

***AN-558 Introduction to Power MOSFETs and Their Applications***



Literature Number: ZHCA128

# 功率MOSFET的介绍及其应用

美国国家半导体公司  
应用注释558  
Ralph Locher  
1988年12月



## 引言

目前现售的高压功率MOSFET是一种N-沟道、增强型、双扩散、金属氧化硅场效应晶体管。它们和NPN双极型晶体管具有相同的功能，但前者是采用电压控制的器件，而后者则是采用电流控制的双极型器件。我们将当今对MOSFET日益增长的需求归结于其高输入阻抗，以及作为多数载流子器件，可以避免少数载流子储存时间影响、热失控或者二次击穿的危险。

## MOSFET的工作原理

可通过图1来更好地理解MOSFET的工作原理。由于未在栅极G上施加电路偏置，栅极下方的两个方向都没有电流，因为总是存在一个阻流PN结。当栅极对源极S正偏时，如图2所示，在p型外延层中的自由空穴被排斥在栅极区域之外，从而产生一个沟道，使电子能从源极流向漏极。注意到由于空穴已被排除在栅极沟道之外，所以默认电子是“多数载流子”。该工作模式称做“增强模式”，但是我们更容易将“增强模式”理解为器件处于“常断”状态，诸如开关阻断了电流，直到收到信号后才再次导通。与该模式相对应的是耗尽模式，通常是处于“导通”状态的器件。

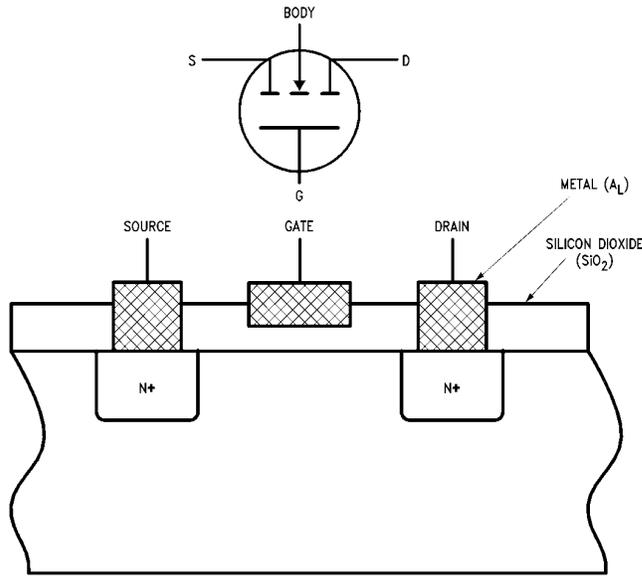


图1.横向N-沟道MOSFET的截面图

TL/G/10063 - 1

横向MOSFET的优势:

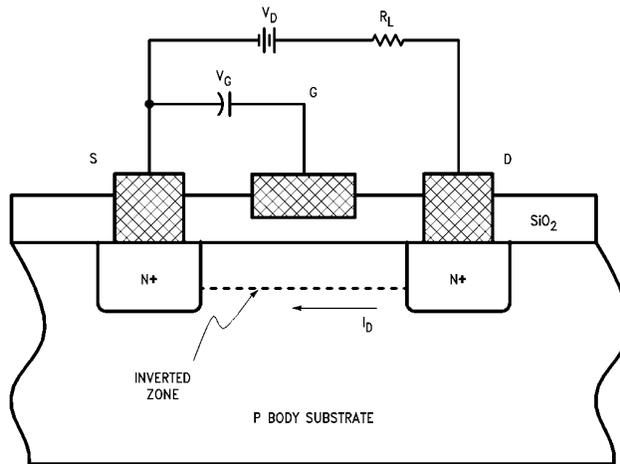
- 1 栅极信号的功率需求较低。对容值较小的栅氧化层电容充电后, 没有电流流入栅极。
- 2 具有快速的开关速度, 因为只要开通沟道, 电子便开始从漏极流到源极。沟道深度与栅极电压成正比, 而且只要移除栅极电压后沟道就会关闭, 所以不存在双极性晶体管中发生的存储时间影响。

主要的缺点:

- 1 高阻沟道。在正常工作下, 源极与衬底为电气连接。在没有栅极偏置时, 耗尽区从N+漏极扩展为一个虚拟半球的形状。为了支持器件的额定电压, 沟道长度L不能短于所需的最小耗尽宽度。
- 2 采用更宽的沟道可以降低沟道电阻, 但是成本也会增加, 因为这样会占用太多宝贵的硅片面积。由于增加了栅极电容也会使器件的开关速度变得更加缓慢。

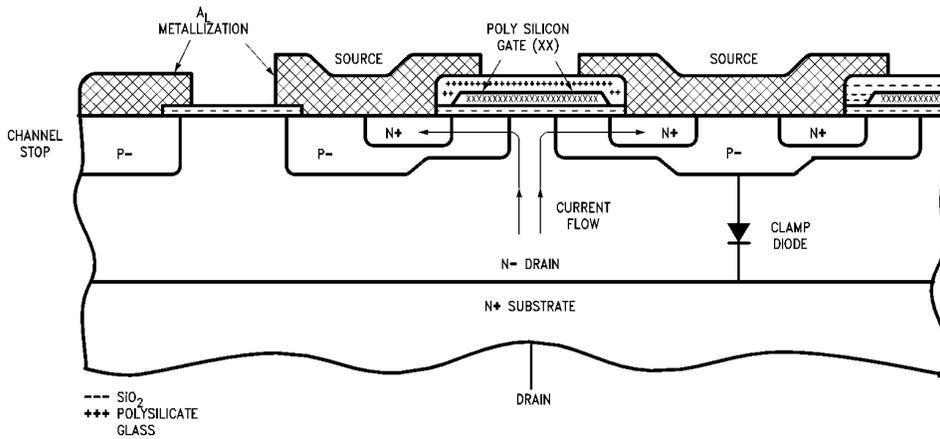
下面介绍垂直MOSFET!

高压MOSFET结构(也称之为DMOS)如图3所示。



TL/G/10063-2

图2.偏置横向MOSFET晶体管以实现正向电流导通



TL/G/10063-3

图3.垂直DMOS截面图

采用横向FET中相同方法将栅极下方的p层反型，从而建立电流路径。源电流流经栅区下方，然后垂直通过漏极，随着流动过程向下扩展。一个典型的MOSFET是由数千个并联的N+源电流通路组成。对于相同的闭塞电压，该垂直几何体具有比横向FET较低的导通电阻 ( $R_{DS(on)}$ ) 和更快的开关速度。

其实存在着多种垂直结构设计，例如V形槽和U形槽，也存在许多种源极几何体结构，例如正方形、三角形、六边形等。所有闭塞电压大于300V的商用功率MOSFET的制造都采用类似于图3的结构。确定源极几何体的要点包括 $R_{DS(on)}$ 、输入电容、开关时间和跨导。

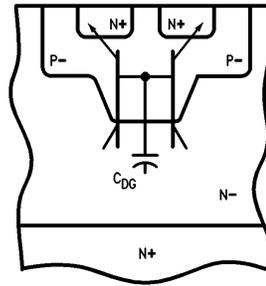
### 寄生二极管

早期的MOSFET由于受瞬态电压的影响，很容易被击穿，在高速率的漏源电压上升 ( $dV/dt$ ) 时也更容易趋向导通，这些都会造成灾难性故障。 $dV/dt$ 导通是由于MOSFET中固有的寄生NPN晶体管引起的，图4.a为其电路图。结电容 $C_{DG}$ 充电电流的作用与基极电流相似，从而导通寄生NPN管。

