

DOI: 10.7667/PSPC160113

光电耦合 MOS 栅固态继电器回路研究与误触发改进措施

杨广羽¹, 马玉新², 傅亚光¹, 刘敏¹, 王彦宾¹

(1. 许继电气股份有限公司, 河南 许昌 461000; 2. 国网伊犁供电公司, 新疆 伊宁 835000)

摘要: 为了解决带开关光电耦合 MOS 栅驱动回路出现上级回路无动作, 下级 MOSFET 栅微型固态继电器误触发的不足, 对 MOS 栅微型固态继电器的原理进行分析与研究。基于驱动回路固有特点, 综述了其工作原理及 MOSFET 场效应管静态开关特性, 理论推导出开关开合时, 回路中电容充放电动态过程。针对这种驱动回路, 提出增加电阻回路等安全性能更高的改进措施。通过实验, 验证其可靠性。实验结果证明了理论推导暂态过程的正确性及措施的可行性, 为光电耦合 MOSFET 栅微型固态继电器提供了新的回路方案, 有效地减少接口信号回路引起的直流工程故障停运。

关键词: 光电耦合; 微型固态继电器; MOSFET 场效应; 动态过程; 电容

Research of photoelectric MOS gate solid state relay circuit and spurious triggering improvement

YANG Guangyu¹, MA Yuxin², FU Yaguang¹, LIU Min¹, WANG Yanbin¹

(1. XJ Electric Co., Ltd., Xuchang 461000, China; 2. State Grid Yili Electric Power Supply Company, Yining 835000, China)

Abstract: In order to solve the MOS photoelectric coupling circuit of mini solid state relay with switch triggered by mistake when the upper loop no action, the principle of mini solid state relay is analyzed and researched. Meanwhile, it summarizes the working principle and static features of MOSFET field-effect tube. Based on the characteristics of the circuit, the loop capacitor charge and discharge dynamic process is deduced when switch opening and closing. The reasons for false triggering are identified, and then this driving circuit with higher safety performance improvement measures is put forward. The test results show the reliability of the measures. The experimental results prove the validity of the theoretical derivation transient process and measures of feasibility. These improvement measures provide a new circuit scheme for photoelectric MOS gate mini solid state relay. It also can effectively decrease DC project outage caused by interface circuit fault.

Key words: photoelectric coupling; mini solid state relay; MOSFET field-effect tube; dynamic procedure; capacitance

0 引言

微型 MOSFET 栅光电耦合固态继电器具有优良的输入输出电气隔离性能和抗干扰性能, 广泛应用于航天、航空、通信、计算机及工业自动化等领域。此类光耦继电器为无触点开关器件, 动作无电弧, 不存在触点回路回跳和抖动现象, 可靠性高、寿命长, 且输入电流小, 抗干扰能力强。由于具有动作稳定、体积小、重量轻、组装密度高等特点, 且比传统电磁继电器响应速度快、故障率低, 目前在直流控制保护系统接口回路中被广泛应用^[1-5]。

光电耦合 MOSFET 栅驱动回路为电子元件, 虽然有良好的开关性能, 但其性能必须在驱动回路中正确使用才能确保回路正常动作。在换流站现场调

试过程中, 带连接开关的 MOS 栅光电耦合驱动回路就会出现上级回路无动作, 下级微型 MOSFET 栅光电耦合固态继电器误触发现象。

本文从光电耦合 MOSFET 栅微型固态继电器驱动回路的工作原理及等效电路分析, 搭建模拟测试回路, 查找出现误触发原因, 从而提出安全性能更高的回路改进措施。

1 光电耦合 MOS 栅回路研究与分析

1.1 光电耦合 MOS 栅固态继电器原理

光电耦合 MOS 栅固态继电器采光电耦合器件隔离手段实现电→光→电转换。通过电路测试, 直流工程中采用的菲尼克斯 PLC-OSC 系列此类产品的原理见图 1。

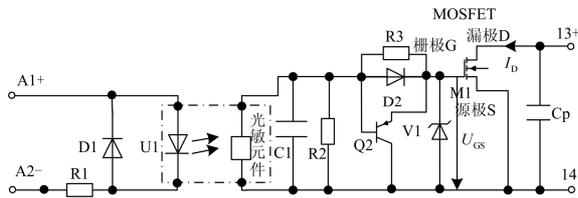


图 1 MOS 门光电耦合固态继电器原理图
Fig. 1 Principle diagram of MOS photoelectric coupling solid state relay

