

# 基于 FOCA 的永磁游标电机 PI 参数自整定

王伟炳, 宋伟豪\*

(南京工程学院 电力工程学院, 江苏 南京 211167)

## PI Parameter Self-Tuning of Permanent Magnet Vernier Motor Based on FOCA

WANG Weibing, SONG Weihao\*

(School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China)

**Abstract:** In response to the difficulty and time-consuming problem of tuning the parameters of the current inner loop and speed outer loop proportional integral (PI) controller in field oriented control, a parameter self-tuning model for a permanent magnet vernier motor magnetic field orientation control dual closed-loop speed regulation system is constructed based on the field oriented control autotuner (FOCA) module in Matlab/Simulink. This module injects a sinusoidal disturbance signal into the output of the PI controller, calculates the frequency response based on the system input and output data, automatically adjusts the PI parameters based on the frequency response, and achieves the specified target bandwidth and phase margin. Finally, the control performance of each loop before and after tuning are analyzed and compared by simulation, and the simulation results show that using the FOCA module can quickly and automatically adjust the PI controller parameters and has good control performance.

**Key words:** permanent magnet vernier motor; field oriented control; parameter self-tuning; target bandwidth; phase margin

**摘 要:** 针对磁场定向控制中电流内环和转速外环比积分(PI)控制器参数整定困难且耗时长的问題,基于 Matlab/Simulink 的磁场定向控制自整定(FOCA)模块搭建了永磁游标电机磁场定向控制双闭环调速系统参数自整定模型。该模块在 PI 控制器输出端注入正弦扰动信号,根据系统输入输出数据计算频率响应,基于频率响应

自动整定 PI 参数,同时实现指定的目标带宽和相位裕度。最后通过仿真对比分析各个环路整定前后的控制性能,仿真结果表明使用 FOCA 模块能够快速自动整定 PI 控制器参数并且拥有良好的控制性能。

**关键词:** 永磁游标电机; 磁场定向控制; 参数自整定; 目标带宽; 相位裕度

## 0 引言

永磁同步电机具有高效率、高功率密度和高控制性能等特点,是电动汽车中常用的电机类型,为电动汽车提供了可靠、高性能的动力系统。但是,目前电动汽车生产厂家大多是通过驱动电机与减速器的配合来完成低速大转矩输出,这种配合不仅效率低且系统维护难度高<sup>[1]</sup>。永磁游标电机(Permanent Magnet Vernier Motor, PMVM)属于永磁同步电机,其本身除了具备永磁同步电机的优良特性外,还能利用磁场调制原理实现低速大转矩输出,在电动汽车领域具备良好的应用前景<sup>[2]</sup>。

电机控制技术作为新能源汽车的核心技术之一,其发展和应用对新能源汽车的性能和效率有着直接影响<sup>[3]</sup>。近年来,许多智能控制算法被应用于电机控制,如基于模糊语言等理论的模糊控制算法<sup>[4-5]</sup>、仿照人类大脑的神经网络控制算法<sup>[6-7]</sup>以及被控对象数学模型不确定的自适应控制算法等<sup>[8-10]</sup>。尽管许多先进控制方法不断推出,但比例积分微分(Proportional Integral Derivative, PID)控制因具备结构简单、对模型误差具有鲁棒性和易于操作等优点,仍被广泛应用于工业控制中<sup>[11]</sup>。PID 控制器参数直接决定其性能,传统的 PID 控制器参数整定常采用人工手

**基金项目:** 中国博士后科学基金(2018M632201);江苏省高等学校自然科学基金(20KJA470004)

China Postdoctoral Science Foundation(2018M632201); Natural Science Foundation of the Higher Education Institutions of Jiangsu Province, China(20KJA470004)

动调节或经验公式(如 Z-N 法<sup>[12]</sup>)等方式,整定得到的 PID 参数控制效果难以确保<sup>[13]</sup>。在电机磁场定向控制中,电流内环和速度外环常采用比例积分(Proportional Integral, PI)控制器,所以高效整定 PI 控制器参数非常必要。本文基于 Matlab/Simulink 的磁场定向控制自整定(Field Oriented Control Autotuner, FOCA)模块搭建了表贴式 PMVM 磁场定向控制双闭环调速系统参数自整定模型,研究了该模块中 PI 控制器参数自整定的效果。

## 1 电机工作原理及数学模型

### 1.1 电机工作原理

磁齿轮的工作原理是内(外)转子上永磁体产生的空间谐波经过调磁块调制后,形成的谐波次数与外(内)转子上永磁体产生的谐波次数相等,使得内外转子能够完成能量转换,从而形成恒定的转矩输出<sup>[14]</sup>。表贴式 PMVM 是基于气隙磁场调制理论工作的一种直驱电机,采用定子齿来代替磁齿轮电机中调磁块,因而具备磁齿轮电机高转矩密度和高功率密度的优点<sup>[15]</sup>。同时,表贴式 PMVM 为单气隙结构,相比其他多层气隙的磁齿轮电机,其结构更简单,加工难度更低,在低速大转矩的驱动领域有明显优势。表贴式 PMVM 结构如图 1 所示。