采用源极金属将N+源极与P+区短路，从而抑制寄生NPN管动作。这在MOSFET中产生一个固有的反向并联的PN结二极管（见图4b）。因其极大的结面积，该二极管的电流值和热阻与功率MOSFET管相同。寄生二极管确实呈现出较长的反向恢复时间。由于N-漏极层中的少数载流子寿命较长而产生持久的反向恢复电流，会妨碍二极管的使用，除非对于频率很低的应用，例如，图5所示的马达控制电路。然而，在高频应用中，外置的超快整流器与必须寄生二极管并联，以确保寄生二极管不会导通。允许其导通将会显著增加器件的功耗，这是由二极管内部的反向恢复损耗造成的。因为有着更大的反向恢复电流，也会造成更高的瞬态电压。

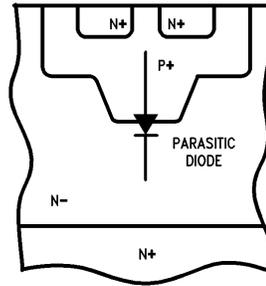
### 控制MOSFET

功率MOSFET的主要优点是有极高的开关速度。漏极电流与栅极电压严格地成正比关系，使得理论上完美的器件可以在50ps~200ps之间进行切换。这也正是载流子从源极流到漏极所花费的时间。因为MOSFET是一个多数载流子工作的器件，它优于双极型晶体管特性的第二个原因就是其关断时间不受基区少数载流子储存时延影响。只要MOSFET的栅极电压下降至其阈值电压，器件就开始关断。



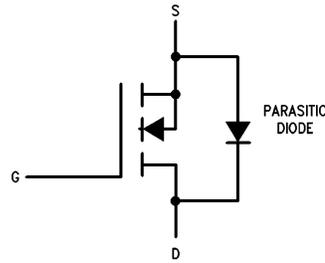
TL/G/10063 - 41

a. MOSFET晶体管结构显示  
寄生NPN晶体管的位置



TL/G/10063 - 42

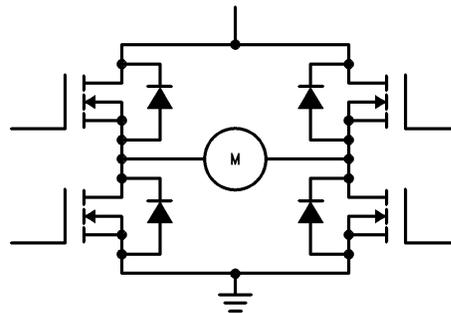
b. 寄生二极管



TL/G/10063 - 43

c. 电路符号

图4.



TL/G/10063 - 4

图5. 全波马达控制电路

### 开关的行为特性

图6说明了功率MOSFET的寄生电容的简化模型和带有电阻负载的开关电压波形。

在导通期间会产生几种不同的现象。参考相同的图形：  
时间间隔  $t_1 < t < t_2$ ;

初始导通延迟时间  $t_d$  (on) 指的是  $V_{GS}$  以指数式上升至阈值电压  $V_{GS(th)}$  所花费的时间。从图6中发现时间常数为  $R_S \times C_{GS}$ 。美国国家半导体IRF330的典型导通延迟时间为

$$t_{d(on)} = R_S \times C_{GS} \times \ln(1 - V_{GS(th)}/V_{PK})$$

假定栅极信号发生器的  $R_S$  阻抗为  $50\Omega$ ,  $C_{GS}$  为  $600pF$ , 得到  $t_d$  为  $11ns$ 。注意到因为在  $t_d$  公式中包含信号源阻抗, 对在开关时间的测试条件应引起重视, 这点非常重要。

在物理上仅测量输入电容  $C_{iss}$ , 该电容是由  $C_{DG}$  与  $C_{GS}$  并联组成的。即使  $C_{GS} \gg C_{DG}$ , 后者要承受大得多的电压漂移, 所以其对开关时间的影响不能忽略。

美国国家半导体IRF330的  $C_{iss}$ 、 $C_{rss}$ 、 $C_{oss}$  变化如图7所示。 $C_{DG}$  的充电和放电类似于首先在电子管中发现的“密勒”效应, 其在下一个开关间隔中起主导作用。

时间间隔  $t_2 < t < t_3$ ;

因为现在  $V_{GS}$  已经达到了阈值电压, MOSFET 开始吸收增大的负载电流,  $V_{DS}$  则减少。 $C_{DG}$  不仅放电, 而且因为电容值与  $V_{DG}$  成反比, 所以也在增加。即:

$$C_{DG} = C_{DG(0)}/(V_{DG})^n \quad (2)$$

除非栅驱动器能迅速地提供所需电流来为  $C_{DG}$  进行放电, 在导通时间内的电压降将会缓慢增加。

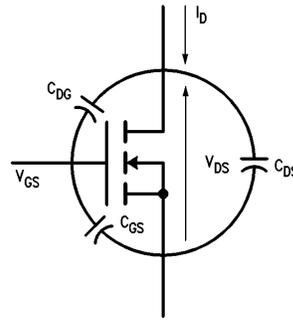
时间间隔  $t_3 < t < t_4$ ;

现在MOSFET是导通的, 所以栅极电压能够上升至过驱动电平。

关闭间隔:  $t_4 < t < t_6$ ;

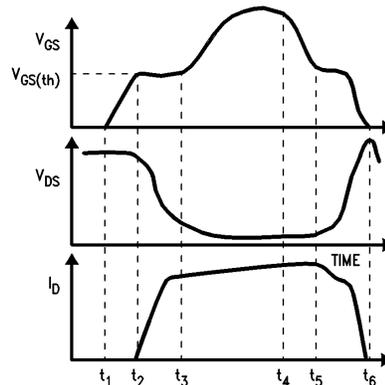
关断则是以相反的顺序发生的。在  $R_{DS(on)}$  开始增加之前,  $V_{GS}$  必须跌落至阈值电压附近。随着  $V_{DS}$  开始增加, 因为  $C_{DG}$  重新被充电到  $V_{CC}$ ,  $C_{DG}$  再次产生密勒效应并阻止  $V_{DS}$  的上升。

以下将要讨论不同应用的特定栅极驱动电路, 并做出图示说明。



TL/G/10063 - 5

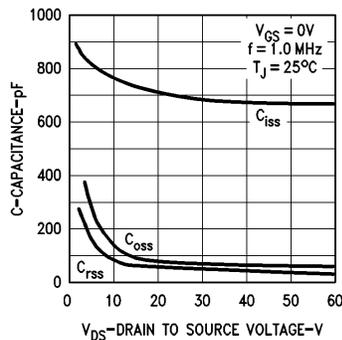
a. 功率MOSFET中的MOSFET电容模型



TL/G/10063 - 6

b. 电阻负载的开关波形

图6



TL/G/10063 - 7

图7. 美国国家半导体IRF330的典型电容值

### MOSFET的特性

美国国家半导体IRF330的输出特性 ( $I_D$ 与 $V_{DS}$ 的关系) 可以通过图8和图9来阐述。

图8中两个明显不同的工作区域分别标为“线性区”和“饱和区”。为了深入理解其中的差别, 在MOSFET中实际的电流通路是水平地通过栅氧化层下方产生的沟道, 然后垂直通过漏极。在线性工作区内, MOSFET沟道上的电压不足以让载流子达到其最大漂移速率或者最大的电流密度。简单地定义静态 $R_{DS(on)}$ 为 $V_{DS}/I_{DS}$ , 是一个固定常数。

