

双轴励磁发电机功率跟踪励磁控制系统研究

许国瑞¹,王珍珍¹,李伟力²

(1. 华北电力大学 电气与电子工程学院,北京 102206;2. 北京交通大学 电气工程学院,北京 100044)

摘要:采用传统双通道励磁控制系统的双轴励磁发电机(简称为双励机)动态过程时间长,振荡幅值大,不利于电力系统的稳定运行。为此,在双励机的功率反馈环节增加不完全微分控制,提出了一种具有功率跟踪功能的励磁控制系统。对双励机动态过程中的有功功率、无功功率和励磁电流差值进行不完全微分,进而判断功率的变化趋势,调节 d 、 q 轴励磁电流的比例以改变励磁磁动势的方向,进而抑制功率的振荡,最终达到增加系统阻尼的作用。以转矩扰动和无功扰动为例,对比研究了功率跟踪励磁控制系统与双通道励磁控制系统对双励机动态过程振荡幅值和振荡时间的影响,结果表明,采用功率跟踪励磁控制系统可大幅减小系统的振荡幅值和振荡时间,有效提高系统的阻尼,为电力系统的稳定运行提供有力支撑。

关键词:双轴励磁发电机;双通道控制;功率跟踪控制;不完全微分控制;励磁控制

中图分类号:TM 301.2

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202203013

0 引言

随着单机容量的增加和特高压远距离输电的发展,同步发电机励磁电动势与系统电压的夹角越来越接近于极限值,降低了发电机及电力系统的稳定性。双轴励磁发电机(简称为双励机)转子上有 d 、 q 轴2套励磁绕组,可通过改变 d 、 q 轴励磁电流的比例调节励磁电动势的相位,从而提高电力系统的稳定性^[1-2]。

理论和试验证明,双励机的稳态和暂态稳定性比普通发电机高^[3-6]。20世纪80年代前苏联在世界上率先研制成功的2台200 MW双轴励磁汽轮发电机安装于乌克兰的布尔施登电厂,该厂曾经经历过一次系统稳定事故,导致8台普通发电机全部停机,而这2台双励机却能够继续运行^[7]。文献[8]以一台200 MW双励机接变压器双回线无穷大系统为例,计算了高压母线侧一回线首段发生三相短路故障,经过一定时间后切除故障线路的大扰动过程,结果表明双励机无论在发出无功还是吸收无功时均具有较高的暂态稳定极限。双励机之所以具有良好的调节特性和高稳定性,除了在转子上增加励磁绕组外,还必须有一套能充分发挥电机运行性能的励磁控制系统。因此,研究能够提高双励机稳定能力的励磁控制系统十分必要。

2003年,俄罗斯投运了型号为T3FA-110-2U3和T3FA-160-2U3、容量为110 MW和160 MW的全空冷双轴励磁汽轮发电机,其转子上具有2套正交对称

的励磁绕组,功率因数只能达到0.95;之后,俄罗斯又制造了型号为T3FAU-160-2U3和T3FSU-320、容量为160 MW和320 MW双轴励磁汽轮发电机^[9],转子上具有2套正交但不对称的励磁绕组,直轴为主绕组,交轴为控制绕组,控制绕组的磁动势占主绕组的7.5%~15%,功率因数可达0.85。西方工业发达国家的不少学者在20世纪70年代初期对双励机进行了原理性的探讨^[10]。后来为了适应可再生能源发展的需要,其研究方向转向交流励磁水轮发电机、风力发电机领域,而针对双轴励磁汽轮发电机的研究没有取得明显进展。

双励机所采用的励磁控制方式大致分为分段控制、复式励磁控制、功能分离式控制、交流励磁控制和最优励磁控制^[11]。目前采用较多的励磁控制方法是双通道励磁控制,属于功能分离式控制,其具有的有功通道和无功通道可以实现有功和无功功率的独立调节,更有利于电机的稳定运行^[12],这也是优于其他励磁控制策略之处。文献[13]详细介绍了双通道励磁控制系统以及各控制变量的作用;文献[14]通过讨论双通道励磁控制系统中各控制系数与双通道控制闭环特征根、响应特征的关系确定了各控制系数的值;文献[15]改进了双励机的控制方法,建立了动态同步轴系下的双通道励磁控制系统,进一步缩短了双励机的动态过程。对于通过提高双励机的阻尼来改善动态过程尚未有相关研究。

目前,我国已基本形成了“强直弱交”的特高压交直流混联电网格局,但是交流电网在整个系统中依然发挥着基础性支撑作用,其稳定性直接影响电网的连续可靠性供电。双励机励磁磁动势方向的可调节性使得转子位置角和功角相互独立,克服了传统同步发电机稳定运行能力受功角极限限制的缺点,能够显著增加交流电网的稳定性,为我国高可靠

收稿日期:2021-08-13;修回日期:2022-01-19

在线出版日期:2022-03-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51977077)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51977077)

