

「电动机」

基于生物智能控制算法的永磁同步电动机控制策略

文/东南大学电气工程学院 陈锦旭 马亚林 陈珉烁

为提高永磁同步电动机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 调速系统动态性能, 基于睾丸性激素反馈调节原理, 设计了一种基于生物智能控制算法的控制器, 该控制器为双层结构, 包含一级控制器和二级控制器。一级控制器采用PI控制, 快速消除二级控制器输入端的控制偏差; 二级控制器采用滑模控制 (sliding mode control, SMC), 增强系统的抗扰动能力。Matlab/Simulink仿真结果表明, 基于生物智能控制算法的新型控制器较传统PI控制器和滑模控制器响应速度快、超调量小、稳定性好。

永磁同步电动机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 具有结构简单、高功率密度和高效率等特点, 在电气传动领域一直受到广泛关注。

目前在PMSM控制领域, 运用最为广泛的仍是传统的PI控制算法, 该算法具有可靠性高, 原理简单和易于调整等优点; 但PMSM控制系统是一个时变、非线性和强耦合的系统, 常规的PI控制算法虽然可以在一定程度上满足控制要求, 但在一些外界环境较为复杂的应用场合, 难以完成对PMSM的高性能控制。

为满足现代工业对PMSM高性能控制的需求, 国内外学者做了大量相关研究, 许多新型的控制算法被成功运用于PMSM控制系统中, 如基于数学模型的矢量控制、直接转矩控制, 基于现代控制理论的自适应控制、滑模控制 (sliding mode control, SMC), 以及一些如专家控制、模糊控制和神经网络控制的智能控制算法。而生物智能控制作为一种新型的控制算法, 虽然有部分学者提出一些控制模型, 但目前还较少应用于PMSM控制领域。本文基于生物智能控制算法, 设计了一种用于PMSM控制系统的速度控制器。基于Matlab/Simulink仿真平台, 分别搭建了采用传统PI

控制算法、SMC控制算法以及生物智能控制算法的PMSM控制系统模型。仿真试验结果表明, 采用生物智能控制算法的PMSM控制系统电动机转速响应速度更快、超调量更小、稳定性更好。

生物智能算法的基本原理

人体内睾丸性激素反馈调节过程如图1所示: 首先, 由下丘脑分泌促睾丸性激素释放素 (GnRH)。GnRH刺激垂体, 使垂体分泌黄体生成素 (LH) 和促卵泡激素 (FSH)。LH和FSH共同刺激睾丸间质细胞, 使睾丸间质细胞分泌睾丸素 (Te)。Te在人体内的浓度可以通过感受器分别反馈给垂体和下丘脑, 当Te浓度过高时, 通过反馈作用抑制下丘脑分泌GnRH并抑制垂体分泌LH和FSH, 进而抑制睾丸间质细胞分泌Te, 降低Te浓度; 当Te浓度过低时, 则通过反馈作用促使下丘脑分泌GnRH并促使垂体分泌LH和FSH, 进而促使睾丸间质细胞分泌Te, 提升Te浓度。通过这种反馈调节, 使Te浓度在体内一直保持平衡。本文基于睾丸性激素反馈调节原理设计一种生物智能控制器 (biological intelligent controller, BIC)。



图1 睾丸素反馈调节原理图

BIC结构框图如图2所示，一级控制单元对应睾丸素分泌调节回路中的下丘脑，二级控制单元对应睾丸素分泌调节回路中的垂体。一级控制单元的输出信号作为二级控制单元的给定值输入，可以迅速消除偏差。BIC的目标值 r 对应Te在体内的正常值，被控对象的状态值 y 对应Te在体内的浓度。执行机构则对应垂体中的LH和FSH分泌组织。

