

文章编号:1000-582X(2003)02-0113-04

# 功率器件 IGBT 串联的移相控制技术\*

付志红, 苏向丰, 周维维

(重庆大学 教育部高电压与电工新技术重点实验室, 重庆 400044)

**摘要:** IGBT 器件在电力装置中得到广泛应用, 用 IGBT 串联提高装置对超单管耐压电源的控制是切实可行的, 关键问题要解决 IGBT 串联的静态均压和动态过压问题。提出用并联电阻的办法解决静态均压问题; 用移相控制技术, 通过对主电源分级, 对各级电源移相控制, 实现主电源的分级接入和撤离, 解决主控电路中 IGBT 的动态过压问题。文中讨论了 IGBT 串联电路的耐压、移相角度等参数的确定办法, 分析了该技术对开关极限频率、输出波形的影响以及存在的问题。该技术已在大功率激电发送机产品中得到成功应用。

**关键词:** IGBT; 串联; 动态过压; 移相控制; 耐压能力

**中图分类号:** TM862

**文献标识码:** A

绝缘栅双极晶体管 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) 综合了 GTR 和 MOSFET 的优点, 具有大电流、低饱和电压、高输入阻抗、驱动简单 (电压驱动)、速度较快的优点, 在高压中、低频电力设备和自动控制装置中得到广泛应用。功率器件必须在其额定的电流和电压下工作, 才能保证器件不被损坏, 但在一些应用领域, 需要对特大电流、特高电压进行控制, 对功率器件的电流容量和耐压能力要求较高, 但可能没有满足这种要求的器件, 即或有价格也非常昂贵, 因而对功率器件电流容量和耐压能力的扩展技术研究就显得很有必要。

在应用地球物理的电法勘探方法中, 激电发送机是重要的供电设备。发送机输出连接在地表两点间 (两点距离一般上百米, 甚至数千米), 要输出低频 (周期  $4\text{ s} \sim 64\text{ s}$ ) 高电压正负脉冲信号, 通过接收设备检测地表的电场分布发现异常, 根据电场异常分析地下地质构造和矿物存在。发送机输出电流越大, 接收信号就越强, 信噪比就越高, 反映地下地质体的效果越好。较先进的发送机输出电压可达  $800\text{ V}$ 、电流近  $10\text{ A}$ <sup>[1]</sup>。随着物探工作的深入, 研究更深部和高阻区的地质体已成为国家的需要, 提供高电压的发送机是这项工作的基本条件, 据此, 开展了  $5\text{ kW}$  激电发送机的研究工作。仪器指标要求输出电压  $1\ 500\text{ V}$ , 空载电压达  $2\ 400\text{ V}$ 。选用 IGBT 作为功率器件, 但在当时只能购买到耐压较高的

器件 BUP304 (耐压  $1\ 200\text{ V}$ , 电流  $60\text{ A}$ ), 耐压能力远达不到设计要求, 希望用 IGBT 串联构成组合开关的办法提高发送机的输出电压, 因而开展了 IGBT 串联技术的研究工作。

通过对 IGBT 的并联可扩展其电流容量, 但需考虑均流问题, 并联技术在实际中已经得到成功应用<sup>[2]</sup>。通过 IGBT 的串联提升组合开关的耐压能力, 因存在难以解决的动态过压问题, 实现难度要大得多。解决 IGBT 串联电路的动态过压问题, 较常用的办法是在 IGBT 集电极发射极间加电压缓冲器 (用电容器), 但容易产生震荡, 存在较大的损耗, 开关速度也会变慢, 或建立栅极动态电压平衡电路。文献 [3] 提到应采用型号一致、特性一致的 IGBT 器件, 吸收和驱动电路的结构与参数严格一致, 选择适当的设计工艺等, 这种方法实际上难以办到。现在国外对 IGBT 串联的研究焦点在栅极驱动信号电路的研究上, 文献 [4] 提出了一种组合开关电压嵌位和栅极信号延迟技术, 文献 [5] 提出了一种新颖的栅极控制电路, 文献 [6] 提出了一种闭环控制的栅极信号电路, 都可用于平衡功率器件间承受的电压。基于对大功率激电发送机的研究, 提出了一种 IGBT 功率器件串联电路的移相控制技术, 用于在低频情况下对超额定电压电源的控制。