性坚强电网的建设提供必要的技术支持^[16]。

本文在双通道励磁控制系统的基础上,提出基于功率跟踪的双励机励磁控制系统。首先,介绍了双励机双通道励磁控制系统的控制方法及控制变量;在此基础上,通过对有功功率、无功功率和励磁电流差值进行不完全微分,推导了基于不完全微分控制的功率跟踪励磁控制系统;最后,以转矩扰动和无功扰动为例,对比研究了功率跟踪控制系统与双通道励磁控制系统对双励机动态过程振荡时间和振荡幅值的影响。研究结果可为提高电力系统稳定性提供有力支撑。

1 双励机的双通道励磁控制系统

1.1 双励机的数学模型

本文采用 $dq0$ 坐标下的双励机模型,包括3阶定子绕组方程、2阶励磁绕组方程和2阶阻尼绕组方程。采用 x_{ad} 基值系统,建立双励机在 $dq0$ 坐标系下基本方程的标么值形式如下^[17]:

$$\begin{aligned} U^* &= L^* p I^* + \omega^* G^* I^* + R^* I^* \quad (1) \\ U^* &= \begin{bmatrix} U_{dq0}^* & U_{fdiqDQ}^* \end{bmatrix}^T \\ I^* &= \begin{bmatrix} I_{dq0}^* & I_{fdiqDQ}^* \end{bmatrix}^T \\ R^* &= \begin{bmatrix} R_{dq0}^* & 0 \\ 0 & R_{fdiqDQ}^* \end{bmatrix} \\ L^* &= \begin{bmatrix} -x_d^* & 0 & 0 & x_{ad}^* & 0 & x_{ad}^* & 0 \\ 0 & -x_q^* & 0 & 0 & x_{aq}^* & 0 & x_{aq}^* \\ 0 & 0 & -x_0^* & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -x_{ad}^* & 0 & 0 & x_{fd}^* & 0 & x_{ad}^* & 0 \\ 0 & -x_{aq}^* & 0 & 0 & x_{fq}^* & 0 & x_{aq}^* \\ -x_{ad}^* & 0 & 0 & x_{ad}^* & 0 & x_D^* & 0 \\ 0 & -x_{aq}^* & 0 & 0 & x_{aq}^* & 0 & x_Q^* \end{bmatrix} \\ G^* &= \begin{bmatrix} 0 & x_q^* & 0 & 0 & -x_{aq}^* & 0 & -x_{aq}^* \\ -x_d^* & 0 & 0 & x_{ad}^* & 0 & x_{ad}^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

式中: ω 为转子角速度; x_d 和 x_q 、 x_{fd} 和 x_{fq} 、 x_D 和 x_Q 分别为直轴和交轴同步电抗、励磁绕组电抗、阻尼绕组电抗; x_{ad} 、 x_{aq} 分别为直轴、交轴电枢反应电抗; U_{dq0} 、 U_{fdiqDQ} 分别为定子 $dq0$ 绕组、直交轴励磁绕组和阻尼绕组的端电压; I_{dq0} 、 I_{fdiqDQ} 分别为定子 $dq0$ 绕组、直交轴励磁绕组和阻尼绕组的电流; R_{dq0} 、 R_{fdiqDQ} 分别为定子 $dq0$ 绕组、直交轴励磁绕组和阻尼绕组的电阻;“*”表示相应变量的标么值。

1.2 双通道励磁控制系统的数学模型

双励机的定子结构与普通同步发电机相同;两者的区别主要在于转子结构,普通同步发电机的转

子上只有1套励磁绕组,而双励机的转子上具有2套励磁绕组,绕组轴线相差 90° 或 60° 机械角度,这使双励机具有普通同步发电机无法比拟的优点^[1],即双励机励磁磁动势的相位可与转子位置角解耦控制。

为了发挥双励机的优点,文献[8]提出了双通道励磁控制策略。图1为双励机双通道励磁控制器的框图,通过有功通道和无功通道分别控制励磁电流在 q 、 d 轴上的投影从而实现有功功率和无功功率的独立调节。有功通道的主要功能是控制与发电机有功相关的物理量,即有功功率、转子位置角、转差率和励磁电流偏差,保证发电机转子机械运动的稳定性和有功功率的输出。无功通道的主要功能是以发电机端电压或无功状态为反馈量进行相关计算,从而达到控制发电机端电压或无功运行状态的目的^[8]。

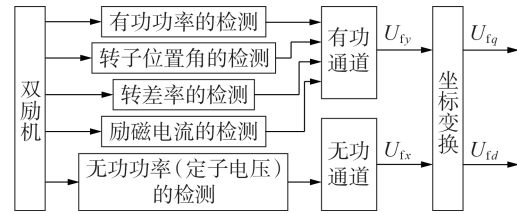


图1 双励机的双通道励磁控制框图

Fig.1 Block diagram of dual-channel excitation control for DESG

根据图1可以写出双通道励磁控制系统的控制方程为^[8]:

$$U_{fy} = U_{fy0} + \left(K_p \Delta P_e + K_s \Delta s_\omega + K_\delta \Delta \delta + K_{if} \Delta i_f \right) \frac{r_f}{x_{af}} \quad (2)$$