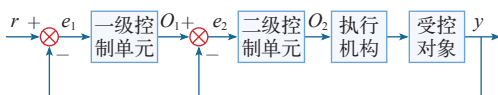


图2 BIC结构框图

在实际设计中，BIC一级控制单元可采用PI控制，能够起到快速调节控制偏差的效果；而BIC二级控制单元可采用滑模控制，使系统获得良好的抗干扰能力。

基于生物智能算法的永磁同步电动机控制系统

1. 永磁同步电动机控制系统结构

目前最常用PMSM控制系统结构如图3所示，一般采用电流和速度双闭环控制，本文参照此结构，对PMSM控制系统中包含的电流环和速度环分别进行设计。

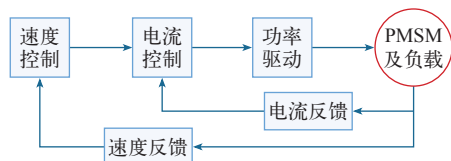


图3 永磁同步电动机控制系统结构图

2. 永磁同步电动机的数学模型

为简化分析做如下假设：转子上永磁体磁场空间分布为正弦波；定子绕组感应电动势为正弦波；忽略磁路饱和；不计铁心涡流和磁滞损耗。满足以上条件后，在 dq 旋转坐标系下PMSM的电压方程如下

$$\begin{cases} u_d = Ri_d - \omega L_q i_q + L_d \frac{di_d}{dt} \\ u_q = Ri_q + \omega L_d i_d + \omega \Psi_{PM} + L_q \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

转矩方程如下

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

运动方程如下

$$T_e - T_L = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} \quad (3)$$

当采用 $i_d = 0$ 控制策略时，PMSM的数学模型可简化如下

$$\begin{cases} u_d = -\omega L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} \omega \Psi_{PM} \\ J \frac{d\omega}{dt} = \frac{3}{2} p^2 \Psi_{PM} i_q - p T_L \end{cases} \quad (4)$$

式中， u_d 和 u_q 分别为 d 轴和 q 轴电压； i_d 和 i_q 分别为 d 轴和 q 轴电流； L_d 和 L_q 分别为 d 轴和 q 轴电感； R 为定子电阻； p 为极对数； ω 为电角速度； J 为转动惯量； T_e 为电磁转矩； T_L 为负载转矩； Ψ_{PM} 为永磁体在定子上的耦合磁链。

3. 永磁同步电动机电流环控制策略

为便于控制器设计，对式（1）进行变换，得

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega (L_d i_d + \Psi_{PM}) + \frac{1}{L_q} u_q \end{cases} \quad (5)$$

若 i_d 和 i_q 完全解耦，则式（5）可变换为

$$\begin{cases} u_{d0} = u_d + \omega L_q i_q = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} \\ u_{q0} = u_q - \omega (L_d i_d + \Psi_{PM}) = Ri_q + L_d \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (6)$$

式中， u_{d0} 和 u_{q0} 分别为电流解耦后 d 轴和 q 轴电压。

对式（6）进行拉普拉斯变换，可得

$$Y(s) = G(s)U(s) \quad (7)$$

式中， $U(s) = \begin{pmatrix} u_{d0}(s) \\ u_{q0}(s) \end{pmatrix}$ ， $Y(s) = \begin{pmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \end{pmatrix}$ ， $G(s) =$

$$\begin{pmatrix} R + sL_d & 0 \\ 0 & R + sL_q \end{pmatrix}^{-1}$$

若采用前馈解耦PI控制，可得 dq 旋转坐标系下PMSM的电压方程

$$\begin{cases} u_d^* = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) (i_d^* - i_d) - \omega L_q i_q \\ u_q^* = \left(K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right) (i_q^* - i_q) - \omega (L_d i_d + \Psi_{PM}) \end{cases} \quad (8)$$

式中， K_{pd} 和 K_{id} 分别为 d 轴电流控制器的比例和积分

增益; K_{pq} 和 K_{iq} 分别为 q 轴电流控制器的比例和积分增益。

该方法只有在电动机实际参数与模型参数完全一致时,耦合电动势才能够完全解耦。考虑算法的适用性及控制性能,采用对模型精度要求低且参数单一的内模控制(internal model control, IMC)来设计电流控制器。

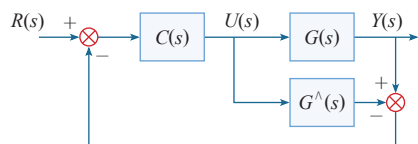


图4 内模控制系统结构图

典型的IMC系统结构如图4所示。其中, $G(s)$ 为实际对象, $G^A(s)$ 为根据实际对象建立的对象模型, $C(s)$ 为内模控制器。若建模精确, 即 $G(s) = G^A(s)$, 此时系统不存在反馈环节, 系统传递函数为

$$G_c(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = G(s)C(s) \quad (9)$$

