

功率场效应管驱动电路分析

陈富根 何国民 黄跃华 杨言清

(科研生产处)

(电气工程系)

(科研生产处)

摘 要

本文对功率场效应管驱动电路的动态过程进行了计算机辅助分析,提出了使电路可靠工作的几种方法。实验结果与分析结果基本吻合。因此,本文提出的分析方法可供工程技术人员设计功率场效应管驱动电路时参考。

功率场效应晶体管是一种新型电压控制式电力半导体元件,与双极型晶体管相比,其驱动功率要小得多,驱动电路也简单得多。我们在研制功率场效应管直流斩波电路以控制0.5吨电瓶叉车的速度时发现,对驱动电路要有足够的重视,驱动电路也经常会出现故障从而使整个直流斩波电路无法正常工作。因此,有必要对驱动电路进行分析,以设计出工作可靠的功率场效应管驱动电路。

一、电 路 的 分 析

功率场效应管动态开关模型简化电路如图1所示。图中 C_{gd} 、 C_{gs} 、 C_{ds} 分别为元件栅漏

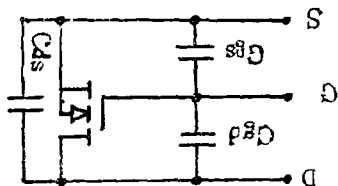


图1 功率场效应管动态开关模型图

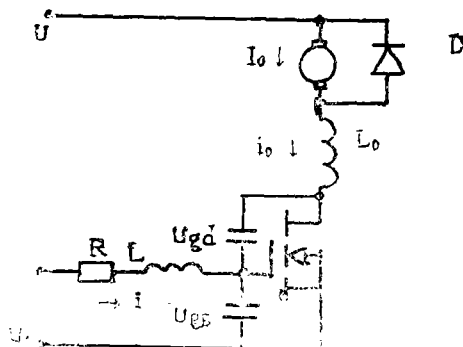


图2 直流斩波电路动态原理图

本文于1990年12月13日收到

极、栅源极、漏源极的寄生电容,其值可由元件数据手册查出。为了使分析简化, C_{ds} 通常可忽略。⁽¹⁾

我们研制的直流斩波电路动态原理图如图 2 所示。电路的详细工作原理及过压过流保护见文献[2], 本文不再赘述。图 2 中 L 为驱动电路引线的分布电感(功率场效应管工作频率高, 引线的分布电感不可忽视); R 为驱动电路电源的内阻或为防止驱动回路振荡而加设的电阻; L_0 为限制功率场效应管开通瞬间的电流上升率而加设的电感。

为简化分析, 假定元件 T 饱和导通时其漏源极电压降为 0, 驱动电压信号 U_g 的上升与下降是瞬时完成的。

1. 导通阶段

U_g 由 0 伏瞬时上升至 U_{gs} 伏, U_{gs} 电压由 0 开始上升。

$$(1) \quad 0 < U_{gs} \leq V_T$$

V_T 为元件 T 的转折电压, 通常为 3~6 伏。

在这个阶段, 功率场效应管 T 尚未导通, 直流电动机电流经二极管 D 续流。

依图 2 可列: (忽略寄生电容充放电引起漏极电位的微小变化)

$$\begin{cases} U_{gd} + U_{gs} = U \\ i + C_{gd} \frac{dU_{gd}}{dt} = C_{gs} \frac{dU_{gs}}{dt} \\ L \frac{di}{dt} + Ri + U_{gs} = U_g \end{cases}$$

经整理后得:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{i}{L(C_{gd} + C_{gs})} = 0$$

$$U_{gs} = U_g - Ri - L \frac{di}{dt}$$

$$(2) \quad V_T < U_{gs} \leq V_T + \frac{I_0}{g_t}$$

I_0 为直流电动机工作电流, 假定 I_0 在一个周期中保持不变, 当斩波电路斩波频率很高时, 这种假定是允许的。⁽²⁾ g_t 是功率场效应管的跨导。

在此阶段, 元件 T 处于线性放大区。

依图 2 可列:

$$\begin{cases} U_g = Ri + L \frac{di}{dt} + u_{gs} \\ i_0 = g_t(u_{gs} - V_T) \\ U_{gd} = U - L_0 \frac{di_0}{dt} \\ i + C_{gd} \frac{du_{gd}}{dt} = C_{gs} \frac{du_{gs}}{dt} \\ u_{gd} + u_{gs} = u_{ds} \end{cases}$$