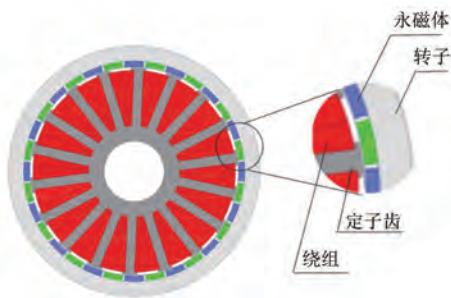


图 1 表贴式 PMVM 结构

Fig. 1 Surface-mounted PMVM structure

### 1.2 电机数学模型

表贴式 PMVM 的电压、磁链、转矩和运动方程如式(1)~式(4)所示:

$$\begin{cases} u_d = \frac{d\psi_d}{dt} - \omega L_q i_q + R_s i_d \\ u_q = \frac{d\psi_q}{dt} + \omega (L_d i_d + \psi_f) + R_s i_q \end{cases} \quad (1)$$

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

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

$$T_e - T_L - B\omega_m = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (4)$$

式中:  $u_d$ 、 $u_q$  分别为定子电压  $d$ 、 $q$  轴分量;  $i_d$ 、 $i_q$  分别为定子电流  $d$ 、 $q$  轴分量;  $\psi_d$ 、 $\psi_q$  分别为定子磁链  $d$ 、 $q$  轴分量;  $L_d$ 、 $L_q$  分别为定子  $d$ 、 $q$  轴电感;  $R_s$  为定子电阻;  $\omega$  为电角速度;  $\psi_f$  为永磁体磁链幅值;  $n_p$  为转子极对数;  $T_e$  为电磁转矩;  $T_L$  为负载转矩;  $B$  为阻尼系数;  $\omega_m$  为机械角速度;  $J$  为转动惯量。

## 2 FOCA 模块

基于前向欧拉法的离散 PID 控制器传递函数如式(5)所示<sup>[16]</sup>:

$$G(z) = P + \frac{IT_s}{z-1} + \frac{DN}{1 + NT_s/(z-1)} \quad (5)$$

式中:  $P$ 、 $I$  和  $D$  分别为比例、积分和微分参数;  $N$  为滤波器系数;  $T_s$  为控制器采样时间。

FOCA 模块在磁场定向控制中依次自动整定  $d$  轴电流环路、 $q$  轴电流环路、转速环路和磁通环路的 PI 控制器参数。在 FOCA 模块中需要设定目标带宽和相位裕度,相位裕度会影响被控制系统的鲁棒性,范围在  $0 \sim 90^\circ$  之间。每个环路在闭环中进行自动整定,以便系统稳定运行,并且无需该环路相关的参数模型。当对一个环路整定时,其他环路控制器参数不变。整定过程如下:该模块对控制器输出端注入频率为  $[1/10 \ 1/3 \ 1 \ 3 \ 10]\omega_c$  的正弦扰动信号,其中  $\omega_c$  为指定的目标带宽。该模块最高测量目标带宽 10 倍的频率响应数据,为确保该频率小于奈奎斯特频率,目标带宽与控制器采样时间需满足式(6)<sup>[17]</sup>:

$$\omega_c T_s \leq 0.3 \quad (6)$$

当环路整定结束后,FOCA 模块不会注入任何扰动信号,该模块根据系统输入输出数据来计算频率响应,基于频率响应自动整定 PID 参数并更新。整定算法旨在平衡系统性能和鲁棒性,同时实现指定的目标带宽和相位裕度<sup>[18]</sup>。当将系统配置为自动更新 PID 控制器参数时,能够验证控制性能。

FOCA 模块及连接框图如图 2 所示。图 2 中:  $\Delta u_d$ 、 $\Delta u_q$  和  $\Delta i_q$  为该模块在 PI 控制器输出端注入的正弦扰动量;  $u_d$ 、 $u_q$  和  $i_q^*$  为 PI 控制器输出量;  $i_d$ 、 $i_q$  和  $n$  为 PMVM 反馈量。本文采取  $i_d = 0$  的控制策略, 因此没有磁通环路, 故磁场定向控制结构包含  $d$  轴电流环路、 $q$  轴电流环路和转速环路三个环路。

此外, 需设置每个环路整定的开始时间和持续时间。该模块一次只整定一个环路, 因此各个环路整定的时间段不能冲突。在指定开始时间和持续时间时, 选择初始 PI 控制器参数驱动电机至

稳态工作时方可进行自整定。对于模块整定的每个环路, 让整定运行足够长的时间, 使算法能够收集足够的数据, 以便在其测量的所有频率下进行良好的频率响应估计。整定的持续时间保守估计为  $550/\omega_c \text{ s}^{[18]}$ 。

最后, 设置正弦扰动信号的幅值。幅值必须足够大才能比正常扰动更明显, 并且能够使系统在稳定工作点附近的线性区域内运行, 避免系统输入输出饱和<sup>[14]</sup>。正弦扰动信号幅值的设置没有确切的计算式, 一般选择系统在稳定状态下控制器最大输出的 10% 左右<sup>[19]</sup>。

