

基于分段终端滑模的双三相电机控制系统研究

王卉¹, 刘毅庭²

(1. 山西轻工职业技术学院 机电工程系, 山西 太原 030000;

2. 华南理工大学(广州学院) 电气工程学院, 广东 广州 510800)

摘要: 为进一步提高双Y移30°永磁同步电机调速系统控制性能, 提出一种分段非奇异终端滑模控制方法。详细阐述分段非奇异终端滑模相比于非奇异快速终端滑模的优越性, 分析了分段非奇异终端滑模面参数的意义, 理论证明系统状态从到达滑模面至收敛到平衡点的作用时间是有限的。在此基础上设计双Y移30°永磁同步电机调速控制器, 在保持系统动态性能的同时, 减小超调量, 提高了稳态精度。仿真和实验结果证明了方法的有效性。

关键词: 双Y移30°永磁同步电机; 调速控制器; 分段非奇异终端滑模; 转速超调量

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed20113

Research on Dual Three-phase Motor Control System Based on Segmented Terminal Sliding Mode

WANG Hui¹, LIU Yiting²

(1. Department of Mechanical and Electrical Engineering, Shanxi Light Industry Vocational and Technical College, Taiyuan 030000, Shanxi, China; 2. School of Electrical Engineering, South China University of Technology (Guangzhou University), Guangzhou 510800, Guangdong, China)

Abstract: In order to optimize the drive control performance of dual Y shift 30 degrees permanent magnet synchronous reluctance motor, a novel model-free predictive current control strategy for synchronous reluctance motor was designed. The main advantage of model-free predictive current control over conventional model predictive current control was that it did not require the use of a specific motor model, did not rely on motor parameters, and did not require back-EMF estimation. At the same time, the new model-free predictive current control scheme was designed to avoid the problem of current spikes caused by two current measurements in each sampling period and the current variation update stagnation to reduce the prediction performance. The new solution is simple and easy to realize, and no need to use pulse width modulation. Finally, the comparison test results verify that the new control strategy has better control performance.

Key words: dual Y shift 30 degrees permanent magnet synchronous motor; speed controller; segmentation nonsingular terminal sliding mode; speed overshoot

双Y移30°永磁同步电机(PMSM)具有多变量、强耦合等特点, 能够满足系统对高性能、高负荷电机的需求, 在电动汽车、数控机床、航空航天等领域得到广泛的应用。具体来说, 相比于PMSM, 双Y移30°PMSM具有电磁转矩脉动低、容错能力强以及控制方法多等优点^[1-4]。

双Y移30°PMSM通常采用PI算法控制电机转速, 但当电机受到外部干扰或者内部参数变化时, PI算法难以满足系统对高性能控制算法的要求。随着控制理论的发展, 模糊控制、神经网络

控制、滑模变结构控制等诸多算法相继应用于多相电机调速系统。值得一提的是, 滑模变结构控制算法对外部扰动和内部参数变化具有极好的鲁棒性, 能够很好地应用于双Y移30°PMSM调速系统^[5]。

对于滑模变结构控制算法来说, 选择合适的滑模面决定系统动态品质。对于传统滑模控制算法, 一般选用线性滑模面, 但系统状态从到达滑模面至平衡点是以指数形式收敛的, 这意味着系统状态只能无限趋近于平衡点, 无法真正到达

平衡点。终端滑模控制算法能够保证系统状态在有限时间到达滑模面,继而在有限时间收敛到平衡点,受到国内外学者广泛关注^[6-7]。文献[8]结合线性滑模与非奇异终端滑模,提出一种混合非奇异终端滑模面。当系统状态距离平衡点较远时,线性滑模起主要作用,提高系统的动态性能,当系统状态距离滑模面较近时,非奇异终端滑模起主要作用。仿真和实验结果表明,该方法有效提高系统的动、静态特性。文献[9]针对二阶不确定非线性系统,为了提高收敛速度,缩短到达时间,提出一种基于指数趋近律的终端滑模控制方法。为避免出现奇异性问题,加入避零常数,仿真结果证明了方法的有效性。文献[10]针对终端滑模控制方法收敛速度慢、收敛停滞等缺点,提出一种改进的非奇异快速终端滑模控制方法,将滑模面参数扩展到正实数域,既提高收敛速度,又扩大了参数选择的范围。