$$U_{fx} = U_{fx0} + K_U \Delta U \frac{r_f}{x_{af}} \quad (3)$$

或

$$U_{fx} = U_{fx0} + K_Q \Delta Q \frac{r_f}{x_{af}} \quad (4)$$

式中: $\Delta i_f = i_{fq} - i_{fd}$; $\Delta P_e = P_e - P_{e0}$; $\Delta s_\omega = s_\omega - s_{\omega0}$; $\Delta \delta = \delta - \delta_0$; $\Delta U = U_t - U_0$; $\Delta Q = Q_t - Q_0$; K_p 、 K_s 、 K_δ 、 K_{if} 、 K_U 和 K_Q 分别为 ΔP_e 、 Δs_ω 、 $\Delta \delta$ 、 Δi_f 、 ΔU 和 ΔQ 的比例系数; r_f/x_{af} 为将励磁电压以额定空载励磁电势为基值归算到定子侧的系数; i_{fd} 、 i_{fq} 、 P_e 、 s_ω 和 δ 分别为双励机的 d 轴励磁电流、 q 轴励磁电流、有功功率、转差率和转子位置角; U_0 、 Q_0 、 $s_{\omega0}$ 、 P_{e0} 均为给定值; δ_0 为前一运行状态的转子位置角; U_{fy0} 、 U_{fx0} 为前一状态的计算值; U_{fy} 、 U_{fx} 分别为控制系统计算得到的 y 、 x 轴励磁电压; U_t 为双励机的机端电压, Q_t 为双励机机端输出的无功功率。

2 功率跟踪励磁控制系统

2.1 不完全微分控制

比例控制着眼于当前数据,微分控制则能预测

数据的变化趋势,具有预测作用。比例微分控制器的传递函数为:

$$U(s) = K(1 + T_d s) E(s) \quad (5)$$

式中: $U(s)$ 为输出变量; $E(s)$ 为输入变量; K 为比例系数; T_d 为微分时间常数。微分控制部分的传递函数为:

$$G_1(s) = K T_d s \quad (6)$$

令 $m = K T_d$, 则式(6)变为:

$$G_1(s) = m s \quad (7)$$

其后向差分的离散方程为:

$$u(k) = m(e(k) - e(k-1)) / \Delta t \quad (8)$$

式中: k 为采样次数; e 为输入的误差信号; u 为 e 的微分; Δt 为采样周期。

由式(8)可以看出,微分控制通过对输入误差求导可以预测误差的变化,进而跟踪变量的变化趋势。微分控制器的预测作用可以产生超前的控制作用,该作用可为系统引入一个超前的修正信号,抑制被调量的振荡,即增加了系统的阻尼作用。因此,微分控制可以减小超调量,减少调节时间,增强系统稳定性。

比例控制器的控制作用在偏差产生后才开始,很难控制具有较大惯性的系统,而双励机就是一个具有很大惯性环节的系统。在比例控制器中加入微分控制,比例部分反映偏差的大小,微分部分在偏差刚产生时,通过对偏差的趋势进行判别,进一步控制系统来消除偏差,增加系统阻尼,减小超调量,减少调节时间,使系统快速稳定^[18]。

微分控制可以改善系统控制效果,增加系统稳定性,但微分作用会把高频干扰放大,使系统对干扰的抑制能力减弱。当瞬时误差变化较大时,微分作用的输出会急剧增加,易引起控制过程的振荡,反而会使控制效果变差。普通微分作用只在第一个周期内起作用,不能按照偏差变化的趋势在整个调节过程中起作用,因此仅在第一个周期内的微分作用很强,对于时间常数较大的系统,其在整个调节过程中的调节作用很小,不能达到超前控制误差的目的。为了克服上述缺点,避免纯微分环节出现在控制器中,可以在微分项上串联一个一阶惯性环节 $1/(1 + T_d s/K_d)$, 其中 K_d 为不完全微分因子,则纯微分变成了不完全微分^[19]。

本文的功率跟踪控制系统中,只采用比例微分控制,而不采用积分控制。在式(5)的微分项上串联一阶惯性环节 $1/(1 + T_d s/K_d)$, 则本文最终采用的不完全微分控制的传递函数为:

$$U(s) = K \left(1 + \frac{T_d s}{1 + T_d s/K_d} \right) E(s) \quad (9)$$

令:

$$W = K \left(1 + \frac{T_d s}{1 + T_d s/K_d} \right) \quad (10)$$

则式(9)中不完全微分控制部分的传递函数为:

$$G_2(s) = K \frac{T_d s}{1 + T_d s/K_d} \quad (11)$$

令 $n = T_d/K_d$, 则式(11)可写成:

$$G_2(s) = \frac{m s}{1 + n s} \quad (12)$$

其后向差分的离散方程为:

$$u(k) = \frac{n}{n + \Delta t} u(k-1) + \frac{m}{n + \Delta t} (e(k) - e(k-1)) \quad (13)$$