随着 $V_{DS}$ 在增加, 载流子到达其最大的漂移速率而电流幅值则不会增加。因为器件的行为特性类似于一个电流发生器, 从而具有高的输出阻抗。这被称之为“饱和区”。同时也应注意将MOSFET的工作与双极型晶体管相比较, 双极型晶体管的线性区和饱和区与MOSFET的恰好相反。对于固定的 $V_{GS}$ 递增电压, 输出电流 $I_D$ 曲线之间具有相同的间隔, 表明了图9中的传输特性在饱和区中是满足线性要求的。

#### 阈值电压的重要性

阈值电压 $V_{GS(th)}$ 是最小的栅极电压, 从而启动漏极电流。通过将栅极连到漏极, 并对于特定的漏极电流, 典型值为250uA或者1mA, 记录所需的漏极电压, 在Tektronix576晶体管特性图示仪上很容易测量 $V_{GS(th)}$  (在图9中 $V_{GS(th)}$ 为3.5V)。因为 $V_{GS(th)}$ 值比较大, 会明显延长导通的延迟时间, 对于功率MOSFET而言, 出于以下原因不希望采用低阈值电压:

1.  $V_{GS(th)}$  具有负温度系数,  $-7mV/oC$
2. MOSFET的高栅极阻抗使其容易受到栅极噪声的影响而引发伪导通
3. 通常的故障模式是栅氧化层电压击穿。低 $V_{GS(th)}$ 值要求更薄的氧化层厚度, 使得栅极氧化层击穿电压变得更低。

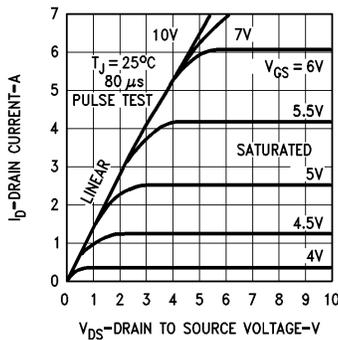


图8. 输出特性

TL/G/10063 - 8

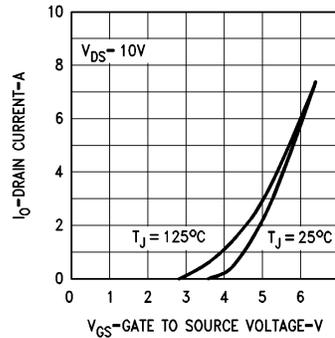


图9. 传输特性

TL/G/10063 - 9

#### 功率MOSFET的散热模型

同所有其它的功率半导体器件一样, MOSFET在升高的结温下工作。为了达到希望的性能和可靠性, 观察其散热限制显得尤为重要。规格表包含了关于最大结温( $T_{J(max)}$ )、安全工作区、额定电流、以及作为 $T_J$ 的函数的相关电气特性的信息。然而, 仍不能覆盖所有的偶然性, 设计师做相同的结温计算以确保器件的工作在其规格范围内, 这点仍然非常重要。

图10是对于任何功率半导体器件和模拟电子器件都适用的一个基本的、稳定状态的散热模型。在结点处产生的热量从硅焊球流到外壳或者垫块, 最终到达散热片。超过周边环境的结温上升直接与该热流和结点到环境的热阻成正比。下列公式详细说明了任意两点x和y之间的稳态热阻 $R_{(th)JC}$ :

$$R_{(th)JC} = (T_y - T_x) / P \quad (3)$$

其中,

$T_x$  = 在x点的平均温度( $oC$ )

$T_y$  = 在y点的平均温度( $oC$ )

$P$  = 平均热流 (瓦)

注意: 为了使热阻变得有意义, 必须指定两个温度基准点。

$R_{(th)JC}$ 的单位是 $oC/W$ 。

散热模型象征性地显示出结温的参考点的位置, 外壳温度, 散热温度和环境温度。这些温度参考定义了下列的热基准:

$R_{(th)JC}$ : 结点到外壳的热阻

$R_{(th)CS}$ : 外壳到散热器的热阻

$R_{(th)SA}$ : 散热器到环境的热阻

因为热阻是串联的:

$$R_{(th)JA} = R_{(th)JC} + R_{(th)CS} + R_{(th)SA} \quad (4)$$

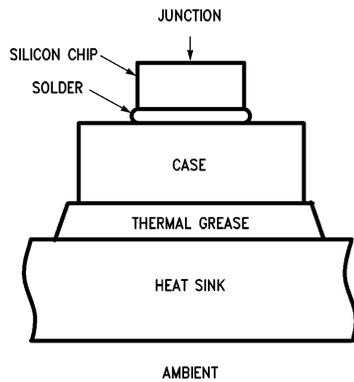
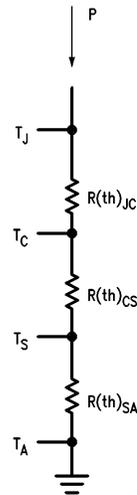


图10. MOSFET的稳态热阻模型



TL/G/10063 - 10

器件的设计和制造决定了 $R^{(th)}_{JC}$ ，所以当 $R^{(th)}_{JC}$ 根据不同的器件发生改变时，确保 $R^{(th)}_{JC}$ 的最大值，这是厂家的唯一职责。用户和厂家必须合作以保持 $R^{(th)}_{CS}$ 在可接受的最大值，最后，用户所需负责的只是外部散热。考查图10，可以写出 $T_J$ 的表达式：

$$T_J = T_A + R \times [R^{(th)}_{JC} + R^{(th)}_{CS} + R^{(th)}_{SA}] \quad (5)$$

虽然这看上去是一个非常简单的公式，然而主要的使用问题在于MOSFET的功耗取决于 $T_J$ 。因而必须采用迭代或者图解方法来寻找最大的 $R^{(th)}_{SA}$ 值，从而确保稳定性。但是对瞬态热阻的解释是为了处理脉冲应用的情况。

为寻找脉冲应用下的峰值结温而使用稳定状态热阻，结果并不是很理想。在功率峰值处插入会导致高估实际的结温，而在功率脉冲末端采用平均功率值则会对峰值结温估计不足。两者矛盾的深层原因在于半导体的散热能力及其容量，即储存热量，并在下一个脉冲之前将其冷却的能力。

图11为修改后的MOSFET的散热模型。通常分布的热电容被归纳在单个电容器上，并标记为 $C_J$ 、 $C_C$ 和 $C_S$ 。这种简化的前提是假定电流在硅芯片上均匀分布，唯一重要的功率损耗发生在结点处。当热功率 $P$ 的阶跃脉冲被引入到结点处时，图12a显示 $T_J$ 将以指数速率上升至某一稳定状态值，该值取决于散热网络的响应。当功率输入在时间 $t_2$ 被终止时， $T_J$ 将会沿着曲线下降，如图12a中 $T_{cool}$ 所指示的一样，返回到其初始值。因而在时间 $t$ 处的瞬态热阻定义为

$$Z^{(th)}_{JC} = \frac{\Delta T_{JC}(t)}{P} \quad (6)$$

长时段的瞬态热阻曲线接近稳态值，短时段的曲线斜率与 $C_J$ 成反比。为了能放心地使用该曲线，其必须代表每个时段内 $Z^{(th)}_{JC}$ 的最高值，这可望从产品在制造中的分布情况得到。

虽然预计 $T_J$ 对功率脉冲串响应变得非常复杂，但功率脉冲串迭加提供了使用瞬态热阻曲线的严格的数值方法来解决这个问题。通过将输入替换为迭加的正向和负向阶跃函数的等价串，迭加法测试网络对任何一个输入函数的响应。每个阶跃函数必须从零开始，并持续到计算 $T_J$ 时间。作为实例，图13解释了典型的热脉冲串。

