

# 基于电流谐振跟踪的热泵永磁风机无位置传感器带速启动研究\*

耿运全<sup>1</sup> 何致远<sup>1</sup> 王子辉<sup>1</sup> 李剑科<sup>2</sup>

(1.浙江科技学院,杭州 310023;2.台州市产品质量安全检测研究院,台州 318000)

**【摘要】**针对车用热泵永磁风机带速掉电重启时的瞬态电流过载问题,提出一种基于电流谐振跟踪控制的无位置传感器带速启动策略。在电机带速自由滑行工况下,采用电流抑制控制法和准谐振跟踪法,设计了包含电流环抑制跟踪和速度环同步恢复的分段上电启动过程,使电流-速度双闭环矢量控制快速介入,以达到平顺启动的效果。仿真和试验结果表明,电机在中高速带速滑行过程中,采用所提出的启动策略可有效降低电流稳态误差,改善电流动态响应性能,并提升电流跟踪过程的无位置传感器算法位置估测精度,从而改善带速启动过程的可平顺性与可靠性。

**关键词:** 热泵永磁风机 无位置传感器带速启动策略 电流抑制控制 准谐振跟踪

中图分类号:TM351 文献标识码:A DOI: 10.19620/j.cnki.1000-3703.20211301

## Research on Sensorless Coasting Startup Strategy of Permanent Magnet Fan for Heat Pump Based on Current Resonant Tracking

Geng Yunquan<sup>1</sup>, He Zhiyuan<sup>1</sup>, Wang Zihui<sup>1</sup>, Li Jianke<sup>2</sup>

(1. Zhejiang University of Science and Technology, Hangzhou 310023; 2. Taizhou Institute of Product Quality and Safety Inspection, Taizhou 318000)

**【Abstract】**For the transient current overloading when the permanent magnet fan for heat pump is powered down and resumed, this paper proposes a sensorless coasting startup strategy based on current resonant tracking control. Utilizing the current suppression control method and the quasi-resonant tracking method, a two-stage starting process was designed including the current-loop suppression tracking and the speed-loop synchronous recovery for motor free coasting condition, to quickly resume the current-speed closed-loop vector control and make the start smooth. The simulation and the testing results showed that in the medium and high-speed coasting, the proposed starting strategy can effectively reduce the steady-state error of the current and improve its dynamic response, and improve the estimation accuracy of the sensorless algorithm for the current tracking process, so as to enhance the smoothness and reliability of the coasting starting process.

**Key words:** Heat pump permanent magnet fan, Sensorless coasting startup strategy, Current suppression control, Quasi-resonant tracking

**【引用格式】**耿运全,何致远,王子辉,等.基于电流谐振跟踪的热泵永磁风机无位置传感器带速启动研究[J].汽车技术,2023(4):36-43.

GENG Y Q, HE Z Y, WANG Z H, et al. Research on Sensorless Coasting Startup Strategy of Permanent Magnet Fan for Heat Pump Based on Current Resonant Tracking[J]. Automobile Technology, 2023(4): 36-43.

## 1 前言

电动汽车热泵空调系统具有高效节能、结构紧凑和清洁环保等优点,是降低运行能耗、提升续航里程的有效手段<sup>[1-3]</sup>。热泵空调的压缩机以及通风系统通常采用高功率密度、低噪声的永磁同步电机,并结合无转子位

置传感器矢量控制技术,有效解决了传感器安装空间限制和信号传输干扰等问题。在车辆行驶工况下,热泵风机因惯性作用可能做自由旋转运动,采用无位置传感器带速启动控制策略可有效缩短上电启动时间,但在启动瞬间需精确控制冲击电流,以避免发生过流故障。

风机自由惯性运行时永磁电机处于开路发电状态,

\*基金项目:浙江省公益技术应用研究项目(LGG22E070006);浙江省市场监督管理局“雏鹰计划”培育项目(CY2022358)。

通讯作者:王子辉(1984—),副教授,博士,研究方向为新能源汽车电机驱动控制,113035@zust.edu.cn。

绕组感生的反电势中包含了带速启动所需的转子速度、位置等关键信息。为此,工业界通常采用电压传感器直接采集的方法<sup>[3]</sup>获得电机反电动势,此方法简单可靠,但增加了硬件成本及系统复杂度。为省去电压传感器,国内外学者提出短路电流注入法<sup>[4-5]</sup>和抑制电流法<sup>[6-8]</sup>。短路电流注入法利用电压零矢量脉冲的电流响应来估算转子位置和速度信息,此方法需考虑短路电流完全释放时间,对控制器计算性能要求较高<sup>[5]</sup>。抑制电流法则通过设置电流环零状态的方式激活逆变器,结合无位置传感器估测算法获取转子实时位置角度,并恢复矢量控制,实现全速域带速启动<sup>[7]</sup>。采用抑制电流法实施带速启动,需要在驱动器上电的瞬间抑制冲击电流,并消除电流跟踪控制器的稳态误差。比例积分谐振(Proportional Integral Resonant, PIR)控制环节具有无静差跟踪特定频率信号的特性,可有效提升电流环的动态跟踪性能<sup>[9-12]</sup>。文献[13]~文献[15]分别在双馈风力发电机组网侧变频器、中频恒压电源逆变器和永磁同步电机驱动控制器中引入带宽及增益可调的PIR控制环节,较好地解决了采样误差造成的信号跟踪问题,实现了对交流电信号的快速响应。

本文针对空调热泵永磁风机系统带速启动中的电流冲击与跟踪静差问题,提出基于PIR控制的分段带速启动策略,通过无位置传感器估测算法修正电流环谐振环节的频率,实现电流自适应跟踪,并通过PIR控制与传统PI控制的仿真与试验对比分析,验证所提出的带速启动策略的有效性和可靠性。

