

# 功率 MOSFET 管并联应用时的电流分配不均问题研究

曲振江

Qiu Zhenjiang

(河北沧州师范专科学校物理与电子信息系 沧州 061001)

(Physics and Electronic Department of CangZhou Teacher's College, CangZhou 061001)

**摘要:** 并联应用的功率 MOSFET 由于各方面的原因会产生电流分配不均的现象,为减小由于电流分配不均造成的不良现象,目前人们只能根据经验通过实验来确定有关的电路参数。为改变这种现状,本人针对常用的电路拓扑,用数学方法详细地分析了功率 MOSFET 管的特性参数和电路参数对静态和动态漏极电流分配不均状况的影响,推导出了反映漏极电流分配不均程度和对漏极电流上升速度影响程度的精确计算公式,并通过相关文献的实验验证了理论分析的正确性,为在实际工作中采取措施减小电流分配不均的影响提供了理论依据。

**关键词:** 功率 MOSFET 管 并联应用 电流分配 栅阈电压

**中图分类号:** TM485

## Research of the Badly-Distributed Electric Current Problem of the Power MOSFET Tube in Parallel Connection

**Abstract:** The leading electric resistance of the power MOSFET has the positive temperature characteristic, which makes it easier to be used in parallel connection. But the parameter inconformity of the parts and that of the grid and leak source pole result in the badly-distributed electric current problem of the power MOSFET tube. As for this problem, the previous analysis not only lack depth but also are not concrete enough to be used as a guiding line. In order to reduce the ill influence on electric current allotment, people have to pass experiments or according to some experience, to get certain relevant electric circuit parameters. In order to change the situation, the paper has analyzed the power MOSFET tube in detail, especially the influence of its characteristic parameters and electric circuit parameters on both the static and dynamic states. As a result, the paper has produced the accurate calculation formula, verified its accuracy through experiments and provided theory basis for the measures to reduce the ill effect.

**Key words:** power MOSFET, paralel aplication, current allotment, grid threshold voltage

功率 MOSFET 管的导通电阻由于具有正的温度特性,对电流具有自动调节能力,因而较易于并联应用。但由于以下几方面的原因,仍会使并联应用的功率 MOSFET 管产生的电流分配不均问题:

1、器件自身参数不一致,如:导通电阻  $R_{on}$ 、栅阈电压  $U_T$ 、跨导  $g_m$ 、及极间电容  $C_{gs}$ 、 $C_{gd}$  等;

2、栅极电路参数不一致,如:栅极电路串联电阻  $R_g$  和栅极电路分布电感  $L_g$  等;

3、漏源极电路参数不一致,如:漏源极电路分布电感  $L_0$ 、 $L_S$  等。

关于并联应用的功率 MOSFET 管的电流分配不均问题,已有文献进行过分析<sup>[1][2]</sup>,但仍

嫌不够深入和具体,不足以对实际工作进行指导。故本文将再进一步分析一下功率 MOSFET 管并联应用时导通电阻  $R_{on}$ 、栅阈电压  $U_T$ 、跨导  $G_m$  等这些器件自身参数及部分电路参数对静态和动态电流分配的影响。

### 一、导通电阻 $R_{on}$ 对静态电流分配不均的影响

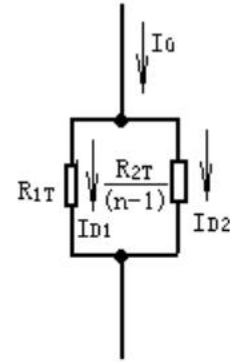
这里的静态是指器件开关过程已经结束并进入稳定导通后的工作状态。

器件进入稳定导通后,虽然由于功率 MOSFET 管的导通电阻  $R_{on}$  具有正的温度系数  $K_T$ ,可在一定程度上抑制电流分配不均匀的程度,但并不能从根本上消除电流分配不均的现象。实践证明,当由  $n$  只器件并联时,若其中只有一只器件具有较小的导通电阻  $R_{on}$ ,这时静态电流不均现象将最为严重。下面分析这种情况下的静态电流分配问题。