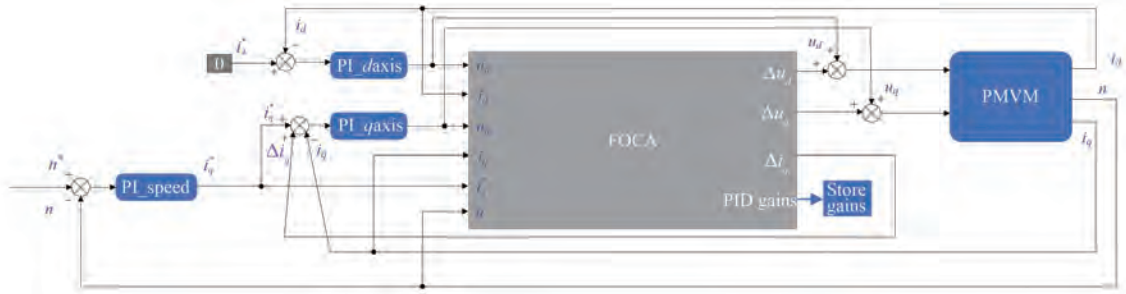


图 2 FOCA 模块及连接框图

Fig. 2 FOCA module and connection block diagram

### 3 仿真分析

#### 3.1 模型说明

表贴式 PMVM 磁场定向控制双闭环调速系统参数自整定 Simulink 仿真模型如图 3 所示。该模型的基本组成部分为表贴式 PMVM、电压源逆变器 (Voltage Source Inverter, VSI)、PI 控制器、FOCA 模块、空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 模块和坐标变换模块。

为了自动更新 PI 控制器参数, 使用 Data Store Write、Data Store Memory 和 Data Store Read 模块。 $d$ 、 $q$  轴电流环路采用相同的整定参数, 电流内环 PI 控制器采样时间为 0.000 1 s, 由式 (6) 可知其目标带宽  $\omega_c$  须小于等于 3 000 r/s, 本文电流内环  $\omega_c$  取 2 500 r/s, 相位裕度  $\gamma$  取  $80^\circ$ , 正弦扰动幅值为 5 V。转速外环 PI 控制器采样时间为 0.001 s, 由式 (6) 可知其目标带宽  $\omega_c$  须小于等于 300 r/s, 本文转速外环  $\omega_c$  取 30 r/s, 相位裕度  $\gamma$  取  $80^\circ$ , 正弦扰动幅值为 2 A。表贴式 PMVM 主要参数如表 1 所示。

表 1 表贴式 PMVM 参数

Tab. 1 Surface-mounted PMVM parameters

| 参数名称                                        | 参数值     |
|---------------------------------------------|---------|
| 额定电压 $U_{dc}/V$                             | 60      |
| 定子电阻 $R_s/\Omega$                           | 0.1     |
| $d$ 轴电感 $L_d/H$                             | 0.000 9 |
| $q$ 轴电感 $L_q/H$                             | 0.000 9 |
| 转子极对数 $n_p$                                 | 16      |
| 转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$                     | 0.3     |
| 阻尼系数 $B/(N \cdot m \cdot rad^{-1} \cdot s)$ | 0.000 1 |
| 永磁体磁链 $\psi_f/Wb$                           | 0.029   |

#### 3.2 控制策略

本文采取  $i_d = 0$  的控制策略, 在各种矢量控制方式中,  $i_d = 0$  控制应用广泛且简单。由于定子电流仅有交轴电流  $i_q$ , 此时表贴式 PMVM 可以看作直流电机, 从而便于电机电磁转矩  $T_e$  的控制。

#### 3.3 自整定

设置仿真条件为: 初始时刻选择使调速系统稳定运行的 PI 控制器参数让电机运行于 100 r/min, 然后使用 FOCA 模块进行 PI 控制器参数自整定。首先在 1 s ~ 1.22 s 进行  $d$  轴电流环路自整定; 接着在 1.5 s ~ 1.72 s 进行  $q$  轴电流环路自整定; 最后在 2 s ~ 20.34 s 进行转速环路自整定。在 21 s

时将参考转速  $n^*$  设为 0, 24 s 时将参考转速  $n^*$  设为 100 r/min, 以便对比更新参数后的控制性能。

在 26.5 s 时给表贴式 PMVM 施加 15 N·m 的负载转矩。

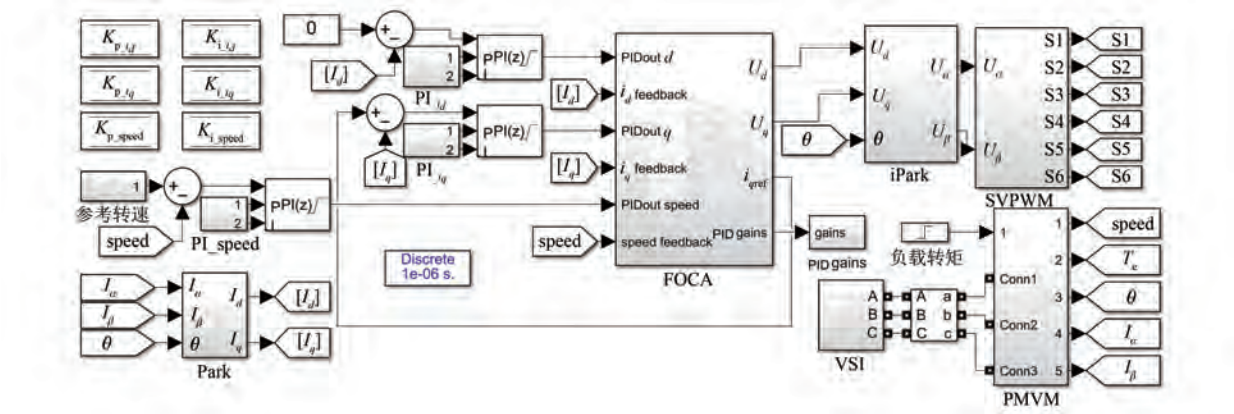


图 3 表贴式 PMVM 参数自整定 Simulink 仿真模型

Fig. 3 Simulink simulation model for parameter self-tuning of surface-mounted PMVM