## 2 热泵风机控制系统与带速启动过程

### 2.1 永磁电机矢量控制与无位置传感器算法

电动汽车热泵风机系统通常采用电流、速度双闭环无位置传感器矢量控制,以达到较高的运行能效。其中,永磁电机数学模型在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下可表示为:

$$\begin{cases} p i_{\alpha} = -\frac{R_s}{L_s} i_{\alpha} + \frac{1}{L_s} u_{\alpha} - \frac{e_{\alpha}}{L_s} \\ p i_{\beta} = -\frac{R_s}{L_s} i_{\beta} + \frac{1}{L_s} u_{\beta} - \frac{e_{\beta}}{L_s} \end{cases} \quad (1)$$

式中, $i_{\alpha}$ 、 $i_{\beta}$ 分别为电机定子电流在 $\alpha$ 、 $\beta$ 坐标轴上的分量; $u_{\alpha}$ 、 $u_{\beta}$ 分别为电机定子电压在 $\alpha$ 、 $\beta$ 坐标轴上的分量; $R_s$ 、 $L_s$ 分别为定子绕组的电阻和电感; $p$ 为微分算子; $e_{\alpha} = -\psi\omega_s \sin\theta$ 、 $e_{\beta} = \psi\omega_s \cos\theta$ 分别为电机反电势在 $\alpha$ 、 $\beta$ 坐标轴上的分量; $\psi$ 为永磁体磁链; $\omega_s$ 、 $\theta$ 分别为转子转速和位置角。

构建滑模观测器对反电势中的转子转速和位置角

进行观测:

$$\begin{cases} \hat{e}_{\alpha} = K \cdot \text{sgn}(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ \hat{e}_{\beta} = K \cdot \text{sgn}(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \\ \hat{\theta}_r = -\arctan\left[\frac{\omega_c}{\omega_c + s} \hat{e}_{\alpha} / \frac{\omega_c}{\omega_c + s} \hat{e}_{\beta}\right] \\ \hat{\omega}_r = \frac{d\hat{\theta}_r}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

式中, $\hat{e}_{\alpha}$ 、 $\hat{e}_{\beta}$ 分别为 $\alpha$ 、 $\beta$ 轴估测反电动势; $\hat{i}_{\alpha}$ 、 $\hat{i}_{\beta}$ 分别为 $\alpha$ 、 $\beta$ 轴估测定子电流; $\hat{\theta}_r$ 、 $\hat{\omega}_r$ 分别为估测转子位置和速度; $K$ 为滑模增益系数; $\omega_c$ 为低通滤波器截止频率。

求解估测反电势时需要准确获取端电压 $u_{\alpha}$ 、 $u_{\beta}$ 和定子电流 $i_{\alpha}$ 、 $i_{\beta}$ 。在电机控制器中,定子电流通常由电流传感器精确采样,而端电压则由电流环经比例积分过程实现跟踪自整定,无需额外的电压传感器。在带速启动的初始瞬间,电机控制器的电流环和速度环均处于零状态,无法获取准确的端电压期望值,若采用随机开环上电方式则可能导致电流过载或转速失控。因此,需引入电流闭环控制策略,以抑制上电过程中的电流冲击。

### 2.2 分段启动控制过程

在上电起始时刻,电机的转子位置信号和速度信号均未知,为避免随机上电时引发过流和失控,设计“电流抑制跟踪”和“速度同步恢复”两段启动过程,如图1所示,其中 $i_d$ 、 $i_q$ 分别为定子电流在 $d$ 、 $q$ 轴上的分量。整体流程如图2所示:启动过程中,首先给定 $d$ 、 $q$ 轴期望电流 $i_d^* = 0$ 、 $i_q^* = 0$ 并接通1号控制开关,通过 $d$ 、 $q$ 轴的“零期望电流跟踪”获得电机的电压估测信号和电流实测信号 $\hat{u}_{\alpha}$ 、 $\hat{u}_{\beta}$ 、 $i_{\alpha}$ 、 $i_{\beta}$ ,进而估测电机转子速度和位置信号 $\hat{\omega}_r$ 、 $\hat{\theta}_r$ ;待转子估测信号稳定后,同时接通2号和3号控制开关以切入速度环,恢复双闭环正常运行。系统上电过程中,需合理设计电流环结构并整定控制参数,使启动电流实现快速动态响应和精确稳态跟踪,并优化切换时间点,平顺接入速度环。

## 3 基于PIR控制的电流抑制与跟踪过程

### 3.1 电流响应分析

为了有效抑制上电启动初始阶段的定子电流冲击,电流环采用PIR控制。设定 $d$ 轴、 $q$ 轴电流环的期望值均为零初始状态,即 $i_d^* = 0$ 、 $i_q^* = 0$ ,估测旋转角度 $\hat{\theta}_r = 0$ ,则PI比例积分环节可实现 $d$ 、 $q$ 轴电流的快速跟踪抑制,而谐振环节主要调节稳态电流跟踪效果,其控制结构如图3所示。