本文在上述文献基础上,在双Y移30°PMSM调速控制器基础上,提出一种分段非奇异终端滑模(non-singular terminal sliding mode, NTSM)控制方法。该方法在保持调速系统动态性能的同时,减小转速超调量和稳态后的转速波动,提高了稳态精度。

1 分段非奇异终端滑模控制

1.1 问题提出

考虑如下二阶不确定非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + g(x) + b(x)u \end{cases} \quad (1)$$

式中: $x \in [x_1, x_2]^T$ 为系统状态变量; $f(x)$ 、 $b(x)$ 为非线性函数,且 $b(x) \neq 0$; $g(x)$ 为系统不确定量和外部干扰,且满足 $|g(x)| < l_g$, l_g 为正常数; u 为系统输入。

针对式(1)所示的不确定非线性系统,文献[11]提出一种NTSM控制方法,其滑模面 s 定义为

$$s = x_1 + \frac{1}{\beta} x_2^{p/q} \quad (2)$$

其中,参数 $\beta > 0$; p, q 均为正奇数且满足 $1 < q < p < 2q$ 。

根据滑模面(2),求得控制作用 u 为

$$u = -\frac{1}{b(x)} \left[f(x) + \frac{\beta q}{p} x_2^{2-p/q} + (l_g + \eta) \operatorname{sgn}(s) \right] \quad \eta > 0 \quad (3)$$

NTSM控制方法能够克服终端滑模的奇异性问题,但当系统状态远离平衡点时,收敛速度小于相同参数的线性滑模控制方法。

为克服NTSM到达滑模面收敛速度慢的缺点,文献[12]提出一种非奇异快速终端滑模(non-singular fast terminal sliding mode, NFTSM)控制方法,其滑模面 s 定义为

$$s = x_1 + \frac{1}{\alpha} x_1^{g/h} + \frac{1}{\beta} x_2^{p/q} \quad (4)$$

其中,参数 $\alpha, \beta > 0$; g, h, p, q 为正奇数且满足 $g/h > p/q$ 。

根据滑模面式(4),求得控制作用 u 为

$$u = -\frac{1}{b(x)} \left[f(x) + \frac{\beta q}{p} \left(1 + \frac{g}{\alpha h} x_1^{g/h-1} \right) x_2^{2-p/q} + (l_g + \eta) \operatorname{sgn}(s) \right] \quad (5)$$

对于NFTSM控制方法,当系统状态距离平衡点较远时,忽略 x_1 低次项, x_1 的高次项起主要作用,收敛速度大于相同参数的NTSM控制方法。当系统状态距离平衡点较近时,忽略 x_1 高次项, x_1 的低次项起主要作用,收敛速度近似相同参数的NTSM控制方法。当NFTSM控制方法存在自身局限性,方法仅是定性分析,并未定量分析。当系统状态到达滑模面,趋近至 $x_1 = 1$ 附近时,此时滑模面定义为

$$s = \left(1 + \frac{1}{\alpha} \right) x_1 + \frac{1}{\beta} x_2^{p/q} = 0 \quad (6)$$

收敛速度快于相同参数的NTSM控制方法,导致到达平衡点后的抖振变大。尤其对于电机调速系统,会造成转速超调量变大。

1.2 分段非奇异终端滑模控制性能分析

为克服NFTSM控制方法这一缺点,本文将NTSM进行分段控制,提出一种分段NTSM控制方法,其滑模面定义为

$$s = x_1^r + \frac{1}{\beta} x_2^{p/q} \quad r = \begin{cases} g/h & |x_1| \geq 1 \\ 1 & |x_1| < 1 \end{cases} \quad (7)$$

其中,参数 $\beta > 0$; g, h, p, q 为正奇数且满足 $g/h > p/q$ 。

当系统状态远离平衡点时,此时滑模面定义为

$$s = x_1^{g/h} + \frac{1}{\beta} x_2^{p/q} \quad (8)$$

收敛速度大于相同参数的NTSM控制方法。当系统状态离平衡点较近时,此时滑模面等同于式(2),收敛速度与NTSM控制方法保持一致。采用式(7)所示的分段NTSM控制方法,能够有效降低系统状态距离滑模面较近时收敛速

