



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 97103343.9

[45] 授权公告日 2003 年 12 月 24 日

[11] 授权公告号 CN 1132312C

[22] 申请日 1997. 3. 20 [21] 申请号 97103343. 9

[30] 优先权

[32] 1996. 3. 20 [33] DE [31] 19610895. 0

[71] 专利权人 ABB 研究有限公司

地址 瑞士苏黎世

[72] 发明人 P · 约尔格

[56] 参考文献

EP0690572A2 1996. 01. 03 H03K17/16

US5383082A 1995. 01. 17 H03K17/08

审查员 张 璇

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

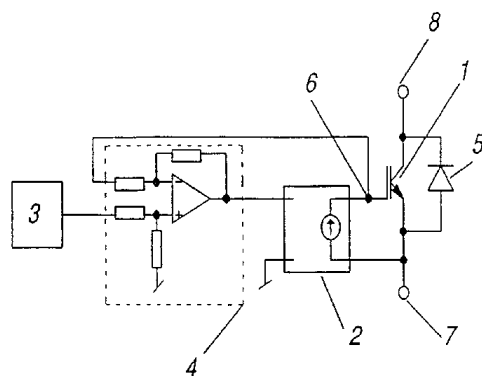
代理人 程天正 萧掬昌

权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 2 页

[54] 发明名称 控制导通带绝缘栅电极的双极晶体
管的方法及装置

[57] 摘要

控制 IGBT 导通的方法和装置。与先有技术不同, 本发明不将栅极电压而是将栅极电流作为控制量。此电流依据加在栅极上的电压实际值与相应的额定值比较的结果对栅极进行加载。在导通过程中负载电流沿预先确定的轨迹进行调节。在负载一侧不需要对电流进行检测。代之的是利用这一事实: 在 IGBT 中 MOSFET 导通期间其特性占主导地位。



1.一种控制导通绝缘栅双极晶体管的方法，其特征在于：用控制电流给栅电极加载，此电流是依据在栅电极所加电压的实际值与预先确定的额定值相比较所得的结果形成的；其中，把预先确定的电压上升函数
5 作为额定值，所述电压上升函数包括三个部分，其中，在第一部分电压上升至绝缘栅双极晶体管的阈值电压，在第二部分电压由阈值电压上升至使绝缘栅双极晶体管得到满负载电流的栅极电压值，以及在第三部分电压再上升至栅极电压的最大值。

2.根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于：所述电压上升函数的
10 三个部分曲线呈倾斜式上升，在第一部分中上述曲线的斜率大于在其它两部分中的斜率。

3.根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于：所述电压上升函数第一和第二部分中电压以 $\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$ 函数曲线形的总上升来实现，并且所述电压上升函数第三部分同样具有 $\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$ 函数曲线形状，其中在所述电压上
15 升函数的第一部分中所述曲线的斜率大于在所述电压上升函数的第二部分中的斜率。

4.根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于：在所述电压上升函数的第一和第三部分电压呈直线形上升，而在中间的第二部分中电压上升的曲线具有平方根函数的形状。

20 5.一种控制导通绝缘栅双极晶体管的装置，包括：

用控制电流加载的栅电极，此电流是依据在栅电极所加电压的实际值与预先确定的额定值相比较所得的结果形成的；

位于上述栅电极和绝缘栅双极晶体管的阴极之间的电压控制的电流源；和

25 一个函数发生器（3），其输出端与比较器第一输入端连接，其中，比较器的第二输入端的电压为加在栅电极（6）上的电压，和

比较器的输出端经比例调节器与压控电流源（2）的控制输入端相连接，比较器和比例调节器集成在一个差分放大器（4）内。

6.根据权利要求 5 所述的装置，其特征在于：所述函数发生器（3）
30 产生一电压上升函数，它包括两个部分，其中，在第一部分中电压上升

至绝缘栅双极晶体管的阈值电压，而在第二部分中电压由阈值电压上升至栅极电压的最大值。

5 7.根据权利要求 5 所述的装置，其特征在于：所述函数发生器 (3) 产生一电压上升函数，所述电压上升函数包括三个部分，这三部分曲线呈倾斜式上升，其中第一部分的斜率大于其它两部分的斜率。

