

功率 MOS FET

功率 MOS FET 的特性

1. 绝对最大额定值及电特性

1.1 绝对最大额定值

将绝对最大额定值项目的耐压 V_{DSS} 、漏极电流 I_D 和沟道损耗容限 P_{ch} ，分别规定为独立的项目。此外，还表示上述项目在任何使用条件下都不能超过额定值。绝对最大额定值的项目与其他特性之间大多存在着密切的联系，因此必须注意不要使各个项目同时达到最大额定值。

(1) 漏极/源极耐压 V_{DSS}

该项表示在栅极/源极之间短路时可外加到漏极/源极之间的最大电压。 V_{DSS} 因温度的变化而产生波动。当如图1所示的结温 T_j 上升到 100°C 时， $V_{(BR)DSS}$ 增加约 10%。必须注意当 T_j 下降时， $V_{(BR)DSS}$ 也会以相同的比率下降。

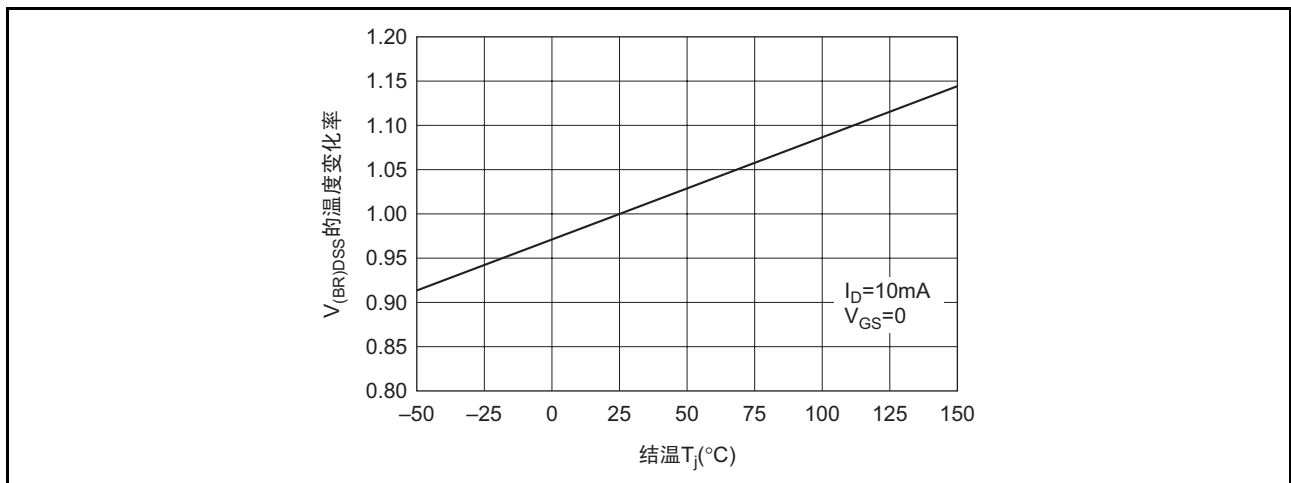


图1 相对于结温的 $V_{(BR)DSS}$ 变化率

(2) 栅极/源极耐压 V_{GSS}

当漏极/源极之间短路时，对在栅极/源极之间插入保护二极管的器件进行测量，而对于没有保护二极管的器件无法进行测量。

(3) 漏极电流 I_D 、漏极峰值电流 $I_{D(\text{peak})}$ 或者 $I_{D(\text{pulse})}$

在沟道损耗容限内，可在漏极连续通入的直流电流最大值用 I_D 表示，在平均电流不超过 I_D 的范围内，可通入的交流漏极电流的峰值用 $I_{D(\text{peak})}$ 或者 $I_{D(\text{pulse})}$ 表示。

一般情况下工作时的 I_D 空许值，可根据以下公式进行计算：

$$I_{D\text{max.}} = \sqrt{\frac{T_{ch \text{ max.}} - T_c}{\theta_{ch-c} \cdot R_{DS(\text{on})\text{max.}}} (A)} \dots\dots\dots ①$$

同样， $I_{D(\text{peak})}$ 的容许值也可根据以下公式进行计算：

$$I_{D(\text{peak})\text{max.}} = \sqrt{\frac{T_{ch \text{ max.}} - T_c}{\theta_{ch-c(t)} \cdot R_{DS(\text{on})\text{max.}}} (A)} \dots\dots\dots ②$$

但是，

- $T_{ch \text{ max.}}$: 沟道最高温度 (150°C)
- T_c : 外壳温度
- θ_{ch-c} : 直流时的热阻
- $\theta_{ch-c(t)}$: 过渡热阻

$R_{DS(on)max}$: 漏极/源极通态电阻的最大值

$\gamma_S(t)$: 标准过渡热阻
(此处为单触发脉冲)

此外关于脉宽 PW 和占空比 n% 的 $\theta_{ch-c}(t)$, 可根据以下公式来计算:

$$\theta_{ch-c}(t) = \theta_{ch-c} \left\{ \frac{n}{100} + \left(1 - \frac{n}{100} \right) \gamma_S(t) \right\} \dots\dots\dots ③$$

关于公式①②中的 $R_{DS(on)max}$, 在考虑到最坏条件的基础上使用 $T_{ch}=150^{\circ}C$ 的 $R_{DS(on)max}$. (根据数据表的 $R_{DS(on)-Tc}$ 特性曲线) 值。

使用《计算例子》2SK1166, 在 $PW=10\mu s$ 、 $duty=10\%$ 、 $T_c=80^{\circ}C_{max}$. 时的 $I_{D(peak)}$ 容许值为?

(i) 在 $PW=10\mu s$ 、 $duty=10\%$ 的条件下, 根据数据表(图2)的过渡热阻可知 $\gamma_{S(t)} \approx 0.12$, 所以 $\theta_{ch-c}(t) = \gamma_{S(t)} \cdot \theta_{ch-c} = 0.12 \times 1.25 = 0.15^{\circ}C/W$ 。

(ii) 根据数据表, 2SK1166 的 $R_{DS(on)max}$ 为 0.6Ω , 可以算出 $T_{ch}=150^{\circ}C$ 时的 $R_{DS(on)max}$ 约为 $2.4 \times 0.6 = 1.44\Omega$ 。

然后, 把各个常数代入到公式②进行计算, 即可获得如下所示的约 18A。

$$I_{D(peak)} = \sqrt{\frac{150 - 80}{0.15 \times 1.44}} \approx 18A$$

【注】 $R_{DS(on)max}$ 使用的是产品目录测量条件下的值, 但是, 必须确认在安装 $I_{D(peak)}$ 条件下的 $R_{DS(on)}$ 。

(4) 反向漏极电流 I_{DR}

该项表示在沟道损耗容限范围内, 源极/漏极之间等效形成的内置二极管可连续通入的最大反向直流电流。本特性在马达控制用途的 H 桥电路中作为整流二极管使用, 但可能因电路工作条件而发生损坏, 所以在使用时请参照 8.1 内部二极管的使用注意事项。

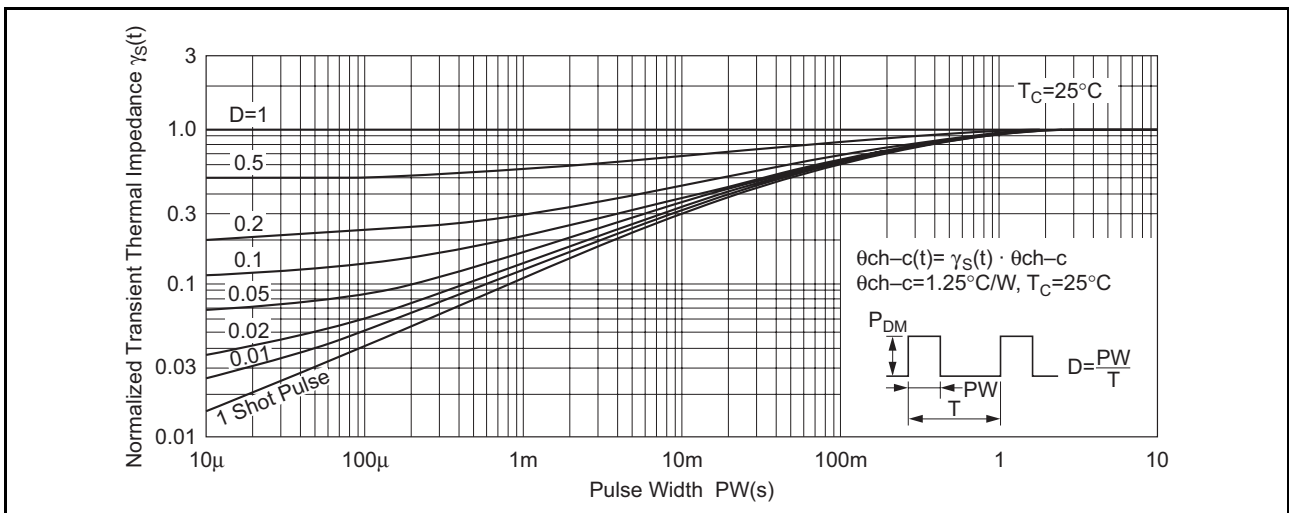


图2 2SK1165、2SK1166 过渡热阻特性 (数据表)

(5) 沟道损耗容限 Pch 或者 P_D

该项表示在规定的散热条件下, 可在晶体管连续消耗的漏极损耗的最大值。必须根据外壳温度 T_c 用以下公式进行减额:

$$P_{ch}(T_c) = P_{ch}(25^{\circ}C) \times \frac{T_{ch\ max} - T_c}{T_{ch\ max} - 25} \dots\dots\dots ④$$

此外, 可以通过数据表的过渡热阻特性及以下公式计算出过渡时的沟道损耗容限 $P_{ch}(t)$:

$$P_{ch}(t) = \frac{T_{ch\ max} - T_c}{\theta_{ch-c}(t)} \dots\dots\dots ⑤$$

通过与公式④相同的方法进行温度减额。

(6) 沟道温度容限 T_{ch}

该项与晶体管的 T_j 相同，表示不超过 $(T_c + \theta_{ch-c} \cdot P_d)$ 的最大结温。 $(T_c + \theta_{ch-c} \cdot P_d)$ 是指工作时的外壳温度 (T_c) 与因晶体管本身的内部损耗 (P_d) 而导致的温度上升 $(\theta_{ch-c} \cdot P_d)$ 之和。

(7) 保存温度 T_{stg}

该项表示当保存处于非工作状态的晶体管时，不能超过的周围环境温度的最小及最大值。

1.2 电特性

(1) 漏极/源极破坏电压 $V_{(BR)DSS}$

测量条件对 I_D 作了规定，并且 $V_{GS}=0$ 。如前所述，该值根据温度产生波动。

(2) 栅极/源极破坏电压 $V_{(BR)GSS}$

本项目对在栅极/源极之间插入保护二极管的产品作了规定。测量条件规定了 $I_G(=\pm 100mA)$ ，并且 $V_{DS}=0$ 。

(3) 栅极截止电流 I_{GSS}

测量条件对 V_{GS} 作了规定，并且 $V_{DS}=0$ 。在无栅极保护二极管的产品中， I_{GSS} 通常为不超过 $1nA$ ，几乎不受温度的影响。在内置了栅极保护二极管的产品中， I_{GSS} 通常为几百 $nA \sim 1\mu A$ ，并且随温度的上升略有增加，当 $T_c \approx 110^\circ C$ 时，就会变为几 $\mu A \sim$ 几十 μA 。

(4) 漏极电流 I_{DSS}

该项表示漏极/源极之间的直流漏电流，测量条件对 V_{DS} 作了规定，并且 $V_{GS}=0$ 。该值极容易随温度而波动。

如图3所示，结温 T_j 上升到 $100^\circ C$ 时， I_{DSS} 约增加两位数。（但是，相对于PN结漏电流，当MOS FET的沟道电流处于支配地位时， $25^\circ C$ 的 I_{DSS} 成为如(B)、(C)所示的状态）

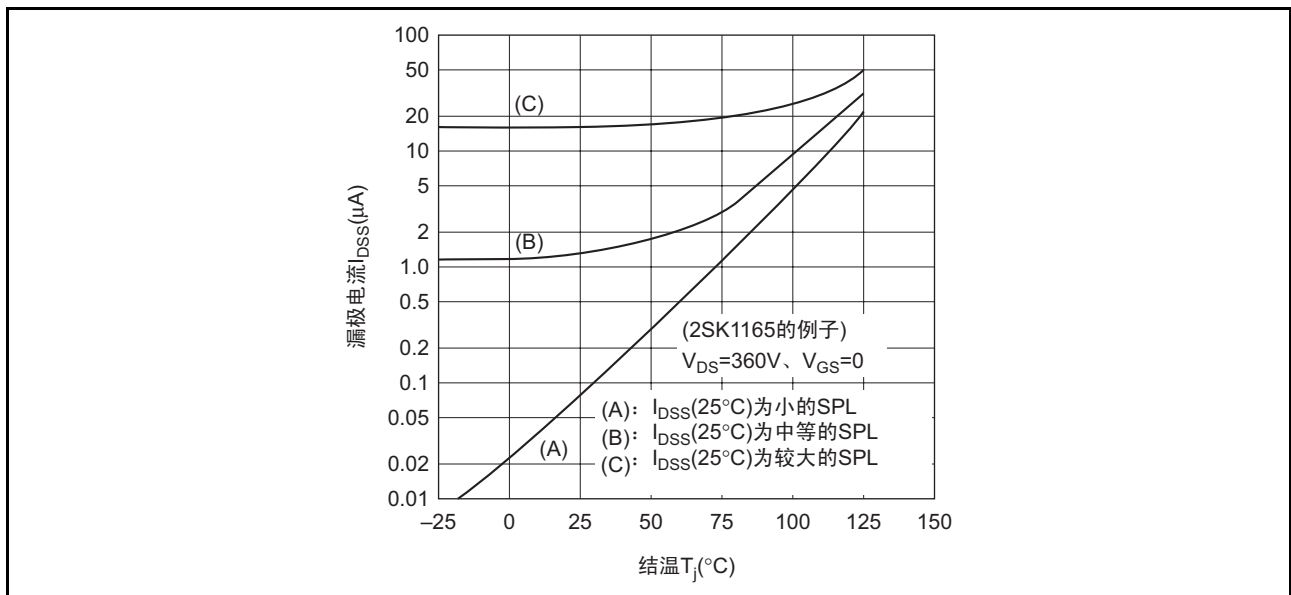


图3 相对于结温的 I_{DSS} 变化例子

(5) 栅极/源极截止电压 $V_{GS(off)}$

该项表示功率 MOS FET 开始传导的栅极阈电压，用 $V_{GS(off)}$ 或者 $V_{GS(th)}$ 符号表示。 $V_{GS(off)}$ 会随温度而波动，如图 4 所示具有负温度系数。其值根据产品不同略有差异，温度系数在 $-5 \sim 7mV/^\circ C$ 范围内。测量条件对 V_{DS} 和 I_D 作了规定。

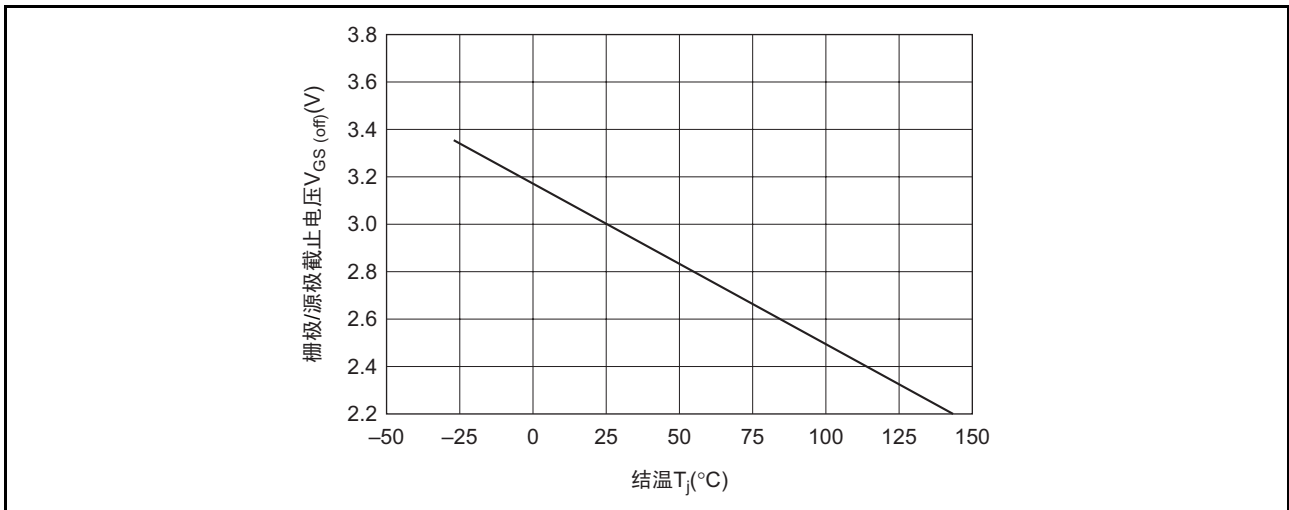


图 4 相对于结温的 $V_{GS(off)}$ 变化

(6) 漏极/源极通态电阻 $R_{DS(on)}$

通态电阻 $R_{DS(on)}$ 是功率 MOS FET 最重要的参数之一，测量条件对 I_D 和 V_{GS} 作了规定。

$R_{DS(on)}$ 会根据 V_{GS} 产生大幅度的波动。即为了使 $R_{DS(on)}$ 为最小值，必须外加最低约 10V 的电压以使器件能够在电阻范围（低损耗）内工作（但是，对于通过 4V 就可驱动系列，如果外加约 5V 的电压，就可获得充分的电阻范围）。 V_{GS} 即使在超出 12 ~ 15V 的条件下，对于降低 $R_{DS(on)}$ 也没有太大效果。如果增加不必要的栅压，就会导致充电电流增大。一旦驱动损耗增加，在栅极/源极之间就容易产生峰值电压。而且使断开延迟时间 $t_{d(off)}$ 变长（上升时间 t_r 变短）。

$R_{DS(on)}$ 随漏极电流 I_D 而变化，如果漏极电流超出最大额定电流， $R_{DS(on)}$ 就会增加。此外 $R_{DS(on)}$ 还具有正的温度依存性，关于各品种的温度特性（以漏极电流作为参数）请参照数据表中所记载的内容。

(7) 正向传输导纳 $|y_{fs}|$

功率 MOS FET 的增益表示方法与双极型晶体管通过 h_{FE} 表示增益的方法相同。数据表中所记载的 $|y_{fs}|$ ，通过相对于栅压变化的漏极电流的变化率 ($|y_{fs}| = \Delta I_D / \Delta V_{GS}$) 进行定义。当器件在有源区域（线性电路）工作时， $|y_{fs}|$ 是重要的参数；但在饱和区域（开关电路）工作时，不是常用的参数。

测量条件对 V_{DS} ($V_{DS} > I_D \cdot R_{DS(on)max}$) 和 I_D 作了规定。

(8) 各个电容 C_{iss} 、 C_{oss} 、 C_{rss}

输入电容 C_{iss} 、输出电容 C_{oss} 及反向传输电容 C_{rss} 存在如下关系：

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$$

$$C_{rss} = C_{gd}$$

其中，

C_{gs} : 栅极/源极之间的电容

C_{ds} : 漏极/源极之间的电容

C_{gd} : 栅极/漏极之间的电容

C_{gs} 和 C_{gd} 主要由芯片尺寸与硅栅极氧化膜的厚度来决定。 C_{ds} 为P-N结处的电容，由漏极区域的结处面积与在结处外加反向偏压时形成的耗尽层扩展宽度来决定。测量条件对 V_{DS} 、 V_{GS} 和 f 作了规定。该项几乎不受各电容温度的影响。

在功率MOS FET的驱动电路设计阶段，为了给驱动损耗和输入电容充电，在计算必须的峰值电流时使用输入电容 C_{iss} 。但是，使用数据表中所记载的数值时会产生问题。因此，在计算时请参照5. 输入动态特性。此外，记载了有关瑞萨功率MOS FET各品种的输入动态特性。

(9) 开关时间 $t_{d(on)}$ 、 t_r 、 $t_{d(off)}$ 、 t_f

开关时间受到测量电路的信号源阻抗 R_S 与漏极负载电阻 R_L 很大的影响。测量条件对 V_{DD} 、 R_L 、 V_{GS} 、 I_D 以及测量电路作了规定。信号源阻抗规定连接 50Ω 的脉冲发生器。实际使用时，通过减小 R_S 实现高速化。该项几乎不受温度的影响。

接通延迟时间 $t_{d(on)}$ 是指，从输入栅压波形上升10%到输出电压波形上升10%的时间。该值略受 $V_{GS(off)}$ 值的影响， $V_{GS(off)}$ 的值越小时间越短。

上升时间 t_r 是指，从输出电压波形上升10%到90%的时间。该值受到 V_{GS} 和 $V_{GS(off)}$ 值的影响， V_{GS} 的值越大时间越短，而 $V_{GS(off)}$ 的值越小时间越短。

断开延迟时间 $t_{d(off)}$ 是指，从输入栅压波形下降90%到输出电压波形下降90%的时间。该值受到 V_{GS} 和 $V_{GS(off)}$ 值的影响， V_{GS} 的值越小时间越短，而 $V_{GS(off)}$ 的值越大时间越短。在开关工作并联时，为了保持过渡时的电流平衡，使 $V_{GS(off)}$ 一致是非常有效的方法。

下降时间 t_f 是指，从输出电压波形下降90%到10%的时间。该值最易受到负载电阻 R_L 的影响， R_L 越大（小负载）时间越长。这是由断开时给漏极/源极电容 C_{ds} 充电的时间常数得出的结论。

(10) 二极管正向电压 V_{DF}

该项表示漏极/源极之间等效形成的内置二极管的正向电压，测量条件对 I_F 作了规定，并且 $V_{GS}=0$ 。此外，由于对栅极外加正向偏压就能够形成沟道，所以该值为 $I_F \times R_{DS(on)}$ ，并且根据所使用的电流范围，与普通二极管相比， V_F 会变小。温度特性与普通二极管一样具有负的温度系数（约 $-2.4mV/^\circ C$ ）。

(11) 反向恢复时间 t_{rr}

该项表示漏极/源极之间等效形成的内置二极管的反向恢复时间，即如图5所示的时间。测量条件对 I_F 、 di/dt 和测量电路作了规定，并且 $V_{GS}=0$ 。本特性在马达控制用途等的H桥电路中作为整流二极管使用，因此 t_{rr} 为高速， i_{rr} 越小损耗越低。 t_{rr} 、 i_{rr} 受到 di/dt 的影响， di/dt 越是稳定 t_{rr} 就会越长，而 i_{rr} 就越小。 t_b 为从 i_{rr} 到二极管耐压的恢复时间，通常将 di_{rr}/dt 的稳定特性（ i_{rr} 恢复为0时，看不到振动波形）称为软波形，在该波形时，噪声特性良好。 di/dt 越是稳定， t_b 就越容易成为软波形。 di/dt 由接通时间（可通过栅极外接电阻来改变）、电路的寄生电感及电源电压等来决定。 t_{rr} 会根据温度发生波动，并随温度上升而略微变长。

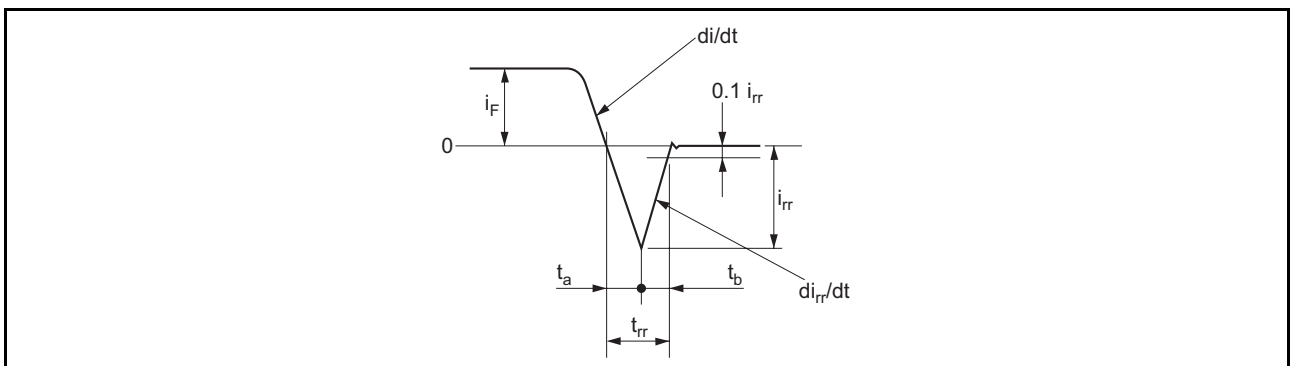


图5 反向恢复时间 t_{rr} 的波形

2. 输出静态特性

相同额定值的D系列2SK413及S系列2SK1057的输出静态特性如图6所示。在小信号MOS FET中，正向传输导纳 $|y_{fs}|$ 最多为10mS~20mS，但是在功率MOS FET中， $|y_{fs}|$ 变得非常大，约为1.0S~15S。此外由图可知，该项具有五极管特性，且 $|y_{fs}|$ 的 I_D 线性极其优秀。P沟道也具有同样的特性，N沟道与P沟道成为优秀的互补对。