度过快的缺点。在保持系统动态性能的同时,提高了稳态精度。

定理1 对于系统式(1),选择滑模面如式(7)所示,选择控制作用如下

$$u = -\frac{1}{b(x)}[f(x) + \frac{r\beta q}{p}x_1^{r-1}x_2^{2-p/q} + (l_g + \eta)\text{sgn}(s)] \quad (9)$$

$$\text{其中} \quad \eta > 0 \quad r = \begin{cases} g/h & |x_1| \geq 1 \\ 1 & |x_1| < 1 \end{cases}$$

则系统可在有限时间内到达滑模面。

证明 定义 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2}s^2 \quad (10)$$

对式(10)求导,并将式(1)、式(7)代入,可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} \\ &= s\{rx_1^{r-1}\dot{x}_1 + \frac{p}{\beta q}x_2^{p/q-1}\dot{x}_2\} \\ &= s\{rx_1^{r-1}\dot{x}_1 + \frac{p}{\beta q}x_2^{p/q-1}[f(x) + g(x) + b(x)u]\} \end{aligned} \quad (11)$$

将式(9)代入式(11),得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{p}{\beta q}x_2^{p/q-1}s[g(x) - (l_g + \eta)\text{sgn}(s)] \\ &= \frac{p}{\beta q}x_2^{p/q-1}[g(x)s - (l_g + \eta)|s|] \\ &\leq \frac{p}{\beta q}x_2^{p/q-1}[|g(x)||s| - (l_g + \eta)|s|] \\ &= \frac{p}{\beta q}x_2^{p/q-1}\{|g(x)| - l_g\}|s| - \eta|s| \end{aligned} \quad (12)$$

因为 $|g(x)| < l_g$, $l_g > 0$, 求得 $\dot{V} < 0$, 系统满足 Lyapunov 稳定性原理,可在有限时间内到达滑模面。

定理2 对于系统式(1),选择滑模面、控制作用分别如式(7)、式(9)所示,则系统从到达滑模面的状态 $x_1(t_r)$ 收敛至平衡点 $x_1=0$ 的作用时间是有限的。

证明 当系统状态到达滑模面时,可得:

$$s = x_1^r + \frac{1}{\beta}x_2^{p/q} = 0 \quad (13)$$

整理,得:

$$\dot{x}_1 = -\beta^{q/p}x_1^{qr/p} \quad (14)$$

1)若系统状态 $x_1(t_r) \geq 1$, 则从状态 $x_1(t_r)$ 收敛至 $x_1=1$ 的作用时间为

$$\int_{x_1(t_r)}^1 x_1^{-qg/hp} dx_1 = \int_0^{t_1} -\beta^{q/p} dt \quad (15)$$

整理,得:

$$\frac{1}{1-qg/hp} x_1^{1-qg/hp} \Big|_{x_1(t_r)}^1 = -\beta^{q/p} t_1 \quad (16)$$

求得:

$$t_1 = \frac{1}{\beta^{q/p}(qg/hp-1)} [1 - x_1(t_r)^{1-qg/hp}] \quad (17)$$

从状态 $x_1=1$ 收敛至 $x_1=0$ 的作用时间为

$$\int_1^0 x_1^{-q/p} dx_1 = \int_0^{t_2} -\beta^{q/p} dt \quad (18)$$

整理,得:

$$\frac{1}{1-q/p} x_1^{1-q/p} \Big|_1^0 = -\beta^{q/p} t_2 \quad (19)$$

求得:

$$t_2 = \frac{1}{\beta^{q/p}(1-q/p)} \quad (20)$$

根据式(17)、式(20),求得系统状态 $x_1(t_r)$ 收敛至平衡点 $x_1=0$ 的作用时间为

$$t = t_1 + t_2 = \frac{1}{\beta^{q/p}(qg/hp-1)} [1 - x_1(t_r)^{1-qg/hp}] + \frac{1}{\beta^{q/p}(1-q/p)} \quad (21)$$

2)若系统状态 $0 < x_1(t_r) < 1$, 则从状态 $x_1(t_r)$ 收敛至平衡点 $x_1=0$ 的作用时间为

$$\int_{x_1(t_r)}^0 x_1^{-q/p} dx_1 = \int_0^t -\beta^{q/p} dt \quad (22)$$

整理,得:

$$\frac{1}{1-q/p} x_1^{1-q/p} \Big|_{x_1(t_r)}^0 = -\beta^{q/p} t \quad (23)$$

求得:

$$t = \frac{1}{\beta^{q/p}(1-q/p)} x_1(t_r)^{1-q/p} \quad (24)$$

从式(21)、式(24)可以看出,系统状态 $x_1(t_r)$ 收敛到平衡点 $x_1=0$ 的作用时间是有限的。系统状态 $x_1(t_r) < 0$ 分析方法以此类推。