8.根据权利要求 7 所述的装置，其特征在于：在所述电压上升函数的第一和第二部分中电压的上升以 $\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$ 函数曲线的总上升来实现，并且在所述所述电压上升函数的第三部分中同样具有 $\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$ 函数曲线形状。

10 9.根据权利要求 7 所述的装置，其特征在于：所述电压上升函数发第一和第三部分呈直线形上升，而所述电压上升函数的中间的第二部分具有平方根函数的形状。

控制导通带绝缘栅电极 的双极晶体管的方法及装置

5 技术领域

本发明涉及大功率电子学领域。本发明具体涉及控制导通绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 的方法, 此外, 本发明还涉及实施该方法的装置。

背景技术

这样一种方法及相应的装置, 例如在文献“栅极驱动 NPT-IGBT 短路特性的优化”, EPE '95, Sevilla, 第 2.213-2.218 页(作者 H.-G. Eckel 和 L. Sack) 及文献“具有新栅极驱动和保护电路的大功率 IGBT 变换器”, EPE '95, 第 1.006-1.070 页(作者 S. Gediga, R. Marquardt, R. Sommer) 中已有叙述。

这样一种装置构成所谓栅极驱动器的一部分。该装置用于控制 IGBT, 就是说它提供所需要的导通和关断脉冲。栅极驱动器的另一个重要的任务是在各种运行状态下保护 IGBT 不受过高电压或过大电流的损害。其中尤其包括对电流和电压上升斜率的限制。对电流上升速度的限制也应用于保护参与开关过程的二极管。已知的一些栅极驱动器, 例如在上述文献“栅极驱动 NPT-IGBT 短路特性的优化”中所提到的, 主要包括一个电压源, 该电压源可以提供两种电压, 一种用于导通状态 (典型值 15V)、一种用于关断状态 (典型值 -15V)。此种双电压源经过限制流入栅极电流的电阻与 IGBT-栅极相连接。为导通 IGBT, 电源由负电压直接转接到正电压。可以被看成是电容器的栅极被充电。栅极电压上升越高, 栅极电流就越小, 随之栅极电压上升就越缓慢。为了限制阳极-阴极电流的上升速度, 曾试图对此上升速度在负载一侧进行检测, 一般是通过测量总是存在的寄生电感上的电压降。以适当的反馈, 常常通过开启一个并联电路让电流从栅极旁流过, 以使充电过程延缓。这种解决方案的缺点是在负载一侧需要一个附加的传感器。此外, 由此得到的信号很小从而易受干扰。IGBT 氧化物电容的充电在导通时往往进行得很慢, 因为此处栅极电阻上驱动电流的电压差很小。与此相关联的负载一侧电压下降的速率很难控制而且往往很慢。

在第二篇文献“具有新栅极驱动和保护电路的大功率 IGBT 换变器”

中曾尝试将此附加的传感器通过在导通时预先确定的一个电压时间函数加以取代。但是，电压源依然要经一个较大的电阻与 IGBT 栅极连接。因此，在栅极上的实际电压显著落后于此电压时间函数。

发明内容

5 因此，本发明的任务是提出一种方法和实现此方法的装置，此装置具有尽可能简单的结构，并且在所有运行状态下导通时使 IGBT 能保持在 SOA (Safe Operation Area, 即：安全工作区)，而且在负载一侧不需要限制或监控装置。此外，此方法在导通时应该允许对电流的上升速率 (dI/dt) 进行调节，而且在负载一侧不需要检测电流值。

10 此项任务是通过以下的技术方案予以解决的。

根据本发明，提供了一种控制导通具有绝缘栅电极的双极晶体管 (IGBT) 的方法，其特征在于：用控制电流给栅电极加载，此电流是依据在栅电极所加电压的实际值与预先确定的额定值相比较所得结果形成的；其中，把预先确定的电压上升函数作为额定值，所述电压上升函数包括三个部分，其中，在第一部分电压上升至 IGBT 的阈值电压，在15 第二部分电压由阈值电压上升至使 IGBT 得到满负载电流的栅极电压值，以及在第三部分电压再上升至栅极电压的最大值。

