

# 一种加速启动的 IPMSM 复合弱磁控制策略

黄俊达,赵世伟

(华南理工大学,广东 广州 510641)

**摘要:**针对内置式永磁同步电机在传统电压外环弱磁控制下,启动过程中弱磁控制生效慢的情况,提出一种前馈补偿与电压外环相结合的复合弱磁控制策略。根据电机的电压极限圆方程、转矩方程,求解得到不同工况下电压外环弱磁控制的理想稳定点,以该稳定点的直轴电流作为弱磁电流的前馈分量。给定参考转速和参考转矩,通过查表的方式得到前馈弱磁电流指令,再结合电压外环,得到最终的弱磁电流指令。通过仿真和实验验证该策略在能完成电机扩速需求的前提下,实现更快地启动。

**关键词:**内置式永磁同步电机;弱磁控制;复合控制

**中图分类号:**TM341; TM351 **文献标志码:**B **文章编号:**1671-5276(2023)05-0210-04

## Compound Flux-weakening Control Strategy to Accelerate Startup for IPMSM

HUANG Junda, ZHAO Shiwei

(South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

**Abstract:** To deal with the slow effect of flux-weakening control in the starting process under the traditional external voltage loop control, a compound magnetic weakening control strategy combining feed-forward compensation and external voltage loop was proposed. According to the voltage limit equation and torque equation of the motor, the ideal stable point of the voltage external loop flux-weakening control under different working conditions was solved, and the straight axis current of the stable point was used as the feed-forward component of the weak magnetic current. Given the reference speed and torque, the feed-forward flux-weakening current instruction was obtained by looking up the table, and the final flux-weakening current instruction was gained by combining the voltage outer loop. Simulation and experiment verify that this strategy can realize faster startup on the premise of meeting the requirements of motor speed expansion.

**Keywords:** IPMSM; flux-weakening control; compound control

## 0 引言

永磁同步电机因其噪声低、功率密度大、转矩平稳、无换向电刷等优点,在各种要求较高的应用场景如工业机器人、伺服系统、无人机、电动汽车等有着广泛的应用<sup>[1]</sup>。但永磁同步电机的主磁通是由内置的永磁体提供,当电机转速较高时,由主磁通产生的反电动势会限制电机进一步提速,因此要对永磁同步电机进行扩速,就要对其进行弱磁控制。

目前永磁同步电机弱磁控制中,基于电压外环的负直轴电流弱磁控制和超前角弱磁控制,由于对电机参数不敏感受到了广泛的关注<sup>[2-13]</sup>。两种控制方式都是基于电压外环进行控制,前者控制直轴电流,后者控制电流矢量角。对于负直轴电流控制而言,电流指令平稳度直接影响弱磁控制效果<sup>[2-3]</sup>,对其进行滤波处理可以使系统在弱磁区运行时更为平稳<sup>[4]</sup>,或者合理选择电压外环控制器也可以使系统运行得平稳<sup>[5-6]</sup>。通过电压外环得到的弱磁电流指令要进行合理的限幅,以免发生不可逆退磁,对电机造成损坏<sup>[7-8]</sup>。超前角弱磁控制是通过转速环得到电流矢量模,电压外环得到电流矢量角<sup>[9]</sup>。超前角控制下交直轴电流指令是由电流矢量幅值和相角计算得到,角度的引

入会使得电流指令变化呈非线性变化,可以通过修改弱磁判据来使得弱磁切换更加平稳<sup>[10-11]</sup>。通过上述两种控制算法有时会因为受限电压约束,电流指令无法很好地被跟踪,部分学者根据电机参数和当前运行状态,对电流指令进行补偿<sup>[12-13]</sup>,使电机能达到目标运行点。但负直轴电流控制和弱磁角控制这两种基于电压外环的弱磁控制策略生效的条件,都是电压矢量达到限幅。而在启动过程中,随着转速的提高及反电动势的增大,电流难以继续上升,而此时电压矢量还没有达到限幅,未能进入弱磁控制,导致转速调节时间变长。

本文提出了一种前馈弱磁补偿与电压外环弱磁相结合的复合弱磁控制策略,根据电机的电压极限方程以及转矩方程,计算弱磁电流前馈量,再结合电压外环,构成复合弱磁控制。在满足弱磁扩速需求的前提下,使电机实现更快地启动。