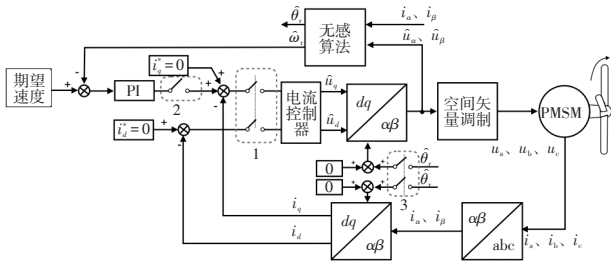


图1 永磁电机无位置传感器带速启动控制系统框图

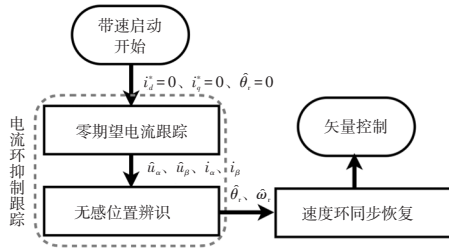


图2 分段启动控制流程

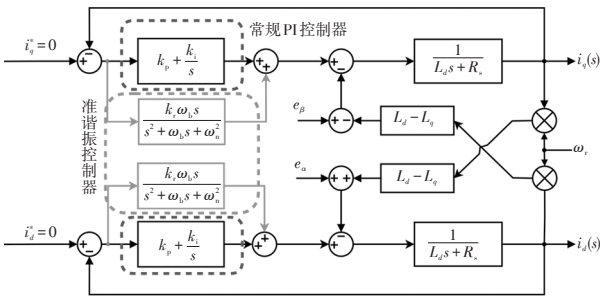


图3 PIR电流控制器控制框图

在跟踪初始阶段,由于强制dq旋转坐标系的相角恒为0,dq坐标系与静止αβ坐标系保持同相位。考虑PI控制下的稳态跟踪性能,电流与反电势的关系由图3可表示为:

$$\begin{cases} \frac{i_\alpha(s)}{e_\alpha(s)} \approx \frac{-s}{L_d s^2 + (R_s + k_p)s + k_i} \\ \frac{i_\beta(s)}{e_\beta(s)} \approx \frac{-s}{L_d s^2 + (R_s + k_p)s + k_i} \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $L_d$  为d轴电感;  $k_p$ 、 $k_i$  分别为PI控制环节中的比例系数和积分系数。

式(3)经过反拉普拉斯变换,可得PI控制器跟踪完成时的定子电流稳态误差为:

$$i_{se} = \frac{E_b}{Z_s} \cdot \sqrt{\sin^2(\omega_r t + \varphi_s) + \cos^2(\omega_r t - \varphi_s)} \quad (4)$$

式中,  $E_b$  为反电动势幅值;  $Z_s$ 、 $\varphi_s$  分别为定子等效电抗和等效相位:

$$\begin{cases} Z_s = \frac{\sqrt{4\omega_r^2(R_s + k_p)^2 + 4(L_d\omega_r^2 - k_i)^2}}{\omega_r} \\ \varphi_s = \arctan \frac{k_i - L_d\omega_r^2}{\omega_r(R_s + k_p)} \end{cases} \quad (5)$$

由式(4)和式(5)可知,在  $k_p$ 、 $k_i$  不变的情况下,稳态误差电流随转子角频率增大而增大,冲击电流峰值随转子角频率变化的关系如图4所示。若电流环带宽固定,冲击电流峰值也随转子角频率增大而增大;若转子角频率固定,则冲击电流随电流环带宽减小而增大。因此,可通过设计电流环控制器的PI增益或提高带宽来减小小带速启动过程中的电流冲击幅值,但调整PI增益系数对减小稳态误差电流的效果有限。为此,需改进PI控制器,使带速启动电流控制过程同时满足跟踪精确和快速响应的要求。

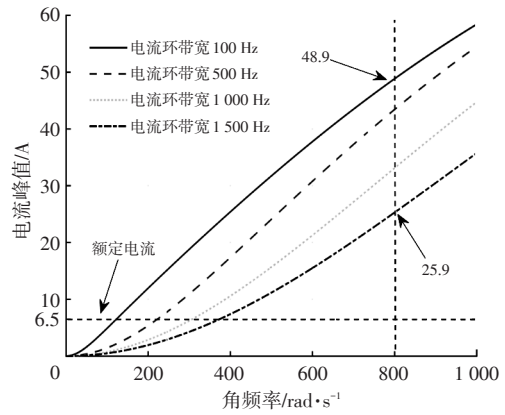


图4 冲击电流峰值随角频率变化情况

### 3.2 谐振环节的电流响应优化设计

考虑谐振控制环节在谐振频率处有高增益,可将谐振频率点设于电流基频处,以改善电流控制器的稳态跟踪性能。PIR控制器开环传递函数可描述为:

$$G_{PIR}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{k_r \omega_b s}{s^2 + \omega_b s + \omega_n^2} \quad (6)$$

式中,  $k_r$  为谐振系数;  $\omega_n$ 、 $\omega_b$  分别为谐振频率和谐振带宽。

$\omega_n$  和  $\omega_b$  的幅频特性如图5所示。由图5对比可知,在谐振环节中,增大谐振系数  $k_r$  可减小交流量的跟踪误差,增大谐振带宽率可增大交流量的响应范围,但谐振系数或谐振带宽过大造会造成谐振点附近频率的增益上升,引起额外的电流谐波和转矩振动。因此,通过合理设计  $k_r$  与  $\omega_b$ ,可优化带速启动过程中对交流电流量的跟踪效果。

结合电机传递函数并考虑系统延时环节,可得PIR电流环的开环传递函数为:

$$G_{open}(s) = G_{PIR}(s) \cdot \frac{1}{L_d s + R_s} \cdot \frac{1}{T_d s + 1} \quad (7)$$

式中,  $T_d$  为系统延时时间。

电流环闭环传递函数特征方程为:

$$a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 = 0 \quad (8)$$

其中:

$$\begin{cases} a_0 = k_r \omega_n^2 \\ a_1 = (k_p + R_s) \omega_n^2 + k_i \omega_b \\ a_2 = k_r \omega_b + k_i + (k_p + R_s) \omega_b + \omega_n^2 (L_d + T_d R_s) \\ a_3 = k_p + R_s + L_d + T_d R_s + \omega_n^2 T_d L_d \\ a_4 = L_d + T_d R_s + \omega_b T_d L_d \\ a_5 = L_d T_d \end{cases} \quad (9)$$