为简单,记这个较小的导通电阻为  $R_1$ ,其余器件的导通电阻为  $R_2$ ,并记它们结温为  $T_j=25^\circ\text{C}$  时的导通电阻为  $R_{10}$  和  $R_{20}$ ,而结温  $T_j \neq 25^\circ\text{C}$  时的导通电阻为  $R_{1T}$  和  $R_{2T}$ ,则有

$$R_{1T} = \frac{R_{10} [1 + (T - 25)K_T]}{1 - I_{D1}^2 R_{10} R_{Tj} K_T} \quad (1)$$

$$R_{2T} = \frac{R_{20} [1 + (T - 25)K_T]}{1 - I_{D2}^2 R_{20} R_{Tj} K_T} \quad (2)$$



图一 单只器件失配时的等效电路

其中,  $I_D$  为 MOSFET 管的漏极电流,  $R_{Tj}$  为 PN 结到管壳的热阻。若负载电流为  $I_0$ ,当各器件不存在电流分配不均现象时,其各管漏极电流平均值为

$$I_B = \frac{I_0}{n} \quad (3)$$

一般情况下应有,

$$I_0 = I_{D1} + (n-1)I_{D2} \quad (4)$$

这种情况的等效电路如图一所示。由于各器件为直接并联,其导通压降必然完全相等,既有

$$U_{ds0} = I_{D1} R_{1T} = I_{D2} R_{2T} \quad (5)$$

将前面各式带入(5)式,并整理得

$$A^3 - \frac{(n+1)}{n} A^2 - \left[ \frac{n-1}{n} \frac{n-1+B}{MB} - n \right] A + \frac{n-1}{M} = 0 \quad (6)$$

式中:  $A = \frac{I_{D1}}{I_B}$  为漏极电流的不均匀度,  $B = \frac{R_{20}}{R_{10}}$  为导通电阻的不匹配度,

$M = I_B^2 R_{10} R_{Tj} K_T$  可称为功率 MOSFET 管导通电阻的自主补偿系数。对于上式,当并联支路数  $n \rightarrow \infty$  时可简化为

$$A^2 + \left[ \frac{1}{MB} - 1 \right] A - \frac{1}{M} = 0 \quad (7)$$

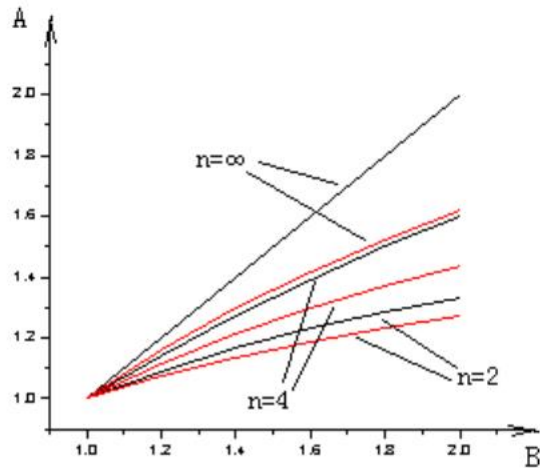
若不计及器件导通电阻的温度补偿能力，即  $K_T=0$ ，也既  $M=0$  时，(6) 式又可简化为

$$A = \frac{nB}{n-1+B} \quad (8)$$

在 (7)、(8) 式中再分别令  $M=0$  和  $n \rightarrow \infty$ ，则均可得到

$$A = B \quad (9)$$

图二是以 IRFP064 为例（漏极电流  $I_D=80A$  时， $M=0.192$ ），根据以上 4 式计算出的漏极电流不均匀度  $A$  与导通电阻均匀度  $B$  间的关系曲线（以  $n$  为参变量），由图可得结论如下：



图二 电流不均匀度  $A$  与电阻不匹配度  $B$  的关系曲线

——  $M=0$   
——  $M=0.192$

1、并联器件数  $n$  相同的每一组曲线，随自主补偿系数  $M$  的增大漏极电流不均匀度  $A$  随对于之下降。说明由于 MOSFET 管导通电阻的温度补偿作用，使其电流的不均匀度下降。

2、并联器件数  $n$  相同的每一组曲线，两条曲线间的差距随  $n$  的增大而增大，说明 MOSFET 管导通电阻温度补偿作用随  $n$  的增大而增大。