2 电机调速控制器设计

双Y移30°PMSM每三相定子绕组相差30°,具有2个不同的中性点。在不考虑定子、转子铁心磁阻,忽略转子阻尼绕组,不计磁滞损耗和涡流损耗时,假设电枢反应磁场和励磁磁场均为正弦分布,求得电机在自然坐标系下的数学模型为

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + L_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} - \omega_e \Psi_f \mathbf{f}(\theta) \quad (25)$$

其中

$$\mathbf{f}(\theta) = [\sin \theta \quad \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \quad \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi)]^T$$

$$\sin(\theta - \frac{1}{6}\pi) \quad \sin(\theta - \frac{5}{6}\pi) \quad \sin(\theta - \frac{3}{2}\pi)]^T$$

式中: $\mathbf{u}_s$ 为六相电压; R_s 为电阻; L_s 为定子电感; $\mathbf{i}_s$ 为六相定子电流; ω_e 为电角速度; Ψ_f 为转子磁链; θ 为转子磁链与定子侧A相轴线的夹角。

本文所研究的电机为表贴式结构,即 $L_d = L_q$, 求得电磁转矩为

$$\begin{aligned} T_e &= 3p[\Psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \\ &= 3p\Psi_f i_q \end{aligned} \quad (26)$$

式中: T_e 为电磁转矩; p 为电机极对数; L_d, L_q 为 d, q 轴定子电感; i_d, i_q 为 d, q 轴电流分量。

机械运动方程为

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (27)$$

式中: T_L 为负载转矩; J 为转动惯量; ω_m 为转子机械角速度; B 为阻尼系数。

根据式(26)、式(27),求得电机调速系统二阶状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{B}{J}x_2 - \frac{1}{J}\dot{T}_L + \frac{3p\Psi_f}{J}u \end{cases} \quad (28)$$

其中 $x_1 = \omega_m$ $x_2 = \dot{\omega}_m$ $u = i_q$

根据式(1),定义 $f(x) = -\frac{B}{J}x_2$, $b(x) = \frac{3p\Psi_f}{J}$, $g(x) = -\frac{1}{J}\dot{T}_L$ 为调速系统不确定量和外部干扰,满足 $|g(x)| < l_g$, $l_g > 0$ 。

为了让机械角速度 ω_m 跟踪参考角速度 ω_{ref} ,定义跟踪误差 $e_1 = \omega_m - \omega_{ref}$, $e_2 = \dot{e}_1 = \dot{\omega}_m$,设计调速系统分段非奇异终端滑模面为

$$s = e_1^r + \frac{1}{\beta} e_2^{p/q} \quad r = \begin{cases} g/h & |e_1| \geq 1 \\ 1 & |e_1| < 1 \end{cases} \quad (29)$$

参数定义如式(7)所示。根据式(29)所示滑模面,求得滑模控制器输出为

$$\begin{aligned} i_q &= \frac{B}{3p\Psi_f} \omega_m - \frac{J}{3p\Psi_f} \int [\frac{r\beta q}{p} (\omega_m - \omega_{ref})^{r-1} \dot{\omega}_m^{2-p/q} + \\ & (l_g + \eta) \text{sgn}(s)] dt \end{aligned} \quad (30)$$

从式(30)可以看出,调速控制器输出 i_q 经过积分器滤波,有效削弱了系统抖振,提高了系统精度。

3 仿真实验验证

为验证基于分段NTSM的双Y移30°PMSM调速控制器的有效性,将本文提出的算法与NFTSM算法进行比较,控制器原理如图1所示。

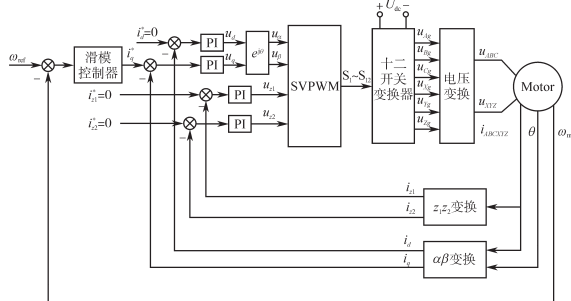


图1 控制器原理图

Fig.1 Controller schematic

根据图1搭建仿真模型。其中,双Y移30°PMSM参数为:定子电阻 $R_s=1\Omega$, d, q 轴电感 $L_d=L_q=7.2\text{ mH}$, 转子磁链 $\Psi_f=0.08\text{ Wb}$, 转动惯量 $J=0.063\text{ g}\cdot\text{m}^2$, 粘滞摩擦系数 $F=0.0045\text{ B}$, 极对数 $p=2$, 负载转矩 $T_L=1\text{ N}\cdot\text{m}$, 直流侧母线电压 $U_{dc}=300\text{ V}$ 。