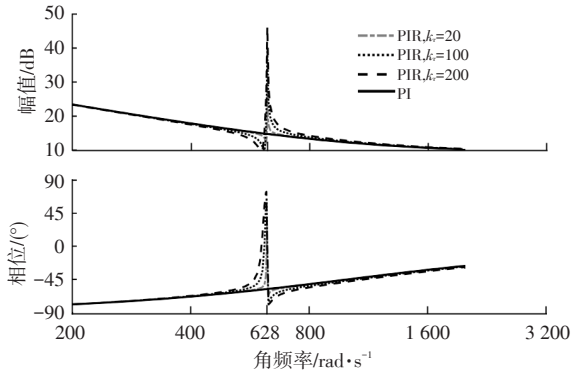
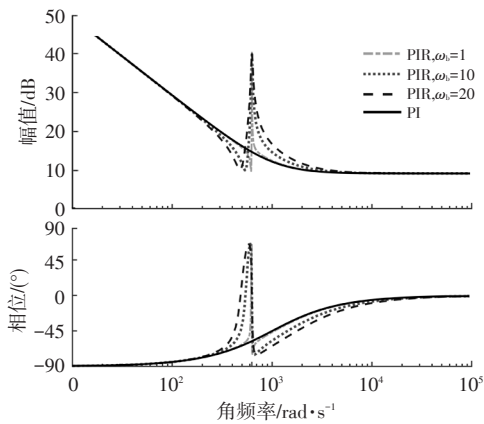

 (a)不同 $k_r$ 对增益的影响

 (b)不同 $\omega_b$ 对增益的影响

图5 PIR谐振环节幅频特性

在不同谐振频率下,闭环传递函数随 $k_r$ 变化的根轨迹如图6所示,由图6可知,主导极点与虚轴交点的临界增益值 $k_r^*$ 随谐振频率 $\omega_n$ 增大而减小。为满足带速启动工况,选取电机在最大转速下的临界增益为 $k_{r-\max}^*$ ,可得使系统稳定的 $k_r$ 范围为:

$$0 \leq k_r < k_{r-\max}^* \quad (10)$$

为达到精确的稳态跟踪效果,PIR控制器的 $k_r$ 可根据系统性能指标进行设计,如整定为二阶系统的理想阻尼系数 $\xi=0.6\sim 0.8$ <sup>[6]</sup>。

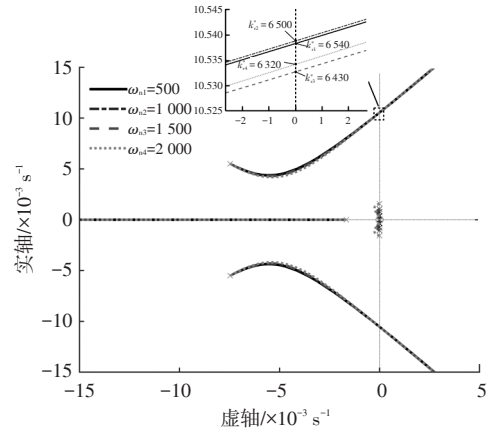
带速启动过程中,定子电流频率跟随电机转速实时变化,从而影响电流谐振环节的控制性能。无位置传感器算法估测得到的转子同步角频率即为电流基频,故可将谐振频率点设定为转子角频率并跟随转速变化,以优化误差信号的动态增益。改进后的准谐振环节传递函数描述为:

$$G_R(s) = \frac{k_r \omega_b s}{s^2 + \omega_b s + (\hat{\omega}_r)^2} \quad (11)$$

在处理器芯片的离散计算中,受脉宽调制死区误差、电流采样误差、电机参数变化等因素影响,无位置传感器估测算法的角度和速度存在波动,其速度波动量为:

$$\Delta \hat{\omega}_r = F \left( \frac{\Delta \hat{\theta}_r}{T_s} \right) \quad (12)$$

式中, $T_s$ 为离散系统采样时间; $\Delta \hat{\theta}_r$ 为估测角的波动范围; $F$ 为低通滤波器。


 图6  $k_r$ 根轨迹

为使谐振频率点准确跟随速度的波动,同时尽可能降低对谐振点以外频率的消极增益,设计谐振带宽略大于速度波动范围,有:

$$2\Delta \hat{\omega}_r < \omega_b < 3\Delta \hat{\omega}_r \quad (13)$$

#### 4 系统仿真与试验验证

为验证所提出的策略的有效性,在MATLAB/Simulink中搭建如图1所示的永磁电机无位置传感器带速启动控制系统仿真模型,并搭建基于STM32F407控制核心的对拖试验平台,如图7所示。永磁电机及控制参数如表1所示。其中,永磁电机转子位置信息通过增量式编码器获取,电机三相定子电流通过采样电阻获取。

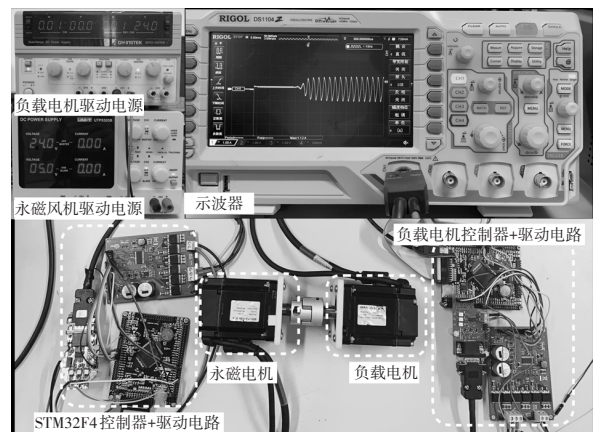


图7 电机带速启动试验平台

表1 永磁电机参数

参数	数值	参数	数值
额定电压/V	24	永磁磁链 $\psi_f$ /Wb	0.009
额定功率/W	400	d轴电感 $L_d$ /mH	0.90
额定转速/ $r \cdot \text{min}^{-1}$	3 000	q轴电感 $L_q$ /mH	0.90
永磁体极对数 $P_n$	5	定子电阻 $R_s$ / $\Omega$	0.14