3、并联器件数  $n$  相同的每组曲线，随  $n$  的减小而降低，说明  $n$  越小，在导通电阻均匀度  $B$  相同时电流不均匀度  $A$  也越小，或者说， $n$  越小对导通电阻的匹配度要求也就越低。

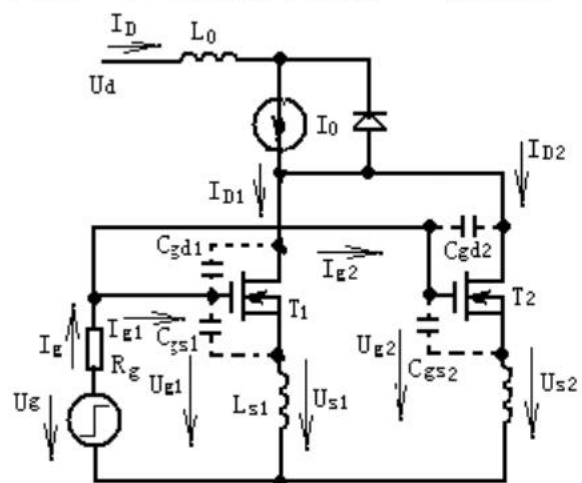
4、并联器件的静态电流不匹配度  $A$  有极限最大值，即  $A=B$ 。所以，要降低并联器件的电流不匹配度，最有效的方法就是提高并联器件导通电阻的匹配程度。

### 二、阈值电压 $U_T$ 等对动态电流分配不均的影响

所谓动态电流分配不均是指由于器件本身参数失配而使各并联支路在开关过程中电流大小不一的现象。导致动态电流分配不均的原因很多，本文分析由于阈值电压  $U_T$  引起的电流分配不均现象。分析时我们把它的开关过程分为若干时段，且时间零点均从该时间段的起点起算。

为方便，我们假设：

- 主电路并联支路数  $n=2$ ，如图三所示；
- 源极、漏极分布电感相等，既  $L_{S1}=L_{S2}=L_S$ ；
- 导通电阻相等，即  $R_{10}=R_{20}=R_0$ ；
- 器件极间分布电容相同，即  $C_{gs1}=C_{gs2}=C_{gs}$ ， $C_{gd1}=C_{gd2}=C_{gd}$ ；
- 栅极驱动信号为脉冲电压源，正半周幅值为  $U_{g1}$ ，负半周幅值为  $U_{g2}$ ；
- 负载为电感性并接有续流二极管；
- 设跨导  $g_{m1}=g_{m2}=g_m$ ，且为恒定值；阈值电压，且  $U_{T1}<U_{T2}$ ；



图三 MOSFET 的并联应用电路

1、 $T_1$ 、 $T_2$ 均未导通时的栅极电压，时段  $0 \sim t_1$

在此时间段内， $i_{D1}=i_{D2}=0$ 。

由图三，栅极驱动信号由负半周进入到正半周以后，信号源  $U_g$  将向两管的栅极电容  $C_{gs}$  充电，使两管的栅极电压  $u_{gs}$  按指数规律上升，即

$$u_{gs} = U_{g1} - (U_{g1} + U_{g2})e^{-\frac{t}{\tau_0}} \quad (10)$$

式中  $\tau_0 = 2R_g C_{gs}$ 。当  $t=t_1$  时，栅极电压  $u_{gs}$  将上升到  $T_1$  管的阈值电压  $U_{T1}$ ，既有

$$U_{T1} = U_{g1} - (U_{g1} + U_{g2})e^{-\frac{t_1}{\tau_0}}$$

由此，可解得

$$t_1 = -\tau_0 \ln \frac{U_{g1} - U_{T1}}{U_{g1} + U_{g2}} \quad (11)$$

2、仅有  $T_1$  管导通时的栅极电压，时段  $t_1 \sim t_2$

在此时间段内， $i_{D1} > 0$ ， $i_{D2} = 0$ 。

由图三，可列出如下方程

$$i_g = i_{g1} + i_{g2}$$

$$i_{g1} = i_{gs1} + i_{gd1}; \quad i_{g2} = i_{gs2} + i_{gd2}$$

$$i_{gs1} = C_{gs} u'_{gs1}; \quad i_{gs2} = C_{gs} u'_{gs2}$$

$$i_{gd1} = -C_{gd} u'_{dg1}; \quad i_{gd2} = -C_{gd} u'_{dg2}$$

$$u_{dg1} = U_d - u_{L0} - u_{s1} - u_{gs1}; \quad u_{dg2} = U_d - u_{L0} - u_{gs2}$$

