

表贴式永磁直线同步电机控制系统参数 自动整定方法^{*}

薛晓明, 陶 洪

(常州信息职业技术学院, 江苏 常州 213164)

摘 要: 针对表贴式永磁直线同步电机矢量控制系统参数设置需反复测量和调试的问题, 提出一种自动整定的方法。测量电流控制器输出波形并计算相应的沃尔什一阶系数, 反复迭代反电动势常数和定子电感, 直至沃尔什一阶系数收敛到零, 自动辨识表贴式永磁直线同步电机的电气参数; 随后让电机自由运行辨识出机械参数; 最后计算出速度和电流控制器的 PI 参数。样机测试结果验证了提出方法的有效性。

关键词: 表贴式永磁直线同步电机; 沃尔什一阶系数; 自动整定; 矢量控制

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2017)07-0054-05

Parameter Auto-Commissioning Method for Surface-Mounted Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Drive^{*}

XUE Xiaoming, TAO Hong

(Changzhou College of Information Technology, Changzhou 213164, China)

Abstract: Directed against the problem of repetitious measurement and accommodation of the parameters of the vector control system of surface-mounted permanent magnet linear synchronous motor (SPMLSM), a method of automatic setting was proposed. By applying the linear velocity measurement current controller output waveform and calculating the corresponding Walsh coefficients of first order iteratively until the Walsh coefficients converge to zero, the electrical parameter of surface-mounted permanent magnet linear synchronous motor could be identified automatically and the mechanical parameters of the free running motor could be identified and finally the PI parameters of the speed controller and current controller could be calculated. The validity of the proposed method was verified by the prototype test results.

Key words: surface-mounted permanent magnetic linear synchronous motors (SPMLSM); Walsh coefficients of first order; automatic commissioning; vector control

0 引 言

表贴式永磁同步直线电机 (Surface-Mounted Permanent Magnetic Linear Synchronous Motors, SPMLSM) 因结构简单、定位精度高、推力大、动态性能优越等优点在精密机床、工业机器人等领域受到广泛关注。为了获得直流电机、静态高性能控制特性, 通常采用产生推力和磁通的电流分

量保持垂直的矢量控制策略, 实现电机推力和磁通的解耦控制。矢量控制的关键需要准确的电机参数, 初始调试时专业工程师一般根据电机制造厂商提供的标称值整定控制系统的参数。由于每台电机实际值与标称值不完全一致, 需要利用高性能的设备进行测量后反复调整, 工作量非常之大。为此, 很多学者提出了各种自整定策略, 基于模型^[1-2]的自整定参数依赖系统模型, 虽快速性较

^{*} 基金项目: 江苏省常州市科技支撑计划 (CE20150061)

作者简介: 薛晓明 (1964—), 男, 教授, 硕士生导师, 研究方向为电机控制。

陶 洪 (1964—), 男, 高级工程师, 研究方向为电气工程。

好,但效果并不理想;基于规则^[3]的自整定参数虽效果较好,但参数整定的快速性较差。文献[4]将基于模型和规则相结合,采用固定步长迭代方法自整定参数,但优化时间太长。文献[5]提出变步长整定优化方法,但算法过于复杂。文献[6]提出应用沃尔什函数测量永磁同步电机的反电动势常数和定子电感,但没有给出控制器的参数整定算法。

为此,本文提出一种自动整定 SPMLSM 控制系统参数的方法。提出的方法通过计算永磁同步直线电机矢量控制系统电流控制器输出信号的一阶沃尔什系数,不断迭代辨识电机参数,直至一阶沃尔什系数收敛为零,然后自动算出速度、电流 PI 控制器的比例和积分增益,实现系统参数的自动整定。试验结果验证了提出方法的正确性。

1 dq 坐标系下 SPMLSM 数学模型

假设不计涡流、磁滞损耗和铁心饱和,绕组磁势及气隙磁密按正弦规律分布。dq 坐标系下,SPMLSM 数学模型如下。

电压方程:

$$u_d = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - \frac{\pi}{\tau} L_s i_q v \quad (1)$$

$$u_q = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + \frac{\pi}{\tau} L_s i_d v + \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\pi}{\tau} K_e v \quad (2)$$