\* 收稿日期: 2002-10-11

作者简介: 付志红 (1966-), 男, 重庆潼南县人, 副教授、硕士, 主要从事决策支持与企业信息化、电路、计算机辅助分析等方向研究。

### 1 IGBT 串联电路中均压问题

先分析由 3 个 IGBT 串联的电路(图 1)。假定 IGBT 器件耐压为  $V_{cr}$ ,用 3 个指标完全一样的 IGBT 串联形成一个组合开关,用来控制电压  $V(V = 3V_{cr})$ ,控制电压远高于单管耐压。

#### 1.1 静态均压问题

在 IGBT 器件都关断的情况下,各 IGBT 的关断电阻可能不一致,因而会造成分压不均,可以在各 IGBT 集电极和发射极之间并联阻值相等的电阻( $R_1 = R_2 = R_3, R_1$  远小于 IGBT 的关断电阻)解决该问题。

#### 1.2 动态过压问题

尽管组合开关中各 IGBT 指标、栅极控制信号电路完全相同,但由于各 IGBT 的性能、开关速度的差异,栅极控制信号线路元器件参数的一致,线路存在分布电感、分布电容等因素,会造成各 IGBT 的开关动作的不一致,这就会造成个别 IGBT 器件在开关瞬间  $V_{ce}$  超过其耐压损坏该器件。

分析图 1 电路,在截止瞬间,假定  $K_1$  速度快于  $K_2$  和  $K_3, K_1$  首先截止,这时  $K_2、K_3$  仍然导通, $K_1$  的  $V_{ce} = V_1$ ,使  $K_1$  过压而被击穿。

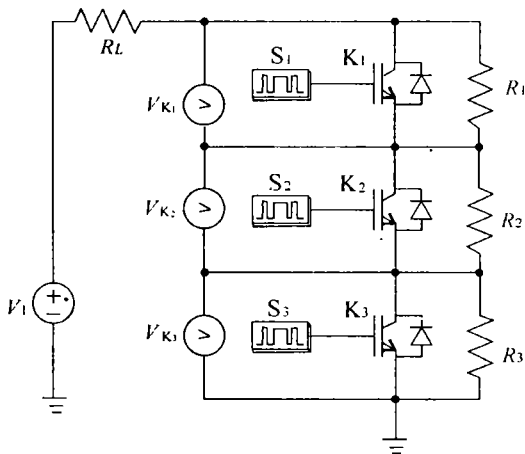


图 1 IGBT 组合开关

用 PSIM 软件仿真,栅极信号的时间延迟和  $K_1、K_2、K_3$  导通截止速度差异用  $S_1、S_2、S_3$  信号的延迟来仿真,设置以下仿真参数:

- 仿真时长:  $20 \mu s$ ; 采样步长:  $5 \times 10^{-4} \mu s$ ;
- 控制电压  $V_1 = 3600 V$ ;  $K_1、K_2、K_3$  耐压  $V_{cr} = 1200 V$ ;
- $S_1、S_2、S_3$  信号频率:  $100 kHz$ ;
- $K_1$  导通角:  $0^\circ$ ;  $K_1$  截止角:  $90^\circ$ ;
- $K_2$  导通角:  $0.5^\circ$ ;  $K_2$  截止角:  $90.5^\circ$ ;

$K_3$  导通角:  $-0.5^\circ$ ;  $K_3$  截止角:  $89.5^\circ$ ;

仿真  $K_1$  的  $V_{ce}$  结果见图 2。可见,在开关导通和截止的瞬间,  $K_1$  承受电压都存在尖峰,尖峰值超过了额定耐压。因此 IGBT 的简单串联不能解决动态过压问题。