令 $a = \frac{n}{n + \Delta t}$, 则式(13)变为:

$$u(k) = a u(k-1) + \frac{m(1-a)}{\Delta t} (e(k) - e(k-1)) \quad (14)$$

对比式(14)和式(8)可以看出:一方面,不完全微分比纯微分多了一项 $a u(k-1)$, 该项表示不完全微分具有积分功能,这是由于串联的一阶惯性环节属于相位滞后环节,具有积分功能,而积分功能对高频干扰有滤波作用;另一方面,微分项的系数由原来的 m 减小到 $m(1-a)$, 即当输入信号为阶跃信号时,微分控制的输出在第一个采样周期内的脉冲高度下降,此后按指数规律衰减,微分作用逐渐减弱,不易引起振荡,且由于微分项输出幅度小,因而作用时间长,能在各个采样时间周期内起到微分作用。因此,不完全微分增强了对高频干扰的抑制能力,且不引起控制过程的振荡,其微分作用可以在整个调节过程中按照误差的变化趋势均匀地输出,真正意义上起到了微分的作用^[20]。

有功功率、无功功率和机端电压对时间的不完全微分分别为:

$$u_p(k) = a u_p(k-1) + m(1-a) (e_p(k) - e_p(k-1)) / \Delta t \quad (15)$$

$$u_q(k) = a u_q(k-1) + m(1-a) (e_q(k) - e_q(k-1)) / \Delta t \quad (16)$$

$$u_v(k) = a u_v(k-1) + m(1-a) (e_v(k) - e_v(k-1)) / \Delta t \quad (17)$$

式中:下标 P 、 Q 和 U 分别对应有功功率、无功功率和机端电压。

通过式(15)~(17)分别对双励机的有功功率、无功功率和电压的误差进行不完全微分运算,通过对其变化趋势的预测,实现超前控制,达到提高系统阻尼、减小振荡幅值和振荡时间的效果。

2.2 功率跟踪控制系统的模型

在双通道控制系统的模型中引入了多个变量的反馈环节,在所有变量的反馈中,均采用比例控制。多个变量的反馈中,各反馈系数之间的相互配合给整个建模过程带来很大麻烦。其中,转子位置角和转差率的反馈是为了保证电机的稳定运行,缩短电

机的动态过程,改善电机的动态特性。而不完全微分控制器可以减小系统超调量,使系统快速稳定,改善控制效果。

因此本文将转子位置角和转差率反馈省去,在剩余反馈变量有功功率、励磁电流差值和无功功率或机端电压的控制器中引入不完全微分控制,以改善电机的动态性能,构成的功率跟踪控制系统模型如式(18)~(20)所示。

$$U_{fy} = U_{fy0} + (W_p \Delta P_e + W_{if} \Delta i_f) \frac{r_f}{x_{af}} \quad (18)$$

$$U_{fx} = U_{fx0} + W_Q (Q_t - Q_0) \frac{r_f}{x_{af}} \quad (19)$$

或

$$U_{fx} = U_{fx0} + W_U (U_t - U_0) \frac{r_f}{x_{af}} \quad (20)$$

式中: W_p 、 W_Q 、 W_{if} 、 W_U 可根据式(10)得到,相应地将 K 、 T_d 、 K_d 分别修改为 K_p 、 T_{dp} 、 K_{dp} 、 K_Q 、 T_{dQ} 、 K_{dQ} 、 K_{if} 、 T_{dif} 、 K_{dif} 和 K_U 、 T_{dU} 、 K_{dU} 即可, K_p 、 T_{dp} 、 K_{dp} 分别为有功功率控制器的比例系数、微分时间常数和不完全微分因子, K_{if} 、 T_{dif} 、 K_{dif} 分别为励磁电流控制器的比例系数、微分时间常数和不完全微分因子, K_Q 、 T_{dQ} 、 K_{dQ} 分别为无功功率控制器的比例系数、微分时间常数和不完全微分因子, K_U 、 T_{dU} 、 K_{dU} 分别为机端电压控制器的比例系数、微分时间常数和不完全微分因子。

图2为采用有功功率、励磁电流差值和无功功率反馈时的双励磁功率跟踪控制系统的传递函数框图。

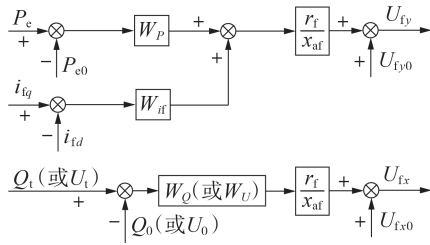


图2 功率跟踪控制系统的传递函数框图

Fig.2 Block diagram of transfer function of power tracking control system

2.3 反馈系数的确定

根据文献[8]对反馈系数取值范围的推导,得到各比例系数取值为:

$$K_p > 0, K_Q < 0 \quad (21)$$

在不完全微分控制器中,用于消除当前误差的是比例部分,微分部分的作用在于对动态性能的改善,所以比例系数的选取更为重要,微分时间常数和不完全微分因子的选取只要满足对系统动态性能的要求即可。所以在整定各反馈系数时,先利用式(21)确定各比例系数;在确定各不完全微分因子 K_d 和微分时间常数 T_d 时,利用试凑法,先确定一个 K_d

值, K_d 一般取 2~10 就可以达到很好的控制效果,之后逐渐增大 T_d ,使得微分作用逐渐增强,观察其响应速度,并多次改变 K_d 值,找到合适的 K_d 值和 T_d 值,以使系统达到理想效果。