## 1 永磁同步电机弱磁需求描述

### 1.1 永磁同步电机数学模型

永磁同步电机  $dq$  模型下电压方程为

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (1)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \quad (2)$$

永磁同步电机 dq 模型下转矩方程为

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

式中:  $u_d$ 、 $u_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电压;  $i_d$ 、 $i_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电流;  $L_d$ 、 $L_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电感;  $R_s$  为定子电阻;  $\omega_e$  为电角速度;  $\psi_f$  为永磁体磁链;  $p$  为电机极对数;  $T_e$  为电磁转矩。其中  $T_e$  由两部分组成, 即永磁体磁链产生的励磁转矩和由于  $L_d$ 、 $L_q$  不相等所产生的磁阻转矩。

## 1.2 永磁同步电机弱磁约束

永磁同步电机在运行时要满足一定的约束, 一是电压约束, 反电动势正比于电机转速, 电机转速较高时, 反电动势也相对较高, 因此在直流母线电压不变的情况下电机的电流难以建立; 二是电流约束, 电流不能超出一定的范围, 否则长时间的工作会使电机有可能过热, 造成电机的损坏。这两个约束表征如下:

$$u_d^2 + u_q^2 \leq U_{smax}^2 \quad (4)$$

$$i_d^2 + i_q^2 \leq I_{smax}^2 \quad (5)$$

式中

$$U_{smax} = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (6)$$

式中:  $U_{smax}$  为最大调制电压幅值;  $I_{smax}$  为最大电流矢量幅值;  $U_{dc}$  为逆变器直流母线电压。其中式(4)被称为电压极限圆方程, 式(5)被称为电流极限圆方程。

而当电机进入稳态后, 电流基本不变, 再忽略电阻压降后, 式(1)、式(2)可以简化为:

$$u_d = -\omega_e L_q i_q \quad (7)$$

$$u_q = \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \quad (8)$$

将式(7)、式(8)代入电压约束方程式(4), 整理后可以得到:

$$\left( \frac{i_q}{U_{smax}/\omega_e L_q} \right)^2 + \left( \frac{i_d + \psi_f/L_d}{U_{smax}/\omega_e L_d} \right)^2 \leq 1 \quad (9)$$

在以  $i_d$  为横轴、 $i_q$  为纵轴的坐标系中, 转矩曲线、电压极限圆以及电流极限圆如图 1 所示。

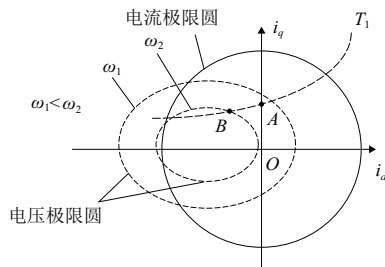


图 1 dq 电流坐标系下电流极限圆、电压极限圆和转矩曲线

当电机工作在转矩为  $T_1$ 、转速为  $\omega_1$  时, 采用  $i_d = 0$  控制, 电机工作点会在 A 点; 当电机转速要上升到  $\omega_2$  时, 此时  $\omega_2$  的电压极限圆与  $T_1$  转矩曲线相交于 B 点。而 B 点不在

$i_d = 0$  的直线上, 意味着  $i_d = 0$  控制下无法在输出  $T_1$  转矩的情况下, 使电机转速达到  $\omega_2$ 。为了使电机能从 A 点运行到 B 点, 就要适当减小  $i_d$ , 使  $i_d < 0$ , 也就是弱磁控制。

## 2 复合弱磁控制策略

在基于电压外环的负直轴电流弱磁控制中, 弱磁电流是由  $u_d$ 、 $u_q$  计算所得。当  $u_d$ 、 $u_q$  满足式(4)时, 不触发电压外环, 弱磁电流为 0。而当  $u_d$ 、 $u_q$  不满足式(4)时, 电压外环会给出一个负的  $i_{dref}$  进行弱磁控制使电机实现扩速。由于电压外环是关于  $u_d$ 、 $u_q$  的负反馈闭环, 若系统能最终稳定, 则稳定点必然满足

$$u_d^2 + u_q^2 = U_{smax}^2 \quad (10)$$

即必然稳定在电压极限圆上。由于  $u_d$ 、 $u_q$  为  $i_d$ 、 $i_q$  电流控制器的输出, 因此当电流环的瞬时误差或者累计误差较大时才会触发电压外环, 尤其在电机启动时,  $u_d$ 、 $u_q$  的上升速度会影响到弱磁控制启用的速度。

