

功率 MOSFET 基本系列：了解栅极电荷并用来评估开关性能

Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance

作者 - Jess Brown

引言

本册是系列应用指南中的第二册，对于 MOSFET 独立器件以及开关模式电源（SMPS）开关器件方面的基本性能做出了详细说明。第一册的应用指南 (1) 提供了 MOSFET 的基本说明及所涉及到的专业术语，包括定义和物理结构。这一应用指南更加详细地描述了 MOSFET 在实际应用电路中的开关性能，并努力帮助读者 / 设计师利用数据手册中最少量的可用信息来选择正确的器件。该应用指南涉及到 MOSFET 的开关性能的多种评估方法并将其与实际应用结果进行了比较。文中所使用的若干定义均引自应用指南 AN605。

备注

(1) AN605: 功率 MOSFET 基础：了解 MOSFET 与品质因数有关的特性，文件编号 71933。

MOSFET 独立开关

使用电容

要想知道 MOSFET 开关性能的最基本知识，最好单独考虑这个器件并且认为它不受任何外部影响。在这种条件下，MOSFET 的栅极等效电路如图 1 所示，其中的栅极由内部栅极电阻（ R_g ）和两个输入电容（ C_{gs} 和 C_{gd} ）组成。有了这个简单的等效电路，就有可能取得一个阶跃栅极电压的输出电压响应。

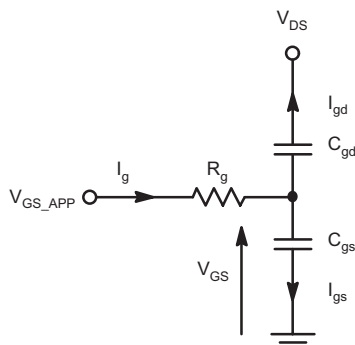


图 1 - MOSFET 栅极等效电路图中仅显示了（两个输入电容） C_{gs} 、 C_{gd} 以及（电阻） R_g

电压 V_{GS} 就是栅极处的实际电压，这也是我们在分析装置的开关性能时需要考虑的因素。

若阶跃输入加在 V_{GS_APP} ，那么可以得出下列结论：

$$i_g = \frac{V_{GS_APP} - V_{GS}}{R_g} \quad (1)$$

$$i_g = i_{gs} + i_{gd} \quad (2)$$

$$i_{gs} = C_{gs} \frac{dV_{GS}}{dt} \quad (3)$$

而且，由于 V_{DS} 值是固定的

$$i_{gd} = C_{gd} \frac{dV_{GS}}{dt} \quad (4)$$

因此

$$\frac{V_{GS_APP} - V_{GS}}{R_g} = C_{gs} \frac{dV_{GS}}{dt} + C_{gd} \frac{dV_{GS}}{dt} \quad (5)$$

和

$$\frac{dV_{GS}}{V_{GS_APP} - V_{GS}} = \frac{dt}{(C_{gs} + C_{gd})R_g} \quad (6)$$

得出

$$-\ln(V_{GS_APP} - V_{GS}) = \frac{t}{(C_{gs} + C_{gd})R_g} + k \quad (7)$$

$$V_{GS} = V_{GS_APP} - ke^{-t/(C_{gs} + C_{gd})R_g} \quad (8)$$

当 $t = 0$, $V_{GS} = 0$ V，因此

$$V_{GS} = V_{GS_APP}(1 - e^{-t/(C_{gs} + C_{gd})R_g}) \quad (9)$$

功率 MOSFET 基本系列：了解栅极电荷并用来评估开关性能
Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance

此处给出了实际栅极电压 (V_{GS}) 达到阈值电压所需要的时长。为了方便说明，图 2 给出了一个更加实用的电路，即：在 V_{DS} 和 C_{gd} 之间放入了一个附加电阻。在这种情况下，阶跃响应就变得十分复杂而且方程式（方程式 10）也变得更加难解。