### 4.1 稳态跟踪性能仿真分析

在正常运行速度区间,无位置传感器算法的速度估测值波动范围最大为 $\pm 2.4 \text{ rad/s}$ ,故依式(13)整定 $\omega_b=5.0 \text{ rad/s}$ 。如图8所示,选择二阶系统最佳阻尼系数 $\xi=0.707$ 绘制虚轴左侧根轨迹,在该阻尼系数下, $k_r$ 的取值对电机速度变化不敏感,因此整定控制参数为 $k_r=1$ 、 $k_i=1\ 600$ 、 $k_v=664$ 。

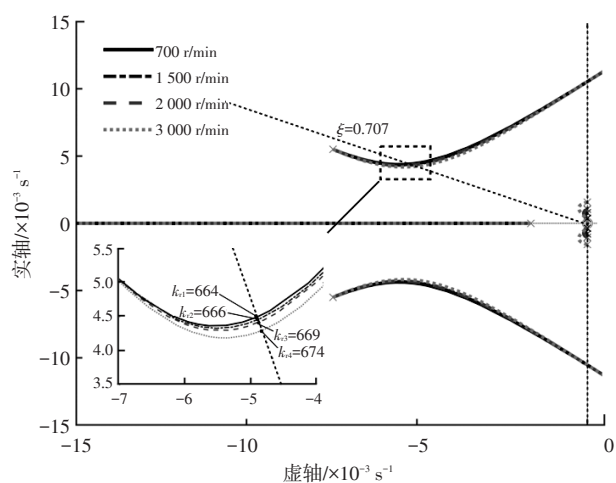


图8 不同速度下 $k_r$ 根轨迹

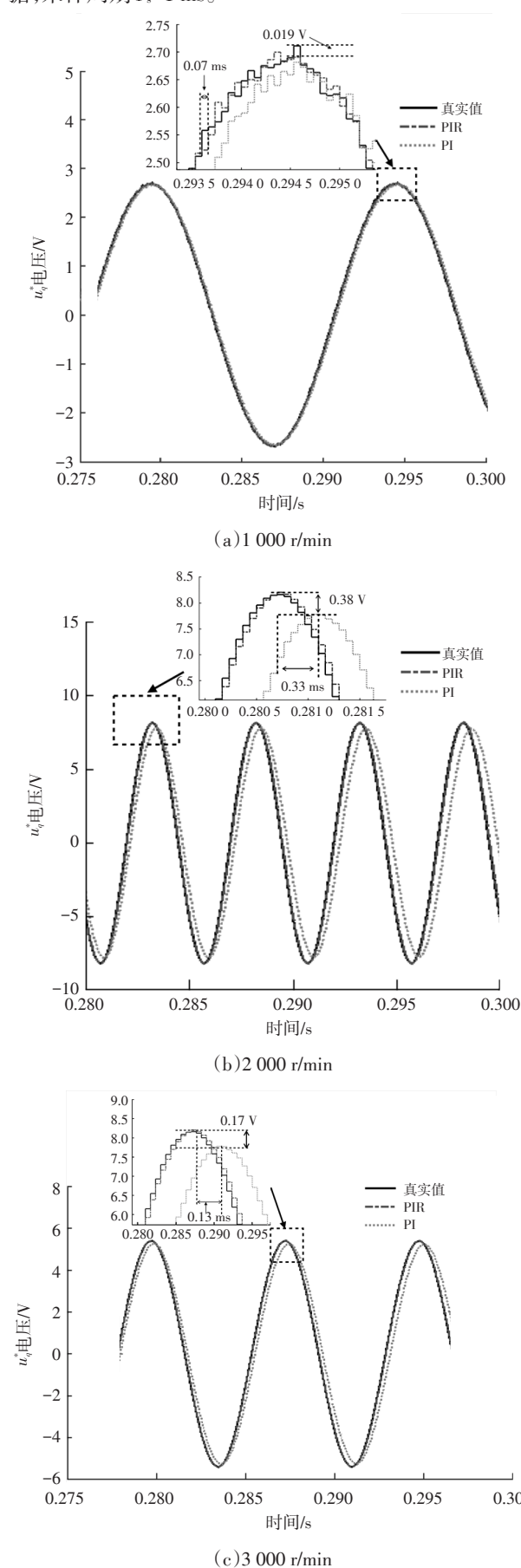
在1 000 r/min、2 000 r/min、3 000 r/min、3 500 r/min转速下进行零期望电流闭环启动仿真,对比电流控制器在稳态时的端电压响应,如图9所示。相比PI控制,PIR控制器的q轴跟踪电压 $u_q^*$ 的相位和幅值更接近真实值:速度为1 000 r/min时,PIR的相位跟踪比PI超前0.07 ms,约5.83%,电压峰值误差为0.019 V;3 500 r/min时,PIR的相位跟踪超前0.40 ms,约8.34%,且电压峰值误差为0.530 V。可见,电流环的稳态跟踪误差随电机转速增大而增大,特别是在中高速工况下,谐振环节能显著弥补电流环的动态响应不足,达到良好的跟踪效果。