图 4 和图 5 分别为整定前后  $d$  轴和  $q$  轴电流波形。由图 4 可知, 整定前反馈电流  $i_d$  没有很好地跟踪参考电流  $i_d^*$ , 有明显超调; 整定后  $i_d$  始终为 0, 在开始减速 (21 s)、开始加速 (24 s) 和施加负载转矩 (26.5 s) 时均无明显超调, 能够快速跟踪  $i_d^*$ 。由图 5 可知, 整定前  $i_q$  没有很好地跟踪  $i_q^*$ , 并且在逐渐降低, 降低过程中有明显超调, 电机不能以最大电流输出; 整定后  $i_q$  能很好地跟踪  $i_q^*$ , 同样在开始减速、开始加速和施加负载转矩时均无明显超调, 电机以最大电流输出。

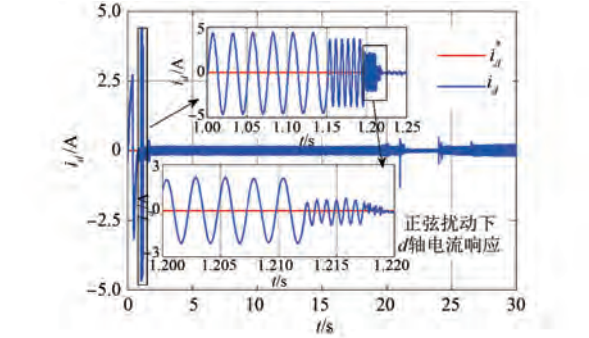


图 4 整定前后的  $i_d$  波形

Fig. 4  $i_d$  waveforms before and after tuning

图 6 为整定前后的转速波形。由图 6 可知, 电机在初始 PI 控制器参数下达到稳定转速 100 r/min, 反馈转速  $n$  峰值为 152 r/min, 超调量为 52%; 在 1 s~20.34 s 时间段进行 3 次整定后反馈转速  $n$  峰值为 117 r/min, 超调量为 17%, 超调量明显降低; 施加负载转矩对反馈转速  $n$  影响较

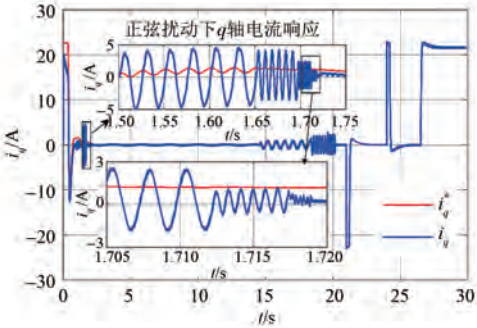


图 5 整定前后的  $i_q$  波形

Fig. 5  $i_q$  waveforms before and after tuning

小, 能够准确地跟踪参考转速  $n^*$ 。

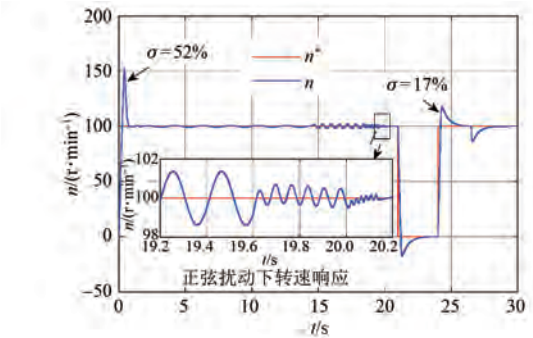


图 6 整定前后转速波形

Fig. 6 Speed waveforms before and after tuning

FOCA 模块中目标带宽  $\omega_c$  和相位裕度  $\gamma$  是影响系统性能的两个关键参数。上升时间  $t_r$  为响应从终值的 10% 上升到 90% 所需的时间, 调节时间  $t_s$  为响应达到并保持在终值的  $\pm 5\%$  内所需的时间。超调量  $\sigma$  的表达式如式 (7) 所示<sup>[20]</sup>:

$$\sigma = \frac{c(t_p) - c(\infty)}{c(\infty)} \times 100\% \quad (7)$$

式中:  $c(t_p)$  为响应的最大偏移量,  $t_p$  为响应超过其终值到达第一个峰值所需的时间;  $c(\infty)$  为终值。

图 7、图 8 和图 9 分别为在  $d$  轴电流环路、 $q$  轴电流环路和转速环路的相位裕度  $\gamma$  不变时, 不同目标带宽  $\omega_c$  下的  $i_d$ 、 $i_q$  和  $n$  波形, 对应的具体性能指标如表 2、表 3 和表 4 所示。由图 7、图 8 结合表 2、表 3 可知, 在相同的相位裕度下, 目标带宽越大, 响应速度越快, 上升时间越短, 超调量越大。电流环作为内环, 除了满足一定的超调量外, 还应该具备更快的响应速度, 若响应速度不满足需求, 可适当降低电流内环 PI 控制器采样时间以提高目标带宽。由图 9 和表 4 可知, 在  $7.5 \text{ rad/s} \leq \omega_c \leq 20 \text{ rad/s}$  时,  $\omega_c$  越大, 响应速度越快, 上升时间越短; 当  $\omega_c \geq 20 \text{ rad/s}$  时, 进一步提高  $\omega_c$  对上升时间没有影响, 反而增加超调量; 在  $\omega_c = 290 \text{ rad/s}$  时, 由于转速响应超调量过大, 导致转速波形振荡, 故  $\omega_c$  不宜过大。图 10 为将电流内环 PI 控制器采样时间  $T_s$  降低为  $0.000\,05 \text{ s}$  后不同  $\omega_c$  下的  $i_q$  波形, 具体性能指标如表 5 所示。由图 10 和表 5 可知, 随着  $\omega_c$  增大, 对上升时间的影响减小并且超调量增加较大。