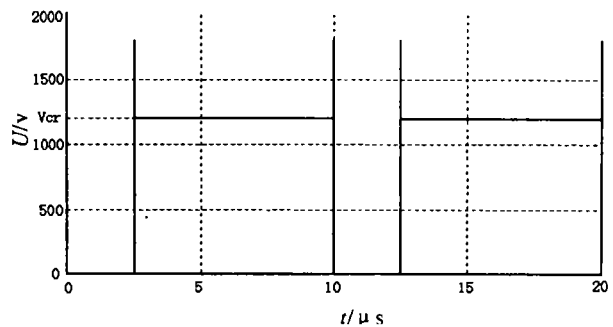


图 2 IGBT 组合开关中  $K_1$  承受电压波形仿真

### 2 IGBT 的串联的移相控制技术

IGBT 串联组合开关静态均压问题容易解决,关键是解决好动态过压问题。由于动态过压问题出现在 IGBT 导通和截止瞬间,如果在高电压到来前组合开关已经处于稳定状态,就不会出现动态过压问题。基于这种考虑,提出一种 IGBT 串联电路的移相控制技术,并用解决双桥 IGBT 串联电路中的动态过压问题为例介绍该技术实现原理,图 3 是实现电路。

#### 2.1 IGBT 串联的移相控制原理

用 3 个 IGBT 串联构成组合开关,双桥电路中的 4 个 IGBT 器件分别被 4 个组合开关代替,在每个 IGBT 器件集电极和发射极之间并联阻值相等的电阻  $R_1 \sim R_{12}$ ,解决 IGBT 的静态均压问题。

##### 2.1.1 电源分组

假定要在负载端得到高电压  $V = 3V_{cr}$ ,先对电源电压按单个组合开关串联的 IGBT 器件数目均分,得到 3 组电压  $V_1、V_2、V_3, V_1 = V_2 = V_3 = V_{cr}$ ,在电源与双桥电路之间接入 IGBT 器件  $G_{13}、G_{14}$  和二二极管  $D_1、D_2, G_{13}、G_{14}$  实现对接入电源顺序的控制,  $D_1、D_2$  对  $G_{13}、G_{14}$  起保护作用。

##### 2.1.2 控制信号时序

图 4 是控制信号时序及负载的电压波形图,  $S_{1-6}、S_{7-12}$  分别表示  $G_1 \sim G_6、G_7 \sim G_{12}$  的栅极控制信号,  $G_1 \sim G_6、G_7 \sim G_{12}$  的控制信号时序分别相同,  $S_{13}、S_{14}$  分别为  $G_{13}、G_{14}$  的栅极控制信号。由图 4 可以看出,在  $S_{1-6} + S_{7-12}$  信号上升沿,  $S_{13}$  信号延迟一个角度  $\Delta, S_{14}$  信号延迟  $S_{13}$  一个角度  $\Delta$ ; 在  $S_{1-6} + S_{7-12}$  信号下降沿,  $S_{13}$  信号超前

一个角度  $\Delta$ ,  $S_{14}$  信号超前  $S_{13}$  一个角度  $\Delta$ 。

### 2.1.3 原理分析

当  $t < 0$  时,  $S_{1_6}$ 、 $S_{7_12}$ 、 $S_{13}$  和  $S_{14}$  全为 0 状态,  $G_1 \sim G_{14}$  全部截止,  $D_1$ 、 $D_2$  导通,  $G_{13}$  承受电压为  $V_2 = V_{cr}$ ,  $G_{14}$  承受电压为  $V_3 = V_{cr}$ ,  $G_1$ 、 $G_2$ 、 $G_3$ 、 $G_{10}$ 、 $G_{11}$ 、 $G_{12}$  共同承受电压为  $V_1$ ,  $G_4 \sim G_9$  共同承受电压为  $V_1$ , 所有 IGBT 器件承受电压都在安全电压下, 电路稳定。