电磁推力方程:

$$F_e = \frac{\pi}{\tau} \sqrt{\frac{2}{3}} K_e i_q \quad (3)$$

机械运动方程:

$$F_e - F_L = M \frac{dv}{dt} + Bv \quad (4)$$

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q ——d、q 轴电压、电流分量;

R_s ——定子电阻;

L_s ——定子电感;

K_e ——反电动势常数;

v ——动子速度;

F_e ——电磁推力;

F_L ——负载;

M ——动子质量;

B ——粘性摩擦因数;

τ ——极距。

根据式(1)~式(4)可得 SPMLSM 在 dq 坐标

系下的传递函数框图,如图 1 所示。

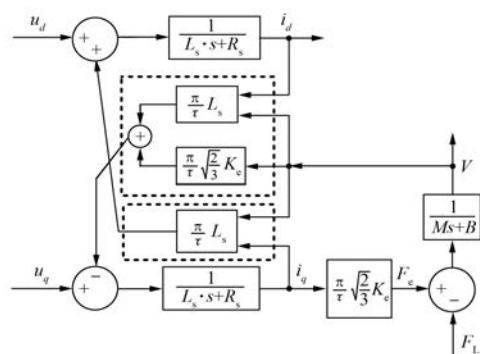


图 1 SPMLSM 在 dq 坐标系上的传递函数框图

为实现永磁同步直线电机 dq 坐标系下数学模型的电压、电流等变量的解耦,通常采用速度和电流双回路及 $i_d^* = 0$ 的矢量控制策略。其控制系统框图如图 2 所示。

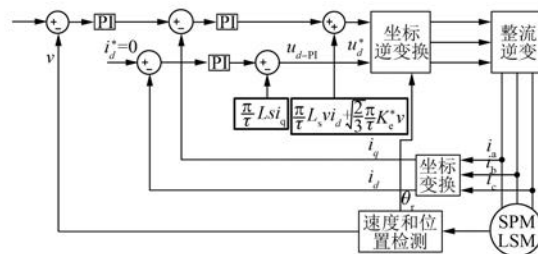


图 2 永磁同步直线电机矢量控制系统方框图

2 控制系统 PI 参数分析

2.1 电流控制

电流控制传递函数结构如图 3 所示。

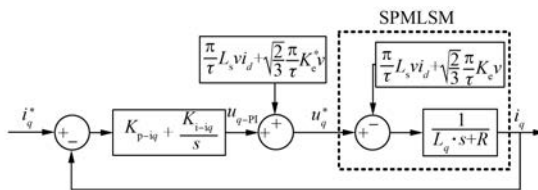


图 3 电流控制传递函数结构图

基于电流的调节往往比转速的变化快得多,在电流控制设计中往往忽略反电动势对电流环动态性能的影响,应用零极点相消法,令 $K_{p-iq}/K_{i-iq} = L_s/R_s$,则:

$$\frac{i_q(s)}{i_q^*(s)} = \frac{\frac{K_{p-iq}}{L_s}}{s + \frac{K_{p-iq}}{L_s}} = \frac{\omega_{iq}}{s + \omega_{iq}} \quad (5)$$

观察式(5), 电流控制变为一阶系统, ω_{iq} 为其频宽, 通常设计在 $500 \sim 1\,500\text{ Hz}^{[7]}$ 。则电流控制比例和积分增益可计算如下:

$$K_{p-iq} = \omega_{iq} L_s \quad (6)$$

$$K_{i-iq} = \omega_{iq} R_s \quad (7)$$

2.2 速度控制

速度控制传递函数的结构如图4所示。由于电流回路的频宽比速度回路的频宽高很多, 则电流控制的传递函数约为 $1^{[7]}$ 。若不考虑干扰, 则速度控制的闭环传递函数为

$$\frac{v(s)}{v^*(s)} = \frac{\frac{K_{p-v}}{M}s + \frac{K_{i-v}}{M}}{s^2 + \frac{K_{p-v} + B}{M}s + \frac{K_{i-v}}{M}} \quad (8)$$