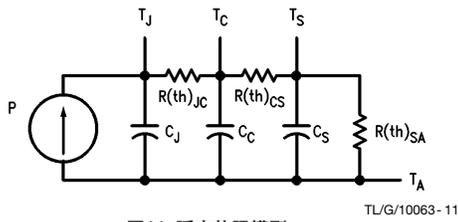
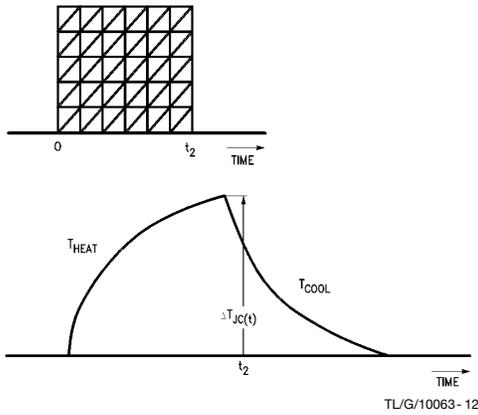
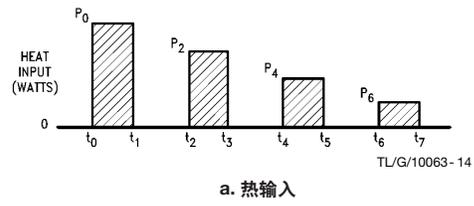


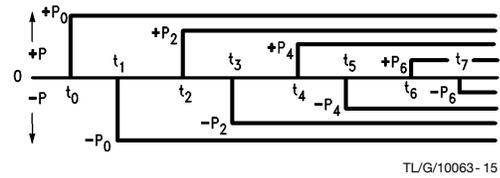
图11. 瞬态热阻模型



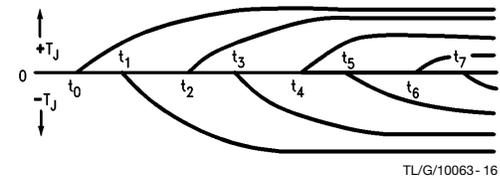
a. 对于一个发热功率的阶跃脉冲的结温响应



a. 热输入



b. 功率脉冲迭加的等价热输入



c. 对图 b. 中分离的热脉冲的结温响应

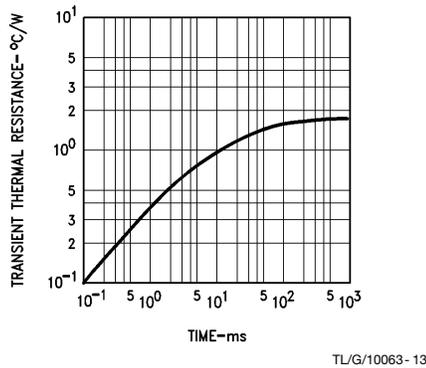


图13. 使用迭加确定峰值TJ

b. 美国国家半导体IRF330 MOSFET的瞬态热阻曲线  
图12

在时间t处得到T<sub>J</sub>为:

$$T_J(t) = T_J(0) + \sum_{i=0}^n P_i [Z_{(th)JC}(t_n - t_i) - Z_{(th)JC}(t_n - t_i + 1)] \quad (7)$$

对图14所示的相同幅度的功率脉冲串, 通常, 使用该公式的条件是在热平衡处计算结温峰值。

为了进一步简化该计算, 对于美国国家半导体的所有功率MOSFET, 在公式 (G) 中相等的表达式都绘制出来, 例如图14b中所示的Z<sub>(th)JC</sub>。从该曲线中, 如果知道P<sub>M</sub>值, 我们可以轻易地计算出T<sub>J</sub>。Z<sub>(th)JC</sub>和T<sub>C</sub>采用下列表达式:

$$T_J = T_C + P_M \times Z_{(th)JC} \quad (8)$$

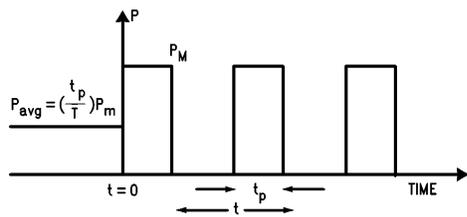
例子: 计算重复间隔为2ms的25W, 200us的宽热脉冲序列的最大结温。假定外壳温度为95°C。

占空比=0.1

从图14b中: Z<sub>(th)JC</sub>=0.55°C/W

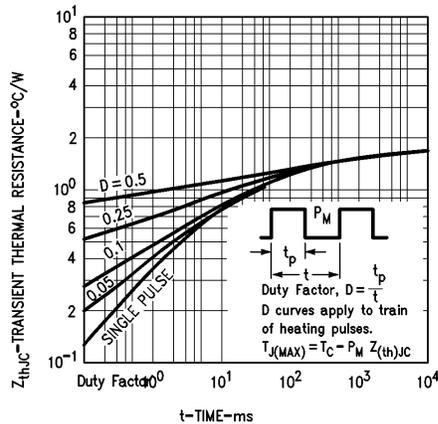
代入公式 (H) 中:

$$T_{J(MAX)} = 95 + 25 \times 0.55 = 108.75 \text{ } ^\circ\text{C}$$



a. 功率脉冲序列

TL/G/10063 - 18



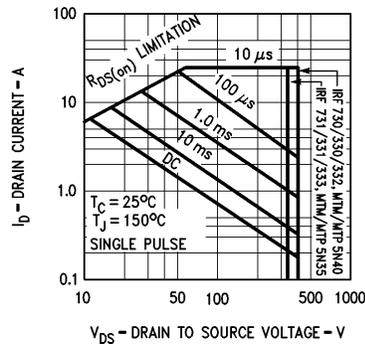
b. 在如图14a的功率脉冲条件下, 美国国家半导体IRF330器件的归一化Z<sub>(th)JC</sub>值  
图14

TL/G/10063 - 19

### 安全工作区域

功率MOSFET不易发生正向或反向的二次击穿, 而这在双极型晶体管中常常发生。二次击穿是由于双极型晶体管的导通或关闭, 在硅片中造成高温发热点而形成潜在的灾难性状况。然而在MOSFET中, 载流子穿越器件时更像通过一块半导体, 呈现一个0.6%/°C的正温度系数。如果电流只是限制在局部区域内, 由于硅晶体的正温度系数, 热点上不断增加的温度会提升该点的阻抗。由此引起的高压降会迫使电流由热点重新分布。图15描绘了美国国家半导体IRF330器件的安全工作区域。

注意到安全区边界仅仅是散热的限制, 而在二次击穿时没有表现出降额。这也说明尽管MOSFET晶体管非常坚固, 但如果强制它耗散太大的功率时也可能造成热损坏。



TL/G/10063 - 20

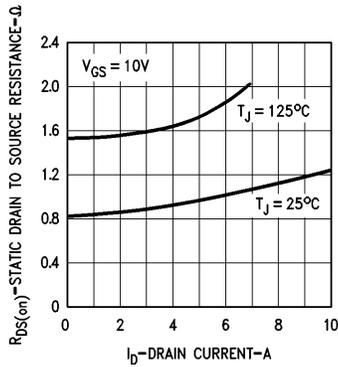
图15. 美国国家半导体IRF330器件的安全工作区域

### 导通电阻R<sub>DS(on)</sub>

功率MOSFET的导通电阻是非常重要的参数, 因为其确定了在中低频 (低于200kHz) 的应用中器件可以承载多大电流。在MOSFET被开启后, 通态的源漏电压下降至一个较低值, 可简单地定义导通电阻R<sub>DS(on)</sub>为其通态电压除以通态电流。当作为开关传导电流时, 其传导损耗P<sub>C</sub>为:

$$P_C = I_{D(RMS)}^2 \times R_{DS(on)} \quad (9)$$

为使R<sub>DS(on)</sub>最小, 所加的栅极信号应足够大, 从而维持器件在线性区或者欧姆区内工作, 如图8所示。美国国家半导体的所有MOSFET可在V<sub>GS</sub>=10V时传导额定电流, 该值也用于产生美国国家半导体IRF330的R<sub>DS(on)</sub>关于I<sub>D</sub>和T<sub>J</sub>的关系曲线, 如图16所示。因为R<sub>DS(on)</sub>随着T<sub>J</sub>增加, 图16展示了在室内环境和温升条件下该参数相对于电流的一个函数表达关系。