传统双通道励磁控制系统中有功功率、无功功率、转子位置角和转差率的反馈系数之间的相互配合对动态性能的影响很大,因此整定过程很复杂。而功率跟踪控制系统仅需要考虑有功功率和无功功率反馈系数中比例系数的配合,微分时间常数和不完全微分因子只需要根据各不完全微分控制器中比例系数的值进行选取,达到动态性能要求即可,反馈系数的整定过程更简单。

3 仿真计算

利用双励机的 Park 方程建立其仿真模型,并与无穷大系统模型相连。所采用的 300 MW 双励机 d 、 q 轴参数对称,其中各 d 轴参数如附录 A 表 A1 所示。根据式(18)、(19)建立功率跟踪控制系统的仿真模型,根据式(2)、(4)建立传统双通道励磁控制系统的仿真模型,对 2 种控制系统的控制效果进行对比。仿真时,2 种系统中取相同的比例系数。

3.1 转矩扰动对比

当双励机运行在迟相工况时,保持无功功率不变,在 $t=0.2$ s 时,拖动转矩从 0.86 p.u. 阶跃变化到 0.70 p.u. 后,双励机的机端电压 U_t 、有功功率 P_t 和无功功率 Q_t 的变化曲线如图 3 所示 (U_t 、 P_t 和 Q_t 均为标么值,后同)。从图中可以看出:2 种励磁控制方式下,双励机的机端电压均可恢复稳定且变化幅度较小;采用功率跟踪励磁控制后,功率的振荡幅值和振荡时间明显减小,机端电压恢复更快。表 1 给出了 5 种特性指标的对比。表中: P_{in} 、 Q_{in} 分别为有功、无功振荡幅值(标么值,后同); T_p 、 T_Q 分别为有功、无功振荡时间; T_U 为机端电压恢复时间。从表 1 可以看出,采用功率跟踪励磁控制系统后,有功、无功振荡幅值分别只有双通道励磁控制系统的约 9.1% 和 7.5%,

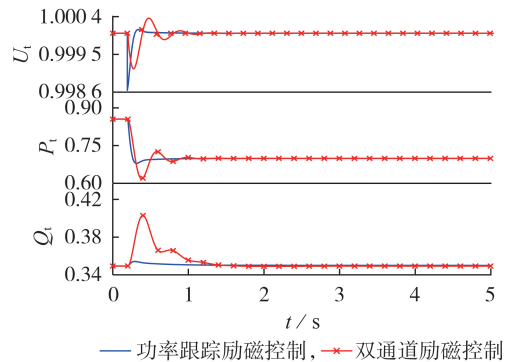


图3 迟相运行时施加转矩扰动的仿真结果

Fig.3 Simulative results under torque disturbance during late phase operation

表1 迟相运行时施加转矩扰动的特性指标对比
Table 1 Comparison of performance indexes under torque disturbance during late phase operation

控制系统	P_{flu}	T_p / s	Q_{flu}	T_Q / s	T_U / s
功率跟踪励磁控制	0.01	0.44	0.003	0.42	0.80
双通道励磁控制	0.11	1.53	0.040	1.02	1.61

有功、无功振荡时间分别减少了1.09 s和0.60 s,机端电压恢复时间减少了0.81 s。

当双励机运行在进相工况时,双励机的机端电压、有功功率和无功功率的变化曲线见附录A图A1。从图中可以看出:2种励磁控制方式下,双励机的机端电压均可恢复稳定且变化幅度较小;采用功率跟踪励磁控制后,功率的振荡幅值和振荡时间明显减小,机端电压恢复更快。附录A表A2给出了5种特性指标的对比。从表中可以看出,采用功率跟踪励磁控制系统后,有功、无功振荡幅值分别只有双通道励磁控制系统的约35.3%和85.7%,有功、无功振荡时间分别减少了1.87 s和1.44 s,机端电压恢复时间减少了1.99 s。

3.2 无功扰动对比

当双励机运行在迟相工况时,保持有功功率不变, $t=0.2$ s时无功功率从0.35 p.u.阶跃变到-0.35 p.u.,双励机的机端电压、有功功率和无功功率的变化曲线见图4。从图中可以看出:2种励磁控制方式下,双励机的机端电压变化幅度均较小;采用功率跟踪励磁控制后,功率的振荡幅值和振荡时间明显减小,机端电压恢复更快。表2给出了5种特性指标的对比。

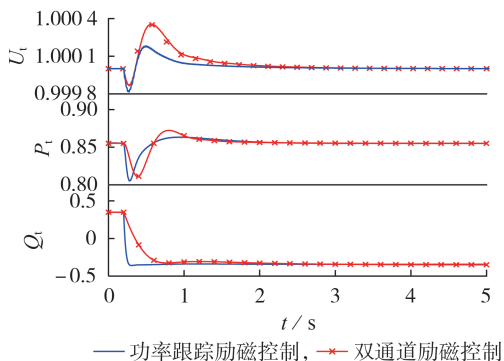


图4 迟相运行时施加无功扰动的仿真结果

Fig.4 Simulative results under reactive power disturbance during late phase operation

表2 迟相运行时施加无功扰动的特性指标对比
Table 2 Comparison of performance indexes under reactive power disturbance during late phase operation