为了加快电机在启动时的响应, 利用电压外环控制下会稳定在电压极限圆上的特性, 本文提出根据电机的电压极限圆方程和转矩方程, 计算在电压外环控制下不同工况所需的弱磁电流作为前馈弱磁电流补偿量, 然后考虑到电压极限圆方程以及转矩方程的建模误差, 在前馈弱磁的基础上结合电压外环, 构成复合弱磁控制, 使得电机兼具启动时的快速响应性以及长时间运行的最优效率。

计算弱磁电流前馈量需用到转矩方程式(3)和电压极限圆方程式(10), 联立式(3)和式(10)可得:

$$k_4 i_d^4 + k_3 i_d^3 + k_2 i_d^2 + k_1 i_d + k_0 = 0 \quad (11)$$

式中:

$$\begin{cases} k_4 = L_d^2 (L_d - L_q)^2 \\ k_3 = -2L_d L_q \psi_f (L_d - L_q) \\ k_2 = \psi_f^2 [(L_d - L_q)^2 + 4L_d (L_d - L_q) + L_d^2] - \frac{U_{smax}^2}{\omega_e^2} (L_d - L_q)^2 \\ k_1 = 2\psi_f^3 (2L_d - L_q) - 2\psi_f \frac{U_{smax}^2}{\omega_e^2} (L_d - L_q) \\ k_0 = \psi_f^2 \left( \psi_f^2 - \frac{U_{smax}^2}{\omega_e^2} \right) \end{cases} \quad (12)$$

求解式(12)就可以得到在 dq 电流坐标系上转矩曲线和电压极限圆公共点的横坐标即前馈弱磁分量, 其中上述公共点可能分布的情况如图 2 所示。

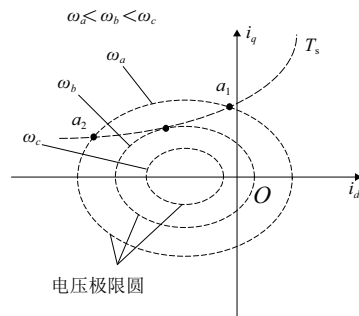


图 2 电压极限圆与转矩曲线公共点分布情况

从图 2 可知,电压极限圆与转矩曲线的公共点个数只有三种可能:无公共点即转速为  $\omega_c$ ,说明此工况下不存在稳定点;仅有一个公共点即转速为  $\omega_b$ ,当前工况下有且仅有一个稳定点;两个公共点即转速为  $\omega_a$ ,该工况下有两个稳定点  $a_1$  和  $a_2$ ,但在弱磁过程中  $i_d$  是由 0 开始减小,因此会先稳定在  $i_d$  绝对值较小的点上,于是只考虑右交点  $a_1$  作为稳定点。

求解式 (12) 的计算量较为复杂,为了减轻控制系统的计算压力,预先将不同转矩、不同转速带入式 (12) 进行求解,将结果以表格的形式保存下来,控制器运算时通过查表的形式得到前馈弱磁电流,完整的系统如图 3 所示。

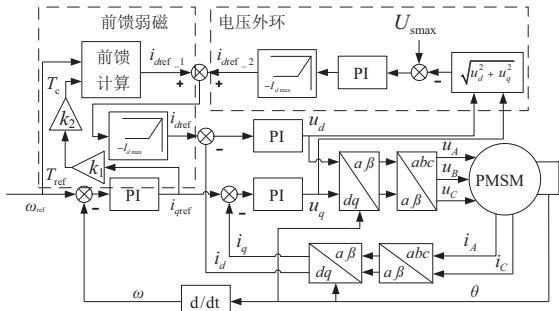


图 3 复合弱磁控制

当前馈弱磁电流  $i_{dref\_1} > 0$  时,令  $i_{dref\_1} = 0$ ,此时弱磁控制只由电压外环决定,若电压不限幅即  $i_{dref\_2} = 0$ ,电机采用的是  $i_d = 0$  控制;当  $i_{dref\_1} < 0$  时,若此时电压矢量达到限幅,则弱磁电流指令还要加上电压外环的输出  $i_{dref\_2}$ ,两者相加得到最终的  $i_{dref}$ ,实现弱磁控制。

