

基于斩波控制的新型励磁系统

李 军¹, 李华峰²

(1. 哈尔滨职业技术学院 电气工程系, 黑龙江 哈尔滨 150081;

2. 哈尔滨热电有限公司, 黑龙江 哈尔滨 150046)

摘要: 提出一种新型的励磁系统接线形式和调节方式, 利用励磁变压器作为励磁机的励磁电源, 经静止整流和桥式滤波为励磁机提供励磁电流, 取消了副励磁机。在此基础上设计了一种新型的开关式励磁调节器, 采用全控型电力电子器件绝缘栅双极晶体管(IGBT)作为开关, 应用直流斩波控制技术, 克服了传统晶闸管所采用的相控技术中对时序要求严格的缺陷。用 Pspice 仿真系统分析了占空比分别为 0.1 和 0.5 时的输出电压和电流, 证实其大小均与占空比成正比, 与理论分析一致。在一机组上进行了 70 % 零起升压试验和 10 % 阶跃响应试验, 结果表明: 采用两机加一变的开关斩波控制的励磁控制方式, 解决了自励恒压不稳定的问题, 提高了整套装置的稳定性。

关键词: 同步发电机; 励磁调节器; 斩波控制; 电力系统稳定器

中图分类号: TM 761⁺.11

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2006)07-0013-05

同步发电机励磁控制系统不仅能提高电力系统稳定运行极限, 而且通过附加控制, 能抑制低频振荡和次同步振荡, 对电力系统运行有显著效果^[1-3]。

20 世纪 60 年代后期到 80 年代初期, 我国投入运行的 100 MW 汽轮发电机大量采用了三机励磁系统, 目前, 这种励磁方式是大中型汽轮发电机的主要励磁方式^[4]。如今, 这些励磁装置元器件老化, 性能不稳定, 改造任务变得十分迫切^[5]。

以往采用的三机同轴带自励恒压副励磁机的励磁控制原理, 存在谐波导致励磁系统不稳定, 造成电压及无功波动, 在此提出一种对三机励磁系统进行改进的新型励磁系统^[6-8]。

1 新型励磁系统结构

新型励磁系统的结构如图 1 所示。

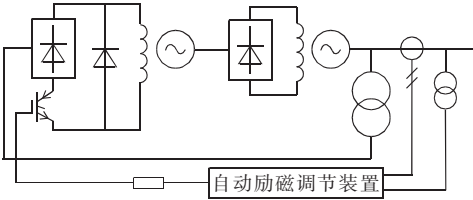


图 1 两机加一变励磁方式图
Fig.1 Excitation scheme with two machines and one transformer

在该励磁系统中, 为交流励磁机提供励磁电流的是一台接在发电机端的励磁变压器, 经过静止六相整流桥模块整流, 供励磁机励磁直流, 励磁机再经过三相静止整流桥整流, 向发电机提供励磁直流。

1.1 励磁机励磁电源

1.1.1 励磁变压器及六相桥式整流

由于采用直流斩波控制方式调节励磁机的磁场

电流, 为此首先要确定直流电压源, 此直流电压源由机端励磁变压器提供, 经六相桥式整流电流和桥式滤波电路滤波构成。励磁变压器安装在发电机出口母线上, 采用干式绝缘, 与调压电压互感器并联相接^[9]。

变压器接线组别采用 $\Delta/\Delta-12$ 、 $\Delta/Y-11$ 接线型式, 其中第 2 组 Y 型绕组每相匝数为第 1 组 Δ 型绕组每相匝数的 $1/\sqrt{3}$, 则第 2 组线电压波形超前第 1 组对应线电压 30° 。

对于六相桥式整流的直流电压, 按傅里叶级数展开, 得到包括直流分量及各次谐波分量的表达式为

$$U_d = 0.987 U_m [1 + 2 \cos(12\omega t/11 \times 13) - 2 \cos(24\omega t/23 \times 25)] \quad (1)$$