针对本文所研究的双Y移30°PMSM,在仿真过程中,要遵循两条准则:首先,滑模面参数要满足 $g/h > p/q$, 且 g, h, p, q 均为正奇数。在仿真过程中,先确定参数 p, q 大小,继而确定参数 g, h ;其次, g/h 取值不宜过大。经过验证,如果 $g/h > 2$,会出现控制器不稳定情况发生。本文选择滑模面参数分别为 $g=9, h=5, p=7, q=5, \alpha=1, \beta=2$ 。

得到电机动态响应仿真结果如图2~图5所示。

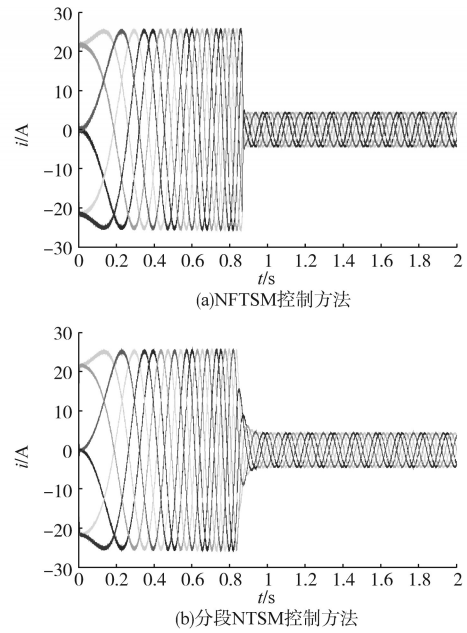


图2 六相电流比较

Fig.2 Six-phase current comparison

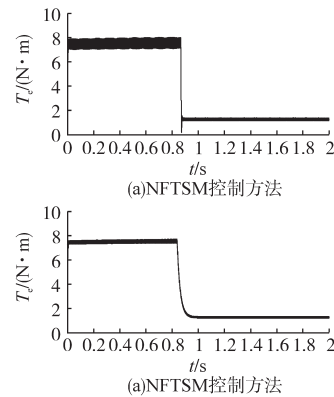


图3 电磁转矩比较

Fig.3 Electromagnetic torque comparison

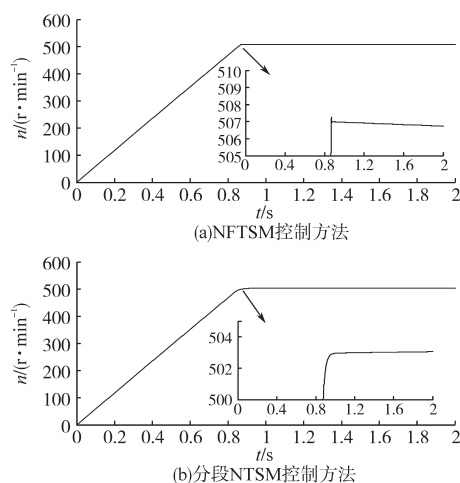


图4 转速比较
Fig.4 Speed comparison

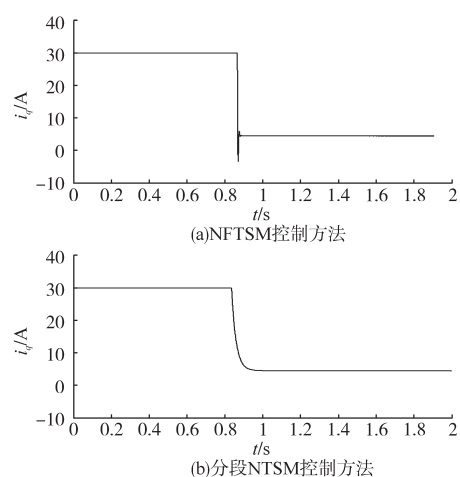


图5 电流 i_q 比较
Fig.5 Current i_q comparison

从图2~图5可以看出,电机调速系统采用NFTSM控制方法时,电磁转矩、转速、电流 i_q 超调量较大,且到达稳态后的波动较大。电机调速系统采用分段NTSM控制方法时,电磁转矩、转速、电流 i_q 超调量较小,能够平稳过渡,到达稳态后的波动较小。2种方法六相电流之间的比较印证了方法的有效性。