在稳态跟踪工况下,由于PIR电流环控制器的电压跟踪性能优于PI控制器,使得无位置传感器算法的位置角估算精度提升。算法估测角的误差对比如表2所示。

### 4.2 带速启动过程试验研究

采用图7所示试验平台,对电流抑制跟踪过程和分段启动全过程分别开展试验研究,并通过STM32的CubeMonitor上位机工具和通讯串口实时采样运行数

据,采样周期 $T_s=1 \text{ ms}$ 。



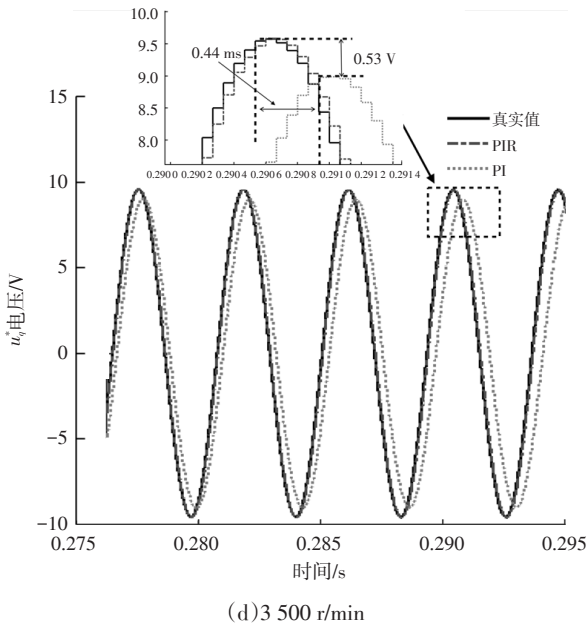


图9 PIR控制与PI控制电压跟随对比

表2 PIR与PI控制器无位置传感器估算角误差对比

电机转速 /r·min <sup>-1</sup>	角度估算误差/rad		估算精度提 升/%
	基于PIR控制	基于PI控制	
1 000	0.014	0.021	1.10
1 500	0.043	0.051	2.87
2 000	0.036	0.062	4.08
2 500	0.051	0.093	6.60
3 000	0.078	0.123	7.07
3 500	0.089	0.143	8.48

#### 4.2.1 电流环抑制跟踪试验

在上电初始时刻,负载电机以1 500 r/min恒速拖动永磁电机,整定 $k_p=1$ 、 $k_i=1\ 600$ 、 $k_r=200$ ,冲击电流抑制效果如图10所示。冲击电流抑制过程从 $2T$ 峰值时刻开始,经3~5 ms后达到稳定后,使能无位置传感器速度估测算法。

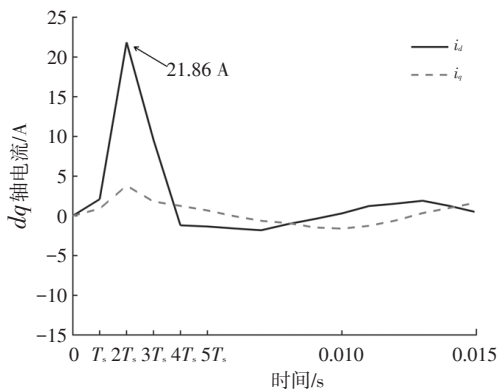


图10 冲击电流响应

以a相定子电流为例,1 500 r/min转速下电流响应过程如图11a所示: $t_1$ 时刻的冲击电流为21.86 A, $t_1$ 至 $t_2$

过程的稳态误差电流为3.14 A,无位置传感器算法速度估算结果稳定后的 $t_2$ 时刻切入准谐振环节; $t_2$ 时刻后,谐振抑制下的定子电流峰值下降至1.69 A,降低53.8%。1 000 r/min转速下的电流抑制过程如图11b所示,可见在不同速度下,该方法均能有效抑制冲击电流并跟踪电流信号,改善电流静差问题。

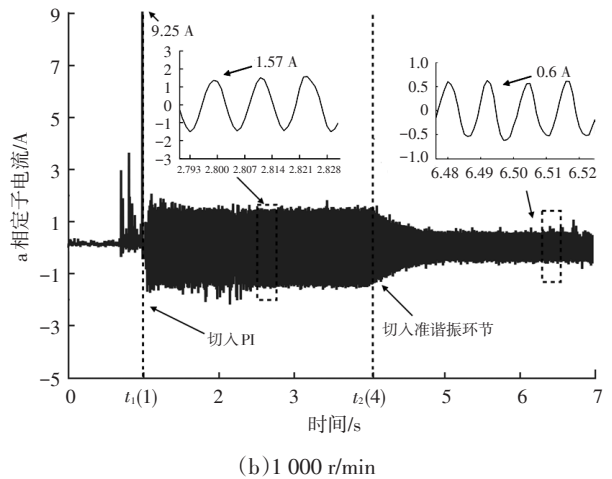
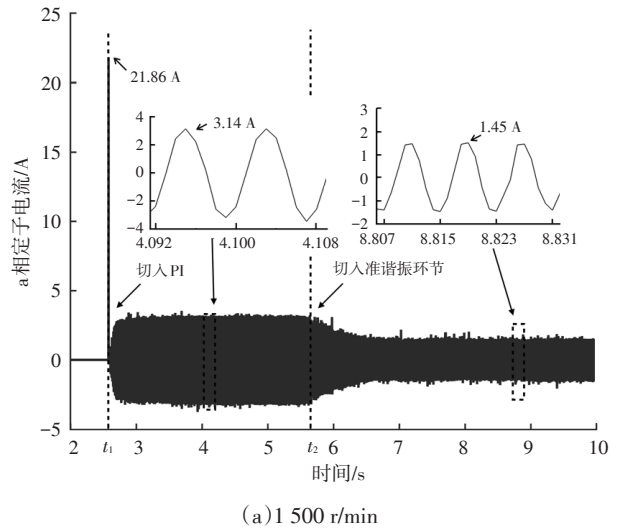