$$u_{L0} = L_0 i'_{D1}; \quad u_{s1} = L_s i'_{D1}$$

$$i_{D1} = g_m (u_{gs1} - U_{T1})$$

为简单，我们再设

$$x = u_{gs1}; \quad y = u_{gs2}$$

$$A = R_g (C_{gs} + C_{gd}); \quad B = L_s g_m; \quad C = R_g C_{gd} g_m (2L_0 + L_s)$$

整理后，得二阶微分方程组为

$$Cx'' + (A+B)x' + Ay' + x = U_{g1} \quad (12)$$

$$Cx'' + Ax' + Ay' + y = U_{g1} \quad (13)$$

其中，变量系数的大约数量级为  $A \approx 10^{-8}$ ,  $B \approx 10^{-5}$ ,  $C \approx 10^{-13}$ ，下面分析中我们认为

$$B \gg A \gg C. \quad (14)$$

考虑本时段变量  $x$  的初始条件， $t=0$  时（即上一阶段  $t=t_1$  时）

$$x = U_{T1}; \quad \text{并选择 } x' = 0$$

得此微分方程组的解为

$$x = \left( -\frac{A+B}{B} e^{r_1 t} + \frac{A}{B} e^{r_2 t} \right) (U_{g1} - U_{T1}) + U_{g1} \quad (15)$$

$$y = \left( -\frac{A}{B} e^{r_1 t} - \frac{B-A}{B} e^{r_2 t} \right) (U_{g1} - U_{T1}) + U_{g1} \quad (16)$$

在由微分方程中变量系数的数量级关系，以上两式可简化为

$$x = U_{g1} - (U_{g1} - U_{T1}) e^{r_1 t} \quad (17)$$

$$y = U_{g1} - (U_{g1} - U_{T1}) e^{r_2 t} \quad (18)$$

其中， $r_1 = -\frac{A}{C+AB}$ 、 $r_2 = -\frac{B}{C+AB}$ 是在解微分方程组的过程中得到的。

当  $t=t_2$  时， $y$  上升到  $U_{T2}$ ，即有

$$U_{T2} = U_{g1} - (U_{g1} - U_{T1}) e^{r_2 t_2}$$

由此可解得  $y$  从  $U_{T1}$  上升到  $U_{T2}$  所需的时间为

$$t_2 = -\frac{C+AB}{B} \ln \frac{U_{g1} - U_{T2}}{U_{g1} - U_{T1}} \quad (19)$$

将 (19) 式代入 (17) 式得  $t_2$  时刻  $x$  的值为

$$x(t_2) = U_{g1} - (U_{g1} - U_{T1}) \left( \frac{U_{g1} - U_{T2}}{U_{g1} - U_{T1}} \right)^{\frac{A}{A+B}} \quad (20)$$

3、两管均导通时的栅极电压，时段  $t_2 \sim$

在此时间段内， $i_{D1} > 0$ ， $i_{D2} > 0$ 。

根据图三，列出的方程如下

$$i_g = i_{g1} + i_{g2}$$

$$i_{g1} = i_{gs1} + i_{gd1}; \quad i_{g2} = i_{gs2} + i_{gd2}$$

$$i_{gs1} = C_{gs} u'_{gs1}; \quad i_{gs2} = C_{gs} u'_{gs2}$$

$$i_{gd1} = -C_{gd} u'_{dg1}; \quad i_{gd2} = -C_{gd} u'_{dg2}$$

$$u_{dg1} = U_d - u_{L0} - u_{s1} - u_{gs1}; \quad u_{dg2} = U_d - u_{L0} - u_{s2} - u_{gs2}$$

$$u_{L0} = L_0 (i_{D1} + i_{D2})'; \quad u_{s1} = L_s i'_{D1}; \quad u_{s2} = L_s i'_{D2}$$