当  $t = 0_+$  时,  $S_{7_12}$ 、 $S_{13}$  和  $S_{14}$  仍为 0 状态,  $S_{1_6}$  信号变为高电平, 这时  $G_1 \sim G_6$  导通,  $D_1$ 、 $D_2$  导通。在  $G_1 \sim G_6$  导通过程中, 最后导通的开关器件承受电压最大为  $V_{cr}$ ,  $G_{13}$ 、 $G_{14}$  承受电压仍为  $V_{cr}$ , 所有器件  $V_{ce} \leq V_{cr}$ , 不会出现动态过压现象。在  $G_1 \sim G_6$  导通后,  $V_{RL} = V_1 = V_{cr}$ , 见图 4 下部  $V_{RL}$  波形上升的第 1 个台阶,  $G_7 \sim G_{12}$  的  $V_{ce} = V_{cr}/3$ 。在延迟  $\Delta$  后,  $S_{13}$  由 0 变为高电平,  $G_{13}$  导通,  $D_2$  导通,  $D_1$  截止, 这时  $G_{14}$  的  $V_{ce} = V_3 = V_{cr}$ , 施加到  $G_7 \sim G_{12}$  的电压为  $V_1 + V_2 = 2V_{cr}$ , 由于  $G_7 \sim G_{12}$  处于稳定的截止状态, 所以每个器件  $V_{ce} = 2V_{cr}/3 < V_{cr}$ , 电路不会出现动态过压现象, 由于  $D_1$  截止, 防止电流从  $V_2$  正极通过  $G_{13}$  回到  $V_2$  负极引起短路, 保护了  $G_{13}$ , 这时  $V_{RL} = 2V_{cr}$  (见图中  $V_{RL}$  上升的第 2 个台阶), 在负载上得到的电压已经超过了单个 IGBT 的耐压。同样可以分析, 再延迟  $\Delta$  后,  $S_{14}$  由 0 变为高电平,  $G_{14}$  导通,  $D_1$ 、 $D_2$  截止, 这时施加到  $G_7 \sim G_{12}$  的电压为  $V_1 + V_2 + V_3 = 3V_{cr}$ , 每个器件  $V_{ce} = 3V_{cr}/3 = V_{cr}$ , 电路也不会出现动态过压现象,  $D_1$ 、 $D_2$  截止保护了  $G_{13}$ 、 $G_{14}$ , 这时  $V_{RL} = 3V_{cr}$  (见图中  $V_{RL}$  上升的第 3 个台阶), 在负载上得到的电压已经远远超过了单个 IGBT 的耐压, 达到了预定目标。