在上述方法中，这三部分曲线呈倾斜式上升，在所述电压上升函数的第一部分中上述曲线的斜率大于在其它两部分中的斜率。其中，在所20 述电压上升函数的第一和第二部分中电压以 $\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$ 函数曲线形的总上升来实现，并且第三部分同样具有 $\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$ 函数曲线形状，其中在电压上升函数的第一部分中所述曲线的斜率大于在第二部分中的斜率。或者，在所述方法中，在第一和第三部分电压呈直线形上升，而在中间的第二部分中电压上升的曲线具有平方根函数的形状。

25 根据本发明的另一个方面，还提供了一种控制导通绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 的装置，包括：用控制电流加载的栅电极，此电流是依据在栅电极所加电压的实际值与预先确定的额定值相比较所得的结果形成的；位于上述栅电极和 IGBT 的阴极之间的电压控制的电流源；和一个函数发生器，其输出端与比较器第一输入端连接，其中，比较器的第二30 输入端的电压为加在栅电极上的电压，和比较器的输出端经比例调节器

与压控电流源的控制输入端相连接，比较器和比例调节器集成在一个差分放大器内。

在所述装置中，所述函数发生器产生一电压上升函数，它包括两部分，其中，在第一部分中电压上升至 IGBT 的阈值电压，而在第二部分中电压由阈值电压上升至栅极电压的最大值。或者，所述电压上升函数包括三个部分，这三部分曲线呈倾斜式上升，其中第一部分的斜率大于其它两部分的斜率。优选地，在所述电压上升函数的第一和第二部分中电压的上升以 $\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$ 函数曲线的相同的斜率来实现，并且在第三部分中同样具有 $\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$ 函数曲线形状，第一部分的斜率大于第二部分的斜率。

或者，所述第一和第三部分呈直线形上升，而中间的第二部分具有平方根函数的形状。

所以，本发明的核心是：与先有技术相反，本发明不是将栅电压而是将栅电流作为控制量。此电流依据加在栅极上电压的实际值与相应的额定值比较的结果对栅极进行加载。在导通过程中，负载电流沿预先确定的轨迹进行调节。尽管如此，在负载一侧不需要检测电流值。取而代之的是利用这样的事实，即在 IGBT 中 MOSFET（金属氧化物半导体场效应晶体管）接通期间其特性占主导地位。可以证明（见下述），一旦栅极电压大于阈值电压，则在栅极电压与负载电流之间就存在着平方函数关系。这种关系直到满负载电流时一直有效。栅极电压沿某一确定的轨迹由关断态进入导通态的控制可使负载电流与此电压呈平方比例上升。反之，可容易地由栅极电压曲线计算出所需负载电流曲线。

IGBT 的栅极是一个电容，现在必须对其上的电压加以控制。控制量只能是流入栅极的电流。一种简单的比例调节器可满足控制的需要。于是栅极电流与所要求的栅极电压和实际栅极电压之差成正比。在电路技术的实施中，一个函数发生器经一个比较器和一个比例调节器与一个压控电源连接。对此函数发生器沿着一条选定的曲线加以控制。这样控制的电流源为 IGBT 的栅极提供所需的控制电流。

本发明除全面控制导通过程中电流的上升外，也还为其它运行状态带来益处。栅极充电达到阈值电压的过程非常迅速，因为它对负载一侧没有影响。当 IGBT 得到满负载电流之后，通过对栅极电流的限制，也

可以限制 IGBT 上负载一侧电压变化的速率（导通 - du/dt ），因为采用较小的栅极电流可使氧化物电容充电较慢。最后，用预先给定的、适宜的栅极电压的额定曲线，也可以在 IGBT 关断时对电压上升施加影响。

在本申请中，还给出本发明的其它实施例。

5 下面借助包含在各附图中的实施例进一步阐述本发明。

附图说明

图 1 是实现本发明方法的装置的等效电路图；

图 2 是一个 IGBT - 模型的等效电路；

图 3~5 是几种电压时间函数的曲线图。

10 在符号表中综合给出了附图中所用符号及其含义。原则上，在附图中相同的部分用相同的符号表示。

符号表

1	IGBT
2	电压控制电流源
3	函数发生器
4	差分放大器
5	续流二极管
6	栅电极
7	阴极电极
8	阳极电极

具体实施方式

15 本发明建立在对 IGBT - 模型深入分析的基础上。一个 IGBT - 模型例如在文献“在 Saber 电路模拟器中实现的、实验验证的 IGBT - 模型”，电气与电子工程师学会大功率电子学会刊（IEEE Trans. on Power Electronics），第 9 卷，1994 年 9 月（作者 A. R. Hefner 和 D. M. Diebolt）中已有叙述。此外，下面使用的所有公式都可在此文献中找到。