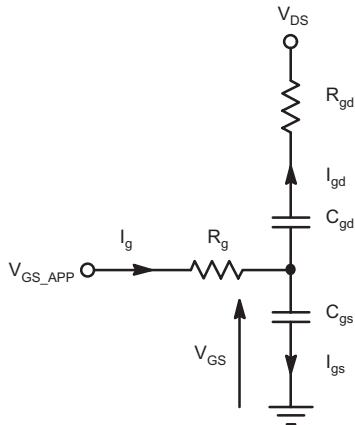


图 2 - MOSFET 等效电路图，仅显示了 C_{gs} , C_{gd} 和 R_g , 以及 R_{gd}

$$V_{GS} = V_{GS_APP} - \frac{V_{GS_APP}}{2\sqrt{k}}(A - B) \quad (10)$$

其中

$$A = \left((CR_k + \sqrt{k})e^{-\frac{t(CR - \sqrt{k})}{2C_{gd}R_{gd}C_{gs}R_g}} \right)$$

$$B = \left((CR_k - \sqrt{k})e^{-\frac{t(CR + \sqrt{k})}{2C_{gd}R_{gd}C_{gs}R_g}} \right)$$

$$CR_k = C_{gs}R_g + C_{gd}R_g + C_{gd}R_{gd}$$

并且

$$k = C_{gs}^2R_g^2 + 2C_{gs}R_gC_{gd} - 2C_{gd}R_{gd}C_{gs}R_g + C_{gd}^2R_g^2 + 2C_{gd}^2R_gR_{gd} + C_{gd}^2R_{gd}^2$$

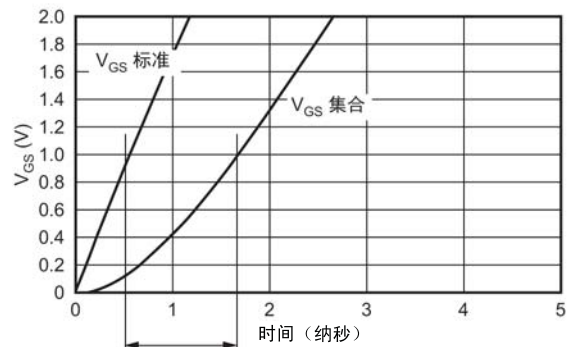
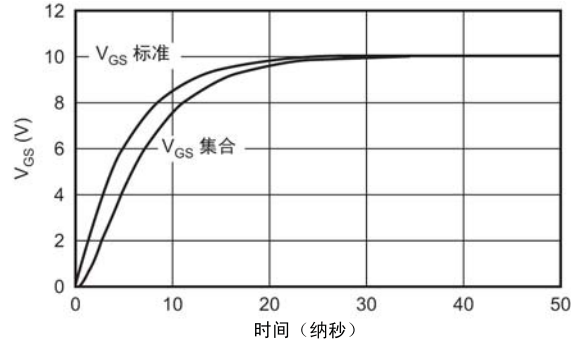


图 3 - 方程式 9（标准）和方程式 10（集合）的图解

图 3 中的方程式 9 和方程式 10 表明，栅极电压达到阈值 1V 所花费的时长差约为 1 纳秒。因此，对于是否采用对栅极瞬态电压精度影响不大的、较简单的计算方法仍存在争议。但是，从图中来看，采用方程式计算出的结果比 MOSFET 所得到的实际瞬变的值要小。

根据以上结论，当考虑 MOSFET 带有其它寄生器件时，手动解答这种实际电路的方程式将更加难以掌握。因此，需要一种实际电路的分析方法。如果可以忽略这些二阶或寄生元件以及其他组件的话，我们就有可能得出 MOSFET 开启和关闭时间段的公式。方程式 11 到 16 给出了相关计算方法，如波形图 4 和图 5 所示。这些方程是在 B J Baliga⁽¹⁾ 推出的方程式的基础上得出的，其中 R_g 为内部栅极电阻， R_{g_app} 是外部栅极电阻， V_{th} 是 MOSFET 的阈值电压， V_{GP} 是栅极效应电压。

备注

(1) B. J. Baliga, Power Semiconductor Devices

功率 MOSFET 基本系列：了解栅极电荷并用来评估开关性能 Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance

$$t_1 = (R_g + R_{g_app})(C_{gs} + C_{gd}) \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{V_{th}}{V_{GS_APP}}} \right) \quad (11)$$

$$t_1 = (R_g + R_{g_app})(C_{gs} + C_{gd}) \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{V_{GP}}{V_{GS_APP}}} \right) \quad (12)$$

$$t_3 = \frac{(V_{DS} - V_F)(R_g + R_{g_app})C_{gd}}{V_{GS_APP} - V_{GP}} \quad (13)$$