TL/G/10063 - 21

图16 美国国家半导体IRF330的R<sub>DS(on)</sub>

注意到，随着漏极电流的增长，R<sub>DS(on)</sub>也跟着增长，使得I<sub>D</sub>一度会超过额定电流值。因为MOSFET是一种多数载流子器件，由于漏极区N型硅的体电阻的缘故，R<sub>DS(on)</sub>的分量随着温度也在增长。为了避免过量热耗散而必须考虑这些因素时，也促成了MOSFET并联工作方式。在MOSFET中的任何不平衡都不会造成电流的畸变，因为其中电流最大的器件会升温，导致更高的导通电压并迫使其它并联器件分流一些电流。

#### 跨导

因为MOSFET是压控型器件，所以有必要启用原先使用在电子管中的术语g<sub>fs</sub>。请参考图8，当漏极电压恒定的情况下，g<sub>fs</sub>等于漏极电流的变化量除以栅极电压的变化量。数学表达式为：

$$g_{fs} \text{ (Siemens)} = \frac{dI_D(A)}{dV_{GS}(V)} \quad (10)$$

跨导随工作条件而变化，当V<sub>GS</sub> < V<sub>GS(th)</sub>时从零开始，直到器件完全饱和时达到一个峰值。在欧姆区内该值非常小，因为器件不能再传导任何电流。典型的g<sub>fs</sub>定义在额定电流的一半以及V<sub>DS</sub> = 20V的时候。跨导的概念在设计线性放大器时非常有用，而在设计开关电源时则没有任何意义。

#### 功率MOSFET的栅驱动电路

功率MOSFET的驱动电路会影响其开关特性及其功耗值。因此驱动电路的类型取决于其应用类型。如果R<sub>DS(on)</sub>在通态功耗中占主导地位，那么设计较高成本的驱动电路就变得没有意义。只要栅源电压超过阈值电压几伏，则该功耗值是相对独立于栅极驱动的，而且为减少开关时间而精心设计的驱动电路仅会造成额外的EMI和电压振铃现象。反之，器件的开关频率达到200kHz或更高时驱动电路会影响功耗，因为开关损耗是总体功耗的一个重要部分。

与双极型晶体管相比较，在MOSFET中的开关损耗非常小，但仍需加以考虑。几种典型的负载以及理想的开关波形和功耗的表达式如图17至图19所示。

采用下列通用公式来计算它们的功耗

$$P_D = \left( \frac{1}{T} \int_0^T I_D(t) \cdot V_{DS}(t) dt \right) \cdot f_s \quad (11)$$

这里f<sub>s</sub> = 开关频率

对于图中所示的理想波形，可以通过计算三角面积来预估其积分值。

电阻负载

$$P_D = \frac{V_{DD}^2}{R} \left[ \frac{t_{(on)} + t_{(off)}}{6} + R_{DS(on)} \cdot T \right] \cdot f_s$$

电感负载

$$P_D = \frac{V_{CL} I_m t_{(off)} f_s}{2} + P_c$$

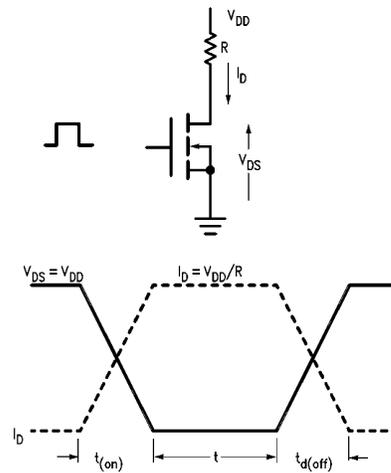
其中

P<sub>c</sub> = 在时间T内的传导损耗

电容负载

$$P_D = \left( \frac{C V_{DD}^2}{2} + \frac{V_{DD}^2 R_{DS(on)}}{R^2} T \right) f_s$$

通常可以忽略栅损耗和体电阻损耗。利用这些公式，电路设计师能够估计所需的散热量。在温度控制环境中的最终散热量对确保热稳定性是必须的。



TL/G/10063 - 23

图17. 电阻负载开关波形

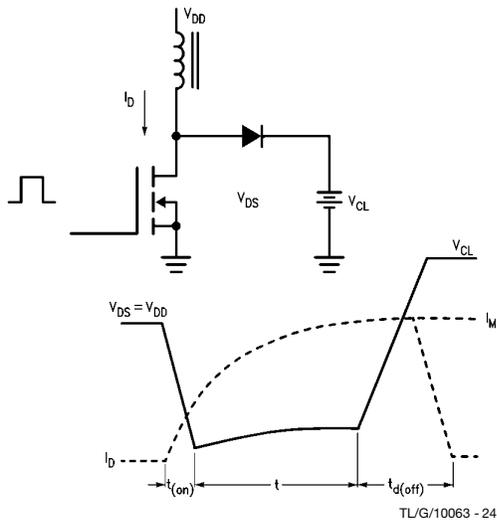


图18. 错位电感负载开关波形

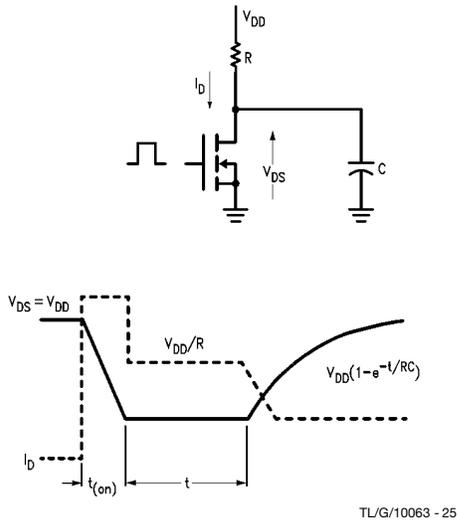


图19. 电容负载开关波形

因为MOSFET本质上是压控型的，栅极电流仅需对输入电容 $C_{iss}$ 充电。10A的双极型晶体管需要2A基极电流来确保其饱和，与之相反，功率MOSFET能够直接被CMOS或者集电极开路TTL逻辑电路驱动，类似电路如图20所示。

导通速度取决于电阻 $R_1$ 的选择，其最小值是由IC的电流额定吸收值决定的。因为加在栅极上的电压必须超过5V的MOSFET阈值电压，所以有必要采用集电极开路TTL缓冲器。可使用CMOS器件来直接驱动功率器件，因为它们能工作在15V的电源电压。

原先主要用于其它应用的接口IC，现在也用来驱动功率MOSFET，如图21所示。

大多数开关电源的应用采用一个脉冲宽度调制IC以及一个NPN晶体管输出级。当MOSFET处于导通状态时，该输出晶体管处于导通状态，因此不能采用集电极开路TTL的驱动类型。图22和图23给出了采用PWM IC的典型驱动电路的实例。