$$i_{D1} = g_m (u_{gs1} - U_{T1}); \quad i_{D2} = g_m (u_{gs2} - U_{T2})$$

整理后，得二阶微分方程组为

$$Cx'' + Cy'' + (A+B)x' + Ay' + x = U_{g1} \quad (21)$$

$$Cx'' + Cy'' + Ax' + (A+B)y' + y = U_{g1} \quad (22)$$

这里 A、B 意义同前，只有  $C = 2R_g C_{gd} g_m (L_0 + L_s)$ ，同前略有差异。由于这种差异对结果影响甚微，本文予以忽略。解二阶微分方程组的过程较繁，这里不赘述。考虑本时段变量 y 的初始条件，t=0 时（即上一阶段 t=t<sub>2</sub> 时）

$$y = U_{T2}; \text{ 并选择 } y' = y(t_2)$$

得此微分方程组的解为

$$u_{gs1} = x = U_{T2} + E + \frac{CS}{B^2} - \frac{S}{2} - \frac{S}{2} e^{-\frac{t}{B}} - \left[ E + \frac{CS}{B^2} \right] e^{\gamma t} \quad (23)$$

$$u_{gs2} = y = U_{T2} + E + \frac{CS}{B^2} - \frac{S}{2} + \frac{S}{2} e^{-\frac{t}{B}} - \left[ E + \frac{CS}{B^2} \right] e^{\gamma t} \quad (24)$$

$$\text{其中, } E = \frac{2C(A+B)}{B(C+AB)} (U_{g1} - U_{T1}) \quad (25)$$

$$S = \left[ \left( \frac{U_{g1} - U_{T1}}{U_{g1} - U_{T2}} \right)^{\frac{B}{A+B}} - 1 \right] (U_{g1} - U_{T2}) \quad (26)$$

$$\gamma = \frac{B}{2C} \quad (27)$$

因而，场效应管 T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub> 在本时段的漏极电流可表示为

$$i_{D1} = g_m \left[ \Delta U_T + E + \frac{CS}{B^2} - \frac{S}{2} - \frac{S}{2} e^{-\frac{t}{B}} - \left( E + \frac{CS}{B^2} \right) e^{\gamma t} \right] \quad (28)$$

$$i_{D2} = g_m \left[ E + \frac{CS}{B^2} - \frac{S}{2} + \frac{S}{2} e^{-\frac{t}{B}} - \left( E + \frac{CS}{B^2} \right) e^{\gamma t} \right] \quad (29)$$

其中， $\Delta U_T = U_{T2} - U_{T1}$ 。进而可求得两管电流的差与和分别为

$$\Delta i_D = i_{D1} - i_{D2} = g_m \left[ \Delta U_T - S e^{-\frac{t}{B}} \right] \quad (30)$$

$$i_D = i_{D1} + i_{D2} = g_m \left[ \Delta U_T + 2E - S + \frac{2CS}{B^2} - \left( E + \frac{2CS}{B^2} \right) e^{\gamma t} \right] \quad (31)$$

由 (30) 式可知，在本时段内两管的电流差  $\Delta i_D$  随时间 t 单调上升。又由 (31) 式，当时间 t=t<sub>m</sub> 时，两管漏极电流的和 i<sub>D</sub> 将达到它的稳定电流 I<sub>0</sub>，既有

$$I_0 = g_m \left[ \Delta U_T + 2E - S + \frac{2CS}{B^2} - \left( E + \frac{2CS}{B^2} \right) e^{\gamma m} \right]$$

由此可解出

$$t_m = \frac{1}{\gamma} \ln \frac{E + \frac{2CS}{B^2} + \Delta U_T - S - \frac{I_0}{g_m}}{E + \frac{2CS}{B^2}} \quad (32)$$

当两管漏极电流的和达到它的稳定电流以后, 由于外电路的电流钳制效应, 两管漏极电流分配不匀的程度将趋于缓和, 最后取决于它们的导通电阻  $R_{ON}$ 。因而  $t_m$  既是两管漏极电流偏差达最大值的时刻, 也反映了漏极电流的上升时间。将 (32) 式带入 (30) 式即可得到两漏极电流的最大差别为

$$\Delta i_{DM} = g_m \left[ \Delta U_T - S \left( \frac{E + \frac{2CS}{B^2} + \Delta U_T - S - \frac{I_0}{g_m}}{E + \frac{2CS}{B^2}} \right)^{\frac{2C}{B^2}} \right] \quad (33)$$