式中 $U_m = \sqrt{2} U_e$, U_e 为变压器二次线电压有效值。

从式(1)展开式可以算出, 其直流输出电压为 $1.4 U_e$, 它高于三相桥式整流输出的直流值(三相桥直流输出为 $1.35 U_e$)。机端电压频率 $f = 50 \text{ Hz}$, 最低谐波为 600 Hz, 其幅值为直流分量的 1.4 %, 六相整流后直流电压较平滑, 再经滤波, 即可作直流电压源。

1.1.2 滤波回路

电源回路采用桥式滤波器, 桥式滤波采用电桥平衡原理, 滤去某一选定频率的谐波电压, 它能快速地反映输入电压的变化, 滤波器的时间常数很小, 所以又称为快速滤波器。对于六相桥式整流电路, 其最低次谐波即主谐波的频率为 600 Hz, 它正是要被阻塞的对象。滤波器接线如图 2 所示。

图 2 桥式滤波电路图
Fig.2 Bridge filter circuit

当滤波器的滤波频率 $f_0 = 600 \text{ Hz}$ 时, 电桥处于平衡状态, 即

$$R_1/R_2 = Z_3/Z_4$$

式中 Z_3 为 R_3 、 C_1 串联支路阻抗; Z_4 为 R_4 、 C_2 并联支路阻抗。

桥式滤波器的滤波频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_3 R_4 C_1 C_2}}$$

参数 R_3 、 R_4 、 C_1 、 C_2 的选择,根据电桥平衡条件确定,可采用试算法。

1.2 开关式调节器结构及调节原理

设计的电压调节原理采用改进的 PID 控制原理,即微分先行的 PID 控制,其特点是对输出量 $C(t)$ 进行微分,而对给定值 $r(t)$ 不作微分。因此,改变整定值时,输出不会改变。而被控制量的变化,通常总是比较缓慢的。这种输出量先行微分控制适用于给定值频繁升降的场合,可以避免给定值升降时所引起的系统振荡,可明显改善系统的动态特性^[10]。所设计的调节器部分包括数字给定单元和电压调节器单元。

两机一变的交流励磁机励磁系统的接线如图 1 所示,它利用机端励磁变压器提供交流电源,经过二极管整流模块整流,再经绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 开关,采用直流斩波控制,将励磁电流加到交流励磁机励磁绕组上。IGBT 开关被串接在励磁机的励磁绕组上,以 IGBT 导通或关断的时间比值来改变加到励磁绕组上的电压大小,从而控制励磁电流的大小。加到励磁绕组上的平均电压为

$$U_L = \beta U_s = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} U_s$$

式中 U_L 为励磁绕组上平均电压; U_s 为励磁电压源电压; t_{on} 、 t_{off} 分别为 IGBT 导通和关断时间。

显然,要调节励磁电流,就得改变 IGBT 控制端的方波占空比 $\beta = t_{on} / (t_{on} + t_{off})$,下面具体分析 IGBT 导通或关断时回路中各量之间的关系。

如图 3 所示,设整流桥输出的电压保持不变(正常运行工况下),当 IGBT 导通时,直流电压 U_s 通过 R_X 加到励磁机励磁绕组上。忽略 IGBT 导通时的管压降,则回路电压方程为

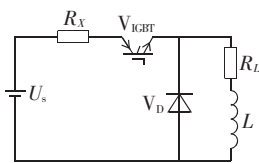


图 3 IGBT 开关回路

Fig.3 IGBT switching circuit

$$U_s = L \frac{di_L}{dt} + (R_L + R_X) i_L$$

式中 R_L 、 L 为励磁绕组的电阻及电感; R_X 为限制强励顶值电压的限流电阻。

IGBT 导通时,励磁机转子电流的上升率为

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_s - (R_L + R_X) i_L}{L} \quad (2)$$