式中: K_{p-v} 、 K_{i-v} ——控制增益。

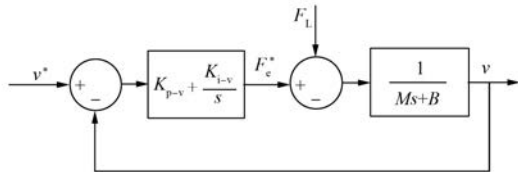


图4 速度控制传递函数结构图

设速度回路的频宽为 ω_v 且阻尼比设为 1, 通过求解特性方程, 则控制增益可计算如下:

$$K_{p-v} = 2\omega_v M - B \quad (9)$$

$$K_{i-v} = \omega_v^2 M \quad (10)$$

因此, 利用预设的频宽 ω_v 及 M 、 B 等参数即可计算出所需速度控制器的增益值, 速度回路频宽通常设为电流频宽的 $1/10$ 。

3 电机参数自动辨识原理

电气参数辨识包括定子电阻 R_s 、定子电感 L_s 及反电动势常数 K_e 。定子电阻 R_s 有很多文献介绍了自动辨识方法^[8], 这里主要讨论另外两个电气参数的自动辨识方法。

在 $i_d^* = 0$ 时, 使电机空载运行, 根据图2和式(2)可得电流 PI 控制器的输出为

$$u_{q-pi} = R_s i_q + \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\pi}{\tau} (K_e^* - K_e) v \quad (11)$$

式中: K_e^* ——电机铭牌上提供的标称值。

根据文献[8], 在电机速度和电流跟踪给定速度和给定电流过程中, 当式(11)中反电动势参

数 K_e^* 与电机的实际反电动势参数 K_e 完全一致时, 电流 PI 控制器的输出为一方波, 当两者不一致时, 电流 PI 控制器输出的波形将扭曲。

沃尔什一阶系数为

$$a_1 = \frac{1}{T} \int_0^T u_{q-pi} w(1, t) \quad (12)$$

式中: T ——沃尔什一阶函数周期。

$w(1, t)$ 的定义如下:

$$w(1, t) = \begin{cases} -1 & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 1 & \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases} \quad (13)$$

在一个周期 T 中, 如果 u_{q-pi} 是方波, $a_1 = 0$, 否则 a_1 不等于 0。为了自动辨识反电动势常数, 令给定速度 v^* 按照式(14)变化:

$$v^*(t) = \begin{cases} \frac{v_0}{T} t & 0 \leq t \leq T \\ v_0 & t \geq T \end{cases} \quad (14)$$

式中: v_0 ——设定的速度值。

在给定速度按照式(14)方式输入时, 不断检测电流 PI 调节器输出 u_{q-pi} 波形, 并计算相应的沃尔什一阶系数 a_1 , 如果不等于 0 表明 K_e^* 偏离实际值, 按式(15)迭代 K_e^* :

$$K_e^*(n+1) = K_e^*(n) + K_{c1} a_1(n) \quad (15)$$

式中: $n=1, 2, 3, \dots$; K_{c1} 为常数。

迭代过程不断反复, 直至 a_1 为 0, 此时的 K_e^* 与实际的 K_e 相等。

一旦 K_e^* 调节等于实际值, 用类似的方法调节定子电感 L_s^* , 使给定直轴电流 i_d^* 不为零, 由式(2)电流 PI 控制器的输出为

$$u_{q-pi} = R_s i_q + L_s^* \frac{di_d}{dt} + \frac{\pi}{\tau} (L_s^* - L_s) v \quad (16)$$

按式(17)迭代 L_s^* :

$$L_s^*(n+1) = L_s^*(n) + K_{c2} a_1'(n) \quad (17)$$

式中: $n=1, 2, 3, \dots$; K_{c2} 为常数。

迭代过程不断反复, 直至 a_1' 为 0, 此时的 L_s^* 即为实际的 L_s 。

当电机速度达到稳态后保持一段时间, 由式(4)可得粘性摩擦因数 B 为

$$B = \frac{\frac{\pi}{\tau} \sqrt{\frac{2}{3}} K_e i_q}{v_0} \quad (18)$$

在辨识粘性摩擦因数 B 后,使 $i_q=0$,电机开始线性减速到零,设减速时间为 T_1 ,由式(4)可知动子质量 M 为

$$M = BT_1 \tag{19}$$

4 试验结果

为了验证提出自动整定方法的正确性,在一台永磁直线同步电机样机上进行了试验。电机厂商提供的标称参数如下:持续推力 57 N,极距 0.062 m,电阻 3.2 Ω ,电感 9.8 mH,反电动势常数 20.6 V/m/s。系统主要由控制板和功率板两部分组成,控制板采用 TMS320F2812DSP 控制器,功率板采用包含驱动的 6 个 IGBT 模块, q 轴给定电流 0.1 A,电流环的频宽 ω_{iq} 为 1 500 Hz,转速环的频宽 ω_v 为 150 Hz。