V_F 是满载电流导通时 MOSFET 上的电压降， V_{DS} 是电路关闭状态下的 MOSFET 的电压降。

使用数据表中的数值可以得出精确的 t_1 和 t_2 值，但是由于 C_{gd} 的值随着 V_{DS} 而变化，时间段值 t_3 就难以计算。

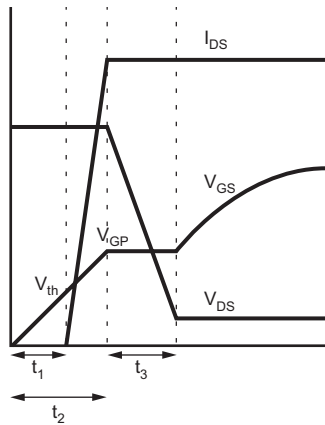


图 4 - MOSFET 开启瞬态

使用同一原则计算 MOSFET 关闭状态时的方程式时，开关瞬态的算式如下：

$$t_4 = (R_g + R_{g_app})(C_{gd} + C_{gs}) \ln \left(\frac{V_{GS_APP}}{V_{GP}} \right) \quad (14)$$

$$t_4 = (R_g + R_{g_app})C_{gd} \left(\frac{V_{DS} - V_F}{V_{GP}} \right) \quad (15)$$

$$t_6 = (R_g + R_{g_app})(C_{gd} + C_{gs}) \left(\frac{V_{GP}}{V_{th}} \right) \quad (16)$$

这种情况下，可以精确计算 t_4 和 t_6 的值，但是由于在此时间段中 V_{DS} 的变化导致 C_{gs} 也随之变化，所以 t_5 的算式很难求解。因此，在不采用动态值 C_{gd} 的情况下，计算 t_3 和 t_5 。

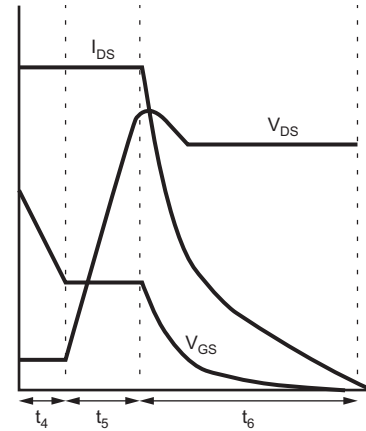


图 5 - MOSFET 关闭瞬态

使用栅极电荷来确定开关时间

如图 6 的栅极电荷波形图 (1) 所示， Q_{gs} 被定义为原点与 Miller Plateau (V_{GP}) 起点之间的电荷值； Q_{gd} 被定义为从 V_{GP} 到效应平台末端之间的电荷值； Q_g 被定义为从原点到波曲线顶点之间的电压，此时驱动电压值 V_{GS} 与装置的实际栅极电压值相等。

备注

(1) Gate Charge Principles and Usage, Power Electronics Europe.Issue 3, 2002. Technology.

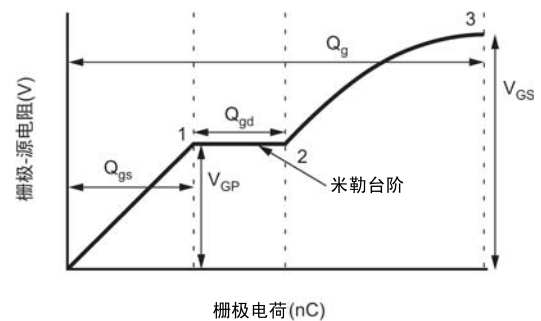


图 6 - 栅极电荷分类草图

功率 MOSFET 基本系列：了解栅极电荷并用来评估开关性能 Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance

C_{gs} 和 C_{gd} 充电后会导致 t_2 中的 V_{GS} 走高 (图 4)。此时 V_{DS} 不变, 从而 C_{gd} 和 C_{ds} 相对恒定。此时 C_{gs} 通常比 C_{gd} 的值大, 从而导致大部分的驱动电流流入 C_{gs} 而不是流入 C_{gd} 。 C_{gd} 和 C_{ds} 之间的电流取决于电容和其电压乘积的时间导数。此时栅极电荷的值可以假设为 Q_{gs} 。