解得:

$$i_L = \frac{U_s}{R_L + R_X} (1 - e^{-t/\tau})$$

IGBT 关断时,电流 i_L 通过续流二极管 V_D 放电,电流方向不变, i_L 按指数规律衰减:

$$i_L = I_0 e^{-t/\tau}$$

式中 I_0 为关断瞬间电流初始值; $\tau = L/R_L$ 为励磁绕组时间常数。

由于 IGBT 开关的周期 T 远小于励磁机励磁绕组的时间常数 τ ,所以 IGBT 关断期间电流 i_L 的下降

率 di_L/dt 可以看作是 $t=0$ 的关断瞬间,电流在续流回路的变化率

$$\left. \frac{di_L}{dt} \right|_{t=0} = -\frac{R_L}{L} I_0 \quad (3)$$

可见,IGBT 关断后,电流下降率不仅与 L/R_L 有关,还与励磁电流起始值 I_0 成正比, I_0 可以近似地认为是稳态运行点励磁电流的平均值。因此,随着励磁机磁场电流 I_L 的增大,IGBT 关断期间电流下降率也增大,在发电机突然掉闸时,这一点有利于发电机定子不会过电压。

图 4 所示的波形为 IGBT 开关占空比不同时,即 $t_{on}/(t_{on} + t_{off})$ 取不同值时,励磁电流的大小变化。

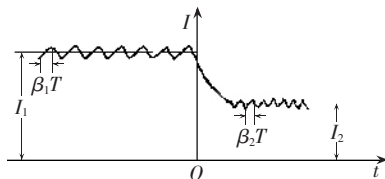


图 4 不同占空比时的电流

Fig.4 Currents at different duty ratios

在 IGBT 导通时间 t_{on} 内电流逐渐增加,在关断时间 t_{off} 内电流逐渐减少,所以励磁电流 i_L 呈现的是小锯齿波(近似),小锯齿波本身的周期就是 IGBT 开关周期 $T = t_{on} + t_{off}$ 。

设 $t=0$ 之前,IGBT 的导通比 β_1 ,则每个周期 T 内的导通时间为 $\beta_1 T$,关断时间为 $(1 - \beta_1)T$,这时相应的励磁电流平均值为 I_1 。在 $t=0$ 之后,IGBT 的导通时间突然减小,导通比减为 β_2 ,其中 $\beta_2 < \beta_1$,此后每个周期 IGBT 的导通时间均为 $\beta_2 T$,相应的关断时间为 $(1 - \beta_2)T$;经若干个开关周期后进入另一稳定运行状态。在这一稳态中,导通时间内电流的增加量与关断时间内电流的减少量相等。

此时,对应 β_2 的励磁电流平均值减到 I_2 。从 $t=0$ 前后 2 种稳定运行状态的电流波形看, I_1 平均电流较大,关断期间电流下降斜率较大;平均电流 I_2 较小,关断期间电流下降斜率较小。导通期间电流上升斜率取决于 2 个运行点 I_1 和 I_2 处导通前的瞬时值, I 值越高,电感线圈饱和程度越大,上升斜率就越小。

设发电机运行在对应 β 的工作状态,在每个开关周期内,开关 IGBT 导通时间内电流增加的数值,与关断时间 $(1 - \beta)T$ 内电流下降值分别为 Δi_1 和 Δi_2 ,由式(2)(3)确定,在稳态值时两者应相等:

$$\Delta i_1 = [U_s - (R_L + R_X) I_L] \beta T / L$$

$$\Delta i_2 = R_L I_L (1 - \beta) T / L$$

由 $\Delta i_1 = \Delta i_2$,可得:

$$[U_s - (R_L + R_X) I_L] \beta T / L = R_L I_L (1 - \beta) T / L$$

整理后,可得励磁机磁场回路的等值电阻:

$$R_D = \frac{U_s}{I_L} = \frac{R_L}{\beta} + R_X + R_L + \left(\frac{1}{\beta} - 1\right) R_L \quad (4)$$