当且仅当 $G(s)$ 和 $C(s)$ 都稳定时, 系统才能稳定运行。

根据经典控制理论, 该结构可等效为如图5所示结构。

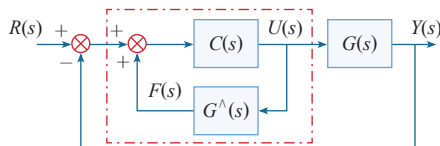


图5 内模控制等效系统结构图

其等效反馈控制器为

$$F(s) = [I - C(s)G^A(s)]^{-1}C(s) \quad (10)$$

式中, I 为单位矩阵。

此时, 系统传递函数为

$$G_c(s) = G(s)F(s) \quad (11)$$

考虑到PMSM电气时间常数远小于机械时间常数, PMSM控制系统电流环可近似等效为一阶系统, 同时假设建模精确, 可定义内模控制器为

$$C(s) = G^A(s)L(s) = G^{-1}(s)L(s) \quad (12)$$

式中, $L(s) = \alpha I / (s + \alpha)$, α 为控制器设计参数。

将式(12)代入式(10), 可得

$$F(s) = \alpha \begin{pmatrix} \frac{sL_d + R}{s} & 0 \\ 0 & \frac{sL_q + R}{s} \end{pmatrix} \quad (13)$$

由式(11~13), 可得

$$G_c(s) = \frac{\alpha I}{s + \alpha} \quad (14)$$

比较式(14)和式(8)可知有如下关系

$$\begin{cases} K_{pd} = \alpha L_d, & K_{id} = \alpha R \\ K_{pq} = \alpha L_q, & K_{iq} = \alpha R \end{cases} \quad (15)$$

若定义响应时间 t 为系统响应从10%~90%所需的时间, 则 α 与 t 的关系约为

$$t = \ln \frac{9}{\alpha} \quad (16)$$

由式(16)可知, 增大 α 将会提高系统的响应速度, 但实际中系统响应时间受电气时间常数的限制。电动机 d 轴和 q 轴的电气常数分别为

$$\begin{cases} T_d = \frac{L_d}{R} \\ T_q = \frac{L_q}{R} \end{cases} \quad (17)$$

4. 永磁同步电动机速度环控制策略

根据提出的BIC控制器, 对PMSM的速度控制器进行设计, 速度BIC控制器结构如图6所示。

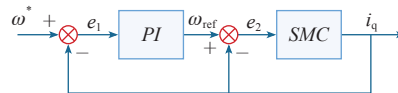


图6 速度BIC控制器结构图

速度BIC控制器的一级控制器采用PI控制, 表达式为

$$\omega_{ref} = e_1 + K_p \left(e_1 + \frac{1}{T_i} \int_0^t e_1 dt \right) \quad (18)$$

式中, K_p 为一级控制单元比例系数; T_i 为积分时间; t 为时间。在一定范围内, 随着 K_p 的增大, 系统调节偏差的能力越强; 但当 K_p 过大时, 容易造成系统振荡。

为增加系统的抗扰动能力, 速度BIC控制器的二级控制器采用SMC控制进行设计。

选取PMSM系统状态变量为

$$\begin{cases} x_1 = \omega_{ref} - \omega \\ x_2 = \frac{dx_1}{dt} = -\frac{d\omega}{dt} \end{cases} \quad (19)$$

式中, ω_{ref} 为给定转速; ω 为实际转速。

根据式(4)给出的PMSM数学模型, 可得

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -\frac{d\omega}{dt} = -\frac{3p^2}{2J} \psi_{PM} i_q + \frac{p}{J} T_L \\ \frac{dx_2}{dt} = -\frac{d^2\omega}{dt^2} = -\frac{3p^2}{2J} \psi_{PM} \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (20)$$

令 $D=3p^2/(2J)\Psi_{PM}$, $u=di_q/dt$ 后, 可得系统状态空间为

$$\begin{pmatrix} \frac{dx_1}{dt} \\ \frac{dx_2}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ -D \end{pmatrix} u \quad (21)$$

选取系统滑模面为

$$s = cx_1 + x_2 \quad (22)$$

式中, c 为滑模面参数, 且 $c>0$ 。对式(22)两边同时取导数, 可得

$$\frac{ds}{dt} = c \frac{dx_1}{dt} + \frac{dx_2}{dt} = cx_2 - Du \quad (23)$$

为减小系统在滑模面附近的抖振, 控制器选用指数趋近率进行设计。指数趋近率表达式如下

$$\frac{ds}{dt} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - qs \quad (24)$$