波形图的另一部分是 Miller Plateau 电压。通常认为进入效应区域与峰值电流区域的栅极电荷值相同。但是, 栅极电荷的拐点实际上取决于与时间有关的乘积值⁽¹⁾ ($C_{gd}V_{GD}$)。这意味着如果漏电流值很小而输出阻抗很大, 左边的拐点出现后 I_{DS} 就可以达到其最大值。但是, 我们可以假设电流最大值接近拐点并且此应用指南应用指南中也假设拐点处的栅极电荷与负载电流 I_{DS} 是相对应的。

Miller Plateau 电压的斜率一般显示为零或接近零的斜率, 但是此变化率取决于 C_{gd} 和 C_{gs} 之间的驱动电流的分配。如果斜率不为零, 一部分驱动电流就会流入 C_{gs} 。若斜率为零, 所有的驱动电流就会若流入 C_{gd} 。当 $C_{gd}V_{GD}$ 乘积急速增大并且所有的驱动电流都用来平衡 C_{gd} 周围电压的变化时, 装置处于 Miller Plateau 状态下注入栅极中的电荷为 Q_{gd} 。

需要注意的是一旦这种效应结束 (当 V_{DS} 达到通态值时), C_{gd} 将再次回归恒定且大量电流再次流入 C_{gs} 。由于 C_{gd} 的值更大并且量值上更接近 C_{gs} , 变化率的斜度不再像第一个时期 (t_2) 那么大。

备注

(1) 同前。

结合栅极电荷和电容组合以获得开关时间

本手册的目标是使用数据手册数据来预测 MOSFET 的开关时间从而预估开关损耗。由于是 t_1 终点到 t_3 终点的这段时间导致的导通损耗, 所以很有必要计算出这一时间 (图 4)。将 11 和 12 联合起来就有可能获得电流的上升时间 ($t_{ir} = t_2 - t_1$) 并且由于 V_{DS} 在此时间段里保持恒定, 我们可以在恰当的 V_{DS} 值处使用特定资料表中的 C_{iss} 值。假设传输特性不变, 那么可以用 $V_{th} + I_{DS}/g_{fs}$ 替换 VGP:

$$t_{ir} = (R_g + R_{g_app})(C_{iss}^{at V_{DS}}) \times \ln\left(\frac{g_{fs}(V_{GS_APP} - V_{th})}{g_{fs}(V_{GS_APP} - V_{th}) - I_{DS}}\right) \quad (17)$$

在 V_{DS} ($t_{vf} = t_3$) 回落期很难采用 C_{gd} 的值。因此, 因此, 如果采用数据手册中的栅极电荷值 (Q_{gd_d}) 并且除以漏极连接上所见到的电压变化 ($V_{DS_D} - V_{F_D}$), 我们就可以根据数据手册的瞬态值, 有效地为 C_{gd} 给出一个值。

$$t_{vf} = \frac{Q_{gd_d}(V_{DS} - V_F)(R_g + R_{g_app})}{(V_{DS_D} - V_{F_D})(V_{GS_APP} - (V_{th} + \frac{I_{DS}}{g_{fs}}))} \quad (18)$$

同样, 在关闭瞬态电压时, 电压的上升时间 ($t_{vr} = t_5$) 为:

$$t_{vr} = \frac{Q_{gd_d}(V_{DS} - V_F)(R_g + R_{g_app})}{(V_{DS_D} - V_{F_D})(V_{th} + \frac{I_{DS}}{g_{fs}})} \quad (19)$$

电流的下降时间 ($t_{if} = t_6$) 为:

$$t_{if} = (R_g + R_{g_app})(C_{iss}^{at V_{DS}}) \ln\left(\frac{(V_{th} + \frac{I_{DS}}{g_{fs}})}{V_{th}}\right) \quad (20)$$