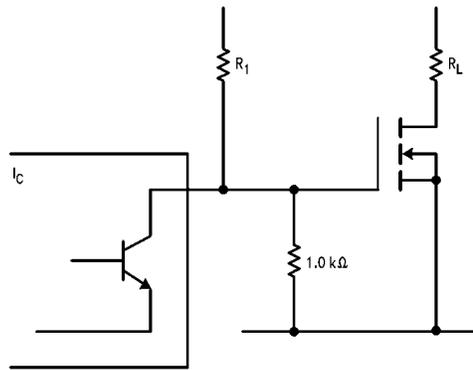


图20. 集电极开路TTL驱动电路

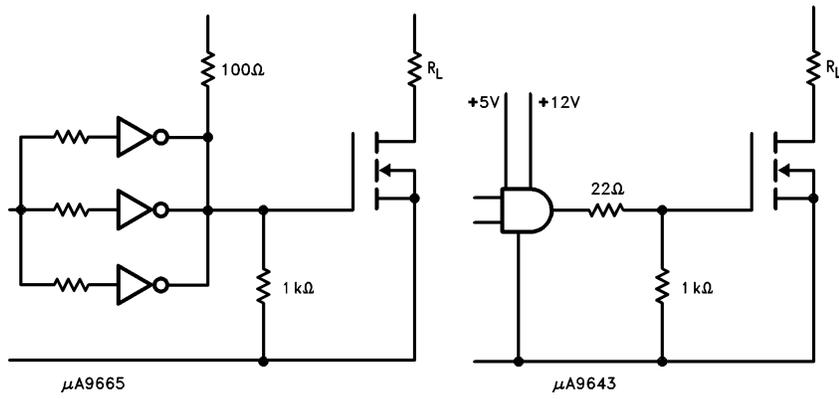


图21. 用于驱动功率MOSFET的接口IC

TL/G/10063 - 27

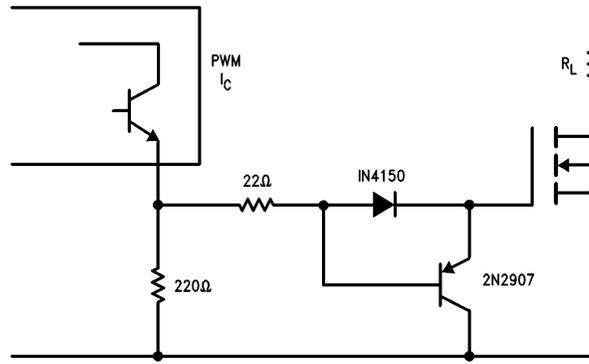


图22. PWMIC驱动MOSFET的电路  
PNP晶体管加速关闭

TL/G/10063 - 28

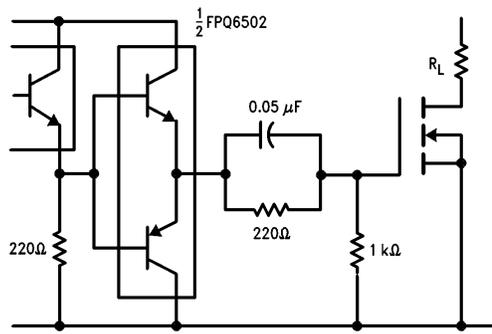


图23. 带加速电容的发射极跟随器

TL/G/10063 - 29

隔离：因为廉价、低 $R_{DS(on)}$ 的高压器件不易购得，离线开关电源在半桥拓扑结构中采用功率MOSFET。

因为功率器件之一被连接到正电压轨，其驱动电路的工作范围也在高电势附近。耦合驱动电路最常用的方法是采用一个脉冲变压器。通常也会采用脉冲变压器将逻辑电路与高压工作的MOSFET相隔离，并保护它免受MOSFET故障的影响。

图25所示的齐纳二极管可以迅速地重置脉冲变压器。采用12V的齐纳二极管，占空比能接近50%。为使电路在关闭时表现更好的性能，在图26中添加一个PNP晶体管。

图27阐述了另一种方法，通过在脉冲变压器串联序列中添加一个电容，从而在关闭期间反向偏置MOSFET。由于是直流偏置，电容也可以确保脉冲变压器不会产生饱和。

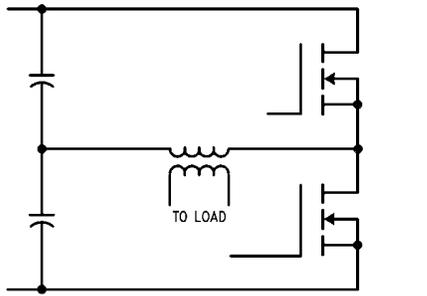


图24. 半桥结构

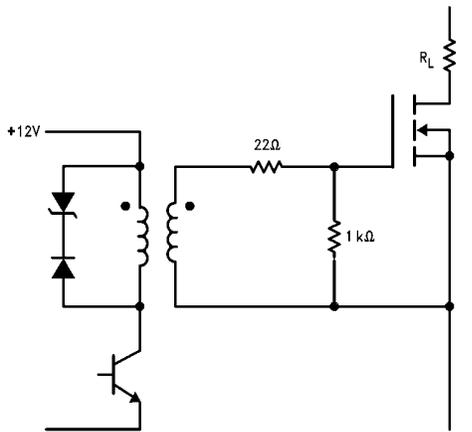


图25. 简单的脉冲变压器驱动电路。如果可能，晶体管可内置在PWMIC中。

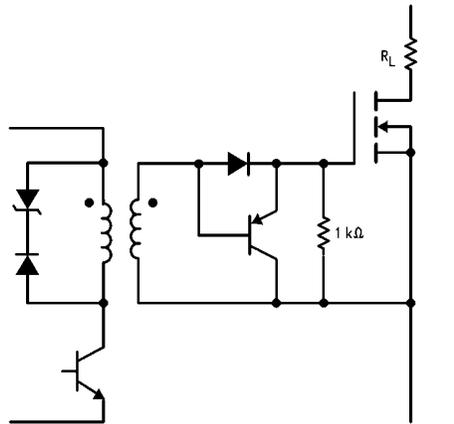


图26. 用晶体管改进关闭状态时的性能

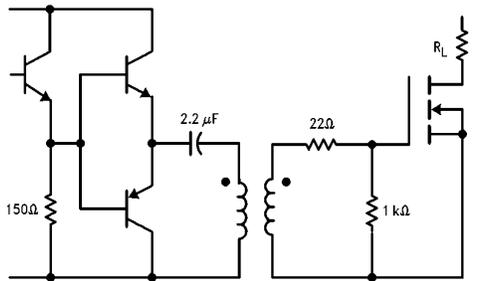


图27. 采用加速电容的发射极跟随器

也可以采用光耦合器来驱动功率MOSFET，但是它们较长的开关时间使之仅适用于低频应用。

### 选择驱动电路

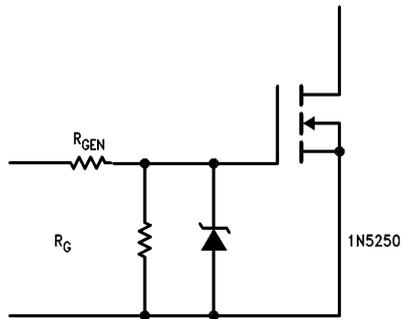
如上所示的任何电路都能使功率MOSFET导通或者关闭。电路的类型取决于应用。驱动电路的电流吸收和发送能力将决定功率器件的开关时间和开关损耗。规则就是，在导通和关闭时的栅极电流越高，开关损耗则越低。然而，快速驱动电路将会在栅极和漏极电路中产生振铃。在导通时，在栅极电路中的振铃会产生瞬态电压，超过额定的最大 $V_{GS}$ ，造成栅氧化层击穿并损坏器件。为了防止该事件的发生，在电路中添加合适大小的齐纳二极管，如图28所示。注意，应尽可能靠近器件安装齐纳二极管。