图中：A1+、A2-为信号输入正、负端；13+、14-为信号输出正、负端；D1、D2 为反向保护二极管；V1 为稳压二极管；U1 为光电耦合器件，光敏元件相当于电压源；C1、Cp 为电容，减少高频信号干扰；R1 为限流电阻；R2、R3 为电荷泄放电阻；M1 为 MOSFET 场效应管；Q2 为三极管，残压泄放。

如图 1 所示，固态继电器输入端 A1+、A2-经限流电阻 R1 连接至内部光电耦合器件 U1 的输入，光电耦合器件 U1 的输出连接 MOSFET 场效应管的栅极(G)，MOSFET 场效应管的漏极(D)和源极(S)分别连接至继电器的 13+、14 输出端。当电信号从信号输入端 A1、A2 端接入后，电流流经光电器件 U1 内部的红外发光二极管产生一定强度的红外光。后级的光敏检测器为光伏二极管阵列，其在经红外光照射后可产生具有一定幅值与能量的电压使 MOSFET 管导通。该电压值在 10 V 左右，负载电流在 10~20 uA，可满足一般 MOSFET 管的栅极驱动能力要求。反之，无电信号输入时，无电流流过发光二极管，光伏二极管阵列无电压输出到 MOSFET 栅控制极，三极管 Q2 的基极电压小于集电极电压，稳压管 V1 的电压经 Q2 回路进行残压泄放，加快输出信号关断。其中，电容 C1 可以过滤到干扰信号，稳定 U1 输出端电压；稳压管 V1 起保护作用，以把栅极控制电压限制在 15V 以下，避免栅极遭受瞬态过电压冲击而损坏。

接口回路常用菲尼克斯光电耦合 MOS 栅固态继电器和传统电磁继电器性能参数对比，见表 1。

由以上分析可知，光耦固态继电器相比传统的电磁式继电器具有明显的特点与优势。其输入输出间为光电隔离方式，响应速度快。触点输出无抖动无电弧，动作稳定性、安全性高；且关断电压高，抗干扰性能好。另外，MOSFET 场效应管是此类固态继电器主要的信号输出元件，其栅极的驱动控制方式会直接影响光耦固态继电器的输出特性。

表 1 主要性能指标对比

Table 1 Main performance index contrast

参数	MOS 门			传统电磁式	
	24DC/2	24DC/30	125DC/2	24DC/21	125DC/21
PLC-O(R)SC	4DC/2	0DC/1	4DC/2		
额定输入电压	24 V	24 V	125 V	24 V	125 V
额定输入电流	8 mA	8 mA	3 mA	9 mA	3 mA
响应时间	20 μs	300 μs	40 μs	8 μs	15 μs
关闭时间	300 μs	700 μs	600 μs	5 μs	6 μs
开关阈值“0” (额定值系数)	≤0.4	≤0.4	≤0.3	≤0.05 (释放)	≤0.05 (释放)
开关阈值“1” (额定值系数)	≥0.8	≥0.8	≥0.8	≥0.8 (吸合)	≥0.8 (吸合)
输出电压	3-33 V	12-300 V	3-33 V	24-220 V	24-220 V

1.2 MOSFET 场效应管特性分析

由于 MOSFET 栅光电耦合微型固态继电器主要用的是 N 沟道增强型 MOSFET，本文仅对此种 MOSFET 驱动回路进行原理分析。

MOSFET 内部有源极(S)、栅极(G)、漏极(D)和衬底(B)，具体的内部结构如图 2 所示。N⁺ 的源区与漏区隔着硅半导体。半导体在外电场的作用下电离出载流子，载流子流动形成导电沟道，形成电流 I_D 连通漏极、源极。

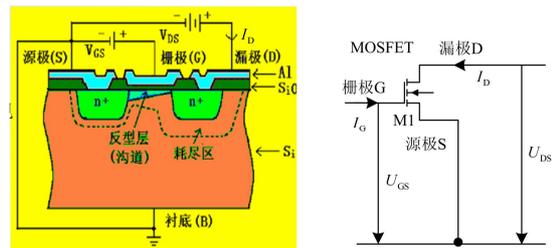


图 2 内部结构及等效示意图

Fig. 2 Internal structure and equivalent diagram

由于功率 MOSFET 场效应管在外加电场作用下，漏、源极之间产生电流，对外特性相当于容性负载，其等效原理见图 3 所示。当 MOSFET 无触发时，处于高阻截止状态，C_{DS}、R_{DS} 无穷大。当 MOSFET 触发时，处于低阻导通状态，C_{DS}、R_{DS} 无穷小。