(32) 及 (33) 式反映了并联应用的功率 MOSFET 漏极电流分配不匀程度、漏极电流上升时间与器件参数、电路参数的关系, 以上分析利用了近似关系 (14) 式, 当不满足该关系时, 以上分析会有较大误差。由以上两式可以看出, 两漏极电流分配不均匀的程度及它们的上升时间与管子参数  $g_m$ 、 $U_{T1}$ 、 $U_{T2}$ 、 $C_{gs}$ 、 $C_{gd}$  和电路参数  $R_g$ 、 $L_s$ 、 $L_0$  等都有密切关系。

我们根据场效应管 IRFP064 的典型参数

$$g_m = 30A/V ;$$

$$C_{GS} = 7000 \times 10^{-12} F ;$$

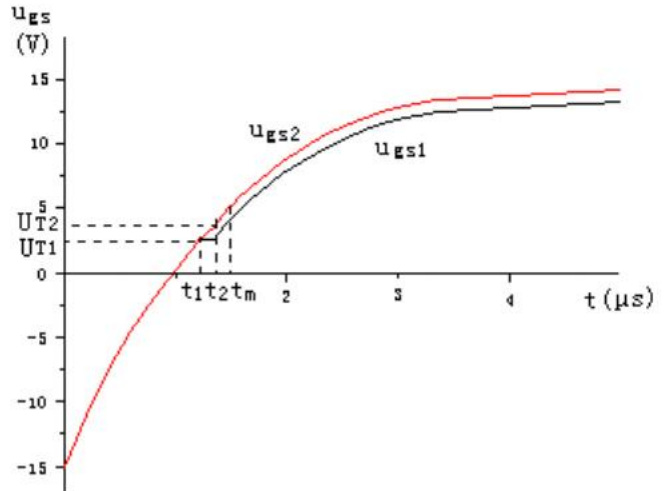
$$C_{gd} = 500 \times 10^{-12} F$$

$$U_{T1} = 2.5V ; U_{T2} = 3.5V$$

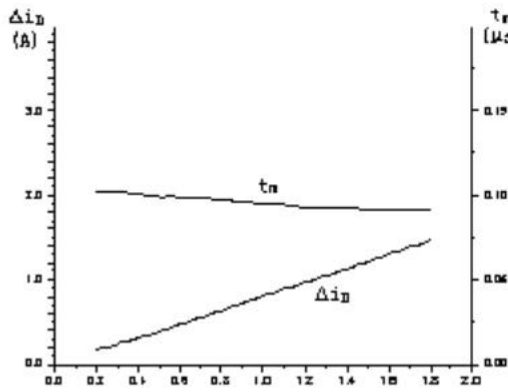
及典型电路参数

$$U_{G1} = 15V ; U_{G2} = -15V ; I_0 = 30A$$

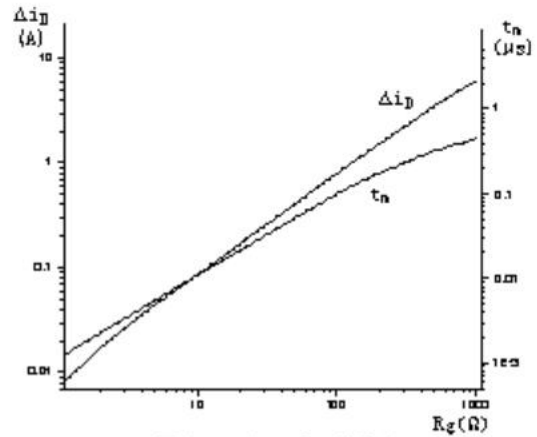
$$R_g = 100\Omega ; L_s = 1 \times 10^{-6} H ; L_0 = 10 \times 10^{-6} H$$