控制系统	P_{flu}	T_p / s	Q_{flu}	T_Q / s	T_U / s
功率跟踪励磁控制	0.05	1.27	0.01	0.89	2.58
双通道励磁控制	0.06	2.17	0.02	3.01	4.29

从表中可以看出,采用功率跟踪励磁控制系统后,有功、无功振荡幅值分别只有双通道励磁控制系统的约83.3%和50.0%,有功、无功振荡时间分别减少了0.90 s和2.12 s,机端电压恢复时间减少了1.71 s。

当双励机运行在进相工况时,双励机的机端电压、有功功率和无功功率的变化曲线见附录A图A2。从图中可以看出:2种励磁控制方式下,双励机的机端电压变化幅度均较小;采用功率跟踪励磁控制后,功率的振荡幅值和振荡时间明显减小,机端电压恢复更快。附录A表A3给出了5种特性指标的对比。从表中可以看出:采用功率跟踪励磁控制系统后,有功振荡幅值和双通道励磁控制系统几乎相等,但有功振荡时间减少了1.47 s;无功振荡幅值只有双通道励磁控制系统的50.0%,无功振荡时间减少了1.02 s;机端电压恢复时间减少了0.36 s。

3.3 系统电压阶跃响应对比

计算了双励机在迟相和进相2种运行工况下,系统电压突升5%后的动态响应特性,结果如图5所示。从图中可以看出,采用功率跟踪励磁控制后,机端电压可以更快恢复稳定。表3给出了不同工况下的机端电压恢复时间。从表中可以看出,与双通道励磁控制系统相比,采用功率跟踪控制系统后,迟相和进相运行工况下双励机的机端电压恢复时间分别减小了1.77 s和5.85 s。

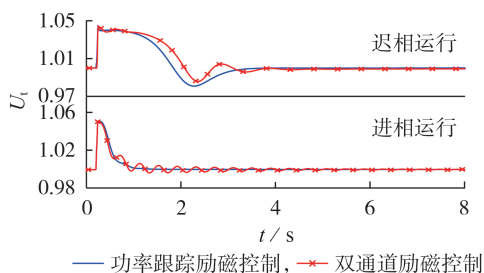


图5 机端电压波形对比

Fig.5 Comparison of terminal voltage waveforms

表3 机端电压恢复时间对比

Table 3 Comparison of terminal voltage recovery time

控制系统	机端电压恢复时间 / s	
	迟相运行	进相运行
功率跟踪励磁控制	3.70	1.69
双通道励磁控制	5.47	7.54

从对比结果可以看出:功率跟踪励磁控制系统可以实现双励机有功和无功的独立调节;施加转矩扰动和无功扰动时,功率跟踪励磁控制系统的有功和无功振荡幅值更小、振荡时间更短,机端电压的恢复时间更短,响应速度更快,可以更快地恢复稳定,动态性能更好;系统电压阶跃变化时,采用功率跟踪励磁控制系统后,双励机的机端电压能更快恢复稳定。