等式和数据手册值的对比

从图 7 中可以看出数据手册中开启和关闭时间的定义。这些定义可以等效于以上和此处所示的等式:

$$t_{d(on)} \approx t_1 + t_{ir} \quad (21)$$

$$t_r \approx t_{vf} \quad (22)$$

$$t_{d(off)} \approx t_4 \quad (23)$$

$$t_f \approx t_{vr} \quad (24)$$

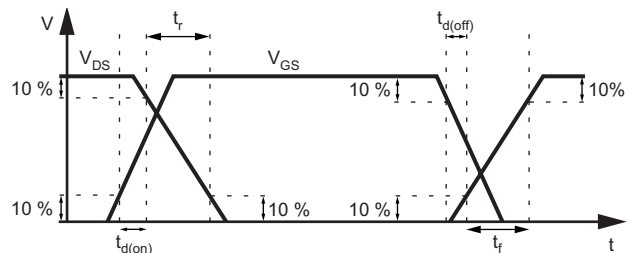


图 7 - 显示开启和关闭时间定义的草图

功率 MOSFET 基本系列：了解栅极电荷并用来评估开关性能 Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance

表 1- 开关瞬态示例 SI4892DY					
计算值	最小值	典型值	最大值	单位	
R_g	0.6	0.8	1	Ω	
R_{g_app}	5.4	6	6.6		
C_{iss} at V_{DS}	620	775	930	pF	
C_{iss} at 0 V	880	1100	1320		
g_{fs}	21.6	27	32.4	S	
V_{GS_APP}	9	10	11	V	
V_{th}	0.8	1.4	1.8		
I_{DS}	0.9	1	1.1	A	
Q_{gd_d}	2.8	3.5	4.2	nC	
V_{DS_D}	13.5	15	16.5	V	
I_{DS_D}	11.2	12.4	13.6	A	
$R_{DS(on)}$	0.008	0.01	0.012	Ω	
V_F	0.0072	0.01	0.0132	V	
V_{F_D}	0.09	0.12	0.16		
V_{DS}	13.5	15	16.5		
t_1 (等式 11)	0.28	0.79	1.6	ns	
t_{ir} (等式 17)	0.01	0.02	0.05		
t_{vf} (等式 18)	1.4	2.8	5.5		
t_4 (等式 14)	8.4	14.5	26		
t_{vr} (等式 19)	7.5	16.7	47.7		
t_{if} (等式 20)	0.06	0.14	0.44		
$t_{d(on)}$	0.29	0.81	1.7		
t_r	1.4	2.8	5.5		
$t_{d(off)}$	8.4	14.5	26		
t_f	7.5	16.7	47.7		
数据手册					
$t_{d(on)}$	-	10	20		ns
t_r	-	11	20		
$t_{d(off)}$	-	24	50		
t_f	-	10	20		

最小开关瞬态值是利用适当的参数值来计算的，这个参数会导出一个最短的开关瞬态值。在某些情况下，这意味着使用最大参数值来计算最小开关瞬态值，反之亦然，即使用最小参数值来计算最大开关瞬态值。

将等式和测量到的开关瞬态值进行比较

数据手册中的开关瞬态值是采用电阻负载测量到的，不代表实际电路。装置本身也不会按照以上的理想状态来运行。因此，可以测得实际的开关波段，如图 8 和图 9 所示。这些开关瞬态值适用于 Si4892DY 降压变换器上管。电路参数为：

$V_{DS} = 5\text{ V}$, $I_{DS} = 5\text{ A}$, $V_{GS_APP} = 5\text{ V}$, and $R_{g_app} = 10\ \Omega$