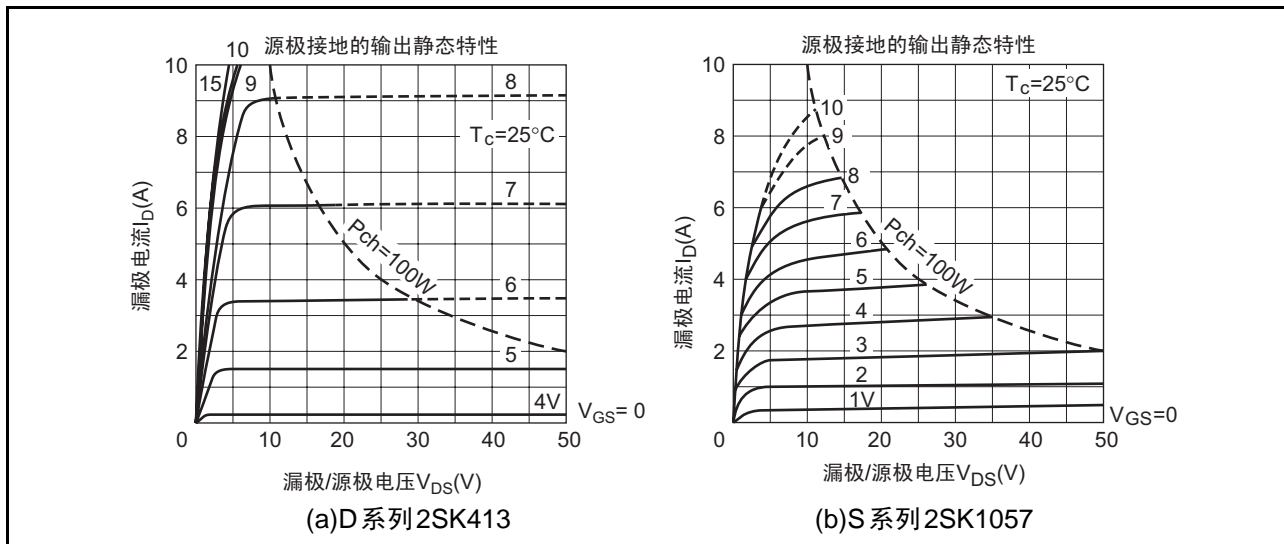


图6 功率MOS FET的输出静态特性

3. 频率特性

功率MOS FET具有优秀的高速/高频等显著特性，应用于可发挥其特长的高速开关稳压器和广播发射机等。

固有MOS FET截止频率通过相互电导与输入电容的比来定义，普通的MOS FET也可以达到GHz。但是，在实际的器件中，截止频率受到栅极寄生电阻和输入电容的限制。

在MOS FET饱和区域的等效电路如图7所示。

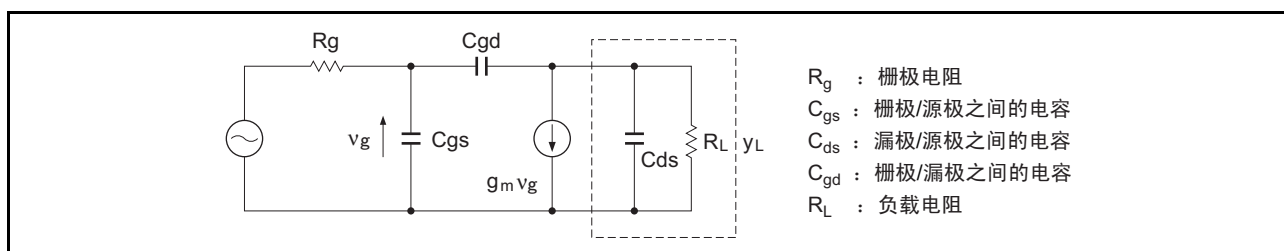


图7 饱和区域的等效电路

通过该图中的电压增益下降3dB来定义截止频率 f_c ，可近似的表示为以下公式：

$$f_c \approx \frac{1}{2\pi \cdot R_g \{C_{gs} + (1 - A_0)C_{gd}\}} \dots\dots\dots (1)$$

但是， A_0 为低域中的电压增益， R_g 为栅极的串联电阻。

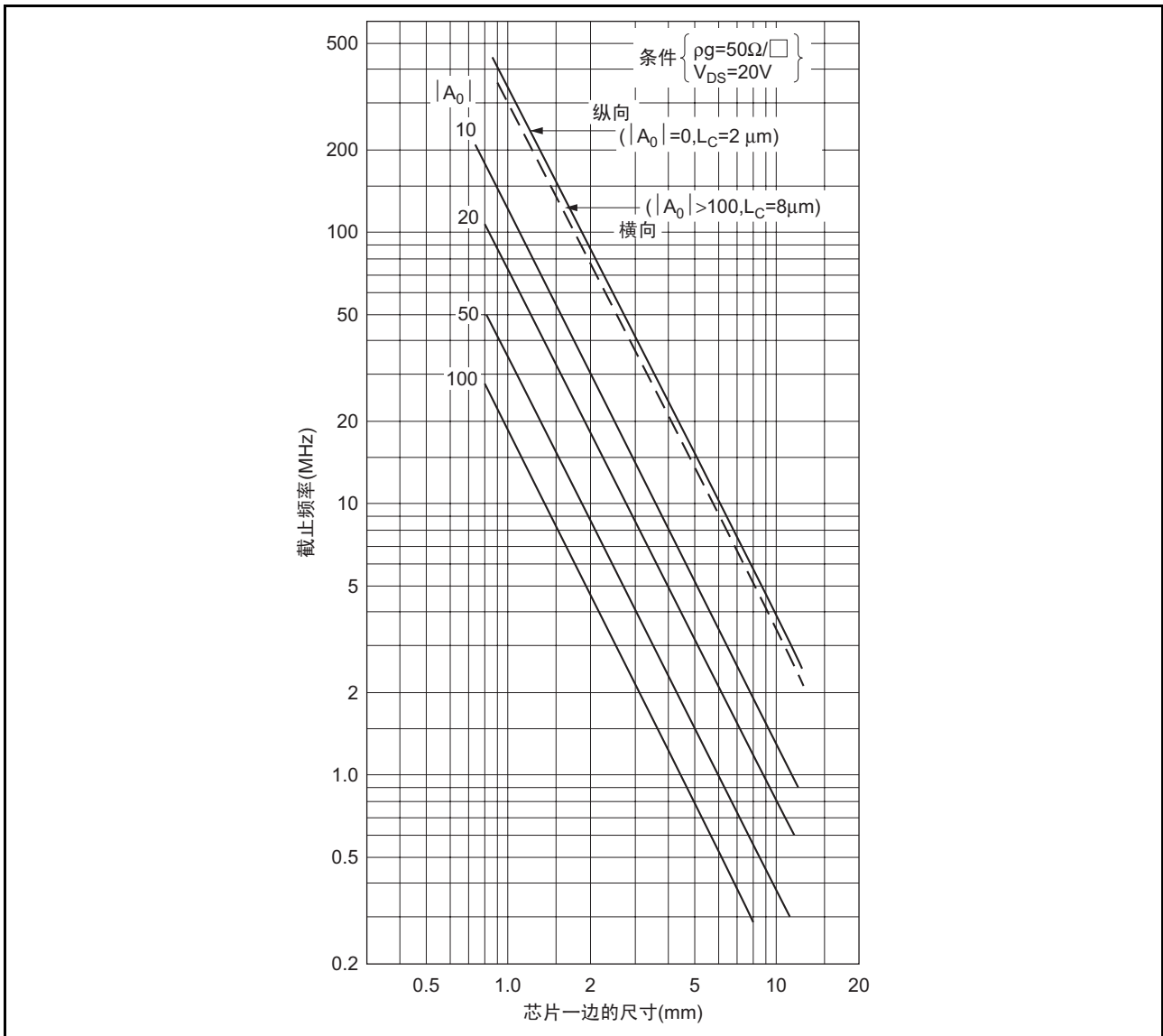


图8 硅栅/功率 MOS FET 的截止频率

图8是将具有硅栅的功率 MOS FET 的各参数（计算值）代入到公式(1)，分别计算出纵向/横向结构的截止频率。在横向结构方面， C_{gd} 与 C_{gs} 相比非常的小，可以忽略不计。但是，在纵向结构方面 C_{gd} 较大，因此成为低域中电压增益 A_0 的函数。

因此，可得出如下结论：

- (1) 电压增益较小时，纵向/横向结构的截止频率为同等程度。但是 f_c 的输入阻抗比是通过 R_g 的比得来的，所以纵向结构为1.5~2倍的低阻抗。
- (2) 因反馈电容 C_{gd} 的影响较大，所以高增益放大电路的纵向结构频率特性比横向结构频率特性要好。另外在改善频率特性方面，使用低电阻材料的金属等可以改善截止频率1~2位数。图9表示实际测量的代表品种频率特性及该测量电路。该图中的2SK317使用金属作为栅极材料。

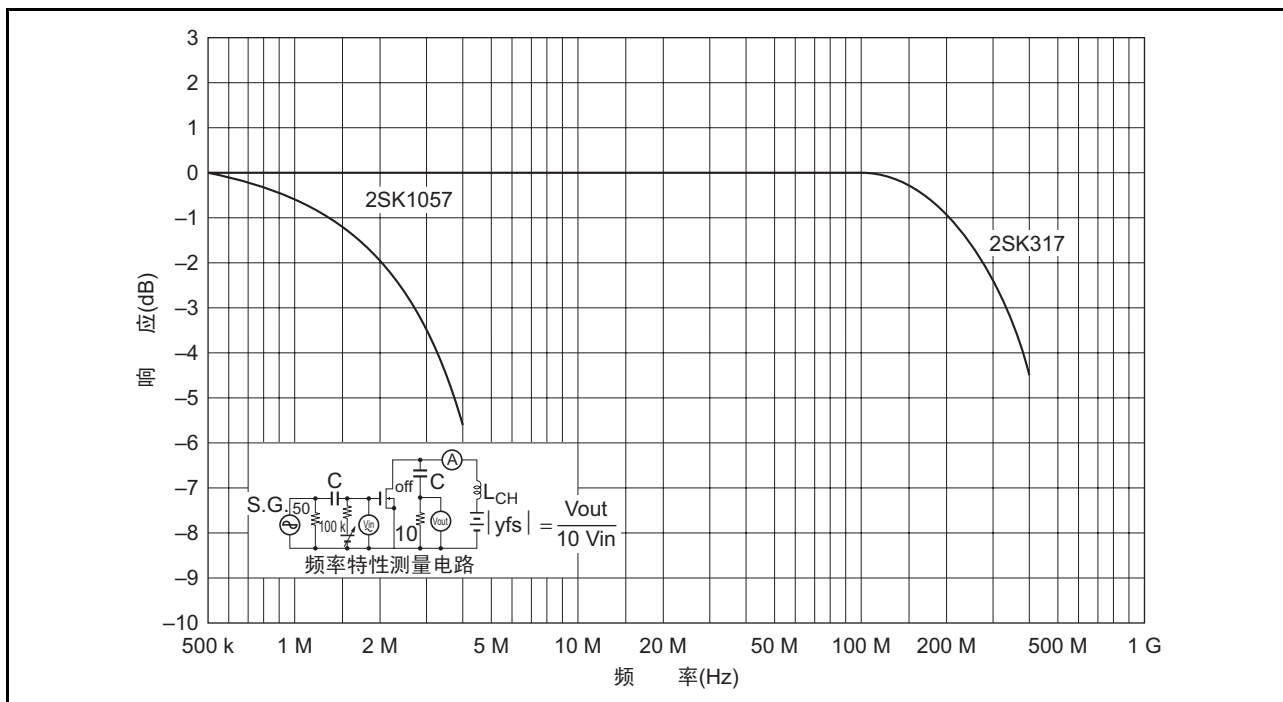


图9 $|y_{fs}|$ 的频率响应

4. 开关特性

4.1 开关特性

在开关稳压器等功率开关的用途中，开关器件的负载多为感性负载，但在下面的说明中，我们假设为易于操作的电阻负载。

图10表示电阻负载的开关电路(a)与模型化表示的电流—电压特性及负载线(b)。但是，电流/电压的上升近似于直线且假定 $g_m=0$ 。因此该图中(b)的漏极电压在 $V_{DS(sat)}$ 点时为非饱和区，在 $V_{DS} > V_{DS(sat)}$ 的范围内为饱和区域。

在横向结构上， C_{gd} 与 C_{gs} 和 C_{ds} 相比非常小，因此可以忽略不计，该时间常数可通过以下公式来计算：

$$\tau_i \approx R_g \cdot C_{in} = R_g \cdot C_{gs} \dots \dots \dots (2)$$

$$\tau_o \approx R_L \cdot C_{out} = R_g \cdot C_{ds} \dots \dots \dots (3)$$

τ_i : 输入时间常数 τ_o : 输出时间常数

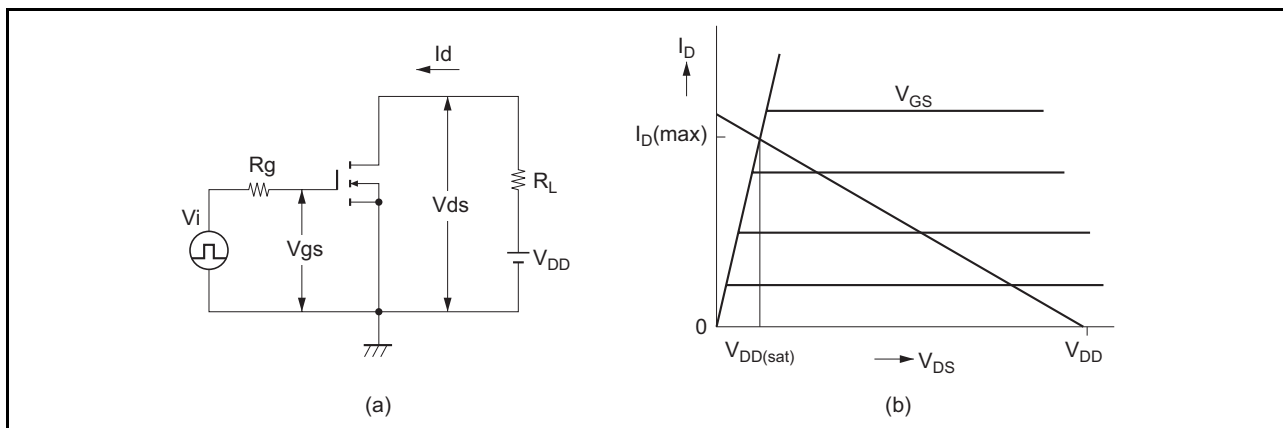


图10 开关电路(a)与电流/电压特性及负载线(b)

因此，开关波形如图 11 所示。

此外成为驱动容易度标准的栅极积累电荷量，可通过以下公式来计算：

$$Q_{on} = C_{gs} \cdot V_{Gmax} \dots\dots\dots (4)$$

关于充电时产生的过渡电流 i_{rush} ，可通过以下公式来计算：

$$i_{rush} = \frac{C_{gs} \cdot V_{Gmax.}}{t_r} \dots\dots\dots (5)$$

因此驱动电路不仅要求高速还必须有可瞬间通入该电流的器件。

纵向结构的反馈电容 C_{gd} 较大，且漏极电压的依存性也大，因此工作分析变得复杂。在栅电极正下方漏极区域，一旦耗尽层开始扩展，就会使 C_{gd} 的值急剧减小。

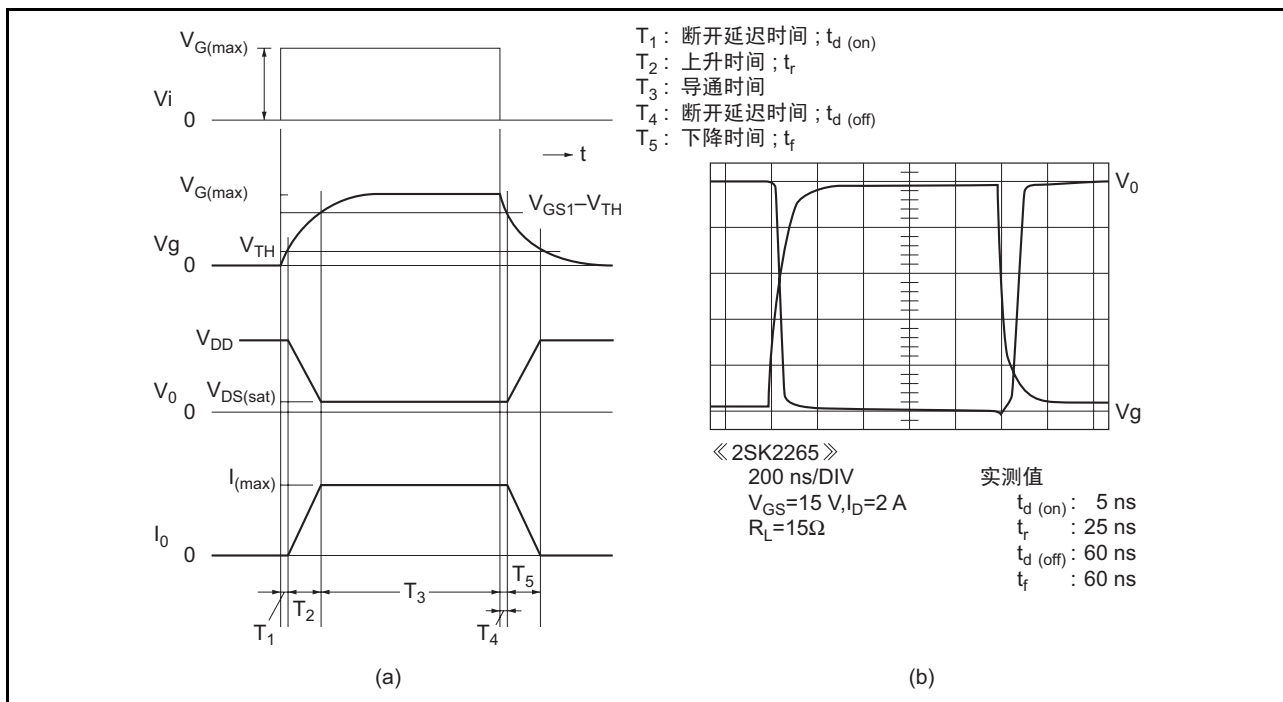


图 11 横向功率 MOS FET 的开关波形

考虑到以上几点， C_{gd} 和 g_m 的漏极电压依存性如图 12 所示。即 $V_{GS} > V_{DS}$ 时， C_{gd} 为漏极电极正下方的氧化膜电容 C_{gd0} 。当 $V_{GS} < V_{DS}$ 时，在漏极区域中的耗尽层也开始扩展，所以 $C_{gd} \ll C_{gs}$ 。在此将漏极表面 P 反转的阈值电压假定为零，并以此为基础考虑开关工作。

首先，漏极电压在 $V_{DS} > V_{DS(sat)}$ 的范围内处于饱和区域，在 $V_{DS(sat)} < V_{DS} < V_{GS}$ 的范围内 C_{gd} 为 C_{gd0} ，所以等效电路如图 12(c) 所示。

因此输入电容的充/放电时间常数可通过以下公式来计算：

$$\left. \begin{aligned} \tau_1 &\approx R_g C_{gs} (V_{DS} > V_{GS}) \\ \tau_1 &\approx R_g \{ C_{gs} + (1 + g_m R_L) C_{gd} \} (V_{DS(sat)} < V_{DS} < V_{GS}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

此外 $V_{DS} = V_{DS(sat)}$ 时处于非饱和区域，等效电路如图 12(d) 所示，时间常数可通过以下公式来计算：

$$\tau_i \approx R_g (C_{gs} + C_{gd0}) \dots\dots\dots (7)$$

图 13 模型化表示了基于上述工作的开关波形。在此 T_1 、 T_2 、 T_4 、 T_5 分别表示接通延迟时间 $t_{d(on)}$ 、上升时间 t_r 、断开延迟时间 $t_{d(off)}$ 及下降时间 t_f ($t_{on} = t_{d(on)} + t_r$ 、 $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$)

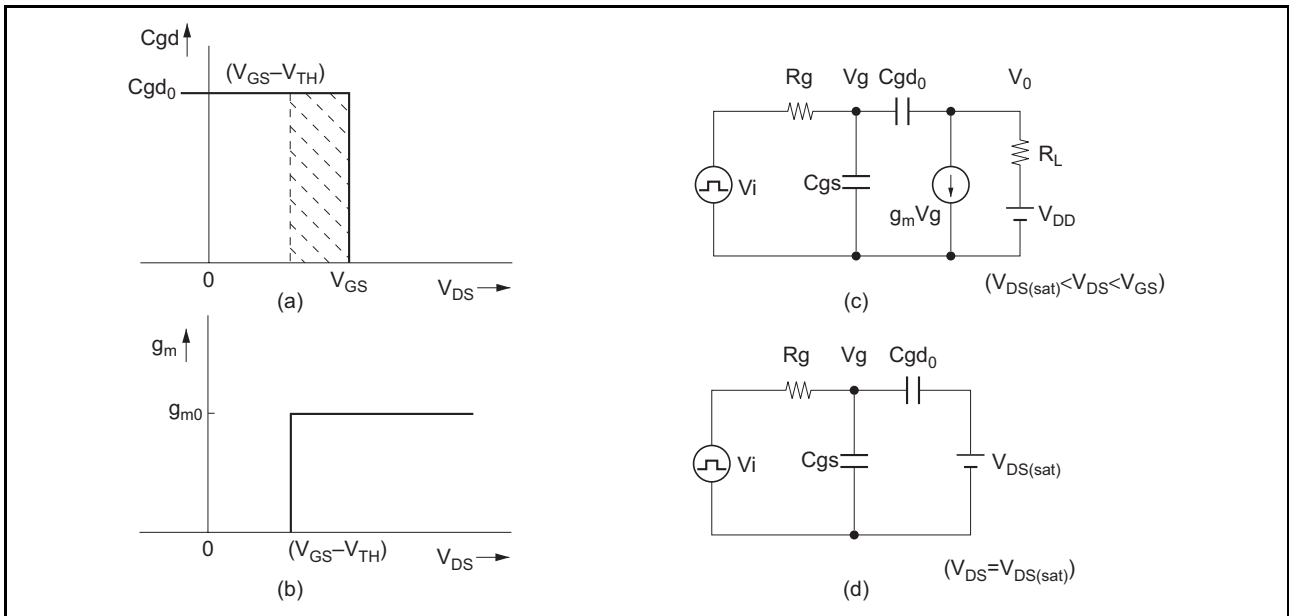


图 12 Cgd 及 gm 的漏极电压依存性 (a)(b) 和等效电路 (c)(d)

此外， $T_6 \sim T_9$ 为各 Cgd 的充/放电时间。其中 T_6 和 T_9 为米勒积分的工作范围，相当于图 12(a) 中斜线部分面积的电荷进行充/放电的时间。

图 13(b) 为实际测量时的纵向结构栅极驱动波形 V_g 及输出电压波形 V_o 。栅压波形与 (a) 所示的理论上的波形在性质上一致，所以，可通过如图 12(a)、(b) 所示的反馈电容与 gm 的近似值来对开关工作进行说明。此外，作为栅极驱动容易度标准的积累电荷量可通过以下公式来计算：

$$Q_{on} = (C_{gs} + C_{gd0}) V_{Gmax} \dots \dots \dots (8)$$

关于充电时产生的过渡电流 i_{rush} ，可通过以下公式来计算：

$$i_{rush} = \frac{(C_{gs} + C_{gd0}) V_{Gmax}}{t_{on}} \dots \dots \dots (9)$$

因此，比较纵向/横向结构的开关工作，可得出如下结论：

- (1) 栅极驱动的容易度可通过栅极电容的积累电荷量的比来计算，纵向结构比横向结构仅需要大 $(C_{gs} + C_{gd0})D / (C_{gs})_S$ 的驱动功率。
- (2) 以高速脉冲驱动时，上升时间 t_r 及下降时间 t_f 这两种结构都可通过以下公式来计算：

$$t_r \approx C_{in} \cdot R_g \cdot \ln \left(\frac{V_{Gmax} - V_{th}}{V_{GSmax} - V_{GS1}} \right) \dots \dots \dots (10)$$

$$t_f \approx C_{in} \cdot R_g \cdot \ln \left(\frac{V_{GS1}}{V_{th}} \right) \dots \dots \dots (11)$$

其中 V_{GS1} 为提供饱和条件的栅压。

纵向结构的 t_r 、 t_f 与横向结构相比，只是栅极电阻小的部分为高速，但是 OFF 时的断开延迟时间 $t_{d(off)}$ 较大，使 $t_{off} (= t_{d(off)} + t_f)$ 的值较大。