4 结论

本文提出了一种具有功率跟踪功能的双励机功率跟踪励磁控制系统。在转矩扰动、无功扰动和系统电压扰动情况下,对功率跟踪励磁控制系统和双通道励磁控制系统的动态性能进行了对比研究。结果表明,与传统的双通道励磁控制系统相比,功率跟踪励磁控制系统减小了动态过程中系统的功率振荡幅值和振荡时间,缩短了调节时间,能获得更好的动态性能,为电力系统的稳定运行提供有力支持。除此之外,功率跟踪励磁控制系统的反馈变量数量少,反馈系数之间的配合更简单,反馈系数值更易选取。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] REDDY A A, BHAT S S, UGALE R T. Design and FEM analysis of dual excited synchronous generator[C]//National Power Electronics Conference (NPEC). Pune, India: IEEE, 2017: 302-306.
- [2] 许国瑞, 胡一平, 李伟力, 等. 双轴励磁同步电机同步电抗随运行工况的变化规律[J]. 电工技术学报, 2020, 35(2): 236-245.
XU Guorui, HU Yiping, LI Weili, et al. The variation law of synchronous reactance along with the operation condition of dual-excited synchronous generator[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(2): 236-245.
- [3] BURMISTROV A A, FADEEV A V. Control and regulation means of asynchronized turbogenerator excitation[J]. Russian Electrical Engineering, 2010, 81(2): 86-93.
- [4] ANTONYUK O V, KADI-OGGLY I A, PINCHUK N D, et al. Asynchronized turbogenerators projected and released by a power machine company[J]. Russian Electrical Engineering, 2010, 81(2): 67-72.
- [5] KUZ' MIN V V, SHPATENKO T V. Experience in development and use of asynchronized turbogenerators made by Elektroyazhmash[J]. Russian Electrical Engineering, 2010, 81(2): 54-57.
- [6] ABDEL-WAHAB R R, YASSIN H M, HANAFY H H. Dual-excited synchronous generator a suitable alternative for wind applications[C]//2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering. Setubal, Portugal: IEEE, 2020: 352-357.
- [7] 夏卡梁 IO Γ. 异步化同步电机[M]. 徐绳均, 韩居华, 张桂娥, 译. 北京: 中国电力出版社, 1997: 1-20.
- [8] 杨顺昌, 廖勇, 李辉, 等. 异步化同步发电机[M]. 北京: 科学出版社, 2009: 20-30.
- [9] ARSHUNIN S A, ZINOVEV V E, KADI-OGGLY I A, et al. Asynchronous turbogenerators and compensators as a mean to increase the liveness of Moscow Power System[J]. Power Technology and Engineering, 2008, 42(1): 61-65.
- [10] SOPER J A, FAGG A R. Divided winding rotor synchronous generator[J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1969, 116(1): 113-126.
- [11] 季海波, 陈欢, 王冰, 等. 双轴励磁同步发电机非线性鲁棒自适应控制[J]. 电机与控制学报, 2005, 9(1): 20-24.
JI Haibo, CHEN Huan, WANG Bing, et al. Robust adaptive control of dual-excited synchronous generator[J]. Electric Machines and Control, 2005, 9(1): 20-24.
- [12] SHAKARYAN Y, SOKUR P. Experience in the development and operation of asynchronized turbogenerators and condensers in the Russian Power System[J]. Archives of Electrical Engineering, 2015, 64(1): 13-18.
- [13] DOVGANYUK I Y, LABUNETS I A, PLOTNIKOVA T V, et al. Means of generating a field control system of an asynchronized turbogenerator[J]. Russian Electrical Engineering, 2010, 81(2): 73-78.
- [14] 梁志翔, 杨顺昌, 秦翼鸿, 等. 异步化汽轮发电机的双通道励磁控制[J]. 重庆大学学报(自然科学版), 1995(6): 96-102.
LIANG Zhixiang, YANG Shunchang, QIN Yihong, et al. Dual-passage excitation control of asynchronized turbogenerator[J]. Journal of Chongqing University (Natural Science Edition), 1995(6): 96-102.
- [15] 李晓艳, 廖勇, 杨顺昌. 异步化汽轮发电机的控制策略[J]. 重庆大学学报(自然科学版), 2000(5): 25-28.
LI Xiaoyan, LIAO Yong, YANG Shunchang. Control strategy for asynchronized turbogenerators[J]. Journal of Chongqing University (Natural Science Edition), 2000(5): 25-28.
- [16] 文云峰, 杨伟峰, 林晓煌. 低惯量电力系统频率稳定分析与控制研究综述及展望[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(9): 211-222.
WEN Yunfeng, YANG Weifeng, LIN Xiaohuang. Review and prospect of frequency stability analysis and control of low-inertia power systems[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9): 211-222.
- [17] REDDY A A, BHAT S S. Modeling of dual-excited synchronous generator with slip frequency excitation[C]//2020 IEEE First International Conference on Smart Technologies for Power, Energy and Control (STPEC). Nagpur, India: IEEE, 2020: 1-3.
- [18] DU W Y, JIAN Z Z, CHEN T X. The design of flight control law based on integral separation PID algorithm[C]//2011 International Conference on Electronics and Optoelectronics (ICEOE). Dalian, China: IEEE, 2011: V2-442-V2-444.
- [19] ZHENG Huaqing, ZENG Qinghua, CHEN Weina, et al. Improved PID control algorithm for quadrotor based on MCS [C]//2016 IEEE Chinese Guidance, Navigation and Control Conference (CGNCC). Nanjing, China: IEEE, 2016: 1780-1783.
- [20] HU Guang, FU Xueqiang, NIE Mengya, et al. Temperature control system of chamber electromechanical based on incomplete differential PID algorithm[J]. Advanced Materials Research, 2014, 1044-1045: 885-888.

作者简介:



许国瑞

许国瑞(1986—),男,副教授,博士,主要从事大型发电机多物理场分析、精确建模、电网协调运行及新型发电机、调相机等方面的研究工作(E-mail: lingquan0624@163.com);

王珍珍(1996—),女,硕士研究生,主要研究方向为双轴励磁发电机励磁控制系统(E-mail: 1303469435@qq.com);

李伟力(1962—),男,教授,博士,主要从事大型电机综合物理场和特种电机理论等方面的研究工作(E-mail: wlli@bjtu.edu.cn)。

(编辑 李莉)

Research on power tracking excitation control system of dual-excited synchronous generator

XU Guorui¹, WANG Zhenzhen¹, LI Weili²

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China;

2. School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: The DESG (Dual-Excited Synchronous Generator) adopting the traditional dual-channel excitation control system has long dynamic process time and large oscillation amplitude, which is not conducive to the stable operation of the power system. So the incomplete differential control is added to the power feedback loop of DESG, and an excitation control system with power tracking function is proposed. The incomplete differentiation is performed for the active power, reactive power and excitation current difference in the dynamic process of DESG, so as to judge the power change trend, and then adjust the ratio of d - and q -axis excitation current to change the direction of the excitation motive force, suppress the power oscillation and finally achieve the effect of increasing system damping. Taking the torque disturbance and reactive power disturbance as examples, the influences of the power tracking excitation control system and the dual-channel excitation control system on the oscillation amplitude and oscillation time in the dynamic process of DESG are compared. The results show that, the power tracking excitation control system can greatly reduce the oscillation amplitude and oscillation time of the system, effectively improve the system damping and provide strong support for the stable operation of the power system.