经整理后得:

$$\begin{aligned} & \frac{d^3 u_{gs}}{dt^3} + \left(\frac{LC_{gs} + LC_{gd} + RL_0 C_{gd} g_f}{L L_0 C_{gd} g_f} \right) \frac{d^2 u_{gs}}{dt^2} + \left(\frac{RC_{gd} + RC_{gs}}{L L_0 C_{gd} g_f} \right) \frac{d u_{gs}}{dt} \\ & + \frac{u_{gs}}{L L_0 C_{gd} g_f} = \frac{U_g}{L L_0 C_{gd} g_f} \\ & \frac{di}{dt} + \frac{R}{L} i = \frac{U_g - u_{gs}}{L} \end{aligned}$$

$$(3) \quad V_T + \frac{I_0}{g_f} < u_{gs} \leq U_g$$

在此阶段, 元件T饱和导通, u_{gs} 电压上升直至为 U_g 。
依图2可列:

$$\begin{cases} u_{gd} + u_{gs} = 0 \\ Ri + L \frac{di}{dt} + u_{gs} = U_g \\ i + C_{gd} \frac{du_{gd}}{dt} = C_{gs} \frac{du_{gs}}{dt} \end{cases}$$

整理后得:

$$\begin{aligned} & \frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{i}{L(C_{gd} + C_{gs})} = 0 \\ & u_{gs} = U_g - Ri - L \frac{di}{dt} \end{aligned}$$

当 u_{gs} 达到 U_g 时, 直流斩波电路处于导通阶段, 即 $u_{gs} = U_g$, $i = 0$ 。

当驱动电压信号 u_g 下降为0时, 直流斩波电路开始关断。

2. 关断阶段

$$(1) \quad V_T + \frac{I_0}{g_f} \leq u_{gs} < U_g$$

在此阶段, 元件T仍处于饱和导通阶段, u_{gs} 电压开始下降。

依图2可列:

$$\begin{cases} Ri + L \frac{di}{dt} + u_{gs} = 0 \\ u_{gs} + u_{gd} = 0 \\ i + C_{gd} \frac{du_{gd}}{dt} = C_{gs} \frac{du_{gs}}{dt} \end{cases}$$

经整理后得:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{i}{L(C_{gd} + C_{gs})} = 0$$

$$u_{gs} = -Ri - L \frac{di}{dt}$$

$$(2) \quad V_T \leq u_{gs} < V_T + \frac{I_0}{g_f}$$

在此阶段，元件T处于线性放大区。

依图2可列：

$$\begin{cases} Ri + L \frac{di}{dt} + u_{gs} = 0 \\ i_0 = g_f(u_{gs} - V_T) \\ u_{ds} = U - L_0 \frac{di_0}{dt} \\ u_{gd} + u_{gs} = u_{ds} \\ i + C_{gd} \frac{du_{gd}}{dt} = C_{gs} \frac{du_{gs}}{dt} \end{cases}$$

经整理后得：

$$\frac{d^3 u_{gs}}{dt^3} + \frac{L C_{gd} + L C_{gs} + R C_{gd} L_0 g_f}{L L_0 C_{gd} g_f} \frac{d^2 u_{gs}}{dt^2} + \frac{R C_{gd} + R C_{gs}}{L L_0 C_{gd} g_f} \frac{du_{gs}}{dt} + \frac{u_{gs}}{L L_0 C_{gd} g_f} = 0$$

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L} i = -\frac{u_{gs}}{L}$$

$$(3) \quad u_{gs} < V_T$$

在此阶段，功率场效应管T已经关断， u_{gs} 由转折电压 V_T 下降至0。

依图2可列：

$$\begin{cases} Ri + L \frac{di}{dt} + u_{gs} = 0 \\ i + C_{gd} \frac{du_{gd}}{dt} = C_{gs} \frac{du_{gs}}{dt} \\ u_{gd} + u_{gs} = U \end{cases}$$