此外，当该栅极电阻 R_g 配置在实际电路中时，还要外加驱动电路的输出电阻 R 。

因此，为了使纵向结构高速工作，必须在设计上采取对前段的驱动装入 1 段或者 2 段的发射极输出电路等，以尽可能减小驱动电路的输出电阻。

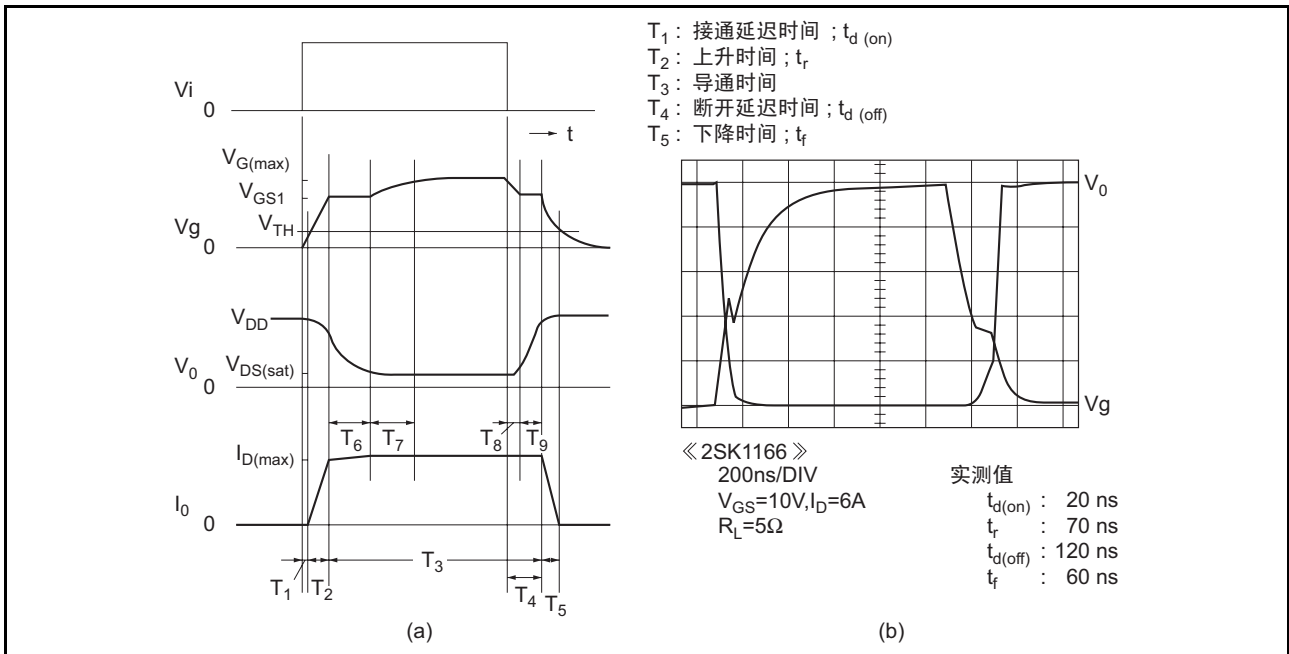


图 13 纵向功率 MOS FET 的开关波形

图 14 和图 15 将装入该驱动电路时的断开时间与标准测量电路作了比较。如电路 (c) 所示，在截止时，由于栅极电位被引向负值，所以工作速度变得更快。

其次，开关时间的温度特性与双极型晶体管对称，几乎不受温度的影响，因此电路设计变得简单。图 16 对比表示了开关时间的温度特性与双极型晶体管。

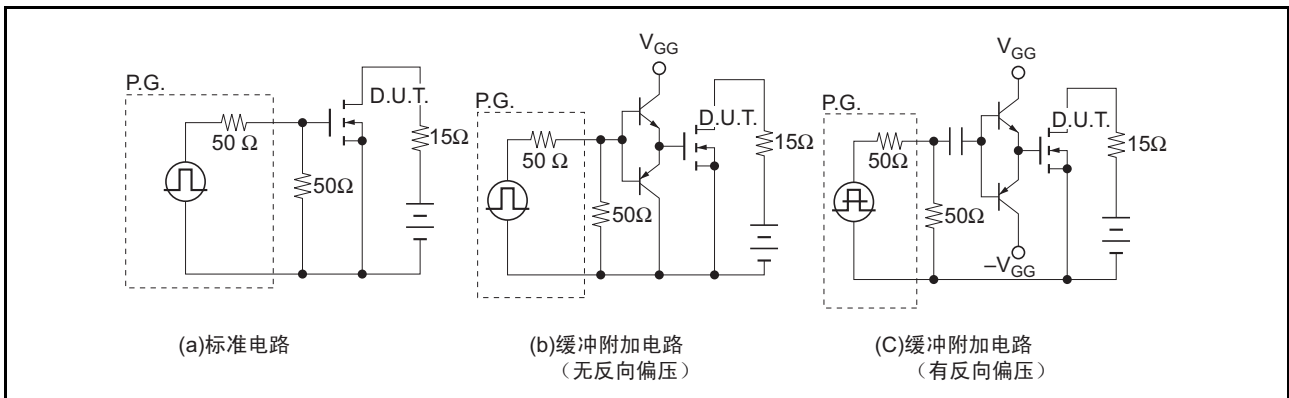


图 14 驱动电路

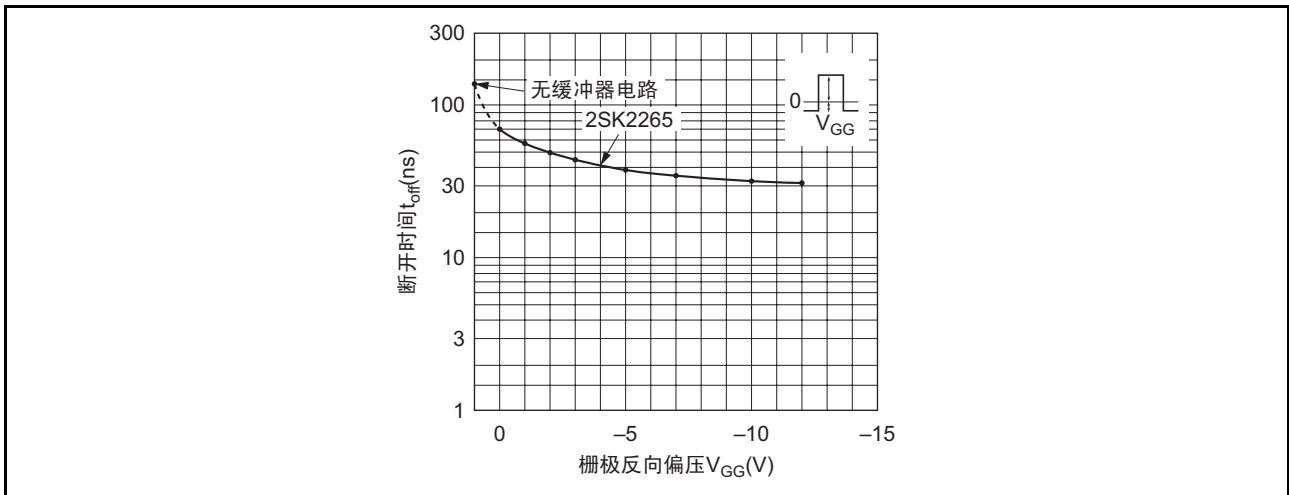


图 15 断开时间与栅极反向偏压的关系

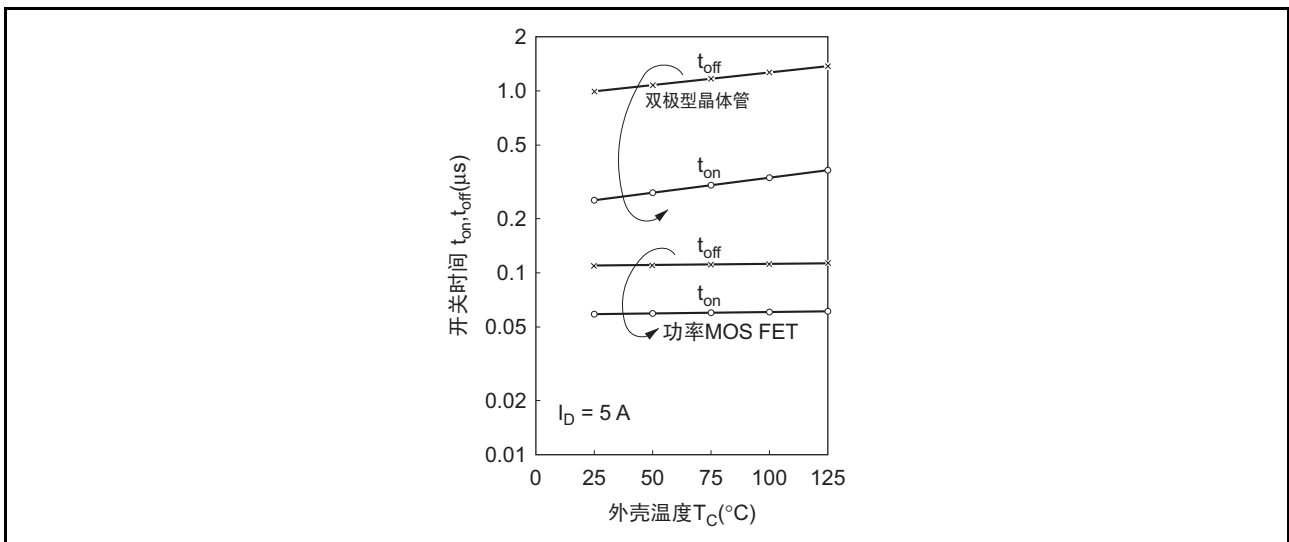


图 16 相对于开关时间的外壳温度特性

4.2 功率 MOS FET 的开关损耗计算方法（仅供参考）

对功率 MOS FET 的开关损耗进行计算时，假定为图 17 所示的近似波形。

如下所示，期间 t_1 、 t_2 和 t_3 的损耗分别表示为 P_1 、 P_2 和 P_3 。其中， P_1 为通态损耗， P_3 为关断损耗。

$$P_1 = \frac{1}{6} \cdot f \cdot t_1 \cdot (V_D \cdot I_b + 2I_b^2 \cdot R_{on}) \dots \dots \dots (1)$$

$$P_2 = \frac{1}{3} \cdot f \cdot t_2 \cdot R_{on} (I_p^2 + I_p \cdot I_b + I_b^2) \dots \dots \dots (2)$$

$$P_3 = \frac{1}{6} \cdot f \cdot t_3 \cdot (V_P \cdot I_p + 2I_p^2 \cdot R_{on}) \dots \dots \dots (3)$$

请参照如下所示的 P_1 和 P_2 的计算方法。

[计算依据]

(1) 计算期间 t_1 的损耗 P_1 时, 将反复周期表示为 T , 那么:

$$\begin{aligned}
 P_1 &= \frac{1}{T} \int_0^{t_1} (i(t) \cdot \theta ds(t)) dt \\
 &= \frac{1}{T} \int_0^{t_1} \frac{I_b}{t_1} t \left(-\frac{V_D - I_b \cdot Ron}{t_1} t + V_D \right) dt \\
 &= \frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left(-\frac{I_b \cdot V_D}{t_1^2} t^2 + \frac{I_b^2 \cdot Ron}{t_1^2} t^2 + \frac{I_b \cdot V_D}{t_1} t \right) dt \\
 &= \frac{1}{T} \left[-\frac{I_b \cdot V_D}{t_1^2} \cdot \frac{t^3}{3} + \frac{I_b^2 \cdot Ron}{t_1^2} \cdot \frac{t^3}{3} + \frac{I_b \cdot V_D}{t_1} \cdot \frac{t^2}{2} \right]_0^{t_1} \\
 P_1 &= \frac{1}{T} \left(-\frac{I_b \cdot V_D}{t_1^2} \cdot \frac{t_1^3}{3} + \frac{I_b^2 \cdot Ron}{t_1^2} \cdot \frac{t_1^3}{3} + \frac{I_b \cdot V_D}{t_1} \cdot \frac{t_1^2}{2} \right) \\
 &= \frac{1}{T} \left(-\frac{1}{3} \cdot V_D \cdot I_b \cdot t_1 + \frac{1}{3} I_b^2 \cdot Ron \cdot t_1 + \frac{1}{2} V_D \cdot I_b \cdot t_1 \right) \\
 &= \frac{1}{T} \left(\frac{1}{6} V_D \cdot I_b \cdot t_1 + \frac{1}{3} I_b^2 \cdot Ron \cdot t_1 \right) \\
 &= \frac{1}{6T} (V_D \cdot I_b + 2I_b^2 \cdot Ron) t_1
 \end{aligned}$$

因为 $\frac{1}{T} = f$

$$\therefore P_1 = \frac{1}{6} \cdot f \cdot t_1 (V_D \cdot I_b + 2I_b^2 \cdot Ron)$$

(2) 期间 t_2 的损耗 P_2 为:

$$P_2 = \frac{1}{T} \int_0^{t_2} \left\{ \left(\frac{I_p - I_b}{t_2} t + I_b \right) \left(\frac{I_b - I_b}{t_2} Ron \cdot t + I_b \cdot Ron \right) \right\} dt$$

如果 $\frac{I_p - I_b}{t_2} = a$

$$P_2 = \int_0^{t_2} (a t + I_b)(a \cdot Ron \cdot t + I_b \cdot Ron) dt$$

$$\begin{aligned}
 P_2 &= \frac{1}{T} \int_0^{t_2} (a^2 \cdot Ron \cdot t^2 + 2a \cdot I_b \cdot Ron \cdot t + I_b^2 \cdot Ron) dt \\
 &= \frac{1}{T} \left[a^2 \cdot Ron \cdot \frac{t^3}{3} + 2a \cdot I_b \cdot Ron \cdot \frac{t^2}{2} + I_b^2 \cdot Ron \cdot t \right]_0^{t_2} \\
 &= \frac{1}{T} \left\{ \frac{(I_p - I_b)^2}{t_2^2} \cdot Ron \cdot \frac{t_2^3}{3} + 2 \frac{I_p - I_b}{t_2} \cdot I_b \cdot Ron \cdot \frac{t_2^2}{2} + I_b^2 \cdot Ron \cdot t_2 \right\} \\
 &= \frac{1}{T} \left\{ \frac{1}{3} t_2 (I_p - I_b)^2 Ron + (I_p - I_b) I_b \cdot Ron \cdot t_2 + I_b^2 \cdot Ron \cdot t_2 \right\} \\
 &= \frac{1}{T} \left\{ \frac{1}{3} I_p^2 \cdot Ron \cdot t_2 - \frac{2}{3} I_p \cdot I_b \cdot Ron \cdot t_2 + \frac{1}{3} I_b^2 \cdot Ron \cdot t_2 \right. \\
 &\quad \left. + I_p \cdot I_b \cdot Ron \cdot t_2 - I_b^2 \cdot Ron \cdot t_2 + I_b^2 \cdot Ron \cdot t_2 \right\} \\
 &= \frac{1}{3T} \cdot Ron \cdot t_2 (I_p^2 + I_p I_b + I_b^2)
 \end{aligned}$$

因为 $\frac{1}{T} = f$

$$\therefore P_2 = \frac{1}{3} \cdot f \cdot Ron \cdot t_2 (I_p^2 + I_p I_b + I_b^2)$$

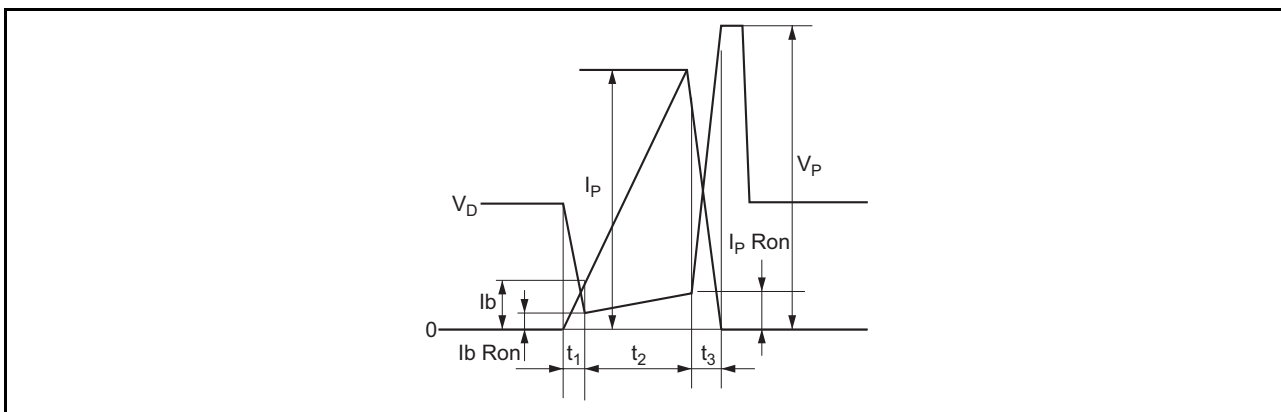


图 17 电压、电流近似波形

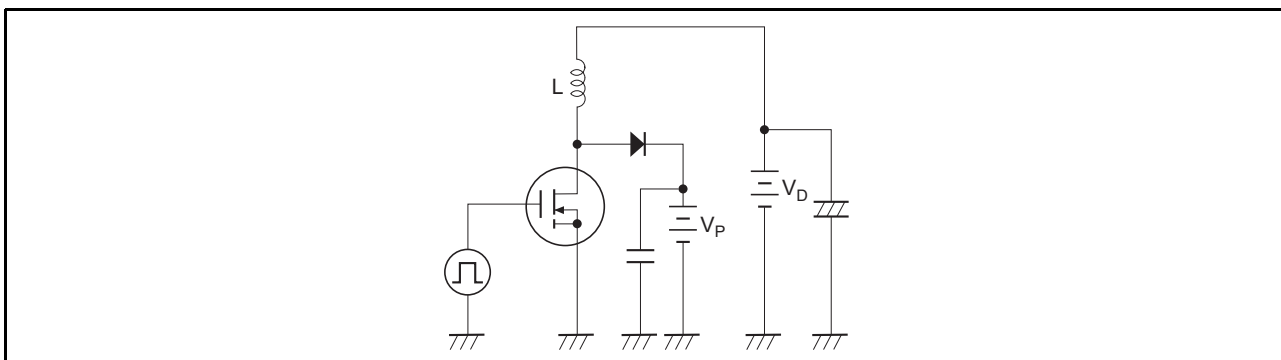


图 18 L 负载的开关电路

5. 输入动态特性

一般在功率 MOS FET 的驱动电路设计中，给驱动损耗和栅极输入电容充电所需要的电流，可通过以下公式来计算：

$$\text{驱动损耗 } P_d = f \cdot C_{in} \cdot V_{GS}^2 \dots \dots \dots (12)$$

$$\text{峰值电流 } i_{(rush)} = \frac{C_{in} \cdot V_{GS}}{t} \dots \dots \dots (13)$$

该公式中的输入电容 C_{in} 在数据表中一般为偏压固定时的值，直接引用该值进行计算时会产生一些问题。这是因为 C_{in} 中存在栅极/漏极电容 C_{gd} （为米勒电容），并且该电容为漏极/源极之间电压 V_{DS} 的函数。此外因为栅极/源极电容 C_{gs} 是 V_{GS} 的函数，所以包含很多复杂的要素。其详细内容在 4. 开关特性中已经有过说明，但是实际应用到驱动电路设计时，是非常麻烦的。

因此，作为 V_{GS} 、 V_{DS} 的函数来规定栅极充电电荷量 Q_g ，是最合适的方法。

(1) 栅极充电要素

图 19 表示栅极充电电荷量 Q_g 的测量电路。该测量原理是，当在栅极以恒流 I_g 驱动时间轴 t 时，时间轴 t 乘以 I_g ，这样，时间轴可作为电荷量 Q_g 来读取。

图 20 表示在 2SK299 中实际测量 Turn-on、Turn-off 时的 Q_g - V_{GS} · V_{DS} 特性。纵轴为漏极/源极电压 V_{DS} 、栅极/源极电压 V_{GS} ，横轴为栅极充电电荷量 Q_g 。在 (a)、(b) 的波形中，开始是由零开始上升的部分给栅极/源极电容 C_{gs} 充电的期间，接着是平面的部分给栅极/漏极电容 C_{gd} 充电的期间。(c)、(d) 的波形为反向放电的期间。由此可以清楚的了解 C_{gs} 与 C_{gd} 充电所必需的电荷量各自不同。

图 21 表示以 2SK299 的 V_{DD} 、 I_D 为参数的 Q_g - V_{GS} 特性。在图 21-(b) 的波形中， $V_{DD}=100V$ 、 $I_D=1A$ 条件下的所需充电量为 16nC。