图 5 给出了系统参数辨识与自动整定过程速度曲线。

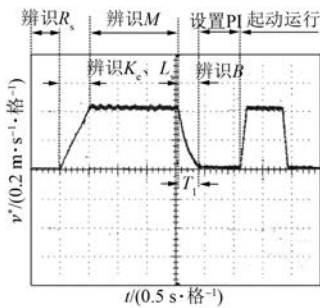


图 5 电机参数自动整定过程给定速度变化曲线

图 6 给出了辨识反电动势参数 K_e^* 时电流调节器输出 u_{q-Pi} 波形。从图 6 中可以看出随着 K_e^* 的自动调节 u_{q-Pi} 波形从扭曲逐渐变为方波,相应的沃尔什一阶系数 a_1 由负值最终收敛到 0,辨识的反电动势参数 $K_e^* = 19.82$ V/m/s,结果小于标称值,如图 7 所示。

图 8 给出了辨识定子电感 L_s^* 参数时电流调

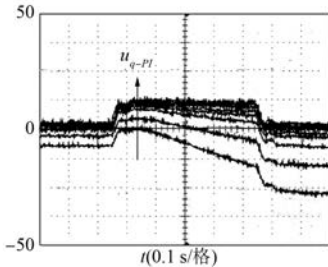


图 6 K_e^* 辨识过程电流控制器输出波形

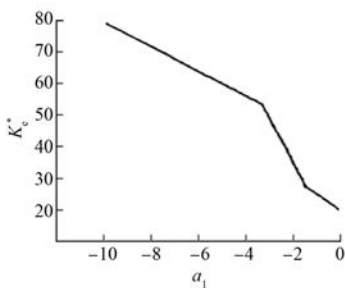


图 7 K_e^* 随一阶沃尔什系数 a_1 变化曲线

节器输出 u_{q-Pi} 波形,从图 8 中可以看出随着 L_s^* 的自动调节 u_{q-Pi} 波形从扭曲逐渐变为方波,相应的沃尔什一阶系数 a_1 由正值最终收敛到 0,辨识的定子电感 $L_s^* = 10.28$ mH,结果大于标称值,如图 9 所示。所有整定的参数如表 1 所示。

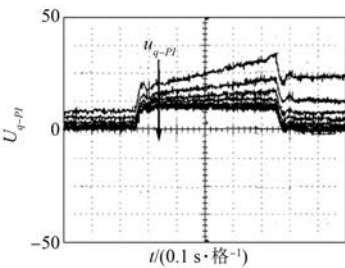


图 8 L_s^* 辨识过程电流控制器输出波形

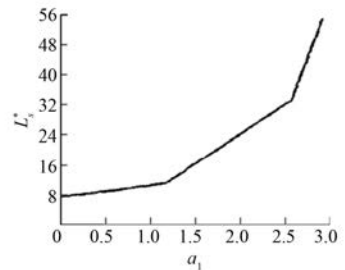


图 9 L_s^* 随一阶沃尔什系数 a_1 变化曲线

表 1 整定后的系统参数

整定参数	整定值
反电动势常数	$K_e^* = 19.82$ V/m/s
定子电感	$L_s^* = 10.28$ mH
动子质量	$M = 2.11$ kg
粘性摩擦因数	$B = 40.047$ N/m/s
电流回路	$K_{p-iq} = 15.4, K_{i-iq} = 4\ 800$
速度回路	$K_{p-v} = 593, K_{i-v} = 47\ 475$
迭代常数	$K_{c1} = 0.01, K_{c2} = 0.015$

5 结 语

本文提出了通过计算矢量控制永磁直线同步电机电流控制器输出波形的沃尔什一阶系数,并使其迭代收敛至零,从而自动整定永磁直线同步电机控制系统参数的新方法,理论分析和试验结果表明:

(1) 当辨识的电机实际反电动势常数或定子电感大于标称值时,沃尔什一阶系数由负值逐渐收敛到零,电流控制器输出从扭曲变为方波;当辨识的电机实际反电动势常数或定子电感小于标称值时,沃尔什一阶系数由正值逐渐收敛到零,电流控制器输出从扭曲变为方波。

(2) 具有快速简便、无需任何测试设备、自动识别和整定 SPMLSM 控制系统所有参数的优点。

【参考文献】

- [1] 刘成颖,刘龙飞,孟凡伟,等.基于遗传算法的永磁直线同步电机伺服系统参数设计[J].清华大学学报(自然科学版),2012,52(12): 1751-1757.
- [2] LI K. PID tuning for optimal closed-loop performance with specified gain and phase margins[J]. Control

Systems Technology, IEEE Transactions on, 2013, 21 (3): 1024-1030.

- [3] 王莉娜,朱鸿悦,杨宗军.永磁同步电动机调速系统 PI 控制器参数整定方法[J].电工技术学报,2014, 29(5): 104-117.
- [4] 肖启明,杨明,刘可述,等.PMSM 伺服系统速度环 PI 控制器参数自整定及优化[J].电机与控制学报,2014,18(2): 102-107.
- [5] 付俊永,王爽,程天威,等.基于变步长迭代方法的伺服系统控制器参数自整定[J].电机控制与应用,2015,42(10): 18-22.
- [6] CHOI H S, SUL S K. Automatic commissioning for vector controlled ac motors using Walsh functions[C] // Conf Rec IEEE-IAS Annu Meet, 1999: 1284-1289.
- [7] 薛晓明,陈震.永磁同步电动机控制系统 PI 参数自动设置方法[J].微特电机,2016,49(2): 74-77.
- [8] 薛晓明,陈震.永磁同步电动机参数自动辨识方法[J].微电机,2015,43(10): 56-59.
- [9] SEOK J K, SUL S K. Induction motor parameter tuning for high performance drives[C] // Conf Rec IEEE-IAS Annu Meet, 1998: 633-639.

收稿日期: 2016-10-24

(上接第 33 页)

向、负向两个方向的电流波形;电流的波形按颤振电路所设计的规律变化,即颤振电流能够实现双向圈式直线电机的颤振调节。

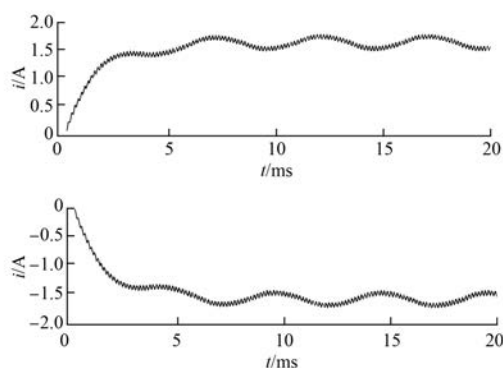


图 10 电流正向、负向波形

4 结 语

(1) 所研发比例放大器的输出电流与输入信号成比例,可实现双向输出驱动。

(2) 在所研发的比例放大器中,利用外接颤振电路与 PWM 信号产生电路的叠加能够产生稳定的颤振电流。

【参考文献】

- [1] 许小庆.新型电液伺服比例阀用电机械转换器的理论分析和实验研究[D].太原:太原理工大学, 2010.
- [2] 朱玉田,唐兴华.脉宽调制中的颤振算法[J].机械工程学报,2009,45(4): 214-218.
- [3] 吴根茂,魏建华.新编实用电液比例技术[M].杭州:浙江大学出版,2006.
- [4] 高阳,黄懿赞,王俊倬,等.一种隔离 80 kV 大功率开关电源的设计[J].电力电子技术,2010,44(4): 31-35.
- [5] 伍洲,方彦军.IR2110 在电机驱动器设计中的应用[J].仪表技术与传感器,2008(11): 88-90.
- [6] 高宇,许小庆.动圈式电机械转换器用双向控制器的研究和设计[J].微特电机,2015(2): 69-71.

收稿日期: 2016-12-12