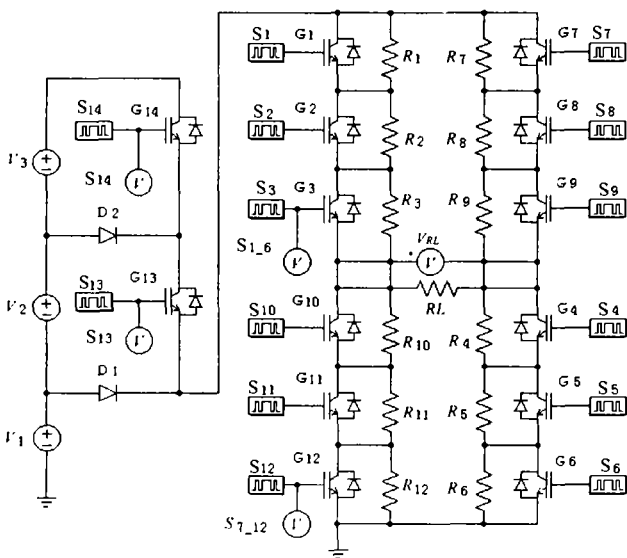


图 3 采用串联电路移相控制技术的全桥电路

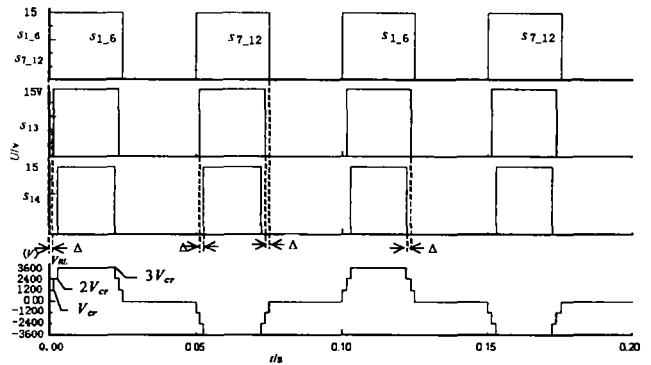


图 4 控制信号时序及负载的电压波形

分析  $G_1 \sim G_6$  截止过程: 第 1 步,  $G_{14}$  截止信号超前  $S_{1_6}$  截止信号  $2\Delta$  到来,  $S_{14}$  由高电平变为 0,  $G_{14}$  截止,  $D_2$  导通,  $D_1$  截止,  $G_{14}$  承受电压仍为  $V_{cr}$ , 由于这时全桥电路开关处于稳定状态,  $G_7 \sim G_{12}$  每个器件  $V_{ce} = 2V_{cr}/3 < V_{cr}$ ,  $V_{RL} = 2V_{cr}$ 。第 2 步,  $G_{13}$  截止信号超前  $S_{1_6}$  截止信号  $\Delta$  到来,  $S_{13}$  由高电平变为 0,  $G_{13}$  截止,  $D_1$ 、 $D_2$  导通,  $G_{13}$ 、 $G_{14}$  承受电压仍为  $V_{cr}$ ,  $G_7 \sim G_{12}$  每个器件  $V_{ce} = V_{cr}/3 < V_{cr}$ ,  $V_{RL} = V_{cr}$ 。第 3 步,  $S_{1_6}$  截止信号到来, 由于  $G_7 \sim G_{12}$  承受总电压为  $V_{cr}$ , 所以关断最慢的 IGBT 器件承受的  $V_{ce} = V_{cr}$ , 电路也不会出现动态过压现象。  $G_7 \sim G_{12}$  导通截止过程与上面分析类似, 不再赘述。

从以上分析看出, 通过对主电源分级和移相控制, 在负载端得到了 3 倍于 IGBT 额定电压的控制电压, 实现了超额电压控制。

### 2.2 IGBT 串联的移相控制技术特点

1) 组合开关耐压  $V_{mc}$  由单个组合开关串联的功率器件数目  $m$  和移相控制电源级数  $n$  决定:

$$V_{mc} = \min\{m, n\} \times V_{cr}$$

为了充分发挥每个功率器件效能, 应该设置  $m = n$ , 每级电源电压等于  $V_{cr}$ 。

2) 对输出波形的影响: 由于主电源是分级加入, 对输出波形有一定影响, 在负载端得到的电压在上升和下降时呈现台阶状, 见图 4, 但只要尽量减小移相角度, 这种影响会很小。

3) 极限移相角度  $\Delta_{min}$  取决于单个 IGBT 器件的极限开关频率  $f_{cr}$ :  $\Delta_{min} = 1/2f_{cr}$

4) 开关的极限开关频率  $f_{cc}$ :

$$f_{cc} = \frac{1}{\frac{1}{f_{cr}} + 2(n-1)\Delta_{min}} = \frac{f_{cr}}{1 + 2(n-1)\Delta_{min}}$$

组合开关的极限开关频率与单个 IGBT 相比会下降, 所以该技术最适合于低频开关电路。

5) 该技术适合于 MOSFET、GTR 等其它类型功率

器件的串联。

6) 尽管 IGBT 串联的移相控制技术实现了对组合开关耐压能力的提升,但也付出了代价:增加了主控电路复杂性;增加了主电源级数;增加了移相信号电路和移相控制功率器件(图 3 中的  $G_{13}$  和  $G_{14}$ )。