在关闭时，栅极电压会振荡，高达阈值电压并在短时间内导通器件。也可能是漏源电压超过其最大额定电压，这是由于漏极电路中的振铃产生的。添加一个RC缓冲保护电路或齐纳二极管可以将漏极电压限制在一个安全水平。

图29至图34为不同驱动电路的典型导通和关闭时间。

器件：美国国家半导体IRF450  $V_{DD}=200V$

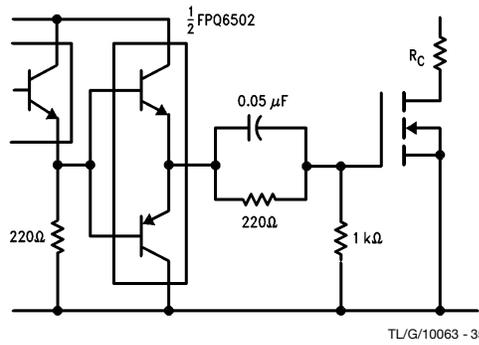
负载=33Ω电阻



TL/G/10063 - 34

图28. 齐纳二极管用来防止产生过量的栅源电压

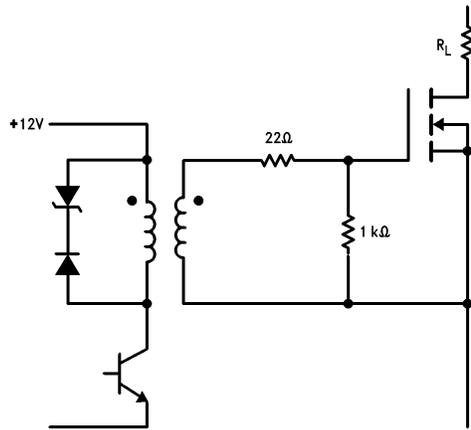
驱动电路导通/关闭时间



TL/G/10063 - 35

注：电压下降时间=17ns，电压上升时间=20ns

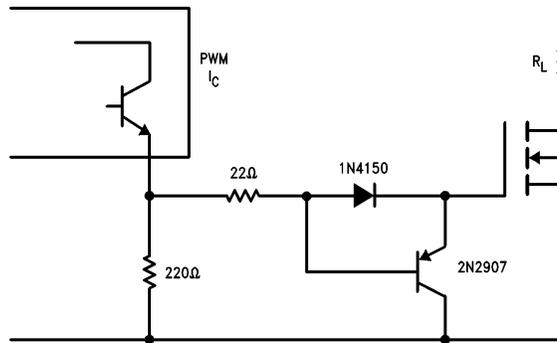
图29. 发射极跟随器PWM



TL/G/10063 - 36

注：电压下降时间=50ns，电压上升时间=112ns

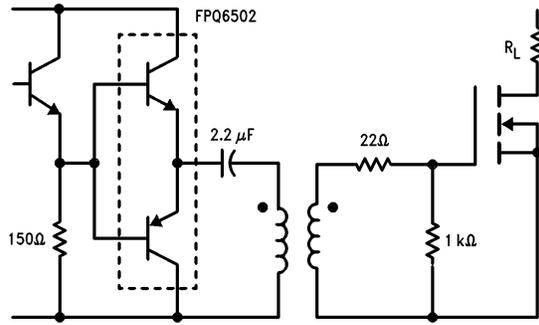
图30. 简单的脉冲变压器



TL/G/10063 - 37

注：电压下降时间=50ns，电压上升时间=16ns

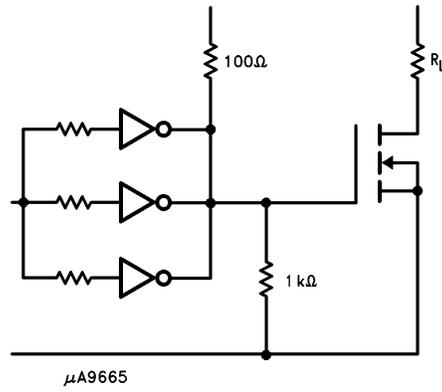
图31. 脉冲宽度调制器



注：电压下降时间=63ns，电压上升时间=74ns

TL/G/10063 - 38

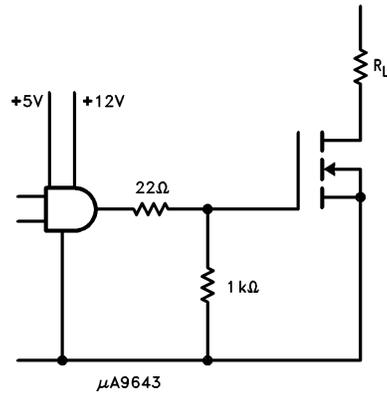
图32. 带有加速电容的脉冲变压器



注：电压下降时间=200ns，电压上升时间=84ns

TL/G/10063 - 39

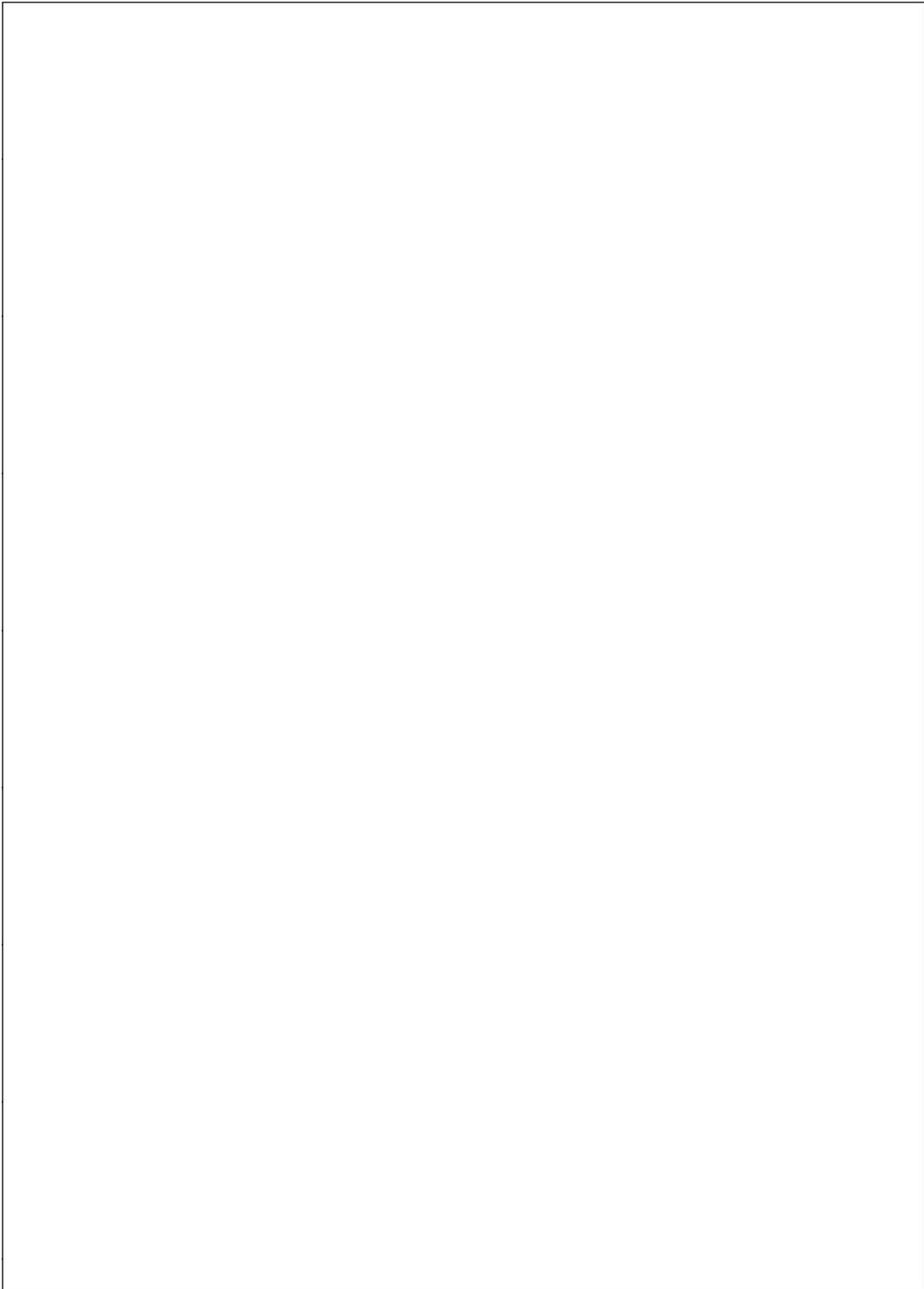
图33. 用接口电路驱动



注：电压下降时间=70ns，电压上升时间=30ns

TL/G/10063 - 40

图34. 用接口电路驱动



## 注释

对于上述任何电路的使用，美国国家半导体公司不承担任何责任且不默示任何电路专利许可。美国国家半导体公司保留随时更改上述电路和规格的权利，恕不另行通知。  
想了解最新的产品信息，请访问我们的网址：[www.national.com](http://www.national.com)。

## 生命支持策略

未经美国国家半导体公司的总裁和首席律师的明确书面审批，不得将美国国家半导体公司的产品作为生命支持设备或系统中的关键部件使用。特此说明：

1. 生命支持设备/系统指：(a) 打算通过外科手术移植到体内的生命支持设备或系统；(b) 支持或维持生命，依照使用说明书正确使用时，有理由认为其失效会造成用户严重伤害。
2. 关键部件是在生命支持设备或系统中，有理由认为其失效会造成生命支持设备/系统失效，或影响生命支持设备/系统的安全性或效力的任何部件。

## 禁用物质合规

美国国家半导体公司制造的产品和使用的包装材料符合《消费产品管理规范 (CSP-9-111C2)》以及《相关禁用物质和材料规范 (CSP-9-111S2)》的条款，不包含CSP-9-111S2限定的任何“禁用物质”。  
无铅产品符合RoHS指令。



**National Semiconductor**  
**Americas Customer**  
**Support Center**  
Email: [new.feedback@nsc.com](mailto:new.feedback@nsc.com)  
Tel: 1-800-272-9959

**National Semiconductor**  
**Europe Customer Support Center**  
Fax: +49 (0) 180-530 85 86  
Email: [europa.support@nsc.com](mailto:europa.support@nsc.com)  
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6203  
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171  
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

**National Semiconductor**  
**Asia Pacific Customer**  
**Support Center**  
Email: [ap.support@nsc.com](mailto:ap.support@nsc.com)

**National Semiconductor**  
**Japan Customer Support Center**  
Fax: 81-3-5639-7507  
Email: [jpn.feedback@nsc.com](mailto:jpn.feedback@nsc.com)  
Tel: 81-3-5639-7560

[www.national.com](http://www.national.com)