从式(4)中可以看到,改变 IGBT 开关的导通比 β ,就相当于改变磁场回路的等效电阻,即通过 IGBT 的导通与关断,人为地在磁场回路中加入了一个可变电阻 $(1/\beta - 1)R_L$ 。当 IGBT 开关完全关断时, $\beta=0$,

等值电阻无限大,磁场回路开路,励磁电流经过续流管衰减为零;当 IGBT 开关全导通时, $\beta=1$,等值电阻最小,其值为 R_X+R_L ,工作于强励顶值点。

以上是讨论问题方便,选用单一的 IGBT 开关说明其工作过程。实际应用电路中,是将一组 IGBT 开关并联使用,在不同的励磁电流范围内,分别导通不同的 IGBT,使得电流的调节波动小、速度快。

1.3 功率器件 IGBT 及驱动电路

功率器件 IGBT 是新型的复合型绝缘栅双极晶体管,它集 VDMOS 效应管和双极型大功率晶体管 GTR 的优点于一体,具有电压型控制方式、输入阻抗大、驱动功率小、控制电路简单、开关损耗小、通断速度快、工作频率高、元件容量大等优点。例如,耐压为 1 000 V 的 IGBT 的开关速度为 $1.2\ \mu\text{s}$ 、开关损耗是 GTR 的 $1/3$ 、电流密度是 GTR 的 1.5 倍,饱和压降 $U_{CES}<3\ \text{V}$,IGBT 的等效电路如图 5 所示。

由图 5 可见,IGBT 是以 GTR 为主导元件,MOSFET 为驱动元件的达林顿电路结构器件。GTR 为 PNP 型管,MOSFET 为增强型 N 沟道,管子的开通和关断是由栅极电压控制。IGBT 较好地解决了耐压问题和改善导通特性。一个理想的 IGBT 驱动器应满足如下基本要求:

- a. 动态驱动能力强,能为栅极提供有陡峭前后沿的脉冲,特别是 IGBT 工作在硬开关状态下;
- b. 能向 IGBT 提供适当的正向栅压,IGBT 导通后,其管压降与栅源电压有关,漏源电流一定时, U_{GS} 越高, U_{DS} 越低,损耗较高,电流幅值越高,IGBT 就越容易损坏,一般取 $+15\ \text{V}$ 为宜;
- c. 能向 IGBT 提供足够的反向栅压,以防止出现开关噪声时不能可靠截止,一般给处于截止状态的 IGBT 加一反向栅压($5\sim 15\ \text{V}$);
- d. 具有足够的输入、输出电隔离能力;
- e. 具有栅压限幅电路,保护栅极不被击穿。

根据以上要求,本设计采用日本富士公司生产的带驱动 EXB841 的 IGBT 模块。其最大开关频率 $40\ \text{kHz}$,驱动电路信号延时小于 $1\ \mu\text{s}$ 。

EXB841 的功能框图如图 6 所示。

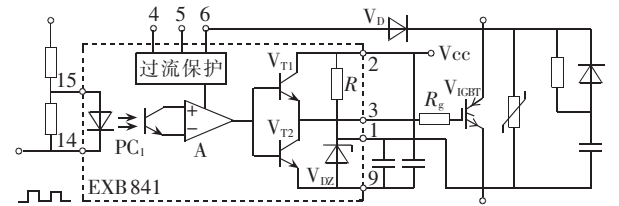


图 6 EXB841 的功能框图

Fig.6 Functional diagram of EXB841

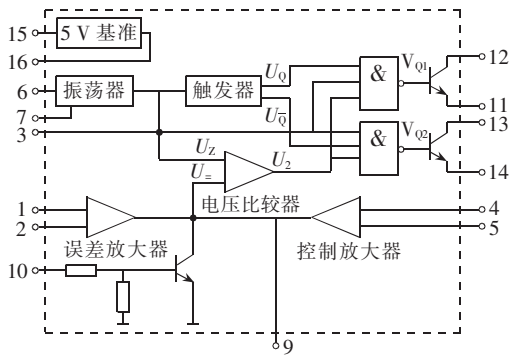
在该驱动电路内装一个 $-5\ \text{V}$ 的关栅电源,实现可靠关断。只要在 2 端提供 $+20\ \text{V}$ 工作电压,即可产生 $+15\ \text{V}$ 开栅电压和 $-5\ \text{V}$ 关栅电压。EXB841 中

