

双凸极电励磁发电机调压器的滑模控制

给出了双凸极电励磁发电机的调压滑模控制策略。通过发电机数学模型和滑模控制律的建立，依托李雅普诺夫稳定性理论验证了发电系统的稳定性，确立了控制器参数的选取原则，分析了控制参数对发电机调压性能的影响。最后，建立了发电机调压器系统的“场—路”耦合仿真模型，同时进行了发电机稳态与动态调压控制的仿真与分析，并与传统的双环调压控制进行了对比。结果表明：滑模控制下的双凸极发电机系统具有更短的建压时间和更好的动态性能。

戴卫力^{1,2} 丁骏^{1,2} 侯浩^{1,2} / 1. 江苏省输配电装备技术重点实验室
2. 河海大学物联网工程学院

0 引言

双凸极电机是近年提出的一种新型磁阻型电机，其结构简单，转子上无绕组，具有损耗小、适合高速运行等优点。自从提出双凸极电机^[1]至今，许多专家学者都对该类电机进行了电磁特性^[2-3]、发电与电动控制方面的研究，并将其推广应用。其中，双凸极电励磁电机（DSEM）和双凸极混合励磁电机^[3]（DSHEM）由于装有励磁绕组，励磁电流调节方便，因而非常适合作发电机使用。这类电机应用于发电系统时，无须检测发电机转子位置信号，只需外接三相整流桥即可输出直流电压。同时，通过加装小功率的电子调压器，调节励磁绕组电流就可实现发电调压。当发电机遇到故障时，还可通过关闭调压器中的功率电子开关实现发电机的灭磁。文献[4-5]分别介绍了双凸极电励磁发电机（DSEG）和双凸极混合励磁发电机（DSHEG）电压调

节系统。前者的调压器为励磁电流单向调节，后者为采用双极性控制的全桥变换器，实现了励磁电流的正、负双向调节。两者均采用了输出电压反馈和励磁电流前馈双环控制（VFECF控制），使发电机具有很好的调节准确度，并有很好的动态性能。

近年来，控制理论的发展极大地促进了发电机控制领域的进步。模糊控制^[6]、滑模（SM）控制^[7-9]等先进控制相继在发电机领域得以应用。滑模控制因具有强鲁棒性、快速响应及对环境变化不敏感等优点而被本文引入到DSEG调压系统控制中进行研究。本文在构建DSEG数学模型和李雅普诺夫稳定性方程的基础上，给出了滑模方程、控制律和控制参数选择方法，并分析了相关参数对发电机性能的影响。最后，基于有限元分析建立了发电系统的“场—路”耦合仿真模型，同时进行了稳态和动态性能仿真。

1 DSEG电压调节系统

图1为DSEG调压发电系统框图，分别由DSEG、三相整流桥和调压器三部分组成。DSEG为12/8极凸极结构，其定、转子极弧相等，转子上无绕组；每个定子齿上都装有集中绕组，且每隔90°机械角相互串联构成一相。a、b、c相绕组如图所示。图中，“×”代表电流流入；“•”代表电流流出。三相整流桥各桥臂中性点分别与电机三相绕组相连，可将发电机交流电压变成直流电压。而调压器可通过改变功率开关占空比来调节励磁电流大小，从而实现发电机输出电压