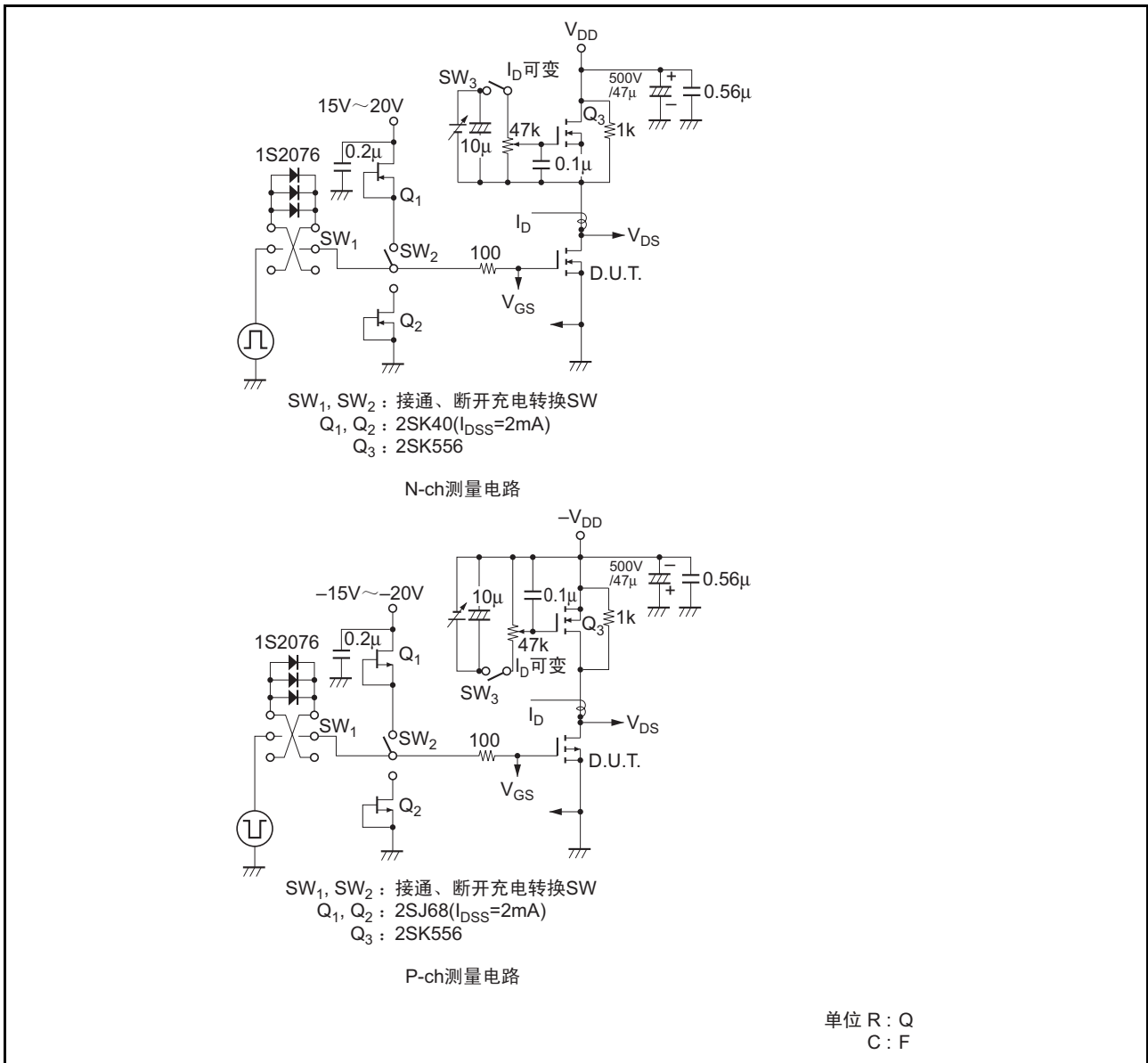


图19 栅极充电测量电路

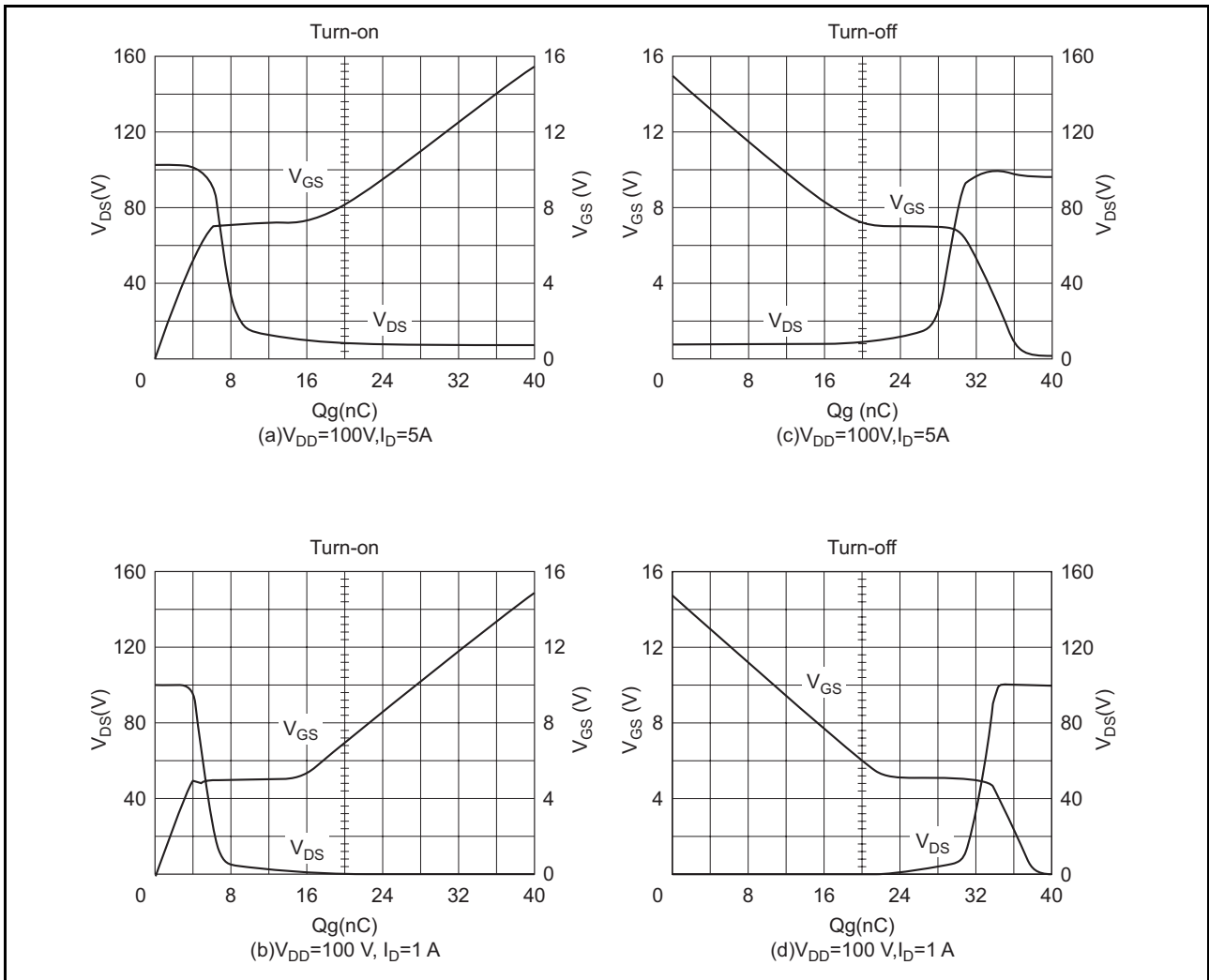


图20 2SK299 $Q_g - V_{GS}$ 、 V_{DS} 特性

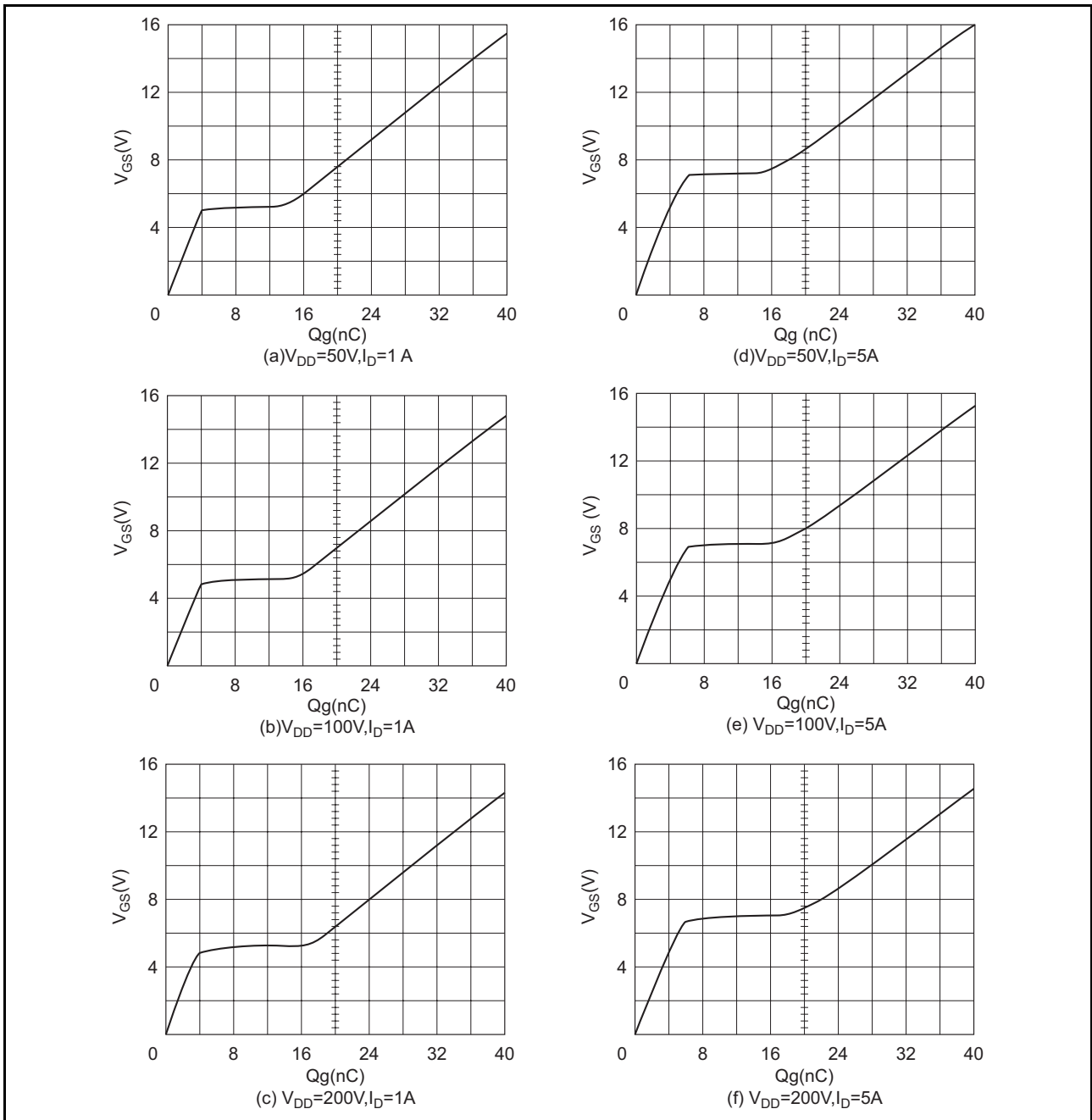


图 21 2SK299 Q_g - V_{GS}特性

此时所需 V_{GS} 约为 5.2V（该值因 V_{th} · g_m 稍有差异），但是，在实际开关工作中，通常应在漏极/源极电压完全处于接通状态（饱和）、降低通态电阻、外加容限、且 V_{GS}=10 ~ 15V 的超速驱动条件下使用。因此在 V_{DD}=100V、I_D=1A、V_{GS}=10V 的条件下设计驱动电压时，栅极充电电荷量为 28nC。

因为 C_{gd} 随 V_{DS} 的变化而发生波动，所以在 V_{DD}=100V 和 200V 时 Q_g 的值不同。

(2) 驱动电路的设计

通过栅极充电电荷量 Q_g 来计算驱动电路的驱动损耗和所需峰值电流时，可通过以下公式来计算：

驱动损耗 Pd=f•Qg•VGS (14)

峰值电流 i_(rush) = $\frac{Q}{t}$ (15)

<例>

使用 2SK299 时，如何求取 $f=100\text{kHz}$ 、 $V_{DD}=100\text{V}$ 、 $V_{GS}=15\text{V}$ 、开关时间 $t_{on}=50\text{ns}$ 、 $I_D=5\text{A}$ 时的驱动损耗与所需峰值电流？

<方法>

由图 21(e) 可知，上述条件中的 Q_g 为 39nC ，这样可以很容易地算出：

$$\begin{aligned} P_d &= f \cdot Q_g \cdot V_{GS} \\ &= 100 \times 10^3 \times 39 \times 10^{-9} \times 15 \\ &= 58.5\text{mW} \end{aligned}$$

$$i_{(\text{rush})} = \frac{Q_g}{t} = \frac{39 \times 10^{-9}}{50 \times 10^{-9}} = 0.78\text{A}$$

由图 23 中的测量电路实际测得的驱动损耗与采用公式 (14) 计算出的驱动损耗的对比如图 22 所示，横轴代表频率。如图所示，计算值与实测值相当吻合，这意味着，只要确定了栅极电荷量 Q_g ，就能够简单而准确地设计驱动电路。

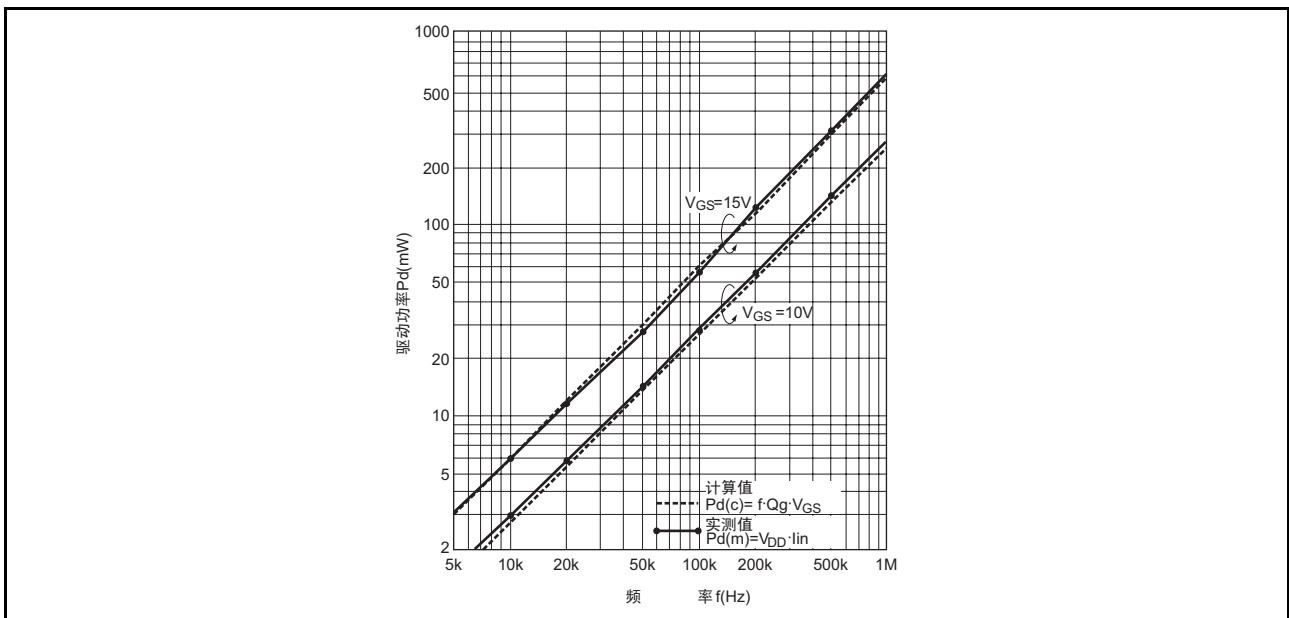


图 22 功率 MOS FET 的驱动功率（2SK320 的例子）

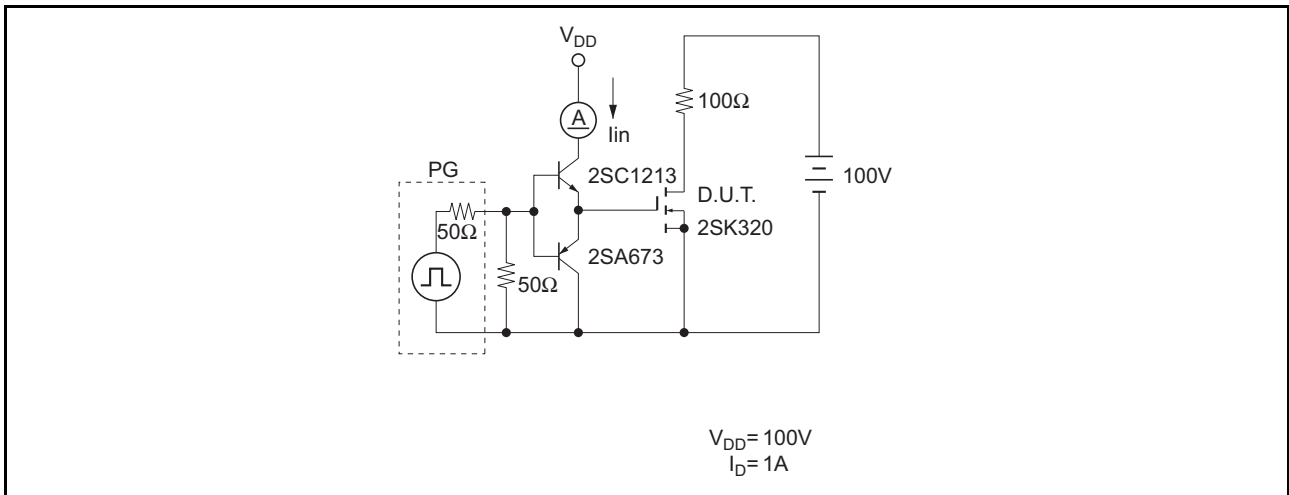


图23 测量电路

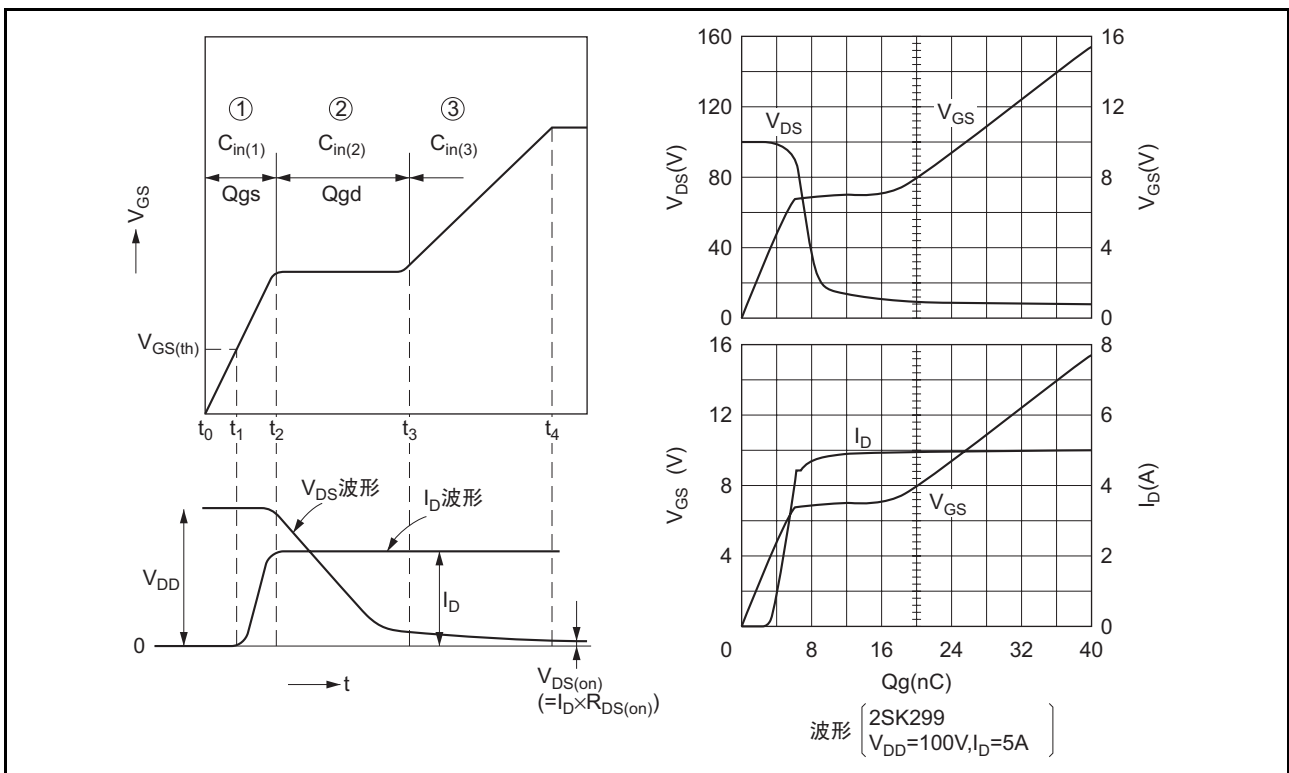


图24 基本的栅极充电波形与 V_{DS} 、 I_D 波形

(3) 栅极充电特性的说明

图24表示了基本的栅极充电特性与 V_{GS} 、 V_{DS} 、 I_D 波形。在图的特性曲线上可以分为3个区域。区域①表示，为了达到指定漏极电流 I_D 的所需 V_{GS} ，对栅极/源极电容 C_{gs} 进行充电的期间。其中在不超出门限值电压 $V_{GS(th)}$ 及 t_1 以内，FET为断开状态，超过 $V_{GS(th)}$ 的同时产生漏极电流 I_D ，并且在 t_2 到达指定的电流值。区域②表示，在从有源区域向饱和区域移动的部分，漏极/源极电压 V_{DS} 发生变化、并对栅极/漏极（米勒）电容 C_{gd} 进行充电的期间。由于该米勒效应， C_{in} 变大，但FET完全成为接通状态，在 V_{DS} 不发生变化的同时该效应也随之消失。此点为 t_3 。区域③完全变为饱和状态， V_{DS} 几乎不发生变化。即FET的 V_{DS} 始终保持 $V_{DS(on)}=I_D \times R_{DS(on)}$ 。该区域③的 C_{in} 虽大于区域①，但比区域②小。 $C_{in(1)}$

与Cin(3)相当于Ciss, 大约与Cgs+Cgd的值相等。但是, 因在区域①与③中V_{DS}的值不同 (Cgd的值不同), 所以Ciss与Cgs+Cgd也有所不同。即在区域③中, 由于栅极正下方的耗尽层的扩展较小, 所以Cgd较大, 因此Cin(3)比Cin(1)要大。

(4) 使用栅极充电特性Qg的开关时间计算方法

图25(c)表示开关时间的标准测量电路, (a)为栅极输入电压的瞬态响应特性。

在该图中, 当Cin固定时, V_{GS(t)}特性为:

$$V_{GS(t)} = V_{GS} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{t}{Cin \cdot R_S}\right) \right\} \dots\dots\dots(16)$$

另外, Vg1、Vg2为

$$V_{g1} = V_{GG} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{t_1}{Cin \cdot R_S}\right) \right\} \dots\dots\dots(17)$$

$$V_{g2} = V_{GG} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{t_2}{Cin \cdot R_S}\right) \right\} \dots\dots\dots(18)$$

将公式(17)和(18)变形, 求取t₁和t₂-t₁。此外如图26所示, 区域①和②的Cin不同, 所以t₁和t₂-t₁为:

$$t_1 = (Cin(1) \cdot R_S) / \ln\left(\frac{V_{GG}}{V_{GG} - V_{g1}}\right) \dots\dots\dots(19)$$

$$t_2 - t_1 = (Cin(2) \cdot R_S) / \ln\left(\frac{V_{GG} - V_{g1}}{V_{GG} - V_{g2}}\right) \dots\dots\dots(20)$$

区域①、②的Cin(1)、Cin(2)通过以下公式计算

$$Cin(1) = \frac{\Delta Q}{\Delta Vg} = \frac{Qg1}{Vg1} \dots\dots\dots(21)$$

$$Cin(2) = \frac{\Delta Q}{\Delta Vg} = \frac{Qg2 - Qg1}{Vg2 - Vg1} \dots\dots\dots(22)$$

在图26的波形中, t₁相当于接通延迟时间t_{d(on)}, t₂-t₁相当于上升时间tr。将公式(21)、(22)代入到公式(19)、(20)中, t_{d(on)}、tr为:

$$\therefore t_{d(on)} = \frac{Qg1}{Vg1} \cdot R_S / \ln\left(\frac{V_{GG}}{V_{GG} - V_{g1}}\right) \dots\dots\dots(23)$$

$$\therefore t_r = \left(\frac{Qg2 - Qg1}{Vg2 - Vg1}\right) \cdot R_S / \ln\left(\frac{V_{GG} - V_{g1}}{V_{GG} - V_{g2}}\right) \dots\dots\dots(24)$$

用相同方法可以求取断开延迟时间t_{d(off)}和下降时间t_f。由图25(b)可知:

$$V_{GS(1)} = V_{GG} \cdot \exp\left(-\frac{t}{Cin \cdot R_S}\right) \dots\dots\dots(25)$$

t₂和t₁-t₂可通过以下公式来计算:

$$t_2 = (Cin(1) \cdot R_S) / \ln\left(\frac{V_{GG}}{V_{g2}}\right) \dots\dots\dots(26)$$

$$t_1 - t_2 = (Cin(2) \cdot R_S) / \ln\left(\frac{V_{g2}}{V_{g1}}\right) \dots\dots\dots(27)$$

由图27可知, Cin(1)和Cin(2)可通过以下公式来计算:

$$Cin(1) = \frac{\Delta Q}{\Delta Vg} = \frac{Qg3 - Qg2}{V_{GG} - V_{g2}} \dots\dots\dots(28)$$

$$Cin(2) = \frac{\Delta Q}{\Delta Vg} = \frac{Qg2 - Qg1}{V_{g2} - V_{g1}} \dots\dots\dots(29)$$

在图27的波形中, t₂相当于断开延迟时间t_{d(off)}, t₁-t₂相当于下降时间t_f:

$$\therefore t_{d(off)} = \left(\frac{Qg3 - Qg2}{V_{GG} - V_{g2}}\right) \cdot R_S / \ln\left(\frac{V_{GG}}{V_{g2}}\right) \dots\dots\dots(30)$$

$$\therefore t_f = \left(\frac{Qg2 - Qg1}{V_{g2} - V_{g1}}\right) \cdot R_S / \ln\left(\frac{V_{g2}}{V_{g1}}\right) \dots\dots\dots(31)$$

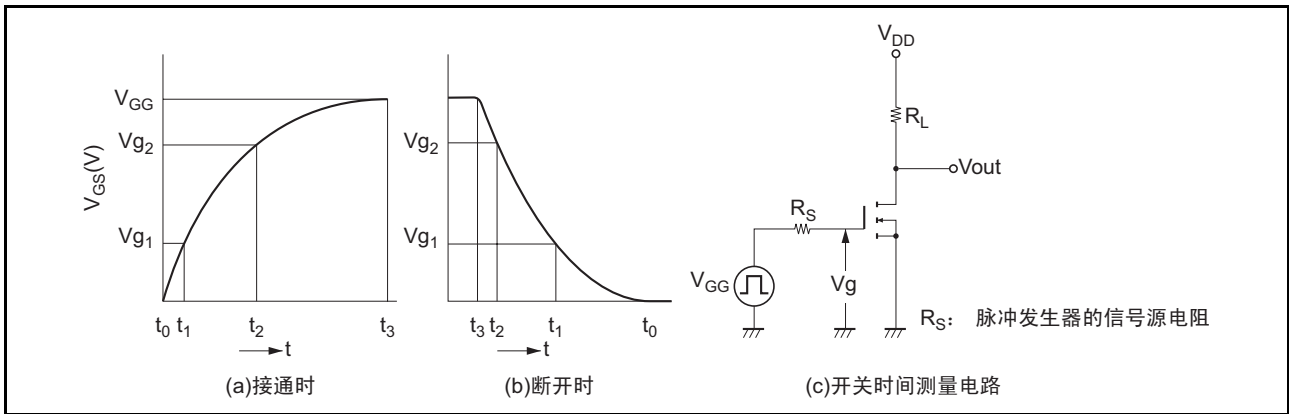


图 25 开关时间测量电路与 V_{GS} 波形

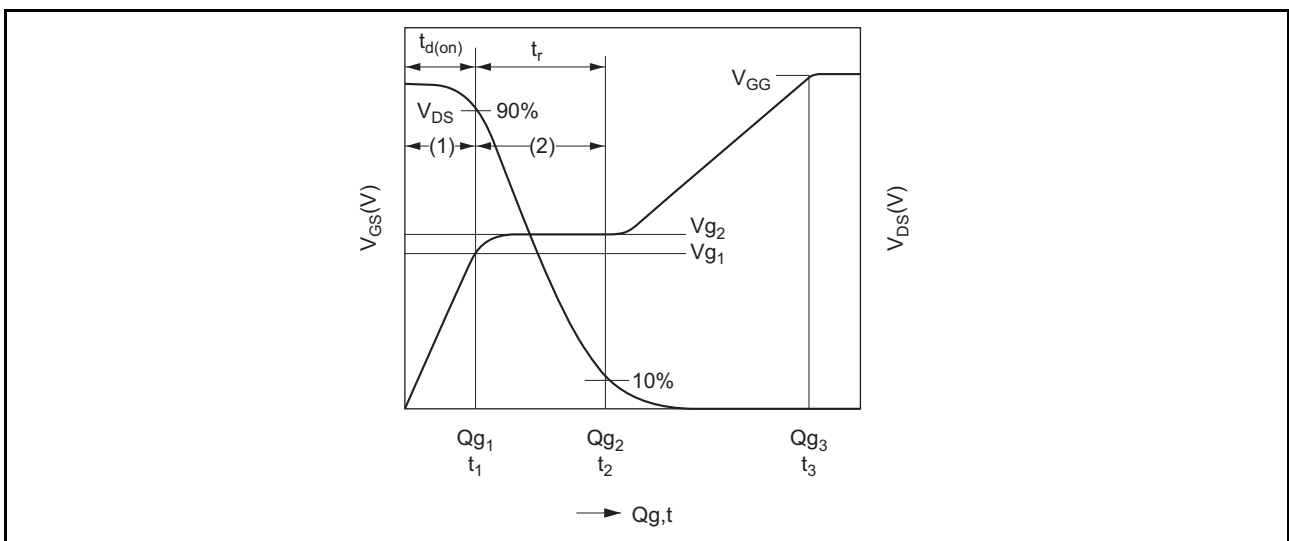


图 26 栅极充电特性（通态）

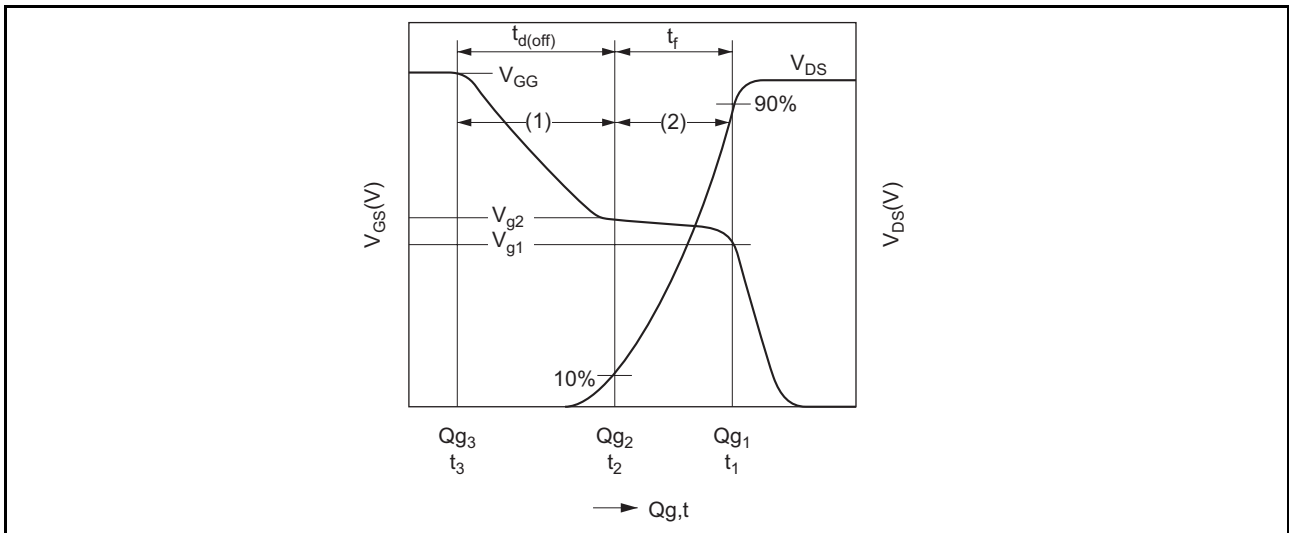


图27 栅极充电特性（断开）

6. 安全工作区域 (ASO)