还设有隔离电压高达 $2\ 500\ \text{V}$ 的光电耦合器 PC_1 用来隔离控制回路。

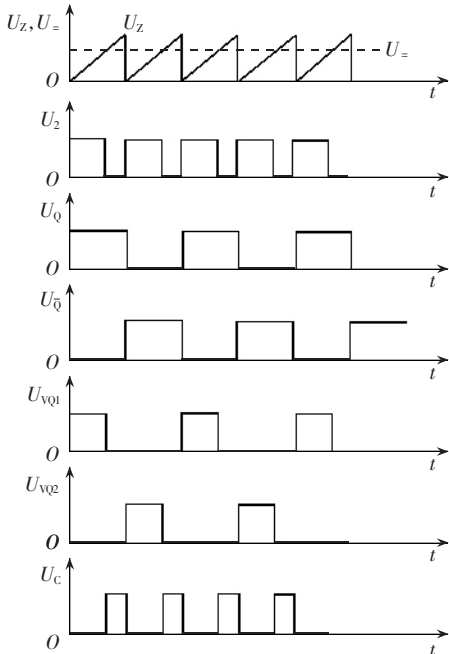
整个电路工作过程是:当 14、15 端之间有输入信号时, PC_1 导通,经过放大器 A,使 V_{T1} 导通, V_{T2} 截止。当控制信号消失时, PC_1 、 V_{T1} 截止, V_{T2} 导通,稳压管 V_{DZ} 上的 $5\ \text{V}$ 电压经 V_{T2} 、 R_g 使 IGBT 栅极与源极间取得 $-5\ \text{V}$ 电压关断。IGBT 在导通期间过流时,会脱离饱和状态,此时 V_{DZ} 电压升高,驱动器的保护二极管 V_D 检测到这一状态后,一方面在 $10\ \mu\text{s}$ 内逐步降低栅压,使 IGBT 进入软关断状态,另一方面通过光耦向控制回路发出过流信号。

从以上的分析可知,IGBT 输出的占空比不断变化的直流电压大小,完全取决于 EXB841 的 1、3 端,EXB841 的输入信号是与发电机机端电压差的 PI 组合有关、宽度随机端电压 U_i 的变化而变化的脉冲波。

在本设计中,采用 GE 公司推出的集成脉宽调制控制控制器 SG 3524 作为控制回路的核心。SG 3524 内部集成了误差放大、锯齿波振荡器、脉冲发生器、脉宽调节器及一对互补的功率驱动器三部分。图 7 给出了 SG 3524 的内部结构及相关波形。



(a) 内部电路



(b) 波形

图 7 脉宽调制控制器 SG 3524 内部电路及其波形
Fig.7 Interior circuit of SG3524 and its waveforms

图 7 中,SG 3524 的 6、7 脚的外接元件 R_1 、 C_1 与 SG 3524 内部的振荡器控制线路共同组成一个锯齿波振荡器,工作频率由下式确定:

$$f=1.1/R_1\cdot C_1$$

输出的锯齿波电压 U_z 送到电压比较器的反向端,误差放大器或控制放大器的输出 $U_=($ 平均值)则送到同向端,两者进行比较。在比较器的输出端得到相应占空比的方波信号,SG 3524 内部的触发器被连接成计数器状态,在其 Q 和 $\bar{Q}$ 端分别输出相差 180° 的 U_Q 和 $U_{\bar{Q}}$ 矩形脉冲。 U_Q 和 $U_{\bar{Q}}$ 与 U_2 分别进行与非操作后,在 SG 3524 的输出端可以分别得到相位相差 180° 的 U_{VQ1} 和 U_{VQ2} 。