20 在图 2 中设法把模型公式用电网络可视化。图中元件和电流的符号基本上与上面文献所述一致。特别是输入的电流是高度非线性的。该模型具有 6 个电节点，这些节点必须满足基尔霍夫公式。负载电流包含从双极发射极直接流到阴极的多个分电流并且包括双极发射极流经 MOS - 漏极（= 双极基极）到阴极的那些电流。第一类电流的总和也称为双极电流，后一类称为 MOS 电流。

首先考察 MOS 电流。根据图 2 它包括两部分：即所谓的发射极 - 基极 - DC - 电流 i_{bp} 和由基极电荷变化引起的位移电流 i_{ceb} 。它们的和用 i_b 表示。根据节点规则，电流 i_b 必须等于由漏极 D 到阴极 7 的电流。此电流也可包括三部分：即真正的在 MOS 沟道中的电流 i_{mos} 、反映在高电场中通过突然电离产生载流子倍增的电流 i_{mult} 和在漏极 - 源极 - 电容中的位移电流 $d(Q_{cdsj})/dt$ 。电流 i_{mos} 显示是决定性的。因此电流 i_b 实际等于 i_{mos} 。

其次考察双极电流：它是发射极 - 集电极 - DC - 电流 i_{cp} 和再分布电流 i_{ccer} 之和。电流 i_{ccer} 在导通时可以忽略。电流 i_{cp} 必须进一步单独加以分析。

$$i_{cp} = \left(\frac{1}{1+b} \right) i_{rb} + \left(\frac{b}{1+b} \right) \frac{4D_p}{W^2} Q_{ceb} \quad (1)$$

其中 b : 双极迁移率比

15 D_p : 空穴扩散常数

$W = W(t)$: 中性基区宽度

$Q_{ceb} = Q_{ceb}(t)$: 发射极 - 基极电荷

根据式 (1) i_{cp} 包括反映空穴电流和电子电流之间耦合的分量 (左侧相加数) 和决定电荷的分量 (右侧相加数)。右侧相加数分量约占总负载电流的 10%。

由这些分析得到，对于调节器的设计在导通时负载电流确定为 MOS 沟道中的电流 i_{mos} 和双极电流的由空穴输运和电子输运耦合决定的分量 (式 (1) 中左侧相加数) 之和。所有其它影响都可看成干扰量。

下面研究 MOS 电流和已考虑的双极电流 i_{cp}^* 之间的关系。当忽略右侧相加数时，由式 (1) 得式 (2)。

$$i_{cp}^* = \left(\frac{1}{1+b} \right) i_{rb} \quad (2)$$

MOS 电流 i_{mos} 和双极电流 i_{cp}^* 在发射极节点 E (见图 2) 相加得到 i_{rb} (式 (3))。

$$i_{rb} = i_{cp} * i_{mos} \quad (3)$$

解式(2)求 i_{rb} 并且代入式(2)并随后求解 i_{mos} 得式(4)。

$$i_{mos} = \frac{1}{b} \cdot i_{cp} \quad (4)$$

5 依据式(5)总电流与 MOS 电流相关, 按此公式两电流彼此呈线性关系。

$$i_{rb} = \frac{1}{b} i_{mos} + i_{mos} = \left(\frac{1+b}{b} \right) i_{mos} \quad (5)$$