图 3 中  $k_1$  是  $i_{qref}$  和  $T_{ref}$  的换算系数。由于当  $i_d = 0$  时,式 (3) 可以改写为

$$T_c = \frac{3}{2} p \psi_f i_q \quad (13)$$

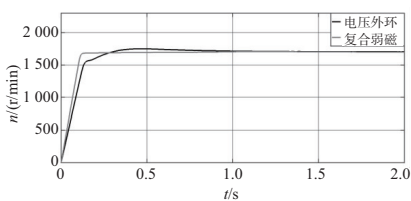


图 4 启动过程转速仿真曲线

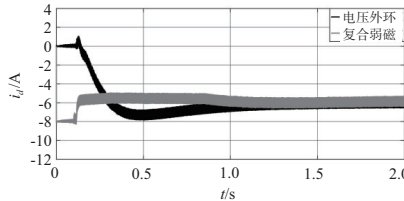


图 5 启动过程  $i_d$  仿真曲线

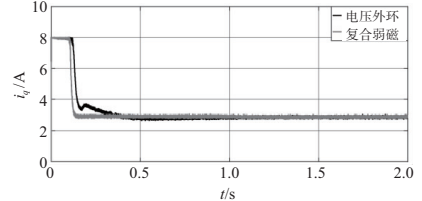


图 6 启动过程  $i_q$  仿真曲线

从图 4 可知,复合弱磁时转速更快地稳定到 1 700 r/min,且转速上升更加平稳。从图 6 也可以看到复合弱磁控制下  $i_q$  的调节也较电压外环更为平稳,而且由于复合弱磁转速上升得更快, $i_q$  更早地开始下降。从图 5 可知,一开始转速误差较大,使得转速控制器输出的  $i_{qref}$  较大,与  $i_{qref}$  正比的  $T_{ref}$  也较大,在前馈弱磁环节的作用下,复合弱磁控制下的弱磁电流达到最深弱磁限幅 -8 A,而此时在负直轴电流弱磁控制下, $i_d$  还是维持在 0,于是复合弱磁控制在磁阻转矩的作用下,加速了转速的上升。随着转速的上升,接近参考转速后  $T_{ref}$  变小,复合弱磁控制的弱磁电流也随之减小,最后在电压外环的作用下,弱磁深度略微加深使电机最终稳定在电压极限圆上。最后当转速稳定,复合弱磁控制的电压外环生效,电机稳定在了满足  $U_{smax}^2 = u_d^2 + u_q^2$  的工作点上,与负直轴电流弱磁控制一致。综上,两

$k_1$  可以根据式 (13) 进行整定。

图 3 中  $k_2$  是一个小于 1 的非负数,使得用于前馈弱磁计算  $T_c$  可以略小于  $T_{ref}$ 。这样在启动过程中,较大的  $T_{ref}$  可以使得  $T_c$  和前馈弱磁电流指令  $i_{dref\_1}$  绝对值也较大,可以在还没触发电压外环的情况下,转速也能有较快地响应速度;随后当转速稳定, $T_{ref}$  会稳定在负载转矩附近,而略小于  $T_{ref}$  的  $T_c$  会使得  $i_{dref\_1}$  无法独立完成弱磁扩速,需触发电压外环,使电机最终稳定在电压极限圆上,最终既提高了启动时的快速性,也保证了稳定运行时的效率。

### 3 仿真分析与实验验证

#### 3.1 仿真结果及分析

仿真所用电机参数如表 1 所示。

表 1 电机参数

参数	数值	参数	数值
额定电压 $U/V$	24	转子磁链 $\psi_r/Wb$	0.020 6
额定功率 $P/W$	120	直轴电感 $L_d/mH$	0.35
额定转速 $n/(r/min)$	1 500	交轴电感 $L_q/mH$	0.775
额定电流 $I/A$	8	定子电阻 $R_s/\Omega$	0.4
极对数	4	电压系数/ $(\times 10^{-6}/V)$	0.014 96

针对电机的启动过程,分析基于电压外环的负直轴电流控制和复合弱磁控制两者的转速以及电流响应。表 1 中电机额定转速为 1 500 r/min,该转速下无需弱磁扩速。为了体现复合弱磁控制的扩速效果,设定负载转矩为  $0.4 N \cdot m$ ,转速指令给定为 1 700 r/min。图 4、图 5、图 6 分别为启动过程转速曲线、 $i_d$  曲线、 $i_q$  曲线。