为了进一步得到励磁主回路中 IGBT 的控制信

号,还需将 U_{VQ1} 和 U_{VQ2} 进行或非操作,得到 U_c 作 IGBT 的驱动信号。

可见,只要适当调节误差放大器或控制放大器的输入电压,使它的输出电压 $U_=($ 相应的上升和下降,即可改变驱动信号 U_c 的占空比。

2 仿真分析

为检验所设计的 IGBT 驱动电路和脉宽调制电路的正确性和性能,采用 Pspice 仿真系统对其进行仿真试验,仿真时 $f=10\text{ kHz}$, $L=244\text{ mH}$, $R=0.305\text{ }\Omega$,在占空比 D 分别为 0.1 和 0.5 时得到的电流和电压波形见图 8(图中 U 为加在仿真负载励磁绕组上的电压, I_z 、 U_z 为励磁机励磁绕组的电流、电压)。

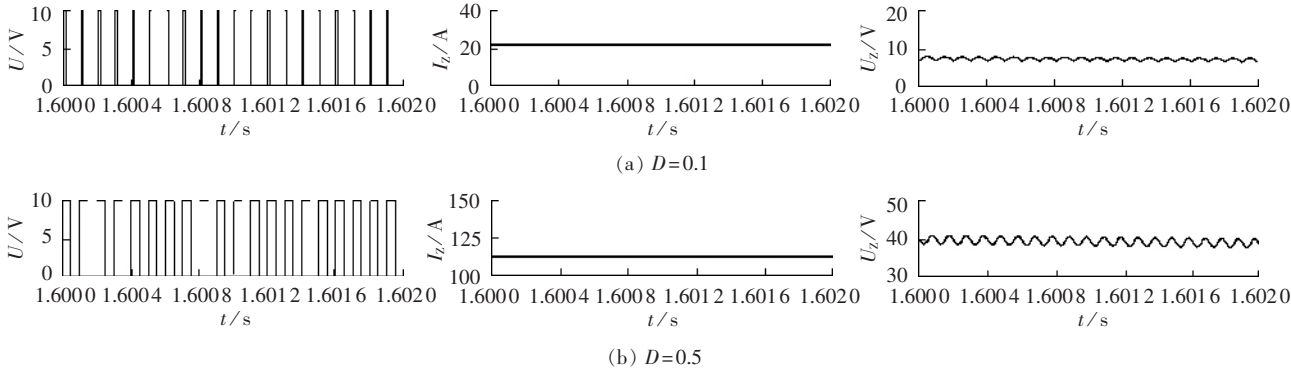


图 8 不同占空比时的电流、电压仿真波形

Fig.8 Simulation waveforms of current and voltage at different duty ratios

由 Pspice 仿真结果可知,当 IGBT 所带负载为感性线圈(励磁机励磁绕组)时,由于电感的电磁惯性及续流二极管的作用,尽管电压有一定的波动,但励磁机电流仍能保持连续。

当占空比 $D=0.5$ 时,输出负载电压为 40 V,电流为 110 A;当占空比 $D=0.1$ 时,输出负载电压为 8 V,电流为 22 A,即输出电压和电流的大小均与占空比成正比。以上 2 点均与本设计的理论分析相一致。

3 工业试验及运行

一种新的励磁调节器或一种新的励磁调节方式,在投入试运行前,必须通过一系列的试验来检验其可靠性和性能指标。对于励磁调节系统的基本要求是:保证发电机空载的稳定性,这是起机并列的先决条件;具有良好的稳态运行特性;具有较高的动态稳定特性;超调量满足要求;调整时间符合规定。

现场试验在某厂 6 号机组上进行, $P_N=100\text{ MW}$, $n_N=3\text{ 000 r/min}$ 。为保证机组及相关辅助电气设备的安全,有些试验在参考量或基准量的选取上均留有一定裕度,因此试验结果与预期结果会存在一定的误差。如 70% 零起升压试验结果仅作定性分析(试验波形中各量都为标么值)。