6.1 正向偏压 ASO

作为功率扩大的器件必须具备很强的耐破坏能力。

由于功率 MOS FET 从理论上讲没有电流集中，因此不会发生 2 次击穿现象。

给功率 MOS FET 及双极型晶体管外加功率时的芯片表面温度分布如图 28 所示。

该图中，功率 MOS FET 的热量分布一致，所以，即使只对双极型晶体管外加 1/2 的功率，也会产生热点。图 29 表示与双极型晶体管相比较的功率 MOS FET 的破坏强度。双极型晶体管通过在高电压区域的 2 次击穿，使安全工作区域受到限制，但功率 MOS FET 可以根据热阻所限制的“等功率”曲线来保证其安全工作区域。因此，使 ASO 设计变得非常简单。

- 功率 MOS FET 的连续脉冲开关工作条件的 ASO 探讨方法（仅供参考）

在功率 MOS FET 的连续脉冲开关工作中，探讨是否进入了 ASO 范围时，先计算结温 T_j ，如果 T_j 进入了 T_{jmax} 范围，即可确认该开关工作在 ASO 范围内。

其计算方法的例子如下所示：

例 1. 在功耗固定的反复脉冲开关工作时
结温 T_j 通过以下的公式来计算：

$$T_j = T_c + \Delta T_j$$

$$= T_c + \theta_{ch-c(t)} (I_D^2 \cdot R_{on} + SW \text{ 损耗})$$



图28 外加功率时的芯片表面温度分布

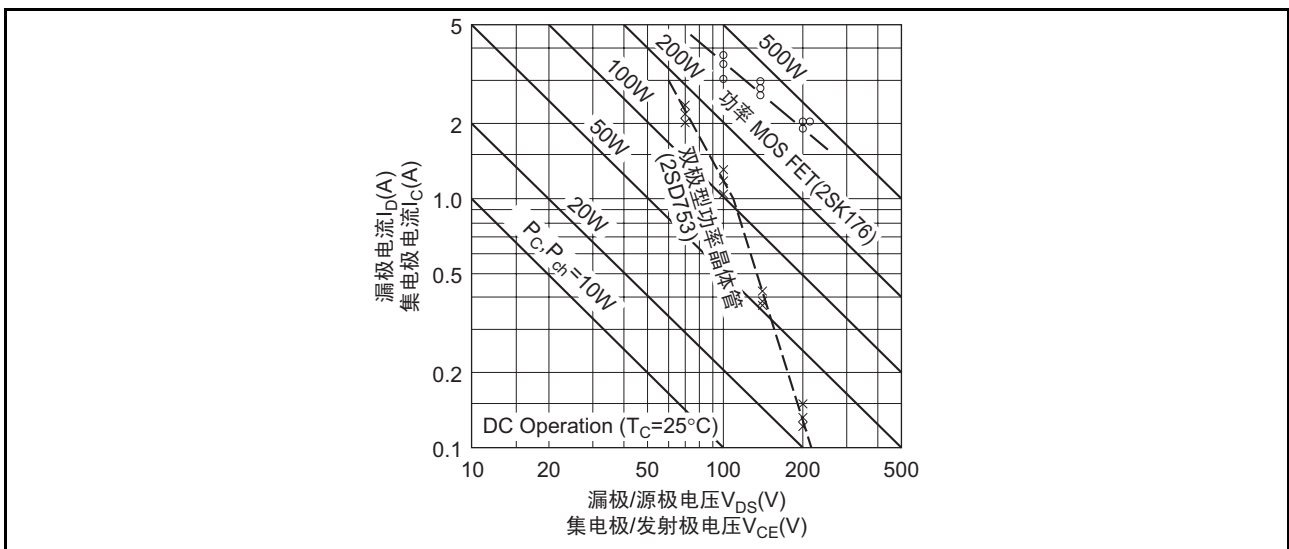


图29 功率 MOS FET 的破坏强度

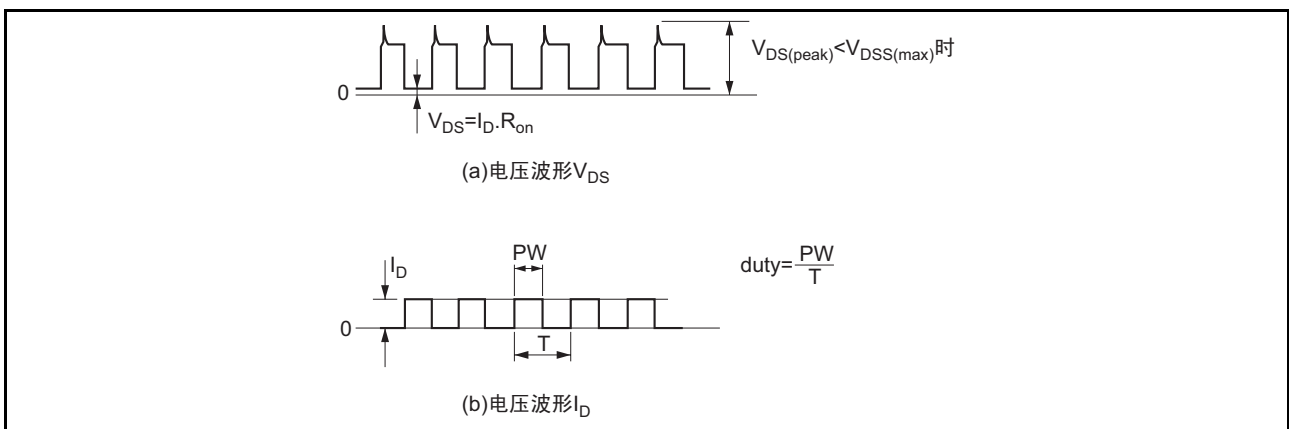


图30 固定功耗时的反复脉冲开关工作波形

其中,

T_c : 外壳温度

$\theta_{ch-c}(t)$: $PW=t$ 、 $duty=n\%$ 的过渡热阻

Ron : 通态电阻的最大值 (Tj max.=150°C)

SW 损耗 : 由开关时间 ton、toff 产生的损耗

(例) 使用 2SK1165 (Pch=100W、 $\theta_{ch-c}=1.25^\circ\text{C/W}$ 、Tj max.=150°C) 时, 在外壳温度 Tc=80°C、ID=10A、PW=10ms、duty=20% (f=50kHz) 的情况下, 开关工作 (功率 MOS FET 设定为 VGS ≥ 10V) 的条件是否在 ASO 范围内? (此处的 SW 损耗为 Ron 损耗的一半)

(1) 首先, 求取 PW=10μs、duty=20% 的过渡热阻 $\theta_{ch-c}(t)$ 时, 根据数据表, $\gamma_{S(t)}=0.21$, 因此 $\theta_{ch-c}(t)=\gamma_{S(t)} \cdot \theta_{ch-c}=0.21 \times 1.25=0.263^\circ\text{C/W}$ 。

此外, PW=t、duty=n% 的 $\theta_{ch-c}(t)$ 可根据以下的公式来计算:

$$\theta_{ch-c}(t) = \theta_{ch-c} \left\{ \frac{n}{100} + \left(1 - \frac{n}{100} \right) \cdot \gamma_{S(t)} \right\}$$

(* $\gamma_{S(t)}$ 为单触发脉冲的标准过渡热阻)

(2) 根据数据表得知 2SK1165 的 Ron max. 为 0.55Ω, 考虑到 Tj max.=150°C 时, Ron max. 为 2.2~2.4 倍, 所以

$$Ron = 2.4 \times 0.55 = 1.32\Omega$$

(3) 因此, 结温 Tj 为,

$$\begin{aligned} T_j &= T_c + \theta_{ch-c}(t) I_D^2 \cdot Ron + SW \text{ 损耗} \\ &= 80 + 0.263 \left\{ (10^2 \times 132) + \frac{1}{2} (10^2 \times 1.32) \right\} \\ &= 80 + 52 \\ &= 132^\circ\text{C} \end{aligned}$$

所以 Tj < Tj max., 由此可以确认该工作是在 ASO 范围内。

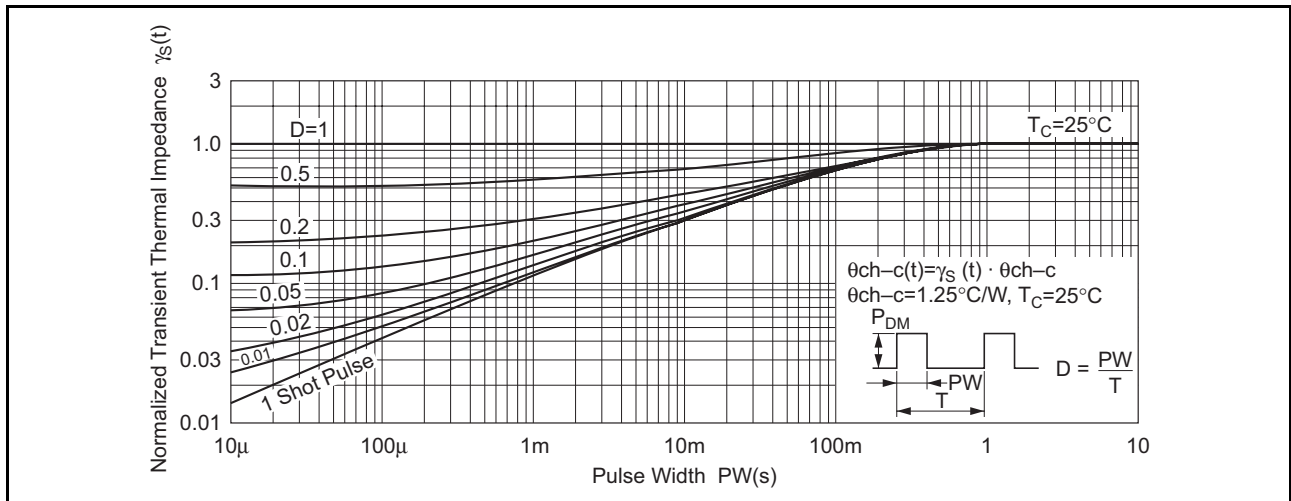


图31 标准过渡热阻特性

例2. 在功耗不定的 (例如负载波动、负载短路时等) 反复脉冲开关工作时

在如图 32(a) 的波形时, 有效的方法是通过如 (b) 所示 (此方法条件稍微苛刻, 但便于计算) 的近似假定进行计算。

通过在 (c) 所示的连续反复工作条件的损耗 P1 处, 外加期间 (t2+t3) 的平均损耗 P2 及峰值时 (ID2) 的损耗 P3, 来求取结温 Tj(peak)。

通过以下公式来计算 Tj(peak):

$$T_j(\text{peak}) \approx T_c + P_1 \cdot \theta_{ch} - c(t_1) + P_2 \cdot \theta_{ch} - c(t_2 + t_3) + P_3 \cdot \theta_{ch} - c(t_3) - P_1 \cdot \theta_{ch} - c(t_2 + t_3) - P_2 \cdot \theta_{ch} - c(t_3)$$

$$= T_c + \theta_{ch} - c(t_1) (I_{D1}^2 \cdot R_{on1} + \text{SW损耗}) + \frac{t_1}{T} \cdot I_{D2}^2 \cdot R_{on2} \cdot \theta_{ch} - c(t_2 + t_3) + I_{D2}^2 \cdot R_{on2} \cdot \theta_{ch} - c(t_3) - \frac{t_1}{T} \cdot I_{D1}^2 \cdot R_{on1} \cdot \theta_{ch} - c(t_2 + t_3) - \frac{t_1}{T} \cdot I_{D2}^2 \cdot R_{on2} \cdot \theta_{ch} - c(t_3)$$

其中,

- $\theta_{ch} - c(t_1)$: PW= t_1 时 duty n% 的过渡热阻
- $\theta_{ch} - c(t_2)$: PW= t_2 单触发的过渡热阻
- $\theta_{ch} - c(t_3)$: PW= t_3 单触发的过渡热阻
- SW 损耗 : 由开关时间 t_{on} 、 t_{off} 产生的损耗
- R_{on1} : I_{D1} 的 $R_{on} \text{ max.}$ ($T_j \text{ max.} = 50^\circ\text{C}$)
- R_{on2} : I_{D2} 的 $R_{on} \text{ max.}$ ($T_j \text{ max.} = 150^\circ\text{C}$)

(例) 使用 2SK1165 时, 在图 32(a) 所示的波形中, 外壳温度 $T_c = 50^\circ\text{C}$ 、 $I_{D1} = 3\text{A}$ 、 $I_{D2} = 30\text{A}$ 、 $t_1 = 10\text{ms}$ 、duty=50% ($f = 50\text{kHz}$)、 $t_2 = 100\mu\text{s}$ 的条件是否在 ASO 范围内? (此处的 SW 损耗为 R_{on1} 损耗的一半, 所以忽略了 P_2 、 P_3 期间)。

- (1) $I_{D1} = 3\text{A}$ 的 R_{on1} 使用数据表中的 $0.55\Omega \text{ max.}$, 在考虑到 $T_j \text{ max.} = 150^\circ\text{C}$ 时, 其值为原来的 2.2~2.4 倍, 所以 $R_{on1} = 2.4 \times 0.55 = 1.32\Omega$ 。
- (2) 根据数据表的 $I_D - R_{on}$ 特性 $I_{D2} = 30\text{A}$ 的 $R_{on2} \approx 0.8\Omega \text{ typ.}$, 同样, 在考虑到 $T_j \text{ max.} = 150^\circ\text{C}$ 时, $R_{on} \text{ max.}$ 为原来的 1.3 倍, 所以 $R_{on2} = 2.4 \times 1.3 \times 0.8 = 2.5\Omega$ (实际上, 观测波形很重要)。
- (3) 计算 PW= $t_1 = 10\mu\text{s}$ 、duty 50% 的过渡热阻 $\theta_{ch} - c(t_1)$ 时, 根据数据表可知 $\gamma_{S(t)} = 0.5$, 所以 $\theta_{ch} - c(t_1) = \gamma_{S(t)} \cdot \theta_{ch} - c = 0.5 \times 1.25 = 0.625^\circ\text{C/W}$
- (4) 计算 PW= $(t_2 + t_3) = 110\mu\text{s}$ 1shot 的 $\theta_{ch} - c(t_2 + t_3)$ 时, 同样, 根据数据表可知 $\gamma_{S(t)} = 0.04$, 所以 $\theta_{ch} - c(t_2 + t_3) = \gamma_{S(t)} \cdot \theta_{ch} - c = 0.04 \times 1.25 = 0.05^\circ\text{C/W}$

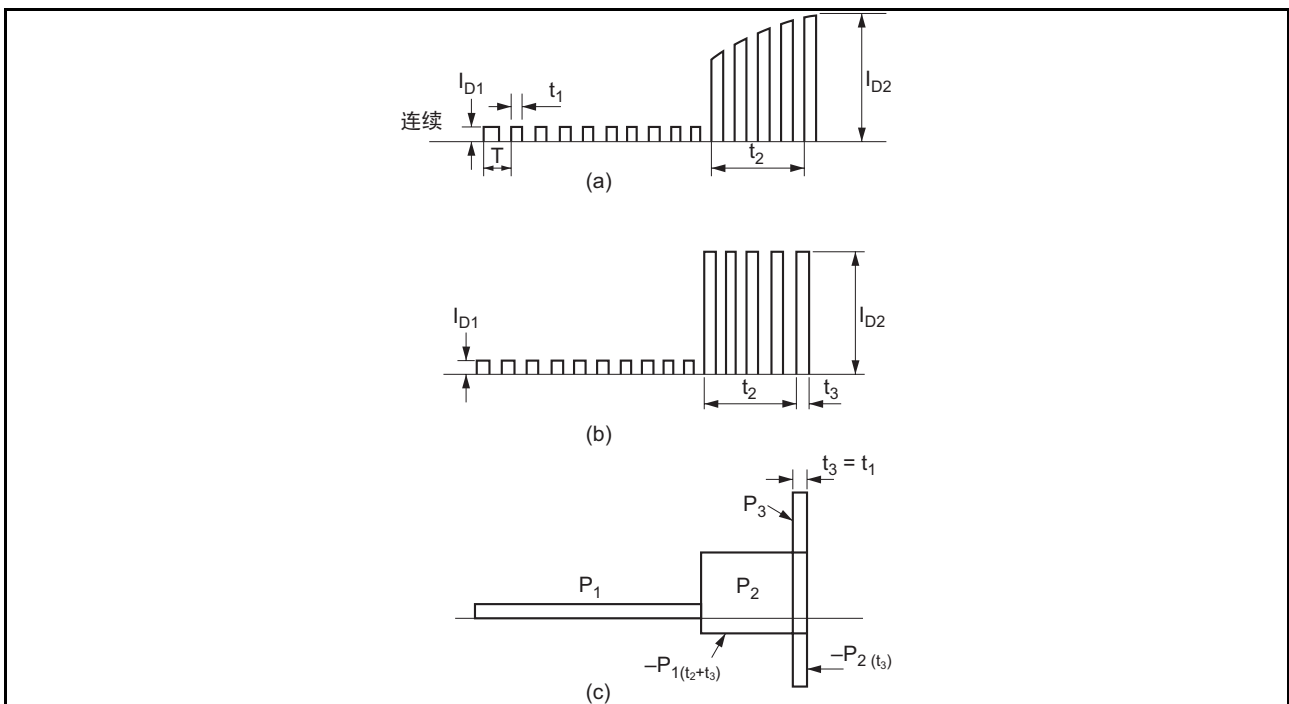


图 32 功耗不定的反复脉冲开关波形例子 (电流波形)

(5) $PW=t_1=10\mu s$ 单触发的 $\theta_{ch-c}(t_3)$ ，同样，根据数据表可知 $\gamma_{S(t)}=0.015$ ，所以

$$\theta_{ch-c}(t_3)=\gamma_{S(t)} \cdot \theta_{ch-c}=0.015 \times 1.25 \approx 0.02^\circ C/W$$

$$\begin{aligned} \therefore T_j(\text{peak}) &= T_c + \theta_{ch-c}(t_1) \cdot I_{D1}^2 \cdot R_{on1} + \text{SW损耗} \\ &+ \frac{t_1}{T} \cdot I_{D2}^2 \cdot R_{on2} \cdot \theta_{ch-c}(t_2 + t_3) + I_{D2}^2 \cdot R_{on2} \cdot \theta_{ch-c}(t_3) \\ &- \frac{t_1}{T} \cdot I_{D1}^2 \cdot R_{on1} \cdot \theta_{ch-c}(t_2 + t_3) - \frac{t_1}{T} \cdot I_{D2}^2 \cdot R_{on2} \cdot \theta_{ch-c}(t_3) \\ &= 50 + 0.625 \left\{ (3^2 \times 1.32) + \frac{1}{2} (3^2 \times 1.32) \right\} + \frac{1}{2} (30^2 \times 2.5) \times 0.05 \\ &+ 30^2 \times 2.5 \times 0.02 - \frac{1}{2} (3^2 \times 1.32) \times 0.05 - \frac{1}{2} (30^2 \times 2.5) \times 0.02 \\ &= 50 + 11.1 + 56.3 + 45 - 0.3 - 22.5 \\ &= 139.6^\circ C \end{aligned}$$

所以 $T_j < T_j \text{ max.}$ ，由此可以确认该工作是在 ASO 范围内。

6.2 反向偏压 ASO

在开关稳压器等功率开关的用途中，开关器件的负载多为感性负载，因此与前面所述的正向偏压 ASO 一样，对反向偏压 ASO 也要予以考虑。通常在开关电源等方面，为了缩短 t_{stg} 和 t_f ，对发射极/基极结进行强制性反向偏置，这时产生 I_B 的反向电流，但是该电流越大 t_{stg} 和 t_f 就越小，同时反向偏压 ASO 也变小，从而限制了工作区域（如图 33 所示）。在功率 MOS FET 中，即使向栅极施加反向偏压使 t_{off} 变小，也不会发生上述现象，从而为设计留有灵活的余地。

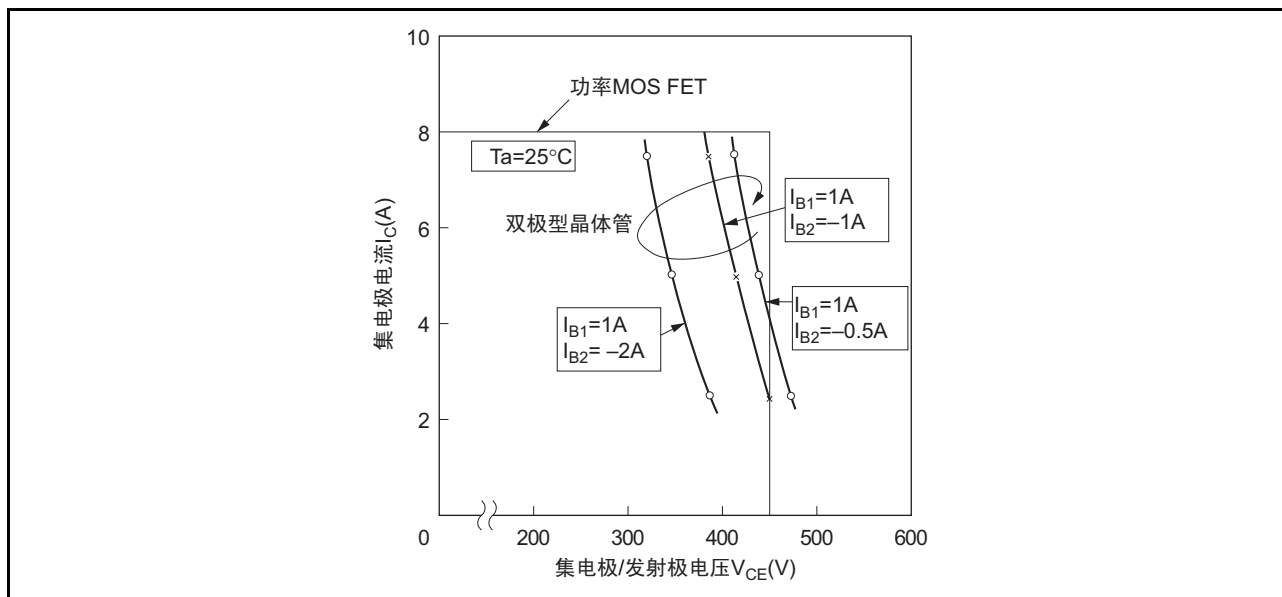


图 33 反向偏压 ASO

7. 温度特性

传递静态特性如图 34 所示。功率 MOS FET 在大电流区域的温度系数为负，因此电流不会集中，并且安全工作区域增大，不会轻易发生因热击穿而损坏的情况。

另外，功率 MOS FET 与双极型晶体管一样，也是增强型，因此，不需要耗尽型 FET 所必需的复杂偏压电路。

在 D 系列与 S 系列中，温度系数为零时的交叉点因结构和工艺等的不同而有很大差异。该值因产品而异，在 D 系列中为 2~6A，在 S 系列中约为 100mA。

因此在S系列中，使用音频B级推挽放大器输出时，如果将空转电流设定为100mA左右，就不需要双极型晶体管电路所必需的电流温度补偿电路。

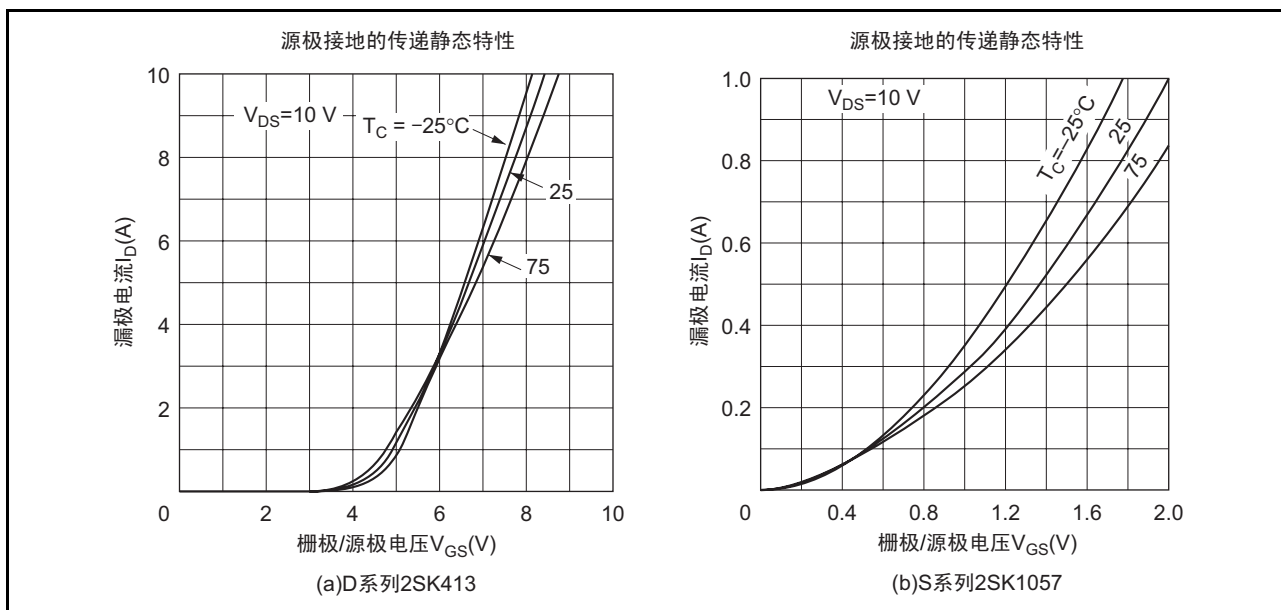


图34 传递静态特性

8. 源极/漏极之间的二极管特性

功率MOS FET的D系列、S系列如图35、36所示，在源极/漏极之间等效地内置二极管。该二极管的正向电流和击穿电压额定值具有与功率MOS FET的电流和电压额定值相同的性能。