戴卫力/副教授

关键词/Keywords

双凸极电励磁发电机 ·
调压器 ·
滑模控制 ·
“场—路”耦合仿真 ·
李雅普诺夫稳定性 ·

国家自然科学基金（51207043），江苏省自然科学基金（BK2012150），河海大学优秀创新人才支持计划。

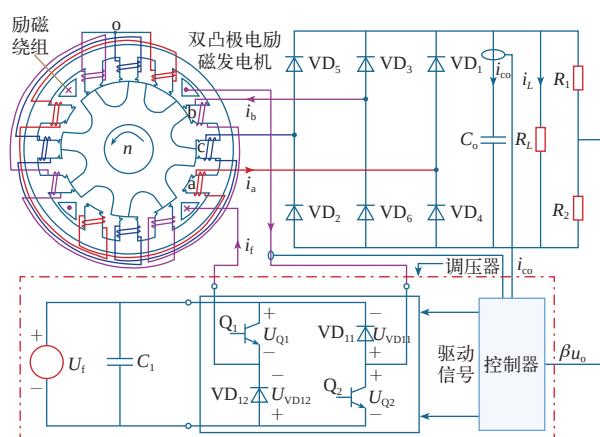


图1 DSEG电压调节系统

的稳定。

1.1 DSEG结构与数学模型

DSEG各相绕组和励磁绕组磁链表达式为

$$\Psi = [\Psi_a, \Psi_b, \Psi_c, \Psi_f]^T \quad (1)$$

电机各绕组磁链与转子位置和绕组电流大小均有关，当转子位置和绕组中电流发生变化时，各磁链变化产生感应电动势。结合各绕组电阻压降，就可给出发电机各绕组端电压方程

$$U = -\frac{d\Psi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} - \frac{d\Psi}{dI} \frac{dI}{dt} - IR = e - L \frac{dI}{dt} - IR \quad (2)$$

式中， $e = [e_a, e_b, e_c, e_f]^T$ ，为电机各绕组电动势； $I = [i_a, i_b, i_c, i_f]^T$ ，为电机各绕组相电流； $U = [u_a, u_b, u_c, u_f]^T$ ，为电机各绕组端电压。

$$L = \begin{pmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} & L_{af} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} & L_{bf} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c & L_{cf} \\ L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} & L_f \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$R = \begin{pmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f \end{pmatrix}$$

式中， L 、 R 分别为DSEG各绕组的自感、互感构成的电感矩阵和各绕组电阻构成的电阻矩阵。

1.2 调压器

调压器由励磁功率变换器和控制器构成。而励磁功率变换器则由功率开关管 Q_1 、 Q_2 和续流二

极管 VD_{11} 、 VD_{12} 组成。正常工作下， Q_1 为常开， Q_2 为PWM控制。当发电机出现故障导致输出电压突变时，同时关闭 Q_1 与 Q_2 ，可使励磁电流急剧下降，以实现发电机的灭磁。图中控制器可为模拟控制或数字控制。采用数字控制器可通过软件实现灵活的控制策略，产生相应的功率管驱动信号，从而实现励磁电流的控制。

2 调压器滑模控制原理

为便于分析，作如下假设：DSEG工作在发电模式，且此时整流桥二极管 VD_1 和 VD_6 处于导通状态，见图1。此时，发电机输出电压误差 x_1 、电压误差的微分 x_2 以及滤波电容电流 i_{co} 可表示为

$$x_1 = U_r - \beta u_o \quad (4)$$

$$x_2 = \dot{x}_1 = -\beta \frac{du_o}{dt} = -\frac{\beta}{C_o} i_{co} = -\frac{\beta}{C_o} (i_a - i_L) \quad (5)$$

$$i_{co} = i_a - i_L = i_a - u_o / R_L \quad (6)$$

式中， U_r 为参考电压； u_o 和 β 为发电机输出电压及其比例系数； i_a 为流过a相的绕组电流； i_L 为负载电流； R_L 为负载电阻。

若忽略发电机各相绕组电阻压降，由图1的电路工作模式可得到如下方程

$$u_a = e_a - L_a di_a / dt - L_{ab} di_b / dt \quad (7)$$

$$u_b = e_b - L_b di_b / dt - L_{ba} di_a / dt \quad (8)$$

$$u_o = u_a - u_b, i_a = -i_b \quad (9)$$

由式(7)~式(9)可得输出电压 u_o 表达式为

$$u_o = e_{ab} - (L_a + L_b - 2L_{ab}) di_a / dt \quad (10)$$

将式(10)进行积分可得电流 i_a 为

$$i_a = \int \frac{e_{ab} - u_o}{L_a + L_b - 2L_{ab}} dt \quad (11)$$

将式(11)代入式(5)可得

$$x_2 = -\frac{\beta}{C_o} \left(\int \frac{e_{ab} - u_o}{L_a + L_b - 2L_{ab}} dt - \frac{u_o}{R_L} \right) \quad (12)$$