## 重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合TI 标准保修的适用规范。仅在TI 保证的范围内, 且TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于TI 的产品手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

TI 产品未获得用于关键的安全应用中的授权, 例如生命支持应用(在该类应用中一旦TI 产品故障将预计造成重大的人员伤亡), 除非各方官员已经达成了专门管控此类使用的协议。购买者的购买行为即表示, 他们具备有关其应用安全以及规章衍生所需的所有专业技术和知识, 并且认可和同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由TI 提供, 但他们将独力负责满足在关键安全应用中使用其产品及TI 产品所需的所有法律、法规和安全相关要求。此外, 购买者必须全额赔偿因在此类关键安全应用中使用TI 产品而对TI 及其代表造成的损失。

TI 产品并非设计或专门用于军事/航空应用, 以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品属于“军用”或“增强型塑料”产品。只有TI 指定的军用产品才满足军用规格。购买者认可并同意, 对TI 未指定军用的产品进行军事方面的应用, 风险由购买者单独承担, 并且独力负责在此类相关使用中满足所有法律和法规要求。

TI 产品并非设计或专门用于汽车应用以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品符合ISO/TS 16949 要求。购买者认可并同意, 如果他们在汽车应用中使用任何未被指定的产品, TI 对未能满足应用所需要求不承担任何责任。

可访问以下URL 地址以获取有关其它TI 产品和应用解决方案的信息:

	产品		应用
数字音频	<a href="http://www.ti.com.cn/audio">www.ti.com.cn/audio</a>	通信与电信	<a href="http://www.ti.com.cn/telecom">www.ti.com.cn/telecom</a>
放大器和线性器件	<a href="http://www.ti.com.cn/amplifiers">www.ti.com.cn/amplifiers</a>	计算机及周边	<a href="http://www.ti.com.cn/computer">www.ti.com.cn/computer</a>
数据转换器	<a href="http://www.ti.com.cn/dataconverters">www.ti.com.cn/dataconverters</a>	消费电子	<a href="http://www.ti.com/consumer-apps">www.ti.com/consumer-apps</a>
DLP® 产品	<a href="http://www.dlp.com">www.dlp.com</a>	能源	<a href="http://www.ti.com/energy">www.ti.com/energy</a>
DSP - 数字信号处理器	<a href="http://www.ti.com.cn/dsp">www.ti.com.cn/dsp</a>	工业应用	<a href="http://www.ti.com.cn/industrial">www.ti.com.cn/industrial</a>
时钟和计时器	<a href="http://www.ti.com.cn/clockandtimers">www.ti.com.cn/clockandtimers</a>	医疗电子	<a href="http://www.ti.com.cn/medical">www.ti.com.cn/medical</a>
接口	<a href="http://www.ti.com.cn/interface">www.ti.com.cn/interface</a>	安防应用	<a href="http://www.ti.com.cn/security">www.ti.com.cn/security</a>
逻辑	<a href="http://www.ti.com.cn/logic">www.ti.com.cn/logic</a>	汽车电子	<a href="http://www.ti.com.cn/automotive">www.ti.com.cn/automotive</a>
电源管理	<a href="http://www.ti.com.cn/power">www.ti.com.cn/power</a>	视频和影像	<a href="http://www.ti.com.cn/video">www.ti.com.cn/video</a>
微控制器 (MCU)	<a href="http://www.ti.com.cn/microcontrollers">www.ti.com.cn/microcontrollers</a>		
RFID 系统	<a href="http://www.ti.com.cn/rfidsys">www.ti.com.cn/rfidsys</a>		
OMAP 机动性处理器	<a href="http://www.ti.com/omap">www.ti.com/omap</a>		
无线连通性	<a href="http://www.ti.com.cn/wirelessconnectivity">www.ti.com.cn/wirelessconnectivity</a>		
	德州仪器在线技术支持社区		<a href="http://www.deyisupport.com">www.deyisupport.com</a>

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道 1568 号, 中建大厦 32 楼 邮政编码: 200122  
Copyright © 2011 德州仪器 半导体技术 (上海) 有限公司