种控制方法最终稳定在同样的工作点上,但复合弱磁可以实现更快地启动。

观察复合弱磁控制下,从弱磁控制切换至基速以下的  $i_d = 0$  控制的过渡过程。设定负载转矩为  $0.4 N \cdot m$ ,初始参考转速为 1 700 r/min,在 3 s 时参考转速变为 1 500 r/min。图 7、图 8、图 9 分别为退弱磁时转速曲线、 $i_d$  曲线、 $i_q$  曲线。

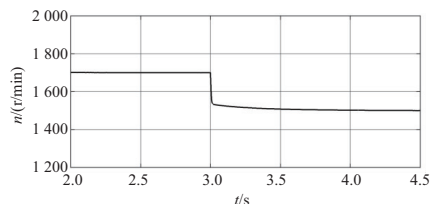


图 7 退弱磁时转速仿真曲线

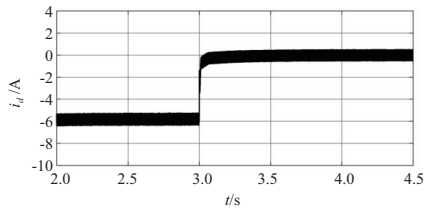


图8 退弱磁时  $i_d$  仿真曲线

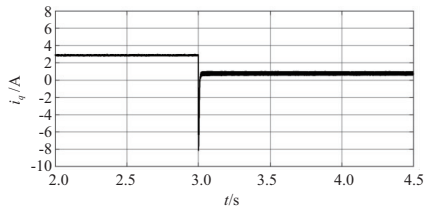


图9 退弱磁时  $i_q$  仿真曲线

从图7可知,从3 s到4.5 s,电机转速从1 700 r/min 平稳地降至1 500 r/min;从图8可知,此时  $i_d$  由负值逐渐收敛到0,电机进入  $i_d=0$  控制。复合弱磁控制可以较为

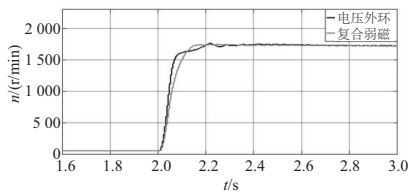


图12 启动实验转速曲线

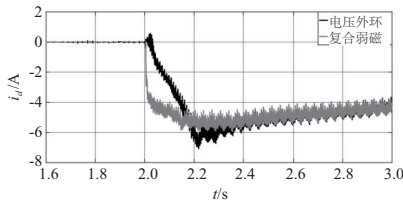


图13 启动实验  $i_d$  曲线

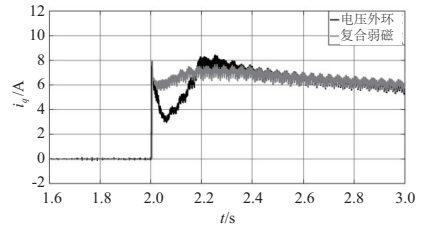


图14 启动实验  $i_q$  曲线

从图12可知,在负直轴电流弱磁控制下转速达到1 500 r/min左右时,转速上升变缓;而在复合弱磁控制下,则较为平稳地加速至参考转速1 700 r/min。从图13和图14可知,负直轴电流弱磁控制下,  $i_d$  下降得较复合控制的要慢,然而转速的上升,反电动势变大,负直轴电流弱磁控制下的  $i_q$  无法维持在最大限幅值,出现了短暂的下降,导致转矩变小,转速上升变缓,随后当  $i_d$  下降到一定程度,  $i_q$  重新上升,转速最终上升到参考转速。而复合弱磁控制

平稳地退出弱磁控制,切换至  $i_d=0$  控制。

### 3.2 实验结果及分析

实验用电机参数如表1所示,实验平台如图10所示。

驱动板的主控芯片为STM32F103RCT6,通过串口与上位机进行通信。单片机将采集到的电流和转速发送给上位机。上位机将得到的数据,利用Matlab的画图功能,将实验数据可视化。系统结构如图11所示。