将式(4)和式(12)分别求导可得

$$\dot{x}_1 = -\beta \frac{du_o}{dt} = x_2 \quad (13)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{\beta}{C_o} \left(\frac{e_{ab} - u_o}{L_a + L_b - 2L_{ab}} - \frac{1}{R_L} \frac{du_o}{dt} \right) \quad (14)$$

由式(13)、式(14)可得如下状态方程组

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{C_o L} & -\frac{1}{C_o R_L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ -\beta e_{ab}' \end{pmatrix} u^* + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{U_r}{C_o L} \end{pmatrix} \quad (15)$$

式中, $L = L_a + L_b - 2L_{ab}$; u^* 为调压器的控制律。

当 $u^* = 1$ 时, 功率管 Q_2 导通, 励磁电流和输出电压上升。

由于互感与励磁自感相比很小, 因而可忽略互感引起的压降, 则励磁电流上升率为

$$di_f / dt = (U_f - U_{Q1} - U_{Q2} - i_f R_f) / L_f \quad (16)$$

式中, U_f 为励磁功率变换器的输入电压; U_{Q1} 、 U_{Q2} 为功率管 Q_1 和 Q_2 的导通压降。

此时, 式 (15) 变为

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{C_o L} & -\frac{1}{C_o R_L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ -\beta e_{ab}' + \frac{U_r}{C_o L} \end{pmatrix} \quad (17)$$

式中, e_{ab}' 为功率管 Q_2 导通时, 发电机 a 和 b 相间的线电动势, 为上升趋势。

当 $u^* = 0$ 时, Q_2 关断, 励磁电流和输出电压下降, 励磁电流下降率和发电机状态方程为

$$di_f / dt = -(U_{Q1} + U_{VD11} + i_f R_f) / L_f \quad (18)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{C_o L} & -\frac{1}{C_o R_L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ -\beta e_{ab}'' + \frac{U_r}{C_o L} \end{pmatrix} \quad (19)$$

式中, U_{VD11} 为二极管 VD_{11} 的导通压降。注意: 由于存在励磁电感, 当 Q_2 关断时, 励磁电流不可能瞬间消失为零, 所以 e_{ab}'' 仅表示电动势为下降趋势, 并不为零。

定义滑模方程 S 为

$$S = \alpha x_1 + x_2 \quad (20)$$

式中, α 称为滑模系数。

由式 (17)、式 (19) 和式 (20) 可画出系统相轨迹图, 如图 2 所示。由图可知: 当相轨迹曲线位于 $S > 0$ 时, 则需 $u^* = 1$ 才能使轨迹向滑模面 S 滑动; 如果相轨迹曲线位于 $S < 0$ 部分, 则 $u^* = 0$ 才能使轨迹向滑模面 S 滑动。

由上述分析可得到控制律 u^*

$$u^* = \begin{cases} 1 & S > 0 \\ 0 & S < 0 \end{cases} \quad (21)$$

为确保轨迹沿滑模面运动并使系统稳定, 必

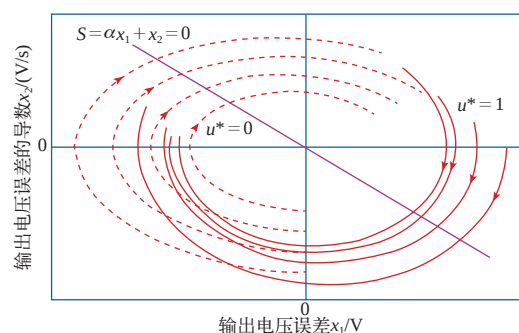


图2 系统相轨迹图

须满足李雅普诺夫第二方法导出的存在条件, 即

$$\lim_{S \rightarrow 0} S \cdot \dot{S} < 0 \quad (22)$$

将式 (20) 求导后代入式 (22) 可以得到

$$\dot{S} = \begin{cases} \alpha \dot{x}_1 + \dot{x}_2 < 0 & 0 < S < \xi \\ \alpha \dot{x}_1 + \dot{x}_2 > 0 & -\xi < S < 0 \end{cases} \quad (23)$$