式中, ε 和 q 为设计参数, 且 $\varepsilon, q>0$ 。

将式(24)代入式(23), 可得BIC二级控制器表达式如下

$$i_q = \frac{1}{D} \int [cx_2 + \operatorname{sgn}(s) + qs] dt \quad (25)$$

由式(25)可以验证, 设计出的SMC控制器能够满足滑模到达条件 $s\dot{s}<0$, 系统渐近稳定。

仿真与测试

在Matlab/Simulink仿真平台下搭建采用传统PI控制算法、SMC控制算法以及生物智能控制算法的PMSM控制系统模型, 并进行仿真。

首先, 搭建永磁同步电动机模型, 电动机参数为: 极对数 $p=4$, 定子电阻 $R_s=2.875 \Omega$, 定子电感 $L_s=8.5 \text{ mH}$, 永磁体磁链 $\Psi_{PM}=0.175 \text{ Wb}$, 转动惯量 $J=0.003 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, 阻尼系数 $B=0.008 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$ 。然后, 设置仿真条件为: 直流母线电压 $U_{dc}=311 \text{ V}$, PWM开关频率 $f=10 \text{ kHz}$, 初始时刻负载转矩 $T_L=0 \text{ N}\cdot\text{m}$, 当 $t=0.2 \text{ s}$ 时负载转矩变为 $T_L=10 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。

最后搭建PMSM控制系统模型, 并分别选择PI控制算法、SMC控制算法以及BIC控制算法进行仿真实验。

PI控制算法、SMC控制算法和BIC控制算法对比仿真结果如下图所示。

通过对比可以发现, PI、SMC和BIC三种算法控制下的PMSM三相电流波形差别不大, 但采用BIC控制算法时PMSM的转速响应和转矩响应比

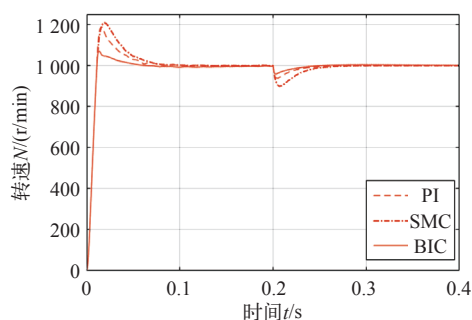


图7 PID、SMC和BIC控制的转速响应对比图

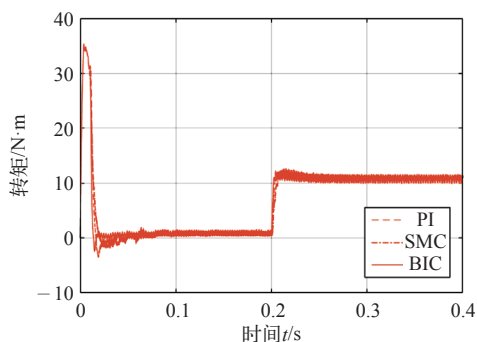
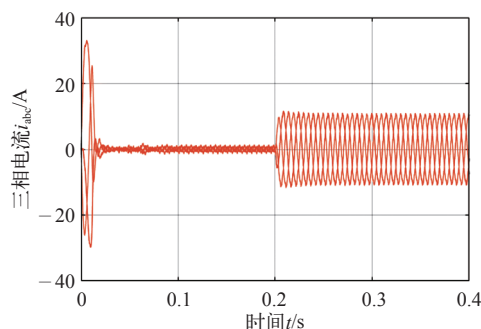
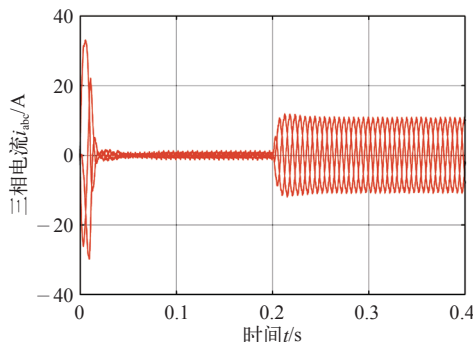