- (6) 该二极管的 $V_F - I_F$ 特性如图37所示，反向恢复时间 t_{rr} 的波形如图38所示。为便于用户参照，图39将各品种二极管与快速恢复二极管进行了比较。由此可知，该二极管具有与普通二极管相当的特性，并且在用于马达驱动等的桥式电路和PWM放大器的输出时，不用外置整流二极管，从而能够减少元件数。此外，将 V_{GS} 正向偏置后，会形成沟道，并且在两个方向流入的电流相同，而在小电流区域， V_F 为 $I_F \times R_{on}$ 的直线，比普通二极管要小，所以，在某些用途中，更能发挥其优势。

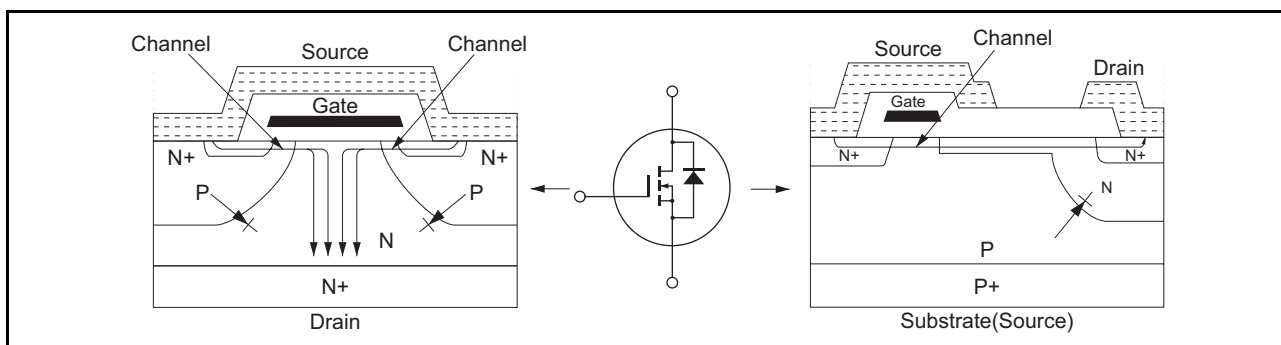


图35 D系列（纵向）的结构（N沟道）

图36 S系列（横向）的结构（N沟道）

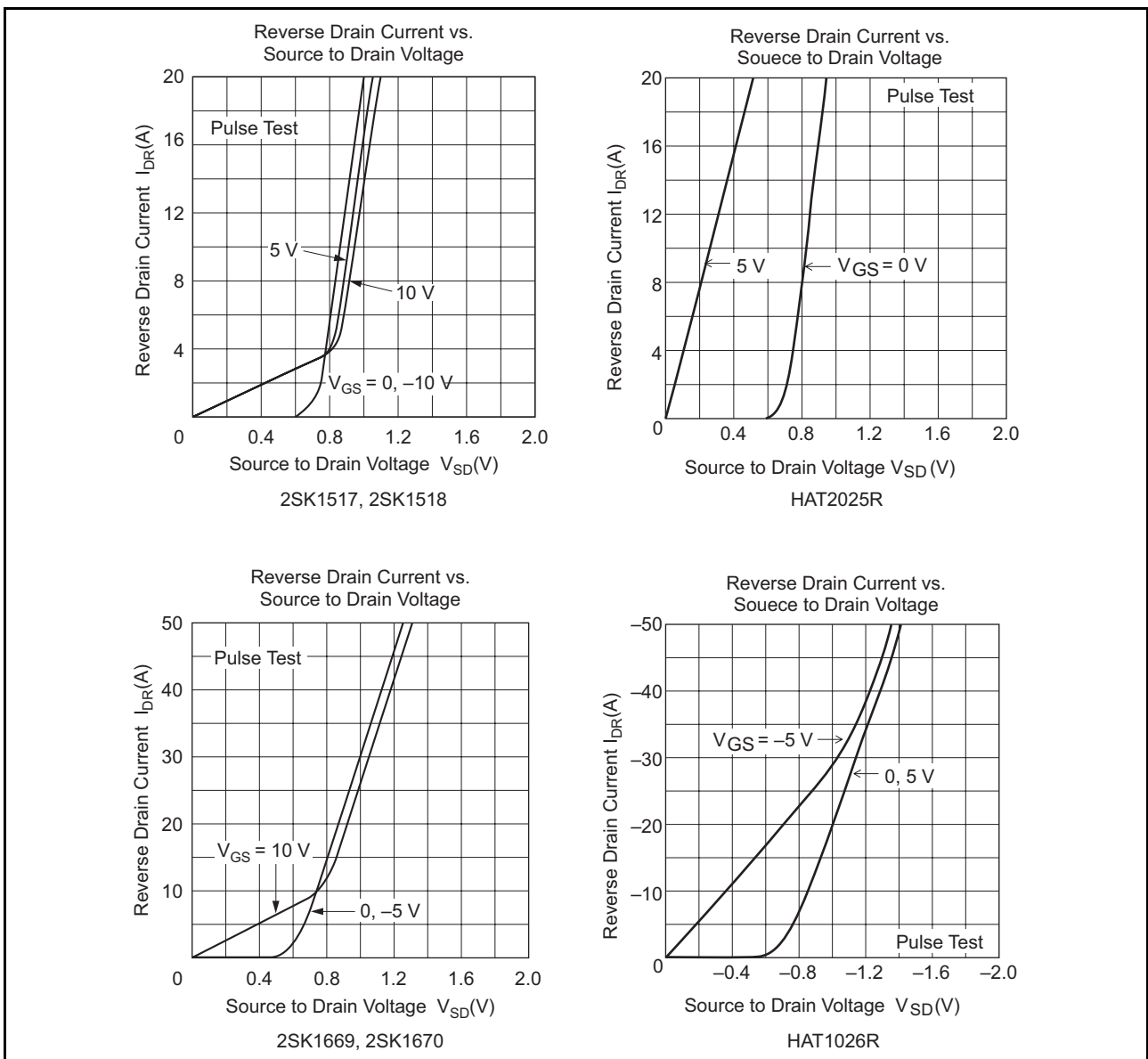


图37 $V_F - I_F$ 特性

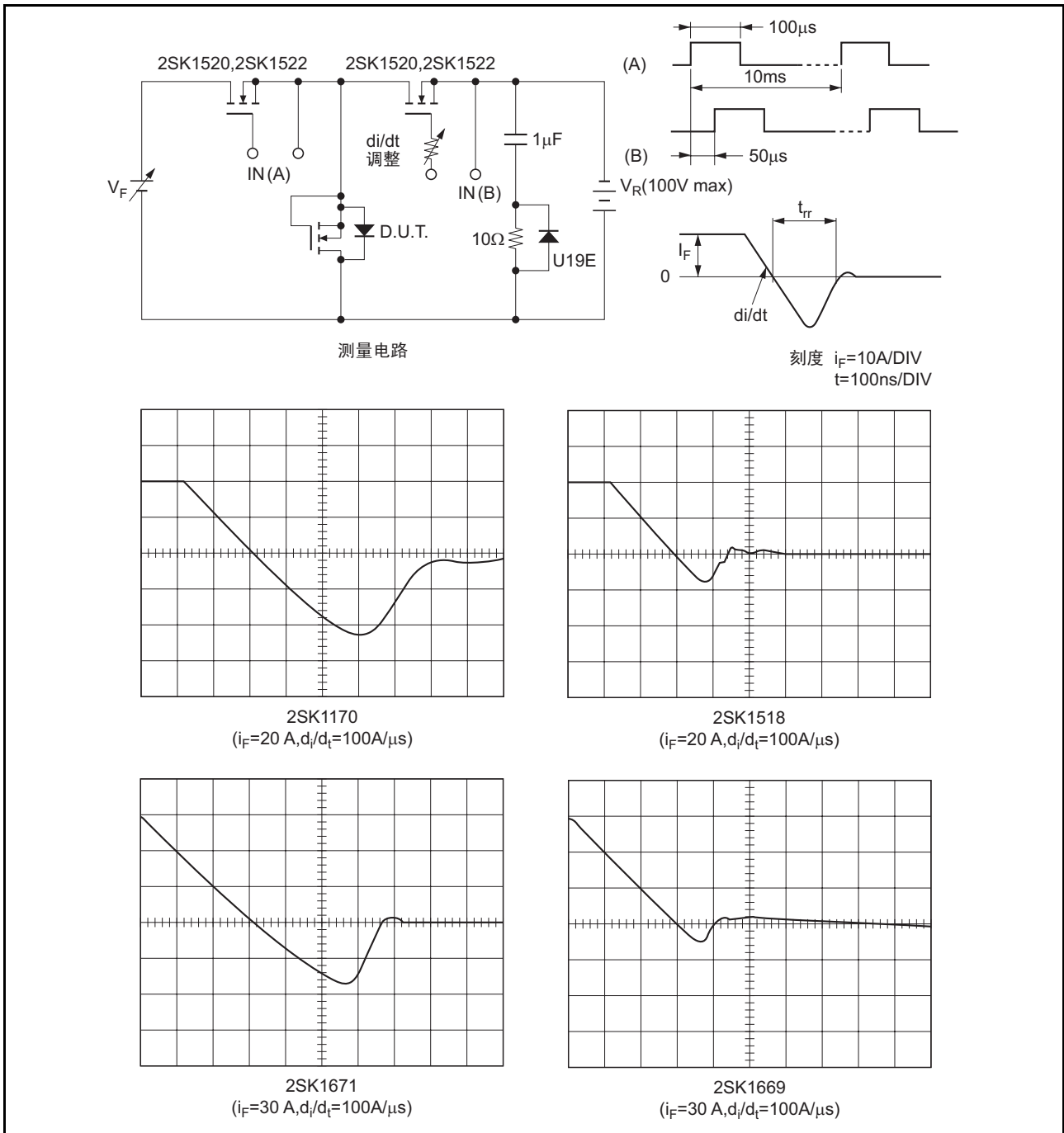


图 38 内部二极管的 t_{rr} 波形

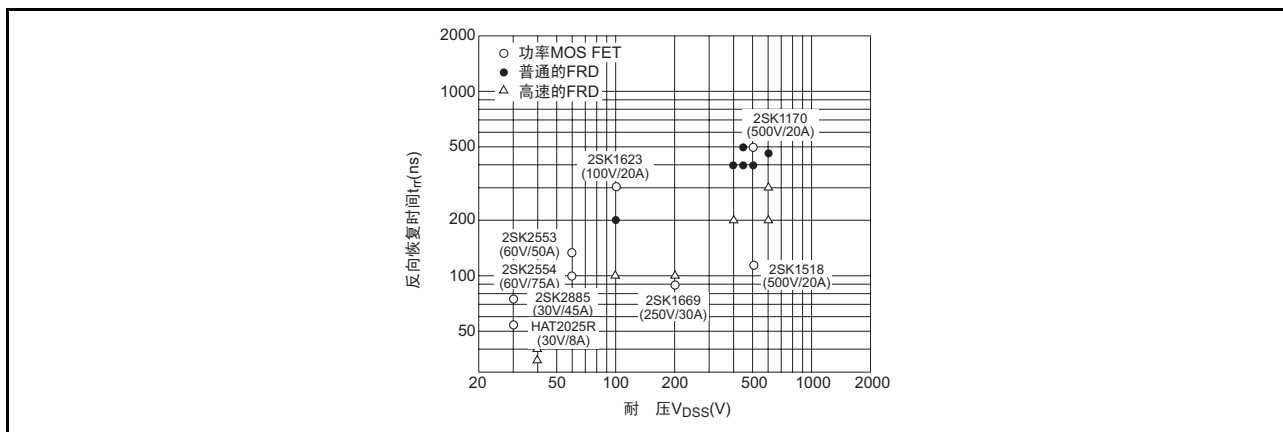


图 39 内部二极管与FRD的 t_{rr} 比较

8.1 内部二极管的使用注意事项

当功率 MOS FET 的内部二极管用作马达控制电路中的整流二极管，强制性通入电流，并随后外加反向电压时，该二极管可能会因电路和工作条件发生损坏。

图 40、图 41 表示基本的马达控制电路和工作时的波形。

该波形图表示的是 Q_2 和 Q_3 为 OFF、 Q_1 和 Q_4 为 ON、 Q_4 在 Q_1 斩波期间总为 ON 状态时的波形。

向 G_1 输入栅极驱动信号，并接通 Q_1 、通入 i_{D1} 。如果切断 Q_1 的电流 i_{D1} ，由马达电感积累的能量就会通过 Q_2 的内部二极管产生再生电流 i_F 。在该状态下如果接通 Q_1 ，因受 Q_2 内部二极管反向恢复时间 t_{rr} 的影响， Q_2 变为短路状态，并产生过大的恢复电流 i_{rr} 。

该过大恢复电流可能导致内部二极管的电压在恢复期间的斜线部临界点受到破坏。作为有效的方法，可将恢复电流 i_{rr} 控制在较小范围内，以避免该内部二极管受到损坏。具体的电路对策例子如表 1 所示。

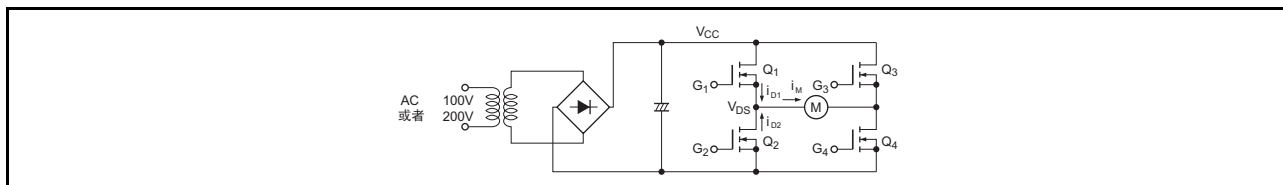


图 40 马达控制的基本电路

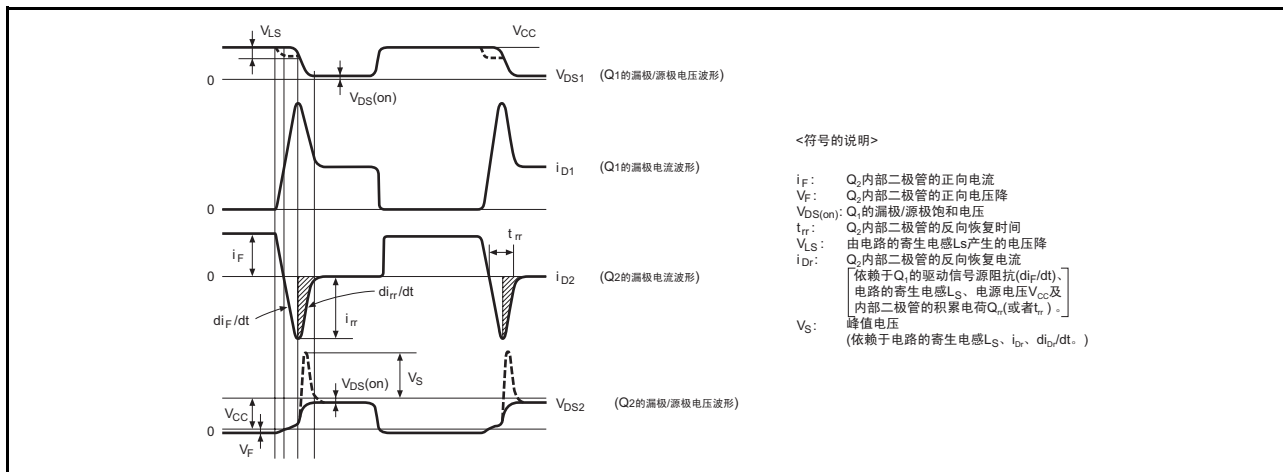


图 41 马达控制工作时的波形

表1 内部二极管损坏的电路对策例子

类别	对策内容	对策电路	内部二极管的电流, 电压波形		电路常数、其他
			对策前	对策后	
①	将电阻与二极管并联插入功率MOS FET的栅极会延迟导通时间。由此来控制内部二极管的di/dt、dv/dt, 并减小恢复电流。(此时, 即使不延迟切断时间也可以)。				R=330Ω~820Ω (di/dt =20~50A/μs)
②	将各个L与二极管并联插入功率MOS FET的漏极, 可控制di/dt, 并能减小回复电流i _{rr} 。				L=2μH~20μH
③	将C或CR缓冲插入功率MOS FET的漏极/源极之间, 可抑制内部二极管的dv/dt及峰值电压。				R=10~47Ω C=0.01μF~0.1μF 必须尽量缩短缓冲布线。
④	在电源线的(+)、(-)引脚~各臂的漏极/源极之间(N/N时)连接旋转等的旋转布线及C, 直接附加上臂与下臂的布线将寄生电感控制在最小限度并控制峰值电压及dv/dt。				必须并用①~③的对策。
⑤	通过连接外置高速二极管来避免在功率MOS FET的内置二极管中产生电流。				

9. 图腾柱型连接 (高耐压的电路方法)

(1) 图腾柱型连接

功率 MOS FET 的串联如图42所示, 即所谓的图腾柱型基本电路。该电路原本被广泛用作饱和型逻辑电路, 现在逐渐用作 TTL IC 等基本电路。

下面对该电路的工作进行说明。

不对 Q₁ 外加栅极偏压时, 功率 MOS FET 为增强型, Q₁ 为截止状态, 以下关系成立:

$$V_{G1} = 0, I_D = 0$$

$$V_{G2} = 1/2 V_{DD} (\because V_{G2} = V_{DD} \frac{R_g}{R_g + R_g})$$

$$V_D = V_{G2} - V_{GS2} \\ = 1/2 V_{DD} - V_{th2}$$

其中 V_{th2} 为 Q_2 的阈值电压。通常 $V_{th2} \ll V_{DD}$ ，因此 $V_O \approx 1/2 V_{DD}$ ，外加到 Q_1 及 Q_2 的电压约为 $1/2 V_{DD}$ 。

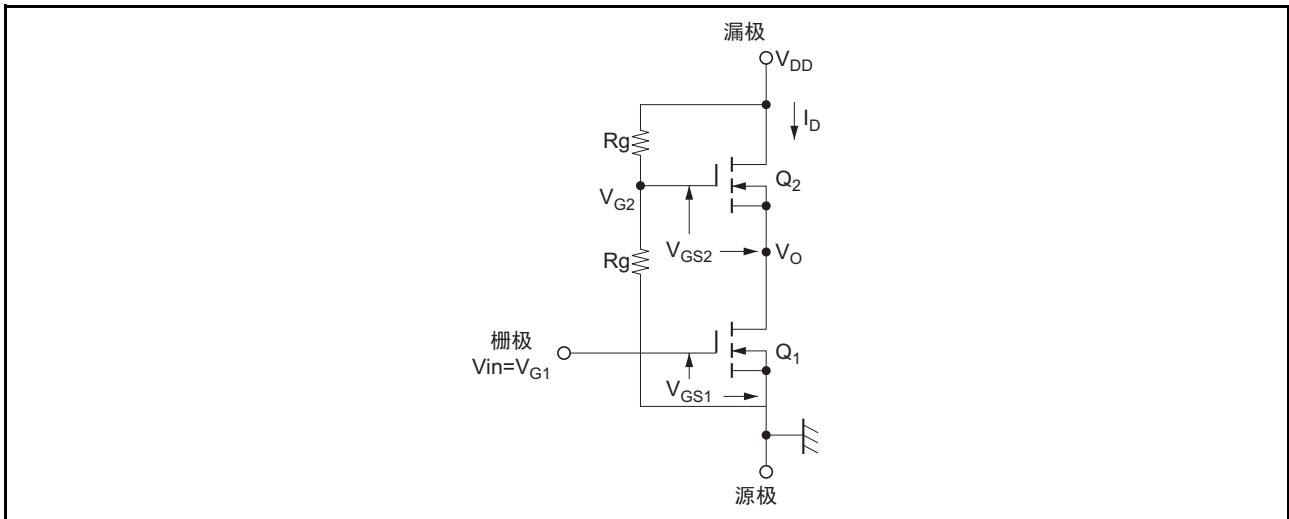


图 42 图腾柱型基本电路

下面来看一下过渡状态。当 Q_1 的栅极偏压由 0 开始逐渐增加时， Q_1 开始导通，同时 Q_2 也开始导通。电路的负载为 Z_L 时， Q_2 的漏极/源极电压为 $V_{DS} = V_{DD} - Z_L \cdot I_D$ ，并且 $V_O (= 1/2 \cdot V_D - V_{GS2})$ 逐渐下降。

其中， V_{DD} 的值比 V_{GS2} 要大得多，当 Q_2 完全驱动到饱和区域时，由 Q_1 控制等效 MOS FET 的特性。

通常在器件串联工作时，会因为开关时间差产生电压不平衡的问题，由于功率 MOS FET 的开关时间不超过 10ns，因此几乎不会出现上述问题。单体的击穿特性和输出静态特性分别如图 43 和图 44 所示。此外，当该器件用于图 42 中的图腾柱型基本电路时的击穿特性及输出静态特性分别如图 45 和图 46 所示。