经整理后得，

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{i}{L(C_{gd} + C_{gs})} = 0$$

$$u_{gs} = -Ri - L \frac{di}{dt}$$

当 $u_{gs} = 0$ 伏后, 直流斩波电路正式关断, 即 $i = 0$, $u_{gs} = 0$ 。

二、实验电路

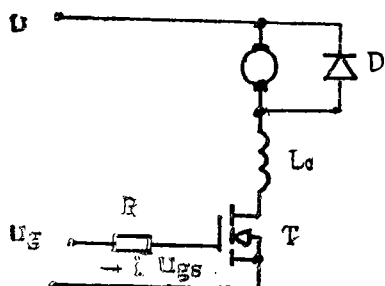


图3 直流斩波电路图

实验电路如图3所示。 L_g 为1微亨, R 为100欧姆电阻, 功率场效应管 T 为TM90N12, 驱动电路由NE555时基电路组成, 驱动电压信号 U_g 为12V, 斩波电路工作频率为20千赫芝。

实验结果的电压 u_{gs} 、电流 i 的波形图如图5所示, 计算结果的电压波形 u_{gs} 、电流波形 i 如图4所示, 可见两者结果趋势一致, 波形基本吻合。因此本文的分析过程可供分析功率场效应管驱动电路时参考使用。对照图4和图5可看出两者波形的幅值, 尤其是电流波形 i 值

略有差别, 其原因是功效场效应管 T 的栅漏极、栅源极寄生电容 C_{gd} 、 C_{gs} 值由数据手册查出, 与实际值不尽相同; 驱动电路引线的分布电感 L 亦难以测准。