为了验证算法的有效性,搭建电机实验平台。其中,双Y移30°PMSM和控制器实验参数与仿真保持一致。六相逆变器的驱动信号由1个以TMS320F2812为核心的控制板产生,系统控制周期为30 μ s。六相电机安装1个额定转速1 000 r/min、额定功率1 kW的直流电机作为负载。转子位置通过同轴安装的2500线增量式旋转编码器产生。根据搭建的电机实验平台,可得分段NTSM与NFTSM 2种控制策略下,电机转速比较

如图6所示。

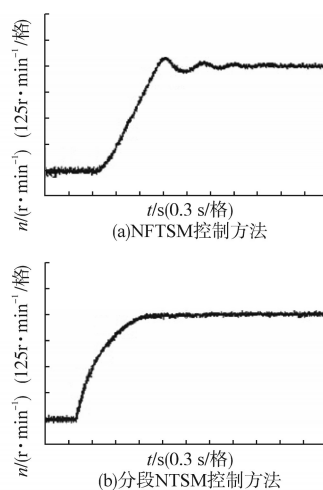


图6 电机实验转速比较
Fig.6 Motor experiment speed comparison

从图6可以看出,当采用NFTSM控制方法时,转速超调量较大,且到达稳态所需时间较长;当采用分段NTSM控制方法时,转速超调量较小,到达稳态后的波动较小。实验波形证实了分段NTSM控制方法的有效性。

4 结论

针对NFTSM控制方法系统状态靠近平衡点时,收敛速度较快的缺点,本文提出一种分段NTSM控制方法,并将该方法应用于双Y移30°PMSM调速系统。建立调速控制器Matlab/Simulink模型和实验平台,仿真和实验结果证实了方法的有效性。

参考文献

- [1] Di W U, Yan L I, Yun L I, *et al.* Research on Fault Tolerant Control of Dual Y Shift 30 Degree Six Phase Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. *Micromotors*, 2017, 50(2): 36-40.
- [2] Ma X, Yu Y, Zhang H, *et al.* Study on Direct Torque Control of Dual Y Shift 30 Degree Six-phase PMSM [C]//2015 IEEE 10th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2015, 1958-1962.
- [3] Hu Y, Zhu Z Q, Liu K. Current Control for Dual Three-phase Permanent Magnet Synchronous Motors Accounting for Current Unbalance and Harmonics[J]. *IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics*, 2014, 2(2): 272-284.
- [4] 王永兴,温旭辉,赵峰. 多相永磁同步电机多维优化矢量控制[J]. *中国电机工程学报*, 2015, 35(10): 2534-2543.
- [5] 马秀娟,郑安琪,张华强,等. 双Y移30°六相PMSM的滑模

(下转第80页)

W/m^2 ,光伏发电功率在0.2 s时刻迅速减小至约1 260 W,同时为保障系统的正常运行与母线电压的稳定,此时的储能系统立刻由充电模式切换成放电模式约190 W,负荷功率仍然保持不变,为1 450 W,母线电压波动小,约为379.5 V,响应速度快;接着,第3阶段,在0.3 s时刻,通过减小电阻的方式,实现加投负荷,负荷功率在0.3 s时刻增加至约1 790 W,而光伏发电基本没有变化,输出功率约为1 270 W,此时储能系统继续保持放电状态,并且迅速提高到约520 W功率来满足系统功率平衡稳定,母线电压波动较小,约为379 V,响应速度较快;最后,在第4阶段,通过调节使光照强度上升 400 W/m^2 ,则光伏发电功率上升约为1 790 W,而此时负荷功率为1 790 W,所以储能功率约为0,不对外输出功率,也就是只有光伏系统在工作,这个阶段光伏发电由MPPT模式转为下垂控制模式,此时稳定母线电压约为379.5 V,波动较小,响应速度较快。