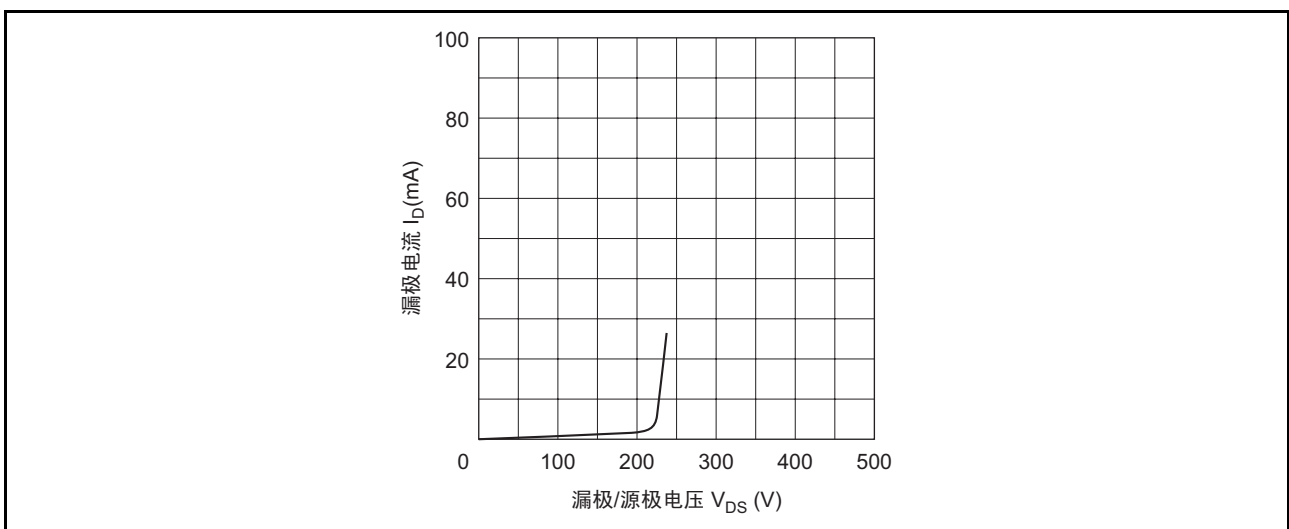


图 43 单体的击穿特性

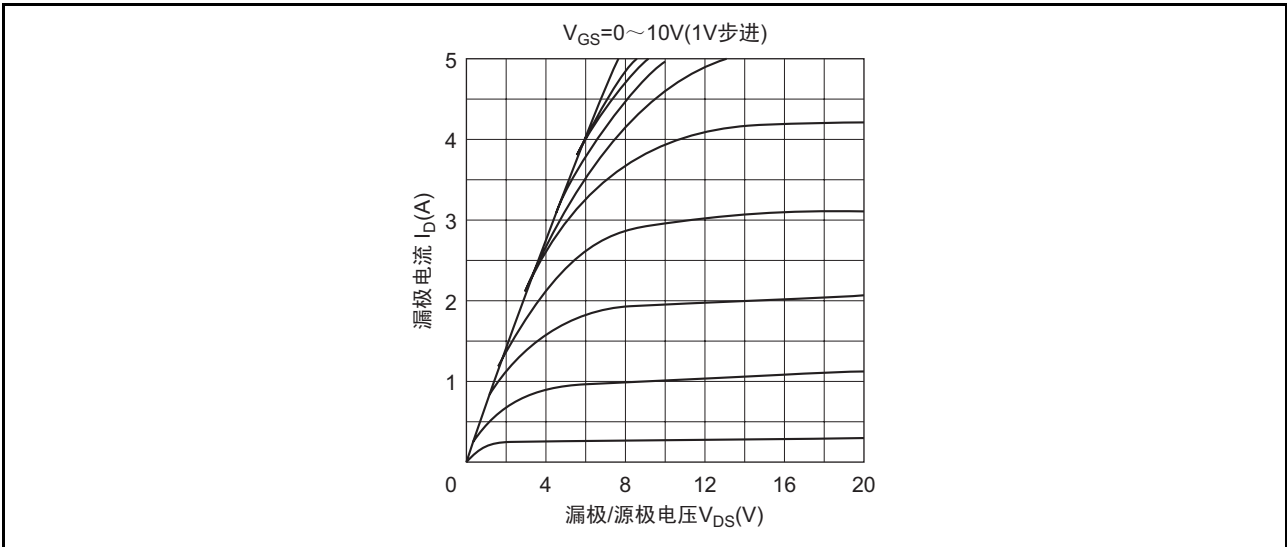


图 44 单体的输出静态特性

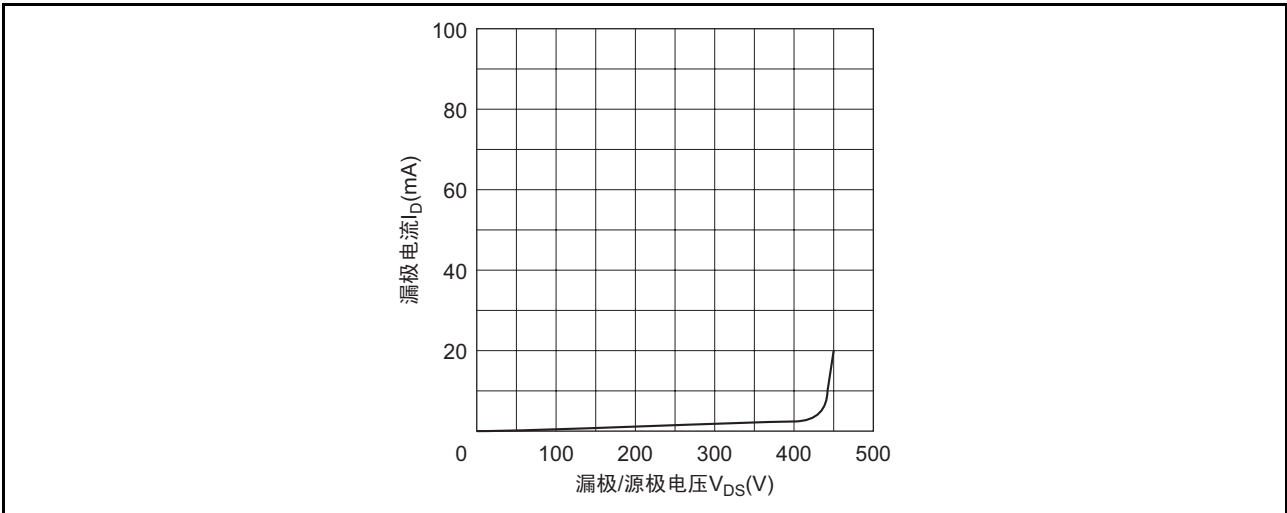


图 45 击穿特性

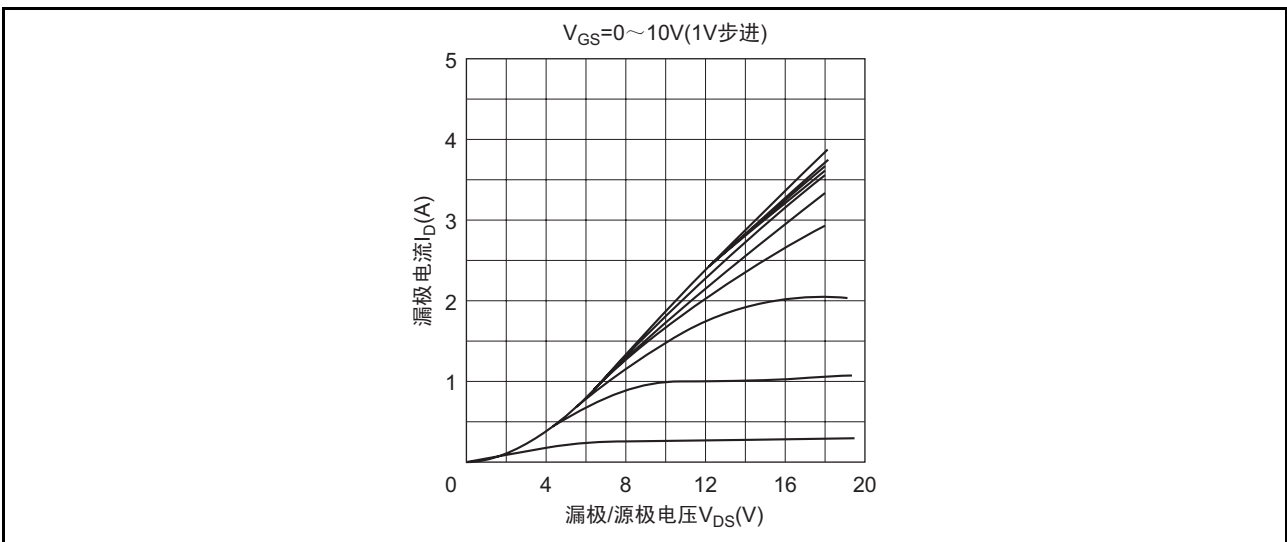


图 46 输出静态特性

由图 45 可知击穿电压为单体时的 2 倍。但缺点是，通态电阻是原来的 2 倍左右（如图 46 所示）。

在如下所述的(2)项中，对降低该通态电阻的方法进行了举例说明。

(2) 降低基本电路通态电阻的方法

使 Q_2 的栅极电位进行正方向电平移位，从而降低通态电阻（或者饱和电压），图 47 对该方法进行了举例说明。在图 47(C) 的电路中使用 14V 电源使栅极进行正向电平移位时的输出静态特性，如图 48 所示。

此外，图 47 所示的电路也与基本电路相同，等效的漏极/源极击穿电压值约为使用单个 FET 时的 2 倍。

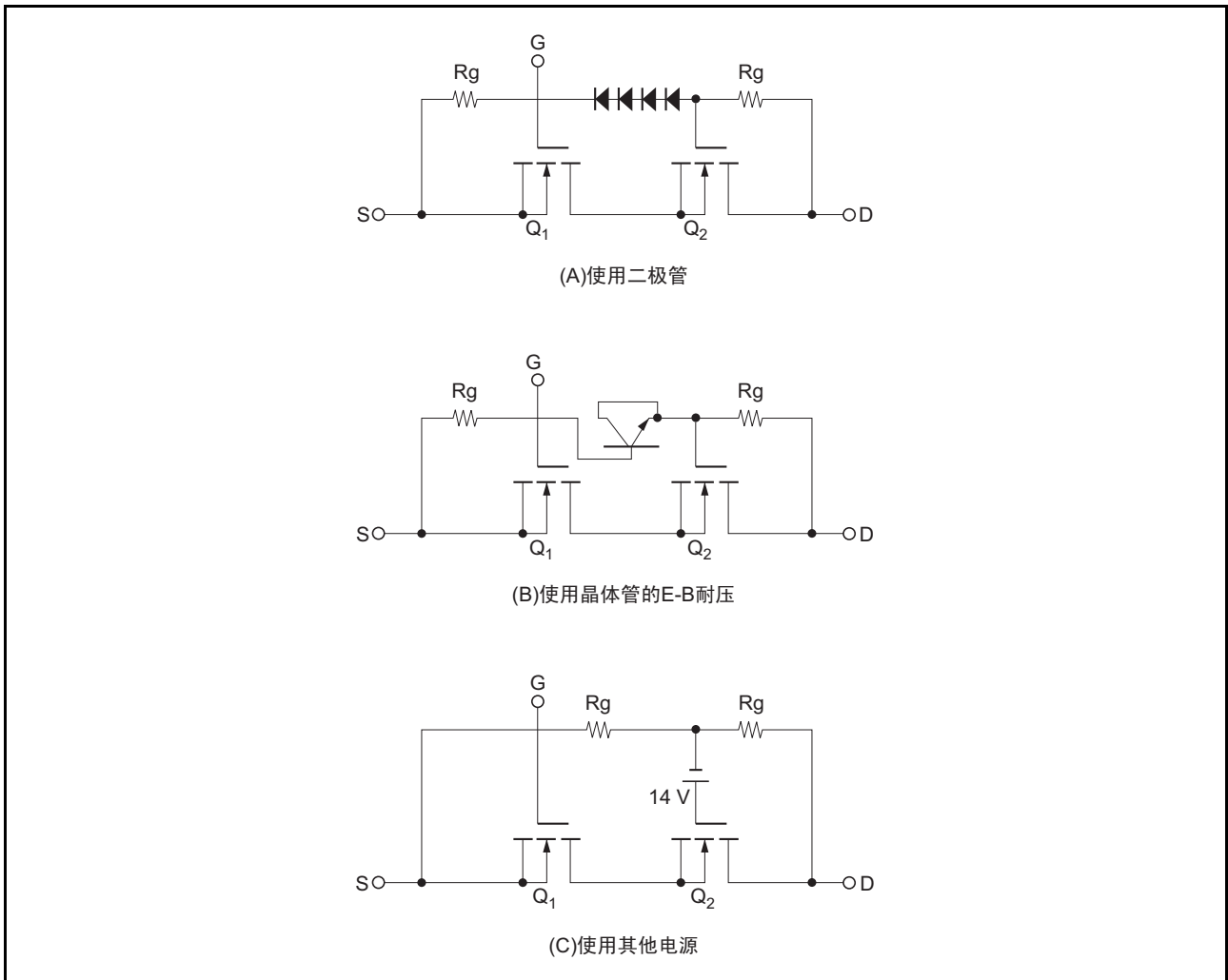


图 47 降低通态电阻的方法

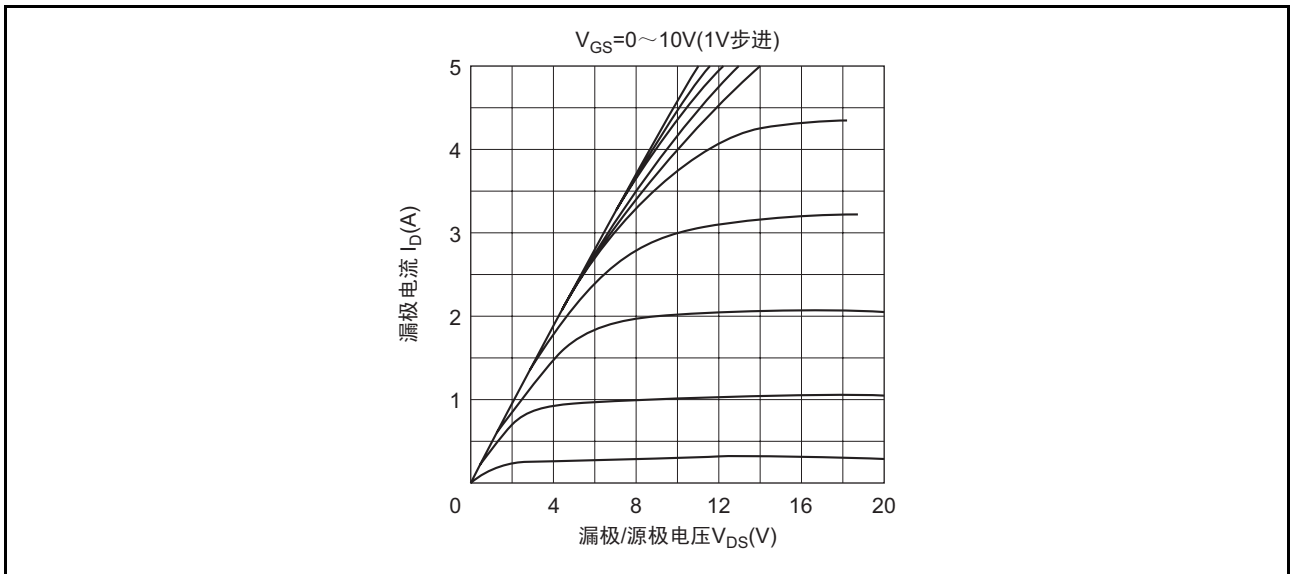


图 48 (C) 电路的输出静态特性

(3) 图腾柱型连接时高频特性的改善

在源极输出中使用图 42 所示的电路时，因受到功率 MOS FET 输入电容（在 2SK1057 中约为 500pF、在 2SJ161 中约为 600pF、 $f=1\text{MHz}$ ）的影响，使得 Q_1 和 Q_2 在工作时产生相位差，从而导致电路的高频增益下降以及相位旋转增加等特性恶化。

该状况如图 49 所示，只含有被动器件的等效电路如图 50 所示。

根据实验可知：如果使 $C_g=C_{in2}$ ，即可消除输出 V_{O1} 和 V_{O2} 的相位差并以相同相位驱动，而且 100kHz 的相位旋转可控制在 -90° 以内。

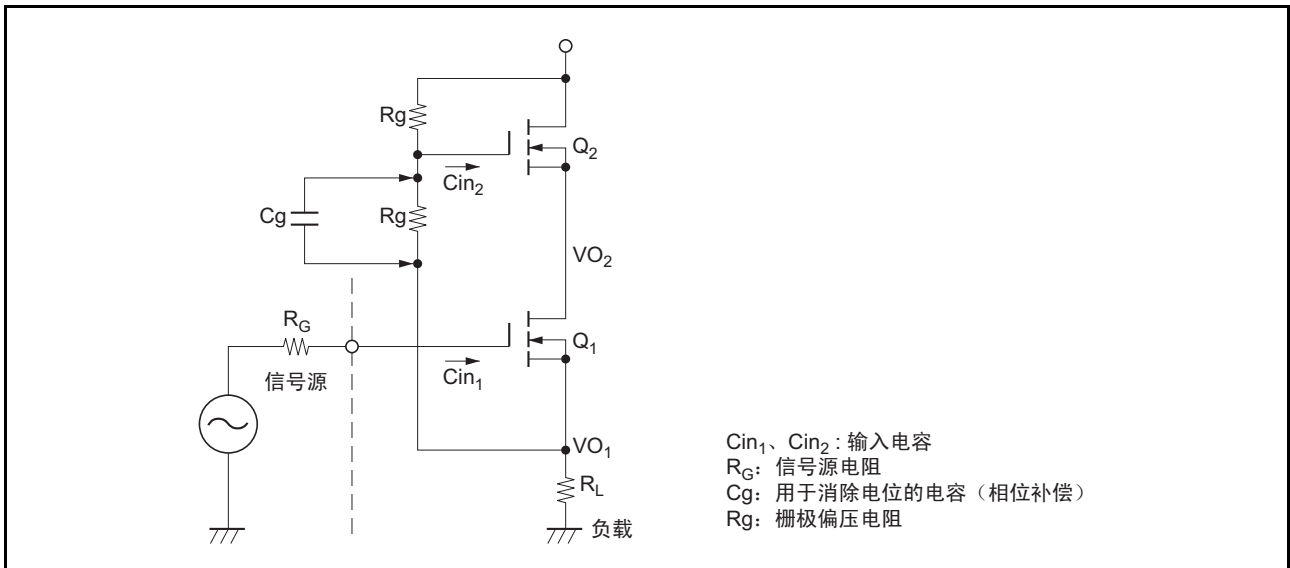


图 49 图腾柱型源极输出

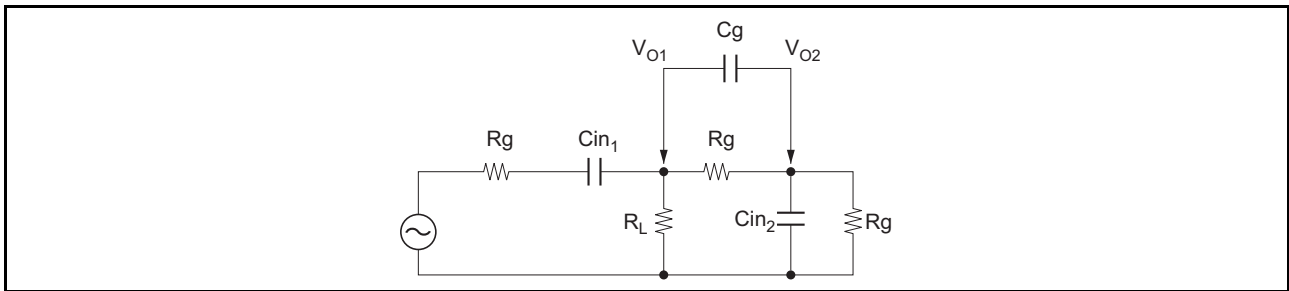


图50 图腾柱型CR等效电路

10. 源极输出电路的振荡现象分析<仅供参考>

在源极输出电路中进行多种振荡现象的分析，最普通的分析是源极输出电路的输入阻抗实数为负、虚数为0频率下振荡的分析。其例子如下所示。

功率MOS FET源极输出电路的简略等效电路如图51所示。

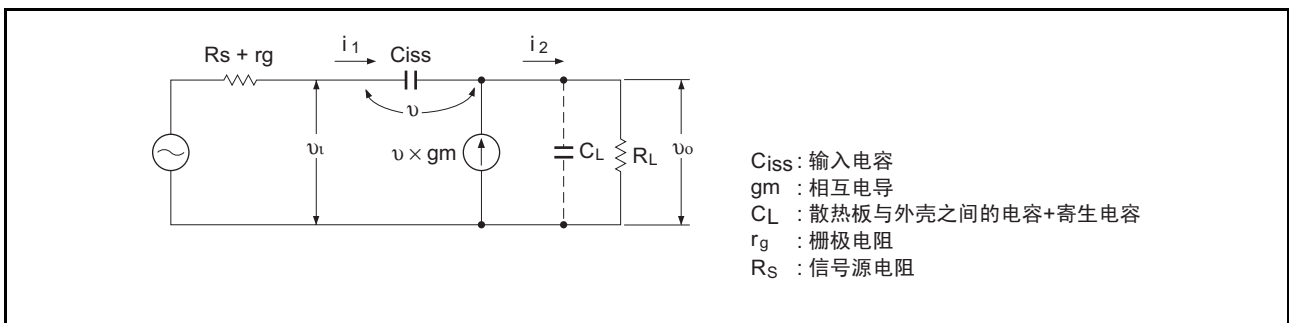


图51 源极输出等效电路

该等效电路的输入阻抗Zin通过以下公式表示：

$$Z_{in} = \frac{V_i}{i_1} = \frac{1}{j\omega C_{iss}} + R_L \left(1 + \frac{g_m}{j\omega C_{iss}}\right) \dots \dots \dots (1)$$

◆电阻与电容的并行负载时

将 $\frac{R_L}{1 + j\omega C_L R_L}$ 代入公式(1)的RL，得出：

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_{iss}} - \frac{j\omega C_L R_L^2}{1 + \omega^2 C_L^2 R_L^2} - \frac{j\omega g_m R_L}{(1 + \omega^2 C_L^2 R_L^2)\omega^2 C_{iss}} + \frac{R_L}{1 + \omega^2 C_L^2 R_L^2} - \frac{\omega^2 C_L R_L^2 g_m}{(1 + \omega^2 C_L^2 R_L^2)\omega^2 C_{iss}} \dots \dots \dots (2)$$

产生负电阻的条件如下所示：

$$R_S + r_g + \frac{R_L}{1 + \omega^2 C_L^2 R_L^2} - \frac{C_L R_L^2 g_m}{(1 + \omega^2 C_L^2 R_L^2) C_{iss}} < 0 \dots \dots \dots (3)$$

还可以近似为

$$R_S + r_g + R_L - \frac{C_L R_L^2 g_m}{C_{iss}} < 0 \dots \dots \dots (4)$$

因此，通过外加栅极电阻RG，以有效防止异常振荡，

$$R_G + R_S + r_g + R_L - \frac{C_L R_L^2 g_m}{C_{iss}} \geq 0$$

但是，该方法存在着使功率MOS FET的频率特性恶化的缺点，因此，在设计中必须保持相对于异常振荡的稳定性与特性的平衡，同时加入栅极电阻。

在D系列时漏极为外壳，因此散热板与外壳之间几乎没有电容，可减少公式(4)中的 C_L ，并且提高了相对于异常振荡的稳定性。

将栅极电阻用作参数的源极输出电路频率特性如图52所示。

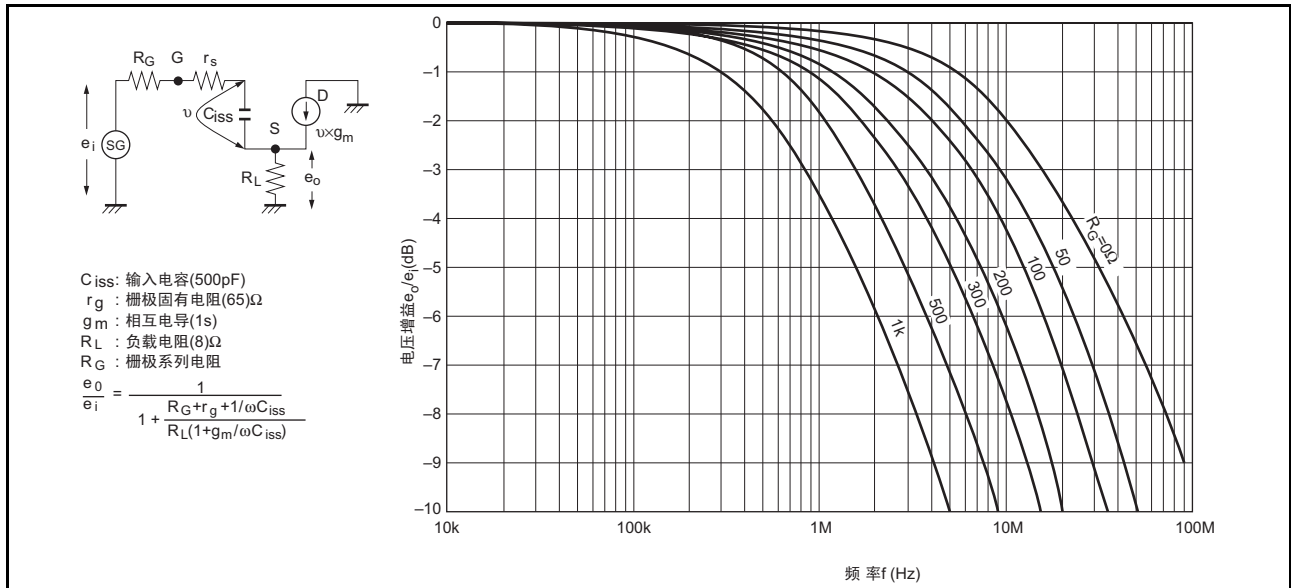


图52 相对于功率MOS FET源极输出的电压增益频率特性（计算值）

11. 功率MOS FET的散热设计和沟道温度的计算方法

(1) 关于沟道与封装以及周围空气中的热阻值

根据图53中的等效电路，从沟道到大气环境中的全热阻可通过公式(1)来计算。

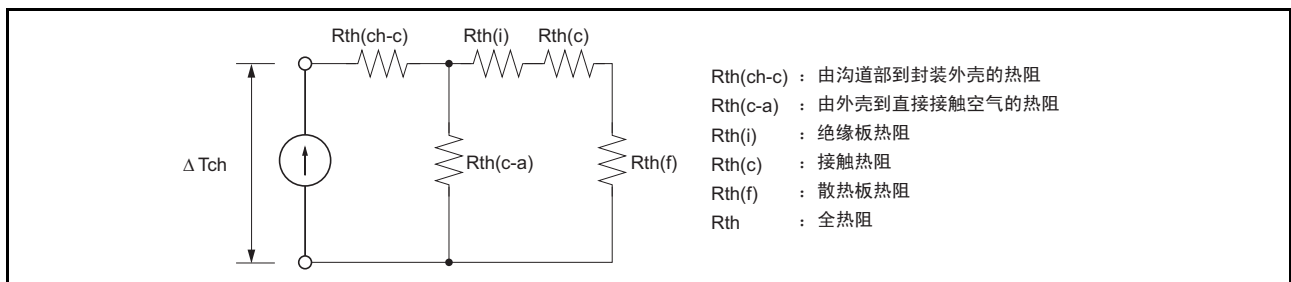


图53 散热等效电路

$$R_{th} = R_{th}(ch-c) + \frac{R_{th}(ch-a) \cdot (R_{th}(i) + R_{th}(c) + R_{th}(f))}{R_{th}(ch-a) + R_{th}(i) + R_{th}(c) + R_{th}(f)} \dots\dots\dots (1)$$

各个封装的热阻中各项的值，如表2所示（仅供参考）。

外壳到周围空气的热阻 $R_{th}(c-a)$ 是由晶体管的外壳材料及形状决定的，但是，如表2所示， $R_{th}(c-a)$ 的值通常比 $R_{th}(i)$ 、 $R_{th}(c)$ 、 $R_{th}(f)$ 和 $R_{th}(ch-c)$ 要大得多，因此在实际应用中，可将公式(1)简化为公式(2)来使用。

$$R_{th} = R_{th}(ch-c) + R_{th}(i) + R_{th}(c) + R_{th}(f) \dots\dots\dots (2)$$

表2 晶体管封装的各热阻

各热阻			封装						
			DPAK	TO-220AB	LDBAK	TO-220FM	TO-3P	TO-3PFM	TO-3PL
Rth(ch-a) (°C/W)			$R_{th(ch-c)} = \frac{T_{j\max} - T_c}{P_{ch}} \quad (P_{ch}(W) \text{ 依据个别产品目录})$						
注1 Rth(c-a) (°C/W)			178	80	83.3	62.5	55	42	45
(Rth(i)+ Rth(c)) (°C/W)	无 绝缘板	有硅脂膏	0.3~0.6	0.3~0.5	0.3~0.5	0.4~0.6	0.1~0.2	0.3~0.5	0.1~0.2
		无硅脂膏	2.0~2.5	1.5~2.0	1.5~2.0	1.5~2.0	0.5~0.9	1.0~1.5	0.4~0.5
	插入 云母 (t=50~ 100μm)	有硅脂膏	—	2.0~2.5	—	—	0.5~0.8	—	0.5~0.7
		无硅脂膏	—	4.0~6.0	—	—	2.0~3.0	—	1.2~1.5