3.1 70% 零起升压试验

同步发电机在额定转速下,电压给定设定在 70% 额定电压,调节器投自动档,突然合上励磁开关,试

验波形和数据分别如图 9 和表 1 所示。

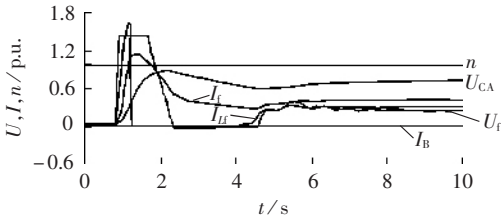


图 9 70% 零起升压波形

Fig.9 Waveforms of 70% rated voltage start-up test

表 1 70% 零起升压数据

Tab.1 Data of 70% rated voltage start-up test

项目	U_{AB} /kV	U_{BC} /kV	U_{CA} /kV	$n/$ ($r\cdot min^{-1}$)	I_f /A	U_f /V	I_{Lf} /A	I_B /kA
最大值	9.26	9.24	9.30	3 005	1 151	332.4	66.3	0.00
最小值	0.48	0.47	0.47	2 999	21	-6.3	0.0	0.00
额定值	10.50	10.50	10.50	3 000	1 000	230.0	40.0	6.87

3.2 10% 阶跃响应试验

同步发电机在额定转速下,将发电机定子电压调到额定电压的 80% 左右,设定发电机给定阶跃为 $\pm 10\%$,试验波形和数据分别如图 10 和表 2 所示。

改进后的励磁调节系统目前已投入运行一年多,该励磁调节系统运行平稳,发电机、励磁机电压再未发生波动现象。在此运行期间,发电机所属系统发生过几次远方短路事故,厂用电系统也出现过几次接地短路故障,该励磁调节系统均表现出了较好的动态特性。

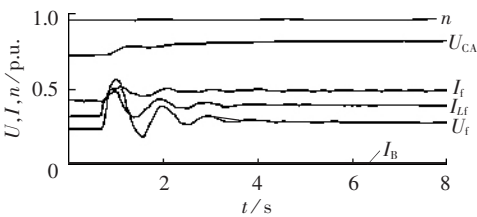


图 10 10 % 阶跃波形

Fig.10 Waveforms of 10 % step response test

表 2 10 % 阶跃数据

Tab.2 Data of 10 % step response test

项 目	U_{AB} /kV	U_{BC} /kV	U_{CA} /kV	n / (r·min ⁻¹)	I_f /A	U_t /V	I_{Lf} /A	I_B /kA
最大值	8.70	8.68	8.74	2 999	518	131.5	20.2	0.00
最小值	7.70	7.67	7.72	2 993	425	45.4	12.6	0.00
额定值	10.50	10.50	10.50	3 000	1 000	230.0	40.0	6.87

4 结论

本设计针对三机同轴副励磁机带自励恒压的励磁方式,提出了两机加一变的励磁方式。调节原理采用开关斩波控制方式,并设计了开关驱动电路,进行了仿真试验。仿真结果表明,此励磁方式和调节方法能满足励磁电流调节的要求,从根本上解决了三机同轴中自励恒压存在的诸多不足。通过现场实际试验,可得以下结论:采用两机加一变的开关斩波控制的励磁控制方式,解决了自励恒压不稳定的问题,整套装置的稳定性大幅提高。装置运行后从未出现装置不稳定和无功波动现象。试验及运行结果表明,各种性能指标达到有关标准和规程的要求。

参考文献:

[1] 王梅义,吴竟昌,蒙定中. 大电网技术[M]. 北京:水利电力出版社, 1995.
[2] 何大愚. 对于美国西部电力系统 1996 年 7 月 2 日大停电事故的初步认识[J]. 电网技术,1996,20(9):35-39.
HE Da-yu. A preliminary understanding of WSCC disturbance and separation on July 2,1996 in the United States[J]. Power System Technology, 1996,20(9):35-39.
[3] 王梅义. 有感于美国西部电网大停电[J]. 电网技术,1996,20(9):