图四 典型参数下的栅极电压  $u_{gs}$

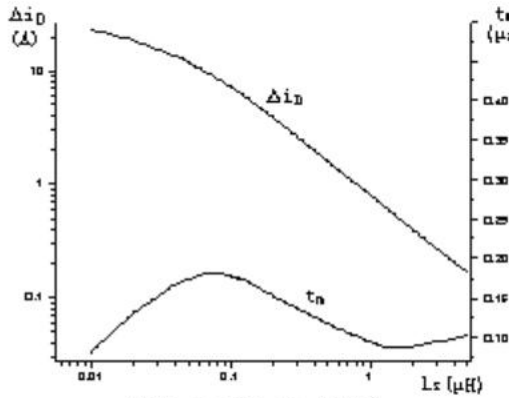


图五  $\Delta U_T$ 对 $\Delta i_D$ 和 $t_m$ 的影响

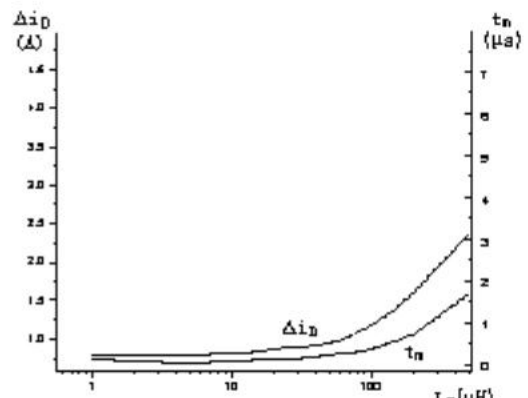


图六  $R_g$ 对 $\Delta i_D$ 和 $t_m$ 的影响

应用式 (10)、(16)、(17)、(22)、(23) 得到的场效应管栅极电压随时间变化的曲线如图四所示, 当典型参数中仅有一个参数发生变化时, 根据 (32) 式和 (31) 式得到的漏极电流的不均匀程度和它的上升速度随管子参数和电路参数的变化关系如图五~图八所示。



图七  $L_s$ 对 $\Delta i_D$ 和 $t_m$ 的影响



图八  $L_0$ 对 $\Delta i_D$ 和 $t_m$ 的影响

### 三、动态分析结论

观察图五~图八可以看出:

1、在阈值电压的平均值不变的情况下, 漏极电流的不均匀程度  $\Delta i_D$  随  $\Delta U_T$  线性变化, 但对漏极电流的上升时间  $t_m$  影响较小。

2、栅极电阻  $R_g$  和源极电感  $L_s$  对  $\Delta i_D$  影响很强烈但作用方向相反,  $L_s$  的引入对  $\Delta i_D$  产生有效的抑制效果, 而  $R_g$  的引入却对  $\Delta i_D$  产生了明显的增强效果, 同时  $L_s$  不会明显增大  $t_m$ , 而  $R_g$  的引入却明显的增大了  $t_m$ 。

3、源极分布电感  $L_0$  也会对  $\Delta i_D$  和  $t_m$  产生影响, 但在



图九 未采取均流措施时 $i_D$ 的波形



$L_0$  较小时影响不大。

以上结论已由文献[2]的实验给予了验证,如图九~图十一所示。另外,推动信号的幅度  $U_{g1}$  也对  $\Delta i_D$  和  $t_m$  也有影响,但影响很小可以忽略。

通过以上分析,对于并联应用的 MOSFET 管要减小电流分配不均现象,当应用电路采用如图三所示的控制方式时,可从以下几个方面采取措施:

1、尽量选择  $U_T$ 、 $g_m$ 、 $R_{ON}$  等参数对称的管子使用,这是减小电流分配不均现象最基本的方法。

2、适当引入源极电感  $L_s$ ,这样既可提高漏极电流  $i_D$  的均匀度,又不至于明显增大上升时间。

3、在漏极电流  $i_D$  的上升时间满足要求的情况下,尽量减小栅极电阻  $R_g$ 。

4、通过合理安排元器件及合理布线,尽量减小漏极分布电感。

#### 参考文献

[1] 林渭勋,现代电力电子电路,浙江:浙江大学出版社,2002。

[2] 周庆红,王华民.功率 MOSFET 并联应用的均流问题[J].电源技术应用,2005-1,1-4 页

#### 作者简介

曲振江 副教授。1982 年毕业于沈阳机电学院,后来一直从事教学及科研工作。联系方式:  
E-mail:quzhj5186@126.com



图十 引入栅极电阻  $R_g$  时  $i_D$  的波形



图十一 引入源极电感  $L_s$  时  $i_D$  的波形