式中, ξ 为趋近于零的正数。

当 $0 < S < \xi$ 时, 将式 (17) 代入式 (23), 并令其为 λ_1 , 则

$$\lambda_1 = \left(\alpha - \frac{1}{R_L C_o} \right) x_2 - \frac{1}{C_o L} x_1 + \frac{U_r - \beta e_{ab}'}{C_o L} < 0 \quad (24)$$

当 $-\xi < S < 0$ 时, 将式 (19) 代入式 (23), 并令其为 λ_2 , 则

$$\lambda_2 = \left(\alpha - \frac{1}{R_L C_o} \right) x_2 - \frac{1}{C_o L} x_1 + \frac{U_r - \beta e_{ab}''}{C_o L} > 0 \quad (25)$$

将式 (4)、式 (5) 代入到式 (24) 和式 (25), 则可得出滑模系数 α 的取值范围

$$\alpha < \begin{cases} \frac{|e_{ab}' - u_o|}{L|i_{co}|} + \frac{1}{R_L C_o} \\ \frac{|u_o - e_{ab}''|}{L|i_{co}|} + \frac{1}{R_L C_o} \end{cases} \quad (26)$$

需要注意的是 α 必须为正值, 若 α 为负数, 则式 (24) 和式 (25) 不可能同时成立。

3 滑模系数对调压系统的影响

从上述分析可知, 滑模系数 α 的选取将影响系统的稳定范围。滑模在相平面存在区域如图 3 所示。从中可看出随着 α 的增大, λ_1 与 λ_2 所包含的区域 (稳定区域) 将逐渐减小。

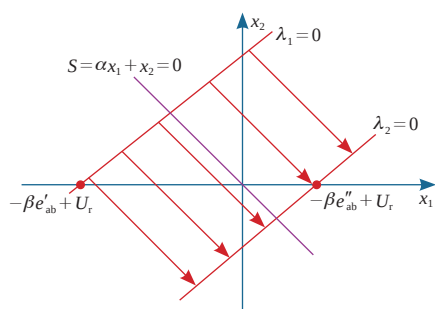


图3 滑模在相平面存在区域

另外，滑模系数 α 还与系统的动态响应性能有关。若将式(5)代入式(20)，并令 $S=0$ 可得

$$x_1(t) = x_1(t_0)e^{-\alpha(t-t_0)} \quad (27)$$

式中， t_0 为初始时刻； $x_1(t_0)$ 为 t_0 时刻的发电机输出电压误差。

发电机输出电压误差衰减至零的时间常数为

$$\tau = 1/\alpha \quad (28)$$

因而，系数 α 越大，动态性能就越好。

综上所述， α 的选择不仅需考虑系统的稳定区域，还需考虑系统的动态响应。由此可见，当 α 在满足式(26)的前提下，取值越大则系统稳定区域越小，响应时间则越快；取值越小则情况相反。

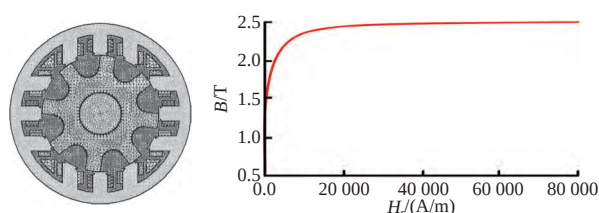
在实际参数选取时，考虑到DSEG运行，其主要电参数为时间变量，为满足式(26)中的稳定条件，对不等式进行适当的放缩，可得如下更为严格的限制条件

$$\alpha < 1/(R_L C_o) \quad (29)$$

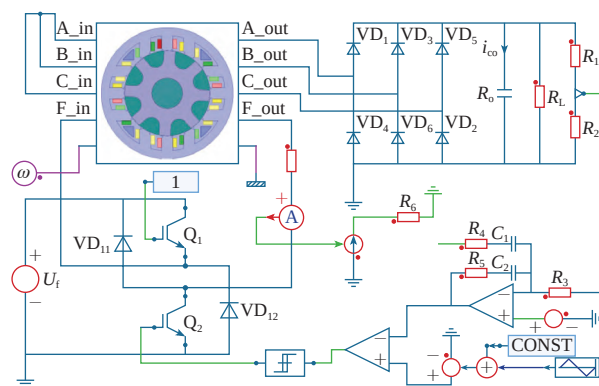
若考虑系统中， $R_L = 0.1425 \Omega$ ， $C_o = 40 \text{ mF}$ ，则可求得 $\alpha < 175$ ，最终选取 $\alpha = 160$ 。