图 8 - 开启状态下开关瞬态值的测量电流值和电压值

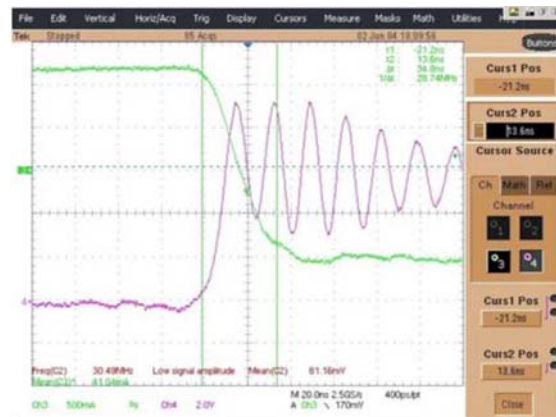


图 9 - 关闭状态下开关瞬态值的测量电流值和电压值

表 2- 测量值和计算值对比				
计算值	最小值	典型值	最大值	单位
t_{ir} (等式 17)	0.18	0.44	1.1	ns
t_{vf} (等式 18)	1.6	3.7	8.4	
t_{vr} (等式 19)	3.5	7.9	22	
t_{if} (等式 20)	0.95	1.0	1.5	
测量值				
t_{ir}	16	20	24	ns
t_{vf}	8.8	11	13.2	
t_{vr}	10.4	13	15.6	
t_{if}	28	35	42	



功率 MOSFET 基本系列：了解栅极电荷并用来评估开关性能
Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance

驱动电路的局限

从表 2 中可以看出，计算值和实际测量值之间十分相近。但是，MOSFET 的开关时间不仅受寄生元件的影响，同时还受驱动电路的影响。在上述条件下，假设栅极电路不会限制 MOSFET 的开关性能。例如，在 MOSFET P 通道和 N 通道驱动器下，输入栅极的理论电流值可能比驱动器实际的供电电流值要大。MOSFET 的驱动方式有数种，本应用指南在此不做描述。使用本文中所描述的算式计算开关时间，不需要使用复杂的算式与模型或者昂贵的模拟软件就可以估计开关损耗。

主要的差异就是计算值和实际电流瞬变值的不同。这些计算结果比实际瞬态值小一个数量级，因此，需要进一步考虑电流上升和回落的时间，下面有相关描述。

电流瞬变

计算值和实际测量值之间之所以存在误差是由于计算值都是在假设的理想状态下得出的。等式中可以参考的一个主要参数是 MOSFET 的封装电感。这会减缓电流的瞬变速度，并且可以在某些假设状态下考虑利用它来使计算简便。

由于负载电流一般情况下比栅极电流大得多，我们先假设所有通过封装电感的电流都是 I_{DS} 。因此开启状态下 MOSFET 封装电感电压可以表示为：

$$V_L = \frac{(V_{GS_APP} - V_{th})g_{fs}L}{(R_g + R_{g_app})C_{iss}at V_{DS}} \times e^{-t/(R_g + R_{g_app})(C_{iss}at V_{DS})} \quad (25)$$

这就是电流瞬变产生的电阻值并且是从栅极电压中减去的那部分电压值，因此可以减慢电流的瞬变速度。

如果将等式 25 从 V_{GS} 中减去并且用来解 t 的值， t_{ir} 瞬变则是

$$t_{ir} = (R_g + R_{g_app})C_{iss}at V_{DS} \times \ln \left(\frac{(V_{GS_APP} - V_{th}) + \frac{(V_{GS_APP} - V_{th})g_{fs}L}{(R_g + R_{g_app})C_{iss}at V_{DS}}}{(V_{GS_APP} - V_{GP})} \right) \quad (26)$$

电流瞬变 t_{if} 计算结果采用同样的原理如下：

$$t_{if} = (R_g + R_{g_app})C_{iss}at V_{DS} \times \ln \left(\frac{V_{GP} \left(1 + \frac{g_{fs}L}{(R_g + R_{g_app})C_{iss}at V_{DS}} \right)}{V_{th}} \right) \quad (27)$$

表 3- 封装电感测量值和计算值比较

计算值	最小值	典型值	最大值	单位
t_{ir} (等式 26)	4.7	8.1	13.2	ns
t_{vf} (等式 18)	1.6	3.7	8.4	
t_{vr} (等式 19)	3.5	7.9	22	
t_{if} (等式 27)	8.1	17.9	32.8	
测量值				
t_{ir}	16	20	24	ns
t_{vf}	8.8	11	13.2	
t_{vr}	10.4	13	15.6	
t_{if}	28	35	42	

结论

本应用指南描述了在独立评估状态下，功率 MOSFET 的上升和下降时间的有效近似值。数据手册中用于导出公式的数据值可以用来得出 MOSFET 的开关性能及开关损耗。但是，如图 3 所示，理想的开关瞬态总是要比实际值短，一般情况下，我们应该采用数据手册中的参数最大值来计算实际结果。