MOSFET 场效应管在固态继电器驱动回路中的作用就是良好的开断特性。其开关特性曲线如图 4 所示，其工作过程可以分为三个阶段。

阶段 1：MOSFET 管由截止状态到开始导通状态；在 MOS 关断时，漏极电压 V_{DS} 恒定，C_{DS}、C_{GS} 无穷大。此时栅极流过电流 I_G，C_{GS} 开始充电，V_{GS}

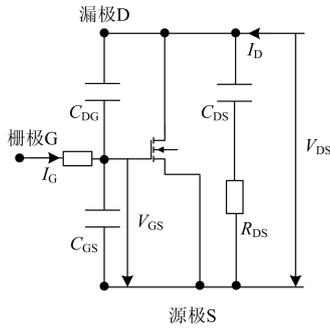


图 3 MOSFET 等效原理图

Fig. 3 Equivalent circuit of MOSFET

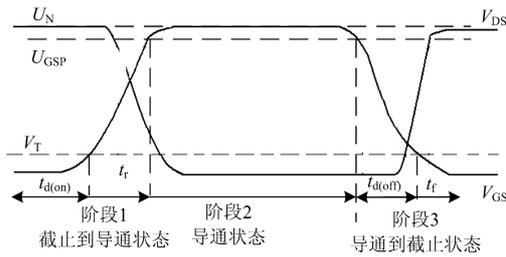


图 4 MOSFET 开关特性曲线

Fig. 4 Switching characteristic curve of MOSFET

升高。此时源区与漏区之间隔着 P 型区，且该反型层 PN 结反偏，无漏极电流；直到 $V_{GS}=V_T$ ，即 $t_{d(on)}$ 时段结束。在 t_r 时段内， $V_{GS}>V_T$ ，栅极下 P 型硅表面发生强反型，该反型层形成 N 沟道而连通漏极和源极，产生漏电流 I_D 。其中

$$\begin{cases} I_D = \frac{\beta}{2}(V_{GS} - V_T)^2 \\ \beta = \frac{Z}{L} \mu_n c_{ox} \end{cases} \quad (1)$$

式中： Z 为栅的总宽度； L 为沟道的长度； C_{OX} 为单位面积氧化层电容； μ_n 为电子迁移率； V_T 为阈值电压。

由式(1)可知： V_{GS} 越大，沟道里的电子越多， I_D 就越大。漏极电流 I_D 随着 V_{GS} 增加而增大。

此过程直到 $V_{GS}=U_{GSP}$ ，MOSFET 管工作在饱和和临界状态， V_{GS} 增加，但漏极电流 I_D 保持不变结束。

阶段 2：MOSFET 场效应管工作在饱和状态，处于导通状态。耗尽层空间电荷全部释放进导电沟道，漏极电流 I_D 恒定， V_{GS} 充电到稳态值 U_N 。

阶段 3：MOSFET 管由导通状态转为截止状态；此过程与阶段 1 相反，在 MOS 导通时，栅极电压 V_{GS} 恒定，此时栅极流过电流开始 I_G 减少， C_{GS} 开始放电， V_{GS} 降低， I_D 减小，此过程直到 $V_{GS}=V_T$ ， $t_{d(off)}$ 时刻， I_D 为零结束。在 t_r 时段，反型层 PN 结反偏， V_{GS} 减小为零，MOS 管完全进入截止状态。

通过 MOSFET 场效应管特性过程分析，其静态开关主要工作原理是改变 V_{GS} 大小来控制沟道的导电性，从而控制漏极电流 I_D 及电压 V_{DS} ，是电压控制性电子元件。但 MOSFET 场效应管容性特性及寄生晶体管回路的影响，其动态 d_u/d_t 的能力较弱。为保护 MOSFET 管，通常会增加旁路电容来滤除高频干扰信号，避免 d_u/d_t 变化剧烈。图 1 中的 C_p 就是在固态继电器 MOS 回路增加的旁路电容，避免 d_u/d_t 变化过快，MOS 管击穿损坏^[6-10]。

2 误触发回路及故障原因分析

2.1 误触发驱动回路

2014 年 9 月 25 日，楚雄换流站在未停运直流输电系统的情况下，执行阀组保护的定值修改工作。阀组保护系统与 VBE 接口回路示意如图 5 所示。现场操作顺序为：退出阀组保护系统 1，同时打开该保护系统的 LP21 出口压板，修改完保护定值后，进行复电操作，投入“闭锁触发脉冲至 VBE”压板。