4 “场—路”耦合系统仿真建模

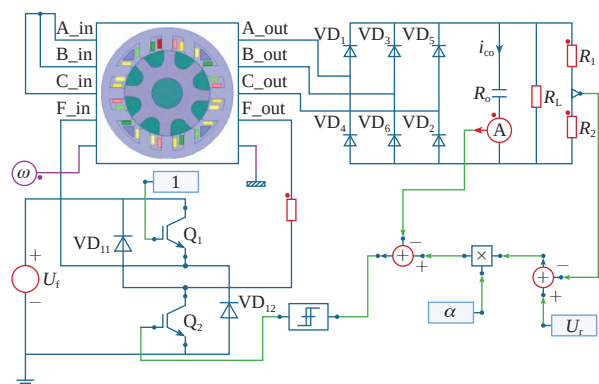
为验证上述滑模控制理论分析的正确性，并同传统的VFECF控制相比较，可在建立如图4a DSEG有限元分析模型的基础上，通过Simplorer软件调用Maxwell 2D软件建立的有限元模型，增加发电机主功率电路、调压器和相应的控制逻辑电路，建立如图4b、c所示的DSEG发电调压系统“场—路”耦合仿真模型。其中，图示12/8极双凸极电机的结构与电气参数如表1所示。



(a) 有限元分析模型及定、转子硅钢B-H曲线



(b) VFECF控制



(c) SM控制

图4 DSEG发电调压系统“场—路”耦合仿真模型

表1 DSEG的结构与电气参数

定子外径/mm	172	转子外径/mm	110.9
定子内径/mm	111.4	转子内径/mm	40
定子轭高/mm	10.7	转子轭高/mm	16.2
定子齿高/mm	19.6	转子齿高/mm	19.25
定子极弧/(°)	15	转子极弧/(°)	15
定、转子材料	1J22硅钢	电机轴长/mm	60
额定电压/V	28.5	额定电流/A	200
励磁绕组匝数	60×4	每相绕组匝数	2×4

图4b采用了VFECF调压控制策略：通过检测发电机输出电压与理想运算放大器构成输出电压PI反馈，实现输出电压稳定；同时，检测发电机励磁绕组电流与理想运算放大器构成前馈，提高发

电机的动态性能。图示模型中,发电机三相绕组输出与 $VD_1 \sim VD_6$ 所构成的三相整流桥相连,再经过滤波电容 C_o 与负载电阻 R_L 并联。模型中控制器主要仿真参数为: $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 30 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 2 \text{ }\mu\text{F}$, $R_5 = 80 \text{ k}\Omega$, $C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F}$ 。图示调节器运放输出与三角波交截再经过滞环模块就能得到功率管 Q_2 的PWM驱动波形。

图4c中系统采用的是SM调压控制策略:控制器输入变量为输出电压与参考电压之间的误差,输出电压的微分,随后依据滑模方程 S 构建图4c的滑模控制器。控制器输出通过滞环模块就能得到功率管 Q_2 的驱动波形。从图中可看出:SM控制适宜采用数字控制且实现起来较为简单。下面将基于所建仿真模型进行SM控制下发电机的稳态和动态性能仿真分析,并与传统控制策略进行对比。

4.1 稳态调压性能仿真

发电机的稳态性能主要体现在负载电压调整率、输出电压纹波以及稳压准确度。图5给出了发电机在SM控制和VFECF控制下的外特性。从图中可看出:在相同负载下,DSEG在VFECF控制下的输出电压压降要小于SM控制,也就是说SM控制下DSEG的静压差要大于VFECF控制。