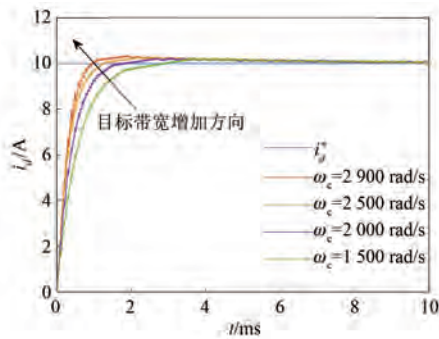


图 7 不同目标带宽下  $i_d$  波形

Fig. 7  $i_d$  waveforms under different target bandwidths

表 2 不同目标带宽下  $i_d$  性能指标

Tab. 2  $i_d$  performance indicators under different target bandwidths

| $\omega_c / (\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$ | $\gamma / (^\circ)$ | $t_r / \text{ms}$ | $\sigma / \%$ | $P$   | $I$   |
|-----------------------------------------------|---------------------|-------------------|---------------|-------|-------|
| 2 900                                         | 80                  | 0.534             | 3.5           | 2.855 | 569.8 |
| 2 500                                         | 80                  | 0.635             | 3             | 2.477 | 430.7 |
| 2 000                                         | 80                  | 0.831             | 2.5           | 1.99  | 281.3 |
| 1 500                                         | 80                  | 1.17              | 2.4           | 1.483 | 184.5 |

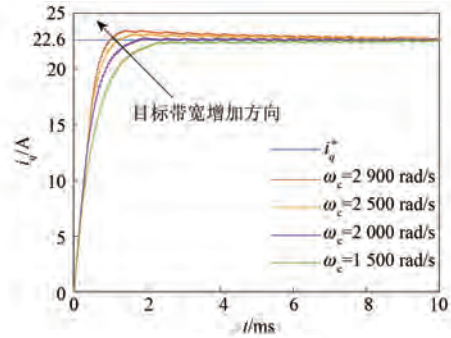


图 8 不同目标带宽下  $i_q$  波形

Fig. 8  $i_q$  waveforms under different target bandwidths

表 3 不同目标带宽下  $i_q$  性能指标

Tab. 3  $i_q$  performance indicators under different target bandwidths

| $\omega_c / (\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$ | $\gamma / (^\circ)$ | $t_r / \text{ms}$ | $\sigma / \%$ | $P$   | $I$   |
|-----------------------------------------------|---------------------|-------------------|---------------|-------|-------|
| 2 900                                         | 80                  | 0.61              | 3.9           | 2.954 | 574.1 |
| 2 500                                         | 80                  | 0.708             | 2.5           | 2.506 | 408.3 |
| 2 000                                         | 80                  | 0.865             | 0.9           | 2.002 | 269.9 |
| 1 500                                         | 80                  | 1.213             | 0.18          | 1.489 | 174.2 |

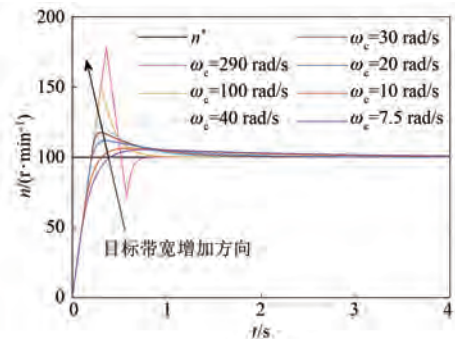


图 9 不同目标带宽下  $n$  波形

Fig. 9  $n$  waveforms under different target bandwidths

表 4 不同目标带宽下  $n$  性能指标

Tab. 4  $n$  performance indicators under different target bandwidths

| $\omega_c / (\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$ | $\gamma / (^\circ)$ | $t_r / \text{ms}$ | $\sigma / \%$ | $P$   | $I$   |
|-----------------------------------------------|---------------------|-------------------|---------------|-------|-------|
| 290                                           | 80                  | 0.160 4           | 79.3          | 13.81 | 271.4 |
| 100                                           | 80                  | 0.160 4           | 50.4          | 4.569 | 30.2  |
| 40                                            | 80                  | 0.160 4           | 23.4          | 1.811 | 4.837 |
| 30                                            | 80                  | 0.160 4           | 17            | 1.355 | 2.716 |
| 20                                            | 80                  | 0.160 5           | 11.6          | 0.902 | 1.207 |
| 10                                            | 80                  | 0.213 6           | 6.4           | 0.449 | 0.301 |
| 7.5                                           | 80                  | 0.224 4           | 5.5           | 0.337 | 0.169 |

图 11、图 12 和图 13 分别为在  $d$  轴电流环路、 $q$  轴电流环路和转速环路的相位裕度  $\gamma$  不变时, 不同目标带宽  $\omega_c$  下的  $i_d$ 、 $i_q$  和  $n$  波形, 对应的具体性能指标如表 6、表 7 和表 8 所示。由图 11 ~ 图