Key words: dual-excited synchronous generator; dual-channel control; power tracking control; incomplete differential control; excitation control

(上接第191页 continued from page 191)

Lightning overvoltage suppression method based on magnetic ring for transmission line

ZHOU Lijun¹, HU Chen¹, HUANG Lin¹, WANG Dongyang¹, WU Tongshuai¹, ZHANG Dong¹, CHEN Sixiang²

(1. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China;

2. Foshan Power Supply Bureau, Guangdong Power Grid Co., Ltd., Foshan 528000, China)

Abstract: A method based on magnetic ring suppression is proposed for lightning protection of transmission line. Firstly, the magnetization function of magnetic ring material is obtained by curve fitting, and then the flux calculation model of magnetic ring is established based on infinitesimal method and electromagnetic field theory calculation. The rationality of the flux calculation model is verified by FEM (Finite Element Method). Then, the electromagnetic transient model of the magnetic ring is established in ATP/EMTP by combining the flux calculation model of magnetic ring, and the influence of different magnetic ring materials, magnetic ring cross sections, magnetic ring lengths and magnetic ring shapes on the effect of lightning overvoltage suppression is analyzed. The simulation of the proposed method is carried out based on a typical 110 kV transmission line. The simulation results show that the maximum error between the calculative results of flux calculation model and the FEM is less than 5%, which verifies the rationality of the proposed method. The increase of the cross section and length of the magnetic ring can enhance the suppression effect, but the saturation phenomenon will appear when the outer radius and length reach 60 mm and 6 m respectively. The result of field test shows that after the magnetic ring is installed, the lightning overvoltage can be effectively reduced, and the maximum error between simulation and testing results is 5.92%, which verifies the correctness of the proposed flux calculation model and electromagnetic transient model of the magnetic ring and the feasibility of the proposed lightning overvoltage suppression method based on magnetic ring.

Key words: magnetic ring; lightning overvoltage; lightning protection; ATP/EMTP; transmission line

附录A

表 A1 300 MW 双励机的系统参数

Table A1 System parameters of 300 MW DESG

电机参数	数值	电机参数	数值
x_{ad}	1.84 p.u.	x_D	2.02 p.u.
x_d	1.96 p.u.	d 轴阻尼绕组的电阻 r_D	0.02 p.u.
x_{fd}	1.96 p.u.	d 轴励磁绕组的电阻 r_{fd}	0.01 p.u.

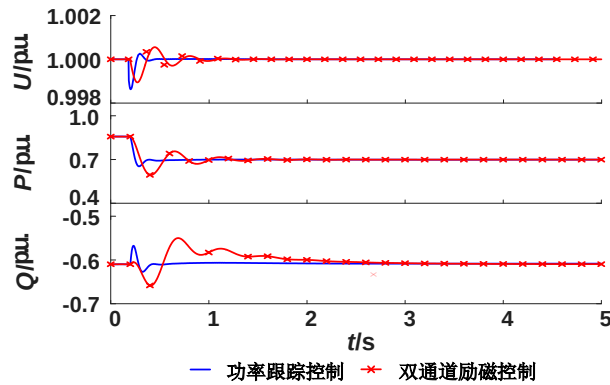


图 A1 进相运行时施加转矩扰动的仿真结果

Fig.A1 Simulative results under torque disturbance during leading-phase operation

表 A2 进相运行时施加转矩扰动的特性指标对比

Table A2 Comparison of performance indexes under torque disturbance during leading-phase operation

控制系统	P_{flu}	T_p /s	Q_{flu}	T_Q /s	T_U /s
功率跟踪励磁控制	0.06	0.66	0.06	0.73	0.72
双通道励磁控制	0.17	2.53	0.07	2.17	2.71

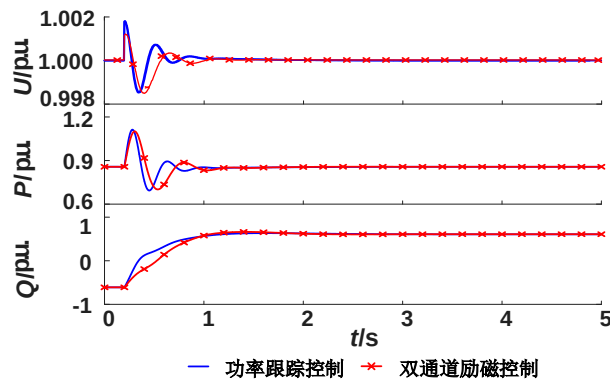


图 A2 进相运行时施加无功扰动的仿真结果

Fig.A2 Simulative results under reactive power disturbance during leading-phase operation

表 A3 进相运行时施加无功扰动的特性指标对比

Table A3 Comparison of performance indexes under reactive power disturbance during leading-phase operation

控制系统	P_{flu}	T_p /s	Q_{flu}	T_Q /s	T_U /s
功率跟踪励磁控制	0.41	1.31	0.03	1.92	1.62
双通道励磁控制	0.40	2.78	0.06	2.94	1.98