43-46.
WANG Mei-yi. Thoughts and feelings about the whopping power failures occurred in western part of the U. S. A. [J]. Power System Technology, 1996,20(9):43-46.
[4] 何丙茂. 对同步发电机励磁系统若干问题的思考[J]. 电网技术, 1999,23(3):27-30.
HE Bing-mao. Consideration on some problems in excitation system of synchronous generators[J]. Power System Technology, 1999,23(3):27-30.
[5] 张玫,朱方,刘增煌. 大型汽轮发电机采用自并励励磁系统的可行性分析[J]. 电网技术,1997,21(12):38-44.
ZHANG Mei,ZHU Fang,LIU Zeng-huang. Feasibility analysis of using bus fed static excitation system to large turbogenerator[J]. Power System Technology, 1997,21(12):38-44.
[6] 方思立,刘增煌. 带电力系统稳定器(PSS)的励磁调节器与最优励磁控制器(EOC)的比较[J]. 电网技术,1997,21(8):1-12.
FANG Si-li,LIU Zeng-huang. Comparison of excitation regulator with power system stabilizer(PSS) to excitation optimum controller (EOC)[J]. Power System Technology, 1997,21(8):1-12.
[7] 方思立,刘增煌. 汽轮发电机自并励励磁系统的分析研究[J]. 电网技术,1997,21(12):33-37.
FANG Si-li,LIU Zeng-huang. Analysis of bus fed static excitation system for turbogenerator[J]. Power System Technology, 1997,21(12):33-37.
[8] 方思立,朱方. 电力系统稳定器的原理及其应用[M]. 北京:中国电力出版社,1996.
[9] 刘瑞叶,陈学允. 一种模糊变结构励磁控制器的研究[C]//全国高校电力系统及自动化专业第十三届学术年会论文集. 广州:出版者不详,1997:651-657.
LIU Rui-ye,CHEN Xue-yun. Research on a fuzzy variable structure excitation controller[C]// The 1997 13rd Proceeding CPU-EPSA. Guangzhou: [s.n.], 1997:651-657.
[10] 于占勋,陈德树. 智能变结构电力系统稳定器的设计[J]. 控制与决策,1998,13(1):54-58.
YU Zhan-xun,CHEN De-shu. Design of intelligent variable structure stabilizer for power system[J]. Control and Decision,1998, 13(1):54-58.

(责任编辑:李育燕)

作者简介:

李 军(1965-),女,黑龙江哈尔滨人,系主任,副教授,主要研究方向为电气控制(E-mail:gouki8816@126.com);
李华峰(1962-),男,黑龙江齐齐哈尔人,高级工程师,硕士,主要研究方向为电力系统稳定。

Novel excitation system based on chopped wave control

LI Jun¹, LI Hua-feng²

(1. Harbin Institute of Professional Technology, Harbin 150081, China;

2. Harbin Thermal Power Co., Ltd., Harbin 150046, China)

Abstract: An excitation system with novel connection and regulating mode is presented, in which an exciting transformer is used as power source of the exciter, providing exciting current through static rectifier and bridge filter. The auxiliary exciter is thus canceled. Based on that, a novel switching excitation regulator is designed using the fully controlled power electronic device IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) as the switch. The DC chopped wave control technique is used to release the requirement of strict time sequence in phase control of traditional thyristors. The output voltage and current at duty ratios of 0.1 and 0.5 are simulated respectively with Pspice and it is proved that they are proportional to duty ratio, consistent with the theoretical analysis. 70 % rated voltage start-up test and 10 % step response test are carried out. Results show that, the switching excitation control scheme with two machines and one transformer solves the instability of self-excited constant-voltage excitation scheme and enhances the stability of the whole device.

Key words: synchronous generator; excitation regulator; chopped wave control; power system stabilizer