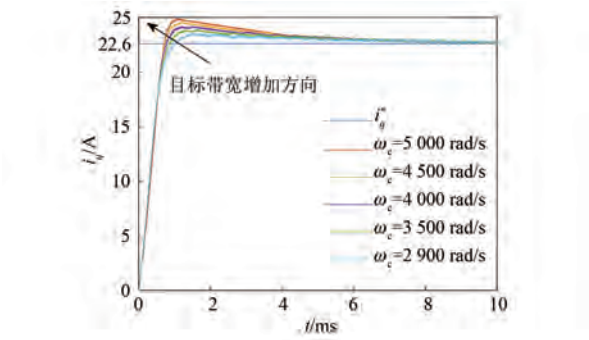


图 10 提高目标带宽下  $i_q$  波形

Fig. 10  $i_q$  waveforms under increasing target bandwidth

表 5 提高目标带宽下  $i_q$  性能指标

Tab. 5  $i_q$  performance indicators under increasing target bandwidth

| $\omega_c/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$ | $\gamma/(^{\circ})$ | $t_r/\text{ms}$ | $\sigma/\%$ | $P$   | $I$   |
|-------------------------------------------|---------------------|-----------------|-------------|-------|-------|
| 5 000                                     | 80                  | 0.503           | 10.1        | 4.661 | 1 417 |
| 4 500                                     | 80                  | 0.512           | 8.7         | 4.137 | 1 218 |
| 4 000                                     | 80                  | 0.518           | 7           | 3.771 | 976   |
| 3 500                                     | 80                  | 0.564           | 5.7         | 3.269 | 754.2 |
| 2 900                                     | 80                  | 0.61            | 3.9         | 2.954 | 574.1 |

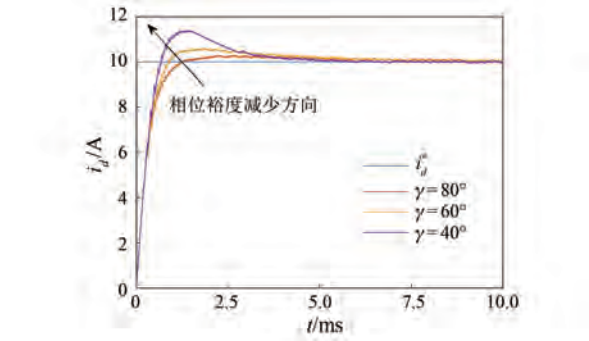


图 11 不同相位裕度下  $i_d$  波形

Fig. 11  $i_d$  waveforms under different phase margins

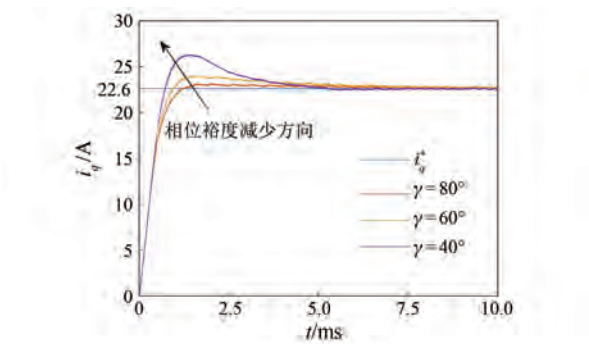


图 12 不同相位裕度下  $i_q$  波形

Fig. 12  $i_q$  waveforms under different phase margins

13 结合表 6~表 8 可知,在相同的  $\omega_c$  下, $\gamma$  对上升时间的影响较小; $\gamma$  越高,超调量  $\sigma$  越小,同时也

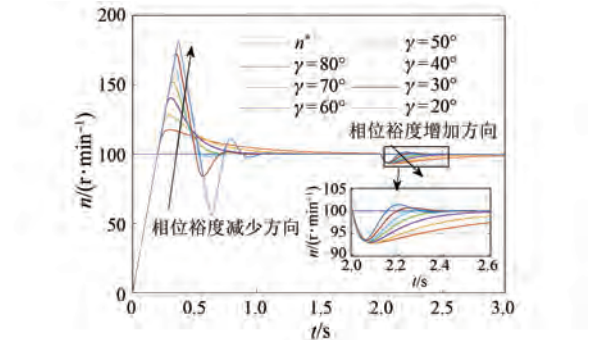


图 13 不同相位裕度下  $n$  波形

Fig. 13  $n$  waveforms under different phase margins

表 6 不同相位裕度下  $i_d$  性能指标

Tab. 6  $i_d$  performance indicators under different phase margins

| $\omega_c/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$ | $\gamma/(^{\circ})$ | $t_r/\text{ms}$ | $\sigma/\%$ | $P$   | $I$   |
|-------------------------------------------|---------------------|-----------------|-------------|-------|-------|
| 2 500                                     | 80                  | 0.926           | 3           | 2.477 | 430.7 |
| 2 500                                     | 60                  | 2.403           | 6.1         | 2.525 | 785.9 |
| 2 500                                     | 40                  | 2.855           | 14          | 2.467 | 1 800 |

表 7 不同相位裕度下  $i_q$  性能指标

Tab. 7  $i_q$  performance indicators under different phase margins

| $\omega_c/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$ | $\gamma/(^{\circ})$ | $t_r/\text{ms}$ | $\sigma/\%$ | $P$   | $I$   |
|-------------------------------------------|---------------------|-----------------|-------------|-------|-------|
| 2 500                                     | 80                  | 0.926           | 2.5         | 2.506 | 408.3 |
| 2 500                                     | 60                  | 2.532           | 6.3         | 2.555 | 735.1 |
| 2 500                                     | 40                  | 3.132           | 16          | 2.498 | 1 724 |