图8 PI、SMC和BIC控制的转矩响应对比图

传统PI控制算法和SMC算法响应更快, 超调量更小, 稳定性更好。



(a) PI控制下三相电流波形图



(b) SMC控制下三相电流波形图

(下转第90页)

到最小。

算例仿真

本文使用Matlab搭建一个5 MW光伏系统并入船舶电网的仿真系统,通过负载突变试验来验证船舶光伏系统对船舶电网的无功补偿作用,仿真系统如图7所示。

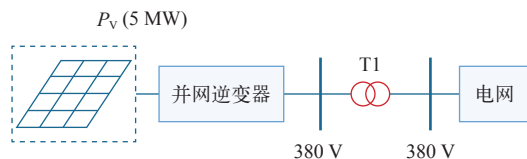


图7 仿真系统

首先假设0~0.5 s时光伏系统运行于功率因数为1的状态,在0.5 s时负载有功负荷突然增大到原来的2倍并一直保持,采用检测电压跌落深度,实施有功、无功解耦控制前后的电压及无功功率变化情况如图8、图9所示。

由图8、图9可知,在0.5 s时负载突增至原来的2倍,380 V母线电压跌落到0.972 pu;采用了有功、无功解耦控制后,母线电压从0.972 pu上升到约0.986 pu;无功功率从0 pu增加到0.19 pu。说明船舶光伏系统对船舶主电网起到了无功补偿作用,达到了帮助维持母线电压的目的。

本文是天津市高等学校科技发展基金计划项目“船舶光伏发电并网关键技术的MATLAB仿真研究”(项目编号20140422)研究成果

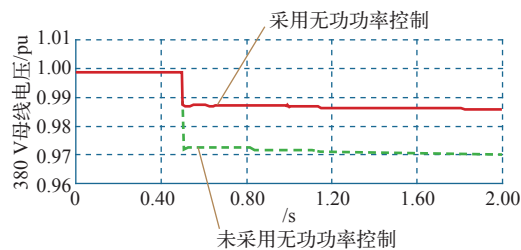


图8 母线电压情况对比

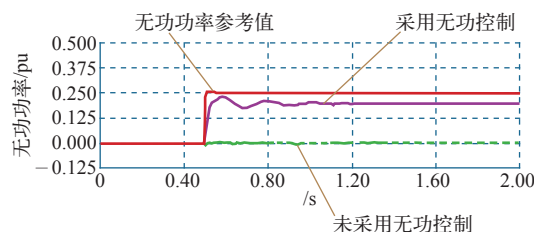


图9 无功功率情况对比

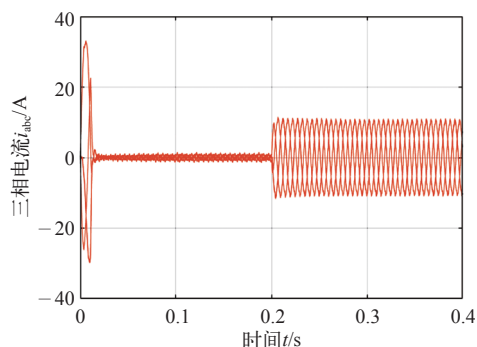
结束语

综上所述,由于多数船舶可摆放太阳能电池板的甲板空间有限,尤其是大中型船舶尚不能完全使用太阳能作为船舶电网能量的全部来源,根据船舶实际情况比如船舶的大小,形状、运力要求、航线的光照情况,选择配备一定比例的离并网混合光伏系统是最适合的方案,此方案既能最大限度的利用太阳能,又可以满足不同工况下船舶负载的能量需求及船舶电力系统稳定性的需求。EA

(收稿日期:2017.05.30)

(编辑:朱金凤)

(上接第67页)



(c) BIC控制下三相电流波形图

图9 PI、SMC和BIC控制的三相电流对比图

结束语

为提高PMSM的控制性能,基于睾丸性激素反馈调节原理,设计了一种基于生物智能控制算法的控制器,并在Matlab/Simulink仿真平台下分别搭建了实验模型,对比了PI、SMC和BIC控制算法的仿真结果。仿真结果表明,相对于传统的PI和SMC控制算法,生物智能控制算法(BIC)系统响应更快、超调量更小、稳定性更好。EA

(收稿日期:2017.05.30)

(编辑:白文亭)