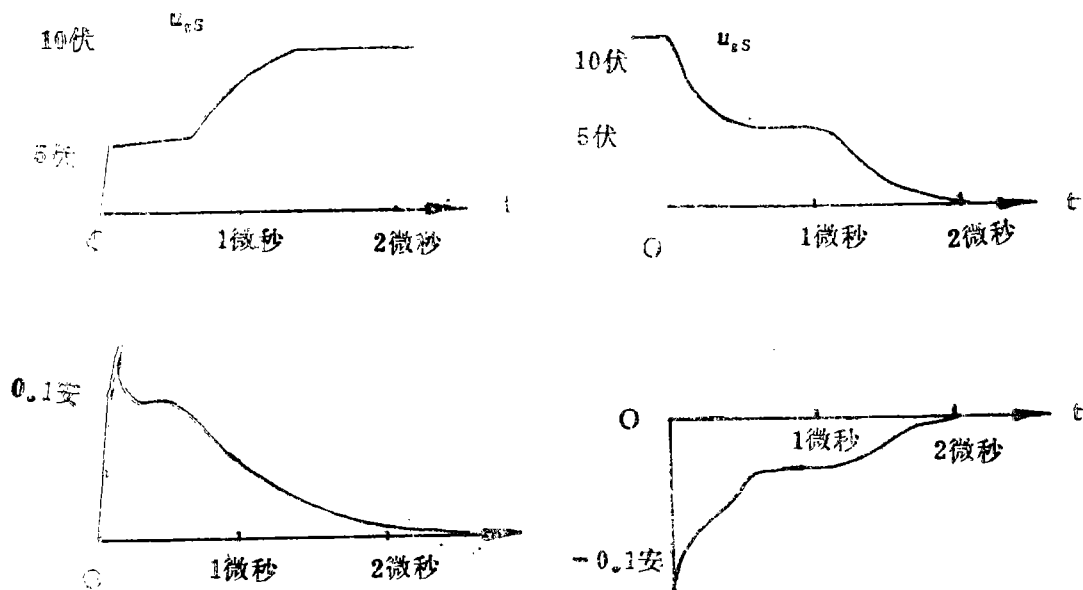


图4 开关过程的电压、电流波形（计算结果）

三、计算与实验结果分析

应用上述分析结果编制了计算机算法源程序, 对功率场效应管驱动电路的各种参数进行

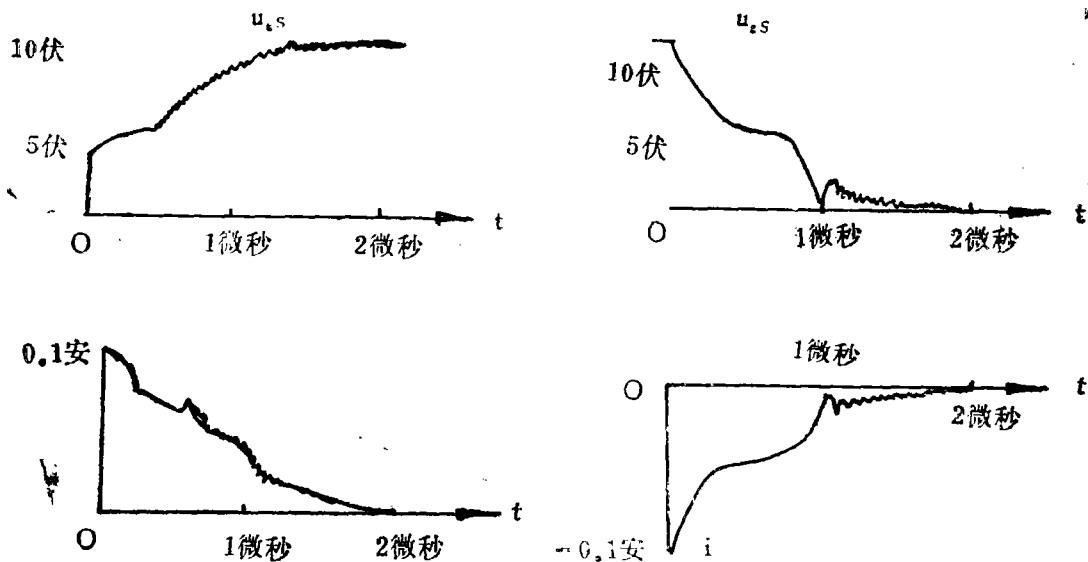


图5 开关过程的电压、电流波形（实验结果）

了反复计算，经过实验验证后可得出下述结论：

1. 功率场效应管的栅源极间最大承受电压一般为 ± 20 伏。⁽¹⁾当管子关断时，其漏极电压急剧上升，该上升电压将通过漏栅极间寄生电容 C_{gd} 耦合到栅极，栅极电压过高会损坏功率场效应管。实验结果表明，在关断一个大电流时，可能会使栅源极间击穿从而损坏管子。因此应在管子的栅、源极间并联一个小于20伏的稳压管以吸收瞬时过电压，直接并在元件上比并在驱动电路侧效果更佳。

2. 尽量减小驱动电路引线长度，以减小分布电感值。分布电感较大时，功率场效应管在线性放大区进入饱和导通区后，其栅源极电压将产生一个下降脉冲，使元件有个关断的短暂过程，增加元件的开关损耗。实验表明，减小引线分布电感的简单方法是将驱动电路连接元件栅、源极的两根引线相互绞合。实验表明，该方法十分有效。

3. 驱动电路串一电阻后接到功率场效应管的栅极是必要的，可限制驱动电流，驱动回路即使振荡也是一个衰减振荡。该电阻阻值过大将使元件开关过程、尤其是关断过程变慢，一般选择在100欧姆左右较佳。如果元件关断过程过慢，可在电阻上反向并联一个快速恢复二极管，关断过程将会明显加快。同样元件导通过程过慢可在电阻上正向并联一个快速恢复二极管，可使开通过程加快。

四、结 论

综上所述，可得如下结论：

1. 本文给出了功率场效应管驱动电路的分析方法，分析结果与实验结果基本吻合。
2. 本文给出了使功率场效应管驱动电路可靠工作的几个方法，实验结果表明这些方法是行之有效的。

参 考 文 献

- 〔1〕 International Rectifier, HEXFET Designer's Manual, 1987
- 〔2〕 陈富根·功率MOSFET元件的斩波电路分析与设计·机车电传动, 1991; 1

The Analyses of Drive Circuits in Power MOSFETs

Chen Fugen He Guomin Huang Yaohua Yang Yanqing

ABSTRACT

In this paper, the computer aided analysis of switching process in drive circuits of power MOSFETs is given. Some ways to improve working stability of drive circuits are also given. Experiment results show that the analyses results are accurate enough to be used in engineering.