4 结论

本文采用孤岛模式光储直流微电网的协调控制策略,针对孤岛模式下直流微电网中,光伏发电单元因为自身易受外界环境影响会出现微电网功率不平衡,而传统的微电网协调控制策略使得储能电池电能质量波动较大,导致其协调控制模式切换的频率较高,为此提出了本文的协调控制策略。在Matlab/Simulink的仿真中,提出的协调控制策略使得光伏发电效率较高,同时能够降低储能系统的频繁切换,提高储能电池的工作寿命,均衡系统之间的功率,有效减小了母线电压波动,实现独立直流微电网稳定可靠运行,因此其具有重要的作用和意义。其他方面,这里只进行了较小功率非并网的单一微电网系统的验证,

而对较大功率、并网的混合微电网系统而言是否仍具有良好性能,有待下一步的研究。

参考文献

- [1] 李霞林,郭力,王成山,等. 直流微电网关键技术研究综述[J]. 中国电机工程学报,2016,36(1):2-17.
- [2] 宫娅宁,苏舒,林湘宁,等. 独立光伏发电储能系统能量管理与经济调度研究[J]. 电力科学与技术学报,2017,32(2):3-9,30.
- [3] 阳同光,桂卫华. 基于神经网络滑模控制光伏系统最大功率点跟踪[J]. 太阳能学报,2016,37(9):2386-2392.
- [4] 熊远生,俞立,徐建明. 光伏发电系统多模式接入直流微电网及控制方法[J]. 电力系统保护与控制,2014,42(12):37-43.
- [5] 米阳,吴彦伟,符杨,等. 独立光储直流微电网分层协调控制[J]. 电力系统保护与控制,2017,45(8):37-45.
- [6] Dragicevic T, Guerrero J M, Vazquez J C, et al. Supervisory Control of an Adaptive-droop Regulated DC Microgrid with Battery Management Capability [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(2):695-706.
- [7] 刘家赢,韩肖清,王磊,等. 直流微电网运行控制策略[J]. 电网技术,2014,38(9):2356-2362.
- [8] 薛亚林,周建萍,崔屹. 基于直流微电网的混合储能协调控制策略仿真研究[J]. 电机与控制应用,2017,44(8):19-25,37.
- [9] 王毅,张丽荣,李和明,等. 风电直流微电网的电压分层协调控制[J]. 中国电机工程学报,2013,33(4):16-24,4.
- [10] 王成山,高菲,李鹏,等. 低压微网控制策略研究[J]. 中国电机工程学报,2012,32(25):2-8.
- [11] 薛贵挺,张焰,祝达康. 孤立直流微电网运行控制策略[J]. 电力自动化设备,2013,33(3):112-117.
- [12] 梁帅奇,牟晓春,赵雪,等. 含有储能单元的微电网运行控制技术[J]. 电力科学与技术学报,2011,26(4):74-79,87.
- [13] 施婕,郑漳华,艾芊. 直流微电网建模与稳定性分析[J]. 电力自动化设备,2010,30(2):86-90.

收稿日期:2018-06-08

修改稿日期:2018-07-31

(上接第19页)

- 变结构控制技术[J]. 电机与控制学报,2018,22(10):20-24,34.
- [6] 吴爱国,刘海亭,董娜. 机械臂神经网络非奇异快速终端滑模控制[J]. 农业机械学报,2018,49(2):395-404.
- [7] 常雪剑,刘凌,崔荣鑫. 永磁同步电机非奇异快速终端可边界层滑模控制[J]. 西安交通大学学报,2015,49(6):53-59.
- [8] 张晓光,赵克,孙力. 永磁同步电动机混合非奇异终端滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报,2011,31(27):116-122.
- [9] 张巍巍,王京. 基于指数趋近律的非奇异Terminal滑模控制[J]. 控制与决策,2012,27(6):909-913.

- [10] 华玉龙,孙伟,迟宝山,等. 非奇异快速终端滑模控制[J]. 系统工程与电子技术,2017,39(5):1119-1125.
- [11] Feng Y, Yu X H, Man Z. Nonsingular Terminal Sliding Mode Control of Rigid Manipulators [J]. Automatica, 2002, 38(12): 2159-2167.
- [12] Yang L, Yang J. Nonsingular Fast Terminal Sliding Mode Control for Nonlinear Dynamical Systems [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2011, 21(16): 1865-1879.

收稿日期:2019-04-02

修改稿日期:2019-05-28