### 2.3 仿真分析

POWERSIM TECHNOLOGIES 公司的 PSIM 是一个适用于电力电子和电机控制分析和设计的软件,本文介绍的 IGBT 串联的移相控制技术,就是在 PSIM 中进行仿真分析的,输入原理图见图 3,仿真参数  $V_1 = V_2 = V_3 = 1\ 200\text{ V}$ ,  $V_{cr} = 1\ 200\text{ V}$ ,仿真结果见图 4,仿真效果良好,由图可见,输出电压波形的电压幅值达到单个 IGBT 耐压的 3 倍。

### 2.4 在大功率激电发送机中的应用

在设计 5 kW 激电发送机时,采用了移相控制技术,用图 3 电路作主电路,另加一些保护措施,设计了移相角度  $\Delta$  可调的专用电路,并用不同的  $\Delta$  对电路的稳定性和输出波形畸变作了实验,最后选定  $\Delta$ (用时间表示为  $5\ \mu\text{s}$ ),输出波形畸变对物探工作的影响可以忽略,输出电压达到预期目标,产品研究最终获得成功并投产。经检索表明,能够达到如此高的输出电压的激电发送机在国内还未见报道。

## 3 结 论

分析了 IGBT 串联的静态均压和动态过压问题,提

出了 IGBT 串联的移相控制技术,通过对主电源分级,对各级电源采用移相控制的办法,实现了主电源的分级接入和撤离,解决了组合开关中各 IGBT 器件的动态过压问题,实现了对超额定电压电源的控制,电路稳定可靠,已经在新产品开发中得到成功应用,该技术还可用于其它类型的功率器件,具有一定的理论意义和良好的使用价值。

### 参考文献:

- [1] 张友山,何继善. DF-1 微机程控大功率发送机的研制[J]. 物探与化探, 1995, (2): 142-147.
- [2] 吴波,穆新华. IGBT 与 MOSFET 并联技术在 DC-DC 变换器上应用[J]. 电力电子技术, 1998, (1): 65-66.
- [3] 熊承义,孙奉娄. IGBT 串联运行时的动态均压[J]. 中南民族学院学报, 2000, (3): 1-4.
- [4] ZHOU DS, BRAUN DH. A practical series connection technique for multiple IGBT devices [A]. proceedings on 32nd Annual Power Electronics Specialist Conference (PESC 2001) [C]. vancouver, canada: 2001.
- [5] BELVERDE G, GALLUZZO A, MELITO M. Snubberless voltage sharing of series-connected insulated-gate devices by a novel gate control strategy[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(1): 132-141.
- [6] HONG SW, CHITTA V, TORREY DA. Series connection of IGBT's with active voltage balancing[J]. IEEE Transactions on Industry Applications 1999, 35(4): 917-923.

## A Phase-Shifting Controlling Technique for Series Connection of IGBTs

FU Zhi-hong, SU Xiang-feng, ZHOU Luo-wei

(The key Lab of High Voltage Engineering and Electrical New Technology, Ministry of Education, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

**Abstract:** Insulated gate bipolar transistors are increasingly used in high-voltage power devices where a request for fast power switches is growing. Series connection of devices is a viable approach to manage voltages higher than the blocking voltage of the single device. An analysis is presented of IGBTs connected in series, with reference to the phenomena of static voltage-equilibrium and dynamic over-voltage. In this paper a novel approach of phase-shifting controlling for Series connection of IGBTs is presented. By dividing the main power supply, controlling the startup and end-off sequence of child power supplies, over-rating-voltage can be controlled. Author expounds the method of calculating the voltage-resistant capacitor of combining switching and the minimum angle of phase-shifting, and discusses the side effect on the utmost frequency of switching and the output wave. This technique has been adopted in the research of high-power transmitter.

**Key words:** insulated gate bipolar transistor; series-connected; dynamic overvoltage; phase-Shifting controlling; the capability of voltage-resistant

(责任编辑 陈移峰)