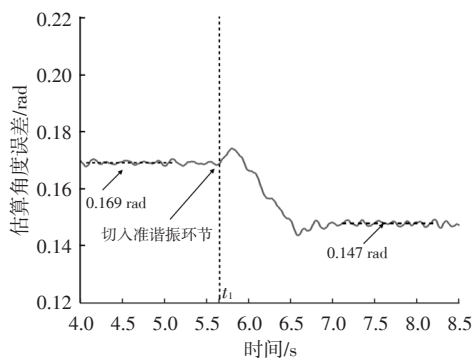
图11 不同转速下带速启动电流环响应过程

由图12可知,谐振跟踪阶段电流信号逐渐收敛,无位置传感器算法估算精度得到提升,电机在1 000 r/min时角度误差从0.165 rad下降到0.090 rad,在1 500 r/min时角度误差由0.169 rad减小到0.147 rad,试验结果与表2所示仿真结果基本一致。

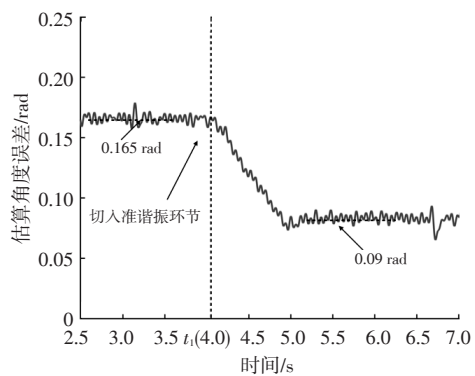
#### 4.2.2 分段带速启动全过程试验

对PI控制和PIR控制的带速启动全过程进行对比试验,负载电机保持1 500 r/min,结果如图13所示。由图13可知: $t_1$ 时刻起仅采用PI进行电流抑制跟踪启动,电流环介入后控制器跟踪交流电流信号达到稳定; $t_2$ 时刻融入PIR准谐振跟踪环节,该过程中无位置传感器算法的位置和速度逐渐收敛并稳定; $t_3$ 时刻估测的转子角

度和速度同步切入速度环,恢复矢量控制状态,此后 $d$ 、 $q$ 轴电流保持稳定。采用谐振跟踪环节控制后,电流幅值从 $t_2$ 时刻的3.2 A降至 $t_3$ 时刻的1.7 A,下降约47%。在 $t_3$ 时刻以后的加速阶段,PIR控制下的速度恢复时间由0.52 s缩短到0.12 s,电流超调量由4.2 A减小到3.0 A,动态性能显著提升。由此可知,分段起步控制方法可将电机由带速滑行状态平稳恢复至无位置传感器矢量控制状态。

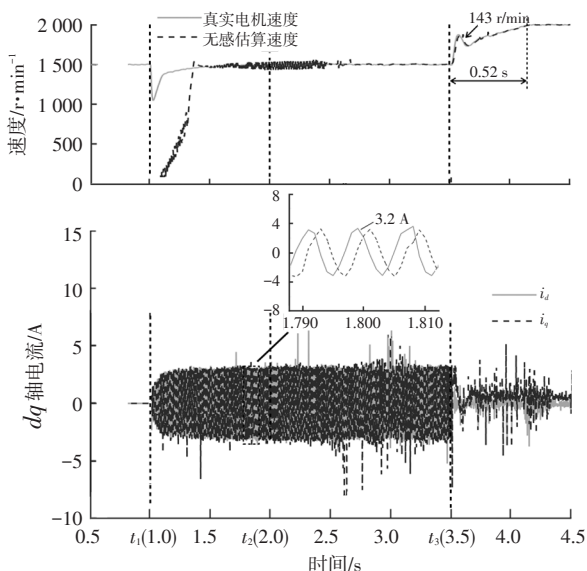


(a) 1 500 r/min

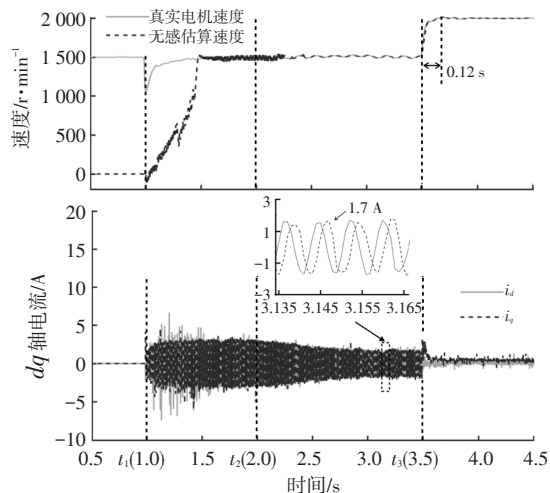


(b) 1 000 r/min

图12 不同转速下带速启动过程无传感估算角度误差



(a) 基于PI控制



(b) 基于PIR控制

图13 1 500 r/min转速下分段带速启动控制过程

## 5 结束语

为满足热泵风机永磁电机控制系统安全带速启动的需求,本文研究了基于谐振跟踪的无位置传感器带速启动策略。针对带速启动过程中采用传统PI控制的交流信号跟踪效果不理想问题,采用PIR自适应跟随控制方法,结合无位置传感器估测算法,有效抑制上电重启瞬间的冲击电流和稳态误差电流,并实现从速度开环到闭环的平顺切换。通过试验研究验证了基于PIR控制的无位置传感器带速分段启动策略的有效性,结果表明,在带速启动过程中,PIR控制相比PI控制的信号幅值误差减小53.8%,并可提高无位置传感估算精度2.87%,使闭环稳速运行更平顺、动态响应性更优。