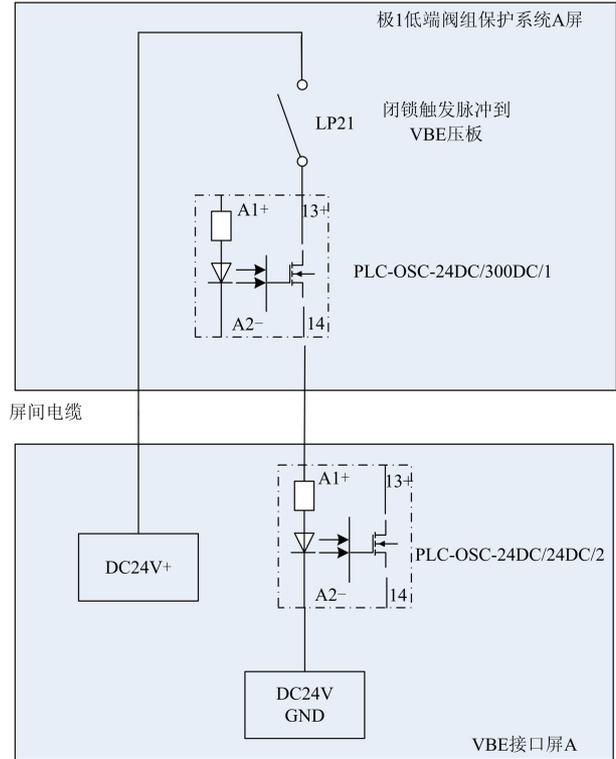


图 5 楚雄站接口回路示意图

Fig. 5 Interface circuit diagram of Chu-xiong Station

在投入保护压板 LP21 后，直流输电系统的直流电压、直流电流在 100 ms 内波动。触发角先降低到 5° 持续时间大约 50 ms，150 ms 后慢慢恢复正常，现场波形见图 6 所示。该波形是直流输电系统典型的丢失触发脉冲响应，但是后台系统并没有接收到

阀组保护的“闭锁触发脉冲”的SER信息,也没有收到任何其它异常SER信息,当时的操作只有投入“闭锁触发脉冲至VBE”压板。

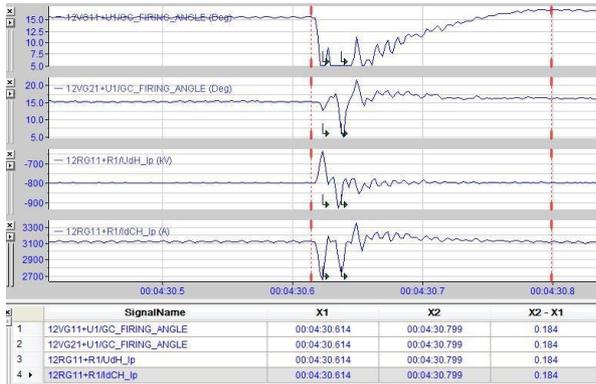


图 6 故障波形

Fig. 6 Fault waveform

2015年8月20号,在宁东工程大修现场,执行现场极保护的修改工作结束,进行极保护系统复电过程中,在K301B固态继电器原边没有施加激励量的情况下,合上LP31压板时,K249光隔继电器动作,造成极控系统误收信号,宁东工程接口回路示意如图7所示。

对上述两种MOS栅光电耦合驱动回路分析,发现均在压板打开一段时间后,合压板时出现上级回路无动作,下级MOSFET栅微型固态继电器误触发现象。且接口回路中都采用的是德国菲尼克斯的PLC-OSC系列MOSFET栅光电耦合驱动固态继电器。不同之处是压板在驱动回路的位置。

