬, 刘瀚文. 改进虚拟方波信号注入的内置式永磁同步电机最大转矩电流比控制策略[J]. 电工技术学报, 2025, 40(20): 6474-6486.  
WANG Y B, LIU H W. Improved virtual square wave signal injection MTPA control of interior permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(20): 6474-6486.
- [15] 赵文祥, 刘桓, 陶涛, 等. 基于虚拟信号和高频脉振信号注入的无位置传感器内置式永磁同步电机 MTPA 控制[J]. 电工技术学报, 2021, 36(24): 5092-5100.  
ZHAO W X, LIU H, TAO T, et al. Position sensorless built-in permanent magnet synchronous motor MTPA control based on virtual signal and high-frequency pulse injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(24): 5092-5100.
- [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): 30-36.  
LIU G, SUN Q W, XIAO Y R. A current harmonic suppression method using coordinate transformation for permanent magnet synchronous motors [J]. Journal of Motor and Control, 2015, 19(5): 30-36.
- [17] 朱利东, 王鑫, 朱焜秋. 基于 NNBPf-EKF 的内置式永磁同步电机死区补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 5011-5020.  
ZHU L D, WANG X, ZHU H Q. IPMSM dead time compensation method based on NNBPf-EKF [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(15): 5011-5020.
- [18] 周世超, 刘侃, 丁荣军, 等. 基于谐波分离的逆变器非线性因素直接提取和补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(22): 7763-7772.  
ZHOU SH CH, LIU K, DING R J, et al. Direct extraction and compensation methods for inverter nonlinear factors based on harmonic separation [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(22): 7763-7772.
- [19] 刘国贺, 张军, 龙江. 基于相电流查表法的工业机器人用 PMSM 逆变器非线性补偿策略[J]. 机床与液压, 2024, 52(19): 33-39.  
LIU G H, ZHANG J, LONG J. Nonlinear compensation strategy for PMSM inverters in industrial robots based on the phase current lookup table method[J]. Machine Tool and Hydraulics, 2024, 52(19): 33-39.

### 作者简介

刘欣然(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为电机驱动控制。

E-mail: 1462906217@qq.com

张懿, 教授, 主要研究方向为电机驱动控制。

E-mail: yi82@126.com

魏海峰, 教授, 主要研究方向为电机驱动控制。

E-mail: 106368664@qq.com