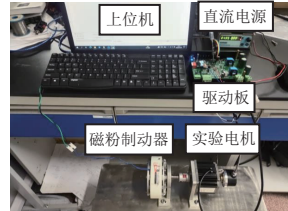


图10 实验平台

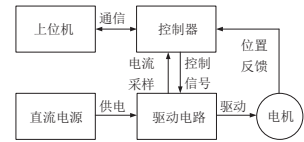


图11 实验平台系统结构图

设定一定负载后进行启动实验,转速指令给定为1 700 r/min,第2 s电机开始启动。图12、图13、图14分别为启动实验转速曲线、 $i_d$ 曲线、 $i_q$ 曲线。

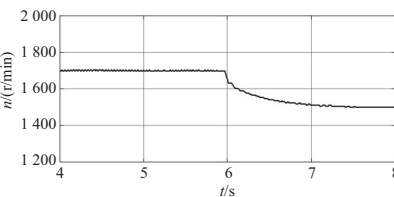


图15 退弱磁实验转速曲线

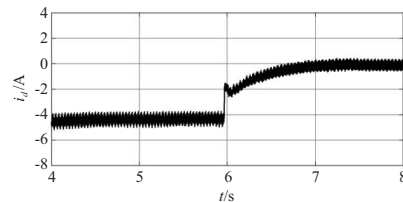


图16 退弱磁实验  $i_d$  曲线

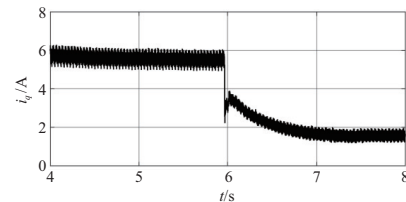


图17 退弱磁实验  $i_q$  曲线

从图15可知,在退出弱磁控制的过程中,电机实现了平稳地降速。从图16和图17可知,电机可以平稳地切换至  $i_d=0$  控制。但图17中  $i_q$  在降速前后发生了较大的变化,这是因为电机实际运行时负载转矩受转速影响较大,导致不同转速下的  $i_q$  差别较大。

下,提前让  $i_d$  下降,使得  $i_q$  可以维持在最大限幅8 A附近,电机直接加速至参考转速。当电机转速稳定之后,两种弱磁控制下的  $i_d$ 、 $i_q$  能基本保持一致,稳定在了同样的工作点。

下面观察电机退出弱磁的过渡过程,初始参考转速1 700 r/min,在磁粉制动器上设定一定负载,在第6 s参考转速变为1 500 r/min。图15、图16、图17分别为退弱磁实验转速曲线、 $i_d$ 曲线、 $i_q$ 曲线。

## 4 结语

本文利用电压极限圆方程和转矩方程求解电压外环 (下转第217页)

表2 某型产品测试报表

测试项	合格范围	测量值	结果判定
A相消耗电流 $I_A/A$	<2	1.231	合格
B相消耗电流 $I_B/A$	<2	1.352	合格
C相消耗电流 $I_C/A$	<2	0.981	合格
正向电压 $U/V$	12.75~14.25	13.58	合格
反向电压 $U/V$	-14.25~-12.75	-13.42	合格
舵Ⅰ零位电压 $ U_I /mV$	<200	-20	合格
舵Ⅱ零位电压 $ U_{II} /mV$	<200	3	合格
舵Ⅲ零位电压 $ U_{III} /mV$	<200	-5	合格
舵Ⅳ零位电压 $ U_{IV} /mV$	<200	13	合格
27 V 消耗电流 $I_S/A$	<2	0.175	合格

## 5 结语

本文针对多型控制组合测试方法展开研究,分析控制组合工作原理及工作时序,应用虚拟仪器技术设计控制组合环境试验测试系统,进行了测试系统的硬件方案设计和软件模块设计。测试结果表明,测试系统满足产品环境试验后的测试需求。现已应用于生产当中,提升了生产效率。

### 参考文献:

- [1] 李君,曾宪林,管文水,黄维新. 某型飞机襟翼自动检测系统的设计[J]. 计算机测量与控制,2004,12(5):455-457.  
 [2] 陈法扬,薛璇. 精确制导导弹低成本制导控制系统设计[J].

火力与指挥控制,2017,42(11):178-180.