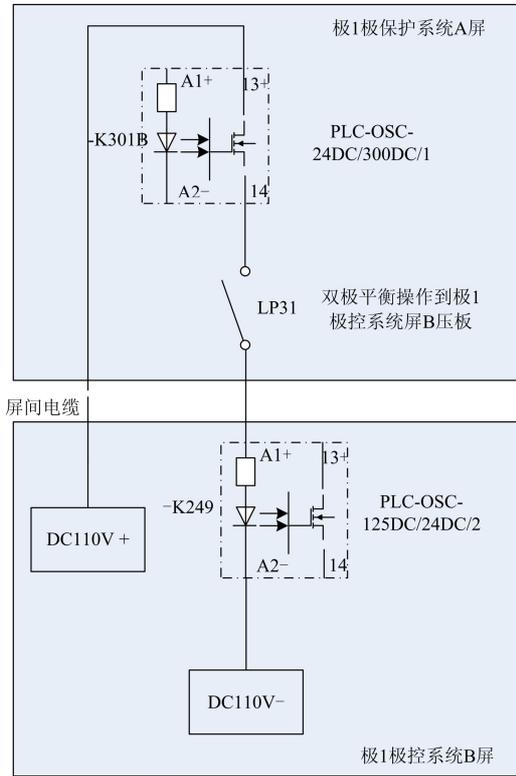


图 7 宁东工程接口回路示意图

Fig. 7 Interface circuit diagram of Ning-dong project

2.2 模拟测试回路测试及误触发问题分析

为全面分析故障原因,对菲尼克斯的PLC-OSC系列光控MOSFET栅固态继电器工作原理及内部MOSFET驱动回路进行分析,搭建了与现场一致模拟回路进行测试,模拟测试模型见图8。

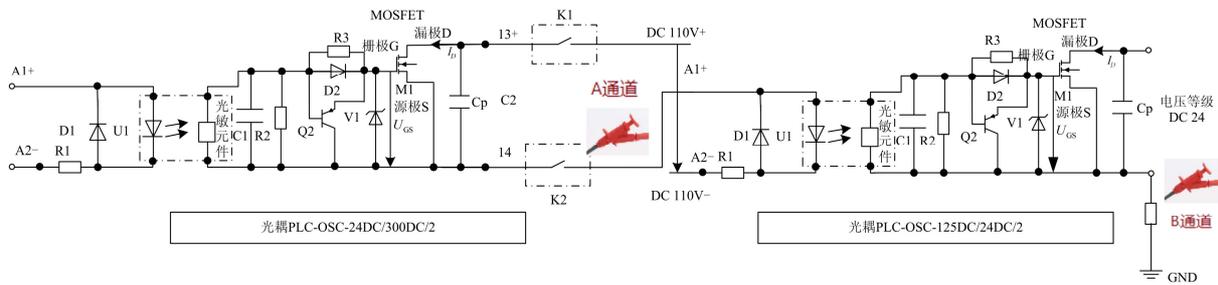


图 8 测试模型

Fig. 8 Test model

在模拟测试回路中为方便操作,用开关-K1、-K2替代误触发驱动回路中,加在MOSFET的漏极、源极的保护压板。前级A模块采用菲尼克斯PLC-OSC-24DC/300DC/2,后一级B模块用PLC-OSC-125DC/24DC/2,两种固态继电器的性能参数见表1所示。

实验条件: A模块正常工作,开关K1、K2闭合状态,且其输入无施加电压。

此时打开K1或K2开关,通过示波器A通道(蓝色),B通道(红色)来捕捉开关下柱头和下一级B模块出口电压信号。一个小时后,闭合开关波形见图9所示。

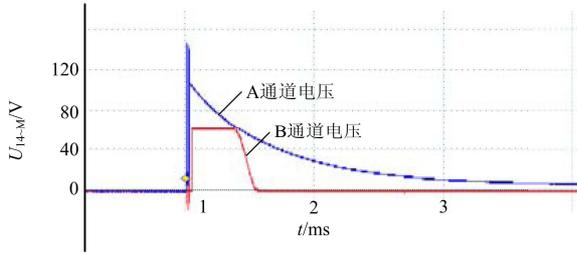


图 9 闭合开关测试波形

Fig. 9 Closed switch test waveform

从图 9 波形中可以看出 A 通道开关下柱头尖峰脉冲的电压大于下级光耦动作电压阈值, 且电压衰减到 60 V 的动作时间约 300 μs , 大于光耦动作响应时间, 造成回路中下级光耦动作。

在实验条件下, A 模块 MOSFET 管关断时 $V_{\text{DS}}=110\text{ V}$, A 模块内部电容 C_p 两端电压也为 110 V。以打开 K2 开关为例, 模拟测试回路的等效电路见图 10。

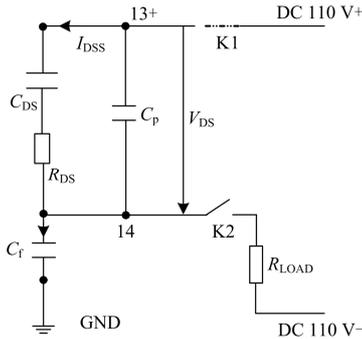


图 10 测试模型等效电路(打开 K2 开关时)