10 IGBT 由栅极控制。因此下面将寻找栅极量与负载电流之间可用于控制的关系式。在负载电流的上升边缘期间 IGBT 的“内部” MOSFET 处在饱和状态。栅极电压与 MOS 沟道电流之间存在公式(6)示出的众所周知的平方关系。可以看到, 在此状态下栅极电压已经大于阈值电压。

$$i_{mos} = K_p (v_{gs} - v_t)^2 \frac{1}{2} \quad (6)$$

15

其中 K_p : 饱和区中的 MOS 跨导

V_t : MOSFET 阈值电压

V_{gs} : 栅极电压

20 将式(6)代入式(5)得到负载电流与栅极电压之间简单的、适用于导通状态时的平方关系式(7)

$$i_{rb} = \left(\frac{1+b}{b} \right) K_p (v_{gs} - v_t)^2 \frac{1}{2} \quad (7)$$

由此获得用于控制的结论是:

25 通过控制栅极电压可以调节上升期间的负载电流。在负载回路内串联杂散电感上的跨导的测量可以省略。此时控制技术方面的问题必须以另一种方式提出: 流入 IGBT 栅极的电流用作控制量, 而实际上控制 IGBT 的栅极电压才是被控制量。应当指出, 需要解决的控制任务涉及的是所谓轨迹问题, 不同于在工作点的控制。因此, 现在必须找到一条
30 适当的轨迹, 使调节器按这条轨迹进行控制。这一点当然也为电路的设

计展示了附加的自由度。

所以用栅极电流作为控制量就必须对栅极电压进行控制。该控制系统是一个积分器，此积分器由 MOSFET 的栅极 - 源极 - 电容和由氧化物电容构成。然而，氧化物电容只是在导通过程结束前才有影响。比例调节器可作为调节器使用。所得到的闭环系统是个一阶闭环系统，因此也不可能出现振荡。比例调节器的增益受到可提供的最大栅极电流的限制。

图 1 示出这种调节装置的实施例。其中，IGBT 用 1 表示，续流二极管 (Freilauf diode) 5 与其逆并联。这两个元件可以是大功率电子学电路，例如桥式电路连接的多相变换器中的部件。此电路的负载，例如可以是一个强感应驱动电动机。

IGBT1 的控制电极或栅电极 6 由电压控制的电流源 2 馈电。该电流源安置在 IGBT1 的栅电极 6 与阴极 7 之间。控制电压由差分放大器 4 的输出电压所构成。差分放大器 4 由一个比较器和一个比例调节器构成。在 IGBT1 的栅电极 6 处测量栅极电压并与由函数发生器 3 预先给定的电压轨迹进行比较。这种额定值 - 实际值比较的结果将在比例调节器中放大并用于控制电流源 2。

下面介绍几个适用的轨迹方案：其中应达到约 $0.8\text{kA}/\mu\text{s}$ 的电流上升速率。由 -15V (IGBT 截止) 到例如 7V 的阈值电压的电压上升速率可以任意选择，因为它对负载一侧没有影响。这里起限制作用的充其量是由电流源可提供的最大栅电流。所以，在此范围内电压上升速率可以在例如 $3\mu\text{s}$ 内由 -15V 线性地上升至 7V 。按类型和应用栅极电压由阈值电压进一步上升到使 IGBT 获得满电流的 10 至 11V 的电压的方式方法，决定了负载侧电流的性能。最简单的情况是让栅极电压线性上升。于是负载电流按平方律上升。为了达到约 $0.8\text{kA}/\mu\text{s}$ 的上升速度，一个 2.5kV IGBT 的栅极电压必须在 $3\mu\text{s}$ 内由 6.5V 上升至 10.5V 。进一步上升至 15V 导通状态下的稳定电压主要影响 IGBT 的电压下降速度。这里也可以应用一条直线，此直线选择的越陡，则允许 IGBT 上的电压下降的速率就越陡。它的典型值等于中间段的陡度或者比其稍缓，因为，特别是栅极电压在由最后段到此段过渡时是随负载电流变化的。

所以，按上述示例电压轨迹由三段直线 (图 3) 组成。第一段直线由 -15V 上升至阈值电压。第二段在阈值电压处开始并上升至 IGBT 完

全导通时的栅极电压。紧接着，第三段直线再上升至 15V。另一个方案是按 $\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$ 形式把前两段组合在一起的上升曲线，该段曲线使栅极迅速上升至阈值电压。此外，它使负载电流在较低电压范围内比在较高电压范围内上升得要快些。因此，在保护二极管的同时有可能把损耗功率降至最小。然后为简单起见，第三段将同样具有 $\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$ 形式（图 4）。另一种方案也可以把中间段想象成方根函数形式的曲线（图 5）。该方案特别是以与电流曲线下的面积成比例的损耗功率降至最小为特征。