- [3] 李越群,王建. 典型空空导弹弹性伺服控制系统稳定性研究[J]. 兵器装备工程学报,2018,39(5):35-38.  
 [4] 李伟中. 制导炸弹自动驾驶仪测试系统设计与分析[D]. 南京:南京理工大学,2013.  
 [5] 郭晓华,杨宁,罗玲,等. 某引进型空空导弹控制组合测试系统[J]. 四川兵工学报,2010,31(12):18-20.  
 [6] 王冠男. 自动驾驶仪检测设备的设计与实现[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2007.  
 [7] 田芳宁,孙国强. 雷达接收机自动测试系统设计[J]. 中国科技信息,2007(17):316-317.  
 [8] 王二伟,姜海峰,黄钢,等. 基于 LabVIEW 的陀螺加矩电路测试方法[J]. 导航与控制,2016,15(5):108-112.  
 [9] 张永凯,翟安恒,马吉宽. 飞机燃油控制面板测试系统设计[J]. 科学技术创新,2019(14):72-73.  
 [10] 孙志勇,杨小强,朱会杰. 机械设备电控系统元器件在线故障检测系统研制[J]. 机械制造与自动化,2017,46(2):177-180.  
 [11] HAASZ V, PLATIL A. Virtual instrument - no virtual reality but real PC based measuring system [C]//2005 IEEE Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications. Sofia: IEEE, 2007:261-266.  
 [12] IEEE Std 488. 2-1992 Standard digital interface for programmable instrumentation - part 2: codes, formats, protocols and common commands[S].  
 [13] 余美玲,胡亦军. 一种机载雷达处理单元自动测试系统设计[J]. 电子质量,2019(6):9-13.

收稿日期:2022-01-26

### (上接第213页)

弱磁控制下不同工况所需的最小弱磁电流,以此作为前馈弱磁电流分量。实际控制中通过查表的方式获得前馈弱磁电流指令,结合基于电压外环的负直轴电流控制,构成了复合弱磁控制。仿真和实验都表明采用复合弱磁控制策略,能有效地加速电机的启动。

### 参考文献:

- [1] 白雪儿,杨向宇,白雪宁. 基于 DOB 的永磁同步电机蚁群优化鲁棒控制[J]. 机械制造与自动化,2020,49(5):172-176.  
 [2] 陈果. 基于改进型电压外环弱磁控制的 IPMSM 控制器[J]. 微特电机,2016,44(5):44-47.  
 [3] 程舒乔,姜淑忠. 装卸机器人用永磁同步电机弱磁调速系统[J]. 微特电机,2013,41(7):31-33.  
 [4] 龚锦标,施火泉. 永磁同步电机弱磁最优控制策略研究[J]. 电机与控制应用,2019,46(4):32-37.  
 [5] 严伟,周腊吾,浦清云,等. 基于 PR 控制器的永磁同步电动机弱磁控制[J]. 微特电机,2012,40(1):38-40.  
 [6] 曲宝军,杨庆新,李永建,等. 一种用于 EPS 系统的永磁同步电机弱磁控制的改进方法[J]. 机床与液压,2020,48(6):10-16.  
 [7] 董良滔,朱兵,杨建飞,等. 表贴式永磁同步电机弱磁控制方

法研究[J]. 工业控制计算机,2020,33(6):152-154.

- [8] 兰志勇,沈凡享,徐琛,等. 内嵌式永磁同步电机定子电流矢量最佳弱磁轨迹控制策略[J]. 微电机,2019,52(5):33-38.  
 [9] 吕德刚,薛俊泉. 表贴式永磁同步电机的超前角弱磁控制[J]. 哈尔滨理工大学学报,2020,25(6):40-45.  
 [10] 于家斌,秦晓飞,郑军,等. 一种改进型超前角弱磁控制算法[J]. 电机与控制学报,2012,16(3):101-106.  
 [11] 文建平,曹秉刚. 电动车用内嵌式永磁同步电动机弱磁调速研究[J]. 微特电机,2015,43(3):49-50,54.  
 [12] TURSINI M, CHIRICOZZI E, PETRELLA R. Feedforward flux-weakening control of surface-mounted permanent-magnet synchronous motors accounting for resistive voltage drop [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(1):440-448.  
 [13] INOUE Y, MORIMOTO S, SANADA M. Comparative study of PMSM drive systems based on current control and direct torque control in flux-weakening control region [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(6):2382-2389.

收稿日期:2022-03-09