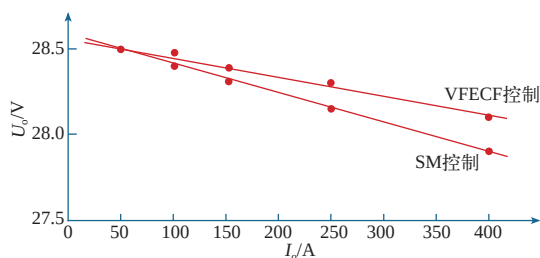
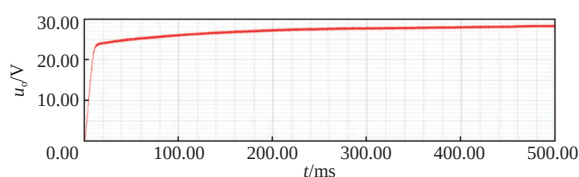


图5 发电机外特性 ($n=6\ 000 \text{ r/min}$)

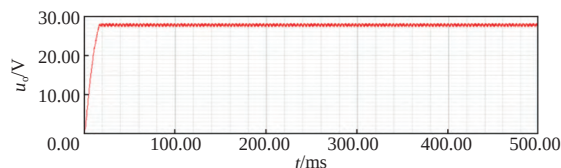
图6给出的是不同控制策略下DSEG的输出电压波形(发电机转速 $6\ 000 \text{ r/min}$,负载电流为 400 A)。从图中波形可看出:在VFECF控制下,DSEG输出电压纹波要比SM控制下的要小,然而其建压和上升时间却比SM控制下要长。VFECF控制下,发电机输出电压的上升时间接近 200 ms ,而SM控制下却只有 20 ms 。

4.2 动态调压性能仿真

发电机除应具有高的稳压准确度和好的负载



(a) VFECF控制

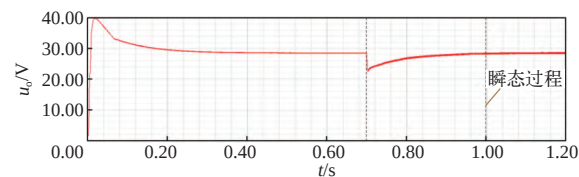


(b) SM控制

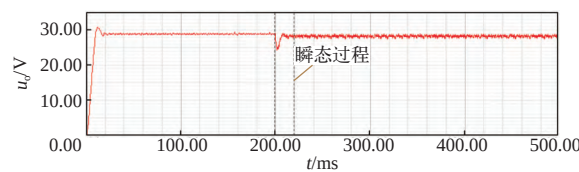
图6 发电机输出电压波形 ($n=6\ 000 \text{ r/min}$)

电压调整率(即外特性要硬)外,还需具备良好的动态性能,即当负载发生突变时,发电机输出电压跌落或超调要小,且重新进入稳态的时间要短。

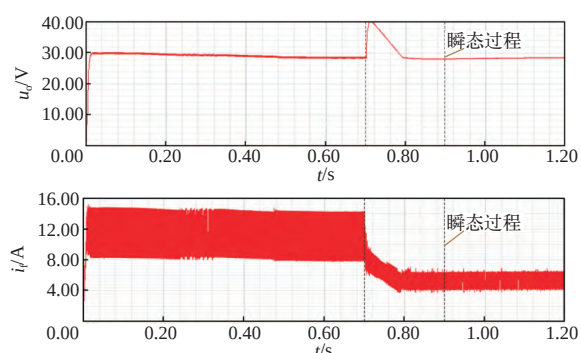
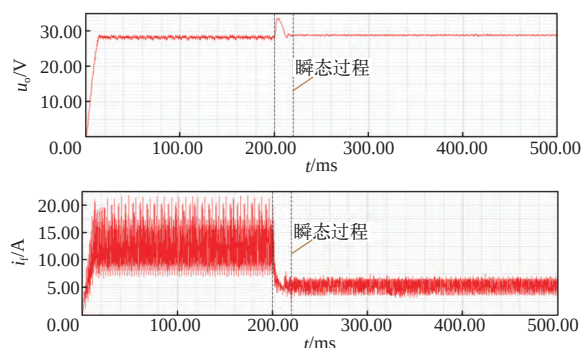
图7给出了DSEG在 $n=6\ 000 \text{ r/min}$ 时,负载突加(I_o 从 50 A 到 250 A)和负载突卸(I_o 从 250 A 到 50 A)时的输出电压和励磁电流波形。相应的关键性能参数如表2所示。从表中数据可知:SM控制下的发电机电压变化要比在VFECF控制下的电压变化小,输出电压的恢复时间也比VFECF控制下的恢复时间短。