## 参考文献

- [1] 魏秋兰,王红,刘涛. 新能源汽车热泵空调技术研究与应用[J]. 汽车实用技术, 2021, 46(13): 13-15+22.  
WEI Q L, WANG H, LIU T. Research on New Energy Vehicle Heat Pump Air-Conditioning Technology[J]. Automobile Applied Technology, 2021, 46(13): 13-15+22.
- [2] 叶立,胡林,张梦旻,等. 纯电动汽车热泵空调系统模糊控制策略优化[J]. 控制工程, 2021, 28(8): 1526-1533.  
YE L, HU L, ZHANG M Y, et al. Optimization of Fuzzy Control Strategy for Heat Pump Air Conditioning System of Pure Electric Vehicle[J]. Control Engineering of China, 2021, 28(8): 1526-1533.
- [3] TOBA A, SATO M, INATAMA S, et al. Free-Run Startup Techniques for Sensorless Drive Systems of Permanent Magnet Machine with Phase Current or DC-Bus Current Detection[J]. IEEJ Transactions on Industry Applications, 2006, 126(3): 315-321.
- [4] SEO D, BAK Y, CHO S, et al. An Improved Flying Restart

- Method of Sensorless PMSM Drive Systems Fed by an ANPC Inverter Using Repetitive Zero Voltage Vectors[C]. 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 17–21, 2019. Anaheim, CA, USA: IEEE, 2019: 3309–3314.
- [5] SEO D, BAK Y, LEE K B. An Improved Rotating Restart Method for a Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System Using Repetitive Zero Voltage Vectors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67 (5): 3496–3504.
- [6] YOU Z, YANG S. A Control Strategy for Flying-Start of Shaft Sensorless Permanent Magnet Synchronous Machine Drive[C]. 2018 International Power Electronics Conference (IPEC–Niigata 2018 – ECCE Asia), May 20–24, 2018. Niigata, Japan: IEEE, 2018: 651–656.
- [7] WU T, LUO D R, HUANG S, et al. A Fast Estimation of Initial Rotor Position for Low-Speed Free-Running IPMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 7664–7673.
- [8] TANIGUCHI S, YASUI K, YUKI K, et al. A Restart Control Method for Position Sensorless PMSM Drive Systems Without Potential Transformer for Railway Vehicle Traction [J]. Electrical Engineering in Japan, 2015, 193(3): 44–53.
- [9] 朱艺锋, 吴党建, 白冰洋, 等. 单相五电平脉冲整流器滑模比例积分谐振控制[J]. 浙江大学学报(工学版), 2020, 54 (8): 1578–1586.
- ZHU Y F, WU D J, BAI B Y, et al. Sliding Mode Proportional Integral Resonance Control for Single-Phase Five-Level Pulse Rectifier[J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2020, 54(8): 1578–1586.
- [10] 张明光, 孙虎忠, 郭日昌, 等. 基于准PIR的模块化多电平变频器的环流抑制策略[J]. 电气自动化, 2021, 43(1): 37–40+70.
- ZHANG M G, SUN H Z, GUO R C, et al. Circulating Current Restraining Strategy for the Modular Multilevel Converter Based on Quasi-PIR[J]. Automatic Control System & Equipments, 2021, 43(1): 37–40+70.
- [11] 吴文进, 苏建徽, 汪海宁, 等. 一种改进型的有源阻尼方法与谐振抑制机理分析[J]. 太阳能学报, 2020, 41(11): 71–78.
- WU W J, SU J H, WANG H N, et al. An Improved Active Damping Method and Harmonic Suppression Mechanism Analysis[J]. ACTA Energetica Solaris Sinica, 2020, 41(11): 71–78.
- [12] 吴雷, 李岚, 程之隆, 等. 基于PIR控制器的电压不平衡下双馈风力发电机转子侧变流器控制[J]. 电测与仪表, 2020, 57(16): 118–124.
- WU L, LI L, CHENG Z L, et al. Rotor-Side Converter Control of Doubly-Fed Wind Power Generation under Unbalanced Voltage Based on PIR Controller[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(16): 118–124.
- [13] 郭洪涛, 王威尧, 李梁, 等. 基于谐振控制器的双馈风力发电机组网侧变频器控制策略[J]. 科学技术创新, 2019 (36): 26–30.
- GUO H T, WANG W Y, LI L, et al. Control Strategy of Networking Side Converter of Doubly-Fed Wind Generator Based on Resonance Controller[J]. Scientific and Technological Innovation, 2019(36): 26–30.
- [14] 胡文华, 谭光辉. 新型电流单环PIR控制器在中频逆变器中的应用[J]. 电力系统及其自动化学报, 2020, 32(11): 7–12.
- HU W H, TAN G H. Application of Novel Current Single-Loop PIR Controller in Medium-Frequency Inverter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2020, 32(11): 7–12.
- [15] 章回炫, 范涛, 国敬, 等. 永磁同步电机位置信号误差的影响分析及消除[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(增刊 1): 294–302.
- ZHANG H X, FAN T, GUO J, et al. Analysis and Elimination of Position Signal Error of Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40 (S1): 294–302.
- [16] 丁有爽, 肖曦. 永磁同步电机直接驱动柔性负载控制方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(4): 123–132.
- DING Y S, XIAO X. Control Strategies of Flexible Load Driven Directly by Permanent Magnet Synchronous Motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(4): 123–132.

(责任编辑 斛 畔)

修改稿收到日期为2021年12月28日。