表 8 不同相位裕度下  $n$  性能指标

Tab. 8  $n$  performance indicators under different phase margins

| $\omega_c/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$ | $\gamma/(^{\circ})$ | $t_r/\text{ms}$ | $\sigma/\%$ | $P$   | $I$   |
|-------------------------------------------|---------------------|-----------------|-------------|-------|-------|
| 30                                        | 80                  | 0.918           | 17          | 1.355 | 2.716 |
| 30                                        | 70                  | 0.781           | 28          | 1.325 | 4.468 |
| 30                                        | 60                  | 0.658           | 41.5        | 1.278 | 6.894 |
| 30                                        | 50                  | 0.564           | 52          | 1.215 | 9.585 |
| 30                                        | 40                  | 0.514           | 63.5        | 1.144 | 12.8  |
| 30                                        | 30                  | 0.657           | 72.1        | 1.061 | 17.36 |
| 30                                        | 20                  | 0.873           | 82.2        | 0.941 | 24.11 |

会缩短系统的调节时间  $t_s$ 。在  $\gamma > 50^{\circ}$  的转速响应中,较高的相位裕度增加了系统的调节时间。实际的表贴式 PMVM 双闭环调速系统往往是带负载工作的,因此转速外环需要一定的抗扰动能力。在 2 s 时施加 8 N·m 的负载转矩,由图 13 和表 8 可知,相位裕度  $\gamma$  越小,积分参数  $I$  越大,抗扰动能力越强,恢复速度越快。

## 4 结语

将 Matlab/Simulink 的 FOCA 模块应用到 PMVM 磁场定向控制双闭环调速系统模型中实现 PI 控制器参数自整定。该模块在 PI 控制器输出端注入正弦扰动信号,根据系统输入输出数据计算频率响应,基于频率响应自动整定 PI 参数,同时实现指定的目标带宽和相位裕度。分析自动更新 PI 参数后的系统性能,并与在初始 PI 参数下的系统性能进行比较。仿真结果表明,采用 FOCA 模块进行参数自整定后系统性能得到了较好的改善。FOCA 模块基于设定的目标带宽和相位裕度自动整定 PI 控制器参数,加快了调参速度,将调节 PI 参数转变为改变目标带宽和相位裕度,简化了调参过程。

## 参考文献

- [ 1 ] 黑亮声. 电动汽车用新型永磁游标电机的研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2018.  
HEI L S. Study on the novel permanent magnet vernier machine for electric vehicles [D]. Harbin: Harbin University of Science and Technology, 2018.
- [ 2 ] 余轲. 永磁游标电机的无位置传感器控制系统研究 [D]. 南京: 东南大学, 2021.  
YU K. Research on sensorless control of a permanent magnet vernier motor [D]. Nanjing: Southeast University, 2021.
- [ 3 ] 李秋波, 史庆武. 电机控制在新能源汽车中的应用 [J]. 中国科技信息, 2023, (13): 96-98.  
LI Q B, SHI Q W. Application of motor control in new energy vehicles [J]. China Science and Technology Information, 2023, 13: 96-98.
- [ 4 ] 陈昱昊, 郑宾. 基于模糊 PI 控制的永磁同步电机矢量控制性能研究 [J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(7): 75-81.  
CHEN Y H, ZHENG B. Research on vector control performance of permanent magnet synchronous motor based on fuzzy PI control [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022, 41(7): 75-81.
- [ 5 ] 李瑞棋, 杨波, 贺建湘, 等. 基于变论域模糊 PI 的永磁同步电机无传感控制 [J]. 电机与控制应用, 2021, 48(10): 29-34.  
LI R Q, YANG B, HE J X, et al. Sensorless control of PMSM based on variable universe fuzzy PI [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(10): 29-34.
- [ 6 ] 胡嘉俊. 基于 BP 神经网络的永磁同步电机控制策略研究 [D]. 南昌: 南昌大学, 2021.  
HU J J. Study on control strategy of permanent magnet synchronous motor based on BP neural network [D]. Nanchang: Nanchang University, 2021.
- [ 7 ] 霍召晗, 许鸣珠. 基于小波神经网络 PID 的永磁同步电机转速控制 [J]. 电机与控制应用, 2019, 46(11): 1-6.  
HUO Z H, XU M Z. Speed control of permanent magnet synchronous motor based on wavelet neural network PID [J]. Electric Machines & Control Application, 2019, 46(11): 1-6.
- [ 8 ] 王誉. 永磁同步电机系统的无模型自适应预测控制 [D]. 青岛: 青岛大学, 2022.  
WANG Y. Model-free adaptive predictive control for permanent magnet synchronous motor systems [D]. Qingdao: Qingdao University, 2022.
- [ 9 ] 于霜, 储建华. 永磁同步电机自适应鲁棒电流预测控制 [J]. 微特电机, 2018, 46(12): 58-61+66.  
YU S, CHU J H. Adaptive robust current predictive control for permanent magnet synchronous motor considering parameter perturbation [J]. Small & Special Electrical Machines, 2018, 46(12): 58-61+66.
- [ 10 ] 王朝庆, 李鸿高. 基于参数自适应永磁同步电机电流控制 [J]. 微电机, 2023, 56(10): 55-58+82.  
WANG C Q, LI H G. Current control of permanent magnet synchronous motor based on parameter adaptive [J]. Micromotors, 2023, 56(10): 55-58+82.
- [ 11 ] 王伟, 张晶涛, 柴天佑. PID 参数先进整定方法综述 [J]. 自动化学报, 2000, 3: 347-355.  
WANG W, ZHANG J T, CHAI T Y. A survey of advanced PID parameter tuning methods [J]. Acta Automatica Sinica, 2000, 3: 347-355.
- [ 12 ] ZIEGLER J G, NICHOLS N B. Optimum settings for automatic controllers [J]. Journal of Fluids Engineering, 1942, 64(8): 759-765.
- [ 13 ] 胡小林. 永磁同步电机控制器参数自整定技术研究 [D]. 成都: 西南交通大学, 2018.  
HU X L. Research on self-tuning technology of permanent magnet synchronous motor controller parameters [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong

- University, 2018.
- [14] 万洋. 电动汽车用磁齿轮复合电机的设计与性能分析[D]. 镇江: 江苏大学, 2020.
- WAN Y. Design and performance analysis of magnetic-gear permanent magnet motor for electric vehicles [D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2020.
- [15] 梅叶依. 轮毂驱动用永磁游标电机设计及优化[D]. 南京: 东南大学, 2021.
- MEI Y Y. Design and optimization of permanent magnet vernier machine for in-wheel drive application [D]. Nanjing: Southeast University, 2021.
- [16] MathWorks. Discrete-time proportional-integral-derivative (PID) controllers [DB/OL]. 2022. <https://www.mathworks.com/help/releases/R2022b/control/ug/discrete-time-proportional-integral-derivative-pid-controller.html>.
- [17] MathWorks. Field oriented control autotuner [DB/OL]. 2021. <https://www.mathworks.com/help/releases/R2021b/mcb/ref/fieldorientedcontrolautotuner.html>.
- [18] MathWorks. How to use field oriented control autotuner block [DB/OL]. 2021. <https://www.mathworks.com/help/releases/R2021b/mcb/ug/how-to-use-field-oriented-control-autotuner.html>.
- [19] ALMAMOORI N A, DZIADAK B, SABRY A H. Design of a closed-loop autotune PID controller for three-phase for power factor corrector with Vienna rectifier [J]. Bulletin of Electrical Engineering and Informatic, 2022, 11(4): 1798-1806.
- [20] 胡寿松. 自动控制原理 [M]. 北京: 科学出版社, 2019.
- HU S S. Principles of Automatic Control [M]. Beijing: Science Press, 2019.

---

收稿日期:2024-02-01

收到修改稿日期:2024-04-16

作者简介:

王伟炳(1979-),男,博士,副教授,研究方向为永磁游标电机分析与控制,eagleiwan@163.com;

\* 通信作者:宋伟豪(1999-),男,硕士研究生,研究方向为永磁游标电机分析与控制,sw991121@163.com。

## PI Parameter Self-Tuning of Permanent Magnet Vernier Motor Based on FOCA

WANG Weibing, SONG Weihao \*

(School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China)

**Key words:** permanent magnet vernier motor; field oriented control; parameter self-tuning; target bandwidth; phase margin

Permanent magnet synchronous motor (PMSM) is a commonly used type of motor in electric vehicles (EVs), which has high efficiency, high power density, and high control performance, providing a reliable and high-performance power system for EVs. However, currently, most EV manufacturers achieve low-speed and high torque output through the combination of the driving motor and reducer. This combination is not only inefficient, but also difficult to maintain the system. Permanent magnet vernier motor (PMVM) belongs to the category of PMSMs, which not only has the excellent characteristics of PMSM, but also can use the principle of magnetic field modulation to achieve low-speed and high-torque characteristics, which has a better application prospect in the field of EVs.

As one of the core technologies of new EVs, the development and application of motor control technology directly affects the performance and efficiency of new EVs. In recent years, despite many intelligent control algorithms have been applied to motor control, proportional integral derivative (PID) controller is still widely used in industrial control due to its simple structure, robustness to model errors, and ease of operation. PID controller parameters directly determine its performance. In the field oriented control (FOC) of motors, proportional integral (PI) controllers are often used for the current inner loop and speed outer loop, so it is necessary to efficiently adjust the parameters of the

PI controller.

In response to the difficulty and time-consuming problem of tuning the parameters of the current inner loop and speed outer loop PI controller in FOC, a parameter self-tuning model for the PMVM FOC dual closed-loop speed regulation system is constructed based on the FOC autotuner (FOCA) module in Matlab/Simulink. This module injects a sinusoidal disturbance signal into the output of the PI controller, calculates the frequency response based on the system input and output data, automatically adjusts the PI parameters based on the frequency response, and achieves the specified target bandwidth and phase margin.

The control performance of each loop before and after tuning are analyzed and compared by simulation, and the results show that using the FOCA module can quickly and automatically adjust the PI controller parameters and has good control performance. Compared with traditional manual parameter tuning, this module automatically adjusts the PI controller parameters based on target bandwidth and phase margin, which helps to simplify and accelerate the controller parameter tuning process. Rise time, tuning time, and overshoot are incorporated into performance indicators, and the impact of target bandwidth and phase margin on each loop are summarized, by changing the target bandwidth and phase margin to meet the required performance indicators.