(a) I_o 从 50 A 到 250 A , VFECF控制



(b) I_o 从 50 A 到 250 A , SM控制

(c) I_o 从250 A到50 A, VFEFCF控制(d) I_o 从250 A到50 A, SM控制图7 发电机动态性能测试波形 ($n=6\ 000\ \text{r/min}$)表2 发电机动态调压性能参数数据 ($n=6\ 000\ \text{r/min}$)

控制策略	$\Delta U_o/\text{V}$	I_f/A	m	t_r/ms
I_o 从50 A到250 A (突加负载)				
VFEFCF控制	↓ 6	5.5→11	1	300
SM控制	↓ 4.5	5.5→11	1	20
I_o 从250 A到50 A (突卸负载)				
VFEFCF控制	↑ 12	11→5.5	1	200
SM控制	↑ 5	11→5.5	1	20

注: ΔU_o —输出电压变化; m —振荡次数; t_r —恢复时间。

5 结束语

本文针对DSEG发电调压系统,将SM控制引入到调压器控制中。同时,基于DSEG数学模型设定了SM控制律,并利用李雅普诺夫稳定性条件验证了系统稳定性,给出了滑模系数的取值范围。最后建立了基于SM控制的DSEG发电调压系统“场—路”耦合仿真模型,对发电系统的稳态和动态性能进行了仿真测试,仿真结果验证了滑模理论的正确性和方案的可行性,并与VFEFCF控制下的仿真结果进行了比较,得出以下结论:

1) SM控制下,发电机输出电压建压时间和负载突变时的恢复时间比在VFEFCF控制下要短。

2) SM控制下,负载突变时,发电机输出电压变化比在VFEFCF控制下要小。

3) 与SM控制相比,VFEFCF控制下的DSEG输出电压纹波稍小,发电机外特性表现的硬一些。

参考文献

- [1] Liao Y F, Lipo T A. Sizing and optimal design of doubly salient permanent magnet motors [C]. The 6th International Conference on Electrical Machines and Drives, Oxford, UK, 1993: 452-456.
- [2] 王莉, 宋晓峰, 孟小利, 等. 用支持矢量机建立电励磁双凸极发电机的非线性模型 [J]. 电工技术学报, 2004, 19 (9): 1-5.
- [3] 朱孝勇, 程明, 花为, 等. 新型混合励磁双凸极永磁电机磁场调节特性分析及实验研究 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28 (3): 90-95.
- [4] 孟小利, 王莉, 严仰光. 一种新型电励磁双凸极无刷直流发电机 [J]. 电工技术学报, 2005, 20 (11): 10-15.
- [5] 戴卫力, 高翔, 陈志辉, 等. 混合励磁双凸极发电机双向励磁调压器的研制 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28 (26): 104-110.
- [6] 程明, 束亚刚, 孔祥新. 定子双馈电双凸极电机的模糊自适应PI控制 [J]. 电机与控制学报, 2008, 12 (6): 691-695.
- [7] Choi Hyeung-sik, Park Yong-heon, Cho Yongsung, et al. Global sliding-mode control improved design for a brushless DC motor [J]. IEEE Control Systems, 2001, 21 (3): 27-35.
- [8] 邓君, 詹琼华, 孙剑波. 开关磁阻电机滑模变结构速度控制 [J]. 微电机, 2006, 39 (7): 1-4.
- [9] Chi Song, Xu Longya. Position sensorless control of PMSM based on a novel sliding mode observer over wide speed range [C]. CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006 (3): 1-7.

(收稿日期: 2016-10-20) EA