Fig. 10 Equivalent circuit of test model (opened K2 switch)

当 K2 断开后, 通过对等效电路分析, 回路中发生以下两种工作过程:

过程 1: 驱动回路被切断, 但由于 MOSFET 存在漏源极间存在漏电流 I_{DSS} (约 0.1~1 μA , 25 $^{\circ}\text{C}$), 则电容 C_p 存储的电荷开始通过 MOSFET 回路放电。随放电时间增加, C_p 两端电压由 110 V 逐渐变小, 而继电器 14 端对电源负端(-55V)电压 $U_{14-M} = +110\text{V} - U_{\text{DS}}$, U_{14-M} 电压则逐渐升高。放电时间越长, U_{DS} 越小, U_{14-G} 的电压就越高, C_p 的间电容就会被放的越多。

过程 2: 接口回路中电缆中的分布电容 C_f 与 C_p 串联至驱动回路, C_f 开始充电, C_f 电压逐渐上升靠近静态点电压, C_p 电压是逐渐下降靠近静态点电压。由于回路中电缆很短, 其等效的分布电容值很小, 可忽略。

在过程 1 中, 电容放电

$$\begin{cases} U_{Cp} = U_s e^{-t/RC} \\ U_{14-G} = U_s - U_{Cp} \end{cases} \quad (2)$$

式中, U_s 为 C_p 放电初始电压值, $U_s=110\text{ DC}$ 。

由于截止状态下, 图 10 等效电路中 RC 无限大, 放电时间很长, 且随着放电时间 t 增长, U_{14-M} 逐步增大, C_p 电容的能量就会被放的越多, 电容电压就越小, 直到接近静态点电压。

合开关 K2 时, 负载回路投入, 且此时 C_p 间电压较低, 则负载电路又重新对 C_p 进行充电。

$$\begin{cases} u_{Cp} = U_0 + (U_s - U_0) \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \\ i = C \frac{du_{Cp}}{dt} \\ U_{14-G} = U_s - u_{Cp} \\ \tau = RC \end{cases} \quad (3)$$

式中: $C_p=100\text{ nF}$; $R=R_{\text{LOAD}}$; U_0 是充电时电容上的初始电压值, 即为过程 1 电容放电结束的电压值; U_s 为逐渐逼近 110VDC 静态电压值; τ 为充电时间常数。

由式(3)可知, 当 U_0 越小, 充电所需能量越大。且电容值越大, 其充电时间越长, U_{Cp} 越大, U_{14-M} 越小。当 $U_0=0$, 即放电完成后达到静态平衡后, 合开关时, 驱动回路电容重新充电时间最长, 其电容充电过程的波形见图 11。

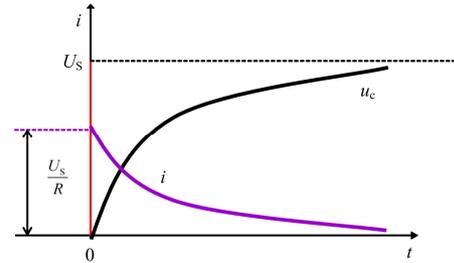


图 11 电容充电暂态波形

Fig. 11 Transient waveform of capacitance charging

其充电电流流向下级 MOS 栅固态继电器负载回路。当其充电时间大于下一级负载回路的响应时间, 且 U_{14-M} 大于下级 MOSFET 门微型固态继电器动作电压, 下级负载回路就会导通, 导致信号误输出^[11-13]。

当开关 K1 加在 MOSFET 管漏极时, 其 K1 断开的放电回路等效电路中相当于增加了下级负荷的 R_{LOAD} 电阻, 其放充电暂态过程与分合开关 K2 相同。

根据上述动态特性原理分析, 以打开 K2 开关为例, 对过程 1 放电时间 t (K2 打开时间) 进行实验

测试，测试结果见图 12。从实验结果可以看出：旁路电容放电时间越长，误触发几率就越大，长至 1h 后，后级必触发。

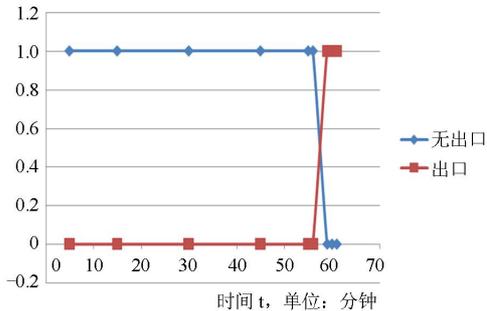


图 12 测试结果
Fig. 12 Test outcome

通过上述理论分析及实验测试可知，此类 MOS 栅固态继电器中旁路电容 C_p 在 MOS 门光电耦合驱动回路中开关分合时， C_p 电容两端电压变化引起电容充电暂态过程。且分开关后电容放电的时间越长，再次合开关时，其电容充电动态过程中充电时间越长。另一方面旁路电容越大，其合开关过程充电时间也越长^[14-15]。