【注】 1. 参考值

(2) 沟道温度Tch的计算方法

- (a) 使用散热板时：无法判断晶体管外壳温度的情况下

$$T_{ch} = T_a + P_D \cdot (R_{th(ch-c)} + R_{th(i)} + R_{th(c)} + R_{th(f)}) \dots\dots\dots (3)$$
- (b) 使用散热板时：能够判断晶体管外壳温度的情况下（热量平衡状态）

$$T_{ch} = T_a + P_D \cdot R_{th(ch-c)} \dots\dots\dots (4)$$
- (c) 无散热板时（独立单体）

$$T_{ch} = T_a + P_D \cdot (R_{th(ch-c)} + R_{th(c-a)}) \dots\dots\dots (5)$$

根据个别产品目录的沟道损耗容限Pch来计算Rth(ch-c)，通过公式(6)来求取：

$$R_{th(ch-c)} = \frac{T_{ch\max} - T_c}{P_{ch}} \dots\dots\dots (6)$$

〈例〉在2SK1170(TO-3P)中，根据产品目录，Pch=120W，所以：

$$R_{th(ch-c)} = \frac{150 - 25}{120} \approx 1.04^\circ\text{C/W}$$

漏极功耗处于脉冲状态时，使用过渡热阻Rth(ch-c)(t)。通常Rth(ch-c)达到稳定状态（热量的平衡状态）的时间为1~10秒，Rth(ch-a)需要数分钟。

因此，脉宽较短时，温度的上升仅限沟道附近。脉宽不超过100ms(1shot pulse)时，晶体管的散热状态与温度上升几乎没有关系。

〈例〉使用2SK1170(TO-3P)。计算脉宽PW=10ms(1shot pulse)的过渡热阻Rth(ch-c)(t)1以及在PW=10ms、duty cycle=20%时连续工作时的过渡热阻Rth(ch-c)(t)2。

根据2SK1170产品目录的过渡热阻特性，分别为

$$R_{th(ch-c)(t)1} = \gamma_{st(t)} \cdot R_{th(ch-c)} = 0.015 \times 1.04 = 0.0156^\circ\text{C/W}$$

$$R_{th(ch-c)(t)2} = \gamma_{st(t)} \cdot R_{th(ch-c)} = 0.034 \times 1.04 = 0.035^\circ\text{C/W}$$

(d) 沟道温度Tch的计算例子

- 安装状态及工作条件
- a) 使用2SK1170(TO-3P)
- b) $I_D=8A$ 、 $PW=10\mu s(t_{ON})$ 、 $duty=50\%(f=50KHz)$
 开关损耗 $P(t_f)=500W(t_f=0.2\mu s)$
 （这里仅考虑下降时间 t_f 的损耗，其余全部省略）

- c) 散热板的热阻 $R_{th}(f)$: $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ (自然风冷)
- d) 周围环境温度 T_a : 50°C 环境
- e) 安装方法: 使用云母板、有硅脂膏
 - 沟道温度 T_{ch} 的计算方法
- a) 将表2中的各热阻值代入到公式(2)中求取全热阻 R_{th}

$$R_{th} = R_{th}(ch-c) + R_{th}(i) + R_{th}(c) + R_{th}(f)$$

$$= 1.04 + 0.8 + 1$$

$$= 2.84^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

- b) 将各值代入到公式(9)中求取功率 MOS FET 的功耗 P_D

$$P_D = \frac{1}{T} (t_{ON} \cdot I_D^2 \cdot R_{DS(on)max} \cdot \alpha + P(t_f) \cdot t_f)$$

$$= \frac{1}{20} (10 \times 8^2 \times 0.27 \times 2.41 + 500 \times 0.2)$$

$$= 25.8\text{W}$$

- c) 将以上计算出的 R_{th} 、 P_D 代入到公式(3)中求取沟道温度 T_{ch}

$$T_{ch} = T_a + P_D \cdot R_{th}$$

$$= 50 + 25.8 \times 2.84$$

$$\approx 123^{\circ}\text{C}$$

如果在该工作状态下, 给脉冲功率 $P_D(t)=500\text{W}$ 外加 $PW=50\mu\text{s}$ (单触发脉冲) 的时间时, ΔT_{ch} 使用图 54 中的过渡热阻 $R_{th}(ch-c)(t)$

$$\Delta T_{ch} = \Delta P_D \cdot R_{th}(ch-c)(t)$$

$$= (500 - 25.8) \times (1.04 \times 0.032)$$

$$\approx 15.8^{\circ}\text{C}$$

因此, 再上升 15.8°C , 约为 140°C 。

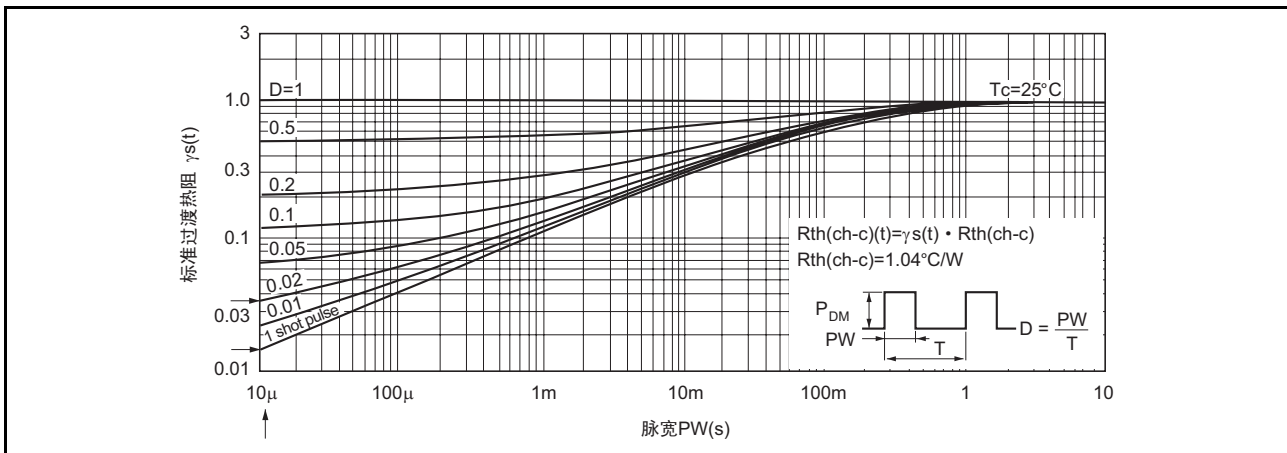


图 54 2SK1170 过渡热阻特性 (依据个别产品目录)

(3) 散热设计方法

- (a) 下面对使用功率 MOS FET 2SK1170(TO-3P) 时的散热设计例子进行说明。例如, 希望能够在以下的 (1)~(4) 且 $T_{ch} \leq 120^{\circ}\text{C}$ 的安装条件下设计。

- 工作条件:
 $I_D=8\text{A}$ 、 10A 、 $PW=10\mu\text{s}(t_{ON})$ 、 $\text{duty}=50\%(f=50\text{kHz})$
 开关损耗 $P(t_f)=500\text{W}(t_f=0.2\mu\text{s})$
 (这里仅考虑下降时间 t_f 的损耗, 其余全部省略)

- 散热板规格:
 对散热板的 3 种不同热阻 $R_{th}(f)$ (I). $0.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 、(II). $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 和 (III). $1.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 进行探讨。
- 安装方法:
 使用云母板、有硅脂膏。

- 周围环境温度：
Ta=50°C
- (b) 由安装散热板时的全热阻Rth产生的损耗容限特性与功率MOS FET的功耗特性
- 功率MOS FET的沟道温度Tch，通过公式(7)来计算：

$$T_{ch} = T_a + \Delta T_{ch} \dots\dots\dots (7)$$

$$= T_a + P_D \cdot R_{th}$$

$$\therefore P_D = \frac{T_{ch} - T_a}{R_{th}} \dots\dots\dots (8)$$

根据公式(8)得知Tch max= ~ 150°C, Ta=50°C时, 求取在2SK1170的上述安装状态中全热阻Rth的损耗容限直线 (Tch依存性)。

- 其次, 求取功率MOS FET的功耗特性 (Tch依存性)。
因通态电阻RDS(on)具有正的温度依存性, 因此功率MOS FET的功耗PD随沟道温度Tch的上升而增加。
功耗PD通过公式(9)来计算：

$$P_D = \frac{1}{T} (\text{ton} \cdot I_D^2 \cdot R_{DS(on)max} \cdot \alpha + P(t_f) \cdot t_f) \dots\dots\dots (9)$$

其中, α为相对于Tch=25°C的Tch(n)中的温度系数
根据公式(8)和(9)求取的沟道温度Tch与功耗PD的关系如图55所示。

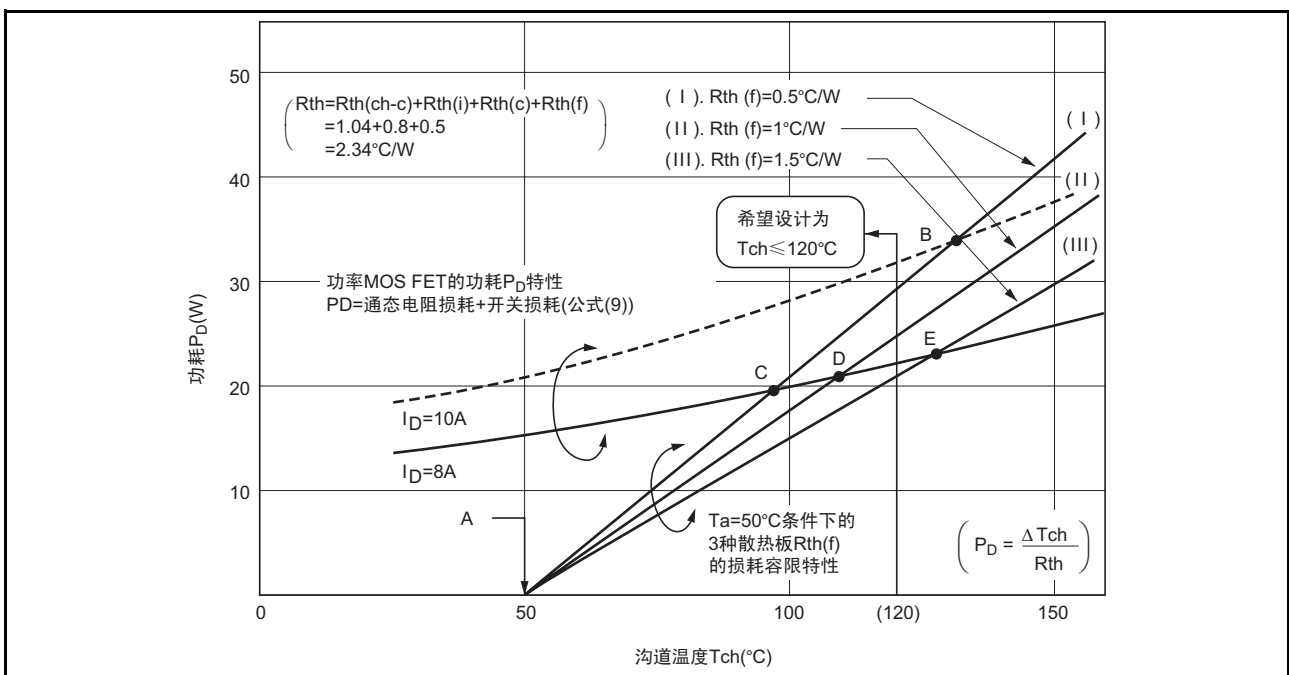


图55 沟道温度Tch与功耗PD的关系

表3 功率MOS FET功耗 P_D 的计算 (2SK1170的例子)

项目	Tch(°C)									
	25	40	60	80	100	120	140	150		
相对于Tch=25°C的 $R_{DS(on)}$ 温度系数 α	1.0	1.09	1.27	1.5	1.73	2.0	2.27	2.41		
通态电阻损耗 P_{ON}	$I_D=8A$		8.64	9.4	11.0	13.0	14.9	17.3	19.6	20.8
$P_{ON} = \frac{t_{ON}}{T} \cdot I_D^2 \cdot R_{DS(on) \max} \cdot \alpha$	$I_D=10A$		13.5	14.7	17.1	20.3	23.4	27	30.6	32.5
开关损耗 $P_s = \frac{t_f}{T} \cdot P(t_f)$			5	5	5	5	5	5	5	5
全功耗 $P_D=P_{ON}+P_s$	$I_D=8A$		13.6	14.4	16.0	18.0	19.9	22.3	24.6	25.8
	$I_D=10A$		18.5	19.7	22.1	25.5	28.4	32.0	35.6	37.5

【注】1. 为了便于计算, 对 $I_D=8A$ 、 $10A$ 都使用相同的 P_s 值。

(c) 根据图55中沟道温度Tch与功耗 P_D 的关系图, 得出如下结论:

- A点表示周围环境温度为 $T_a=50^\circ C$ 的点。即功耗 P_D 为“0”时, $Tch=T_a=50^\circ C$ 。
- B、C、D、E点为使用各散热板时的全热阻特性与功率MOS FET功耗特性的交叉点, 表示在热量平衡状态下的沟道温度Tch。

因此, 为使 $Tch \leq 120^\circ C$, 必须对散热设计及工作条件采取以下方法或手段:

- 散热板必须为(I)或(II)规格。(但是, $I_D=8A$)
- 在 $I_D=10A$ 的工作条件下, 散热板(I)及(II)没有全热阻特性和功耗特性曲线的交叉点, 所以可能会因热击穿而导致损坏。此外, 在散热板(I)中, 热量平衡状态下的Tch约为 $130^\circ C$, 虽然该值是在额定值以内($Tch \max \leq 150^\circ C$), 但并不能满足 $Tch \leq 120^\circ C$ 的目标。
- 因此, 在 $I_D=10A$ 条件下工作时, 为满足 $Tch \leq 120^\circ C$, 必须提供更有效的散热条件, 或者改为使用通态电阻小一个等级的小型器件。

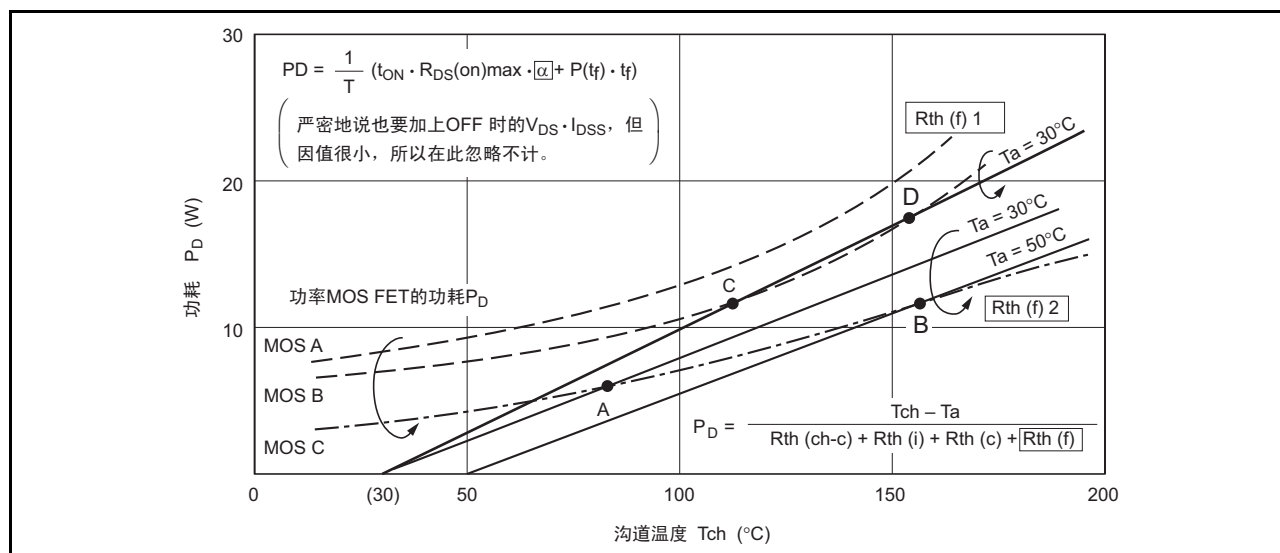


图56 沟道温度Tch与功耗 P_D 的关系

(d) 通过图56来举例说明:

- 散热板热阻 $R_{th}(f)$ 1 在 $T_a=30^\circ\text{C}$ 下, 使用 MOS A、B 时
 - a) 使用 MOS A 时, 全热阻特性与功耗特性曲线没有交叉, 因此没有热量平衡状态, 从而会因热击导致器件损坏。
 - b) 使用 MOS B 时, 外加功率的同时沟道温度会上升, C 点为热量平衡状态 (约 110°C), 但是外界环境不稳定 (不稳定的周围环境温度 T_a 或在附近存在其他的热源等), 受到上述条件的影响, 一旦沟道温度 T_{ch} 上升到 D 点 (约 150°C 或 150°C 以上), 就很有可能发生热击穿。
- 使用散热板热阻 $R_{th}(f)$ 2 和 MOS C 并在 $T_a=30^\circ\text{C}$ 或 50°C 条件下工作时
 - a) 在 $T_a=30^\circ\text{C}$ 条件下工作时, A 点 ($T_{ch}=83^\circ\text{C}$) 为热量平衡状态, 不会发生问题。
 - b) 在 $T_a=50^\circ\text{C}$ 条件下工作时, B 点 ($T_{ch}=154^\circ\text{C}$) 为热量平衡状态。

该点超过了沟道温度容限 ($T_{ch} \geq 150^\circ\text{C}$) 的额定值。

在这种状态下, 虽然不会立刻损坏器件, 但会缩短使用寿命, 并很容易引发各种故障模式。

修订记录

Rev.	发行日	修订内容	
		页	修订处
1.00	2008.02.07	—	初版发行

Notes regarding these materials

1. This document is provided for reference purposes only so that Renesas customers may select the appropriate Renesas products for their use. Renesas neither makes warranties or representations with respect to the accuracy or completeness of the information contained in this document nor grants any license to any intellectual property rights or any other rights of Renesas or any third party with respect to the information in this document.
2. Renesas shall have no liability for damages or infringement of any intellectual property or other rights arising out of the use of any information in this document, including, but not limited to, product data, diagrams, charts, programs, algorithms, and application circuit examples.
3. You should not use the products or the technology described in this document for the purpose of military applications such as the development of weapons of mass destruction or for the purpose of any other military use. When exporting the products or technology described herein, you should follow the applicable export control laws and regulations, and procedures required by such laws and regulations.
4. All information included in this document such as product data, diagrams, charts, programs, algorithms, and application circuit examples, is current as of the date this document is issued. Such information, however, is subject to change without any prior notice. Before purchasing or using any Renesas products listed in this document, please confirm the latest product information with a Renesas sales office. Also, please pay regular and careful attention to additional and different information to be disclosed by Renesas such as that disclosed through our website. (<http://www.renesas.com>)
5. Renesas has used reasonable care in compiling the information included in this document, but Renesas assumes no liability whatsoever for any damages incurred as a result of errors or omissions in the information included in this document.
6. When using or otherwise relying on the information in this document, you should evaluate the information in light of the total system before deciding about the applicability of such information to the intended application. Renesas makes no representations, warranties or guarantees regarding the suitability of its products for any particular application and specifically disclaims any liability arising out of the application and use of the information in this document or Renesas products.
7. With the exception of products specified by Renesas as suitable for automobile applications, Renesas products are not designed, manufactured or tested for applications or otherwise in systems the failure or malfunction of which may cause a direct threat to human life or create a risk of human injury or which require especially high quality and reliability such as safety systems, or equipment or systems for transportation and traffic, healthcare, combustion control, aerospace and aeronautics, nuclear power, or undersea communication transmission. If you are considering the use of our products for such purposes, please contact a Renesas sales office beforehand. Renesas shall have no liability for damages arising out of the uses set forth above.
8. Notwithstanding the preceding paragraph, you should not use Renesas products for the purposes listed below:
 - (1) artificial life support devices or systems
 - (2) surgical implantations
 - (3) healthcare intervention (e.g., excision, administration of medication, etc.)
 - (4) any other purposes that pose a direct threat to human life

Renesas shall have no liability for damages arising out of the uses set forth in the above and purchasers who elect to use Renesas products in any of the foregoing applications shall indemnify and hold harmless Renesas Technology Corp., its affiliated companies and their officers, directors, and employees against any and all damages arising out of such applications.
9. You should use the products described herein within the range specified by Renesas, especially with respect to the maximum rating, operating supply voltage range, movement power voltage range, heat radiation characteristics, installation and other product characteristics. Renesas shall have no liability for malfunctions or damages arising out of the use of Renesas products beyond such specified ranges.
10. Although Renesas endeavors to improve the quality and reliability of its products, IC products have specific characteristics such as the occurrence of failure at a certain rate and malfunctions under certain use conditions. Please be sure to implement safety measures to guard against the possibility of physical injury, and injury or damage caused by fire in the event of the failure of a Renesas product, such as safety design for hardware and software including but not limited to redundancy, fire control and malfunction prevention, appropriate treatment for aging degradation or any other applicable measures. Among others, since the evaluation of microcomputer software alone is very difficult, please evaluate the safety of the final products or system manufactured by you.
11. In case Renesas products listed in this document are detached from the products to which the Renesas products are attached or affixed, the risk of accident such as swallowing by infants and small children is very high. You should implement safety measures so that Renesas products may not be easily detached from your products. Renesas shall have no liability for damages arising out of such detachment.
12. This document may not be reproduced or duplicated, in any form, in whole or in part, without prior written approval from Renesas.
13. Please contact a Renesas sales office if you have any questions regarding the information contained in this document, Renesas semiconductor products, or if you have any other inquiries.

注意

本文只是参考译文，前页所载英文版“Cautions”具有正式效力。

关于利用本资料时的注意事项

1. 本资料是为了让用户根据用途选择合适的本公司产品的参考资料，对于本资料中所记载的技术信息，并非意味着对本公司或者第三者的知识产权及其他权利做出保证或对实施权力进行的承诺。
2. 对于因使用本资料所记载的产品数据、图、表、程序、算法及其他应用电路例而引起的损害或者对第三者的知识产权及其他权利造成侵犯，本公司不承担任何责任。
3. 不能将本资料所记载的产品和技术用于大规模破坏性武器的开发等目的、军事目的或其他的军需用途方面。另外，在出口时必须遵守日本的《外汇及外国贸易法》及其他出口的相关法令并履行这些法令中规定的必要手续。
4. 本资料所记载的产品数据、图、表、程序、算法以及其他应用电路例等所有信息均为本资料发行时的内容，本公司有可能在未做事先通知的情况下，对本资料所记载的产品或者产品规格进行更改。所以在购买和使用本公司的半导体产品之前，请事先向本公司的营业窗口确认最新的信息并经常留意本公司通过公司主页 (<http://www.renesas.com>) 等公开的最新信息。
5. 对于本资料中所记载的信息，制作时我们尽力保证出版时的精确性，但不承担因本资料的叙述不当而致使顾客遭受损失等的任何相关责任。
6. 在使用本资料所记载的产品数据、图、表等所示的技术内容、程序、算法及其他应用电路例时，不仅要对所使用的技术信息进行单独评价，还要对整个系统进行充分的评价。请顾客自行负责，进行是否适用的判断。本公司对于是否适用不负任何责任。
7. 本资料中所记载的产品并非针对万一出现故障或是错误运行就会威胁到人的生命或给人体带来危害的机器、系统(如各种安全装置或者运输交通用的、医疗、燃烧控制、航天器械、核能、海底中继用的机器和系统等)而设计和制造的,特别是对于品质和可靠性要求极高的机器和系统等(将本公司指定用于汽车方面的产品用于汽车时除外)。如果要用于上述的目的,请务必事先向本公司的营业窗口咨询。另外,对于用于上述目的而造成的损失等,本公司概不负责。
8. 除上述第7项内容外,不能将本资料中记载的产品用于以下用途。如果用于以下用途而造成的损失,本公司概不负责。
 - 1) 生命维持装置。
 - 2) 植埋于人体使用的装置。
 - 3) 用于治疗(切除患处、给药等)的装置。
 - 4) 其他直接影响到人的生命的装置。
9. 在使用本资料所记载的产品时,对于最大额定值、工作电源电压的范围、放热特性、安装条件及其他条件请在本公司规定的保证范围内使用。如果超出了本公司规定的保证范围使用时,对于由此而造成的故障和出现的事故,本公司将不承担任何责任。
10. 本公司一直致力于提高产品的质量和可靠性,但一般来说,半导体产品总会以一定的概率发生故障、或者由于使用条件不同而出现错误运行等。为了避免因本公司的产品发生故障或者错误运行而导致人身事故和火灾或造成社会性的损失,希望客户能自行负责进行冗余设计、采取延烧对策及进行防止错误运行等的安全设计(包括硬件和软件两方面的设计)以及老化处理等,这是作为机器和系统的出厂保证。特别是单片机的软件,由于单独进行验证很困难,所以要求在顾客制造的最终的机器及系统上进行安全检验工作。
11. 如果把本资料所记载的产品从其载体设备上卸下,有可能造成婴儿误吞的危险。顾客在将本公司产品安装到顾客的设备上时,请顾客自行负责将本公司产品设置为不容易剥落的安全设计。如果从顾客的设备上剥落而造成事故时,本公司将不承担任何责任。
12. 在未得到本公司的事先书面认可时,不可将本资料的一部分或者全部转载或者复制。
13. 如果需要了解关于本资料的详细内容,或者有其他关心的问题,请向本公司的营业窗口咨询。