产生上述电压轨迹的函数发生器可以是数字式、也可以是模拟式结构。在模拟式结构中，特别是可以提供 $\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$ 形式的曲线，因为这种曲线可以以简单的方法借助电容器的充电加以实现。在数字式结构中也可实现方根式曲线，例如以查寻表形式存储的函数表。

总之，本发明提出了控制导通 IGBT 的一种方法和相应的装置，这种装置不需要负载一侧的电流或电压测量，而以简单的电路技术方法实现对电流上升的限制。

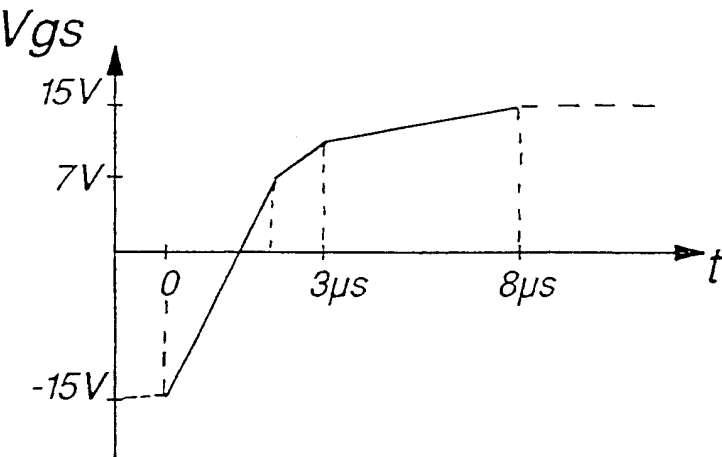


图 3

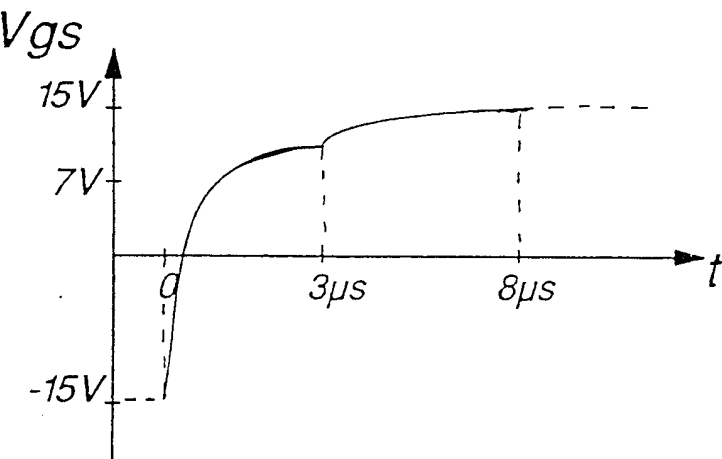


图 4

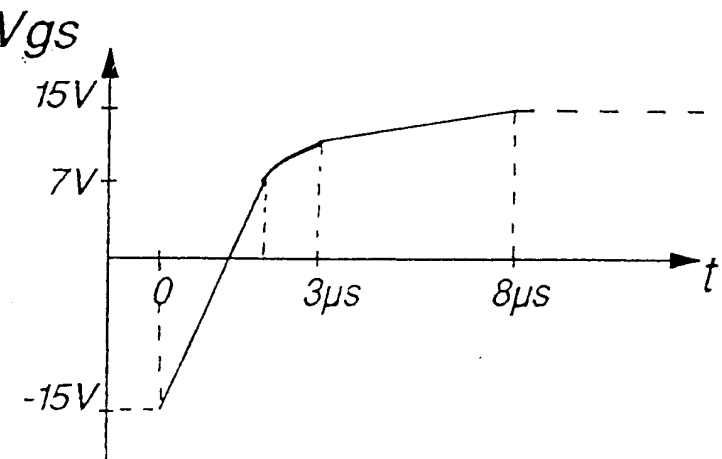


图 5