当暂态电压 U_{14-M} 大于下一级负载回路的动作电压，且放电时间大于负载响应时间，就会出现误触发现象。

3 误触发回路改进措施

为提高直流换流站设备的接口回路信号的可靠性，解决带开关 MOS 栅光电耦合驱动回路出现上级回路无动作，下级光电耦合 MOSFET 栅微型固态继电器误触发现象，本文提出对应的改进措施。

3.1 改进措施一

该改进措施为设立独立一个电容充放电泄放回路，回路原理如图 13 所示。该泄放回路 R_{XF} 封装在带刀闸的端子中，此电阻回路可方便的安装在光电耦合 MOS 栅固态继电器的导轨上。

电阻回路的电阻值通常选择比后级负载的阻值要小，例如实际工程中，根据负载电压等级不同，后级负载的 R_{LOAD} 阻值约 30~100 kΩ。为减少附加的电阻泄放回路功率消耗，阻值可配置 50 kΩ 左右。

在进行操作驱动回路的开关 K1、K2 前，合上刀闸端子，把电阻回路接在驱动回路中。在开关分合时， C_p 电容电压变化引起电容充放电电流可以通过此电阻回路泄放，且等效电阻减少，加快了充放电时间。在驱动回路的开关 K1、K2 分、合操作结束时，打开刀闸端子，去除电阻回路泄放回路。

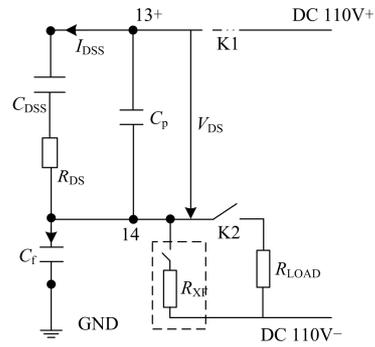


图 13 误触发改进措施一
Fig. 13 One improvement of spurious triggering

3.2 改进措施二

该改进措施减小光电耦合 MOS 栅固态继电器设计的旁路电容 C_p 的容值或取消旁路电容。当 C_p 容值减少或取消时，其储存的能量少，且充放电时间常数 τ 也减少。但此时如果过大的电压扰动，存在 MOSFET 管受损的风险。对一些电压波动不大的回路，可采用此种改进措施。

3.3 改进措施三

对这种有开关分、合操作接口回路，如果对接信号响应速度要求不高的情况，可以用传统的电磁式继电器代替光电耦合 MOS 栅固态继电器实现。电磁继电器是机械式触点元件，没有旁路电容回路，不存在暂态的充放电过程。

通过模拟仿真回路实验验证，以上三种改进措施均能在旁路电容充放电暂态过程中，避免放电时间长，防止驱动回路误触发现象。其中改进措施一的电阻回路已在我公司自主研发的新型光电耦合 MOSFET 栅微型固态继电器得以应用，并申请了国家专利。

4 总结

通过对 MOSFET 栅光电耦合固态继电器原理及开关操作过程暂态过程的深入研究与分析，确定了带开关 MOS 栅光电耦合驱动回路出现上级回路无动作，下级 MOSFET 栅微型固态继电器产生误触发现象的原因，并针对不同接口回路，提出了切实可行、安全性高的回路改进措施，解决了特殊用途驱动回路误触发难题，有效地减少了接口信号回路引起的系统故障停运，提高了直流工程运行的安全性。

参考文献

[1] 王恒玉, 朱煜, 代治兴. 光 MOS 固态继电器及其应用[J]. 机电元件, 2011, 10(5): 25-31.
WANG Hengyu, ZHU Yu, DAI Zhixing. Light MOS solid state relay and application[J]. Mechanical and

- Electronic Components, 2011, 10(5): 25-31.
- [2] 程开富. 光电耦合器的发展及应用[J]. 国外电子器件, 2002(1): 64-66.
CHENG Kaifu. Development and application of photoelectric coupled devices[J]. Foreign Electronic Components, 2002(1): 64-66.
- [3] 谢子青. 光电隔离抗干扰技术及应用[J]. 现代电子技术, 2003(13): 33-34.
XIE Ziqing. Technique & application of optical-electrical isolation resisting disturbance[J]. Modern Electronic Technology, 2003(13): 33-34.
- [4] 徐乐, 卞先彬, 翟国富. 尖峰电压对固态继电器工作状态的影响分析[J]. 低压电器, 2008, 23(4): 5-10.
XU Le, BIAN Xianbin, ZHAI Guofu. Analysis of working situation of solid state relay by peak voltage[J]. Low Voltage Apparatus, 2008, 23(4): 5-10.
- [5] 李守智, 田敬民, 王颖. 光控 MOS 栅固态继电器的电路分析与模拟[J]. 微电子学, 2008, 23(4): 276-278.
LI Shouzhi, TIAN Jingmin, WANG Ying. Characteristics analysis and computer simulation of optically triggered MOS-gate solid-state relay[J]. Microsystem Electronics, 2008, 23(4): 276-278.
- [6] 钟和清, 徐至新, 邹云屏, 等. 寄生电容对串联谐振电容器充电电源特性的影响[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 40-44.
ZHONG Heqing, XU Zhixin, ZOU Yunping, et al. Effections of parasitical capacitors on charging characteristic of series resonant CCPS[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(5): 40-44.
- [7] 吴刚, 阮新波, 叶志红. 采用开关电容的非隔离型高升压比直流变换器[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(2): 442-449.
WU Gang, RUAN Xinbo, YE Zhihong. Non-isolated high step-up DC-DC converters adopting switched-capacitor cell[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(2): 442-449.
- [8] 汪东, 赵一, 石健将, 等. 具有开关电容的隔离型交错并联 Boost 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(21): 14-19.
WANG Dong, ZHAO Yi, SHI Jianjiang, et al. Interleaved and isolated Boost converters with switched capacitors[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(21): 14-19.
- [9] 高航, 苏建徽, 汪晶晶, 等. 模块化多电平型换流器电容电压二倍频波动抑制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(6): 116-121.
GAO Hang, SU Jianhui, WANG Jingjing, et al. Study on control strategy for suppressing double fundamental frequency fluctuation of capacitor voltage of modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(6): 116-121.
- [10] 李媛, 彭方正. Z 源/准 Z 源逆变器在光伏并网系统中的电容电压恒压控制策略[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 62-69.
LI Yuan, PENG Fangzheng. Constant capacitor voltage control strategy for Z-source/quasi-Z-source inverter in grid-connected photovoltaic systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 62-69.
- [11] 涂小刚, 罗海云, 程晓绚, 等. 多端柔性直流输电工程控保系统接口设计[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(9): 124-128.
TU Xiaogang, LUO Haiyun, CHENG Xiaoxuan, et al. Control and protection system interface design for multi-terminal HVDC flexible project[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(9): 124-128.
- [12] 吉兴全, 杜彦宾, 李可军, 等. 一种超高压输电线路动态增容方法[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(3): 102-106.
JI Xingquan, DU Yanbin, LI Kejun, et al. Method of dynamic rating of ultra high voltage transmission line[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(3): 102-106.
- [13] 姚其新, 张侃君, 韩情涛, 等. 龙泉换流站直流控制保护系统运行分析[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(11): 142-147.
YAO Qixin, ZHANG Kanjun, HAN Qingtao, et al. Operation analysis of Longquan converter station HVDC control and protection system[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(11): 142-147.
- [14] 吉兴全, 杜彦宾, 李可军, 等. 一种超高压输电线路动态增容方法[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(3): 102-106.
JI Xingquan, DU Yanbin, LI Kejun, et al. A method of dynamic rating of ultra high voltage transmission line[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(3): 102-106.
- [15] 姚钢, 方瑞丰, 李东东, 等. 链式静止同步补偿器的直流电容电压平衡控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(18): 23-30.
YAO Gang, FANG Ruifeng, LI Dongdong, et al. DC capacitor voltage balancing control of cascaded static synchronous compensator[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(18): 23-30.

收稿日期: 2016-01-19; 修回日期: 2016-03-01

作者简介:

杨广羽(1979-), 女, 工程硕士, 工程师, 从事高压直流控制保护成套电气设计; E-mail: YGY2311@126.com

马玉新(1969-), 女, 工程师, 主要从事设备管理、变电运行、输变电设施可靠性等工作;

傅亚光(1972-), 男, 本科, 高级工程师, 从事高压直流控制保护产品平台研发。

(编辑 张爱琴)